

l'onde électrique

500^e No

revue mensuelle
de la
Société française
des électroniciens
et des radioélectriciens





**POUR LES EXCURSIONS
LARGES : 300 kHz OU
TRES ETROITES : 3 kHz EN
BOUT D'ECHELLE,
ET DES
FREQUENCES
DE MODULATION
DE 30 Hz A 600 kHz.**

Caractéristiques :

- Calibrateur à quartz incorporé
- 5 gammes d'excursion en F. de 0 à 300 kHz.
- Niveau de sortie constant : 1 mW/50 Ω. Atténuateur 129 dB.
- **FM intérieure :**
1 - 30 - 125 kHz (LF 201)
0,3 kHz à 552 kHz (LF 301)
- **FM extérieure :**
30 Hz à 600 kHz
- **Modulation AM :**
Intérieure : 1000 Hz
Extérieure : 30 Hz à 20 kHz
- Taux réglable de 0 à 80 %
- Possibilités de modulations AM et FM simultanées, intérieures ou extérieures.

**MISE AU POINT, REGLAGE
MAINTENANCE DES
RECEPTEURS AM ET FM
DANS LES TECHNIQUES :**

- FAISCEAUX HERTZIENS (1 A 120 VOIES)
- TELEMESURES
- RADIOTELEPHONIE
- ETC.

Ets GEFFROY, & C^{ie}

S.A. CAP. 9.300.000 F



DOCUMENTATION FRANCO SUR DEMANDE

18, AVENUE PAUL VAILLANT COUTURIER - 78 TRAPPES - TÉL. 462.88.89

TÉLEX : 25705 - CABLE : FERITRAPPES (FRANCE)

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° 500 - novembre 1968 - prix 12 F

sommaire

Editorial : Recherche et information	947
Mémoire temporaire à temps de cycle de 500 ns, J. NICOT, M. BASQUE, J. C. LAVENIR, A. ROUSSET	949
Colloque international sur l'électronique nucléaire. Exposé de clôture et réflexions. 1 ^{ère} partie : Hautes énergies, G. CHARPAK 2 ^{ème} partie : Basses énergies, J. POTTIER	957
Quelques applications de la transformation de Fourier rapide technique puissante et économique de calcul des spectres de Fourier échantillonnés, M. BELLANGER, P. BONNAVAL	962
Analyseur statistique optique, C. SKENDEROFF, F. FEYDER	973
Analyse statistique en temps réel des signaux électriques engendrés par le cerveau : Analyse spectrale, J. BERTHEAS, R. MOUNIER	979
Application de la logique ternaire au calcul incrémental, S. THELLIEZ	989
Une méthode de test automatique pour les ensembles logiques. 1 ^{ère} partie : Etude théorique de l'algorithme de test, P. PIGNAL, G. ROUX, J. VINCENT-CARREFOUR	997
Aide apportée par l'ordinateur à l'ingénieur responsable de la fiabilité d'un système, J. M. GRANGE, J. DORLÉANS	1 004
Réalisation d'un générateur basse fréquence transistorisé, A. GRUMBACH	1 009
Modèle de transistor à effet de champ en petits signaux, à la saturation, J. BOREL, P. DAVID	1 015
Formule permettant la détermination de la portée d'un radar sur une cible quelconque, J. NEUVY	1 022
Correspondance	1 030
Vie de la Société	1 038
Contrats d'études de la D.G.R.S.T., résumés des résultats obtenus	1 042
Documentation technique et communiqués	1 044

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 Générateur-Synthétiseur programmable 300 Hz à 60 kHz, ADRET ELECTRONIQUE Modèle 202.

- Tension de sortie :
1 V — 50 μ (non modulé ou FM)
0,5 V — 50 μ (AM)
Atténuateur 0 à 59 dB (en dB)

- Pureté spectrale :
Bruit de phase : — 70 dB
Signaux non harmoniques : — 80 dB
Signaux harmoniques : — 34 dB

- Oscillateur de recherche

Une description complète de cet appareil sera donnée dans un article de MM. Royer et Charbonnier qui paraîtra dans l'Onde Electrique de Février 1969.

ADRET ELECTRONIQUE S.A.
Avenue Vladimir-Komarov
78-TRAPPES - Tél. 462-83-50

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. GODEFRIDY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.-M. GRANGÉ, 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. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

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'I.N.S.A. 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 Syntec. - 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 Electrique

Secrétaire Général

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

Secrétaires Généraux Adjointes

B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique 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 Electroacoustique. 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. GAUDERNAU	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 697.38

Particuliers résidant en France : 40 F ■ Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans : 20 F ■ Particuliers résidant à l'étranger :

40 F + 5 F pour frais postaux = 45 F ■ Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux = 25 F ■

Sociétés ou Collectivités, à leur gré : 200 F ou 500 F ou 1000 F. ■ Changement d'adresse : joindre 1,50 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 Electrique ».

ont collaboré à ce numéro :



Max BASQUE

Né en 1929
Ingénieur des Télécommunications
Chargé du Département. Commutation
Electronique et automatisme
Centre National d'études
des Télécommunications
38-40, av. du Général-Leclerc,
92-Issy-les-Moulineaux.



Maurice BELLANGER

Né en 1941
Licencié ès mathématiques
pures et appliquées
Ingénieur ENST, Ingénieur du Département
Télé-Sélection Temporelle (TST)
TRT, B.P. n° 21,
92-Le Plessis-Robinson.



Jean BERTHEAS

Né en 1934
Ingénieur AM et ESE, Ingénieur CSF
Division des activités sous-marines
B.P. n° 53, 06-Cagnes-sur-Mer.



Pierre BONNAVAL

Né en 1932
Licencié ès sciences
Ingénieur au Département
Matériels Spéciaux Engins (MES)
TRT B.P. n° 21,
92-Le Plessis-Robinson.



Joseph BOREL

Né en 1938
Docteur ès sciences
Ingénieur EIEG
Chef de groupe
au Laboratoire d'Electronique et de
technologie de l'Informatique du CENG
B.P. n° 269, 38-Grenoble.



Pierre DAVID

Né en 1937
CES d'électricité
Ingénieur ENSE de Grenoble
Ass. au CEPHAG à Grenoble
44, av. Félix-Fialley,
38-Grenoble.



Jean DORLEANS

Né en 1938
Ingénieur de l'Ecole Nationale Supérieure
des Télécommunications
Division Electronique Aérospatiale
de la SA Engins Matra
B.P. n° 1, 78-Vélizy.



François FEYDER

Né en 1940
Diplômé ès sciences physiques
de l'Ecole Polytechnique de Zurich
Depuis 1965 à la CFTH-HB
Actuellement à la SPERAC
Recherche sur la reconnaissance vocale
1, av. Louis-Pasteur,
92-Bagneux.



Jean-Marie GRANGE

Né en 1933
Ingénieur de l'Ecole Navale
et de l'Ecole Nationale Supérieure
des Télécommunications
Chef du groupe Fiabilité
de la Division Electronique Aérospatiale
SA Engins Matra
B.P. n° 1, 78-Vélizy.



Alain GRUMBACH

Né en 1939
Ingénieur Civil des Mines
Laboratoire d'études de CRC
5, rue Daguerre,
42-St-Etienne.



Jean-Claude LAVENIR

Né en 1933
Ancien élève de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur des Télécommunications
Conseiller Technique
à la Direction du CNET
38-40, av. du Général-Leclerc,
92-Issy-les-Moulineaux.



Roger MOUNIER

Né en 1940
Ingénieur AM et ESE
Ingénieur CSF
Division des activités sous-marines
B.P. n° 53, 06-Cagnes-sur-Mer.

ont collaboré à ce numéro :



José NEUVY

Né en 1927
Ingénieur EEMI
Ingénieur de l'Electronique
Marcel Dassault
55, quai Carnot,
92-St-Cloud.



Jean NICOT

Né en 1938
Ingénieur de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur à la Radiotechnique Compelec
41, rue P.-Brossolette,
27-Evreux.



Paul PIGNAL

Né en 1941
Ancien élève de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur au Département Commutation
Electronique et Informatique
Centre National
d'Etudes des Télécommunications
route de Trégastel, 22-Lannion.



André ROUSSET

Né en 1942
Ingénieur INSA Electronique
Chargé de la Division Mémoires rapides
du Département Commutation
électronique et automatisme
Centre National
d'Etudes des Télécommunications
38-40, av. du Général-Leclerc
92-Issy-les-Moulineaux.



Georges ROUX

Né en 1940
Ancien élève de l'école Polytechnique
Ingénieur au Département
Commutation Electronique et Informatique
Centre National d'Etudes
des Télécommunications
route de Trégastel, 22-Lannion.



Claude SKENDEROFF

Ingénieur d'Etudes Radar et Théories
de l'Information Ecole Polytechnique
Ecole Nationale supérieure
de Télécommunications
CFTH-HB
2, rue Latécoère, 78-Vélizy.



Sylvain THELLIEZ

Né en 1934
Ingénieur Arts et Métiers 1956
Master of science 1958 Columbia UN
Maître assistant
Laboratoire d'Automatique
Arts et Métiers
Laboratoire d'Automatique
des Arts et Métiers
21, rue Pinel, Paris-13^e.



Jacques VINCENT-CARREFOUR

Né en 1935
Ancien élève de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur des Télécommunications
Chargé du Département Commutation
Electronique Informatique
Centre National d'Etudes
des Télécommunications
route de Trégastel, 22-Lannion.

résumés

MÉMOIRE TEMPORAIRE RAPIDE ★ TORES DE FERRITE

MÉMOIRE TEMPORAIRE A TEMPS DE CYCLE DE 500 ns, par J. NICOT, M. BASQUE, J.C. LAVENIR et A. ROUSSET.

La réalisation d'une mémoire temporaire à tores de ferrite ayant un temps de cycle de 500 ns impose de nombreuses contraintes d'ordre technique et technologique.

Après avoir énoncé les idées directrices qui ont guidé la conception et l'étude d'une telle mémoire, les auteurs exposent les difficultés de réalisation, les solutions retenues et les résultats obtenus.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 949 à 956)

TRANSFORMATION DE FOURIER ★ FORTRAN

QUELQUES APPLICATIONS DE LA TRANSFORMATION DE FOURIER RAPIDE, TECHNIQUE PUISSANTE ET ÉCONOMIQUE DE CALCUL DES SPECTRES DE FOURIER ÉCHANTILLONNÉS, par M. BELLANGER et P. BONNAVAL.

On présente les études théoriques qui ont abouti à cette technique de calcul et l'on décrit deux algorithmes que l'on applique ensuite à quelques cas concrets.

Les listes FORTRAN sont données avec les temps de calcul sur calculateur CONTROL DATA 6400. Les avantages de cette méthode, de ses principaux domaines d'applications sont passés en revue.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 962 à 972)

ANALYSEUR STATISTIQUE OPTIQUE ★ TRACEUR DE COURBE

ANALYSEUR STATISTIQUE OPTIQUE, par S. SKENDEROFF et F. FEYDER.

La description d'un analyseur statistique optique et de ses applications possibles est donnée dans cet article. Parmi les applications, on compte essentiellement la possibilité de tracer rapidement la courbe donnant la distribution d'amplitude (densité de probabilité) d'un signal quelconque — par exemple d'un bruit — et d'en déduire facilement la valeur moyenne et la valeur quadratique moyenne.

Quelques applications sont décrites. Le but de cet article est de familiariser le lecteur avec un appareil simple, susceptible de pouvoir lui rendre beaucoup de services.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 973 à 978).

ANALYSE SPECTRALE STATISTIQUE ★ TEMPS RÉEL ★ ELECTROENCÉPHALOGRAPHIE

ANALYSE STATISTIQUE EN TEMPS RÉEL DES SIGNAUX ÉLECTRIQUES ENGENDRÉS PAR LE CERVEAU : ANALYSE SPECTRALE, par J. BERTHEAS et R. MOUNIER.

Après un bref rappel des notions d'analyse statistique des signaux, on décrit une méthode et un appareil d'analyse spectrale en temps réel des signaux EEG.

Trois voies de signaux EEG sont analysées simultanément avec une sélectivité de 0,25 Hz dans la bande de 0,5 Hz à 25 Hz et un temps d'intégration variable de 16 à 128 s.

L'analyseur est compatible avec les enregistreurs utilisés en EEG, ce qui permet l'obtention simultanée du tracé habituel et du spectre.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 979 à 988)

LOGIQUE TERNAIRE ★ CALCUL INCREMENTAL ★ SEMICONDUCTEURS

APPLICATION DE LA LOGIQUE TERNAIRE AU CALCUL INCRÉMENTAL, par S. THELLIEZ.

L'étude, la construction à l'aide de semiconducteurs d'opérateurs logiques ternaires fiables et la recherche de méthodes de synthèse des structures ternaires permettent d'envisager, dans l'hypothèse d'une représentation ternaire algébrique des informations discrètes, l'implantation d'éléments de calcul incrémental en vue d'applications à la réalisation de structures de calcul spécialisées.

Après une description du fonctionnement des opérateurs logiques ternaires réalisés à l'aide de semiconducteurs, différents types de structures de calcul incrémental pouvant se construire à l'aide de ces circuits sont donnés et leurs avantages, comparés.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 989 à 996).

TEST AUTOMATIQUE ★ ENSEMBLES LOGIQUES

MÉTHODE DE TEST AUTOMATIQUE POUR ENSEMBLES LOGIQUES. 1^{re} Partie : ÉTUDE THÉORIQUE, par P. PIGNAL, G. ROUX et J. VINCENT-CARREFOUR.

Principes d'une méthode donnant, pour un réseau de logique, un ensemble de tests permettant de déclarer que le réseau fonctionne normalement.

Le principe de l'algorithme est la « propagation de la faute ». Les propriétés du « chemin de propagation de la faute » ont permis de diminuer la redondance afin d'effectuer simultanément un grand nombre de tests. On peut alors définir un ensemble de tests élémentaires initiaux qui couvre toutes les fautes.

Les éléments séquentiels du schéma (bascules) sont utilisés pour la mémorisation des résultats de tests.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 997 à 1003)

ORDINATEUR ★ FIABILITÉ ★ TRI SELECTIF UNITAIRE

AIDE APPORTÉE PAR L'ORDINATEUR A L'INGÉNIEUR RESPONSABLE DE LA FIABILITÉ D'UN SYSTÈME, par J.M. GRANGE et J. DORLÉANS.

Cet article fait le point de ce qu'il est actuellement possible de faire en France en matière de fiabilité d'un système complexe grâce à l'utilisation d'un ordinateur. On insiste plus particulièrement sur l'analyse de la conception des circuits, sur les défauts par dérive, sur l'influence des modes de défaut des composants en utilisant les programmes bien connus : ECAP, CIRC, IMAG qui sont effectivement disponibles en France. Il est fait mention enfin, de l'exploitation des résultats d'essais de composants et du bénéfice que ces méthodes apportent au tri sélectif unitaire (screening) des composants de très haute fiabilité.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 1004 à 1008)

OSCILLATEUR SINUSOIDAL « R-C » ★ LARGE BANDE ★ FAIBLE DISTORSION ★ STABILITÉ DU NIVEAU

RÉALISATION D'UN GÉNÉRATEUR BASSE-FRÉQUENCE TRANSISTORISÉ, par A. GRUMBACH.

On se propose de réaliser un générateur basse-fréquence possédant les caractéristiques suivantes :

Large gamme de fréquence, faible distorsion harmonique, grande stabilité du niveau de sortie. Chacune de ces performances est physiquement limitée. De plus, leur réalisation simultanée conduit à des conditions contradictoires ; ce qui oblige à un compromis.

D'autre part, pour être utilisable, le générateur doit comporter, en plus de l'oscillateur, un certain nombre d'éléments dont les caractéristiques ne doivent pas dégrader celles de cet oscillateur.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 1009 à 1014)

summaries

TERNARY LOGIC ★ INCREMENTAL COMPUTATION ★ SEMICONDUCTOR

APPLICATION OF TERNARY LOGIC TO INCREMENTAL COMPUTATION, by S. THELLIEZ.

The design, construction with the aid of ternary logic reliable components and the research into methods for the synthesis of ternary structures make it possible to envisage, under the hypothesis of an algebraical ternary representation of discrete information, the implantation of incremental computation elements for application in the production of specialised calculation structures.

After a description of the operation of the ternary logic components produced with the aid of semiconductors, different types of incremental computation structures which can be formed with the aid of these circuits are depicted and their advantages compared.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 989 to 996).

HIGH SPEED D.R.O. MEMORY ★ FERRITE CORES

D.R.O. MEMORY OF A 500 ns CYCLE TIME, by J. NICOT, M. BASQUE, J.C. LAVENIR and A. ROUSSET.

The design of a 500 ns cycle time ferite core D.R.O. memory involves numerous technical and technological problems.

The authors give the main ideas which lead the design of this memory, and then explain the difficulties in realization, the choosed options and the results obtained.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 949 to 956)

AUTOMATIC TEST ★ LOGIC UNITS

AN AUTOMATIC TEST METHOD FOR LOGIC UNITS PART I : THEORETICAL ASPECTS, by P. PIGNAL, G. ROUX and J. VINCENT-CARREFOUR.

The authors describe the principles of a method which provides a set of tests for a logic system, in order to establish that the system is functioning normally.

The principle of the algorithm is fault propagation, i.e., the systematic search for a channel able to propagate all faults. The properties of this propagation channel enable redundancy to be reduced, in order that a large number of tests may be carried out simultaneously. It is then possible to define a set of initial elementary tests covering all faults.

The sequential elements of the scheme (rockers) are used for the memorisation of the results of the tests.

L'ONDE ELECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 997 to 1003).

FOURIER TRANSFORMATION ★ FORTRAN

SOME APPLICATIONS OF RAPID FOURIER TRANSFORMATION, AN EFFICIENT AND ECONOMICAL TECHNIQUE FOR THE CALCULATION OF SAMPLED FOURIER SPECTRA, by M. BELLANGER and P. BONNAVAL.

Theoretical observations are submitted, which have led to this calculating technique, and two algorithms are described which are then applied to definite cases.

FORTRAN lists are given, with the calculating time on the CONTROL DATA 6400 computer. The advantages of this method and its principal spheres of application are reviewed.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 962 to 972)

COMPUTER ★ RELIABILITY ★ SCREENING

COMPUTER AIDS FOR RESPONSIBLE ENGINEER FOR THE RELIABILITY OF A SYSTEM, by J.M. GRANGE and J. DORLÉANS.

This article defines the possibilities which exist in France at the present time regarding the aid brough by a computer to the reliability of a complex system. Stress is laid especially on the analysis of the circuit designs : faults caused by drifts and the effect of component failure modes on the circuits, by using well-known programmes : ECAP, CIRC, IMAG, effectively available in France. Mention is also made of the use of component tests and the benefits afforded by these methods to the screening of high reliability components.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 1004 to 1008).

OPTICAL STATISTICAL ANALYSER ★ CURVE PLOTTER

AN OPTICAL STATISTICAL ANALYSER, by S. SKENDEROFF and F. FEYDER.

A description of an optical statistical analyser and its possible applications is provided in this article. The applications include essentially the possibility of rapidly plotting a curve giving the amplitude distribution (probability density) of any signal (for example, of a noise), from which the average value and the average quadratic value may be easily deduced.

A few applications are described. The object of this article is to familiarise the reader with a simple apparatus which is capable of rendering him much service.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 973 to 978)

THE « R-C » SINUSOIDAL OSCILLATOR ★ WIDE BAND ★ LOW DISTORTION ★ LEVEL STABILITY

PRODUCTION OF A TRANSISTORISED LOW-FREQUENCY GENERATOR, by A. GRUMBACH.

The production of a low-frequency generator possessing the following characteristics is envisaged :

Wide frequency range ; low harmonic distortion ; great stability of output level. Each of these characteristics is physically limited. Moreover, their simultaneous application leads to contradictory conditions which necessitate a compromise.

On the other hand, in order to be serviceable, the generator should include, in addition to the oscillator, a certain number of elements whose characteristics must not deduct from those of the oscillator.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 1009 to 1014).

STATISTICAL SPECTRAL ANALYSIS ★ REAL TIME ★ ELECTROENCEPHALOGRAPHY

STATISTICAL ANALYSIS IN REAL TIME OF ELECTRIC SIGNALS PRODUCED BY BRAIN : SPECTRAL ANALYSIS, by J. BERTHEAS and R. MOUNIER.

After a short review of the notions of signal statistical analysis a method and an apparatus for spectral analysis in real time of EEG are described.

Three ways of EEG signals are simultaneously analysed with a selectivity of 0,25 Hz in bandwidth of 0,5 Hz to 25 Hz and an integration time variable from 16 to 128 seconds.

Analysers is compatible with recorders used in EEG, which permits simultaneous obtainment of usual curve and of spectrum.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 979 to 988).

résumés

TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP ★ SATURATION ★ ADMITTANCES DE TRANSFERT ET D'ENTRÉE

MODÈLE DU TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP EN PETITS SIGNAUX, A LA SATURA- TION, par J. BOREL et P. DAVID.

La présente note a pour but de faire une synthèse entre les résultats théoriques obtenus par A. Van Der ZIEL sur le calcul des performances du transistor à effet de champ, l'étude du phénomène réel de saturation et le schéma équivalent proposé par J. BOREL.

A l'aide du calcul des admittances de transfert et d'entrée du schéma équivalent, on peut déterminer directement les valeurs de ces éléments par comparaison aux résultats de Van Der ZIEL. L'effet d'une rétroaction interne est ainsi mis en évidence clairement.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 1015 à 1021).

RADAR ★ MÉTHODE PARAMÉTRIQUE ★ RÈGLE A CALCUL

DÉTERMINATION PRATIQUE DE LA PORTÉE D'UN RADAR, par J. NEUVY.

La détermination de la portée d'un radar s'effectue selon des méthodes statistiques qui ne sont pas toujours immédiates. C'est pourquoi une méthode paramétrique, qui condense sous forme de trois abaques les éléments nécessaires à ce calcul, est proposée. Cette méthode, se ramenant à une somme de décibels, a permis la réalisation d'une règle à calcul à partir de laquelle tout calcul de portée devient très simple.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 1022 à 1029)

summaries

RADAR ★ PARAMETRICAL METHOD ★ RULE

PRACTICAL DETERMINATION OF THE RANGE OF A RADAR, by J. NEUVY.

The determination of the range of a radar is carried out according to statistical methods which are not always immediate. For this reason, a parametrical method is proposed which condenses the elements necessary for this calculation in the form of three abaci. This method involving a total amount of decibels, has enabled a rule to be introduced which simplifies all calculation of range.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 1022 to 1029).

FIELD-EFFECT TRANSISTOR ★ SATURATION ★ TRANSADMITTANCE AND INPUT IMPEDANCE

FIELD-EFFECT TRANSISTOR - SMALL SIGNAL MODEL, by J. BOREL and P. DAVID.

This article is a brief synthesis of theoretical results about FET parameters obtained by A. Van Der ZIEL and the FET equivalent circuit proposed by J. BOREL.

The latter obtained through geometrical considerations gives only an order of magnitude for the value of elements.

By mean of transadmittance and input impedance matching we get directly the value of elements. The intrinsic feedback change the value of the control capacity.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, NOV. 1968 (pp. 1015 to 1021).

l'onde électrique

Editorial du 500^e numéro

RECHERCHE ET INFORMATION

L'essor d'un pays et le rang qu'il peut acquérir ou maintenir dans le monde actuel sont largement conditionnés par l'importance qu'il donne à la Recherche et par les moyens qu'il met en œuvre pour faire participer ses Chercheurs, Ingénieurs, Cadres, Techniciens, ... à son patrimoine de connaissances scientifiques et d'élaborations techniques. Information, Recherches et Recyclage sont trois préoccupations majeures de notre Société.

Un des rôles principaux d'une Société Savante comme la nôtre a toujours été de mettre tout en œuvre pour diffuser les idées nouvelles, les progrès et résultats scientifiques enregistrés parmi ses membres et faire connaître en France et à l'Etranger les personnalités et les équipes les plus affirmées de la Recherche Française.

Les Pouvoirs Publics, pleinement conscients de l'importance de la Recherche, ont créé la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique pour coordonner et soutenir des actions concertées de recherches situées aussi bien dans le Monde Universitaire que dans le Cadre Industriel. Après plusieurs années de fonctionnement, des résultats extrêmement importants ont été acquis et nous récoltons chaque jour le fruit de ces actions.

Il était normal, dans ces conditions, que la SFER propose à la DGRST de mettre à sa disposition les colonnes de sa revue l'Onde Electrique pour diffuser en France et à l'Etranger les résultats de ces actions.

Par son tirage élevé, de plus de 7 000 exemplaires, et ses envois à l'Etranger, plus de 1 000, l'Onde Electrique peut remplir un triple but :

- Informer ses lecteurs ;*
- Faire connaître nos Chercheurs, Ingénieurs, Cadres, Techniciens, en un mot, nos équipes ainsi que leurs idées et travaux ;*
- Servir le prestige de la France.*

C'est pourquoi, à partir de ce numéro qui est le 500^e, nous verrons apparaître dorénavant dans l'Onde Electrique une rubrique nouvelle : la Recherche Electronique Française. Thèmes et résultats.

Vous y trouverez la synthèse des actions concertées soutenues par la DGRST dans ces domaines sous la forme de trois types d'articles :

1. Des courts exposés mensuels résumant les derniers sujets d'études coordonnés par la DGRST et accompagnés des photographies des auteurs et de leurs adresses afin que les lecteurs de l'Onde Electrique puissent se constituer un fichier des équipes de recherches et des thèmes traités.

2. Des articles mensuels d'une longueur habituelle (4-5 pages) rendant compte des résultats constatés dans le cadre d'actions plus étendues que celles ayant trait à un seul sujet.

3. Des études plus développées (10-15 pages) paraissant trois ou quatre fois par an et qui constituent, en fait, une mise au point des acquis scientifiques et techniques obtenus à la suite de plusieurs actions concertées soutenues dans les perspectives à moyen et long termes d'un grand thème de recherches.

Nous pensons que, par son initiative, la SFER aura mis sa revue l'Onde Electrique au service de ses lecteurs et de son pays.

Nous espérons que l'intérêt suscité par cette initiative jettera les bases d'un futur carrefour scientifique et technique auquel la SFER apportera son expérience et ses moyens.

*Le Président de la SFER
A. FESSARD*

RECHERCHE ÉLECTRONIQUE FRANÇAISE — THÈMES ET RÉSULTATS

Mémoire temporaire à temps de cycle de 500 ns

J. NICOT

La Radiotechnique Compélec

M. BASQUE, J.-C. LAVENIR et A. ROUSSET

Centre National d'Études des Télécommunications

1. Introduction

Les efforts pour augmenter la vitesse de fonctionnement des ensembles numériques sont permanents. Ils se justifient par le fait que, le plus souvent, le coût du traitement de l'information est d'autant moins élevé que sa durée est plus faible. Dans le cas particulier des calculateurs utilisés en téléphonie, calculateurs qui, on le sait, fonctionnent en temps réel, l'augmentation de la vitesse de fonctionnement permettrait à une même unité de traiter un nombre plus élevé d'abonnés. C'est pourquoi, dans le cadre des études menées au CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES des TÉLÉCOMMUNICATIONS sur les ensembles numériques, la division « mémoires rapides » du groupement Recherches sur les Machines Electroniques s'est vue confiée l'étude en collaboration avec la RADIO-TECHNIQUE-COMPELEC, d'une mémoire temporaire très rapide, de moyenne capacité.

Le problème posé consistait plus précisément à concevoir et à réaliser, dans un délai de 18 mois, un module de mémoire temporaire présentant les caractéristiques suivantes :

- Capacité de 4 096 mots de 36 éléments binaires chacun soit 147 456 éléments binaires.
- Temps de cycle : 500 ns.
- Plage de fonctionnement en température : 5° à 45 °C.

Le but du présent article est de justifier les choix effectués, d'analyser les solutions retenues et de décrire les résultats obtenus.

2. Caractéristiques principales de la solution retenue

2.1. Point de mémoire utilisé

Commençons par faire remarquer que parmi les différents types de points de mémoire connus lors de l'exécution de ce contrat, seul le tore de ferrite pouvait être, à notre avis, retenu compte tenu des délais impartis. Les films minces déposés sur plans ou fils conducteurs faisaient — et font encore d'ailleurs — l'objet d'intenses efforts de recherches et de développement mais n'étaient pas, en France tout au moins, disponibles sur le marché.

La possibilité d'utiliser en grande quantité un tore de ferrite de dimensions déterminées suppose, au préalable, qu'un certain nombre de problèmes liés à son développement industriel ait été résolu. Ceci concerne essentiellement :

- les moules de fabrication,
- les dispositifs de test automatique des tores,
- l'interconnexion entre les différents fils parcourant les tores, compte tenu du pas de câblage utilisé.
- la sélection et la formation du personnel devant effectuer le câblage des plans.

Tout ceci nécessite, même de la part d'une importante société, de nombreux mois de travail.

Aussi les dimensions du tore à utiliser devaient-elles correspondre à celles de l'un des tores déjà développés à la date de début d'exécution du contrat.

Pour obtenir un temps de cycle de 500 ns, il est nécessaire d'utiliser, quel que soit le type de câblage retenu pour l'empilage, un tore de ferrite dont le temps de basculement soit compris entre 100 et 150 ns. Rappelons que, pour un même matériau magnétique, le temps de basculement d'un tore est d'autant plus court que son diamètre est plus faible. Aussi notre choix s'est-il naturellement porté sur le tore ayant les dimensions les plus réduites : à savoir, 0,5 mm de diamètre extérieur (20 mil).

Cependant, à cette époque, les tores de ce type normalement disponibles sur le marché ne possédaient qu'un temps de basculement de l'ordre de 200 ns, valeur trop élevée pour nos besoins. On a donc été conduit à développer un tore utilisant un matériau à base de lithium-nickel, dont les caractéristiques primaires et secondaires sont données sur le tableau I.

TABLEAU I
Caractéristiques primaires et secondaires du tore utilisé.

	CONDITIONS DE CONTROLE	CONDITIONS D'UTILISATION
I / I _p	1400 / 857	1400 / 857
Temperature	40° C	40° C
Front de montée	30 ns	60 ns
Temps de palier	600 ns	90 ns
u V ₁	59 _ 70 mV	52 _ 65 mV
r V ₁	53 _ 63 mV	50 _ 62 mV
d V _z	12 _ 15,5 mV	6,5 _ 8,5 mV
t s	116 _ 126 ns	146 _ 153 ns
t p	70 _ 73 ns	101 _ 105 ns

Le principal inconvénient de ce tore est évidemment son courant de commande très élevé ; il reste toutefois compatible avec les possibilités des transistors de commutation fort courant normalement disponibles. De plus, le cycle d'hystérésis du matériau est très rectangulaire, le signal de sortie élevé, le coefficient de température très faible ; la conception des circuits électroniques devait en être facilitée. Enfin, le diamètre de 0,5 mm autorise le passage de 4 fils par tore, ce qui permettait d'effectuer un choix parmi les différents types de sélection connus.

2.2. Type de sélection retenu

Pratiquement trois procédés de sélection pouvaient être envisagés :

- la sélection classique à coïncidence de courants à trois ou quatre fils (3D),
- la sélection linéaire ou sélection par mot à deux ou trois fils (2D),

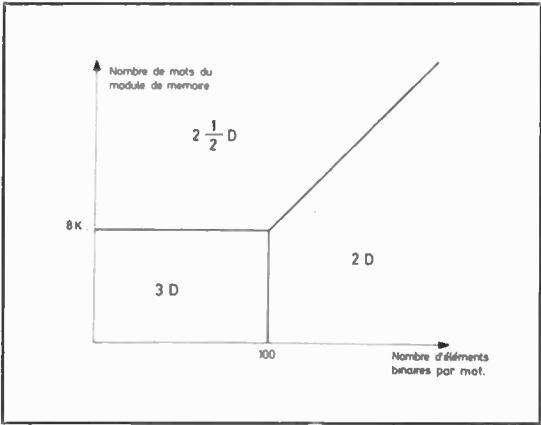


FIG. 1. — Domaine compétitif de chaque type de sélection (point de vue économique).

— la sélection appelée généralement 2 1/2 D qui utilise une coïncidence de courants à la lecture et une sélection par mot à l'écriture.

Une étude de prix de revient par élément binaire a été entreprise afin de déterminer quel était le type de sélection le plus économique étant donné le format à réaliser (4 096 mots de 36 éléments binaires). On admet généralement que chaque type de sélection a son domaine propre c'est-à-dire celui à l'intérieur duquel il est économiquement le plus compétitif (fig. 1).

Il est évident que le nombre des circuits électroniques associés à la mémoire ainsi que les performances que doivent présenter les éléments semi-conducteurs constituent deux facteurs très importants de ce prix de revient. Le choix du type de sélection découle alors des quelques remarques suivantes.

La tension de claquage des transistors disponibles et les délais de propagation des signaux électriques imposent des limites à la longueur des fils de sélection et de lecture. Lors de l'envoi d'une impulsion de courant de commande dans l'empilage, une force contre-électromotrice apparaît aux bornes du fil X ou Y sélectionné dont la self est loin d'être négligeable.

Son amplitude doit être limitée à quelques dizaines de volts : en effet cette tension — ou le double de cette tension — peut être appliquée aux bornes des transistors et diodes utilisés dans les matrices de sélection. De même la vitesse de propagation des signaux étant de 25 cm environ par ns dans les fils de l'empilage, la longueur de ces fils doit être limitée à quelques mètres afin que le temps de propagation reste faible par rapport à la durée des signaux de commande et de lecture. Chaque fil étant, bien entendu, associé à un certain nombre de circuits électroniques on comprend que le coût de la mémoire dépende grandement du type de sélection utilisé et du fractionnement imposé aux différents conducteurs de l'empilage. Les résultats de l'étude du prix de revient nous ont conduits à retenir le procédé de sélection 3 D de type classique (4 fils). L'organisation générale du module de mémoire est représenté figure 2.

On remarquera que tous les tores de la mémoire

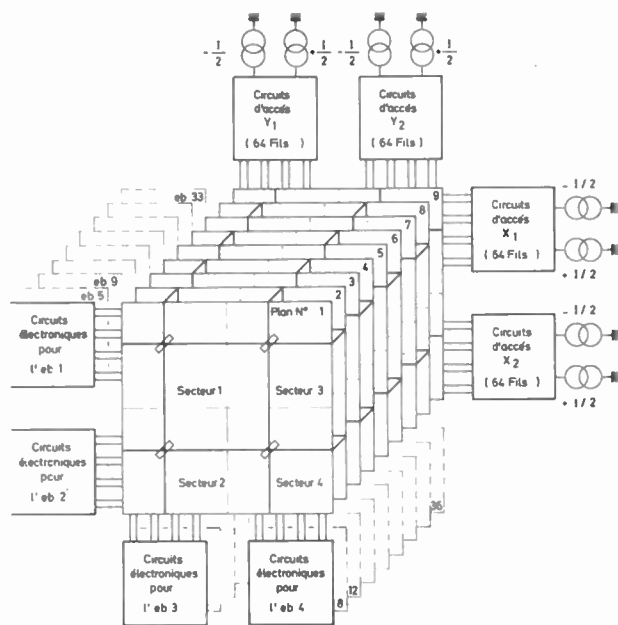


FIG. 2. — Organisation générale de la mémoire.

sont répartis sur neuf plans. Un plan est divisé en quatre secteurs comprenant 4 096 tores chacun. Outre les avantages technologiques qu'elle présente et qui seront étudiés par la suite, cette disposition permet de modifier aisément le format de la mémoire. En effet l'utilisation simultanée de tous les circuits d'accès X et Y permet de sélectionner 4 tores par plan — un par secteur soit 36 tores par cycle mémoire. Dans ce cas, on dispose alors d'une mémoire de 4 096 mots de 36 eb ce qui correspond donc au format prévu par le contrat.

Par contre, l'utilisation d'un seul circuit d'accès X et d'un seul circuit d'accès Y par cycle mémoire

conduit à la sélection d'un seul tore par plan, soit de 9 tores pour l'ensemble de l'empilage ; ce procédé permet ainsi de réaliser une mémoire de 16 384 mots de 9 éléments binaires chacun. L'emploi de deux circuits d'accès X (ou Y) et d'un seul circuit d'accès Y (ou X) conduirait à obtenir 8 192 mots de 18 éléments binaires chacun. Ces modifications peuvent être effectuées dans la réalisation décrite ci-dessous par changement d'un seul circuit imprimé ; elles pourraient d'ailleurs l'être par programme si cette disposition s'avérait utile.

Cette possibilité de changement du format confère à la mémoire une très grande souplesse d'exploitation puisqu'elle permet d'offrir aux utilisateurs différentes longueurs de mots pour une même capacité totale.

2.3. Les circuits électroniques

2.3.1. Circuits d'accès X ou Y

Ils comprennent une double matrice de sélection à diodes et transformateurs ainsi que deux générateurs de courant. Le schéma de principe de cet ensemble est représenté à la figure 3 a.

On remarquera que lors de l'envoi d'une impulsion de courant de commande, on réalise une adaptation parallèle du fil X ou Y sélectionné (fig. 3 b). La résistance d'adaptation Z_c est appliquée aux deux extrémités du fil qui se comporte comme une ligne de transmission. Le courant de commande est envoyé simultanément, par l'intermédiaire du transformateur T_1 aux deux extrémités de cette ligne. La tension maximale qui apparaît à chacune de ces extrémités dépend ainsi des fronts de montée et de descente du courant de commande ainsi que du temps de propagation de ce courant sur la ligne. Ce type d'adaptation, tout en évitant les oscillations, permet de limiter à des valeurs raisonnables la valeur maximale de cette tension (+ 16 V sur le front

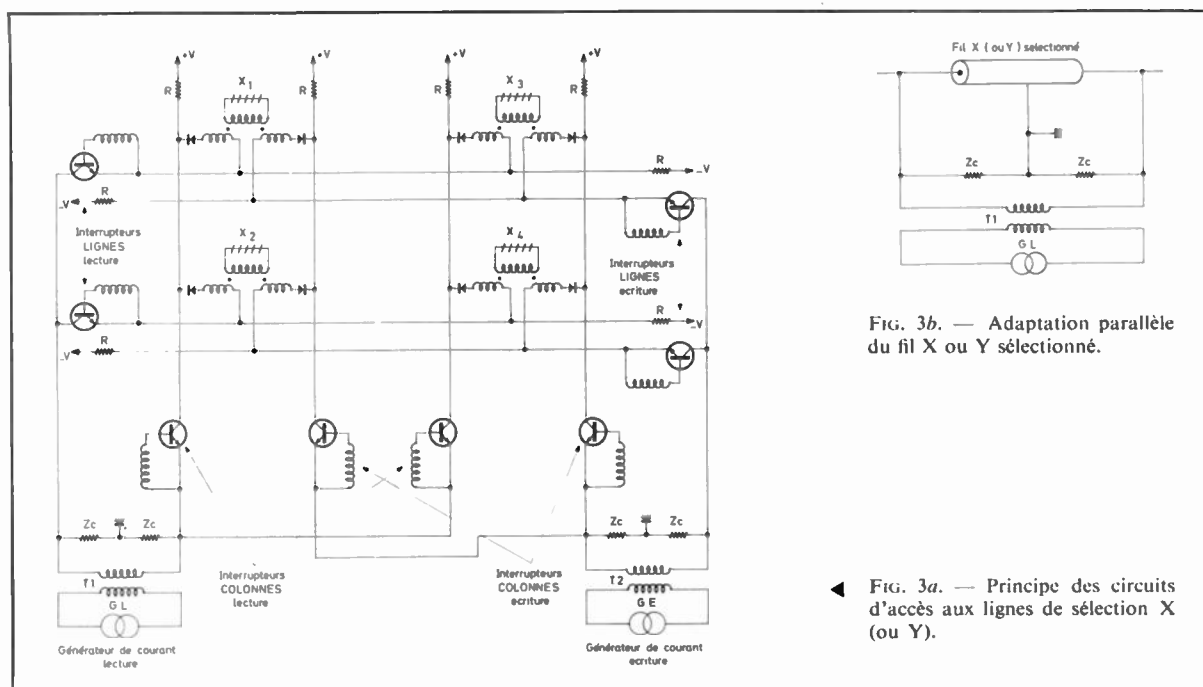


FIG. 3b. — Adaptation parallèle du fil X ou Y sélectionné.

FIG. 3a. — Principe des circuits d'accès aux lignes de sélection X (ou Y).

de montée et — 16 V sur le front de descente). Dans le cas d'une adaptation à une seule extrémité, la valeur maximale de cette tension serait, bien entendu, égale au produit de l'amplitude du courant par l'impédance caractéristique (ce qui ferait de l'ordre de 50 V). De plus, la puissance qui doit être dissipée par les résistances d'adaptation est, elle aussi, fortement réduite.

L'utilisation d'un transformateur, par fil X ou Y à deux enroulements primaires séparés, permet de réduire fortement la valeur des capacités parasites vues par la matrice de sélection.

Le schéma des interrupteurs utilisés dans la matrice d'accès (fig. 4) n'appelle pas de commentaire particulier.

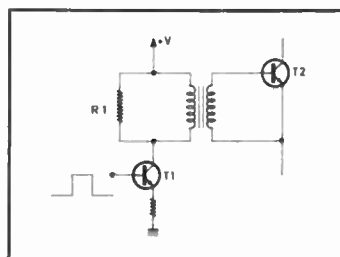


FIG. 4. — Schéma d'un interrupteur.

2.3.2. Les générateurs de courant X ou Y

Etant donné la forte amplitude et la rapidité des fronts des impulsions à transmettre, la réalisation des générateurs de courant exige de nombreuses précautions quant au choix des composants. De plus, le courant délivré étant asservi en température, le circuit doit être à même de fonctionner dans une plage dynamique assez importante, ce qui entraîne une dissipation élevée au niveau des semiconducteurs utilisés. La figure 5 donne le schéma d'un demi-générateur de courant. L'amplitude et le temps de montée du courant sont définis respectivement par V_R et R_2 d'une part et la self L_1 , d'autre part.

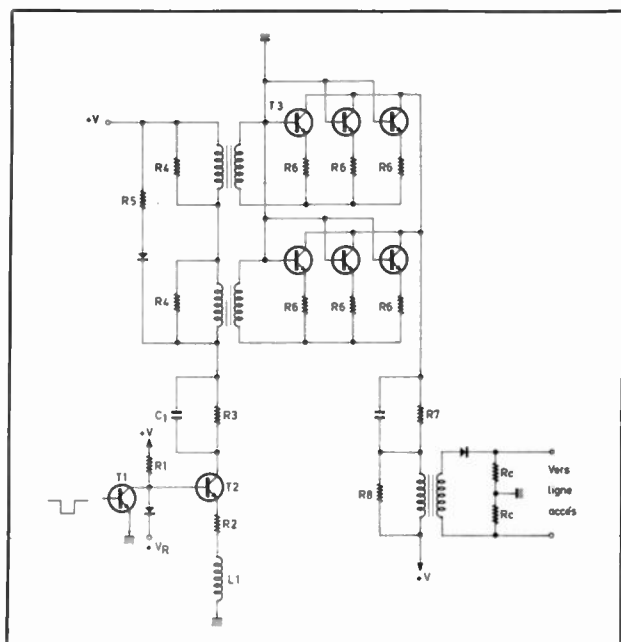


FIG. 5. — Générateur de courant.

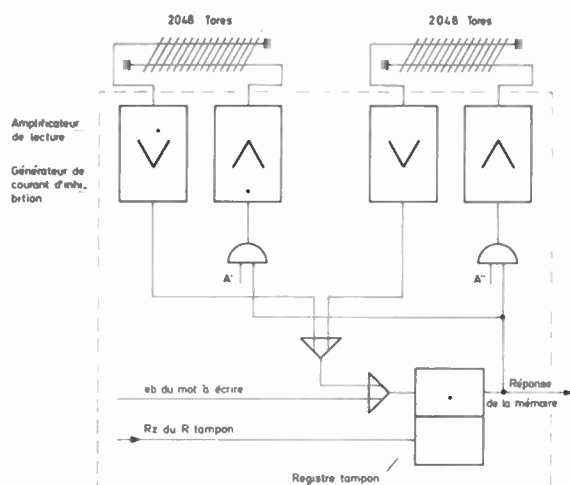


FIG. 6. — Circuits électroniques associés à chaque élément binaire.

2.3.3. Les générateurs de courant d'inhibition

Afin de limiter l'échauffement dans le cas d'une écriture répétée de « O », on a adopté deux lignes d'inhibition par élément binaire (fig. 6). Du fait de la très bonne rectangularité du cycle d'hystérésis du tore utilisé il n'est pas nécessaire d'asservir le courant d'inhibition en température.

Afin de limiter l'échauffement des composants, le générateur utilisé se compose de deux transistors interrupteurs saturés (fig. 7). Le couplage avec la ligne d'inhibition se fait par l'intermédiaire d'un transformateur d'isolement permettant une attaque symétrique de la ligne. L'amplitude du courant est définie par la tension V_2 et la résistance R_4 . Le front de montée est ajusté avec la capacité C_1 . La résistance R_5 permet d'adapter la ligne sur le front de montée du courant. Il est intéressant, par ailleurs, de réduire le temps de descente du courant car le temps de cycle de la mémoire en sera diminué d'autant. La diode D_3 permet de réduire la constante de temps du transformateur de liaison et le réseau R_5D_4 d'amortir les oscillations dues à la self de la ligne.

2.3.4. Les amplificateurs de lecture

Afin de réduire le temps de propagation, donc de diminuer l'incertitude sur la position des réponses,

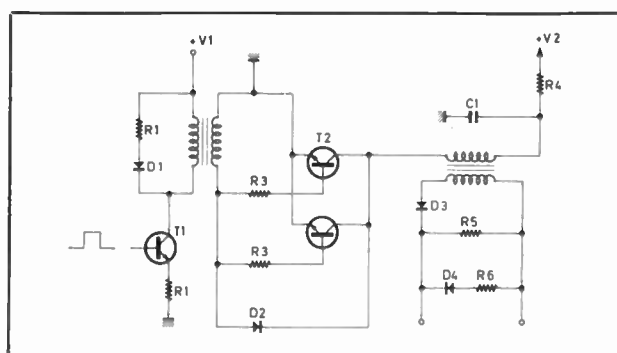


FIG. 7. — Générateur d'inhibition.

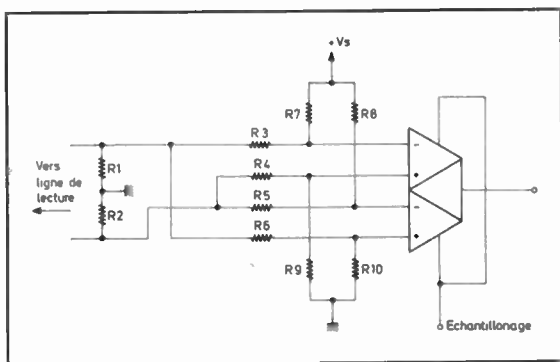


FIG. 8. — Circuit d'entrée des amplificateurs de lecture.

il est intéressant d'utiliser deux lignes de lecture par élément binaire (fig. 8). Les amplificateurs utilisés sont des circuits intégrés comparateurs de tensions. La tension de référence est obtenue à l'aide d'un double pont de résistances. Afin de l'affranchir au maximum du signal de « mode commun » qui apparaît simultanément aux deux extrémités de la ligne de lecture, ce réseau de résistances doit présenter, en régime dynamique, une symétrie parfaite. La figure 8 montre le schéma retenu pour le circuit d'entrée des amplificateurs.

3. Réalisation pratique et technologie

3.1. Les problèmes posés

Les nombreux problèmes posés par la réalisation d'une mémoire rapide à tores de ferrite dépendent essentiellement de trois facteurs que nous allons analyser :

3.1.1. La nature des signaux rencontrés

L'exploitation du point de mémoire, nécessite le traitement simultané de signaux de nature très différente.

On peut distinguer en effet :

- a) des signaux analogiques à fort niveau qui correspondent à l'envoi des courants de sélection ;
- b) des signaux analogiques à faible niveau qui correspondent au basculement des tores ;
- c) des signaux logiques.

Avec l'augmentation de la vitesse de fonctionnement, la notion de couplage parasite devient primordiale. Les signaux à transmettre présentant des fronts très rapides donnent naissance à des champs électromagnétiques localisés qui peuvent être la source de bruits suffisamment importants pour rendre impossible l'exploitation de la mémoire. L'organisation interne de la mémoire, c'est-à-dire la mise en place des circuits sur cartes imprimées et la disposition géométrique de ces cartes autour de l'empilage doit être telle qu'elle rende minimaux les couplages de type capacitif ou inductif.

3.1.2. La puissance dissipée

La valeur élevée du courant de commande et la grande vitesse de fonctionnement contribuent à une

dissipation importante au niveau de l'empilage et des circuits d'accès. Si l'on désire conserver une plage de régulation restreinte pour les courants de commande, il est nécessaire d'introduire une ventilation. La disposition des éléments à forte dissipation, comme par exemple les résistances de définition du courant d'inhibition, nécessite alors une mise en place spéciale permettant un refroidissement maximal.

3.1.3. Délais de propagation

L'étude de la structure générale a mis en évidence l'importance des délais de propagation aussi bien pour les circuits d'accès que pour les circuits de lecture. Il est nécessaire, pour travailler sur des données précises, de considérer chaque conducteur de liaison comme une ligne de transmission et par conséquent d'utiliser systématiquement soit un plan de masse pour les circuits imprimés et les matrices de l'empilage, soit des paires torsadées pour les liaisons externes. La bonne connaissance de l'impédance caractéristique et du délai de propagation de ces lignes permettra d'une part de s'affranchir des phénomènes de réflexion par une adaptation appropriée, et d'autre part de positionner facilement les impulsions de commandes.

3.2. Réalisation de l'empilage

3.2.1. Conception des matrices

On a déjà vu que le dédoublement des matrices d'accès conduisait à utiliser des nappes contenant 4×64^2 tores. Chaque plan comporte deux nappes de tores disposées de part et d'autre d'un circuit imprimé support. Le cuivre du circuit est utilisé comme plan de masse et facilite les échanges calorifiques. Un vernis ayant une très bonne conductibilité thermique et jouant le rôle de diélectrique maintient les tores.

Ce procédé permet d'une part d'uniformiser la température dans le plan et d'autre part de fixer l'impédance caractéristique des lignes. La valeur de la permittivité relative du diélectrique, qui est de 2,4, a été choisie en vue d'établir un compromis raisonnable entre l'augmentation du temps de propagation et la diminution de l'impédance caractéristique. Le vernis utilisé permet en outre d'amortir d'éventuelles oscillations d'origine magnétostrictive. Le tableau II donne les caractéristiques de chacune des lignes de la matrice :

TABLEAU II
CARACTÉRISTIQUES DE CHACUNE DES LIGNES DE LA MATRICE

	Fil X ou Y (1 280 tores)	Fil inhibition	Fil lecture
Résistance	9 Ω 5	9 Ω	9 Ω
Impédance	70 Ω	70 Ω	90 Ω
Temps de propagation	15 ns	16 ns	20 ns

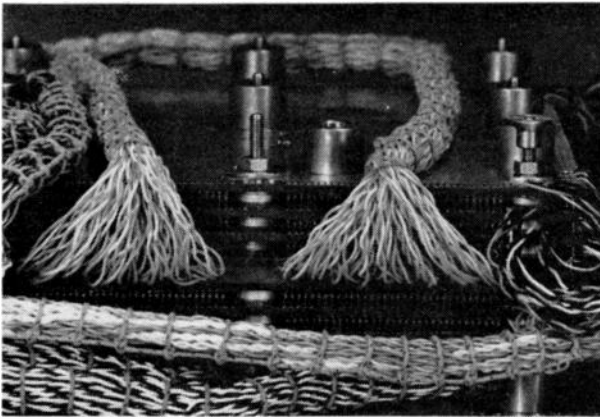


FIG. 9. — Vue de l'interconnexion des matrices.

Les interconnexions entre les circuits supportant les tores se font grâce à des échelles métalliques cambrées. Chacun des barreaux effectue une liaison. Cela permet un positionnement global et une soudure simultanée de tous les barreaux. Les parties communes sont enlevées après soudure. Ce système d'interconnexion est visible sur la figure 9. Il présente par ailleurs l'avantage de ne pas obstruer la circulation de l'air entre les nappes de tores.

3.2.2. Le bloc mémoire

Le bloc mémoire se présente extérieurement sous la forme d'un parallélépipède de $200 \times 170 \times 60$ mm (fig. 10).

L'accès des fils X et Y se fait au milieu de l'empilage et non aux extrémités, ce qui facilite l'adaptation parallèle retenue en symétrisant parfaitement les boucles de parcours des courants.

L'empilage est constitué de quatre circuits imprimés câblés sur les deux faces et de deux autres câblés sur une seule face. Ils sont répartis de part et d'autre d'une galette de raccordement des fils d'accès. Des entretoises métalliques fixent l'écartement entre les plans et permettent une circulation d'air pour évacuer la chaleur dissipée.

Dans le cas le plus défavorable (écriture répétée de zéro), l'élévation interne de la température peut atteindre 45°C . Il est donc souhaitable d'introduire une ventilation afin de réduire la plage de régulation des courants de commande. Dès lors, il était intéressant de profiter de cette ventilation pour refroidir

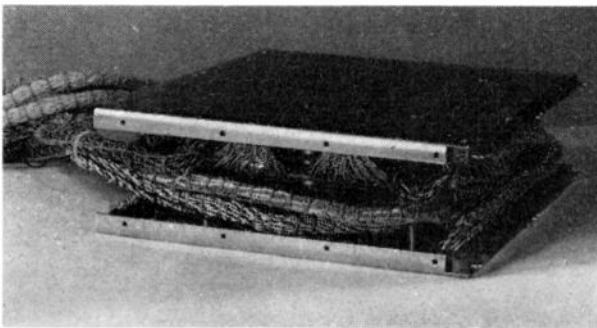


FIG. 10. — Vue d'ensemble de l'empilage réalisé.

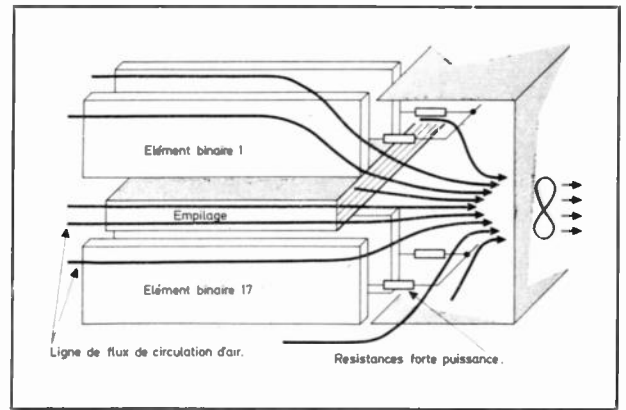


FIG. 11.

dir les résistances de fortes puissances utilisées dans les générateurs d'inhibitions. Une étude approfondie des lignes de flux de circulation d'air a conduit à adopter la disposition de la figure 11. L'élévation de la température à l'intérieur du bloc a pu être ainsi ramenée à 10°C .

3.3. Mise en place des circuits

L'organisation générale des circuits autour de l'empilage a nécessité une étude particulièrement délicate en raison de l'importance du problème des liaisons déjà signalé. En fait si l'on se donne au départ un encombrement extérieur maximal, le problème revient à déterminer les dimensions optimales des circuits imprimés en respectant les principes suivants :

- les liaisons supports de signaux analogiques devront être les plus courtes possibles, ce qui entraîne la réalisation aussi complète que possible d'une fonction analogique sur un seul circuit imprimé ;
- les circuits imprimés ayant la même fonction devront tous avoir la même charge dynamique quelle

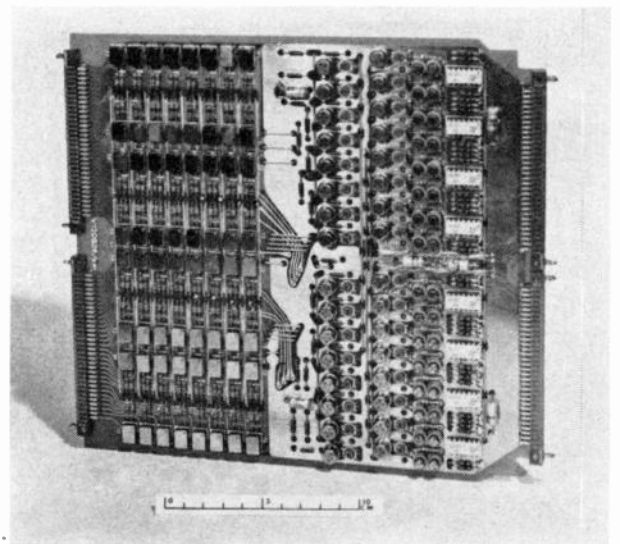


FIG. 12. — Mémoire 500 ns. Matrice de sélection.

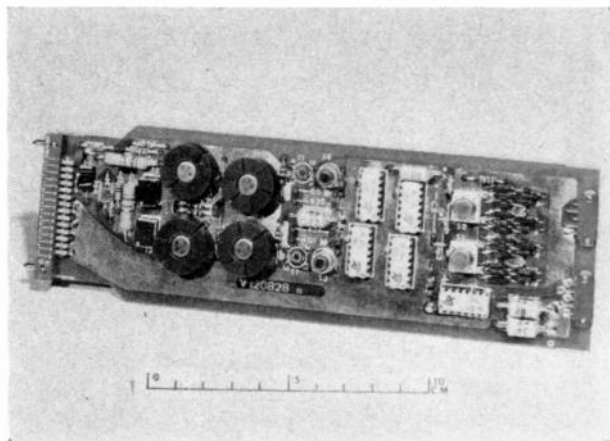


FIG. 13. — Mémoire 500 ns. Carte élément binaire.

que soit leur position. Ceci implique une longueur de connexions invariante pour un même type de liaison ;

— les points de test des circuits imprimés doivent être facilement accessibles afin de pouvoir localiser rapidement des défauts éventuels.

Pratiquement, nous avons donc été conduits à réaliser trois types de cartes :

a) une carte grand format (250×230 mm) permettant de grouper tous les circuits d'un accès X ou Y depuis le décodage jusqu'à la matrice de sélection (fig. 12) ;

b) une carte petit format (210×70) permettant de réaliser une chaîne complète de lecture et d'écriture pour un même élément binaire (fig. 13) ;

c) une carte de format intermédiaire pour les générateurs de courant et les régulateurs de tension.

La mise en place retenue est alors entièrement symétrique avec une nette séparation des fonctions et une boucle lecture-réinscription de longueur minimale (fig. 14).

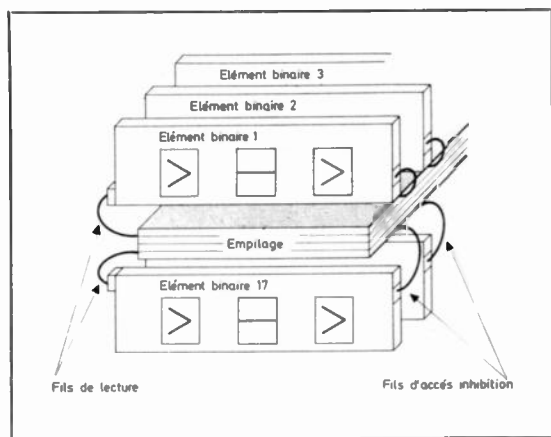


FIG. 14.

4. Résultats obtenus

4.1. Présentation extérieure

La mémoire complète, c'est-à-dire l'empilage, les circuits électroniques associés et les alimentations faible débit, présente les dimensions suivantes : $500 \times 230 \times 400$ mm³ (fig. 15). Toutes les liaisons avec l'extérieur se font par connecteurs et le module de mémoire peut être considéré comme un sous-ensemble indépendant et facilement rapportable dans un ensemble plus complexe.

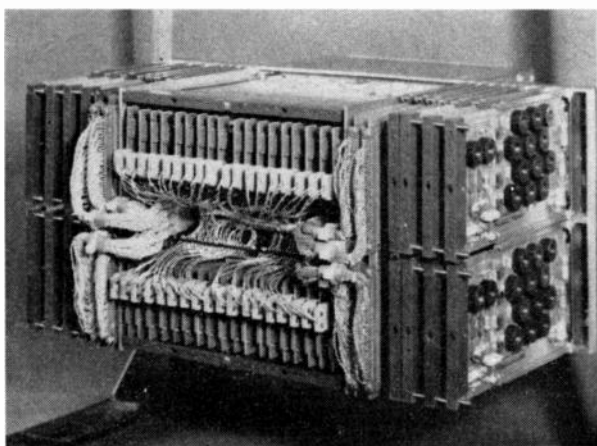


FIG. 15. — Mémoire 500 ns. Vue générale face avant.

4.2. Caractéristiques de fonctionnement

Des essais complets en laboratoire ont montré qu'il était possible de faire fonctionner une telle mémoire avec un temps de cycle (lecture plus réinscription) de 500 ns et un temps d'accès de 220 ns. A cette vitesse, une difficulté essentielle provient de l'alimentation fort débit. En effet l'appel de courant lié à l'écriture peut atteindre 30 A crête avec un front de 80 ns environ. Il est donc nécessaire de stocker une énergie suffisante dans de grosses capacités et l'alimentation doit avoir un temps de réponse suffisamment rapide pour pouvoir recharger ces capacités entre deux interrogations.

La figure 16 montre un cycle complet avec les courants de commande et les signaux de lecture correspondants :

Un dispositif d'essais a été conçu en laboratoire pour réaliser un certain nombre de diagrammes dits « de Shmoo ». Ces derniers permettent de déterminer des zones à l'intérieur desquelles le fonctionnement de la mémoire est garanti compte tenu de toutes les conditions défavorables sur les tensions d'alimentation. Pour cela, on fait varier séparément les courants d'interrogation et le courant d'inhibitions.

Dès qu'une faute est signalée par le testeur, le point de fonctionnement correspondant est reporté sur le graphique. L'ensemble des points ainsi déterminés constitue un diagramme fermé au centre duquel doit se trouver le point de fonctionnement nominal. S'il n'en est pas ainsi, il est facile de décaler les diagrammes en agissant sur la tension de seuil

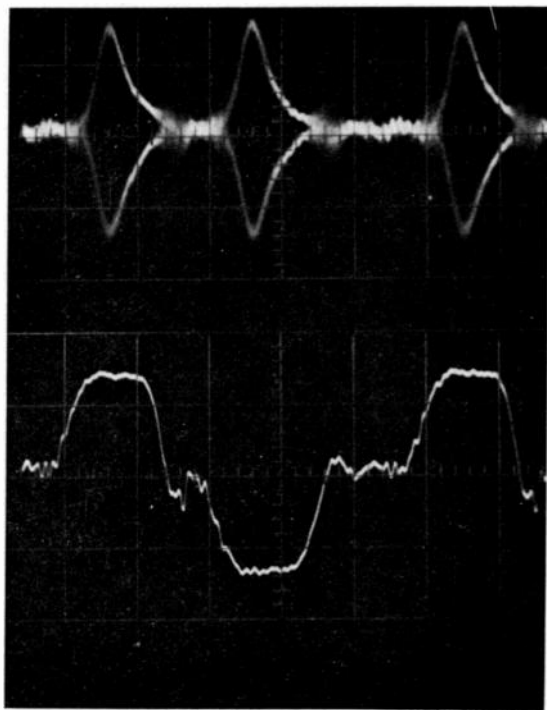


FIG. 16. — Mémoire 500 ns. En haut : signaux de basculement de 4 096 tores. Echelle : vert. : 40 mV/cm. Echelle : horiz. : 100 ns/cm, en bas : demi courants de sélection, échelle : vert. : 500 mA/cm. Echelle : horiz. : 100 ns/cm.

des amplificateurs de lecture. La variation dans un sens ou dans l'autre permet à l'intérieur du diagramme de « s'éloigner » soit des « 1 faibles », soit des « 0 forts ». Il est donc possible de vérifier *a posteriori* les options prises sur les performances à atteindre pour chacun des circuits au moment de leur conception. La figure 17 montre deux diagrammes tracés pour des tensions de seuil de 20 et de 30 mV.

4.3. Consommation

Au repos, la consommation de la mémoire est d'environ 75 W.

En donnant au coefficient d'exploitation la valeur 0,5, un fonctionnement à 500 ns porte cette consommation à 300 W, la dissipation étant surtout localisée au niveau de l'empilage et des générateurs de courant. Grâce au système de ventilation décrit plus haut, le fonctionnement de la mémoire est assuré jusqu'à une température ambiante de 45 °C.

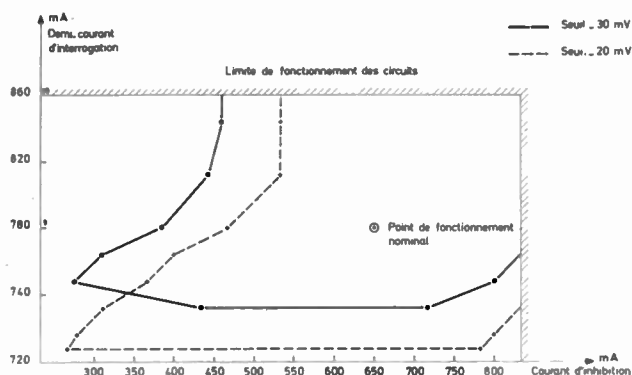


FIG. 17. — Diagrammes de Schmoor.

5. Conclusion

De l'analyse des difficultés rencontrées lors de cette étude, on peut, selon nous, en déduire un certain nombre d'enseignements qui serviront de conclusion à cet article :

— Avec un tore de 0,5 mm de diamètre extérieur, une valeur de 500 ns pour le temps de cycle apparaît comme une limite inférieure qui ne pourrait être franchie qu'au prix d'une augmentation sensible du coût de l'élément binaire. En effet, une vitesse de fonctionnement plus rapide exigerait de très nombreux fractionnements des différents fils de l'empilage, entraînant ainsi un accroissement du nombre des circuits électroniques associés. Le coût de la mémoire s'en trouverait, de ce fait, fortement accru.

— Cette opinion pourrait toutefois être modifiée dans la mesure où de gros progrès seraient accomplis dans l'intégration des circuits fort courant. Les travaux tendant à diminuer les courants de commande des points de mémoire et par conséquent les tensions de claquage des semiconducteurs utilisés — par exemple par l'étude de nouvelles organisations du module — devraient permettre de faciliter la réalisation de ce type de circuits intégrés.

— D'une façon générale, à mesure que la vitesse de fonctionnement augmente, la technologie utilisée a de plus en plus d'influence sur les performances obtenues ; en particulier, les procédés d'assemblage entre les différents sous-ensembles et les techniques mises en œuvre pour diminuer la résistance thermique des composants actifs et passifs constituent les facteurs les plus importants.

Aussi des travaux de recherches orientés vers ce type de problèmes devraient permettre d'améliorer la compétitivité des mémoires à tores de ferrite.

COLLOQUE INTERNATIONAL

SUR L'ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE

EXPOSÉ DE CLOTURE ET RÉFLEXIONS

1^{re} partie : hautes énergies

G. CHARPAK
CERN (Genève)

Trois grands sujets se sont partagé l'intérêt des expérimentateurs en Physique des Hautes Energies : le traitement du flot de données fournies par les détecteurs de particules, l'analyse automatique des films de chambres à bulles, les chambres à étincelles.

Je ne dirai rien du premier sujet, qui est commun aux basses et hautes énergies et dont mon collègue, M. POTTIER, nous parlera.

1. Le traitement automatique des clichés de chambres à traces

Une séance a été consacrée aux progrès accomplis dans le domaine du traitement automatique des clichés de chambres à traces.

Je vous rappelle que, de nos jours, il faut environ 10 s pour mesurer les coordonnées des traces contenues dans un cliché de chambres à bulles. Le cliché n° 1 représente, sur un écran d'oscilloscope, les points mesurés sur un cliché par une machine de dépouillement automatique. Il faut néanmoins, près de 3 mn d'un technicien spécialement entraîné à cet effet pour déterminer si oui ou non un tel cliché contient des événements intéressants définis par des physiciens. Un pointage préalable de certaines trajectoires ou de certains vertex caractérisant ces événements est alors nécessaire pour que les calculatrices liées directement aux instruments de mesure des coordonnées puissent sélectionner et analyser ces événements.

Une partie de la discussion a été centrée sur de nouveaux dispositifs de lecture des coordonnées sur le film. Je ne désire pas m'étendre sur ces techniques qui ne sont pas de ma compétence. Je veux néanmoins mentionner une contribution importante présentée par M. Ch. BALTAY, de Colombia Univer-

sity. Pour la première fois, nous a été présenté un dispositif qui est capable, sans intervention humaine, de distinguer un événement physique sur le cliché. De façon plus spécifique, l'instrument est capable de relever sur le cliché l'existence des événements suivants :

$K^- + p \rightarrow \Sigma^+ + \Pi^-$ avec le Σ se désintégrant en trois corps, ainsi que $K^- + p \rightarrow K^0 + n$.

Dans le premier cas, l'instrument reconnaît une figure ayant la forme 2a.

Dans le second cas, une figure différente (2b).

Dans le premier cas, on peut se demander s'il ne faut pas payer un prix trop grand en temps de calculatrice pour avoir remplacé le technicien qui reconnaît cette figure par une machine qui la reconnaît aussi. Notons toutefois que la calculatrice, une PDP 9, opère cinq fois plus vite que le technicien.

Dans le second cas, il apparaît nettement que, pour reconnaître à l'œil une trace chargée qui disparaît au milieu de la chambre (car les produits immédiats de la réaction sont neutres), l'œil humain

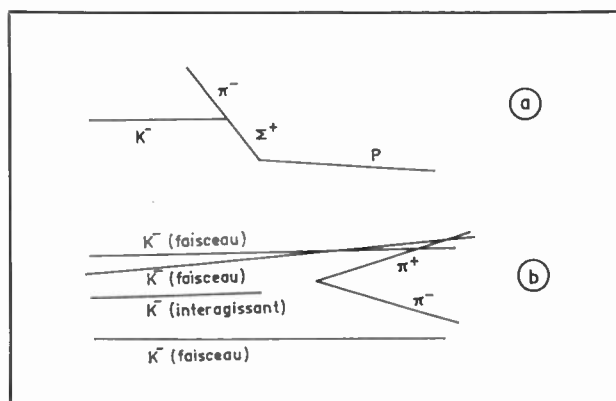


FIG. 2.

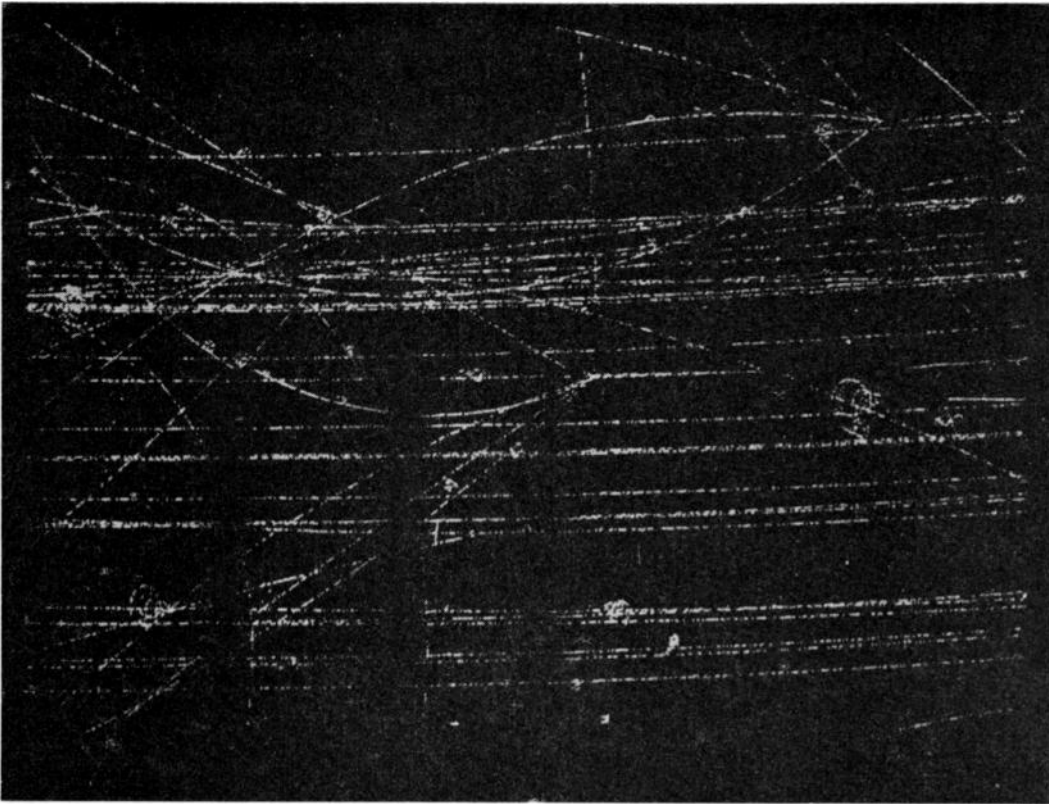
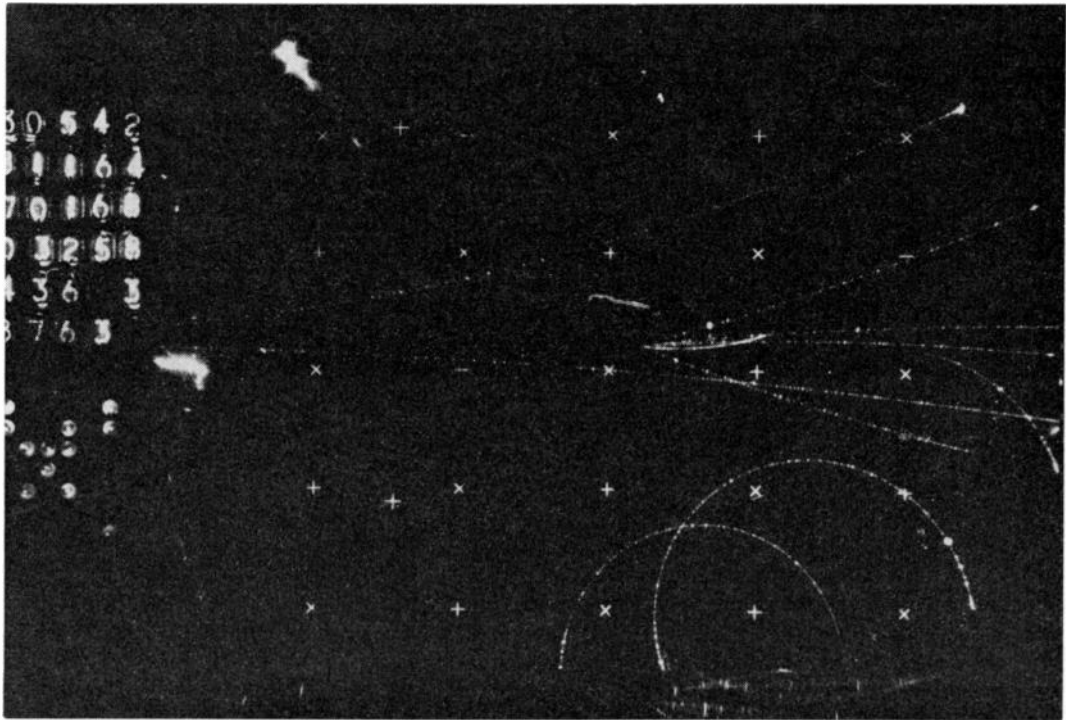


FIG. 1. — Photographie d'un écran d'oscilloscope sur lequel sont reproduites les coordonnées des traces mesurées par une machine automatique de lecture des clichés.

FIG. 3. — Cliché d'un événement nucléaire obtenu à l'aide d'une chambre à streamers : un photon de 18 GeV a produit dans un petit tube d'hydrogène de diamètre 1 cm, placé au centre de la chambre, un événement complexe : 1 proton + 5 pions chargés.



est beaucoup plus imparfait que la machine pour faire une mesure absolue.

J'ai mentionné ce progrès car il était un objectif poursuivi depuis de longues années par divers groupes et aussi parce qu'il se rattache à un sujet beaucoup plus vaste, celui de l'identification de figures complexes par des automatismes qui est un problème clef, par exemple pour la lecture automatique de textes écrits.

2. Les chambres à étincelles

Sous le nom de chambres à étincelles ont été discutés les dispositifs les plus variés dont le seul point commun est qu'à un moment donné un champ électrique intense amplifie l'ionisation primaire produite dans un gaz par le passage de particules. Cependant, lorsque l'amplification varie du facteur 10^3 au facteur 10^{13} , il est évident que les techniques associées sont différentes.

Une grande partie des contributions se rapportait à des techniques dont le principe était connu depuis plusieurs années, par exemple les chambres à streamers et les chambres à étincelles à fils. Elles nous ont apporté le fruit des observations nées de l'expérience auprès de grands accélérateurs. Et il y a certes une différence considérable entre le fonctionnement satisfaisant d'un petit prototype sur une table de laboratoire et la mise au point de certaines d'éléments fiables analysant les réactions produites par un accélérateur coûteux, en ligne avec une grande calculatrice.

2.1. Les chambres à streamers

Je vous rappelle le principe de ces chambres : une impulsion de tension brève, d'une durée d'une dizaine de nanosecondes, de valeur très élevée, typiquement un demi-million de volts pour une chambre de 25 cm, est appliquée dans un gaz après le passage d'une particule. La multiplication qui a lieu autour des électrons primaires reste localisée ; il n'y a pas d'étincelles qui vont jusqu'aux électrodes. L'émission de lumière émise par les avalanches impressionne la pellicule photographique et des événements de configuration très complexe peuvent être observés comme dans une chambre à bulles. Une expérience effectuée à l'aide de ces chambres, à Stanford, et décrite par M. F. VILLA, nous a révélé en détail les problèmes rencontrés par l'utilisation de ces chambres.

Il faut signaler la construction d'une telle chambre auprès de l'accélérateur à électrons de Hambourg, avec une petite cible à hydrogène liquide à l'intérieur du volume utile de cette chambre.

Enfin des groupes soviétiques, qui furent des pionniers dans ce domaine, ont décrit le comportement de ces chambres à hautes pressions, où c'est le gaz de la chambre qui sert de cible aux réactions nucléaires, comme dans une chambre à bulles. Cette chambre est un concurrent des chambres à bulles à hydrogène et son importance croîtra sans doute avec l'avènement d'accélérateurs dont l'énergie dépasse 100 GeV.

Le cliché de la figure 3 illustre la richesse des clichés obtenus avec ces chambres.

2.2. Les chambres à étincelles automatiques

C'est le domaine le plus lié aux préoccupations de ce congrès. Il a été présenté des systèmes qui comportent de 10 000 à 50 000 fils et qui sont effectivement utilisés dans des expériences, en ligne avec des calculatrices. Je vous rappelle que chacun des fils de ces chambres est un détecteur indépendant et qu'il s'agit de stocker, pour chaque événement qui produit des étincelles dans une chambre, la position du fil qui est parcouru par le courant. Les discussions ont permis la confrontation de deux techniques très différentes pour détecter les fils acuis : la méthode des tores, ou le courant d'un fil fait basculer un tore qu'il s'agit de lire ensuite, et la méthode de la magnéto-striction dans un fil en alliage de nickel tendu contre les fils constituant une électrode des chambres. Ces discussions furent de la plus haute importance en raison du développement considérable de ces méthodes. On prévoit, dès à présent, des systèmes comportant des centaines de milliers, voire des millions de fils. Des chambres de 10 m $\times$ 10 m, avec un fil par millimètre sont en voie d'installation, auprès de grands accélérateurs. Et l'option prise quant à la technique de lecture utilisée a des implications pratiques et financières considérables. On peut sans doute conclure que, pour les systèmes moyens, les diverses méthodes ont chacune des avantages différents qui peuvent emporter la décision pour une expérience particulière, mais pour des dispositifs géants c'est la méthode de lecture par magnéto-striction qui prévaudra, sans doute. La tendance au gigantisme s'explique par le fait que le coût de l'heure de fonctionnement d'un accélérateur est tellement élevé qu'il est naturel que l'angle solide maximal soit utilisé pour détecter les particules. D'autre part, beaucoup de phénomènes parmi les plus intéressants sont aussi les plus rares et justifient cette chasse à l'angle solide.

2.3. Les chambres proportionnelles

Enfin je veux signaler un développement dû à un groupe du CERN et qui a des applications variées aussi bien en hautes qu'en basses énergies. Des chambres à fils fonctionnant dans la zone d'amplification proportionnelle ont été mises au point. Elles ne nécessitent plus de déclenchement au moyen de compteurs à scintillation associés. Leur résolution spatiale est aussi bonne que celle des chambres à fils. Leur résolution temporelle 10 fois meilleure ; les taux de comptage acceptables sont au moins mille fois plus grands. Elles permettent la détection de particules de très basse énergie comme celles qui sont émises par des radio-éléments sur des papiers de chromatographie.

J'ai dû écarter de ce rapport bien des contributions importantes dont vous aurez le détail par les comptes rendus de cette conférence. Je crois que celle-ci a permis à beaucoup d'entre nous de clarifier des idées sur des options essentielles à prendre quant à l'orientation de notre effort de perfectionnement des techniques expérimentales.

2^e partie : basses énergies

J. POTTIER

CEN, Saclay

A l'issue de ce Colloque, il est naturel de se demander ce qu'il a apporté aux expérimentateurs dans le domaine de la Physique des Basses Energies. Il est intéressant également de faire le point de l'avancement des techniques. Pour cela, il convient de se donner un peu de recul et de prendre comme référence le dernier Colloque de Paris, qui a eu lieu en novembre 1963.

Les sessions qui ont suscité le plus d'intérêt parmi les physiciens ont été celles consacrées aux détecteurs, au traitement analogique du signal et au traitement numérique des informations.

1. Les détecteurs

Les semicteurs (détecteurs à semiconducteurs), principalement ceux au germanium avec lithium diffusé, destinés à la spectrométrie γ , ont fait des progrès considérables, non seulement au point de vue volume (de l'ordre de 100 cm³) mais encore au point de vue adaptation à leur utilisation : il est possible, par exemple, par une géométrie convenable, de réduire l'importance de l'effet COMPTON.

Actuellement, en refroidissant le semicteur, on atteint pour les pics de 1 MeV du cobalt 60, une résolution (largeur de la raie à mi-hauteur) inférieure à 4 keV. Il est possible, en refroidissant également le préamplificateur, de descendre à 2 keV, ce qui est remarquable puisque la résolution naturelle due à la fluctuation du nombre de charges libérées est de 1,6 keV.

En ce qui concerne la résolution aux basses énergies, on a gagné, depuis 1963, un facteur 10 environ. A cette époque, pour détecter les rayonnements X , on utilisait soit des compteurs proportionnels à gaz (résolution de 1 keV pour une énergie de 5,9 keV) soit des scintillateurs avec photomultiplicateurs (résolution de 3 keV) soit des scintillateurs avec photomultiplicateurs (résolution de 3 keV pour une énergie de 8 keV). Actuellement les montages de laboratoires les plus performants permettent d'atteindre une résolution de 300 eV.

On peut ainsi séparer les raies $K\alpha_1$, et $K\alpha_2$ et espérer voir les raies X de noyaux lourds. On sait, en effet, que l'énergie de la raie X est d'autant plus basse que le numéro atomique du corps étudié est plus élevé. Si l'on peut mettre en évidence la raie à 260 eV du carbone, les métallurgistes pourront espérer, par la fluorescence X , doser les impuretés de carbone ou de soufre.

On doit noter également l'emploi croissant, pour les spectromètres magnétiques, des semicteurs dans les systèmes de localisation des particules, car il est possible de recueillir simultanément une information sur la masse de la particule.

L'augmentation du volume des détecteurs, et par conséquent de leur efficacité, se traduit par une augmentation du flux de particules détectées. Pour l'électronique, ceci entraîne des problèmes de fonctionnement à des taux de comptage élevés et évidemment d'empilement de signaux. Nous verrons plus loin quelles sont les solutions électroniques envisagées.

Dans le domaine des photomultiplicateurs, le remplacement de la structure multiplicatrice d'électrons secondaires par un semiconducteur qui détecte les photoélectrons émis par la cathode et accélérés par le champ électrostatique a permis d'augmenter beaucoup la résolution en énergie. On peut ainsi résoudre les pics provenant de 1, 2,... photons.

2. Traitement analogique du signal

a) Les progrès faits dans l'étude des préamplificateurs de charges (et des amplificateurs d'impulsion) sont conditionnés par l'existence de composants de haute qualité : transistors à effet de champ pour l'étage d'entrée, condensateur précis pour la boucle de réaction, et résistances de forte valeur stables pour l'alimentation des détecteurs.

Le souci de résoudre le problème des empilements a conduit à perfectionner les systèmes de « prise de temps » qui servent à définir l'instant d'arrivée d'une particule. Comme généralement on ne veut pas dégrader la résolution en énergie de la chaîne d'analyse, on place le dispositif de prise de temps derrière le préamplificateur dont on est amené à accroître la rapidité. Le temps de montée moyen des préamplificateurs de charge qui est de l'ordre de 30 ns peut être ramené à 10 ns par l'emploi de transistors plus rapides, mais qui ne supportent pas une tension inverse élevée. Ceci a pour corollaire une faible dynamique donc une cause supplémentaire d'empilements. En résumé, on peut dire que l'apparition des semicteurs s'est traduite par un facteur 10 sur les performances de la chaîne d'analyse, la linéarité différentielle est passé de 1 % à 0,1 % et la stabilité du gain de $10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ à $10^{-5}/^{\circ}\text{C}$. De tels perfectionnements n'ont été possibles que grâce à la mise au point de méthodes et d'appareils permettant de mesurer avec précision ces caractéristiques.

b) Le traitement ultérieur des informations étant réalisé sous forme numérique, on trouve, en fin de la chaîne, les codeurs de temps et d'amplitude qui ont atteint un degré de perfectionnement qui paraît difficilement surpassable sans idées nouvelles.

L'emploi de transistors au silicium, épitaxiés, rapides et réellement complémentaires, et de transistors à effet de champ de production industrielle, ont permis d'améliorer les performances de montages déjà connus.

3. Filtrage

Etant donné la qualité, et partant le prix de la chaîne électronique, on comprend l'intérêt qu'il y a à en tirer le meilleur parti en améliorant le plus possible le rapport signal/bruit. La signification de chacune des opérations effectuées dans la chaîne a été passée au crible : on s'efforce, par exemple, de comparer la technique classique de mesure de la crête de l'impulsion à la méthode d'échantillonnage à un instant donné.

L'utilisation de filtres passifs adaptés à la forme du signal, de même que celle de filtres dits actifs ou dynamiques dont la fonction de transfert varie en fonction du temps, permet d'améliorer notamment la résolution en énergie ou en temps.

Par exemple, un scintillateur plastique donne, au passage d'une particule, une réponse de forme connue : il est possible, au moyen d'un filtre passif dont la fonction de transfert est l'inverse de la réponse de ce détecteur, d'obtenir un rétrécissement du signal.

4. Traitement numérique de l'information

Le traitement numérique de l'information prend une place de plus en plus importante. Il n'est pas rare de voir des laboratoires s'équiper soit d'un calculateur important, soit de calculateurs moyens hiérarchisés et travaillant en association. On peut même dire que l'infrastructure ainsi créée prend un

caractère permanent, indépendamment du programme expérimental.

En effet, le but du traitement reste toujours le même : réduire la quantité et la complexité des analyses à effectuer pour avoir accès aux données primordiales de l'expérience, celles qui ont une signification physique. La capacité de calcul nécessaire peut être importante, par exemple dans le cas où l'on veut exprimer la nature de la particule à partir des résultats d'un odoscope.

Dans les systèmes du traitement de l'information, c'est finalement la partie programme qui est la plus importante. Certains industriels (cf. système NUDIAC de la Société INTERTECHNIQUE) proposent un ensemble de sous-programmes servant de bibliothèque pour chaque application, organisé de façon qu'un opérateur puisse, sans entraînement spécial, faire fonctionner le système.

Actuellement le « petit » calculateur-type est un système dont la composition moyenne est la suivante :

- 16 à 32 mille mots-mémoire pour l'unité centrale,
- lecteur et perforateur rapide,
- traceur de courbe,
- mémoire de masse, bande magnétique ou disque.

Un gros effort a été fait pour la visualisation, et souvent un petit calculateur y est entièrement consacré (PDP8, C90-10 ou BM96 Intertechnique).

5. Conclusion

L'électronique nucléaire classique a atteint un niveau de perfectionnement important et un pas en avant ne sera franchi qu'avec l'apparition de nouveaux détecteurs. On peut noter que la distinction, voire l'opposition habituelle entre électronique classique et électronique rapide, tend à s'estomper. L'importance pratique prise par les dispositifs à localisation et l'intérêt présenté par les chambres à étincelles fonctionnant en régime proportionnel, paraissent devoir jeter un pont entre les techniques instrumentales de la Physique aux Hautes et Basses Energies.

Quelques applications de la transformation de Fourier rapide, technique puissante et économique de calcul des spectres de Fourier échantillonnés

M. BELLANGER et P. BONNAVAL

Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques

Le 21 mars 1768, Joseph FOURIER naissait à Auxerre, il y a donc deux siècles. L'ONDE ÉLECTRIQUE se devait de commémorer le bi-centenaire de la naissance du mathématicien génial dont les travaux occupent une place si importante en électronique.

Le meilleur hommage à lui rendre consiste peut-être à montrer que son œuvre qui a, dans le passé, suscité de nombreux développements,

inspirait encore de nos jours de nouvelles études.

Le travail de MM. Bellanger et Bonnaval consiste en une présentation claire et directement utilisable d'une technique de calcul rapide inventée par des mathématiciens américains.

L'importance extrême de la transformation de FOURIER est ainsi mise en évidence par ces recherches imposées par l'utilisation absolument courante de cet algorithme.

Introduction

La transformation de Fourier Rapide est une technique qui permet de calculer $N = 2^n$ coefficients complexes de Fourier à partir de N échantillons équidistants d'une fonction du temps périodique, en un nombre d'opérations proportionnel à $N \log_2 N$. Si la fonction n'est pas périodique on la rend périodique, en lui donnant une période grande devant l'intervalle de temps où elle prend des valeurs non négligeables ; dans ces conditions, les coefficients complexes de Fourier calculés constituent un échantillonnage de la transformée de Fourier elle-même.

La réduction du temps de calcul qui en résulte par rapport aux méthodes classiques qui exigent un nombre d'opérations proportionnel à $N \times N$ constitue un progrès considérable car elle permet d'effectuer facilement des calculs de spectre très précis et surtout d'introduire ce type de calcul dans les procédures

itératives, comme l'optimisation des caractéristiques des filtres ou des spectres. Ainsi s'explique l'essor prodigieux du calcul rapide de la transformée de Fourier. Cela a même conduit un constructeur aux USA à faire une entorse au principe quasi absolu qui rejette l'étude des ordinateurs spécifiques, sauf pour les utilisations militaires et spatiales, en produisant un calculateur spécialisé. Cet appareil opère 20 fois plus rapidement qu'un ordinateur universel, permettant ainsi les calculs de spectre en temps réel.

Nous allons présenter les études théoriques qui ont mené à cette technique, décrire deux algorithmes avec leur programme FORTRAN, montrer sur des exemples concrets et simples comment les utiliser et donner les résultats obtenus, en particulier les temps de calcul et l'encombrement en mémoire pour chacun des programmes. En conclusion nous passerons en revue les principaux domaines d'application.

1. Rappels théoriques

Nous allons examiner le calcul d'un certain nombre de coefficients complexes de Fourier d'une fonction du temps périodique dont on connaît N échantillons équidistants, montrer que si $N = n_1 \times n_2$, il est possible de calculer N coefficients en un nombre d'opérations proportionnel à $N(n_1 + n_2)$, et que, dans ces conditions, le choix du nombre N qui minimise le nombre d'opérations à effectuer est une puissance de 2, $N = 2^n$.

1.1. Calcul des coefficients complexes de Fourier et transformation discrète

Soit une fonction $f(t)$ de période T dont on connaît la valeur aux points d'abscisses $0, T/N, \dots, IT/N, \dots, (N-1)T/N$. Une approximation du coefficient complexe de Fourier C_p s'écrit (voir annexe) :

C_p = 1/T * (sum from I=0 to N-1 of f(IT/N) * e^(-2i*pi*I*p/T)) * T/N

soit, si l'on remplace f(IT/N) par S(I) :

C_p = 1/N * sum from I=0 to N-1 of S(I) * e^(-2i*pi*I*p/N)

on obtient ainsi :

C_0 = 1/N * sum from I=0 to N-1 of S(I)
C_p = 1/N * sum from I=0 to N-1 of S(I) * e^(-2i*pi*I*p/N)
C_-p = 1/N * sum from I=0 to N-1 of S(I) * e^(2i*pi*I*p/N)

On peut remarquer que la fonction e^(-2i*pi*I*p/N) prend N valeurs distinctes, l'ensemble de ces valeurs étant isomorphe à l'ensemble des entiers modulo N. Le nombre maximal de coefficients de Fourier pour lequel l'approximation reste valable s'élève à N, si N = 2N' + 1, la liste est la suivante :

C_0, C_1, C_-1, ..., C_N', C_-N'

Si N = 2N' :

C_0, C_1, C_-1, ..., C_N'-1, C_-(N'-1), C_N', car, dans ce cas, C_N' et C_-N' se confondent.

[Matrix equation showing C_p1 as 1/n2 times a product of two matrices]

D'autre part C-p = C(N-p) ; en posant S(I) = S_I et e^(-2i*pi/N) = W, on peut écrire :

[Matrix equation showing C_0 to C_N-1 as 1/N times a product of two matrices]

soit C = MS où M est une matrice carrée d'ordre N. Le calcul exige alors N^2 multiplications dont la plupart sont complexes. Nous allons montrer que si N = n1 x n2, on peut réduire à N(n1 + n2) le nombre de multiplications.

1.2. Le nombre de points N = n1 x n2

Plutôt qu'une démonstration purement algébrique, nous allons donner une démonstration « physique » qui repose sur l'idée de multiplexage dans le temps ; en effet, il est possible de décomposer la suite de N échantillons temporels en n2 suites entrelacées de n1 échantillons, de calculer pour chacune de ces n2 suites n1 coefficients en effectuant n1^2 multiplications. Ce qui revient à calculer séparément les spectres de n2 signaux ; les N coefficients cherchés, qui correspondent au spectre du signal multiplexé, peuvent s'obtenir avec n2^2 multiplications effectuées n1 fois.

Les coefficients complexes de Fourier approchés s'écrivent :

C_p = 1/N * sum from J=0 to n2-1 of e^(-2i*pi*J*p/N) * sum from I=0 to n1-1 of S(n2*I+J) * e^(-2i*pi*I*p/n1)

On considère les sommes :

C_p1^J = 1/n1 * sum from I=0 to n1-1 of S(n2*I+J) * e^(-2i*pi*I*p1/n1)

pour 0 <= p1 <= n1-1, ces sommes se calculent avec n1^2 multiplications.

Les coefficients Cp sont alors donnés par :

L'ensemble des coefficients C_p est obtenu par $n_2 n_1^2 + n_1 n_2^2 = N(n_1 + n_2)$ multiplications.

Ce calcul peut être illustré par l'exemple :

$$N = 12 = 3 \times 4.$$

La suite : $S_0, S_1, \dots, S_{11}$ se décompose en trois suites entrelacées de quatre termes :

$$\begin{aligned} &S_0, S_3, S_6, S_9, \\ &S_1, S_4, S_7, S_{10}, \\ &S_2, S_5, S_8, S_{11}. \end{aligned}$$

Pour chacune de ces trois suites, on peut obtenir les quatre coefficients C_i^j en posant :

$$\begin{aligned} M_1 &= \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W^3 & W^6 & W^9 \\ 1 & W^6 & 1 & W^6 \\ 1 & W^9 & W^6 & W^3 \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} C_0^1 \\ C_1^1 \\ C_2^1 \\ C_3^1 \end{vmatrix} &= \frac{1}{4} M_1 \begin{vmatrix} S_0 \\ S_3 \\ S_6 \\ S_9 \end{vmatrix} ; \\ \begin{vmatrix} C_0^2 \\ C_1^2 \\ C_2^2 \\ C_3^2 \end{vmatrix} &= \frac{1}{4} M_1 \begin{vmatrix} S_1 \\ S_4 \\ S_7 \\ S_{10} \end{vmatrix} ; \\ \begin{vmatrix} C_0^3 \\ C_1^3 \\ C_2^3 \\ C_3^3 \end{vmatrix} &= \frac{1}{4} M_1 \begin{vmatrix} S_2 \\ S_5 \\ S_8 \\ S_{11} \end{vmatrix} . \end{aligned}$$

En effectuant le multiplexage, on obtient :

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} C_0 \\ C_4 \\ C_8 \end{vmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & W^4 & W^8 \\ 1 & W^8 & W^4 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} C_0^1 \\ C_2^2 \\ C_0^3 \end{vmatrix} ; \\ \begin{vmatrix} C_1 \\ C_5 \\ C_9 \end{vmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{vmatrix} 1 & W & W^2 \\ 1 & W^5 & W^{10} \\ 1 & W^9 & W^6 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} C_1^1 \\ C_1^2 \\ C_1^3 \end{vmatrix} . \\ \begin{vmatrix} C_2 \\ C_6 \\ C_{10} \end{vmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{vmatrix} 1 & W^2 & W^4 \\ 1 & W^6 & W^1 \\ 1 & W^{10} & W^8 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} C_2^1 \\ C_2^2 \\ C_2^3 \end{vmatrix} ; \\ \begin{vmatrix} C_3 \\ C_7 \\ C_{11} \end{vmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{vmatrix} 1 & W^3 & W^6 \\ 1 & W^7 & W^2 \\ 1 & W^{11} & W^{10} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} C_3^1 \\ C_3^2 \\ C_3^3 \end{vmatrix} . \end{aligned}$$

1.3. Forme optimale pour le nombre N

Si l'on considère le cas où $N = 2^n$, les matrices du paragraphe précédent contiennent beaucoup de « 1 », et « -1 ». Dans ces conditions, le nombre de multiplications devient inférieur à $1/2 n \times 2^n$, soit $1/2 N \log_2 N$.

Si N prend la forme k^n , on montre de même que le nombre de multiplications est de l'ordre de $N(k-1)\log_k N$, et l'on vérifie que pour k entier supérieur à 2, ce nombre est supérieur à $1/2 N \log_2 N$.

Reste à examiner la fonction factorielle : $N = n!$ Le nombre de multiplications s'écrit alors :

$$N(1+2+\dots+n-1) = N \frac{n(n-1)}{2} .$$

On constate que cette fonction est moins favorable que la fonction 2^n .

La forme $N = 2^n$ apparaît optimale ; elle conduit à des algorithmes particulièrement simples à programmer. En fait, on peut encore réduire le nombre de multiplications à effectuer réellement en prenant $N = 3^n, 4^n, 8^n$ ou 16^n mais au prix d'une complication des programmes.

2. Les algorithmes et leur application

Les deux algorithmes qui vont être présentés maintenant peuvent se déduire des calculs du paragraphe 1.2. ; ils seront désignés respectivement par algorithme de COOLEY-TUKEY [1] qui conduira au programme TFRCT et algorithme de FORMAN [2] qui conduira au programme TFF.

Une démonstration mathématique très concise de ces deux algorithmes d'après FORMAN [2] est donnée en annexe.

2.1. Le programme TFRCT

Le graphe correspondant à l'algorithme de COOLEY-TUKEY est représenté sur la figure 1 pour $N = 8$.

On remarque que les coefficients C_I sont obtenus dans l'ordre naturel si les échantillons S_I sont pris dans l'ordre : $S_0, S_4, S_2, S_6, S_1, S_5, S_3, S_7$; cette permutation correspond à une inversion des nombres 0, 1, ..., N écrits en binaire ; par exemple à 6(110) correspond 3(011) ; cette permutation est désignée par inversion binaire.

D'autre part, les calculs peuvent se faire en utilisant un seul tableau de N positions de mémoire (doubles car les nombres sont complexes) ; en effet, il suffit de faire les calculs sur des couples de nombres pour pouvoir ranger les nouveaux nombres dans les positions occupées par les anciens.

Le programme TFRCT effectue donc les opérations suivantes :

- Calcul des exponentielles complexes : $W^j = e^{-\frac{2\pi j}{N}}$ pour $0 \leq j \leq N/2 - 1$; les $N/2$ valeurs complexes obtenues sont rangées dans N positions de mémoire.

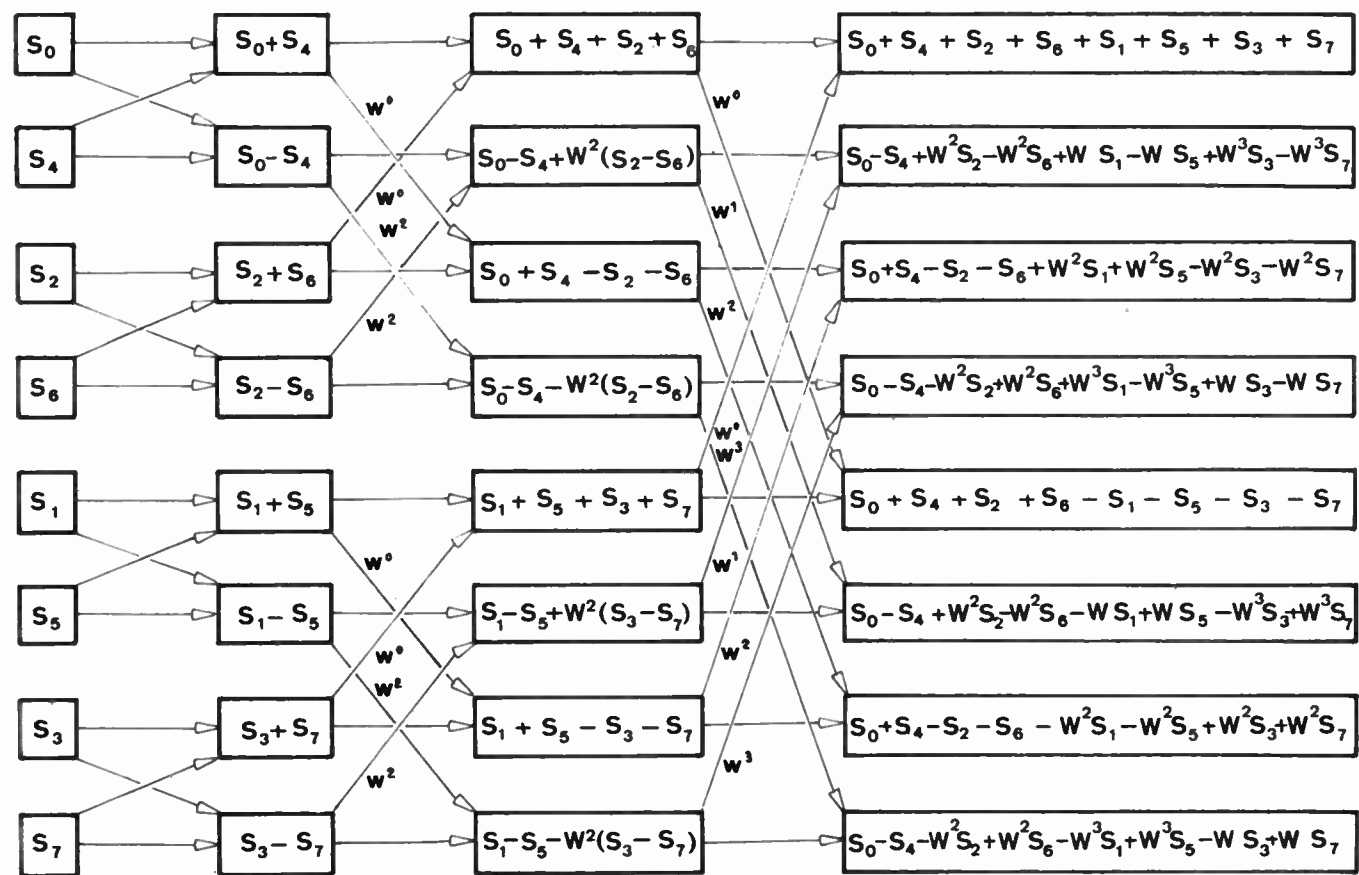


FIG. 1. — Graphe associé à l'algorithme de COOLEY-TUKEY.

```

SUBROUTINE TFRCT(T,N,N1,S,SING)
COMPLEX W,W0,W00,AA,BB,SS,S
DIMENSION W(1025)
DIMENSION K(12),KK(14),JM(12)
DIMENSION S(1)
C
C
INVERSION BINAIRE
N2=2** (N1-1)
I=N1/2+0.1
N01001=1,M
[M]=N1-1
00811=1,M1
81 JM(1)=2
N0821=1,M1,12
82 JM(1)=1
J12M=JM(12)
J1M=JM(1)
J10M=JM(10)
J0M=JM(8)
J7M=JM(7)
J6M=JM(6)
J5M=JM(5)
J4M=JM(4)
J3M=JM(3)
J2M=JM(2)
J1M=JM(1)
N0100J12=1,J12M
K(12)=J12-1
N0100J1=1,J1M
K(1)=J1-1
N0100J10=1,J10M
K(10)=J10-1
N0100J0=1,J0M
K(0)=J0-1
N0100J8=1,J8M
K(8)=J8-1
N0100J7=1,J7M
K(7)=J7-1
N0100J6=1,J6M
K(6)=J6-1
N0100J5=1,J5M
K(5)=J5-1
N0100J4=1,J4M
K(4)=J4-1
N0100J3=1,J3M
K(3)=J3-1
N0100J2=1,J2M
K(2)=J2-1
N0100J1=1,J1M
K(1)=J1-1
N000N1=2,T
00901=1,NAP
90 KK(1)=1,1) = KK(11)
KK(1)=1
KK(N1-1)=0

```

FIG. 2. — Liste FORTRAN du programme TFRCT.

• Inversion binaire : cette opération est effectuée sur tous les nombres qui ne sont pas égaux à leur inverse ; à partir d'un nombre binaire, on calcule le nombre décimal correspondant, le nombre décimal correspondant à son inverse, et l'on échange les contenus des positions de mémoires correspondantes.

• Calcul des coefficients suivant l'algorithme de COOLEY-TUKEY.

La liste FORTRAN est donnée par la figure 2. T est la période ou la pseudo-période du signal à analyser ; N le nombre de points d'échantillonnage, $N = 2^{N1}$; SING est une variable qui prend la valeur -1 ou $+1$ suivant que l'on effectue la transformation directe ou inverse.

2.2. Le programme TFF

Le graphe associé à l'algorithme de FORMAN est représenté sur la figure 3.

On constate que les coefficients C_l sont obtenus dans l'ordre naturel quand on prend les échantillons S_l dans l'ordre naturel. Ce programme, contrairement au précédent, ne nécessite pas d'inversion binaire, par contre il utilise deux tableaux de N positions de mémoire pour nombre complexe.

Les opérations effectuées par le programme TFF sont les suivantes :

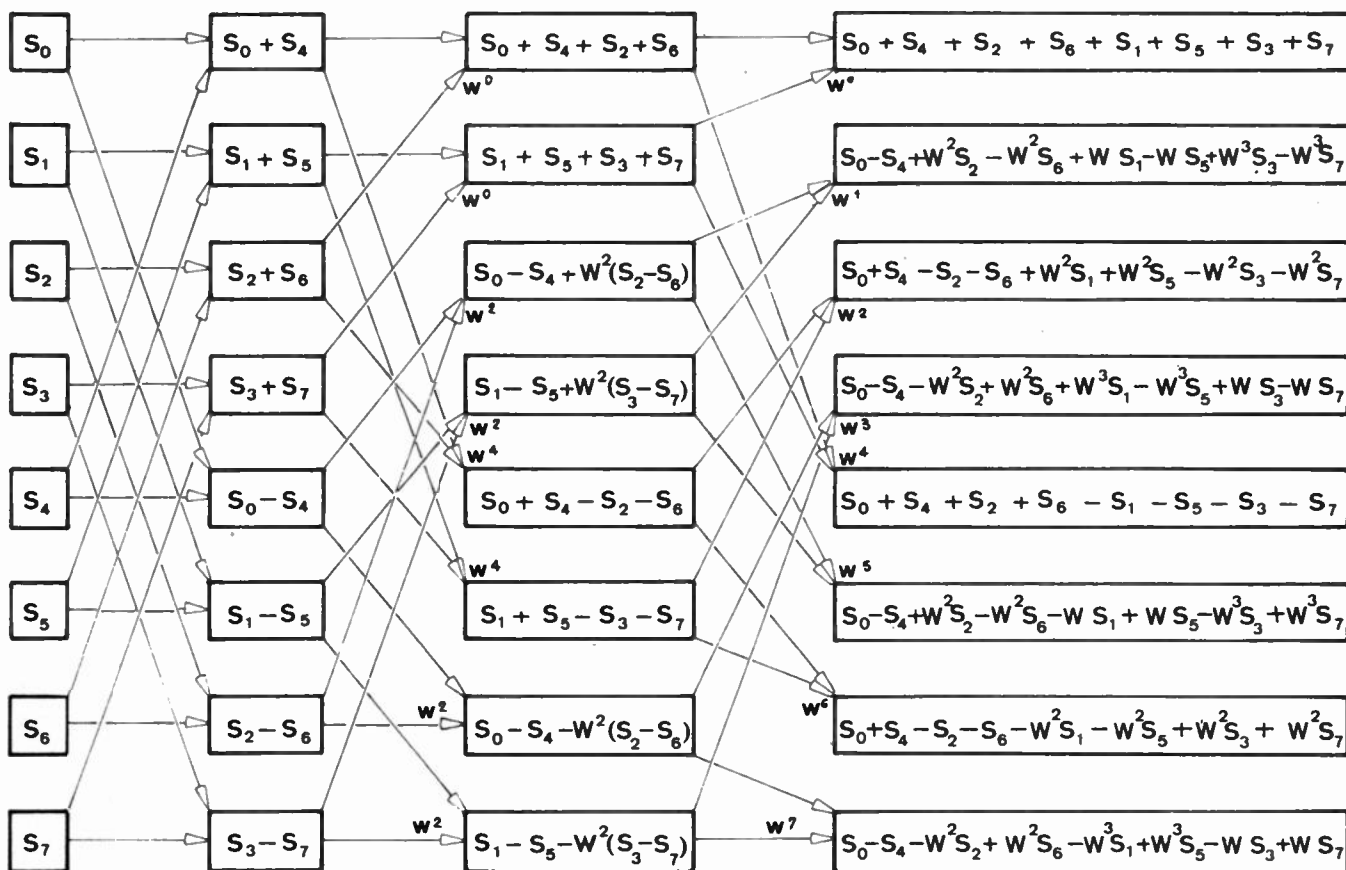


FIG. 3. — Graphe associé à l'algorithme de FORMAN.

```

PROGRAM ESTFF (OUTPUT)
C
C COMPLEX T1,T2,W
C DIMENSION T1(2048),T2(2048),W(1024)
C LOGICAL INV
C
C N=2048
C INV=.FALSE.
C
C FONCTION D'ESSAI A TRANSFORMER
C
C
C N=N/2
C N1=N/4
C N11=N/8
C DO 20 I=1,N16
C 20 T1(I)=(1.,0.)
C DO 30 I=N16+1,N
C 30 T1(I)=(0.,0.)
C
C 1000 CONTINUE
C CALL WEXP(INV,N,W)
C CALL FFT(T1,T2,W,N)
C
C IF (INV) GO TO 70
C FLN=FLOAT(N)
C DO 80 I=1,N
C 80 T1(I)=T1(I)/FLN
C 70 CONTINUE
C DO 50 I=1,N4
C 50 T1(I)=T1(I)*R
C 50 PRINT 200,I,T1(I),R
C 200 FORMAT(10,10X,3E20.4)
C
C CALCUL DE LA TRANSFORMEE INVERSE
C
C INV=.NOT.INV
C IF (INV) GO TO 1000
C STOP
C END
C
C SUBROUTINE WEXP(INV,N,W)
C
C CALCUL DES EXP. COMPLEXES
C
C COMPLEX W
C DIMENSION W(1)
C LOGICAL INV
C N=N/2
C ARG=0.283105/N
C W(1)=(1.,0.)
C W(2)=CEXP(COMPLX(ARG,-ARG))
C IF (INV) W(2)=CONJG(W(2))
C DO 10 I=3,N2
C 10 W(I)=W(I-1)*W(2)
C RETURN
C END
C
C SUBROUTINE TFF(T1,T2,W,N)
C
C T1(1) TABLEAU DES NOMBRES A TRANSFORMER
C T2(1) TABLEAU DE TRAVAIL
C W(1) TABLEAU DES EXP. IMAGINAIRES
C W(2)=EXP(2.*PI*0J*(1-1)/N)
C LA TRANSFORMEE APPARAÎT EN T1(1)
C
C COMPLEX T1,T2,W
C DIMENSION T1(1),T2(1),W(1)
C COMPLEX A,B
C LOGICAL SW
C
C SW=.TRUE.
C N2=N/2
C INV=.NOT.INV
C 1 CONTINUE
C IF (N.EQ.0) GO TO 2
C J=0
C 3 CONTINUE
C L=N/2
C J=J+MOD(J,1)
C IP=J*J
C IQ=IP-1
C IF (SW) GO TO 4
C A=T2(IP+1)
C B=T2(IQ+1)+W(J*J)
C T1(J+1)=A+B
C T1(I+1)=A-B
C GO TO 5
C 4 A=T1(IP+1)
C B=T1(IQ+1)+W(J*J)
C T2(J+1)=A+B
C T2(I+1)=A-B
C 5 CONTINUE
C J=J+1
C IF (J.LT.N2) GO TO 3
C INV=1/2
C SW=.NOT.SW
C GO TO 1
C 2 CONTINUE
C IF (SW) RETURN
C DO 6 I=1,N
C 6 T1(I)=T2(I)
C RETURN
C END

```

FIG. 4. — Liste FORTRAN du programme TFF.

- Calcul des exponentielles complexes ;
- Calcul des coefficients suivant l'algorithme de FORMAN.

La liste FORTRAN est donnée par la figure 4, elle comprend le programme principal d'essai ESTFF qui donne les valeurs initiales aux variables $S(I)$; le calcul des exponentielles complexes est effectué par le sous-programme WEXP ; le sous-programme TFF calcule les coefficients d'après l'algorithme de FORMAN.

2.3. Quelques applications

Les programmes peuvent être utilisés pour calculer les coefficients de Fourier complexes d'une fonction du temps périodique ou pour calculer la transformée de Fourier d'un signal non périodique en des points de l'axe des fréquences régulièrement espacés, dans ce cas, la fonction est rendue périodique, la période étant grande devant l'intervalle de temps où la fonction prend des valeurs non négligeables.

2.3.1. Calcul des coefficients de Fourier d'un signal rectangulaire.

Considérons le signal rectangulaire représenté sur la figure 5 ; il a pour période 4. Le nombre de points N

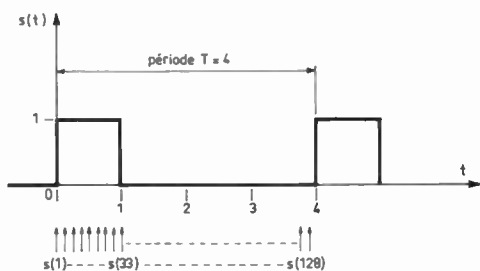


FIG. 5. — Echantillonnage d'un signal rectangulaire à 128 points.

à prendre pour le calcul dépend du nombre de coefficients désirés et de la précision exigée sur ces coefficients ; si cette précision doit être meilleure que 1 % on peut prendre un échantillonnage à 128 points :

$$S(1) = 1, S(2) = 1, \dots, S(32) = 1, S(33) = 0, \dots, S(128) = 0.$$

Dans ces conditions, une fois le calcul effectué les $S(I)$ ont les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned} S(1) &= C_0 = 0.25000 \\ S(2) &= C_1 = (0.16303, -0.15522); \\ &\quad \text{valeur vraie } (0.159155, -0.159155) \\ S(128) &= C_{-1} = (0.16303, 0.15522); \\ &\quad \text{valeur vraie } (0.159155, 0.159155) \\ S(3) &= C_2 = (0.00781, -0.15903); \\ &\quad \text{valeur vraie } (0, -0.159155) \\ S(127) &= C_{-2} = (0.00781, 0.15903); \\ &\quad \text{valeur vraie } (0, 0.159155) \end{aligned}$$

Borne supérieure de l'erreur absolue sur les coefficients : $1/128$.

On dispose de 128 coefficients complexes de Fourier.

Le même calcul repris avec 2 048 points donne les résultats suivants :

$$\begin{aligned} S(1) &= C_0 = 0.2500 \\ S(2) &= C_1 = (0.15940, -0.15891) \\ S(128) &= C_{-1} = (0.15940, 0.15891) \\ S(3) &= C_2 = (0.00049, -0.15915) \\ S(127) &= C_{-2} = (0.00049, 0.15915) \end{aligned}$$

Borne supérieure de l'erreur absolue sur les coefficients : $1/2\,048$.

On dispose alors de 2 048 coefficients complexes de Fourier.

En général l'erreur commise se déduit du terme d'erreur relatif à la formule des trapèzes.

2.3.2. Calcul du spectre d'une onde modulée en fréquence suivant une dent de scie

$$\text{Soit le signal } s(t) = \cos 2\pi \left(f_1 t + \frac{f_2 - f_1}{2T} t^2 \right) \text{ où}$$

$f_1 = 20\,000$ Hz est la fréquence de la porteuse, $f_2 - f_1 = 1\,000$ Hz l'excursion de fréquence et $T = 10$ ms la période du signal de modulation.

Le spectre d'un tel signal décroît rapidement quand la fréquence dépasse $21\,000$ Hz ; on suppose qu'il est nul pour $f > f_{\max} = 25\,000$ Hz (ce que l'on vérifie a posteriori).

D'après le théorème de SHANNON, le pas d'échantillonnage du signal $s(t)$ doit être inférieur à $1/2 f_{\max}$.

Le nombre N de points doit donc vérifier l'inégalité :

$$\frac{T}{N} \leq \frac{1}{2f_{\max}}; \quad N \geq 2Tf_{\max}.$$

Soit $N \geq 500$. Il convient donc de choisir $N = 512$. Dans ces conditions, le spectre est calculé aux points de l'axe des fréquences :

$$0, \pm \frac{1}{T}, \pm \frac{2}{T}, \dots, \pm \frac{N}{2T} \left(\text{on a } \frac{N}{2T} > f_{\max} \right).$$

Le spectre d'énergie obtenu est représenté sur la figure 6, il est symétrique par rapport à la fréquence $f_0 = 20\,500$ Hz, et s'annule pratiquement en dehors de la bande $16\,000$ Hz - $25\,000$ Hz ; sur les 512 coefficients calculés, 320 sont parfaitement inutiles ; il est donc préférable de ramener le spectre au voisinage de l'origine des fréquences avant d'en effectuer le calcul ; cette translation devient d'ailleurs obligatoire dans tous les cas où la fréquence de la porteuse est élevée et le spectre du signal de modulation, étroit.

2.3.3. Calcul du spectre d'un signal non périodique

Soit à calculer par exemple le spectre d'une impulsion isolée de largeur τ ; on suppose alors que l'impulsion a la période T ($T \gg \tau$) ; la fonction initiale $S(t)$ prend la valeur 0 pour $t > \tau$; le spectre est calculé aux points de l'axe des fréquences d'abscisses $\pm \frac{k}{T}$ ($k = 0, 1, \dots, N/2$) ; l'échantillonnage en fréquence est d'autant plus fin que T est grand. Le nombre de points N à prendre, une fois fixée la période

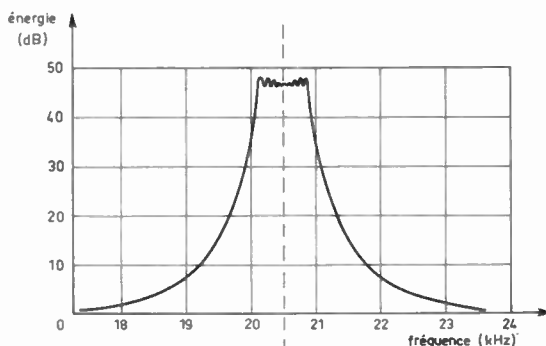


FIG. 6. — Spectre obtenu pour le signal $S(t) = \cos 2\pi \left(20\,000 t + \frac{100\,000}{2} t^2 \right)$

T , est déterminé par la précision désirée des échantillons en fréquence, comme pour les signaux périodiques.

2.4. Temps de calcul et encombrement en mémoire

Des calculs des trois types décrits au paragraphe 2.3. ont été effectués sur un calculateur CONTROL DATA 6400.

Les temps de calculs pour 2 048 points sont donnés par le tableau suivant ainsi que le nombre de positions de mémoires occupées.

	Temps de calcul en unité centrale (en s)	Nbre de position de mémoires occupées (en octal)
TFRCT	Inversion binaire 1.1	22 600
	Calcul des exponentielles et algorithme de Cooley-Tukey 1,66	
	Total 2.76	
TFF	Calcul des exponentielles et algorithme de Forman 1.7	32 300

On remarque que les temps de calcul des algorithmes de COOLEY-TUKEY et FORMAN sont équivalents. Par suite, le programme TFF est plus rapide que le programme TFRCT dans lequel l'inversion binaire apparaît assez longue (cette partie du programme peut être accélérée).

Le nombre de positions de mémoire occupées croît comme $5N$ pour TFF, et comme $3N$ pour TFRCT.

Etant donné la capacité de l'ordinateur, le nombre maximal de points d'échantillonnage admissible sans utiliser d'unité de mémoire accessoire (disque

ou bande) s'élève à 16 384 (sur le calculateur CDC 6400) pour le programme TFRCT ; on occupe alors 145 000 positions de mémoire environ (en octal). Cette limitation, peut être gênante dans certaines applications comme les calculs de densité spectrale énergétique de signaux aléatoires, par exemple.

3. Conclusion

La transformation de Fourier rapide permet le calcul des coefficients de Fourier d'une fonction périodique en nombre quelconque, le calcul de la transformée de Fourier échantillonnée d'une fonction non périodique, le calcul des produits de convolution et fonctions de corrélation échantillonnées ; l'application la plus intéressante cependant reste la simulation de filtre et l'optimisation des caractéristiques ; en effet, le calcul de spectre est devenu suffisamment économique pour qu'on puisse l'introduire dans une procédure d'optimisation, ce qui était difficilement pensable avec les méthodes classiques. Un autre avantage de la réduction du nombre de calculs est la précision obtenue, surtout pour les nombres de points importants.

Parmi les applications moins directes de la Transformation de Fourier Rapide, on peut citer le calcul des transformées de HILBERT par l'intermédiaire du signal analytique, des intégrales du type

∫ s(t) e^{-2iπf φ(t)} dt

où $φ(t)$ satisfait certaines conditions, ainsi que les intégrales de Fourier à plusieurs variables.

On trouvera une documentation très complète sur la Transformation de Fourier Rapide et ses applications dans le numéro spécial de la revue IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics [3].

ANNEXE

Démonstration mathématique des algorithmes de la transformation de Fourier rapide, d'après FORMAN.

1. Transformée de Fourier discrète

On veut calculer :

y(f) = ∫_0^T x(t) e^{-2πif t} dt. (1)

La transformée de Fourier inverse est :

x(t) = ∫_{-∞}^∞ y(f) e^{2πif t} df. (2)

Une approximation par calculs discrets de (2) est :

x(t) = Δf ∑_{k=-∞}^∞ y(k Δf) e^{2πik Δf t}. (3)

Ce faisant, on a rendu $x(t)$ périodique, de période :

T' = 1/Δf avec T' ≥ T (4)

et les $Δf \cdot y(k Δf)$ apparaissent comme les coefficients du développement en série de Fourier de $x(t)$, par suite :

Δf \cdot y(k Δf) = 1/T' ∫_0^{T'} x(t) e^{-2πik t/T'} dt. (5)

Si l'intervalle $(0, T')$ est divisé en $N + 1$ points tels que :

Δt' = T'/N, (6)

une approximation par calculs discrets de (5) est :

$$\Delta f y(k \Delta f) = \frac{\Delta t'}{T'} \sum_{j=0}^{N-1} x(j \Delta t') e^{-2\pi i \frac{jk \Delta t'}{T'}}$$

avec $x(j \Delta t') \equiv 0$ si $j \Delta t' \geq T$

soit encore, compte tenu de (4) et (6) :

$$y(k \Delta f) = \frac{T'}{N} \sum_{j=0}^{N-1} x(j \Delta t') e^{-2\pi i \frac{jk}{N}} \quad (7)$$

avec $x(j \Delta t') \equiv 0$ si $j \geq \frac{T}{T'} N$. (8)

On voit que $y(k \Delta f)$ est devenue à son tour périodique, de période

$$F = N \Delta f \quad (9)$$

$y(k \Delta f)$ est la transformée de Fourier discrète (TFD) de $x(j \Delta t')$.

Si on avait voulu calculer :

$$x(t) = \int_0^F y(f) e^{2\pi i f t} df \quad (10)$$

avec :

$$y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-2\pi i f t} dt. \quad (11)$$

On aurait trouvé :

$$x(j \Delta t) = \frac{1}{T'} \sum_{k=0}^{N-1} y(k \Delta f') e^{2\pi i \frac{jk}{N}} \quad (12)$$

(12) et (7) sont les transformées de Fourier discrètes réciproques de la même manière que (1) et (2) ou (10) et (11) sont réciproques.

Remarque 1

On note que (7) n'est rien d'autre qu'une approximation de (2) par la méthode des trapèzes.

Remarque 2

$x(t)$ étant une fonction réelle la Transformée de Fourier $y(f)$ est définie aussi bien pour $f > 0$ que pour $f < 0$ et on a :

$$y(-f) = y^*(f)$$

Ici, $y(f)$ est calculée pour $0 \leq f \leq F$; mais il est aisé de voir, d'après (7), que :

$$y(-k \Delta f) = y^*(N - k \Delta f)$$

2. Transformée de Fourier rapide

Que ce soit sous la forme « directe » (7) ou « inverse » (12), nous avons à calculer :

$$R(k) = \sum_{j=0}^{N-1} S(j) W^{jk} \quad (13)$$

avec :

$$W = e^{\mp \frac{2\pi i}{N}} \quad (14)$$

$$(0 \leq k \leq N-1)$$

Supposons que l'on ait :

$$N = 2^n, \quad n \text{ entier} \quad (15)$$

Exprimons j et k suivant les puissances de 2

$$j = j_{n-1} 2^{n-1} + j_{n-2} 2^{n-2} + \dots + j_0 2^0 \quad (16)$$

$$k = k_{n-1} 2^{n-1} + k_{n-2} 2^{n-2} + \dots + k_0 2^0$$

On a :

$$\begin{aligned} W^{jk} &= W^{(k_{n-1} 2^{n-1} + k_{n-2} 2^{n-2} + \dots + k_0 2^0) j_0 2^0} \\ &\times W^{(k_{n-1} 2^{n-1} + k_{n-2} 2^{n-2} + \dots + k_0 2^0) j_1 2^1} \\ &\vdots \\ &\times W^{(k_{n-1} 2^{n-1} + k_{n-2} 2^{n-2} + \dots + k_0 2^0) j_{n-1} 2^{n-1}} \end{aligned} \quad (17)$$

Considérons, par exemple, le 2^e terme. Il s'écrit, en effectuant :

$$W^{k_{n-1} j_1 2^n + (k_{n-2} 2^{n-1} + k_{n-3} 2^{n-2} + \dots + k_0 2^1 + 0 \cdot 2^0) j_1}$$

soit, puisque W est périodique, de période $N = 2^n$:

$$W^{(k_{n-2} 2^{n-1} + k_{n-3} 2^{n-2} + \dots + k_0 2^1 + 0 \cdot 2^0) j_1}$$

En tenant compte de cette périodicité de W , (17) s'écrit :

$$\begin{aligned} W^{jk} &= W^{(k_{n-1}, k_{n-2}, \dots, k_1, k_0) j_0} \\ &\times W^{(k_{n-2}, k_{n-3}, \dots, k_0, 0) j_1} \\ &\vdots \\ &\times W^{(k_0, 0, \dots, 0, 0) j_{n-1}} \end{aligned} \quad (18)$$

où l'on emploie la notation symbolique :

$$(i, j, k, \dots, s) = i 2^{n-1} + j 2^{n-2} + k 2^{n-3} + \dots + s 2^0.$$

Comme $j_0, j_1, \dots = 0$ ou 1, on peut écrire (13) sous la forme :

$$\begin{aligned} R(k_{n-1}, k_{n-2}, \dots, k_0) &= \sum_{j_{n-1}=0}^1 \sum_{j_{n-2}=0}^1 \dots \sum_{j_0=0}^1 S(j_{n-1}, j_{n-2}, \dots, j_0) \\ &\times W^{(k_0, 0, \dots, 0, 0) j_{n-1}} \\ &\times W^{(k_1, k_0, \dots, 0, 0) j_{n-2}} \\ &\vdots \\ &\times W^{(k_{n-1}, k_{n-2}, \dots, k_1, k_0) j_0} \end{aligned} \quad (19)$$

Posons :

$$S_0(k_0, j_{n-2}, \dots, j_0) = \sum_{j_{n-1}=0}^1 S(j_{n-1}, \dots, j_0) \times W^{(k_0, 0, \dots, 0) j_{n-1}} \quad (20)$$

En portant S_0 dans (19), on peut encore poser :

$$S_1(k_1, k_0, j_{n-3}, \dots, j_0) = \sum_{j_{n-2}=0}^1 S_0(k_0, j_{n-2}, \dots, j_0) \times W^{(k_1, k_0, 0, \dots, 0) j_{n-2}} \quad (21)$$

On voit apparaître la formule de récurrence :

$$S_m(k_m, \dots, k_0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) = \sum_{j_{n-m-1}=0}^1 S_{m-1}(k_{m-1}, \dots, k_0, j_{n-m-1}, \dots, j_0) \times W^{(k_m, \dots, k_0, 0, \dots, 0) j_{n-m-1}} \quad (22)$$

avec $m = 0, 1, \dots, n-1$,

$$R(k_{n-1}, \dots, k_0) = S_{n-1}(k_{n-1}, \dots, k_0) \quad (23)$$

étant le résultat cherché.

Pour exploiter la relation (22), remarquons tout d'abord que :

$$W^{(1, k_{m-1}, \dots, k_0, 0, \dots, 0) j_{n-m-1}} = -W^{(0, k_{m-1}, \dots, k_0, 0, \dots, 0) j_{n-m-1}} \quad (24)$$

Posons :

$$J = (0, k_{m-1}, \dots, k_0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) \quad (25)$$

J est donc limité à l'intervalle $0, \frac{N}{2} - 1$, alors :

$$(1, k_{m-1}, \dots, k_0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) = J + \frac{N}{2} = L. \quad (26)$$

Cela étant, (22) devient :

$$S_m(J) \equiv S_m(0, k_{m-1}, \dots, k_0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) = S_{m-1}(k_{m-1}, \dots, k_0, 0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) + S_{m-1}(k_{m-1}, \dots, k_0, 1, j_{n-m-2}, \dots, j_0) \times W^{(0, k_{m-1}, \dots, k_0, 0, \dots, 0)} \quad (27)$$

$$S_m(L) \equiv S_m(1, k_{m-1}, \dots, k_0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) = S_{m-1}(k_{m-1}, \dots, k_0, 0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) - S_{m-1}(k_{m-1}, \dots, k_0, 1, j_{n-m-2}, \dots, j_0) \times W^{(0, k_{m-1}, \dots, k_0, 0, \dots, 0)} \quad (28)$$

On voit que, ayant calculé les termes :

$$S_{m-1}(\dots, 0, \dots) = A$$

$$\text{et } S_{m-1}(\dots, 1, \dots)W(\dots) = B,$$

on obtient :

$$S_m(J) = A + B$$

et

$$S_m(L) = A - B$$

Pour exprimer commodément les arguments des S_{m-1} et l'exposant de W , introduisons la fonction $M\phi D(I, J) \equiv I$ modulo J , reste de la division de I par J .

On a :

$$(0, 0, \dots, 0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) = M\phi D(J, 2^{n-m-1})$$

par suite, l'exposant de W (noté JK est) :

$$JK = J - M\phi D(J, 2^{n-m-1}). \quad (29)$$

Cherchons l'argument de $S_{m-1}(\dots, 0, \dots) = A$, successivement :

$$(0, k_{m-1}, \dots, k_0, 0, \dots, 0) = J - M\phi D(J, 2^{n-m-1})$$

comme nous venons de le voir.

$$(k_{m-1}, \dots, k_0, 0, \dots, 0) = 2J - 2M\phi D(J, 2^{n-m-1})$$

(décalage à gauche)

et enfin :

$$\begin{aligned} (k_{m-1}, \dots, k_0, 0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) &= \\ &= 2J - 2M\phi D(J, 2^{n-m-1}) + M\phi D(J, 2^{n-m-1}) \\ &= 2J - M\phi D(J, 2^{n-m-1}) \\ &= J + JK \end{aligned}$$

On note :

$$IP = J + JK \quad (30)$$

L'argument de $S_{m-1}(\dots, 1, \dots)$ s'en déduit immédiatement :

$$(k_{m-1}, \dots, k_0, 1, j_{n-m-2}, \dots, j_0) = IP + 2^{n-m-1}$$

On note :

$$IQ = IP + 2^{n-m-1} \quad (31)$$

En résumé :

$$JK = J - M\phi D(J, 2^{n-m-1}) \quad (A)$$

$$IP = J + JK \quad (B)$$

$$IQ = IP + 2^{n-m-1} \quad (C)$$

$$A = S_{m-1}(IP) \quad (D)$$

$$B = S_{m-1}(IQ) W^{JK} \quad (E)$$

$$S_m(J) = A + B \quad (F)$$

pour $J = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$

$$S_m(L) = A - B \quad (G)$$

pour $L = \frac{N}{2}, \dots, N-1$

avec $m = 0, 1, \dots, n-1$

et $R \equiv S_{n-1} \quad (H)$

(étant entendu que les $S_{-1}(m=0)$ sont identifiés aux S de la formule (13).

Le programme TFF correspond aux formules ci-dessus ($A, \dots, H$).

Une autre formule de récurrence pouvant être tirée de (19) est :

$$\begin{aligned} S_m(k_0, \dots, k_m, j_{n-m-2}, \dots, j_0) = \\ S_{m-1}(k_0, \dots, k_{m-1}, 0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) + \\ S_{m-1}(k_0, \dots, k_{m-1}, 1, j_{n-m-2}, \dots, j_0) W^{(k_m, \dots, k_0, 0, \dots, 0)} \end{aligned} \quad (32)$$

d'où l'on tire les deux formules, en jouant comme précédemment sur la périodicité de W :

$$\begin{aligned} S_m(k_0, \dots, k_{m-1}, 0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) = \\ S_{m-1}(k_0, \dots, k_{m-1}, 0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) + \\ S_{m-1}(k_0, \dots, k_{m-1}, 1, j_{n-m-2}, \dots, j_0) \\ \times W^{(0, k_{m-1}, \dots, k_0, 0, \dots, 0)} \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} S_m(k_0, \dots, k_{m-1}, 1, j_{n-m-2}, \dots, j_0) = \\ S_{m-1}(k_0, \dots, k_{m-1}, 0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) - \\ S_{m-1}(k_0, \dots, k_{m-1}, 1, j_{n-m-2}, \dots, j_0) \\ \times W^{(0, k_{m-1}, \dots, k_0, 0, \dots, 0)} \end{aligned} \quad (34)$$

Posons :

$$J = (k_0, \dots, k_{m-1}, 0, j_{n-m-2}, \dots, j_0) \quad (35)$$

$$L = (k_0, \dots, k_{m-1}, 1, j_{n-m-2}, \dots, j_0) = J + 2^{n-m-1} \quad (36)$$

Alors (2) et (3) s'écrivent :

$$S_m(J) = S_{m-1}(J) + S_{m-1}(L) W^{(0, k_{m-1}, \dots, k_0, 0, \dots, 0)} \quad (37)$$

$$S_m(L) = S_{m-1}(J) - S_{m-1}(L) W^{(0, k_{m-1}, \dots, k_0, 0, \dots, 0)} \quad (38)$$

Faisant abstraction provisoirement de la difficulté de calculer l'exposant de W , on voit l'incontestable avantage de cet algorithme sur le précédent, $S_m(J)$ et $S_m(L)$ sont calculés en fonction de $S_{m-1}(J)$ et $S_{m-1}(L)$, un seul « tableau de mémoires » peut être utilisé, le calcul est fait « sur place ».

Pour rendre le calcul commode sur machine, donnons-nous un indice

$$I = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (39)$$

$$I = (0, i_{n-2}, i_{n-3}, \dots, i_0) \quad (40)$$

et cherchons à exprimer J et L en fonction de I , on a successivement :

$$\begin{aligned} (0, \dots, i_{n-m-2}, \dots, i_0) &= M \phi D(I, 2^{n-m-1}) \\ (0, i_{n-2}, \dots, i_{n-m-1}, 0, \dots, i_0) &= I - M \phi D(I, 2^{n-m-1}) \\ (i_{n-2}, \dots, i_{n-m-1}, 0, \dots, i_0) &= 2I - 2M \phi D(I, 2^{n-m-1}) \\ (i_{n-2}, \dots, i_{n-m-1}, 0, i_{n-m-2}, \dots, i_0) &= 2I - M \phi D(I, 2^{n-m-1}) \end{aligned}$$

$$\text{d'où} \quad J = 2I - M \phi D(I, 2^{n-m-1}) \quad (41)$$

$$\text{et} \quad L = J + 2^{n-m-1} \quad (42)$$

Le calcul de l'exposant de W est un peu plus délicat. Soit I un entier $I = 0, 1, \dots, N-1$, (avec $N = 2^n$).

$$I = (i_{n-1}, \dots, i_0)$$

On suppose que l'on sait obtenir, à partir de I , l'entier $\bar{I}$ tel que

$$\bar{I}(i_0, \dots, i_{n-1})$$

(inversion des digits).

Alors successivement :

$$\begin{aligned} (k_0, \dots, k_{m-1}, 0, \dots, 0) &= J - M \phi D(J, 2^{n-m-1}) \\ (0, \dots, 0, k_{m-1}, \dots, k_0) &= \overline{J - M \phi D(J, 2^{n-m-1})} \\ (0, k_{m-1}, \dots, k_0, 0, \dots, 0) &= \\ &= \overline{[J - M \phi D(J, 2^{n-m-1})]} \times 2^{n-m-1} \end{aligned} \quad (43)$$

($n-m-1$ décalages à gauche).

En résumé :

$$I = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (AA)$$

$$J = 2I - M \phi D(I, 2^{n-m-1}) \quad (BB)$$

$$L = J + 2^{n-m-1} \quad (CC)$$

$$(m = 0, 1, \dots, n-1)$$

$$JT = \overline{[J - M \phi D(J, 2^{n-m-1})]} 2^{n-m-1} \quad (DD)$$

$$S_m(J) = S_{m-1}(J) + S_{m-1}(L)W^{JT} \quad (EE)$$

$$S_m(L) = S_{m-1}(J) - S_{m-1}(L)W^{JT} \quad (FF)$$

Il suffit de consulter la formule (32) pour voir que la transformée R de S sera obtenue lorsque $m = n-1$ et qu'on aura :

$$R(k_{n-1}, \dots, k_0) = S_{n-1}(k_0, \dots, k_{n-1}) \quad (GG)$$

c'est-à-dire qu'à l'entier $K = (k_0, \dots, k_{n-1})$, on devra associer l'entier $\bar{K} = (k_{n-1}, \dots, k_0)$, pour remettre en ordre les R .

Bibliographie

- [1] COOLEY J.W., and TUKEY J.W. — « An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series ». *Math. of Comput.* vol. 19, pp. 297-301, April 1965.
- [2] FORMAN M.L. — « A fast Fourier transform technique and its application to Fourier spectroscopy ». *Colloque C2, supplément* au n° 3-4, tome 28, mars-avril 67.
- [3] Special issue on fast Fourier Transform and its application to digital filtering and spectral analysis. *IEEE Transactions on audio and electroacoustics*. Vol. AU-15, n° 2, June 1967.
- [4] ANGOT A. — « Compléments de Mathématiques » Ed. *La Revue d'Optique*, 1965.
- [5] KLAHN R. and others. — « The Time-Saver » : FFT Hardware. *Electronics*, June 24, 1968.

Analyseur statistique optique

C. SKENDEROFF et F. FEYDER

Ingénieurs à la CFTH-HB

1. Introduction

Pour caractériser un bruit, il est indispensable de connaître sa loi de répartition en amplitude. En général l'obtention de ce résultat nécessite l'emploi d'échantillonneurs complexes ou peu rapides. Il existe un système d'échantillonnage optique simple, qui permet de tracer rapidement la courbe de la densité de probabilité de l'amplitude d'un signal quelconque à partir d'appareils couramment utilisés dans les laboratoires d'électronique et de quelques accessoires optiques.

Outre ce relevé des courbes de densité de probabilité, cet appareil offre d'autres possibilités : mesure directe de la linéarité et de la dynamique d'une chaîne amplificatrice, mesure de la probabilité de fausse alarme, mesure directe du rapport signal/bruit, analyse de la densité des échos fixes radar sur un écran PPI en fonction du gisement et de la distance, etc.

Le but de ces quelques lignes est d'exposer les possibilités de l'analyseur statistique optique en essayant de les illustrer, autant que possible, par des résultats concrets obtenus en laboratoire.

2. Principe théorique

2.1. Démonstration théorique

Considérons un signal $y = f(t)$ et un système d'axes de coordonnées (y, t) . Soit $q(t)$ la densité de probabilité de la variable t , (si t représente une base de temps linéaire, $q(t)$ est constante).

On veut calculer la distribution d'amplitude de $y = f(t)$ qui est une densité de probabilité $p(y)$.

La probabilité de trouver y dans un intervalle dy est :

$$p(y) dy = p[f(t)] f'(t) dt. \quad (1)$$

La probabilité de trouver t dans un intervalle dt est égale à :

$$q(t) \cdot dt. \quad (2)$$

Si $f(t)$ est une fonction biunivoque, à chaque valeur de t correspondra une valeur y et une seule, et vice versa (fig. 1).

Les deux probabilités exprimées dans les équations (1) et (2) sont alors égales, et on aura :

$$q(t) \cdot dt = p(y) dy = p[f(t)] f'(t) dt \quad (3)$$

d'où :

$$p(y) = p[f(t)] = \frac{q(t)}{f'(t)}. \quad (4)$$

Si $f(t)$ n'est plus biunivoque, mais si, à chaque valeur de y correspond un nombre $n(y)$ de valeurs de t (fig. 2), le terme à droite dans l'équation (4) est à sommer sur les $n(y)$ valeurs de t :

$$p(y) = \sum_{i=1}^{n(y)} p[f_i(t)] = \sum_{i=1}^{n(y)} \left(\frac{q_i(t)}{f'_i(t)} \right). \quad (5)$$

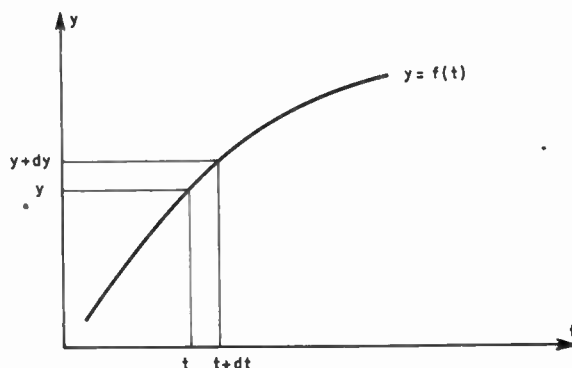


FIG. 1. — Fonction biunivoque.

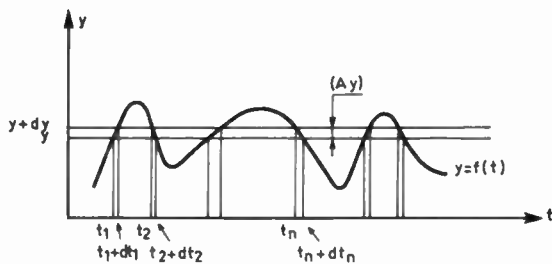


FIG. 2. — Fonction univoque.

2.2. Illustration du principe

Soit un oscilloscope à balayage horizontal uniforme, c'est-à-dire tel que le nombre d'électrons qui atteignent l'écran du tube cathodique par intervalle de temps élémentaire soit constant.

Supposons en outre que la couche fluorescente ne sorte pas saturée et que la lumière émise en un point donné de l'écran du tube soit proportionnelle au nombre d'électrons arrivant en ce point.

Mathématiquement on peut exprimer ces conditions en disant que la quantité de lumière émise à l'instant t dans un intervalle dt est égale à $q(t)dt$.

Dans ce cas, $q(t)$ représente la densité de probabilité d'arrivée des électrons sur l'écran (dans le cas supposé ci-dessus $q(t)$ est constante).

Appliquons maintenant une tension variable $y = f(t)$ à l'entrée verticale de l'oscilloscope. Sur l'écran, apparaîtra la courbe $y = f(t)$. Connaissant $q(t)$, on peut obtenir la densité de probabilité $p(y)$ en mesurant la lumière émise par la trace de la courbe $y = f(t)$ dans une tranche d'épaisseur Δy (fig. 2). Ceci est possible au moyen d'un photomultiplicateur.

Si la fonction $y = f(t)$ est biunivoque, le nombre d'électrons correspondant à une largeur de tranche explorée Δy , est égal à $q(t) \Delta t$, où Δt est exprimé en fonction de y . On a :

$$y = f(t) \rightarrow t = \phi(y) \quad (6)$$

$$dy = f'(t) dt \rightarrow \Delta t = \phi'(y) \Delta y \quad (7)$$

il s'en suit :

$$q(t) \Delta t = q[\phi(y)] \phi'(y) \Delta y. \quad (8)$$

Si Δy tend vers dy et Δt vers dt , on aura, d'après les équations (7) :

$$\frac{dy}{dt} = f'(t) = \frac{1}{\phi'(y)}. \quad (9)$$

Tenant compte de (4) et de (9), l'équation (8) devient,

$$q(t) dt = \left| \frac{q(t)}{f'(t)} \right| dy = p(y) dy. \quad (10)$$

Ce procédé permet donc de mesurer $p(y)$.

Si la fonction n'est plus biunivoque, c'est-à-dire si la trace de la courbe $y = f(t)$ traverse la tranche Δy en plusieurs endroits, l'appareil fait l'intégration de la lumière totale émise dans cette tranche, ce qui correspond à l'équation (5).

La théorie exige que la tranche explorée soit infiniment étroite : $\Delta y \rightarrow dy$. Or, pratiquement ceci n'est pas réalisable et la mesure ne pourra fournir qu'une courbe approchée de la fonction de densité de probabilité théorique. L'exemple suivant illustre bien l'influence de la limite de résolution de l'appareil sur le résultat.

2.3. Exemple

Considérons la fonction $y = A_0 \sin \theta$, où θ est distribué uniformément dans un intervalle comprenant une période, soit de 0 à 2π . Dans cet intervalle, la densité de probabilité de θ sera : $q(\theta) = 1/2\pi$.

D'après l'équation (5), on aura pour la densité de probabilité de y :

$$p(y) = 2 \left(\frac{q(\theta)}{y'(\theta)} \right) = \frac{2}{2\pi} \frac{1}{A_0 \cos \theta}$$

ou bien

$$p(y) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{A_0 \sqrt{1 - y^2/A_0^2}}$$

(Le facteur 2 vient du fait que la courbe traverse deux fois la tranche explorée Δy , ceci pour tout y . La contribution est identique dans les deux cas).

Théoriquement $p(y)$ tend vers l'infini pour $y = \pm A_0$.

Or, en réalité, on ne mesure pas $p(y)$ en $y = A_0$, mais on mesure la moyenne de $p(y)$ sur un certain intervalle Δy .

$$\begin{aligned} \overline{p(Y)}^{(\Delta Y)} &= \frac{1}{\Delta Y} \int_{Y - \Delta Y/2}^{Y + \Delta Y/2} \frac{dy}{\pi \sqrt{A_0^2 - y^2}} \\ &= \frac{1}{\Delta Y \pi} \left[\arcsin \left(\frac{Y}{A_0} + \frac{\Delta Y}{2A_0} \right) - \arcsin \left(\frac{Y}{A_0} - \frac{\Delta Y}{2A_0} \right) \right]. \end{aligned}$$

En $Y = A_0 - \frac{\Delta Y}{2}$; la densité de probabilité devient

$$\overline{p \left(A_0 - \frac{\Delta Y}{2} \right)}^{\Delta Y} = \frac{1}{\Delta Y \pi} \left[\frac{\pi}{2} - \arcsin \left(1 - \frac{\Delta Y}{A_0} \right) \right].$$

Cette expression tend vers l'infini quand ΔY tend vers zéro. La figure 3 illustre cet exemple. On voit qu'on a ainsi un signal permettant de mesurer la finesse d'analyse de tout analyseur statistique par le rapport existant entre le maximum et le minimum de $p(y)$.

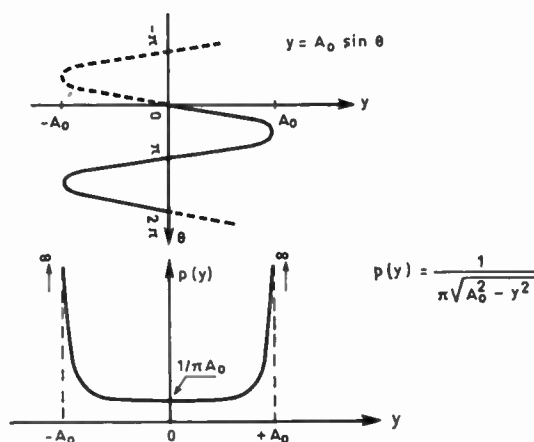


FIG. 3. — Fonction de densité de probabilité théorique d'une sinusoïde.

3. Description de l'analyseur statistique optique

Le schéma (fig. 4), expose le principe de fonctionnement de la partie optique. Le signal à analyser, supposé stationnaire, est appliqué à l'entrée verticale d'un premier oscilloscope. On superpose au signal une tension continue linéairement variable avec le temps, qui permet de déplacer verticalement le signal sur l'écran.

Un système optique avec fente et photomultiplicateur permet de mesurer la lumière émise dans une tranche horizontale sur l'écran de l'oscilloscope I. Le photomultiplicateur fournit une tension proportionnelle à cette lumière. Cette tension est appliquée à l'entrée d'un enregistreur sur papier ou d'un deuxième oscilloscope.

Au fur à et mesure que l'image du signal sur l'oscilloscope I se déplace verticalement, on reproduit sur l'enregistreur une courbe dont l'ordonnée est directement proportionnelle à la lumière reçue par le photomultiplicateur et dont l'abscisse est proportionnelle à l'amplitude instantanée du signal.

La courbe tracée par le deuxième oscilloscope ou par l'enregistreur indique quelle est la probabilité de trouver telle ou telle amplitude dans le signal. Elle indique la fréquence relative de toutes les amplitudes

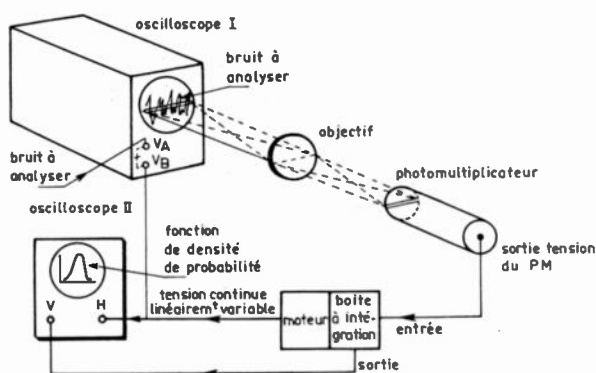


FIG. 4. — Schéma du principe optique.

en question. C'est la courbe de densité de probabilité en amplitude du signal analysé.

Nous n'entrons pas dans les détails de tous les appareils, mais signalons toutefois que la tension de sortie du photomultiplicateur, avant d'être introduite dans le deuxième oscilloscope ou dans l'enregistreur, doit être légèrement filtrée dans un filtre RC. Le but de cette intégration RC est le suivant :

On considère un bruit $y(t)$ qui est envoyé sur l'oscilloscope I. Sa bande de fréquence est Δf . Si le balayage horizontal de l'oscilloscope correspond à z s/cm, on aura $(10 z)$ s par balayage. On voit donc sur l'oscilloscope $(10 z)/(\Delta f)$ échantillons de bruit indépendants. La fente optique recueille la contribution de lumière de tous les échantillons de bruit dont l'amplitude est comprise entre y et $y + \Delta y$. Le filtre RC, placé en sortie du photomultiplicateur, intègre les tensions dues aux échantillons de bruit pendant un temps θ .

On a donc au total, en sortie de cet intégrateur, une tension qui représente la somme de $(\theta \Delta f)$ échantillons de bruits compris entre y et $y + \Delta y$. C'est la densité de probabilité de bruit.

4. Utilisations de l'analyseur statistique optique

4.1. Analyse de la densité de probabilité en amplitude d'un signal

Cette mesure de densité de probabilité constitue l'application-type de l'analyseur statistique optique. Elle peut servir dans un but d'études générales de phénomènes aléatoires et de leurs transformations après passage dans des éléments linéaires ou non linéaires. On aura ainsi la possibilité de vérifier que le signal étudié en réalité correspond bien au modèle mathématique prévu.

Selon que l'on veut analyser un signal stationnaire ou un signal non stationnaire pendant la durée d'analyse (qui est de l'ordre de la minute), on a recours à des méthodes de mesures directes ou indirectes.

— Dans le premier cas, on progresse comme il a été décrit dans les paragraphes précédents : le signal est appliqué en direct sur l'entrée verticale de l'oscilloscope I. La figure 5 montre différents signaux avec leur courbe de densité de probabilité, enregistrée avec l'analyseur statistique optique. Dans la figure 6, on voit les transformations de la courbe de densité de probabilité après limitation, filtrage passe-bande, détection et filtrage RC.

A partir de ces courbes, on peut directement déduire la valeur moyenne ainsi que l'écart-type d'un bruit, d'où sa puissance. Il suffit d'étalonner convenablement les échelles (les figures 6 et 7 ne sont que qualitatives).

En général, la qualité de telles analyses est bonne.

— Dans le deuxième cas, l'analyse indirecte, on enregistre le signal à analyser soit sur une bande de papier, soit sur un film, soit sur une diapositive. Au lieu

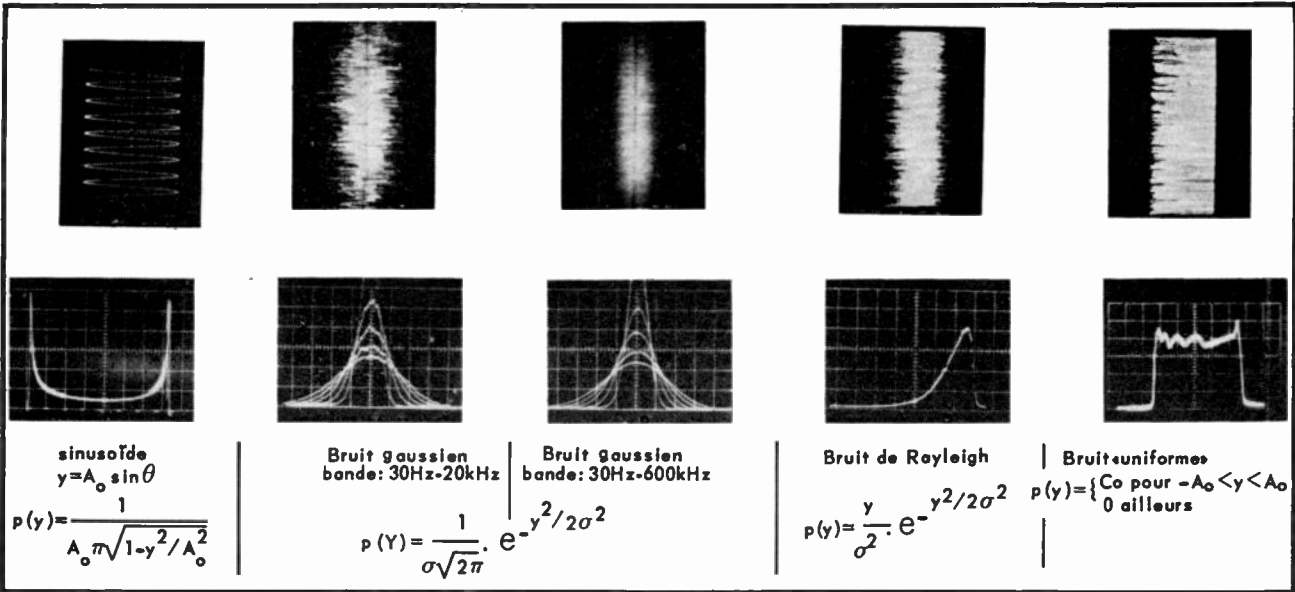


FIG. 5. — Différents signaux avec courbe de densité de probabilité. Pour les 2 exemples de bruit gaussien, plusieurs courbes de densité de probabilité sont présentes, correspondant à un ensemble de paramètres σ différents.

de déplacer l'image du signal devant l'analyseur statistique optique, on peut aussi faire varier la position de ce dernier par rapport à l'image, ceci par l'intermédiaire d'un châssis mobile.

Ce mode d'analyse peut être très favorable pour exploiter des signaux non stationnaires, des échantillons de signaux, ou bien des enregistrements faits en campagne d'expérimentation sur le terrain (temps

réel), ou encore des signaux trop lentement variables (on fera de la compression du temps).

Il est évident qu'en comparaison avec la méthode directe, la qualité des résultats est moins bonne, vu les différents intermédiaires supplémentaires qui entrent en jeu.

a) L'analyse d'un enregistrement sur papier se fera en l'éclairant soit par devant (réflexion), soit par

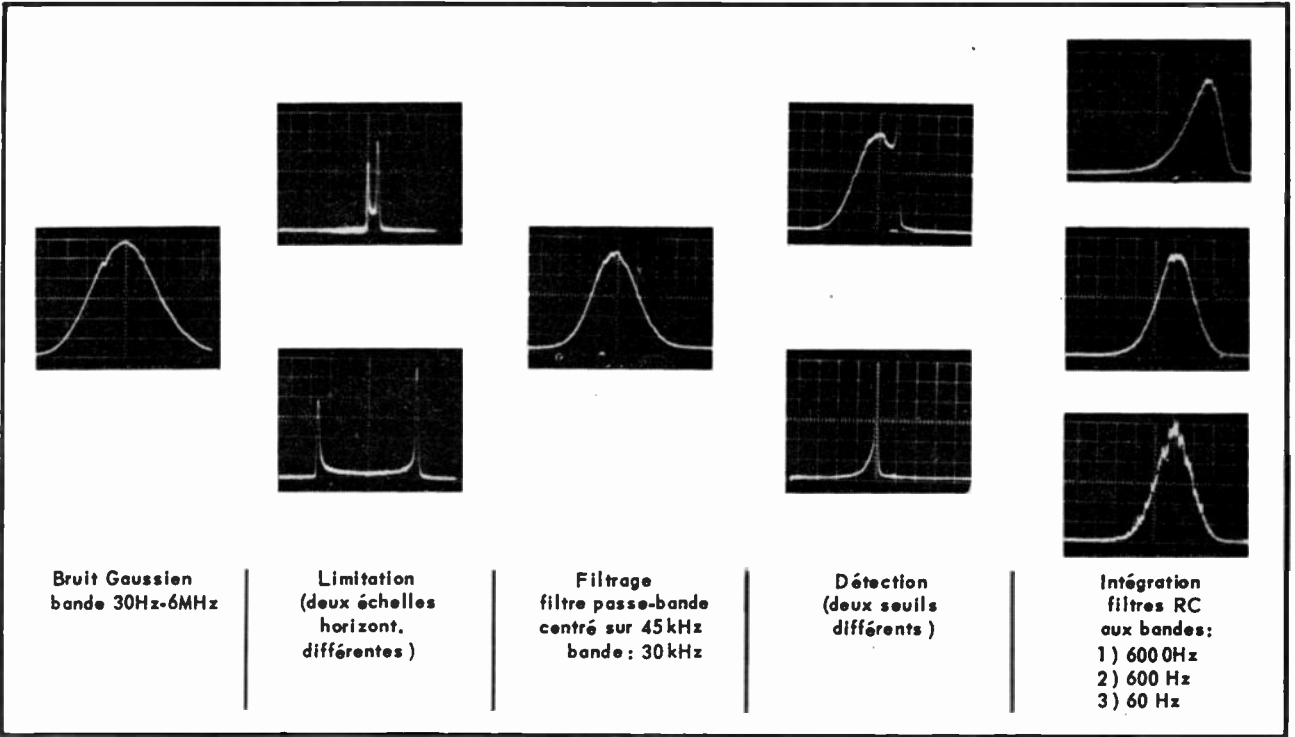


FIG. 6. — Transformation d'un bruit gaussien : les différentes courbes de densité de probabilité.

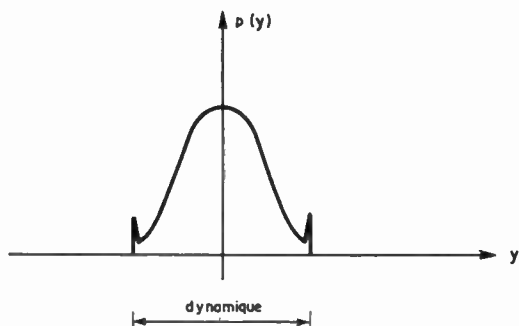


FIG. 7. — Mesure de la dynamique avec l'analyseur statistique et par l'intermédiaire d'un bruit à fonction de densité de probabilité connue.

derrière (transparence). Selon que le nombre d'échantillons indépendants — quand il s'agit d'un phénomène aléatoire — sur la largeur explorée par l'analyseur statistique optique est grand ou non, on analyse le signal en gardant le support papier fixe ou en faisant défiler la bande papier de façon à moyenner sur un nombre suffisamment grand d'échantillons indépendants.

b) Les signaux enregistrés sur diapositives sont projetés sur un écran semi-transparent. C'est cette image projetée qu'on analyse.

c) Les signaux enregistrés avec une caméra sont aussi analysés sur écran semi-transparent, le film défilera en boucle fermée. Pour chaque position successive de la fente, le film devrait faire un tour de boucle complet.

Remarques

Les méthodes a) et b) permettent aussi de vérifier la stationnarité d'un signal : on analyse des « photos » du signal prises à des instants différents.

Ces moyens d'exploitations ne sont pas restrictifs et varient suivant le support des signaux à traiter.

4.2. Mesure directe de la linéarité et de la dynamique d'un amplificateur

En appliquant, à l'entrée d'un amplificateur, un bruit à loi de densité de probabilité connue, on peut mesurer

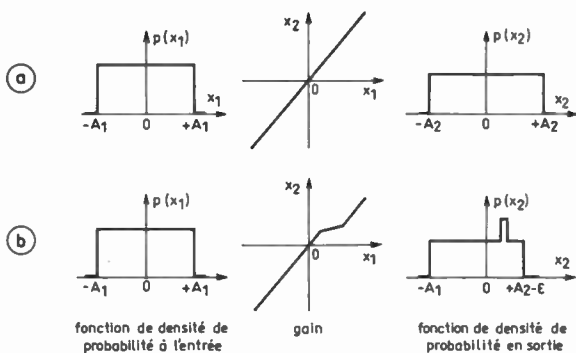


FIG. 8. — Mesure de contrôle de linéarité d'un quadripôle. Dans l'exemple a) le gain du quadripôle est linéaire, dans b) la courbe du gain est brisée (non linéaire). En se servant pour l'analyse d'un bruit à fonction de densité de probabilité uniforme, on détecte facilement toute déformation due à une non-linéarité.

la dynamique en analysant le signal de sortie avec l'analyseur statistique optique. Il suffit d'augmenter la puissance moyenne à l'entrée jusqu'à ce que la courbe de densité de probabilité mesurée en sortie soit déformée : des cornes apparaissent aux extrémités. Leur espacement détermine la dynamique (voir fig. 7).

Toute non-linéarité dans l'amplificateur déformera la courbe de densité de probabilité (fig. 8). La sensibilité de ce mode d'analyse est pourtant limitée par la précision possible et par le type de bruit utilisé. Un bruit rigoureusement uniforme, c'est-à-dire à fonction de densité de probabilité rectangulaire, serait le mieux adapté à cette mesure.

4.3. Mesure directe du rapport signal/bruit

La mesure du rapport signal/bruit se fait en appliquant le signal plus bruit à l'entrée de l'oscilloscope I, tout en ayant soin de bien synchroniser le signal.

On étale suffisamment l'échelle horizontale et on centre le signal de façon à n'analyser qu'une partie étroite autour de l'amplitude crête du signal. Ayant bien repéré le niveau zéro, on pourra déduire directement le rapport signal/bruit de l'analyse ainsi obtenue (fig. 9).

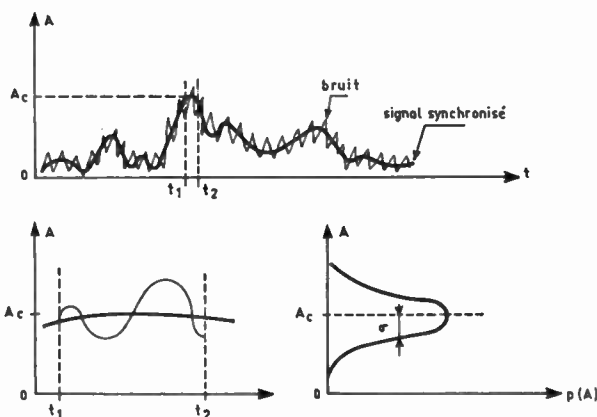


FIG. 9. — Mesure du rapport signal sur bruit. La fenêtre (t_1 , t_2) est étalée. On fait ainsi l'analyse statistique autour de l'amplitude crête du signal. Le rapport signal/bruit se déduit directement de A_c et de σ ainsi obtenus.

4.4. Mesure de la répartition en amplitude

On sait que la fonction de répartition est reliée à la fonction de densité de probabilité par la relation suivante :

$$P(Y) = \int_{-\infty}^Y p(y) dy.$$

En remplaçant la fente horizontale par un masque qui ne couvre qu'une moitié de la surface photosensible du photomultiplicateur et dont le bord droit horizontal forme le seuil, l'appareil permet de mesurer directement la fonction de répartition en amplitude.

Dans les problèmes de détection radar intervient la probabilité de fausse alarme pour un seuil Y donné.

Cette dernière est définie comme suit :

$$P_{fa}(Y) = \int_Y^{\infty} p(y) dy = 1 - P(Y).$$

Ici encore, l'analyseur statistique optique pourrait, dans certains cas, rendre des services : on compte les pointes de bruit dépassant le seuil Y , matérialisé par le bord du masque. Cette façon de procéder offre la garantie d'un seuil stable et précis.

4.5. Mesure de la répartition des échos radars sur un écran PPI

En adaptant l'analyseur statistique optique à l'écran PPI d'un radar, on peut obtenir des informations statistiques sur la répartition des échos-radar en distance et en gisement. Ceci peut être très intéressant pour l'étude des échos de sol.

Pour effectuer cette mesure, on dégage complètement la surface photosensible du photomultiplicateur. Sur l'écran PPI, on appose un masque de façon à mesurer la lumière reçue en procédant par discrimination en gisement ou en distance. Ce masque pourrait aussi être simulé électroniquement en ne faisant apparaître sur l'écran que les voies distances une par une, ou en avançant l'antenne radar par intervalles réguliers.

Remarques

Notons quand même que, pour l'obtention de bons résultats, certaines précautions sont à prendre : réglage parfait de la partie optique et mécanique, protection maximale contre la lumière ambiante, élimination des effets de rémanence sur l'écran de l'oscilloscope.

Signalons aussi que le champ magnétique terrestre exerce une influence sur le photomultiplicateur. Cet effet, bien que n'influençant pas les mesures dans la plupart des cas, peut être néfaste dans certaines expériences, telle que celle décrite sous

4.5. On protégera, dans ce cas, le photomultiplicateur par un tube en mu-métal.

5. Conclusion

Parmi les applications essentielles de l'analyseur statistique optique, on doit compter la possibilité de tracer rapidement la courbe donnant la distribution d'amplitude d'un signal quelconque, notamment d'un bruit, et d'en déduire facilement la valeur efficace et la valeur moyenne. Ceci permet, par exemple, de faire des études détaillées du bruit en différents points d'un ensemble d'éléments électroniques (chaîne de réception radar, etc.).

Une application directe est la mesure de la dynamique d'un amplificateur ainsi que le contrôle de sa linéarité. En plus, en changeant la forme du masque placé devant le photomultiplicateur, on pourra directement mesurer la fonction de répartition en amplitude.

On peut alors réaliser l'importance de la quantité d'informations contenue dans la forme d'une loi de densité de probabilité, alors qu'habituellement seules étaient connues les valeurs moyennes et quadratiques moyennes.

Outre l'intérêt statistique évident de l'appareil, c'est le problème inverse, qui consiste à tirer le maximum de renseignements sur le signal aléatoire à partir de la densité de probabilité, qui semble le plus intéressant et relativement nouveau. En particulier, cet appareil se révèle très sensible pour déceler l'existence de non-linéarités dans une chaîne de traitement de l'information.

Il est à remarquer qu'outre les résultats directs, de telles analyses de densité de probabilité ont un caractère instructif notable, ceci à cause de la visualisation immédiate de lois dont on ne connaît généralement que l'équation mathématique.

Analyse statistique en temps réel des signaux électriques engendrés par le cerveau : analyse spectrale

J. BERTHÉAS et R. MOUNIER

CSF, Dela, Cagnes-sur-Mer

Introduction

L'analyse statistique des signaux aléatoires a reçu, depuis quelques années, des applications importantes dans de nombreux domaines [1] : aéronautique, télécommunications, radar, sonar, médecine, géophysique, etc. car en effet, la densité spectrale de puissance, la fonction d'autocorrélation ou covariance constituent des outils mathématiques très puissants pour le traitement des signaux aléatoires. Mais le nombre de ces applications est limité par la complexité et le coût des moyens à mettre en œuvre pour les utiliser : sur un avion, dans une usine, près d'un malade, etc.

Heureusement, on voit apparaître des systèmes de traitement en temps réel qui permettent de réaliser ces opérations dans des conditions de coût et d'encombrement acceptables par la majorité des utilisateurs.

La théorie générale des fonctions aléatoires exige la connaissance des densités de probabilité multidimensionnelles et elle est trop complexe pour la pratique ; aussi, l'analyse statistique des processus aléatoires se limite-t-elle généralement au second ordre, c'est-à-dire à l'étude de la fonction de corrélation ou de la densité spectrale de puissance. Il faut noter en effet que, dans le cas où les fonctions aléatoires ont des fonctions de répartition normales, la donnée de leurs deux premiers moments suffit à déterminer tous les suivants, si le processus n'est pas normal, les deux moments du premier ordre conservent un très grand aspect descriptif [2] (d'après J. CAMPBELL, la distribution du signal électrique émis par le cerveau (E.E.G.) n'est pas normale [3]).

Après un bref rappel de quelques notions relatives aux fonctions aléatoires, on décrit une méthode et un appareil qui permettent de réaliser l'analyse spectrale en temps réel des signaux EEG (*).

1. L'analyse statistique des signaux aléatoires stationnaires

1.1. Densité de probabilité

La particularité d'un signal aléatoire est de prendre, à un instant, une valeur qu'on ne peut prédire avec certitude. La seule chose qu'on puisse dire, c'est qu'il a une certaine probabilité d'avoir une amplitude comprise dans un domaine donné. On définit ainsi la densité de probabilité du processus par la formule (cf BENDAT [4]) :

$$p(x) = \lim_{\substack{\Delta x \rightarrow 0 \\ T \rightarrow \infty}} \frac{1}{T \Delta x} \sum_{n=1}^{n=\infty} t_n(x, x + \Delta x)$$

x est la valeur du signal considéré ;

T est la durée d'observation du signal ;

t_n est le temps pendant lequel le signal a une valeur comprise entre x et $x + \Delta x$.

Par exemple, pour un signal aléatoire suivant une loi normale, la densité de probabilité s'écrit :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-y_0)^2}{2\sigma^2}}.$$

(*) Cet appareil a été étudié et réalisé au Groupe d'Études et Recherches du département d'Electro-Acoustique de la CSF à Cagnes-sur-Mer, en collaboration et à la demande du Centre d'Études et Recherches de Psychologie Appliquée de la Marine à Toulon, sur un contrat DGRST.

L'activité électrique du cerveau peut être considérée comme un processus aléatoire ou stochastique, (WALTER et ADEY [5]).

Pour caractériser une fonction aléatoire, on utilise les moments de cette fonction ou les densités de probabilités multidimensionnelles.

Pour un processus qui se déroule dans le temps comme le signal EEG, la densité de probabilité du premier ordre $f_1(x)$, sera la probabilité pour que la réalisation $x = x(t)$ du processus aléatoire $X(t)$ soit, pour le temps t , dans la limite $x, x + dx$. Des mesures sont nécessaires pour vérifier, par exemple en EEG, la validité de l'hypothèse généralement faite d'une distribution gaussienne. Ces mesures doivent être souvent répétées dans les nombreux types de signaux observables en fonction : de la région observée, du conditionnement du sujet (veille, sommeil, potentiel évoqué, etc.), du cas clinique du sujet. De même, la densité de probabilité du second ordre $f_2(x_1, x_2)$ sera la probabilité pour que la réalisation $X(t)$ soit au temps t_1 dans la limite $x_1, x_1 + dx_1$ et pour le temps t_2 dans la limite $x_2, x_2 + dx_2$ avec $x_1 = x(t_1), x_2 = x(t_2)$ et $t_2 = t_1 + \tau$.

Dans l'analyse des signaux aléatoires, deux hypothèses sont souvent faites : la stationnarité et l'ergodicité.

1.2. Stationnarité

Au sens large, on dit qu'un processus aléatoire $X(t)$ est stationnaire si sa valeur moyenne $\bar{x}$ est indépendante du temps et si sa fonction d'autocorrélation $R(\tau)$ ne dépend que de l'intervalle de temps τ et pas du temps t choisi dans l'expression :

$$\bar{x} = \int_{-\infty}^{+\infty} x f(x) dx$$

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t) x(t - \tau) dt.$$

1.3. Ergodicité

Le caractère ergodique se manifeste par le fait que les propriétés statistiques d'un grand nombre d'observations effectuées sur un système unique dont l'évolution est régie par un processus aléatoire stationnaire sont identiques à celles du même nombre d'observations effectuées en un seul et même instant sur des systèmes semblables au premier et choisis arbitrairement.

Cette hypothèse permet de dire que la valeur moyenne $\bar{x}$ d'ensemble des réalisations du processus aléatoire $X(t)$ et la valeur moyenne $\bar{\bar{x}}$ temporelle d'une réalisation du processus sont égales entre elles : $\bar{x} = \bar{\bar{x}}$

avec :

$$\bar{\bar{x}} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t) dt.$$

Pour la fonction d'autocorrélation $R(\tau)$ du pro-

cessus $X(t)$, la propriété d'ergodicité permet d'écrire :

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x_1 x_2 f(x_1, x_2) dx_1 dx_2.$$

Pour qu'un processus aléatoire soit ergodique, il suffit que sa fonction d'autocorrélation centrée tende vers zéro quand τ tend vers l'infini.

1.4. Densité spectrale de puissance

La description du signal aléatoire peut également se faire dans le domaine des fréquences en décrivant la répartition de l'énergie contenue dans le signal en fonction de la fréquence par l'intermédiaire de la densité spectrale de puissance.

La densité spectrale de puissance $S(\omega)$ se définit comme la transformée de Fourier de la fonction de corrélation $R(\tau)$, soit :

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) \cos \omega\tau d\tau - j \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) \sin \omega\tau d\tau.$$

La notion de densité spectrale $S(\omega)$ peut être reliée à celle du spectre courant $x_T(\omega)$ de la réalisation $x_T(t)$ d'un processus aléatoire stationnaire x_t .

On a $x_T(t) = x(t)$ pour $-T \leq t \leq T$.

$x_T(t) = 0$ pour toutes les autres valeurs de T .

On appelle spectre courant $x_T(\omega)$ la transformée de Fourier de $x_T(t)$, c'est-à-dire :

$$x_T(\omega) = \int_{-T}^{+T} x_T(t) e^{-j\omega t} dt,$$

On montre que la densité spectrale de puissance peut être considérée comme l'espérance mathématique :

$$S(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} E \left(\frac{x_T^2(\omega)}{2T} \right).$$

En vertu de l'ergodicité, on peut écrire, en prenant un temps T assez long :

$$S(\omega) \approx \frac{1}{2T} x_T^2(\omega).$$

La puissance contenue dans une bande de fréquence Δf est donnée par :

$$E \Delta f = \int_f^{f+\Delta f} S(f) df \quad \left(f = \frac{\omega}{2\pi} \right).$$

On montre que tout processus aléatoire stationnaire $X(t)$ peut être approché d'autant plus près que l'on veut par une combinaison linéaire d'oscillations sinu-

soïdales du type : $x_k(t) = Q_k \sin(\omega_k t + \varphi_k)$ avec une amplitude et une phase aléatoires, et une fréquence constante. Cette méthode d'analyse spectrale intéresse particulièrement certains des spécialistes de l'électro-encéphalographie qui pensent que les signaux électriques captés sur le scalp résultent de la combinaison des signaux émis par plusieurs sources. Ils désirent alors spécifier les particularités des différents générateurs et utilisent pour cela les notions de densité propres de puissance et de densité mutuelles de puissance (WALTER et ADEY [5], LAV. JOHNSON [6], M.B. BRAZIER [7], DUMERMUTH [8], REMOND A. [9].)

Il est possible de comparer les signaux captés en deux zones différentes du cortex. Cette comparaison se faisant soit en utilisant la fonction d'intercorrélation, soit en utilisant sa transformée de Fourier, la densité mutuelle de puissance $S_{xy}(\omega)$.

La densité mutuelle de puissance nous offre, pour chaque fréquence, la mesure de la corrélation en énergie qui existe entre les deux voies ainsi que le temps de retard correspondant, on peut ainsi, par exemple, tester pour une fréquence donnée, le pilotage d'une zone du cerveau par une autre, le temps de retard, le temps de latence, la durée d'inhibition, etc. [10].

Il est possible d'obtenir de façon directe la densité propre de puissance et la densité mutuelle de puissance (module et phase), voir en annexe. Nous décrivons ici une méthode pour obtenir la densité propre de puissance, la densité mutuelle s'obtiendrait de façon analogue par la même méthode.

2. Principe utilisé pour réaliser l'analyse spectrale en temps réel [15]

La méthode employée ici est la méthode dite « directe » qui détermine la densité spectrale par l'espérance mathématique du spectre courant (§ 1.4).

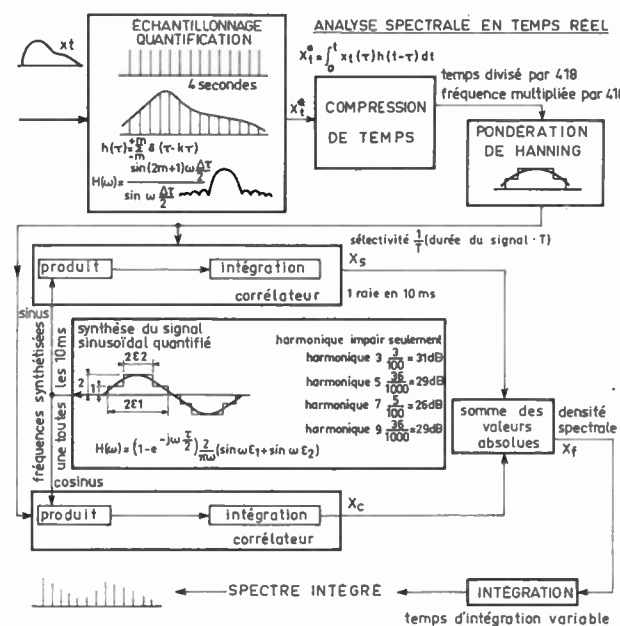


FIG. 1. — Analyse spectrale en temps réel.

Le traitement est entièrement numérique. Cette méthode a été à la base de la réalisation de plusieurs appareils et un exemple de calculateur spécialisé est décrit au chapitre 3. D'autres signaux peuvent être traités de la même façon, bruits rayonnés, signaux géophysiques ou industriels, etc.

Le schéma des figures 1 et 14, montrent les principales étapes du traitement : filtrage analogique, échantillonnage et quantification, mise en mémoire et compression de temps, filtrage numérique, synthèse des fréquences, intégration.

2.1. Filtrage analogique

Le signal analogique est filtré dans un filtre passe-bande avant la numérisation, surtout pour éliminer les fréquences élevées qui produiraient, après échantillonnage, un repliement du spectre et un mélange des fréquences dans le filtre numérique à la suite de la troncature.

L'opération d'échantillonnage peut être considérée comme une modulation (fig. 2). Une porteuse $p(t)$ est modulée par le signal $f(t)$. On exprime cela mathématiquement par :

$$f^*(t) = f(t) \cdot p(t),$$

$p(t)$ est périodique, de période T ; on peut développer $p(t)$ en série de Fourier :

$$p(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k e^{j2\pi kt/T_0} \quad \text{avec} \quad C_k = \frac{1}{T_0}.$$

On a alors :

$$f^*(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T_0} f(t) e^{j2\pi kt/T_0}.$$

On obtient la transformée de Fourier $F^*(\omega)$ de la fonction échantillonnée $f^*(t)$ en utilisant le théorème de composition :

$$F[e^{j\lambda t} f(t)] = F(\omega - \lambda).$$

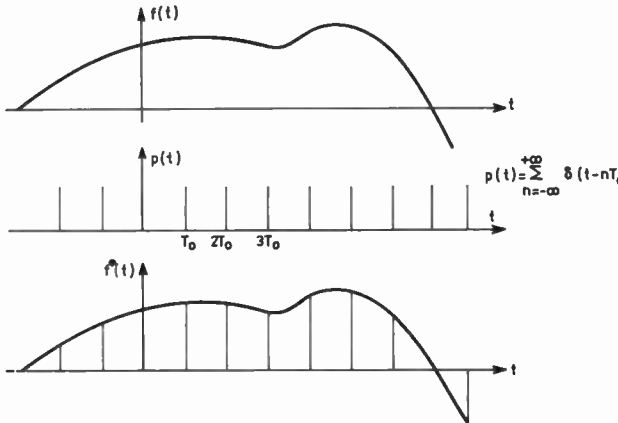


FIG. 2. — Opération d'échantillonnage.

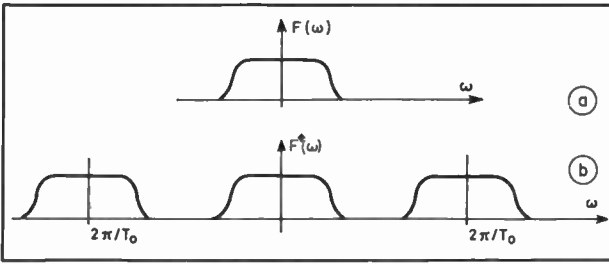


FIG. 3. — Spectre du signal. a) avant échantillonnage, b) après échantillonnage.

$$F^*(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T_0} F\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_0}\right).$$

Le processus d'échantillonnage a donc pour effet d'introduire une succession d'images du spectre initial décalées de $2\pi/T_0$ (fig. 3).

Par conséquent, dans le cas où la bande de fréquence du signal part de zéro, pour éviter un repliement des spectres (fig. 4), il faut d'abord respecter le théorème de Shannon et échantillonner au moins à une fréquence double de la plus haute fréquence du signal que nous voulons analyser.

Dans le cas présent, il faut filtrer les fréquences supérieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage (comme en réalité le filtre réalisé n'a pas une coupure brutale, il importera d'en tenir compte).

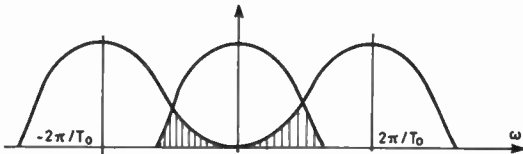


FIG. 4. — Exemple de repliement à la suite d'un mauvais filtrage avant échantillonnage.

2.2. Quantification

Après filtrage et échantillonnage, le signal est quantifié, c'est-à-dire qu'on fait correspondre à l'ensemble continu des grandeurs d'entrée un ensemble de valeurs discrètes de valeurs de sortie. C'est une transformation non linéaire qui comporte essentiellement deux variables : le nombre de digits et la loi du pas de quantification (linéaire, géométrique, quelconque).

Le type de loi choisi dépend de la densité de probabilité du signal à traiter [11, 12] ; le bruit apporté par l'opération de quantification dépendra de l'ajustement de la loi de quantification à la distribution en probabilité de la loi d'amplitude du signal [13].

On peut définir assez simplement une valeur approximative de l'erreur quadratique moyenne de quantification qui reste significative dans un grand nombre de cas [12]. Pour cela, on considère une loi de quanti-

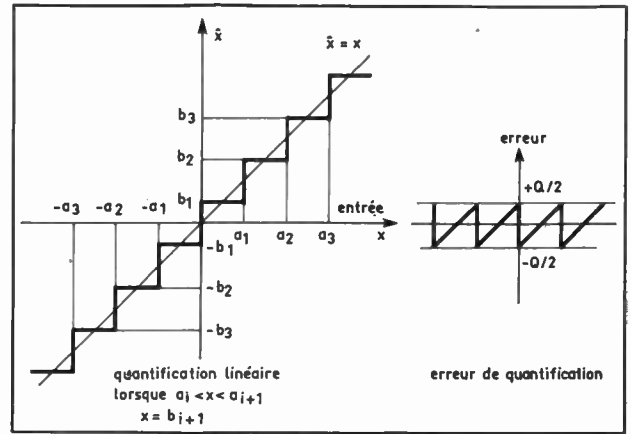


FIG. 5. — Quantification linéaire lorsque $a_i < X < a_{i+1}$. Erreur de quantification $X = b_{i+1}$.

fication linéaire (fig. 5). Le maximum de l'erreur instantanée (fig. 5) est égal à la moitié du pas de quantification. Pour avoir une idée de la valeur de l'erreur quadratique moyenne, on considère un signal en ligne droite explorant un pas de hauteur Q . L'erreur est alors $e = st$ avec $-\frac{Q}{2s} < t < \frac{Q}{2s}$ (fig. 6).

L'erreur quadratique moyenne est alors :

$$\overline{e^2} = \frac{s}{Q} \int_{-Q/2s}^{Q/2s} e^2 dt = \frac{Q^2}{12}.$$

Cela donne une idée du bruit apporté par la quantification. En effet, l'erreur est

$$\sqrt{\frac{1}{12}} \approx 0,29,$$

c'est-à-dire que le bruit rajouté au signal a une valeur efficace = $0,29 Q$. Si on quantifie un signal avec 256 niveaux, le rapport signal/bruit de quantification sera :

$$\frac{0,29}{256} \approx 0,001.$$

H.S. HEAPS et P.W. VILLCOCK [11] ont étudié l'effet de la quantification sur le calcul numérique

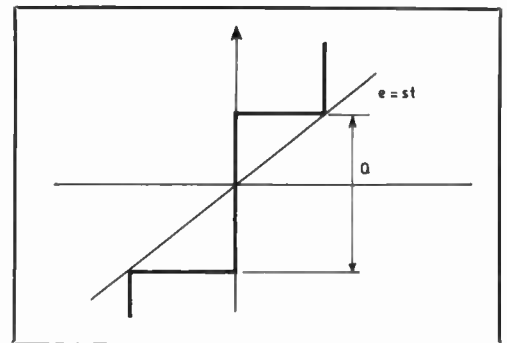


FIG. 6. — Erreur de quantification.

des transformées de Fourier et ont donné quelques indications sur le choix des niveaux de quantification, jusqu'à 8 niveaux (1).

Les moments de la variable aléatoire quantifiée $\widehat{m}$ peuvent être calculés en fonction des moments de la variable aléatoire avant quantification m . C'est ainsi que les formules de SHEPPARD [13], appliquées lorsque Q est assez petit, nous donnent :

$$\begin{aligned}\widehat{m}_1 &= m_1 \\ \widehat{m}_2 &= m_2 + \frac{Q^2}{12}.\end{aligned}$$

On constate donc que, pour le moment d'ordre 2 qui nous intéresse ici, l'erreur est de $\frac{Q^2}{12}$.

2.3. Mise en mémoire

Après numérisation (échantillonnage et quantification), le signal est envoyé dans une mémoire circulante dont le rôle sera de réaliser une compression de temps [14].

Pour des raisons de prix et de commodité d'emploi, la solution technologique la meilleure actuellement est la ligne à retard magnétostrictive — on peut également utiliser des tambours ou des rubans magnétiques. Les lignes à retard (fig. 7) permettent, par exemple, de faire circuler dans une même ligne 10 000 bits à une fréquence maximale de 1,25 MHz, ou encore, 1 000 bits à 10 ou 20 MHz. Il est bien évident qu'en groupant ces lignes en série ou en parallèle, on peut multiplier la capacité ou la fréquence.

Cette mémoire circulante bouclée a un temps de retard tel que tous les N échantillons contenus dans

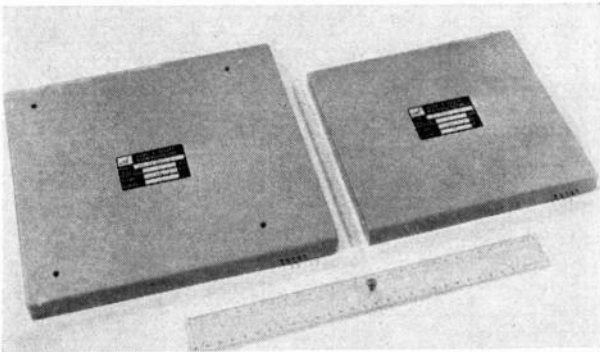


FIG. 7. — Ligne à retard 10 000 bits et 3 333 bits, 1 MHz.

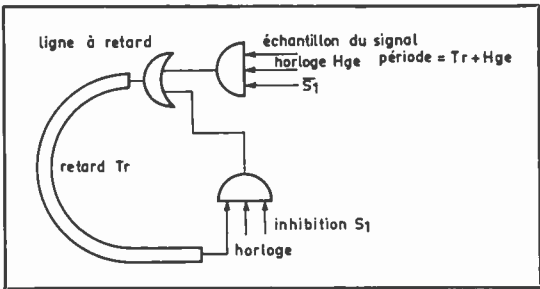


FIG. 8. — Schéma Deltic (Delay time compression).

cette ligne défilent entre deux instants d'échantillonnage du signal, et le nouvel échantillon qui arrive prend, dans la boucle, la place voisine de l'échantillon précédent. Un échantillon fera N tours dans la ligne avant d'être remplacé.

On voit sur le schéma Deltic (fig. 8) entre deux intervalles d'échantillonnage défilent tout le signal. Celui-ci peut donc, sous forme d'échantillon, apparaître en un temps très réduit. On peut réaliser des taux de compression (k_c) divers : 100 - 1 000 - 10 000... et, par exemple, voir apparaître en 1 ms un signal qui a duré 10 s.

Le signal compressé a une durée T/k_c , une bande $k_c B$ si le signal initial avait une durée T , une bande B et si le taux de compression est k_c .

2.4. Filtrage numérique

Le signal « comprimé », c'est-à-dire plus court dans le temps est alors corrélé avec deux signaux sinusoïdaux en quadrature de façon à calculer la partie réelle et la partie imaginaire du nombre complexe représentant la transformée de Fourier du signal d'entrée, on calcule :

$$\begin{aligned}\sum_{n=1}^N x \left(n \frac{T_0}{k_c} \right) \cos n\omega \frac{T_0}{k_c} &= A(\omega) \\ \sum_{n=1}^N x \left(n \frac{T_0}{k_c} \right) \sin n\omega \frac{T_0}{k_c} &= B(\omega)\end{aligned}$$

T_0 = intervalle entre échantillons avant compression de temps,

$\frac{T_0}{k_c}$ = intervalle entre échantillons après compression de temps.

Mais cette opération est limitée au nombre d'échantillons contenu dans la ligne. Par conséquent, il est nécessaire que la durée du signal mis en mémoire dans la ligne soit correctement choisie en fonction de l'intervalle de stationnarité du phénomène (TUKEY [19]). Par ailleurs, le fait de limiter la durée fait apparaître une limite à la sélectivité du filtre numérique en vertu du théorème d'échantillonnage dans le domaine des fréquences. (La sélectivité étant proportionnelle à l'inverse du temps de corrélation avec la sinusoïde — voir plus loin).

(1) f'_n = fonction quantifiée, amplitudes :
 $\pm h_1, \pm h_2, \pm h_3 \dots \pm h_n$.
 $N_1, N_2, N_3 \dots$ nombre d'échantillons dans l'espace 0 à h_1, h_1 à $h_2 \dots$
 $C_{1a}, C_{2a}, C_{3a}, C_{4a} \dots$ niveaux de quantification.
 Pour 8 niveaux, il faut choisir h_n de façon que :
 $N_i/N = 0,1 - 0,1 - 0,1 - 0,1 - 0,1 - 0,15 - 0,15$
 $C_i = 0,065 \ 0,219 \ 0,369 \ 0,5 \ 0,63 \ 0,77 \ 0,89$.

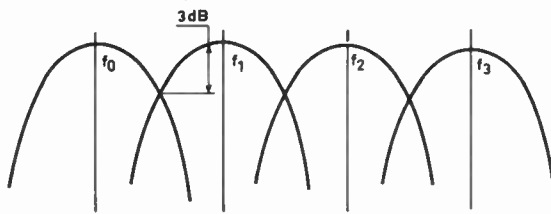


FIG. 9. — Filtres jointifs.

Après compression de temps, puisque le temps a été divisé par k_c , les fréquences ont été multipliées par k_c .

Le traitement du signal peut, après compression de temps, être analogique ou numérique ; nous allons insister sur la deuxième méthode qui, sans être plus coûteuse ou plus volumineuse, est beaucoup plus précise.

Le signal comprimé est corrélé avec toutes les fréquences du spectre désiré. On peut réaliser alors des fines analyses très grandes (1/50 ou 1/100 Hz). Les filtres équivalents au traitement sont jointifs à 3 dB par exemple (fig. 9).

Dans la ligne bouclée, il circule la fonction $f^*(t)$ constituée par des échantillons de $f(t)$. Ces échantillons vont être successivement multipliés par une fonction sinusoïdale de durée $\frac{T}{k_c}$ échantillonnée à la fréquence $\frac{k_c}{T_0}$ (fig. 10).

On réalise l'opération :

$$\sum_{-m}^{+m} f^*(t) \cdot \cos n\omega_0 \Delta\tau = A(\omega_0) \quad \text{avec} \quad \Delta\tau = \frac{T_0}{k_c}$$

$$\sum_{-m}^{+m} f^*(t) \cdot \sin n\omega_0 \Delta\tau = B(\omega_0).$$

Ce produit dans le domaine des temps revient à une convolution dans le domaine des fréquences. Le spectre de $\cos \omega_0 t$ étant une impulsion de Dirac, $\delta(\omega - \omega_0)$, la convolution nous donne la fonction centrée sur ω_0 .

La transformée de Fourier d'une sinusoïde de durée T échantillonnée à la fréquence $f = \frac{1}{\Delta\tau}$ est une fenêtre :

$$\frac{\sin(2m+1) \frac{\omega\Delta\tau}{2}}{\sin \frac{\omega\Delta\tau}{2}}$$

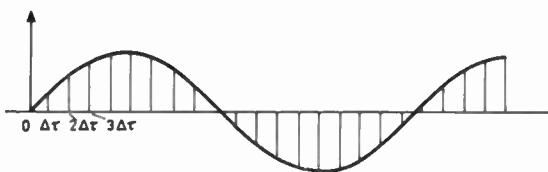


FIG. 10. — $\sin n\omega_0 \Delta\tau$.

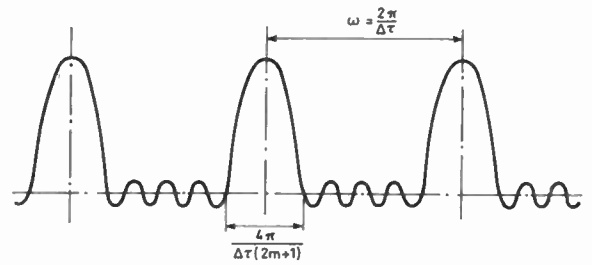


FIG. 11. — Représentation de $\frac{\sin(2m+1) \frac{\omega_0 \Delta\tau}{2}}{\sin \frac{\omega_0 \Delta\tau}{2}}$

C'est une fonction périodique de période $\frac{2\pi}{\Delta\tau}$ qui s'annule pour les valeurs de

$$\omega = \frac{2\lambda\pi}{(2m+1)\Delta\tau}$$

et dont la largeur à 3 dB est :

$$\frac{\sin(2m+1) \frac{\omega\Delta\tau}{2}}{\sin \frac{\omega\Delta\tau}{2}} = \frac{2m+1}{\sqrt{2}} \quad \text{bande} = \frac{1}{2m\Delta\tau} = \frac{k_c}{T}$$

voir figure 11.

Par conséquent en faisant le produit $f^*(t) \cos_T \omega t$ on réalise un filtre dont la largeur de bande est $\frac{k_c}{T}$.

Il faut noter que si on ne limite pas le spectre du signal d'entrée vers les hautes fréquences, le résultat de l'opération précédente fera intervenir les fréquences qui se trouveront dans les fenêtres voisines situées

à une fréquence $F = \frac{1}{\Delta\tau}$.

D'où le double intérêt du filtrage à l'entrée : d'abord pour éviter le repliement du spectre causé par l'échantillonnage, ensuite pour éviter le mélange des fréquences causé par la troncature de la sinusoïde.

PONDÉRATION

Pour éliminer les lobes secondaires de la fenêtre de filtrage $\text{rect} \frac{t}{T}$, on a intérêt à utiliser une pondération. Par exemple celle de Hamming (fig. 12) :

$$h_1(\tau) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi\tau}{T} \right).$$

Cette pondération effectuée sur le signal de durée T correspond à l'opération mathématique :

$$S_i^* \times \text{rect} \frac{t}{T} \times h(\tau).$$

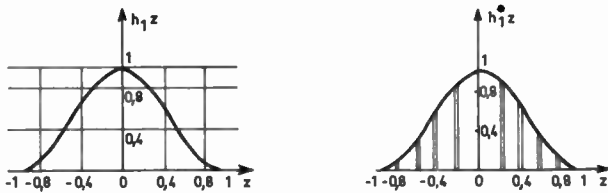


FIG. 12. — Pondération de Hamming.

Afin de balayer tout le spectre du signal à analyser, on peut prendre des fenêtres qui se rejoignent à 3 dB en synthétisant les fréquences correspondantes. On synthétisera alors des tranches de sinusoïdes à des fréquences espacées de $\frac{1}{2T}$.

2.5. Synthèse de fréquences

Les fréquences $f_1, f_2, f_3...$ peuvent être engendrées très simplement par un procédé numérique.

On quantifie la sinusoïde désirée de façon à conserver un signal dont le spectre soit à bande très étroite.

— La première approximation est de prendre une sinusoïde échantillonnée dont le développement en série de Fourier est :

$$k \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t \dots \right).$$

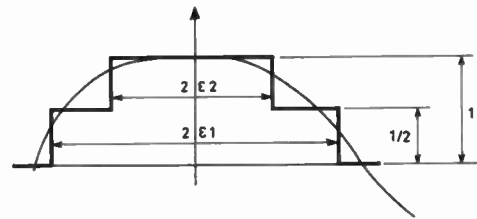


FIG. 13. — Sinusoïde quantifiée pour synthétiser les fréquences.

Les harmoniques sont alors assez importants.

— Deuxième approximation : les harmoniques impairs peuvent être réduits en quantifiant la sinusoïde avec plusieurs niveaux. Cette quantification étant choisie pour que le spectre reste étroit et que la génération du signal par un procédé numérique reste aisée (fig. 13).

La transformée de Fourier de ce signal s'écrit :

$$S(\omega) = \frac{1}{\pi} (1 - e^{-j\omega\tau/2}) \frac{\sin \omega\epsilon_1 + \sin \omega\epsilon_2}{\omega}$$

le choix de ϵ_1 et ϵ_2 se faisant pour que les harmoniques impairs qui sont gênants soient minimaux.

Par exemple, avec $\epsilon_1 = 0,208$ et $\epsilon_2 = 0,116$, on arrive à :

harmonique : 3	→	35 dB
harmonique : 5	→	32 dB
harmonique : 7	→	26 dB
harmonique : 9	→	32 dB.

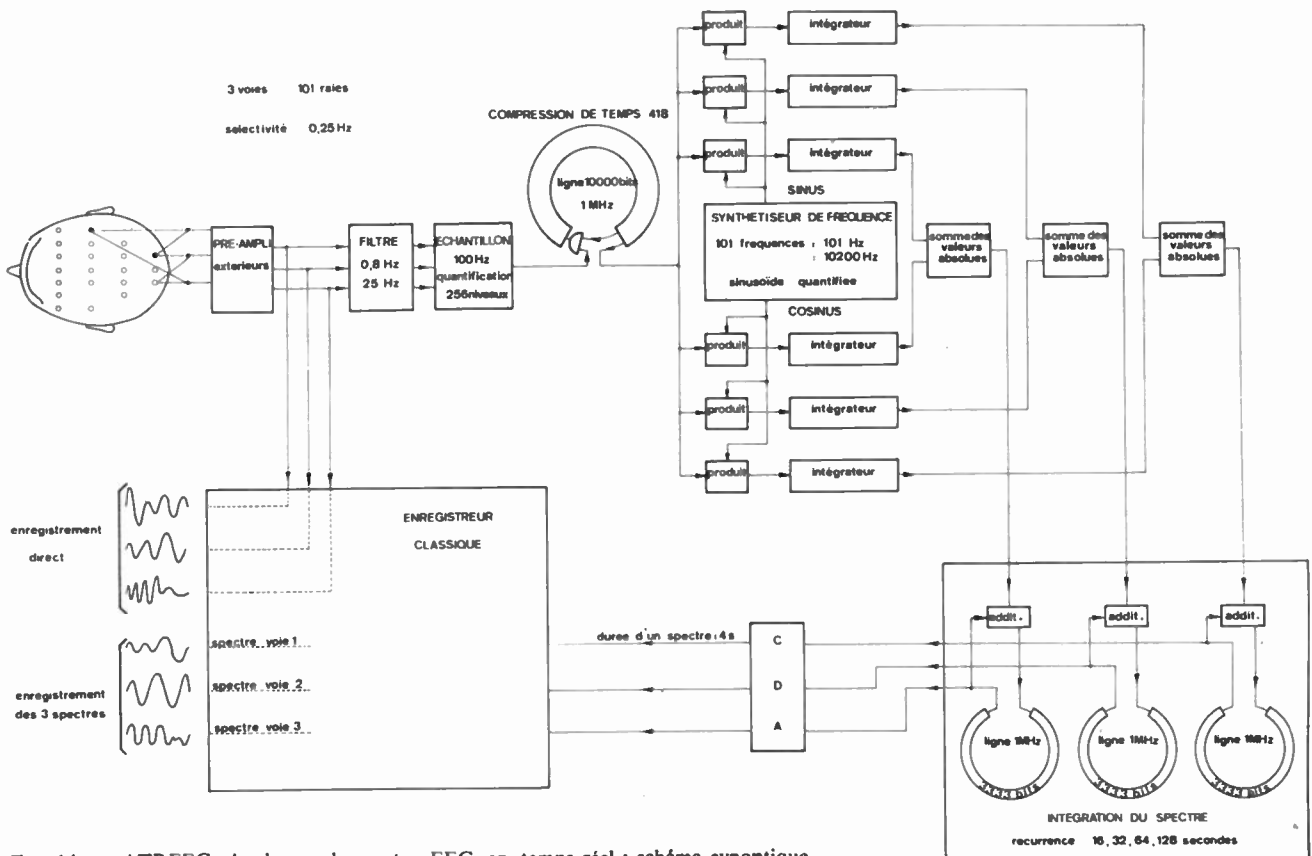


FIG. 14. — ATREEG. Analyseur de spectre EEG en temps réel : schéma synoptique.

Par un procédé numérique assez simple, il est possible de synthétiser toutes les fréquences qui sont nécessaires pour couvrir la bande à analyser.

2.6. Densité spectrale de puissance

Celle-ci est, par définition, la transformée de Fourier de la fonction d'intercorrélation, mais il est possible avec certaines précautions de la calculer de façon directe. Ici, nous obtenons la partie réelle et la partie imaginaire de cette densité spectrale.

Le module s'obtient en faisant $\sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)}$. Une façon approchée d'obtenir ce module étant de faire la somme des valeurs absolues de $A(\omega)$ et $B(\omega)$, ce qui donne une fluctuation de $\pm 1,5$ dB qui s'atténue au cours de l'intégration.

3. L'analyseur de spectre en temps réel pour signaux E.E.G. : ATREEG

Le groupe d'Etudes et Recherches de la CSF à Cagnes-sur-Mer a développé, autour des lignes à retard magnétostrictives, des méthodes et des appareils pour réaliser simplement l'analyse des signaux aléatoires :

- transformée de Fourier,
- densité spectrale de puissance,
- autocorrélateur et intercorrélateur

Citons l'appareil étudié et développé pour l'analyse des signaux E.E.G. ⁽¹⁾. Cet appareil (fig. 15) est réalisé avec des circuits intégrés linéaires et digitaux, il comprend une ligne de 10 000 bits, 1 MHz et trois lignes 3 333 bits, 1 MHz.

L'analyse simultanée de trois signaux est réalisée dans les conditions suivantes :

- Bande passante 0 à 25 Hz.
- Finesse d'analyse 0,25 Hz, 100 densités spectrales.
- Temps d'intégration 16, 32, 64, 128 s.
- Sortie prévue actuellement sur enregistreur (ECM ou ALVAR, par exemple) le périodogramme des 100 densités spectrales moyennes est inscrit sur 6 cm de papier (4 s) en face du tracé direct d'une voie (fig. 16).

L'ATREEG utilise pour calculer la répartition de l'énergie du signal E.E.G. en fonction de la fréquence, la méthode décrite précédemment.

⁽¹⁾ Ces méthodes ont été mises au point pour des applications dans des domaines divers et un appareil destiné à l'analyse spectrale des signaux EEG a été réalisé sur un contrat d'étude DGRST. Le Dr CAILLE, (CERPA-Toulon), grâce à des études menées sur calculateurs depuis 1964, a précisé les spécifications du traitement à réaliser.



FIG. 15. — L'ATREEG.

Trois voies d'analyse fonctionnent simultanément. Le signal de chaque voie est filtré entre 0,8 et 25 Hz, puis il est échantillonné à 100 Hz et quantifié avec 256 niveaux. A chaque intervalle de 10 ms, les impulsions sont écrites dans une ligne à retard fonctionnant en compresseur de temps (ligne 10 000 bits, 1 MHz).

Le calcul d'une « raie » du spectre dure 10 ms et l'amplitude de chaque raie est moyennée sur des périodes variant de 16 à 128 s, la largeur de bande de chaque « raie » est de 0,25 Hz.

Sur un enregistreur classique, on peut, avec l'aide de l'ATREEG, obtenir simultanément le tracé E.E.G. conventionnel et les spectres des trois voies d'analyse (fig. 14 et 16).

La sortie numérique du spectre est disponible et d'autres types de présentation des résultats pourraient être étudiés : table xy, imprimante, bandes.

L'ATREEG peut avoir des applications en E.E.G. pour l'étude de la vigilance (amplitude et position du rythme α ...) pour l'étude du sommeil (déplacement de l'énergie dans les différentes phases du sommeil), en pharmacologie, l'obtention du spectre en temps réel est particulièrement intéressante. Son emploi plus souple et moins onéreux que les calculateurs universels actuellement utilisés pour réaliser l'analyse spectrale permettra aux spécialistes de préciser l'intérêt et les limites de la représentation du signal E.E.G. dans le domaine fréquentiel.

La collaboration entre les spécialistes de l'E.E.G. et ceux du traitement du signal est nécessaire pour explorer d'autres possibilités : densité mutuelle de puissance, cohérence de phase, reconnaissance des formes, il faut espérer qu'elle se renforcera. Ainsi la science médicale pourra tirer profit des techniques utilisées dans d'autres domaines (sonar, radar, automatique, statistique) et, par l'étude des fonctions organisées de la vie, ces techniques même, pourront progresser.

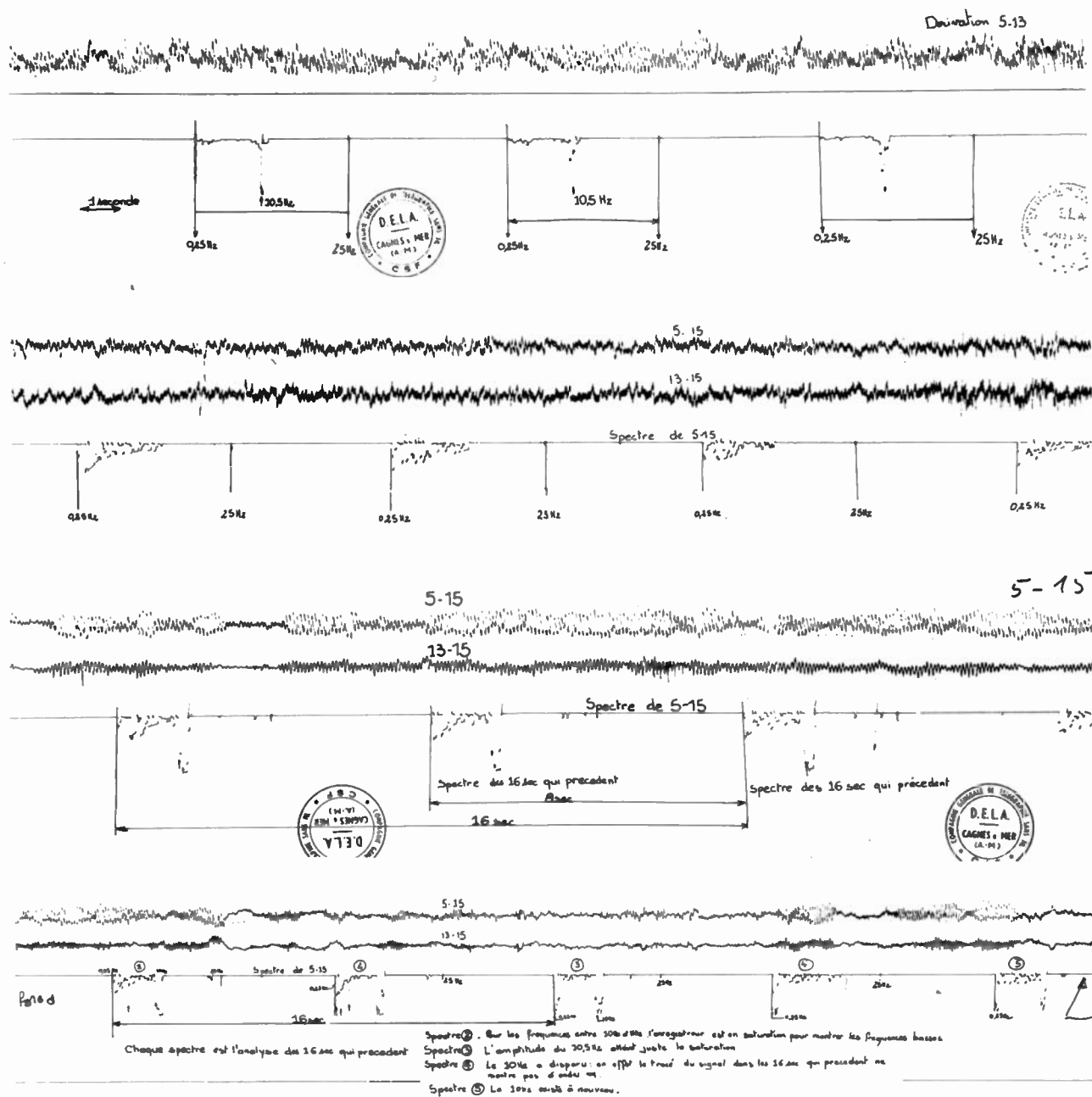


FIG. 16. — Exemple d'enregistrement.

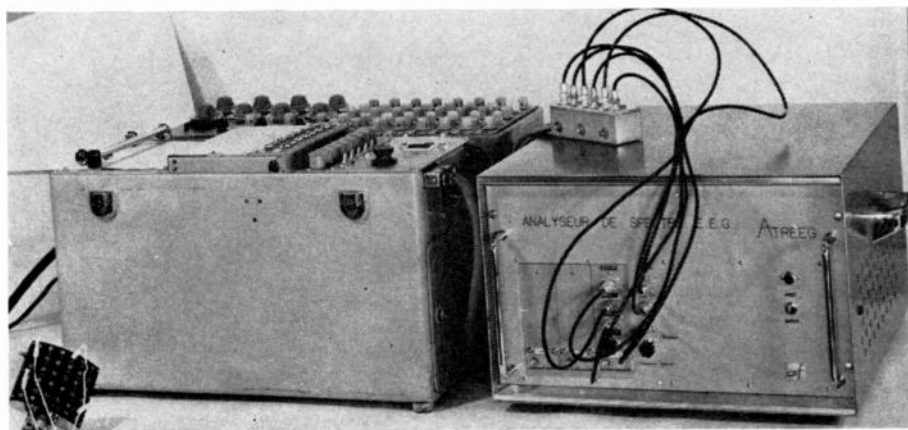


FIG. 17. — L'ATREEG connecté à un enregistreur Alvar.

La densité mutuelle de puissance peut se calculer à partir de la densité propre de puissance des deux signaux :

En effet, soit deux signaux $x(t)$, $y(t)$:

— Soit $x(\omega)$ la transformée de Fourier de $x(t)$:

$$x(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega t} x(t) dt = \rho_1 e^{j\varphi_1}.$$

— Soit $y(\omega)$ la transformée de Fourier de $y(t)$:

$$y(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega t} y(t) dt = \rho_2 e^{j\varphi_2}.$$

— Soit $R_1(\tau)$ et $R_2(\tau)$ les fonctions d'autocorrélation de $x(t)$ et $y(t)$:

$$R_1(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) x^*(t-\tau) dt$$

$$R_2(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) y^*(t-\tau) dt.$$

— Soit $R_{12}(\tau)$ la fonction d'intercorrélation de $x(t)$ et $y(t)$:

$$R_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) y^*(t-\tau) dt. \quad (1)$$

La densité mutuelle de puissance $S_{xy}(\omega)$ est définie par la transformée de Fourier de (1) :

$$S_{xy}(\omega) = x(\omega) y^*(\omega) = \rho_1 \rho_2 e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)}$$

de même pour les densités propres de puissance :

$$\begin{aligned} S_x(\omega) &= \text{Transformée de Fourier de } R_1(\tau) \\ &= x(\omega) x^*(\omega) = s_1^2(\omega) = \rho_1^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_y(\omega) &= \text{Transformée de Fourier de } R_2(\tau) \\ &= y(\omega) y^*(\omega) = s_2^2(\omega) = \rho_2^2. \end{aligned}$$

Le calcul de la densité mutuelle est ainsi possible à partir des densités propres.

On aura ensuite la cohérence :

$$\text{coh} = \frac{S_{xy}(\omega)}{S_x(\omega) S_y(\omega)}.$$

- [1] BENES J. — Dynamique Statistique des Circuits de Régulation. Dunod 1964, chapitre 10.
- [2] BLANC LAPIERRE. — Modèles Statistiques pour l'Etude des Phénomènes de Fluctuation. Masson 1963.
- [3] COMPBELL J. et J. COLL. — *IEEE Trans. on Bio-Medical Engineering*, Vol. BME-14, pp. 49-52, January 1967.
- [4] BENDAT J., ENOCHSON L., KLEIN G. Harold, PIERSON A.G. — The Application of Statistic to the Flight Vehicle. Vibration Problem. Dec. 1961.
- [5] ADEY, WALTER. — Automated Analysis of EEG. Data Seventh. International Conference on Medical and Biological Engineering, Stockholm, August 1967.
- [6] JOHNSON L., LUBIN et Coll. — Spectral Analysis of the EEG Dominant and non Dominant Alpha Subject during Waking and Sleeping. *EEG Journal* 1968.
- [7] BRAZIER M.B. — The Application of Computer to Electroencephalography. *Computers in Bio-Medical Research*, Vol. 1, Academic Press, 1965, pp. 295-315.
- [8] DUMERMUTH, FLUEHLER. — Some modern Aspects in Numerical Spectrum Analysis of Multichannel Electroencephalography. *Data, Med. Biol. Engineering*, 1967, 5, pp. 319-331.
- [9] REMOND A. — Topological Aspects of the Organisation Processing and Presentation of Data. L.D. Proctor W.R. Adey (Eds). Symposium on the analysis of Central nervous system and cardiovascular data using computer methods. *Washington D.C. NASA*, SP 72, 1964, pp. 73-93.
- [10] CAILLE, BOCK. — Perspectives offertes par l'analyse statistique de l'EEG dans l'étude des mécanismes d'action d'une médication sinapto-analeptique. *Agressologie* 1967, VIII, 5.
- [11] HEAPS H.S. — The Use of Quantizing Techniques in Real Time Fourier Analysis. *Radio and Electronic Engineering*, p. 143, March 1963.
- [12] BENNETT W.R. — Spectre of Quantized Signal. *Bell System Technical Journal*, July 1948.
- [13] SUSSKIND. — Note on Analog Digital Conversion. Technology Press MIT 1957.
- [14] ANDERSON V.C. — *Technical Memorandum* n° 37. Harvard University, January 1956.
- [15] BERTHEAS J. — Rapport interne CSF 1967. Cagnes-sur-Mer.
- [16] MIDDLETON D. — An Introduction to Statistical Communication Theory. McGraw Hill, 1960.
- [17] KATZENELSON J. — On Error Introduced by Combined Sampling and Quantization. *IRE Automatic Control*, April 1962.
- [18] DURIEUX M. — Théorie et Pratique de l'Analyse Spectrale. Note Technique ECAN de Ruelle.
- [19] BLACKMAN, TUKEY. — The Measurement of Power Spectra from the Point of View of Communication Engineering. *Bell System Technical Journal*, March 1958.
- [20] BAUMANN R.H. — Séminaire d'Ingénieurs CSF.

Application de la logique ternaire au calcul incrémental

S. THELLIEZ

Laboratoire d'Automatique des Arts et Métiers

1. Généralités

Les informations d'entrée, de sortie et les informations définissant le fonctionnement, c'est-à-dire l'état des machines séquentielles, sont généralement matérialisées à l'aide de grandeurs binaires. Ce choix est naturellement motivé par les problèmes de réalisation technologique d'éléments de commutation et d'élaboration de méthodes de synthèse économique de structures séquentielles. Toutefois, ce choix n'est pas unique. Il est en effet possible, dans l'hypothèse de l'existence d'éléments m-aires de commutation fiables et de méthodes de synthèse de structures séquentielles m-aires, d'envisager la réalisation économique de machines séquentielles m-aires. La matérialisation d'éléments ternaires de commutation et le problème de la synthèse de structures séquentielles ternaires ayant fait l'objet de travaux, il a semblé intéressant, comme introduction au problème de l'implantation de machines séquentielles ternaires, d'examiner les possibilités d'application de la logique ternaire au calcul incrémental.

Cette étude, objet de la présente note, est, de plus, limitée par les hypothèses suivantes :

— La représentation physique des états 0, 1, 2 est faite à l'aide de potentiels $-v$, 0, $+v$:

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \longrightarrow & -v \\ \longleftarrow & 0 \\ \longrightarrow & +v \end{pmatrix}$$

— Les éléments ternaires de commutation sont construits à l'aide de transistors, de diodes et de résistances.

— Les nombres sont représentés dans un système ternaire algébrique de numération.

— Les circuits de calcul incrémental étudiés permettent l'implantation de toute structure de calcul et, en particulier, la synthèse d'intégrateurs d'analyseur numérique différentiel.

Nous examinerons tout d'abord le problème de la réalisation d'éléments ternaires de commutation.

2. Réalisation d'éléments ternaires de commutation

Les alimentations $-v$, 0, $+v$ étant toujours disponibles, la réalisation physique d'un ensemble d'éléments ternaires de commutation matérialisant les matrices de partition d'un ensemble semi-fonctionnel d'opérateurs combinatoires ternaires est théoriquement suffisant pour effectuer la synthèse et la construction de toute machine séquentielle ternaire. Toutefois, comme dans le cas binaire, il est commode de disposer d'une part, d'un catalogue d'opérateurs combinatoires constituant un ensemble fonctionnel redondant et d'autre part, d'un catalogue d'opérateurs séquentiels élémentaires. La redondance du catalogue d'opérateurs combinatoires permet d'adapter les opérateurs utilisés aux matrices de partition à matérialiser économiquement. Le catalogue d'opérateurs séquentiels facilite l'implantation de structures séquentielles synchrones, les synthèses de structures séquentielles asynchrones étant rendues difficiles par la représentation physique incomplète des états 0, 1, 2.

2.1. Réalisation d'un catalogue d'opérateurs combinatoires

Quel que soit le type de fonctionnement désiré, l'étude et la construction d'un ensemble redondant d'opérateurs combinatoires doivent nécessairement être effectuées sur la base d'un compromis prix de revient - fiabilité. Il est donc utile de considérer les points suffisants.

- choix d'un ensemble d'opérateurs conduisant à des algorithmes de décompositions simples ;
- utilisation maximale des caractéristiques fonctionnelles des composants transistors, résistances, diodes dans le cadre de la technologie adoptée (composants séparés ou intégrés) en vue de minimiser le prix de revient des opérateurs ;
- détermination précise des caractéristiques statique et dynamique des organes de commutation étudiées suivant le type de fonctionnement désiré et les critères de construction.

2.1.1. Choix d'un ensemble d'opérateurs

Ce choix est lié directement au problème de la minimisation du coût d'une machine séquentielle construite et répondant à un problème industriel précis.

Ce coût étant une fonction complexe du prix de revient des éléments, des connexions entre ces éléments du temps nécessaire à la synthèse de la structure, ce choix n'est pas unique. Toutefois, des travaux récents, portant aussi bien sur la synthèse que sur les réalisations et implantations de structures, montrent qu'il est intéressant de constituer le catalogue d'opérateurs combinatoires suivant.

Fonctions de une variable. Toutes les fonctions f_{abc} d'une variable ternaire simple.

Fonctions de plusieurs variables. Opérateurs (+), (.), (T), (S).

Ces fonctions sont définies par le tableau de vérité de la figure 1 et il est à remarquer que :

Opérateur	Représentation	Définition
fonction $f_{abc}(x)$		$\begin{array}{c ccc} x & f_{abc} \\ \hline 0 & a \\ 1 & b \\ 2 & c \end{array}$
fonction minimum de 2 variables $x_1 \cdot x_2$		$\begin{array}{c ccc} x_1 \backslash x_2 & 0 & 1 & 2 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 2 & 0 & 1 & 2 \end{array}$
fonction maximum de 2 variables $x_1 + x_2$		$\begin{array}{c ccc} x_1 \backslash x_2 & 0 & 1 & 2 \\ \hline 0 & 0 & 1 & 2 \\ 1 & 1 & 1 & 2 \\ 2 & 2 & 2 & 2 \end{array}$
fonction T de 4 variables x_0, x_1, x_2, α $T(x_0, x_1, x_2, \alpha)$		$T(x_0, x_1, x_2, \alpha) = x_i \quad \forall x_i \text{ si } \alpha = i \quad i \in \{0, 1, 2\}$
fonction S de n variables $a_1, a_2, \dots, a_n$ $S_{ad, ag}(x_1, \dots, x_n)$		$\begin{aligned} S &= +1 \text{ si } \sum_{i=1}^n a_i x_i > a_d \\ S &= 0 \text{ si } a_d \geq \sum_{i=1}^n a_i x_i \geq a_g \\ S &= -1 \text{ si } \sum_{i=1}^n a_i x_i < a_g \end{aligned}$

FIG. 1

- l'ensemble formé par les fonctions f_{abc} , (+), (.) est fonctionnel redondant,
- l'ensemble formé par l'opérateur T est semi-fonctionnel,
- l'opérateur S est un opérateur multiple, les deux fonctions qu'il matérialise constituent un ensemble semi-fonctionnel ;
- les fonctions matérialisées par les opérateurs (+), (.), (S) sont symétriques.

2.1.2. Utilisation des caractéristiques des composants

Les opérateurs élémentaires définis par les tableaux de vérité de la figure 1 sont des assemblages de composants transistors, diodes, résistances. Les caractéristiques fonctionnelles entrée-sortie de ces opérateurs s'obtiennent donc par la composition simple ou complexe des caractéristiques des composants utilisés. Il importe donc, avant tout assemblage, de bien connaître les caractéristiques fonctionnelles de ces composants.

Le transistor (NPN ou PNP), suivant son montage, permet d'obtenir une caractéristique décroissante (montage en émetteur commun), croissante (montage en collecteur commun) ou telle que :

$$E = S, (VE/V_B > E(\text{NPN})),$$

$$\text{ou } E = S(VE/V_B > E(\text{PNP}))$$

la tension V_B correspond au potentiel de base (base commune).

La diode permet d'obtenir une caractéristique telle que :

$$dV/dI = R_0 (-V/V > V_0)$$

$$dV/dI = R_1 (-V/V < V_0) \text{ avec } R_1 \gg R_0$$

et la résistance une caractéristique $\Delta V = k \Delta I$.

Ces caractéristiques fonctionnelles statiques étant rappelées, il est possible de distinguer deux types principaux d'assemblages des composants :

- l'assemblage en boucle ouverte,
- l'assemblage en boucle fermée.

L'assemblage en boucle ouverte, pour les opérateurs de 1 ou 2 variables, peut se traiter comme une application directe et simplifiée de la génération de fonctions non-linéaires en calcul analogique. Soit ρ l'affixe algébrique du nombre ternaire $X(x_1, x_2, \dots, x_n)$ la fonction $F(\rho)$ correspondant à un opérateur donné peut être tracée par l'addition ou la composition de caractéristiques élémentaires. L'addition peut s'effectuer, par exemple, à l'aide d'un additionneur à résistances.

Exemple. — L'opérateur cyclage de POST $f_{201}(x)$ représenté par la figure 2 a peut être réalisé par la fonction non linéaire $F(\rho)$ obtenue par addition des caractéristiques décroissantes et croissantes 2 b et 2 c, ce qui conduit au schéma technologique préalable de la figure 2 d.

Pour les opérateurs de plusieurs variables, la méthode ci-dessus peut être utilisée mais elle conduit parfois à l'élaboration d'opérateurs logiques « peu stables »

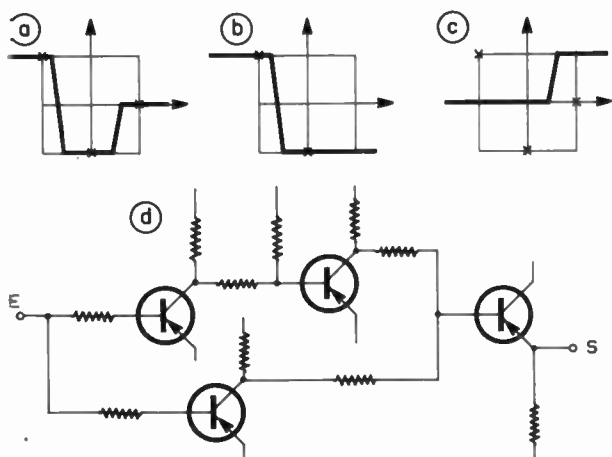


FIG. 2

au sens de la régénération ou de la dégénérescence ces signaux.

La réalisation d'un opérateur impose alors un choix entre les multiples combinaisons non linéaires de caractéristiques possibles.

• *Exemple.* — L'opérateur T défini précédemment peut être réalisé par le montage de la figure 3. Décrivons le fonctionnement de ce circuit.

Les résistances d'entrée R_1 , R_2 et de polarisation des transistors S_1 et S_2 sont choisies de manière telle que :

- a) si la tension de commande α est égale à -6 V, les transistors S_1 et S_2 sont saturés ;
- b) si la tension de commande α est égale à 0 V, le transistor S_1 est bloqué, le transistor S_2 saturé ;
- c) si la tension de commande α est égale à $+6$ V, les transistors S_1 et S_2 sont bloqués.

Dans la situation (a), les potentiels C_1 et C_2 sont sensiblement identiques et égaux à $+6$ V, les transistors S_3 , S_5 , S_6 sont donc bloqués et seul le transistor S_4 est passant. Il en résulte que, quel que soit le poten-

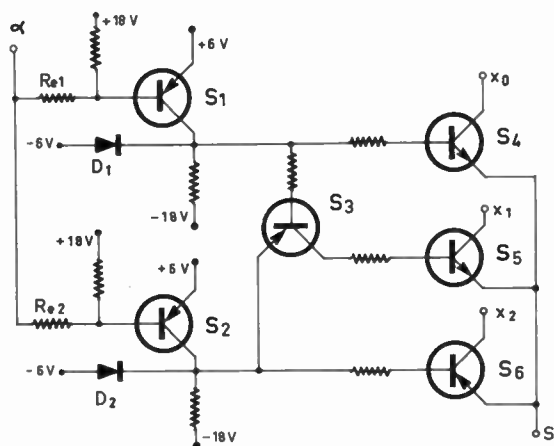


FIG. 3

tiel de l'entrée x_0 , la tension de sortie S égale sensiblement x_0 .

Dans la situation (b), les potentiels C_1 et C_2 sont sensiblement égaux, le premier à -6 V la diode étant polarisée dans le sens direct, le second à $+6$ V, les transistors S_4 et S_6 sont donc bloqués et les transistors S_3 et S_5 sont passant.

Il en résulte que, quelque soit le potentiel de l'entrée x_1 , la tension S égale sensiblement x_1 .

Dans la situation (c), les potentiels C_1 et C_2 sont sensiblement égaux à -6 V, les diodes D_1 et D_2 étant polarisées dans le sens direct, les transistors S_3 , S_4 , S_5 sont donc bloqués et seul le transistor S_6 est passant.

Il en résulte que, quel que soit le potentiel de l'entrée x_2 , la tension S égale sensiblement x_2 .

L'assemblage en boucle fermée correspond, comme dans le cas binaire, à la nécessité de régénérer les informations impulsions ou niveaux dont l'amplitude se dégrade au passage des différentes couches logiques ou se trouve dégradée par la nature même du traitement (disque codé, mémoire...).

Les fonctions inverses et duale étant différentes en logique ternaire, il semble possible de distinguer trois familles d'assemblages en boucle fermée permettant la régénération des informations :

— la bascule à seuil B_{1S} . Cette bascule se compose de deux éléments actifs, d'une impédance non linéaire et possède une seule sortie S ;

— la bascule à seuil B_{2S} . Cette bascule se compose de deux éléments actifs, de deux impédances non linéaires et possède deux sorties S , $f_{210}(S)$;

— la bascule à seuil B_{3S} . Cette bascule se compose de trois éléments actifs, de trois impédances non linéaires et possède trois sorties S , $f_{201}(S)$, $f_{120}(S)$.

Les structures des bascules B_{1S} et B_{3S} étant reprises lors de l'étude des mémoires élémentaires, décrivons le fonctionnement d'une réalisation de la bascule à seuil B_{2S} matérialisant également l'opérateur combinatoire multiple S défini précédemment. Le circuit représenté par la figure 4a comprend principalement un système bouclé composé de deux transistors amplificateurs T_1 et T_2 , de deux impédances non linéaires Z de structures identiques construites à l'aide de diodes et de résistances et deux transistors

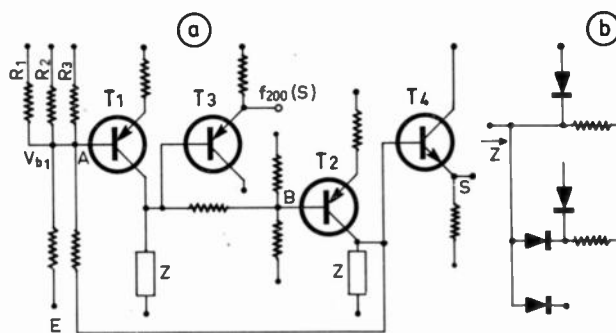


FIG. 4

d'adaptation T_3 et T_4 fixant le facteur pyramidal de la sortie S et de son inverse $f_{210}(S)$. Les impédances non linéaires Z représentées par la figure 4b sont telles que, suivant la valeur du potentiel V_{b1} , le système bouclé est stable ou instable et les valeurs de sortie S et $f_{210}(S)$ sont fixées de manière précise par les diodes de ces réseaux. En circuit régénérateur (B_{2S}), l'entrée E est utilisée : en opérateur multiple S , les résistances R_1, R_2, R_3 sont utilisées et forment un additionneur.

Les considérations sur les assemblages de composants facilitent et guident la réalisation de circuits, toutefois il est nécessaire, le type de fonctionnement désiré étant choisi, de déterminer les caractéristiques technologiques des composants à utiliser puis d'étudier les performances des circuits.

2.1.3. Détermination des caractéristiques technologiques des composants

Comme dans le cas binaire, le choix des composants s'effectue toujours suivant le type de fonctionnement désiré. Les contraintes imposées généralement au constructeur sont, en dehors du problème du coût, soit une consommation minimale, une rapidité maximale ou une fiabilité maximale. En fonctionnement industriel, par exemple, la consommation énergétique et les temps de réponse des opérateurs sont moins prépondérants que la fiabilité.

Il importe donc, le type de fonctionnement étant précisé, de déterminer les caractéristiques technologiques des composants à choisir en écrivant pour les cas les plus défavorables les différentes inégalités correspondant aux contraintes de bon fonctionnement statique et dynamique. Ces inégalités doivent tenir compte de paramètres tels que : tolérances de fabrication, précision et stabilité des alimentations, variations des paramètres avec le temps, la température, facteur pyramidal, temps de réponses, etc. et leur étude peut conduire à la nécessité d'ajouter au circuit des composants de compensation. En fonctionnement calculateur, par exemple, il est souvent nécessaire d'ajouter des capacités afin de satisfaire au critère de rapidité maximale. Le problème étant vaste, nous ne donnerons pas d'exemple particulier de calcul de circuits ; les difficultés rencontrées lors de la construction d'un simulateur logique ternaire d'enseignement [6] semblant indiquer que ce problème qui fait appel à l'art de l'ingénieur est aussi difficile que dans le cas binaire.

2.2. Réalisation d'un catalogue d'opérateurs séquentiels

Par définition, un circuit séquentiel synchrone est un circuit séquentiel dans lequel les informations d'entrée sont échantillonnées, les instants d'échantillonnage étant fixés par un signal auxiliaire appelé généralement « signal d'horloge ».

La réalisation d'opérateurs séquentiels ternaires en vue de l'implantation de structures séquentielles synchrones implique donc a priori :

- le choix d'un signal d'horloge ;

— la réalisation d'une mémoire élémentaire dénuée de logique, les opérateurs séquentiels du catalogue constituant, par opposition, les mémoires élémentaires à logique incorporée.

2.2.1. Choix d'un signal d'horloge

L'état 1 correspondant au potentiel 0 V, il est commode d'utiliser un signal d'horloge du type binaire ... $alalal$... $a \in (0, 2)$, ou plus généralement ternaire ... $alblalbl$... $a \neq b$, $a, b \in (0, 2)$ dans le cas où deux validations distinctes des informations d'entrée sont avantageuses.

2.2.2. Choix d'une mémoire élémentaire dénuée de logique

Par définition, nous appellerons mémoire élémentaire dénuée de logique, le circuit séquentiel élémentaire capable d'emmagasiner un digit ternaire d'information. Dénotons S_n l'état d'une mémoire élémentaire après la n^e impulsion et S_{n+1} l'état suivant pris par la mémoire après la $n+1^e$ impulsion d'horloge. Il semble alors possible de distinguer quatre familles distinctes de mémoires élémentaires :

- la mémoire élémentaire ternaire (M_{1S}) ;
- la mémoire élémentaire ternaire (M_{2S}) ;
- la mémoire élémentaire ternaire codé binaire (MTB) ;
- la mémoire élémentaire ternaire (M_{3S}) ;

les familles (M_{2S}), (MTB), (M_{3S}) correspondant à des généralisations dans le cas ternaire de la mémoire définie et représentée par la figure 5.

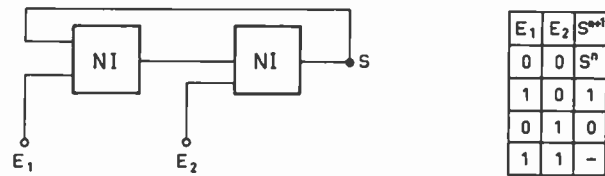


FIG. 5

a) la mémoire élémentaire ternaire (M_{1S})

Cette mémoire, comme la bascule (B_{1S}) se compose au moins d'un élément actif et d'une impédance non linéaire.

Son fonctionnement, dépendant de la durée de l'impulsion d'échantillonnage, peut être résumé par le tableau de la figure 6a ou 6b. Cette mémoire possède

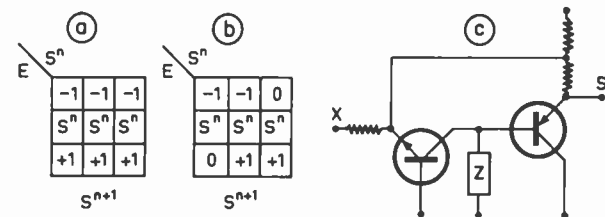


FIG. 6

une seule entrée, une seule sortie. Un exemple de réalisation décrit et étudié par HENLE [7] dans le cas m-aire est donné par la figure 6c.

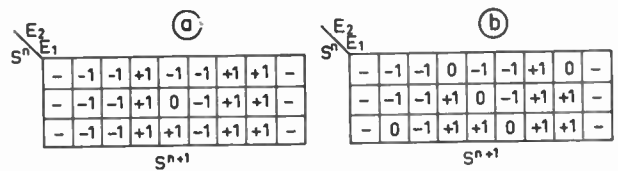


FIG. 7

b) la mémoire élémentaire ternaire M_{2S}

Cette mémoire, comme la bascule (B_{2S}) se compose au moins de deux éléments actifs et d'une impédance non linéaire. Son fonctionnement dépendant de la durée de l'impulsion d'échantillonnage peut être résumé par le tableau de la figure 7a ou 7b. Dans ces tableaux, les valeurs de S^{n+1} indiquées par un tiret correspondent à des combinaisons interdites des variables d'entrée. Cette mémoire possède deux entrées ternaires E_1, E_2 et deux sorties ternaires S et son inverse $f_{210}(S)$ dénoté $\bar{S}$.

Un exemple de réalisation de la mémoire (M_{2S}) peut être obtenu en modifiant le circuit de la bascule (B_{2S}). Cette modification porte principalement sur une diminution de la résistance R , ce qui correspond à une augmentation du gain de boucle, les entrées E_1 et E_2 étant appliquées aux points A et B (fig. 4a) par l'intermédiaire de résistances.

Il est à remarquer d'ailleurs que la mémoire (M_{2S}) ainsi obtenue est plus fiable que celle décrite par R. HALLWORTH et G. HEATH [9] et plus économique que celle décrite, dans un cas particulier, par TAUB [8].

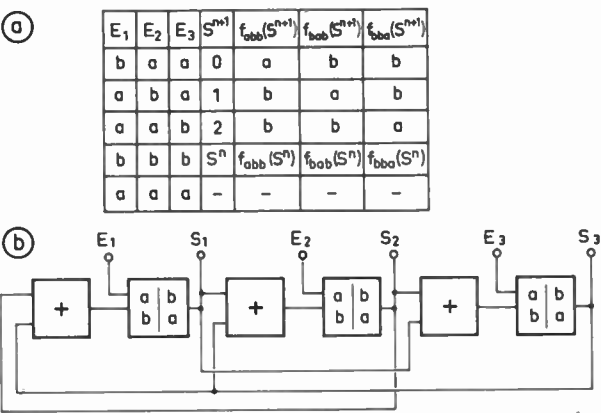


FIG. 8

c) la mémoire élémentaire ternaire codé binaire (MTB)

Cette mémoire se compose au moins de trois éléments actifs et possède trois entrées binaires E_1, E_2, E_3 et trois sorties binaires S_1, S_2, S_3 . L'information ternaire emmagasinée dans cette mémoire est représentée par la position d'un digit binaire. Il est possible de représenter le fonctionnement de cette mémoire par le tableau de la figure 8a, correspondant au schéma de la figure 8b.

Dans ce tableau, les valeurs de $S_1^{n+1}, S_2^{n+1}, S_3^{n+1}$ indiquées par un tiret correspondent à des combinaisons interdites des variables d'entrée. Il est à remarquer que l'examen simultané d'au moins deux signaux de sortie est nécessaire à la détermination de l'état de la mémoire.

Une réalisation particulière de cette mémoire ternaire codée binaire, qui est très fiable, a été décrite par J. SANTOS et H. ARANGO [1].

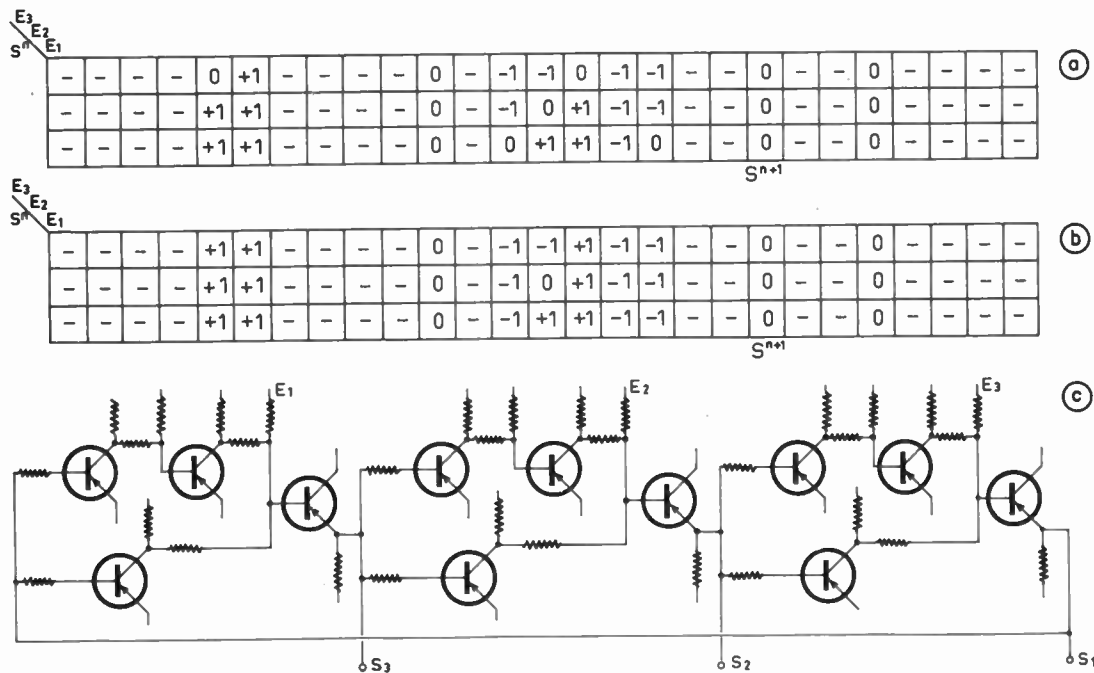


FIG. 9

d) la mémoire élémentaire ternaire (M_{3S})

Cette mémoire, comme la bascule (B_{3S}) se compose au moins de trois éléments actifs. Elle possède trois entrées ternaires E_1, E_2, E_3 , trois sorties ternaires $S, f_{201}(S), f_{120}(S)$ et correspond à la généralisation la plus poussée de la mémoire élémentaire binaire décrite par la figure 5. Son fonctionnement dépendant de la durée de l'impulsion d'échantillonnage peut être résumé par le tableau de la figure 9a ou 9b. Dans ces tableaux, les valeurs de S^{n+1} indiquées par un tiret correspondent à des combinaisons interdites des variables d'entrée. Une réalisation particulière de cette mémoire est donnée par le circuit de la figure 9c.

2.2.3. Réalisation d'un catalogue de mémoires ternaires à logique incorporée.

La réalisation d'un catalogue d'opérateurs séquentiels ternaires peut être simplement une généralisation de la réalisation en binaire de mémoires élémentaires à logique incorporée à partir, par exemple, de la mémoire élémentaire représentée par la figure 5.

Ce point de vue, qui semble intéressant a priori, conduit alors naturellement à la définition et à la matérialisation d'opérateurs séquentiels ternaires généralisant les structures binaires telles que :

- oscillateur,
- bascule à commandes séparées ou bascule JKRS,
- bascule de comptage avec remise à zéro ou bascule RST,
- bascule à commande synchrone ou bascule D ;
- bascule monostable,
- bascule de SMIDT, etc.

Ces deux dernières structures correspondant à des bascules de service. Les équivalents ternaires de la bascule de SMIDT ont été étudiés rapidement précédemment.

Nous nous proposons d'examiner, à titre d'exemple, le problème de la réalisation d'une bascule de comptage-décomptage dénotée bascule tristable C par analogie avec la bascule binaire T ou C utilisée en comptage.

La bascule tristable C est définie par les tables données par la figure 10 où S représente l'état de la bascule et E_0 l'information de sortie.

Etudions la réalisation de cette structure séquentielle à l'aide de mémoires élémentaires M_{1S} ou M_{2S} .

S	E_0	E_1	E_2
0	+1	-1	0
1	-1	0	+1
2	0	+1	-1



FIG. 10

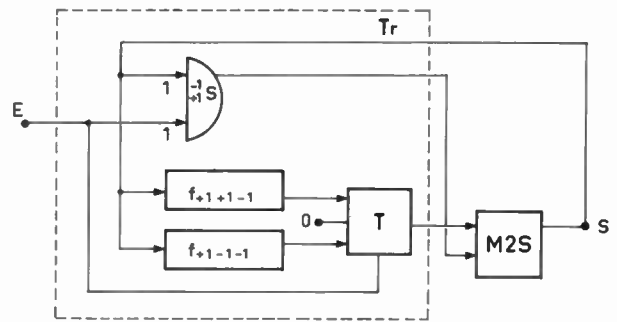


FIG. 11

L'utilisation d'une mémoire (M_{1S}) définie par les figures 6a ou 6b ne permet pas la synthèse d'une bascule tristable. En effet, dans le cas 6a, il est impossible d'atteindre l'état $S^{n+1} = 2$ à partir de l'état $S^n = 0$.

Dans le cas 6b, il est impossible d'atteindre l'état $S^{n+1} = 1$ à partir de l'état $S^n = 0$.

L'utilisation d'une mémoire M_{2S} définie par la figure 7a permet de construire une bascule tristable C . En fait, la synthèse des structures combinatoires correspondantes conduit à 36 solutions distinctes. Chaque tableau de vérité pouvant être matérialisé de nombreuses manières, le nombre de bascules tristables C différentes est extrêmement important. La figure 11 représente une réalisation particulière d'une bascule tristable C .

Dans ce circuit, l'information de sortie peut être obtenue directement puisque $E_0 = E_2$ ou à l'aide d'un circuit RC utilisé en dérivateur.

Cet exemple de réalisation et une étude similaire effectuée à l'aide de mémoires MTB ou M_{3S} montre que la constitution d'un catalogue d'opérateurs séquentiels s'avère difficile par le nombre de structures possibles.

Il semble donc raisonnable, a priori, de limiter le catalogue d'opérateurs séquentiels aux mémoires élémentaires.

3. Application

Les applications de la logique ternaire au calcul incrémental ou numérique implique l'étude de méthodes de synthèse de structures synchrones et le choix d'un système de représentation des nombres.

La synthèse des structures séquentielles synchrones

Bien que la représentation incomplète des états 0, 1, 2 diminue le nombre de solutions, la synthèse d'une structure séquentielle synchrone est un problème comportant de multiples solutions.

Il est donc, en général, facile de trouver une solution mais la minimalisation du coût de l'ensemble est beaucoup plus difficile. Nous ne décrirons pas les méthodes de synthèse qui sortent du cadre de cette note, le problème principal étant, comme dans le

cas binaire, la représentation des états par les variables auxiliaires.

La représentation ternaire algébrique

Appelons N un nombre algébrique. Il est toujours possible de représenter N par la série :

$$a_n, a_{n-1}, \dots, a_1, a_0$$

où $a_i \in \{-1, 0, +1\}$,
$$-\frac{3^n-1}{2} \leq N \leq \frac{3^n-1}{2}.$$

Cette représentation, dénotée représentation ternaire algébrique, est unique. Elle a, de plus, les propriétés suivantes :

- la représentation d'un nombre algébrique

$$N, -\frac{3^n-1}{2} \leq N \leq \frac{3^n-1}{2}$$

$a_n, a_{n-1}, \dots, a_1, a_0$ s'obtient en remplaçant $\{0, 1, 2\}$ par $\{-1, 0, +1\}$ dans la représentation ternaire naturelle du nombre positif $N^* = N + \frac{3^n-1}{2}$.

- si $a_n, a_{n-1}, \dots, a_1, a_0$ représente N , alors $N = \sum_{i=0}^n a_i \cdot 3^i$ et de plus $-N$ est représenté par $-a_n, -a_{n-1}, \dots, -a_1, -a_0$;
- le signe de N est le signe du digit non nul le plus à gauche.

Examinons maintenant l'application de la logique ternaire au calcul incrémental. Sans étendre le problème à la synthèse d'une structure complète d'analyseur numérique différentiel, décrivons brièvement deux réalisations possibles d'intégrateur numérique.

Le problème important des connexions entre intégrateurs n'a pas été étudié et, de plus, les hypothèses suivantes ont été faites :

- les nombres sont représentés en utilisant la représentation ternaire algébrique ;
- les incréments sont ternaires $-1, 0, +1$;
- l'algorithme d'intégration défini par les équations suivantes est celui donné dans l'intéressante publication de WOOD [10] :

$$dy(i) = \sum_{j=1}^p dy_j(i) \tag{1}$$

où $dy(i)$ et l'incrément de y au temps i et :

$$dy_j(i) \in \{-1, 0, +1\} \quad \forall j \in \{1 \dots p\}.$$

p correspond au nombre d'intégrateurs à relier.

$$y(i) = y(i-1) + dy(i) \tag{2}$$

$$r(i) = r(i-1) + y(i) \tag{3}$$

où $dx(i) \in \{-1, 0, +1\}$ correspond à la variable d'entrée indépendante $x(i)$.

$$dz(i) = \begin{cases} -1 & \text{si } r(i) \leq -\frac{3^n-1}{2} \\ 0 & \text{si } -\frac{3^n-1}{2} < r(i) < \frac{3^n-1}{2} \\ +1 & \text{si } r(i) \geq \frac{3^n-1}{2} \end{cases} \tag{4}$$

où n correspond au nombre d'étages du registre.

$$R(i) = R(i-1) + Cdz(i) \tag{5}$$

où C est une constante affichée en mémoire.

$$dS(i) = \begin{cases} -1 & \text{si } R(i) \leq -\frac{3^n-1}{2} \\ 0 & \text{si } \frac{3^n-1}{2} > R(i) > -\frac{3^n-1}{2} \\ +1 & \text{si } R(i) \geq \frac{3^n-1}{2} \end{cases} \tag{6}$$

où $dS(i)$ correspond à la grandeur de sortie de l'intégrateur.

3.1. Intégrateur série

Une structure d'intégrateur série est représentée par la figure 12.

L'intégrateur série se compose principalement de quatre registres (y, r, C, R), deux additionneurs et d'un ensemble de portes de commandes.

En fonctionnement, le registre y est utilisé tout d'abord en compteur-décompteur. Ce compteur-décompteur réalisé à l'aide de tristable C permet

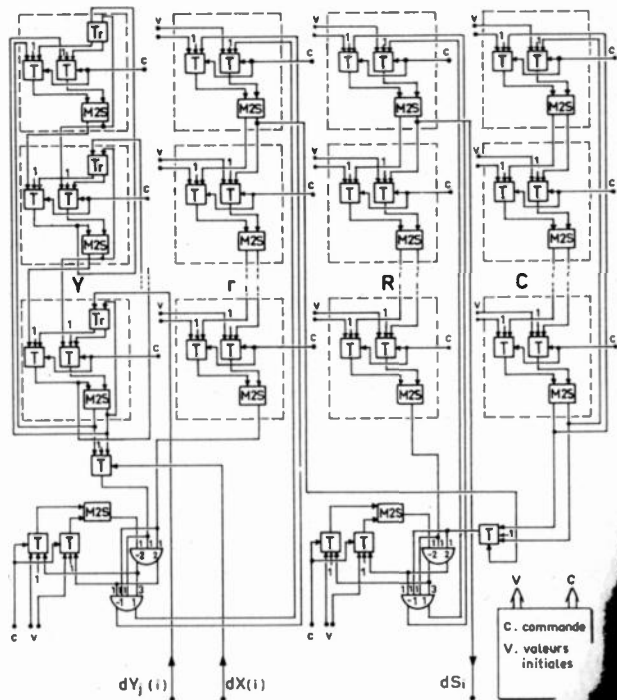


FIG. 12

3.2. Intégrateur parallèle

En fonctionnement, la somme des incréments $dy_j(i)$ se présentant en parallèle est tout d'abord effectuée à l'aide d'un additionneur parallèle se composant de plusieurs couches d'additionneurs à seuils à trois entrées [11]. Puis les opérations (2) et (3) sont effectuées en parallèle ; l'opération (3) étant équivalente à :

$$r(i) = r(i-1) + y(i-1) \, dx(i) + dx(i) \, dy(i)$$

4. Conclusions

En utilisant, à titre d'exemple, les composants diodes, résistances, transistors, des idées générales relatives à l'étude et à la matérialisation de catalogues d'opérateurs combinatoires et d'opérateurs séquentiels sont données. Deux applications particulières au calcul incrémental, une structure d'intégrateur série, et une structure d'intégrateur parallèle sont ensuite étudiées.

— dans une technologie donnée, la réalisation, donc le coût d'un opérateur, est principalement un problème d'assemblage non linéaire des caractéristiques élémentaires de composants ;

— la synthèse d'une structure séquentielle synchrone est un problème aux solutions multiples. La minimalisation du coût d'une structure séquentielle implique donc l'utilisation d'un calculateur.

Le schéma illustre la structure de commande à la commande différentielle pour un processus à retard pur. Les blocs et leurs interconnexions sont les suivants :

- Contrôleurs :** Trois blocs de type "Additionneur conditionnel" et un bloc "Additionneurs 3 entrées".
- Blocs de calcul :** Blocs "R", "C", "Y", et "r".
- Blocs de retard :** Trois blocs de type "T" (retard unitaire).
- Entrées :** "c" (contrôle) et "v" (valeurs initiales).
- Sorties :** "dY_j(i)" et "dX(i)".

Le schéma est divisé en deux parties principales par une ligne horizontale. La partie supérieure gère la commande de la sortie $dY_j(i)$, et la partie inférieure gère la commande de la sortie $dX(i)$. Les entrées de commande c et v sont fournies à des blocs de calcul et de retard. Les signaux de sortie $dY_j(i)$ et $dX(i)$ sont calculés à partir des signaux de commande et des valeurs initiales.

FIG. 13

Toutefois, tant sur le plan technologique que théorique, bien des travaux s'avèrent nécessaires avant de conclure quant à l'intérêt économique de la logique ternaire.

Bibliographie

- [1] SANTOS J., ARANGO M. — On the analysis and synthesis of three-valued digital systems. *AFIPS*, Conference Proc., Vol. 25, 1964.
- [2] VARSHAVSKII V.I. — Ternary Majority logic. *Avtomatika i Telemekhanika* 25(S), May 64, pp. 673-684.
- [3] KEIR Y.A., MERRILL R.D. and THORNTON C.L. — Ternary logic. Lockheed Missiles & Space Co. Research on *Automatic Computer Electronics*, Vol. 11, oct. 63.
- [4] MERRILL R.D. — Ternary logic in digital computers. Proceeding of the share design Automation Workshop, 1965.
- [5] THELLIEZ S. — Note on the synthesis of ternary combinatorial networks using *T* gate operators. *Electronics letters*, May 1967.
- [6] THELLIEZ S. — Simulateur de circuits logiques ternaires. *Automatisme*, mai 1966.
- [7] HENLE R.A. — A multistable transistor circuit. *Transactions A.I.E.E.*, September 1955.
- [8] TAUB D.M. — Tristable circuit with well defined triggering Threshold. *Proc. Inst. electr. engrs.*, 1965.
- [9] HALLWORTH R., HEATH G. — Semiconductor circuits for ternary logic. *Proc. Inst. electr. engrs.* November 1961.
- [10] WOOD P.E. — Digital differential Analyzers with Arbitrary stored Interconnections. *I.E.E.E. Transactions on electronic computers*. December 1965.
- [11] THELLIEZ S. — Une représentation des informations discrètes en logique ternaire. *Automatisme*, janvier 1968.

Une méthode de test automatique pour les ensembles logiques

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

PREMIÈRE PARTIE

étude théorique de l'algorithme de test

1. Introduction

Au fur et à mesure que la technologie évoluait et que les ensembles numériques devenaient plus complexes et plus volumineux, le coût et l'importance de la maintenance a crû de la même façon. Aux documents traditionnels (implantation, schémas logiques, etc.) utilisés par les équipes de mise en route et d'exploitation, viennent se joindre les documents de maintenance. Sous forme de dictionnaire de fautes, de programme d'essai et de diagnostic, ils vont suivre l'ensemble numérique durant toute son utilisation. Le coût de la maintenance lié au nombre et à la qualité du personnel affecté à cette tâche, et à la rapidité du dépannage sera directement fonction de la qualité de ces documents.

Aussi, n'est-il pas étonnant que, parallèlement aux études de « C.A.O.* » relatives à l'implantation d'ensembles logiques, des études propres à la maintenance et au dépannage par des moyens automatiques aient été menées. Parmi les premières études, citons la méthode de la simulation sur calculateur [1] de toutes les fautes possibles. Ceci s'applique assez bien à un organe logique autonome ayant un fonctionnement immuable : par exemple, un central téléphonique à programme enregistré. Cependant, le temps de calcul requis et les besoins en mémoire sont considérables pour simuler un organe logique de

quelque importance. D'autre part, le volume des informations obtenues est, lui aussi, très important et la recherche dans le dictionnaire de fautes n'en est pas facilitée.

Abandonnant la simulation, d'autres études très intéressantes ont consisté à déterminer des tests par inspection de la seule structure logique. A ce jour, la plus remarquable de ces études est sans doute celle de ROTH [3, 6] qui obtient d'excellents résultats dans les problèmes de diagnostic. On passe en revue toutes les fautes possibles et on établit pour chacune l'ensemble des tests permettant sa détection. Mais, comme précédemment et pour peu que les ensembles essayés deviennent importants, on aboutit à un nombre considérable de tests à mémoriser. D'autre part, l'aspect dynamique qui existait dans la simulation a disparu : la méthode est applicable seulement aux réseaux combinatoires.

L'équipe du département CEI du CNET qui avait déjà fait d'importantes études dans le domaine de l'implantation automatique d'ensembles logiques [7, 8, 9] s'est vue poser le problème de l'automatisation de la maintenance dans les autocommutateurs téléphoniques électroniques. Les premières études ont été consacrées au test de bon fonctionnement et au diagnostic de faute pour des cartes logiques à circuits intégrés pouvant contenir 4 à 500 opérateurs logiques élémentaires. Les principes de cette étude étaient les suivants :

a) la donnée de base serait la structure logique de la carte à essayer. L'étude de cette structure (sans

* C.A.O. = Conception Assistée par Ordinateur (équivalent de « Computer-aided design »).

simulation) devait permettre, à elle seule, de générer automatiquement des séquences de tests.

b) la taille des cartes impliquait d'inclure dans l'étude les éléments séquentiels. En effet, il est rare de rencontrer des groupements de 100 opérateurs logiques élémentaires sans élément-mémoire.

c) Comme nous l'avons déjà souligné, la quantité d'information nécessaire pour faire un diagnostic complet est énorme : il faut mémoriser toutes les configurations de faute avec, pour chacune d'elles, sa signification exacte. Aussi est-il plus intéressant de posséder cette information sous forme potentielle : le schéma logique et un programme spécial sont alors suffisants.

On aboutit à des opérations de tests « conversationnelles ». Relié à la fois à la carte logique essayée et à un ordinateur important multiprogrammé, un petit ordinateur réalise les échanges d'information en temps réel. Une première séquence de tests est présentée. Si une faute est détectée, le gros ordinateur est alerté et on lui communique l'information de faute. Sa mission est alors, soit de diagnostiquer immédiatement quel est l'élément ou le groupe d'éléments en faute, soit de générer une nouvelle séquence de tests qui permettra de mieux préciser l'élément fautif. Le gros ordinateur pourrait même demander certaines vérifications locales (par exemple états de bascules) avec communication du résultat. On voit toute la souplesse du procédé ainsi que l'économie réalisée pour les informations à conserver (informations très souvent inutilisées, car chacun des cas de faute pré-analysé a une probabilité d'apparition très faible). Aussi, en vue de cette option conversationnelle, avons-nous commencé par des recherches sur le seul test de bon fonctionnement (qui constituera la première séquence de tests présentée). Nous verrons comment s'interprètent les résultats et comment peuvent être séparés bons et mauvais éléments.

Remarquons au passage que la recherche du seul test de bon fonctionnement s'adapte parfaitement à l'essai des circuits LSI pour lesquels le diagnostic a une moindre importance.

d) La carte étudiée n'est pas, en général, un ensemble logique autonome, c'est-à-dire un ensemble logique ayant des canaux pour ses échanges d'information avec l'extérieur qui pourrait alors être commandé de manière asynchrone (bien qu'il puisse se servir des signaux d'une base de temps extérieure). Il fallait donc étudier un coupleur carte-calculateur temps réel qui puisse créer, de manière aussi satisfaisante que possible, l'environnement de la carte afin d'obtenir certaines configurations dynamiques.

Nous allons présenter dans cet article les principes généraux de test de bon fonctionnement pour un réseau logique combinatoire et décrirons l'extension de la méthode au cas de réseaux séquentiels. La première partie, présentée dans ce numéro de *L'Onde Electrique*, traitera uniquement de la méthode théorique préconisée ; ultérieurement, une deuxième partie traitera des programmes d'application et des résultats obtenus.

2. Étude des réseaux logiques combinatoires

2.1. Présentation générale

La méthode présentée ici permet de résoudre le problème suivant :

Connaissant le schéma d'un réseau de logique combinatoire, trouver un ensemble minimal (ou proche du minimum) de tests permettant de déclarer que le réseau fonctionne normalement.

Cette méthode a pu être programmée sur ordinateur sans que le temps de calcul et les besoins en mémoire rapide soient prohibitifs. La méthode peut détecter les fautes simples et, dans certains cas, des fautes multiples. Elle n'est pas directement utilisable pour le diagnostic de faute mais pourrait ultérieurement fournir la base de la recherche des éléments logiques défectueux. Remarquons au passage qu'un programme de diagnostic peut être différencié suivant le niveau de détection désiré (module, bloc, carte, alvéole, etc.).

Le principe de l'algorithme est la « propagation de la faute », c'est-à-dire la recherche systématique d'un chemin pouvant propager toute faute. Les propriétés de ce « chemin de propagation » ont permis de diminuer la redondance et d'effectuer simultanément un grand nombre de tests. On peut ainsi définir un ensemble de tests élémentaires initiaux qui « couvrent » toutes les fautes.

2.2. Exposé de la méthode

2.2.1. Définitions

Soit un Réseau de Logique Combinatoire (RLC), à n entrées E_i , m sorties S_j , formé d'éléments logiques (EL) quelconques (portes ET, OU, NI, etc.) (fig. 1).

On appellera :

a) *Faute élémentaire* : toute transformation qui modifie la fonction logique réalisée par un (EL).

b) *Test* : $T_k (E_i, S_j)$, une combinaison de signaux d'entrées E_i et des signaux de sortie S_j résultants.

c) *Série complète de tests* : une série de tests SCT ($T_k, k = 1, q$) permettant d'affirmer que le RLC fonctionne sans faute.

d) *RLC non redondant* : un RLC pour lequel existent une ou plusieurs SCT.

e) *Qualité d'une SCT* : le nombre q de tests à effectuer.

f) *Chemin d'un EL (n) à un EL ($n-i$)* : une suite

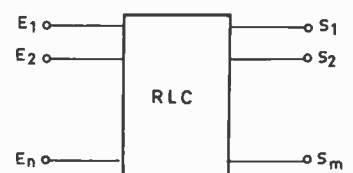


FIG. 1.

d'EL (n), (n-1),... (n-i), permettant de relier (n) à (n-i).

Une série complète de tests SCT sera d'autant plus intéressante que q est plus petit. L'algorithme, présenté ici, permet d'obtenir pour un RLC non redondant, une (ou plusieurs) SCT pour laquelle q est réduit et proche du minimum.

2.2.2. Principe de la méthode

Soient s_n la sortie de l'EL (n) et $e_{n+1, n}$ son entrée provenant de l'EL (n+1) précédent. Dans le RLC tout EL peut être en faute. Pour certaines positions des entrées du RLC, cette faute se traduira par l'inversion du signal à la sortie de l'EL (n) défail- lant. Supposons maintenant que, cet EL étant seul en faute, nous ayons aussi une inversion de signal pour une sortie S_j du RLC : nous dirons que la faute de (n) se propage et devient ainsi détectable. Ceci n'est possible que s'il existe entre l'EL (n) et la sortie S_j , une suite d'EL (n-1), (n-2), ... (n-k) ... tels que leurs entrées $e_{n-k+1, n-k}$ (appelées entrées testées) et leurs sorties s_{n-k} donnent un signal inverse du signal attendu.

Une telle suite s'appellera chemin de propagation de la faute de (n). Les EL (n-k) du chemin de propagation jouent tous le même rôle : inverser leur sortie s_{n-k} si l'entrée testée $e_{n-k+1, n-k}$ qui appar- tient au chemin est inversée. Nous pourrions donc construire de tels chemins si, pour tout type d'EL, nous savons propager la faute de l'entrée testée.

2.2.3. Propagation de la faute pour un EL isolé

Soit $e_{i, n}$ l'entrée testée dont l'état normal peut être 0 ou 1. Il faut trouver une combinaison des entrées $e_{j, n}$ ($j \neq i$) telle que l'inversion de $e_{i, n}$ pro- voque l'inversion de s_n . On établit alors facilement le tableau I pour les EL ET, OU, NI, NAND qui sont les quatre opérateurs logiques commutatifs.

On peut classer les combinaisons du tableau I en deux catégories :

- a) position X si toutes les entrées sont identiques ;
- b) Position A dans le cas contraire.

Ainsi définies, ces combinaisons possèdent quel- ques propriétés intéressantes :

Prop. 1 Pour un EL isolé, l'essai de la position X et des positions A obtenues en permutant l'entrée testée (« A — permutés ») suffit pour s'assurer du bon fonctionnement de l'EL.*.

Prop. 2 Un EL en position X peut appartenir simultanément à plusieurs chemins de propagation de faute. (Ce qui est impossible pour la position A).

* En fait, la propriété 1 devrait plutôt être présentée comme un axiome. Elle signifie que les combinaisons d'entrée simultanées de type A sont couvertes par les tests A — permutés. Ainsi, pour une porte ET à 2 entrées la faute sur la combinaison d'entrée (0,0) est couverte par les tests successifs (0,1) et (1,0). Heureusement, la propriété 1 est vérifiée dans la plupart des technologies.

D'autre part, cette propriété n'est évidemment applicable qu'aux opérateurs logiques commutatifs. On peut d'ailleurs voir que ce sont les quatre déjà cités : ET, OU, NI, NAND.

TABLEAU I

Opérateur logique	entrée testée	autres entrées	sortie	
ET	A	0	1	0
	X	1	1	1
Etat X des entrées: 1				
OU	A	1	0	1
	X	0	0	0
Etat X des entrées: 0				
NI	A	1	0	0
	X	0	0	1
Etat X des entrées: 0				
NAND	A	0	1	1
	X	1	1	0
Etat X des entrées: 1				

Prop. 3 On passe de A à X et réciproquement en inversant à la fois le signal de sortie de l'EL et le signal de l'entrée testée, tout en conservant les signaux des entrées non testées.

2.2.4. Recherche de séries complètes de tests

Nous avons défini :

- a) La structure du chemin de propagation.
- b) Les états des EL pris isolément permettant à la fois le test de l'EL et la propagation d'une faute éventuelle.

Nous pourrions donc envisager dès maintenant la recherche de séries complètes de tests : il suffirait de chercher un chemin de propagation pour toute faute élémentaire de tout EL appartenant au RLC. Cette méthode serait longue et surtout redondante.

Nous allons donc rechercher des « ensembles initiaux de tests élémentaires » couvrant tous les tests élémentaires du RLC.

2.2.4.1. Etude du chemin de propagation

Pour chaque EL du RLC, les fautes élémentaires à considérer seront les fautes en position X et « A — permutés ». Nous appellerons $P(n)$ la position de l'EL (n). ($P(n) = A$ ou $P(n) = X$). Par extension, $P(n)$ pourra désigner la faute élémentaire de (n) en position $P(n)$, ou le test de cette faute.

Nous pouvons maintenant donner une définition plus précise du chemin de propagation.

Le chemin de propagation de la faute $P(n)$ d'un EL (n) est constitué d'une suite d'EL (n) , $(n-1)$, ..., $(n-i)$, ..., $(n-k)$ en position A ou X ($P(n-i) = A$ ou $P(n-i) = X$), telle que si, par exemple, l'EL $(n-i)$ est dans l'état A , l'entrée de $(n-i)$ qui impose dans l'état A est la sortie de l'EL $(n-i+1)$; la sortie s_{n-k} du dernier EL $(n-k)$ est l'une des sorties S_j du RLC. Si la faute $P(n)$ apparaît, la sortie S_j est inversée.

Ainsi défini, le chemin de propagation possède les propriétés suivantes :

Prop. 4 Pour le test de la faute $P(n)$, la position $P(n-i)$ de l'EL $(n-i)$ appartenant au chemin de propagation est imposée et unique.

Prop. 5 Le chemin $(n-i)$, $(n-i-1)$, ... $(n-k)$ est un chemin de propagation pour la faute élémentaire $P(n-i)$.

Prop. 6 Si l'on fait successivement les tests X et A de (n) en utilisant le même chemin de propagation, on réalise simultanément les tests X et A (A relatif à ce chemin) pour tous les EL $(n-1)$, $(n-2)$... etc., du chemin de propagation.

Les propriétés 4 et 5 sont des conséquences directes des propositions du § 2.2.3. et de la définition du chemin de propagation.

Démontrons maintenant la propriété 6 :

Nous supposons connu un chemin de propagation pour la faute $P(n)$. Invertissons les positions des EL qui appartiennent au chemin, c'est-à-dire : les EL en position A passent en X et inversement ($P'(n-i) = P(n-i)$).

Nous obtenons alors un chemin de propagation valable pour la faute $P'(n)$ de (n) (conséquence de la propriété 3 du paragraphe 4). Enfin, grâce à la propriété 4 d'unicité des positions $P(n-i)$, nous obtenons la propriété 6.

Exemple : Afin d'examiner plus concrètement la propriété 6, étudions un RLC formé uniquement de modules NI.

Pour un tel RLC (fig. 2), un chemin de propagation est formé de modules alternativement en position A et X .

Nous avons deux cas :

a) le module testé (n) est en position A (fig. 2a).

Alors :

$$P(n-1) = P(n-3) = P(n-5) = \dots = X$$

$$P(n) = P(n-2) = P(n-4) = \dots = A$$

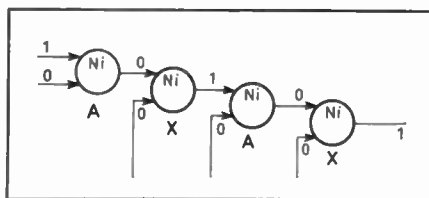


FIG. 2a. — Exemple de chemin de propagation composé de portes NI en états X et A alternés.

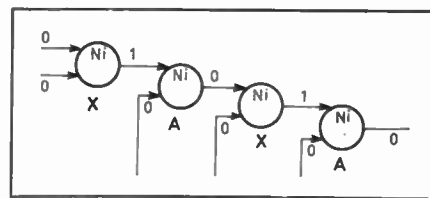


FIG. 2b. — Exemple de chemin de propagation (dual de celui de fig. 2a).

b) le module testé est en position X (fig. 2b).

Alors :

$$P(n-1) = P(n-3) = P(n-5) = \dots = A$$

$$P(n) = P(n-2) = P(n-4) = \dots = X$$

Les figures 3a et 3b donnent un autre exemple de dualité pour des chemins de propagation formés des mêmes EL.

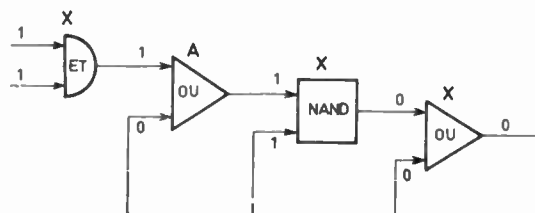


FIG. 3a. — Exemple de chemin de propagation.

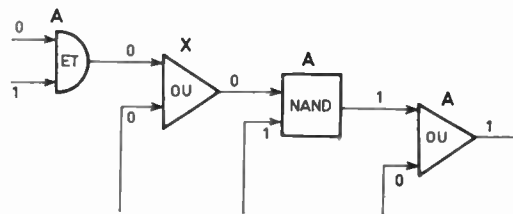


FIG. 3b. — Exemple de chemin de propagation (dual de celui de la fig. 3a).

2.2.4.2. Ensembles complets de tests initiaux

La propriété 6 est à la base de la réduction du nombre des tests initiaux.

Pour trouver une série complète de tests, il faudra rechercher (en s'appuyant sur la propriété 6) une « couverture » minimale de tous les chemins de propagation possibles afin que toute faute élémentaire A ou X de tout EL soit propagée au moins une fois.

Plus précisément, nous appellerons :

Ensemble Complet de Tests Initiaux (ECTI), un ensemble de tests de faute élémentaire qui, s'ils sont tous réalisés, assurent également les tests pour toutes les autres fautes élémentaires du RLC.

Donnons quelques autres définitions :

Une **entrée primaire (EP)** $e_{i,n}$ d'un EL (n) est une entrée qui coïncide avec l'une des entrées E_i du RLC.

Un *EL primaire (ELP)* est un EL dont toutes les entrées sont primaires.

Un *RLC arborescent* est un RLC pour lequel :

- a) il existe une seule sortie S,
- b) il existe un seul chemin reliant toute entrée primaire à S.

Appelons :

Test A1 : test A pour une entrée non primaire.

Test A2 : test A pour une entrée primaire.

Chemin primaire : chemin reliant un ELP à l'une des sorties.

Prop. 7 Dans un RLC arborescent, un EL quelconque appartient toujours au moins à un chemin primaire.

En effet, si un EL n'appartenait pas à un chemin primaire, nous pourrions remonter les chemins aboutissant à cet EL en rencontrant seulement des EL non primaires et la longueur de ces chemins serait infinie.

Prop. 8 Pour un RLC arborescent, on obtiendra un ensemble complet de tests initiaux en propageant :

- a) les tests des fautes élémentaires X et A2 pour les EL primaires,
- b) les tests des fautes élémentaires A2 des EL non primaires.

En effet, le chemin reliant un ELP à la sortie S est unique (conséquence directe de la définition).

Par conséquent, si nous faisons les tests X et A2 pour tous les ELP, nous utilisons tous les chemins primaires, et nous réalisons ainsi les tests élémentaires X et A1 pour tous les EL du RLC. (Prop. 6 et 7).

Il reste alors seulement les tests A2 relatifs aux EL non primaires : la propriété est démontrée.

• RLC quelconque

Dans ce cas, la sortie d'un EL peut attaquer simultanément plusieurs EL (fig. 4) et nous n'avons plus la correspondance biunivoque entre ELP et chemin primaire. Nous pourrions donc utiliser la propriété 7 et dénombrer tous les chemins primaires du RLC. Afin de faciliter la programmation sur calculateur, nous avons abandonné la recherche de ces chemins primaires et avons conservé celle, plus simple, des tests élémentaires initiaux.

Revenons à la figure 4. En α , nous avons deux possibilités de chemin de propagation pour les fautes du RLC 3 : soit $(n1)$, ..., $S1$, soit $(n2)$, ..., $S2$. Selon que nous choisissons l'un ou l'autre, nous aurons réalisé les tests X ou A1 des EL de l'un ou de l'autre seulement.

Nous appellerons :

EL secondaires (ELS) : les EL tels que $(n1)$, $(n2)$ qui ont une ou plusieurs entrées communes avec un autre EL (entrées secondaires).

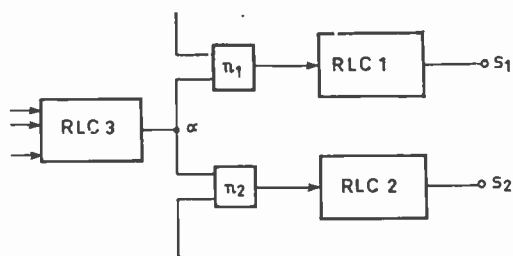


FIG. 4. — Réseau logique non arborescent.

EL totalement secondaires (ELTS) : les EL secondaires qui ont toutes leurs entrées secondaires.

Chemin secondaire : un chemin reliant un ELS à l'une des sorties du RLC.

Test A3 : le test de la faute élémentaire A relative à une entrée secondaire.

Avec ces chemins secondaires nous sommes maintenant certains d'atteindre les EL qui n'auraient pas appartenu aux chemins utilisés pour les ELP. Nous allons donc rajouter (prop. 6), les tests X et A3 pour les EL secondaires. Cependant, on peut voir facilement que le test X n'est pas à rajouter si l'EL secondaire n'est pas totalement secondaire (il sera, de toute façon, mis en état X par la propagation de faute provenant de l'une quelconque de ses entrées non secondaires).

D'où :

Prop. 9 Pour un RLC quelconque, on obtiendra un ensemble complet de tests initiaux en prenant :

- a) les tests des fautes élémentaires X et A2 pour les EL primaires,
- b) les tests des fautes élémentaires A3 pour les EL secondaires,
- c) les tests des fautes élémentaires X pour les EL totalement secondaires,
- d) les tests des fautes élémentaires A2 pour les EL non primaires.

2.2.4.3. Remarques annexes

La méthode de test exposée ici peut être utile dans certains problèmes d'optimisation liés à la non-redondance du circuit.

On peut, en effet, énoncer :

Prop. 10 Pour un RLC quelconque, s'il est impossible de réaliser le test X sur un EL, cet EL est inutile.

En effet, dans ce cas, la sortie de l'EL est invariable.

Prop. 11 Pour un RLC quelconque, s'il est impossible de réaliser le test A relatif à l'entrée d'un EL, cette entrée est inutile.

En effet, dans ce cas l'entrée correspondante est invariable.

2.2.4.4. Principe du programme LOGITEST 1

Le programme LOGITEST 1 qui (sur CAB500) fut la première application concrète de l'algorithme de propagation utilise la prop. 9.

Il comporte deux phases :

a) Recherche de l'ensemble complet de tests initiaux,

b) Recherche d'un chemin de propagation pour chaque test initial et regroupement de ces tests lorsqu'ils sont compatibles.

3. Étude des circuits séquentiels

3.1. Présentation générale

Nous venons de voir que le problème du test avait reçu une solution satisfaisante pour tout réseau logique combinatoire. Or, dans la pratique, il sera très rare de ne pas trouver d'élément logique séquentiel, ce qui signifie que la carte possède une mémoire interne. Il n'est pas possible de connaître totalement son état par les seules conditions imposées aux entrées : il faut y ajouter la connaissance de la mémoire interne de la carte logique.

Les complications alors apportées sont de trois ordres :

a) il faut ajouter aux fautes des éléments logiques élémentaires les fautes des éléments-mémoires,

b) le chemin de propagation défini précédemment est bloqué par un élément-mémoire qui sera alors utilisé pour mémoriser le test : on doit sauter de bascule en bascule avant d'atteindre une sortie réelle. Le nombre des configurations logiques est alors considérablement augmenté. D'autre part, on ignore l'état initial de la mémoire interne,

c) la troisième complication, qui n'est pas la moindre, rejaillit à la fois sur le programme des tests et sur leur réalisation effective par un organe spécialisé.

En effet, à l'environnement normal, on doit substituer un environnement artificiel dont les cadences de fonctionnement sont bien plus faibles. On doit donc essayer de reproduire au mieux les conditions dynamiques par l'étude d'une interface calculateur-carte qui reproduise au moins les signaux élémentaires de la base de temps véritable. D'autre part, dans la recherche des tests, les signaux de temps doivent être distingués des autres signaux.

Nous avons dû tenir compte de ces trois complications pour l'écriture de nos programmes et pour l'étude de l'interface mentionnée.

3.2. Principe de la méthode pour circuits séquentiels

Nous avons envisagé deux méthodes :

a) utiliser comme base des tests, le test des bascules et réaliser accessoirement le test des autres EL,

b) utiliser la méthode préconisée pour la logique combinatoire en partant du test des éléments combinatoires et en imposant les états successifs des bascules.

La méthode a) qui devenait rapidement inextricable a été abandonnée. Par contre, la méthode b) nous permettait d'utiliser les résultats et les sous-programmes du test d'un RLC. Afin de l'adapter au mieux aux circuits séquentiels, nous sommes passés par une étape intermédiaire : écrire un programme de test d'un RLC tenant compte des signaux d'une base de temps. (Programme : LOGITEST 2).

Nous supposons que la base de temps délivre des séquences de signaux élémentaires du type : $t_0, t_1, t_2, \dots, t_i, \dots, t_n, t_0, t_1, \dots$ etc. Le réseau de la figure 1 est alors remplacé par un nouveau réseau (fig. 5) dans lequel les entrées sont divisées en deux groupes : entrées de signal normal (dites aussi entrées d'état) et entrées de signal de temps (dites aussi entrées d'échantillonnage).

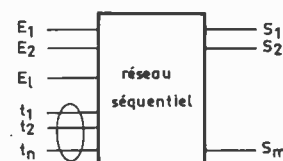


Fig. 5.

La première phase du programme reste inchangée : rechercher l'ensemble complet de tests initiaux pour les EL autres que les bascules. Ensuite, se plaçant à chaque t_i , nous recherchons les tests initiaux qu'il est possible de réaliser avec les conditions :

$$t_i = 1$$

$$t_j = 0 \text{ quel que soit } j \neq i.$$

Les bascules sont traitées comme des entrées ou sorties intermédiaires.

Cependant, la réalisation de ces tests ne se limite pas à la recherche indiquée au temps t_i .

En effet, il faut s'assurer :

a) que les bascules - entrées sont bien positionnées à t_i (donc préparation du test aux temps $t_{i-1}, t_{i-2}, \dots$)

b) que le signal envoyé sur une bascule - sortie pourra se propager à l'un quelconque des temps suivants afin d'atteindre une sortie réelle*.

Ceci nous amène à utiliser *deux règles essentielles* pour les circuits séquentiels :

Considérons la figure 6a où la bascule B est positionnée en $B = 1$:

* Remarquons ici que l'on a intérêt, lorsque c'est possible, à choisir comme séquence $t_1, \dots, t_i, \dots, t_n$ la séquence réelle de l'ensemble logique étudié, c'est à dire conserver pour les signaux de temps la même succession dans le temps. Ceci ne peut que faciliter le positionnement des bascules et donc réduire le nombre total de tests nécessaires.

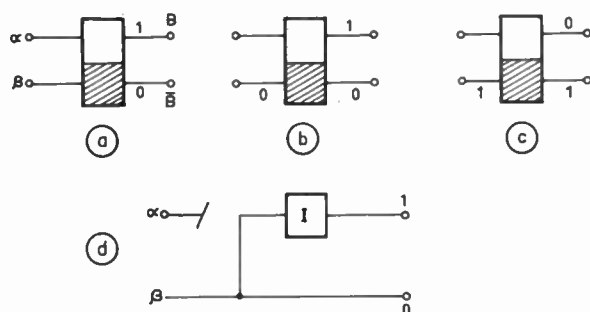


FIG. 6. — Mémorisation de la faute par une bascule.

a) pour l'entrée α , aucune faute ne peut modifier l'état de la bascule,

b) pour l'entrée β , toute faute modifiera la position normale de la bascule :

figure 6b : en cas de faute, basculement,

figure 6c : en cas de faute, le basculement n'a pas lieu.

D'où :

Règle 1. La propagation d'une faute par une bascule pourra s'effectuer seulement par l'entrée correspondant à la sortie non active.

Cette règle est résumée par le schéma équivalent de la figure 6d.

Règle 2. Il ne faut pas modifier l'état d'une bascule utilisée comme sortie intermédiaire aux temps précédents, tant que le signal de l'une de ses sorties n'a pas été propagé vers une autres bascule ou une sortie réelle.

Par cette règle 2, nous faisons jouer aux bascules le rôle de mémoire pour le résultat d'un test. Ainsi, toute bascule peut « couvrir » un certain nombre de tests jusqu'à ce que l'une de ses sorties ait été propagée : cette notion de couverture de test est très importante et sera constamment utilisée par la suite. D'autre part, on peut démontrer que l'observation de ces deux règles assure le test des bascules : conservation d'état et changement d'état. Seule échapperait au contrôle une bascule qui n'aurait pas de porte d'attaque. Mais on peut alors générer

artificiellement une porte fictive d'attaque dont les tests élémentaires figureront dans l'ensemble complet des tests initiaux. La réalisation des tests élémentaires de la porte fictive entraîne le test de la bascule attaquée.

4. Conclusion

Les algorithmes que nous venons d'exposer ne pouvaient prendre toute leur valeur que dans le cadre d'applications pratiques. Aussi avons-nous écrit plusieurs programmes matérialisant, à chaque fois, les progrès de l'étude théorique (et en particulier le passage du combinatoire au séquentiel). Dans une deuxième partie, nous parlerons de ces programmes d'application en insistant particulièrement sur la version opérationnelle la plus avancée, « LOGI-TEST 4 ».

Bibliographie

- [1] TSIANG, ULRICH, WERNER. — Automatic trouble diagnosis of complex logic circuits ; *BSTJ* 41, 1962, pp. 1170-1200.
- [2] KRUSKAL, HART. — A geometric interpretation of diagnostic data from a digital machine ; *BSTJ* 45, 1966 pp. 1299-1338.
- [3] ROTH. — Diagnosis of Automata failures: A calculus and a method ; *IBM Journal of Research and Development*, July 1966, pp. 278-291.
- [4] ARMSTRONG. — On finding a nearly minimal set of fault detection tests for combinational logic nets. *IEEE Trans. on EC* Vol. EC 15 N° 1 Février 66, pp. 66-73.
- [5] CHANG. — An algorithm for selecting an optimum set of diagnostic sets, *IEEE Trans. on EC* Vol. EC 14 N° 5 octobre 65, pp. 706-711.
- [6] ROTH, BOURICIUS, SCHNEIDER. — Programmed algorithms to Compute tests to detect and distinguish between failures in Logic circuits ; *IEEE Trans on EC* Vol. EC 15 N° 5 octobre 1967, pp. 567-580.
- [7] VINCENT CARREFOUR J. — Optimisation d'un schéma en logique modulaire. *RFTI Chiffres* Vol. 7 n° 3 1964, pp. 217-250.
- [8] Protocole DGRST n° 63 FR 151A1.
- [9] VINCENT CARREFOUR J., ROUX G., CONRUYT P., MAINGUENAUD J. — Définition des circuits et sous-ensembles logiques à l'aide d'un calculateur. *Commutation et Electronique* n° 20 janvier 1968, pp. 90-103.

Aide apportée par l'ordinateur à l'ingénieur responsable de la fiabilité d'un système

J.-M. GRANGE - J. DORLÉANS

Société des *ENGINS MATRA*

1. Introduction

Cet article fait le point de ce qu'il est actuellement possible de faire en France en matière de fiabilité d'un système complexe grâce à l'utilisation d'un ordinateur. Il essaie de montrer les nouveautés apportées à la fiabilité par les méthodes de calcul sur ordinateur. Des exemples de cas concrets où l'ordinateur a apporté quelque chose de nouveau seront donnés.

On aborde généralement les problèmes de fiabilité par deux voies complémentaires :

— la première voie est une approche chiffrée qui, à l'aide de taux de panne, donne une valeur absolue à la probabilité de survie d'un système pour une mission donnée.

— la seconde est une approche qui consiste à minimaliser pendant toute la durée du projet les causes de pannes.

• La première voie permet de constater, à chaque stade d'un projet, dans quel état se trouve la fiabilité du système. C'est donc l'outil qui permet de mesurer les progrès réalisés par la seconde approche. Comme toute méthode de mesure, la première voie a ses imprécisions propres. Elles sont dues essentiellement à l'utilisation de taux de pannes dont, le moins qu'on puisse dire, la valeur est incertaine. En fait, tout ce que l'on sait sur ces fameux λ est que :

— à un instant donné et pour un type de fabrication donné (par exemple, composants américains utilisés dans les satellites Intelsat III), la fiabilité des transistors est moins bonne que celle des résistances, etc. c'est-à-dire que seule la fiabilité relative est connue,

— la fiabilité décroît quand les contraintes augmentent.

• La deuxième approche est *active* ; elle consiste dès le début :

— à assigner un objectif de fiabilité à tous les sous-systèmes et constituants du système,

— à analyser, en liaison avec le fabricant de composants, tous les mécanismes de panne des composants pour en déduire les causes et essayer de les réduire, chaque fois que cela est possible,

— à analyser les effets des modes de défauts des composants sur les circuits du système et à réduire ces effets (principalement dans le cas des dérives),

— à étudier l'incidence des matériaux et technologies d'assemblage sur la fiabilité des composants et des circuits,

— à analyser, une par une, toutes les défaillances qui se produisent aux différents niveaux d'étude et de fabrication et à en éliminer les causes, qu'elles soient dues à des erreurs de conception, aux opérateurs ou aux appareillages d'essai.

Cette énumération, qui n'est pas limitative, fait clairement ressortir que cette optique nécessite la mise en place d'un système de gestion de fiabilité qui doit évoluer et s'adapter aux diverses circonstances. Ce système de gestion sera d'autant plus important que le système étudié sera important. C'est dans cette optique que l'utilisation d'un ordinateur peut rendre les plus grands services.

2. Calculs prévisionnels de fiabilité

2.1. On effectue, généralement au début d'un projet, un calcul prévisionnel de fiabilité. Le principe de ce calcul est simple et bien connu. Pour ce premier calcul, on fixe les contraintes à des valeurs déterminées (par exemple : 25 % de la tension ou de la puissance nominale, température 30 °C) et on

effectue les sommes $\sum n_i \lambda_i = \Lambda$, puis on calcule la fiabilité :

$$R = e^{-\Lambda t}$$

pour une durée t donnée.

Dès ce stade d'ébauche du projet, un seul calcul ne suffit pas. On est amené pour de nombreuses raisons, souvent autres que la fiabilité, à retoucher l'ébauche et par conséquent à recommencer la série des calculs précédents. Ceux qui ont eu ainsi l'occasion de « jouer du λ » pour un projet important connaissent bien tout ce que ces calculs ont de fastidieux. Ils en connaissent bien aussi la longueur et les risques d'erreurs.

A ce niveau, un programme, même rustique, permet de traiter ces calculs sur ordinateur. Il suffit de rentrer en machine une ou plusieurs tables de λ d'une part, (les tables sont très variables suivant les clients et suivant les composants choisis) et, d'autre part, une nomenclature simplifiée et arrangée par « boîtes noires ». L'ordinateur fait alors les sommes $\sum n_i \lambda_i$ et calcule $R = e^{-\Lambda t}$.

On voit que l'on peut ainsi chiffrer très rapidement :

— l'influence de l'utilisation d'une table de λ plutôt qu'une autre,

— l'influence d'une ou plusieurs modifications sur la fiabilité prévisionnelle.

La méthode étant rapide, le Chef de Projet peut examiner un nombre beaucoup plus grand de solutions possibles et prendre une décision avec un volume d'informations plus important.

2.2. Cette première étude prévisionnelle étant faite, d'autres études plus approfondies suivent. Le programme rustique précédent ne suffit plus. Dans un programme plus élaboré, on entre en machine :

— des fonctions $\lambda_i(\Theta, V, I, \dots)$. Ces fonctions rentrées sous forme de lois physiques qui sont, par exemple, la traduction en formules des courbes de variations de λ du RADC permettent de tenir compte des contraintes électriques ou thermiques réelles.

Une formule qui peut être utilisée est la suivante :

$$\lambda = \lambda_0 \left(\frac{\alpha}{\alpha_0} \right)^n K^{\theta - \theta_0}$$

λ_0 , α_0 et θ_0 étant le taux de panne, le coefficient de charge et la température de référence, par exemple : λ_0 est le taux de panne d'une table pour $\alpha_0 = 0,25$ et $\theta_0 = 30^\circ\text{C}$,

λ , θ et α étant respectivement le taux de panne, le coefficient de charge et la température réelle d'utilisation.

n et K sont des constantes qui caractérisent le type de composant.

Cette formule n'a de valeur que parce qu'elle exprime le sens de variation de λ en fonction des contraintes et non comme étant un moyen de déterminer la valeur absolue de λ .

On entre également en machine :

— des tables de coefficients d'aggravation, ce qui permettra par exemple de faire le calcul de fiabilité pour les différentes phases de la mission d'un engin ou d'un satellite.

— des structures toutes faites (sous forme de sous-programmes : par exemple structure avec redondance parallèle, ou quad, etc.) ce qui permet de chiffrer facilement l'influence des redondances.

— et, bien entendu, la nomenclature des composants entrant dans le système.

Cette méthode procure les mêmes avantages que précédemment. Il ne faut pas négliger en passant :

— le gain de temps pour l'Ingénieur Fiabilité,

— le facteur psychologique (on entend moins le cri de désespoir « encore une modification »).

3. Fiabilité de la conception

3.1. Contrôler la fiabilité de la conception d'un système est extrêmement délicat, tant sur le plan pratique que sur le plan psychologique. L'Ingénieur d'Etudes d'un système a généralement les connaissances de base suffisantes en fiabilité pour concevoir son système en fonction de cet impératif technique. D'autre part, l'Ingénieur Fiabilité, nécessairement électronicien au départ, n'a pas toujours une expérience « circuits » suffisante pour indiquer quelles sont les faiblesses à long terme d'un système. Par ailleurs enfin, certaines finesses des concepts statistiques ou probabilistes de la fiabilité peuvent échapper à l'Ingénieur d'Etudes.

3.2. S'assurer de la fiabilité de la conception d'un système électronique consiste essentiellement à étudier :

— le comportement du système en fonction des tolérances des composants et en fonction des dérives dues aux contraintes. L'Ingénieur d'Etudes peut généralement calculer la solution nominale et prévoir le sens de l'évolution de la grandeur de sortie des circuits. Il ne peut que très rarement tenir compte de toutes les causes de variation car les calculs deviennent vite inextricables. Pour pouvoir tenir compte des dérives, il faut d'abord les connaître. C'est ce qui justifie le projet de création d'une « Banque de données » qui regrouperait et diffuserait les résultats obtenus sur différents composants. On conçoit que l'étude des dérives est essentielle dans le cas des matériels prévus pour des missions longues (satellites par exemple).

— le comportement du système en régime transitoire (période de mise en route ou période d'arrêt). L'Ingénieur d'Etudes peut, dans certains cas, faire des mesures. L'Ingénieur de Fiabilité a besoin de résultats plus nombreux et parfois plus précis pour :

- pouvoir chiffrer la probabilité de démarrage,
- pouvoir chiffrer l'influence sur la durée de vie de plusieurs mises sous tension successives.

3.3. L'utilisation d'ordinateurs pour le calcul des circuits permet de résoudre au moins partiellement

ces problèmes. Passons rapidement en revue les informations Fiabilité que peuvent fournir ces résultats de calculs suivant le programme utilisé.

3.3.1. Programme ECAP [Electronic Computer Analysis Program (IBM)]

Ce programme permet l'analyse en continu, en alternatif et en transitoire de circuits linéaires ou linéaires par morceaux comportant au maximum 50 nœuds et 200 branches. Le programme reconnaît tous les éléments passifs, les sources de tensions et de courants fixes, les sources de courant liés linéairement au courant circulant dans une autre branche et un « switch » qui fonctionne lorsque le courant dans la branche de commande change de polarité.

C'est ce dernier élément qui permet d'obtenir les éléments linéaires par morceaux.

Pour les éléments actifs, le programme ne propose pas de modèle analogique particulier. Il appartient à chaque utilisateur d'établir son propre modèle analogique à partir des éléments de base : source de courant liée, éléments passifs. Cette façon de procéder augmente le nombre de branches à affecter à un composant actif et on risque, en voulant être précis, d'atteindre rapidement les dimensions maximales tolérées.

Le programme permet, après obtention de la solution nominale, de faire 50 modifications de valeurs de paramètres. Ce nombre est faible si on s'intéresse à l'analyse des modes de défaut. Il est à noter que ces modifications ne peuvent être des modifications topologiques du réseau ; de ce fait, pour un court-circuit, on doit mettre $10^{-3} \Omega$ et pour un circuit ouvert $10^{10} \Omega$ par exemple.

De plus, une panne catastrophique a généralement pour conséquence de faire entrer les composants actifs dans des zones non linéaires de caractéristiques. Le programme ECAP ne permet que difficilement de faire ces analyses.

Par contre, pour les circuits linéaires, ce programme est très performant et très facile d'emploi. Du point de vue Fiabilité on obtient les renseignements suivants :

- Puissance dissipée dans chaque élément,
- Tension en chaque nœud,
- Courant dans chaque branche,
- Analyse du cas le plus défavorable, dont l'intérêt est moindre.

Ces informations sont très précieuses et permettent d'obtenir les taux de charge à entrer dans une formule analogue à celle du § 2.2.

— Analyse des dérives, ce qui permet à l'Ingénieur Fiabilité de faire une prévision de pannes par dérive et de juger de leur importance par rapport aux pannes cataclysmiques. On a pu ainsi vérifier, dans un cas précis, qu'un système dont la fiabilité prévisionnelle était de 0,95 pour un an avait 95 chances sur 100 d'être en panne par dérive au bout de 100 heures. Dans ce cas, on a pu immédiatement réagir sur la conception.

3.3.2. Programme CIRC [CIRCuits design Analysis Program]

Le programme permet actuellement l'analyse continue non linéaire. Il n'a aucune limitation de dimensions, si ce n'est la capacité de mémoire de l'ordinateur utilisé. Toutes les modifications, qu'elles soient de paramètres ou topologiques, sont possibles. Le programme reconnaît les résistances et les éléments actifs. Les éléments actifs sont décrits à l'aide du modèle d'Ebers et Moll. La température de jonction est un paramètre à fixer pour chaque analyse. Il reste à l'utilisateur à désigner les nœuds où sont connectés émetteur, base et collecteur et à indiquer le type JEDEC et la température de jonction.

Ce programme est intéressant pour les circuits non linéaires en continu et pour les états stables des circuits logiques. Prenons l'exemple d'un état « 1 » caractérisé par une tension V_1 et d'un état « 2 », caractérisé par une tension $V_2 > V_1$. En faisant l'analyse du cas le plus défavorable, on détermine deux intervalles $(V_1 - \Delta V_1, V_1 + \Delta V_1)$; $(V_2 - \Delta V_2, V_2 + \Delta V_2)$ et on vérifie qu'ils ne se recouvrent pas et que la marge entre les deux est suffisante.

Du point de vue Fiabilité, ce programme sert essentiellement à l'analyse des modes de défauts. Après calcul de la solution nominale, il suffit de mettre séparément et consécutivement en court-circuit et en circuit ouvert tous les composants et de regarder l'effet de ces pannes aux différentes sorties du système. Cela permet de savoir si les ordres donnés dans ce cas par le système sont dangereux ou non et, éventuellement, de prendre des mesures correctives (par exemple, ouverture intempestive d'une vanne).

Une information supplémentaire est également obtenue par ces calculs, ce sont les contraintes subies par les composants qui ne sont pas en court-circuit ou en circuit ouvert. Cette information est essentielle si on s'intéresse aux pannes dépendantes. Dans le cas de matériel haute fiabilité (satellite par exemple), les composants ayant subi ainsi des contraintes exceptionnelles au cours des essais avant lancement, sont changés à titre préventif. On conçoit que l'utilisation de l'ordinateur permette une analyse beaucoup plus fine que les méthodes traditionnelles. Comme on diminue ainsi les risques, la fiabilité se trouve moins dégradée par rapport aux prévisions.

Ici aussi le gain de temps est considérable et les sources d'erreurs sont largement diminuées par rapport aux méthodes traditionnelles.

3.4. Programme IMAG [Institut de Mathématiques Appliquées de Grenoble]

Le programme permettra, dans sa forme définitive, l'analyse des circuits linéaires et non linéaires en régimes continu, alternatif et transitoire. Actuellement le module correspondant à l'analyse en régime transitoire linéaire et non linéaire fonctionne. Le module en continu linéaire et non linéaire sera

disponible sous peu ainsi que le module sensibilité après linéarisation.

Les composants actifs sont décrits selon le modèle d'EBERS et MOLL par 17 paramètres pour les transistors et 8 paramètres pour les diodes. Le modèle pour les transistors à effet de champ sera introduit incessamment. Ces paramètres sont contenus en mémoire et sont appelés lors des calculs par leur désignation :

2 N 2222 ou 1 N 914 par exemple.

Le programme est écrit en Fortran IV.

Le programme IMAG n'a pas de limitation en ce qui concerne les dimensions du circuit que l'on peut analyser. La seule limitation vient du temps calcul. Une adaptation automatique de pas de calcul est effectuée, ce qui permet de réduire le temps calcul de façon sensible. Les performances de ce programme sont très intéressantes. Nous pensons l'utiliser de plus en plus en remplacement des deux programmes précédents ou pour combler leurs insuffisances.

Un exemple de calcul en transitoire sera donné ultérieurement dans *l'Onde Electrique*.

4. Fiabilité expérimentale

Qu'il s'agisse de déterminer le comportement d'un composant ou d'un équipement sous des contraintes simultanées (la détermination du λ habituel n'est qu'un cas très particulier des objectifs possibles), qu'il s'agisse encore de déterminer l'influence de la maintenance sur la fiabilité, qu'il s'agisse enfin d'exploiter des données obtenues sur des matériels opérationnels, les études de fiabilité expérimentale font toujours appel à la statistique et à ses différentes méthodes. C'est dire que l'ordinateur est vite indispensable à l'Ingénieur Fiabilité dans ce domaine. Donnons quelques exemples :

4. 1. Exploitation des résultats de mesure

Les composants livrés avec des informations de fiabilité sont toujours accompagnés des feuilles de mesures effectuées aux différents essais. On conçoit qu'il y ait à faire, sur ces résultats, non seulement des calculs de moyennes et d'écart-types mais encore qu'il puisse être nécessaire de calculer des paramètres statistiques plus instructifs (coefficients de corrélation, par exemple), qu'il puisse être nécessaire, dans certains cas, de faire de l'analyse de variance. L'exploitation de ces résultats de mesure sur ordinateur fait gagner du temps, bien évidemment, et, de plus, permet de comparer facilement différents lots approvisionnés à des époques différentes. L'homogénéité est une garantie de fiabilité. La mise en place d'une structure permettant une exploitation systématique est relativement aisée.

4. 2. Gestion de fiabilité

Dans le cadre d'un projet déterminé, l'Ingénieur Fiabilité doit pouvoir remonter des défauts à leur origine (conception des circuits, contraintes électriques, thermiques ou mécaniques, erreurs humaines, qualité des composants, qualité des technologies d'assemblage, etc.). Pour un projet d'une certaine ampleur, ce travail doit obligatoirement être fait avec des moyens mécanographiques si l'on veut qu'il soit efficace. Pour cela, il suffit de remplacer le traditionnel Rapport d'Avarie par un Rapport qui puisse facilement être transformé en carte perforée. A titre d'exemple, on donne en figure 1 une partie de la forme des rapports d'avarie que nous utilisons. Le traitement est extrêmement rapide et on peut, de plus, suivre l'évolution des défauts d'un projet à l'autre.

4. 3. Fiabilité et maintenance

Dans le cas des matériels réparables, on connaît l'importance du choix d'une politique de maintenance appropriée si on veut conserver au matériel sa fiabilité intrinsèque. Certains matériels complexes nécessitent un traitement sur ordinateur. Nous avons eu à traiter le problème d'un matériel qui pouvait prendre un certain nombre d'états (supérieur à 4) et pour lequel il fallait déterminer la politique de maintenance à choisir, compte tenu d'une fiabilité ou d'une disponibilité fixée. Ce genre de problèmes amène à chercher les valeurs propres et les vecteurs propres d'une matrice carrée d'ordre supérieur à 4 (solutions des équations de CHAPMAN-KOLMOGOROV). Il est bien évident que cette recherche est très largement facilitée quand on dispose d'un ordinateur.

Nous avons cité seulement quelques exemples où nous utilisons cette méthodologie moderne de fiabilité. Bien d'autres exemples pourraient être trouvés (régression multiple, méthode de Monte-Carlo, etc.). On en trouvera un certain nombre dans l'article de M. J.C. RAULT « Les Méthodes d'optimisation des circuits électroniques », *l'Onde Electrique* n° 493 avril 1968.

5. Conclusion

L'utilisation de ces méthodes ne constitue qu'une partie du travail de l'Ingénieur Fiabilité. Les autres parties concernent les composants électroniques, électromécaniques ou mécaniques (choix de ces composants, connaissance des dégradations, réactions physico-chimiques, etc.), les technologies d'assemblage (soudure, câblages, enrobage, etc.). L'un des intérêts essentiels de la fiabilité est la diversité des domaines qu'elle touche. Compte tenu de ces différentes activités, la formation de base de l'Ingénieur responsable des problèmes de fiabilité est obligatoirement une formation d'Ingénieur électronicien, complétée par des connaissances très solides en Mathématiques et en Statistique. Des notions de physico-chimie sont souvent très utiles.

2

3

4

5

6

7

8

9

10

11

12

13

14

15

16

17

18

19

20

21

22

23

24

25

26

27

28

29

30

31

32

33

34

35

36

37

38

39

40

41

42

43

44

45

46

47

48

49

50

51

52

53

54

55

56

57

58

59

60

61

62

63

64

65

66

67

68

69

70

71

72

73

74

75

76

77

78

79

80

nom de la personne ayant constaté la panne

société

signature

nom du responsable du sous-système

signature

RAPPORT D'AVARIE

circonstances de la panne (en clair)

cause probable de la panne (en détails)

Case 2-3	Code fabricant		Combien de composants sont-ils à changer du fait de cette panne ?	Nombre
Case 4-5	Sous-système auquel appartient l'équipement en panne	01 — Structure 02 — Système de puissance etc.	Case 30-34 Composant responsable de la panne	Par exemple 2 N 2222
Case 6	Etat d'avancement de l'équipement défaillant	1 — Phase I 2 — Phase II 3 — Phase III 4 — Phase IV	Case 35-36 Fabricant du composant	Utiliser la liste des fournisseurs
Case 7	Niveau auquel la panne a été constatée	1 — Equipement 2 — Fonction 3 — Sous-système 4 — Système	Case 37-41 Repère schéma du composant responsable de la panne	Par exemple Q 304
Case 8	Numéro de série		Case 42-46 Temps de fonctionnement	Temps cumulé de l'équipement
Case 9-14	Date de la panne	28/06/69 par exemple	Case 47 Type de défaut	1 — Composant en circuit ouvert 2 — Composant en court-circuit 3 — Dérive de paramètre 4 — Mauvaise soudure 5 — Fil de connection ouvert 6 — Fil de connection en court-circuit 7 — Défaut de circuit imprimé
Case 15	Appareillage d'essai connecté lors de la panne	1 — Appareils de laboratoire 2 — Appareillage d'essai spécifique	Case 48 Cause de la défaillance	1 — Déficience de contrôle 2 — Erreur humaine 3 — Erreur de conception 4 — Risque calculé
Case 16-18	Numéro de la panne	Numéro propre à l'établissement où la panne a eu lieu. Commence à 001 et va jusqu'à 999	Case 49-73 Pannes secondaires de composants	Indiquer le repère schéma
Case 19-26	Equipement identifié de plus bas niveau contenant la panne	Utiliser l'arbre de décomposition du système	Case 74-75 Conditions de la panne	01 — Essais de température et humidité en stockage 02 — Essais de température et humidité en fonctionnement 03 — Essais de vibration 04 — Essais de déploiement 05 — Simulation solaire 06 — Essais de diagramme de rayonnement 07 — Manipulation 08 — Transport 09 — Montage 10 — Démontage 11 — Intégration sur table 12 — Qualification 13 — Laboratoire etc.
Case 27-28	Fabricant du sous-système	Utiliser le code fabricant (case 2-3)	Case 76-78 Procédure d'essais (s'il y a lieu)	
			Case 79-80 Etape de la procédure où la panne a été constatée (s'il y a lieu)	

Fig. 1 — Rapport d'avarie et code numérique correspondant.

Réalisation d'un générateur basse fréquence transistorisé

A. GRUMBACH

Constructions Radioélectriques et Electroniques du Centre

Les oscillateurs sinusoïdaux à réseau $R-C$ sont bien connus. Ils ont des avantages importants : simplicité, stabilité de la fréquence et du niveau, possibilité d'une large gamme de fréquences, faible distorsion harmonique. Toutefois, certaines considérations physiques peuvent en limiter les performances.

1. Généralités

On se propose d'étudier un appareil à hautes performances, ayant les caractéristiques principales suivantes :

- large gamme de fréquence,
- faible distorsion harmonique,
- grande stabilité du niveau de sortie.

La réalisation de ces caractéristiques, comme nous le verrons plus en détail, aboutit à des conditions contradictoires. La solution nécessite alors un compromis entre ces conditions.

Au point de vue réalisation pratique, nous utiliserons le « pont de Wien » comme réseau $R-C$, car il est simple et se prête bien à la production d'une gamme étendue de fréquence. La variation continue de la fréquence se fera par un condensateur variable, pour avoir une bonne résolution ; le terme R est variable de façon discontinue pour constituer les différentes gammes.

2. Problèmes posés par la réalisation d'un oscillateur à « pont de Wien »

Chacune des performances énumérées ci-dessus est limitée par différentes considérations physiques.

2.1. Limitation de la plage de fréquence d'oscillation

La fréquence d'un oscillateur à « pont de Wien » est limitée aussi bien vers les basses que vers les hautes fréquences.

2.1.1. Limitation vers les basses fréquences

Elle provient surtout du terme R du « pont de Wien ». En effet, les condensateurs variables que l'on trouve usuellement sur le marché, ont une capacité maximale de l'ordre de 500 pF. Une fréquence d'oscillation de 10 Hz conduit alors à une résistance d'environ 30 M Ω . Pour conserver des performances à peu près constantes de précision et de stabilité, une telle valeur de résistance constitue un maximum. La fréquence d'oscillation la plus basse est ainsi limitée à une dizaine de hertz.

Un autre problème reste alors à résoudre : si l'on veut qu'à cette fréquence, les caractéristiques de l'oscillateur dépendent essentiellement du réseau $R-C$ et non pas de l'amplificateur associé, il faut que la résistance d'entrée de cet amplificateur soit grande devant 30 M Ω . Aujourd'hui, par utilisation de F.E.T., on peut réaliser des amplificateurs dont la résistance d'entrée dépasse 1 000 M Ω .

2.1.2. Limitation vers les hautes fréquences

Elles proviennent surtout du déphasage φ_A de l'amplificateur associé au « pont de Wien ». Précisons un peu ce point et les ordres de grandeurs à attendre.

Appelons : (fig. 1).

φ_A le déphasage de l'amplificateur, bouclé par le « bras résistif » du « pont de Wien ».

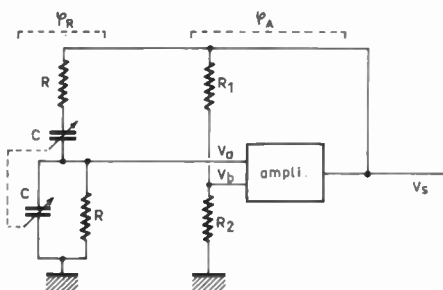


FIG. 1. — Oscillateur sinusoïdal à pont de Wien.

φ_R le déphasage du « bras réactif » du « pont de Wien ».

La fréquence d'oscillation est donnée par : $\varphi_A + \varphi_R = 0$, or, au voisinage de la fréquence d'oscillation, on a :

$$\varphi_R \sim \frac{1 - \omega^2 T^2}{3\omega T}$$

avec $T = RC$ et $\omega = 2\pi f$, φ_R étant petit (voir annexe 1)

$$\text{donc } d\varphi_R = -\frac{1 + \omega^2 T^2}{3\omega^2 T} d\omega \sim -\frac{2}{3} \frac{d\omega}{\omega_0}$$

puisque $\omega T \sim 1$ ($\omega_0 = 1/T$)

$$\text{supposons } \varphi_R = 1^\circ = \frac{\pi}{180}$$

donc

$$\left| \frac{d\omega}{\omega_0} \right| = \frac{\pi}{120} \sim 2,5 \times 10^{-2}.$$

Un déphasage de 1° dans l'amplificateur conduit donc à un écart de l'ordre de 2,5 % sur la fréquence d'oscillation.

Prenons le cas concret et simple d'un amplificateur dont la fonction de transfert est telle que son déphasage à la fréquence $f = \omega/2\pi$ soit φ_A avec :

$$\text{tg } \varphi_A = -\omega T_1 \text{ (voir annexe 1, suite).}$$

et $T_1 = \frac{1}{\pi} \times 10^{-8}$ s (amplificateur ayant une bande

passante de 50 MHz à 3 dB. Supposons que le « pont de Wien » soit réglé à 10 MHz ; donc

$$T_2 = RC = \frac{5}{\pi} \times 10^{-8} \text{ s.}$$

La fréquence d'oscillation $f = \omega/2\pi$ de l'ensemble sera telle que :

$$\varphi_A = -\varphi_R \quad \text{ou} \quad \text{tg } \varphi_A = -\text{tg } \varphi_R$$

$$\omega T_1 = \frac{1 - \omega^2 T_2^2}{3\omega T_2}.$$

Tous calculs faits, on trouve $f \sim 8$ MHz.

L'oscillation, si elle a lieu, se fera à 8 MHz au lieu des 10 MHz escomptés. L'erreur de calibration est donc énorme.

Pour que l'oscillateur fonctionne correctement jusqu'à 10 MHz, il faut donc un amplificateur à très large bande, mais ça n'est pas suffisant : il faut encore modifier la caractéristique de l'ensemble : « réseau R-C - amplificateur ».

Une dizaine de mégahertz représente ainsi une limite supérieure de fonctionnement d'un tel oscillateur.

La première caractéristique : large gamme de fréquence, nécessite donc un amplificateur à très large bande (supérieure à 50 MHz), et d'impédance d'entrée très élevée (pour les basses fréquences).

2.2. Problèmes posés par la faible distorsion harmonique

Pour obtenir une onde sinusoïdale pure, l'un des premiers points auquel il faut s'attacher est la linéarité de l'amplificateur associé au « pont de Wien ». Pour cela, il lui faut un taux de contre-réaction élevé. Mais alors, les deux conditions simultanées : amplificateur large bande et fort taux de contre-réaction sont difficiles à réaliser pour que l'ensemble reste stable.

D'autre part, les problèmes posés par la diminution de la distorsion harmonique sont en relations très étroites avec ceux relatifs à la stabilité du niveau de l'oscillation.

En effet, les oscillateurs sinusoïdaux à réseau R-C nécessitent un asservissement pour maintenir constant le niveau d'oscillation. Considérons l'oscillateur selon la figure 1, la tension de sortie a la forme :

$$V_s = A e^{-\frac{\omega_0 \beta t}{2}} \cos(k\omega_0 t + \varphi)$$

avec les notations suivantes (voir annexe 2) :

$$\beta = 3 - \frac{G}{1 + \alpha G} \quad (G = \text{gain en boucle ouverte de l'ampli-}$$

$$\text{ficateur et } \alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2})$$

$$k = \sqrt{1 - \left(\frac{\beta}{2}\right)^2} \sim 1$$

au second ordre près, puisque β est petit.

$\omega_0 = RC$ et A une constante.

La seule condition de fonctionnement stable est donc $\beta = 0$. Mais physiquement, cette condition ne peut se maintenir. Suivant que β est légèrement >0 ou <0 , l'oscillation s'arrête ou voit son amplitude augmenter indéfiniment (en fait rapidement limitée par les non-linéarités négligées). La condition $\beta = 0$ est maintenue artificiellement par un asservissement, qui fixe en même temps le niveau d'oscillation et qui joue sur α (par exemple sur R_2).

Le schéma synoptique d'un oscillateur à « pont de Wien » prend alors la configuration générale représentée en figure 2.

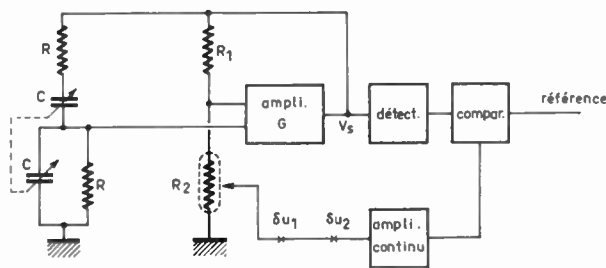


FIG. 2. — Asservissement de niveau de l'oscillateur.

Ce schéma se passe de toute explication. Il se peut que l'asservissement complet soit remplacé par un élément unique : R_1 ou R_2 seront alors des éléments variables avec la tension appliquée.

Ceci étant, on peut analyser sommairement l'influence de la faible distorsion sur la stabilité de l'asservissement. Pour cela, nous considérons cet asservissement en boucle ouverte, en coupant la boucle au point X . Le gain en boucle ouverte est :

$$\frac{\delta u_2}{\delta u_1} = \left(\frac{\delta V_{s \text{ crete}}}{\delta u_1} \right) \times \left(\frac{\delta u_2}{\delta V_{s \text{ crete}}} \right).$$

Nous pouvons supposer que le second terme ne possède qu'un pôle simple réel négatif, ce qui correspond à une bonne approximation.

Quant au premier terme, on peut le décomposer :

$$\left(\frac{\delta V_{s \text{ crete}}}{\delta u_1} \right) = \left(\frac{\delta V_{s \text{ crete}}}{\delta \lambda} \right) \times \left(\frac{\delta \lambda}{\delta u_1} \right)$$

où
$$\lambda = \frac{1 + \alpha G}{G}.$$

Tous calculs faits, on trouve :

$$\delta \lambda \sim \alpha (1 - \alpha) \frac{\delta R_2}{R_2} = k \delta u_1 \quad (k = \text{Cte})$$

quand on connaît la fonction de transfert de l'élément régulateur.

Si le pôle simple réel de l'asservissement est localisé à cet endroit, il suffit de placer la coupure X ailleurs.

— Supposons tout d'abord l'amplificateur parfaitement linéaire

Si nous nous intéressons uniquement à l'enveloppe $U = V_{s \text{ crete}}$ de la réponse, on a la fonction de transfert (voir annexe 3) :

$$F(p) \sim -\frac{9\omega_0}{p} \quad (\text{intégrateur simple}).$$

La fonction de transfert globale en boucle ouverte

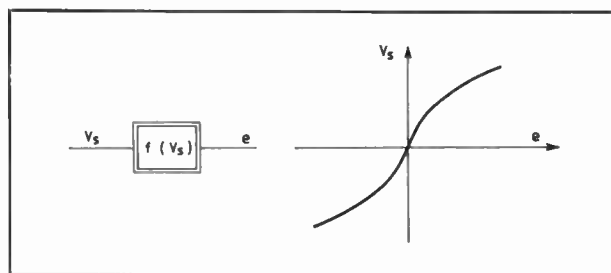


FIG. 3. — Non-linéarité de l'amplificateur.

de l'asservissement sera alors de la forme :

$$G(p) = \frac{K}{p(p+A)}.$$

La présence de l'intégration fera que la marge de phase sera faible, et que le régime transitoire en boucle fermée sera peu amorti. A la suite d'une perturbation quelconque : changement de gamme, ou simple manœuvre du C.V., le temps de stabilisation de l'oscillation sera long.

— Supposons maintenant que l'amplificateur n'est plus parfaitement linéaire, et que la non linéarité soit de la forme représentée en figure 4 ; on suppose donc que la non-linéarité n'introduit que de l'harmonique 3, et que a est petit. a est significatif de la distorsion harmonique.

(Une non-linéarité du second ordre n'introduit qu'une composante continue supplémentaire, sans modifier l'amplitude du fondamental.)

On suppose enfin le système non linéaire, filtré, et nous raisonnons sur le gain complexe équivalent, qui ici est réel.

Si, là encore, nous nous intéressons uniquement à l'enveloppe $U = V_{s \text{ crete}}$ de la réponse, ou plus exactement à

$$\frac{\delta u}{u_0} = \frac{U^2 - U_0^2}{U_0^2},$$

les calculs étant plus simples, on a la fonction de transfert (voir annexe 4) :

$$F'(p) \sim \frac{-18 \omega_0}{p + \frac{27}{2} \frac{a}{\omega_0} u_0}$$

où $u_0 = U_0^2$ amplitude initiale.

(on retrouve bien la fonction précédente dans le cas où $a = 0$: système linéaire).

La fonction de transfert globale en boucle ouverte de l'asservissement, prend alors la forme suivante :

$$G'(p) = \frac{K'}{(p+A)(p+B)}.$$

La marge de phase sera plus grande que précédemment et le régime transitoire en boucle fermée sera mieux amorti.

— Ces différents résultats nous montrent que si l'on veut avoir une très faible distorsion, la stabilité du niveau de l'oscillateur sera perturbée.

— Ensuite, si on veut maintenir un taux de distorsion très faible en haute fréquence, il faut un amplificateur qui conserve un taux de contre-réaction élevé aux hautes fréquences. On retrouve la nécessité d'un amplificateur à très large bande passante.

2.3. Problèmes posés par la stabilité du niveau de sortie

Le niveau de sortie doit être le plus constant possible quand la fréquence varie. Pour cela, il faut tout d'abord que l'amplificateur ait un gain le plus constant possible dans toute la bande de fréquence.

D'autre part, la caractéristique souhaitée dépend aussi de la qualité des éléments constitutifs du réseau $R-C$. Il faut que les termes R et C soient bien appairés pour que l'atténuation du pont reste la plus constante possible quand la fréquence varie.

Cela étant, pour rendre meilleure la « réponse en fréquence » de l'oscillateur, on peut jouer sur les caractéristiques de l'asservissement ; mais l'analyse sommaire précédente nous montre qu'on ne peut aller très loin dans cette voie, sans crainte d'instabilité.

En résumé, la réalisation d'un oscillateur à réseau $R-C$ possédant simultanément les trois caractéristiques principales recherchées, pose plusieurs sortes de problèmes dont les solutions sont plus ou moins incompatibles. D'autre part, on s'aperçoit que la réponse transitoire de l'asservissement est un facteur supplémentaire, dont il faut tenir compte.

3. Réalisation d'un générateur basse fréquence

Nous nous sommes attachés jusqu'ici aux problèmes relatifs à l'oscillateur qui est l'élément constitutif essentiel d'un générateur basse fréquence. Mais il reste d'autres points à ne pas négliger, si l'on veut que l'appareil soit utilisable.

3.1. Amplificateur de sortie

Il est indispensable pour que la charge extérieure ne réagisse pas sur l'oscillateur. Il sert donc d'élément séparateur. Il ne doit évidemment pas dégrader les performances de l'oscillateur. Il doit donc avoir une large bande passante, une très faible distorsion harmonique, un gain le plus constant possible dans la bande de fréquence. On lui demande souvent, en plus, de fournir de la puissance : plusieurs volts efficaces sur des impédances qui peuvent être 600 ou 50 Ω .

Pour être plus complet, on peut adjoindre à cet ensemble, un atténuateur précis, et un appareil permettant la lecture du niveau de sortie.

3.2. Sortie auxiliaire

Une tension de sortie supplémentaire d'un grand intérêt, peut être une tension carrée ayant la même fréquence que la tension sinusoïdale. Il suffit, par exemple, d'incorporer un circuit annexe écrêteur. En fait, il vaut mieux des circuits de mise en forme successifs, de façon à disposer de tension rectangulaire à temps de montée très bref, et à défaut des plateaux très faibles. On pourra ainsi tester des ensembles en impulsions.

3.3. Problèmes annexes

Il reste enfin des éléments à ne pas négliger et qui jouent sur les caractéristiques de l'ensemble de l'appareil. Telles, par exemple, les alimentations des différents circuits et particulièrement de l'oscillateur : il lui faut un très faible résidu à fréquence de détection du secteur et une très faible résistance interne.

4. Conclusion

Toutes les caractéristiques envisagées ci-dessus ont été réalisées dans un générateur basse fréquence, étudié et réalisé par CRC et dénommé GBT 516. Les différents problèmes évoqués ont abouti à un compromis qui permet les spécifications principales suivantes :

- gamme de fréquence : 10 Hz - 10 MHz.
- distorsion harmonique : $< 10^{-3}$ de 30 Hz à 1 MHz.
- deux sorties symétriques : 2 fois 5 V_{eff} .
- stabilité du niveau de sortie : $\pm 0,25$ dB de 10 Hz à 10 MHz.
- créneaux carrés de temps de montée < 6 ns.

Bibliographie

- NASLIN P. — Les régimes variables dans les systèmes linéaires et non linéaires.
- GILLE J.-Ch., DECAULNE P., PELEGRIN M. — Méthodes d'étude des systèmes asservis non linéaires.

Annexe 1

Déphasage du bras réactif d'un « pont de Wien »

Cette relation est immédiate, puisque l'on connaît la fonction de transfert isochrone d'un réseau tel que celui de la figure 1 ; avec les notations de la figure :

$$\frac{V_a}{V_s} = \frac{j\omega T}{1 - \omega^2 T^2 + 3j\omega T}$$

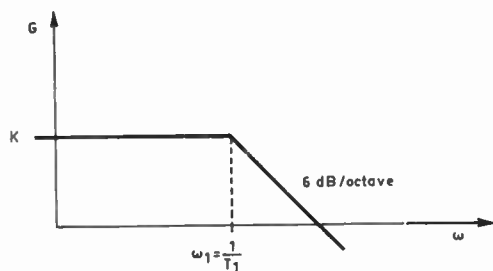


FIG. 4. — Caractéristique simplifiée de l'amplificateur.

Comme $\varphi_R = \arg \left(\frac{V_a}{V_s} \right),$

on a : $\text{tg } \varphi_R = \frac{1 - \omega^2 T^2}{3\omega T}$

que l'on peut assimiler à φ_R quand cet angle est petit ($\omega \sim \frac{1}{T}$).

Fonction de transfert de l'amplificateur associé au « pont de Wien »

On a pris le cas simple d'un amplificateur dont la fonction de transfert serait représentée par le diagramme de la figure 4. Cette fonction de transfert est de la forme :

$$G(j\omega) = \frac{K}{1 + j\omega T_1}.$$

Donc $\text{tg } \varphi_A = -\omega T_1$ avec $\varphi_A = \arg [G(j\omega)]$. Ce cas simple constitue pourtant une première approximation, car le gain K est relativement faible : de l'ordre de 10 dB.

Annexe 2

Forme de la tension de sortie d'un oscillateur réalisé selon la figure 1

Supposant l'amplificateur linéaire, on peut schématiser l'ensemble sous la forme représentée en figure 5. avec G = gain en boucle ouverte de l'amplificateur,

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ et } T = RC.$$

Donc : $V_s = \frac{G}{1 + \alpha G} [e + H(p)V_s]$

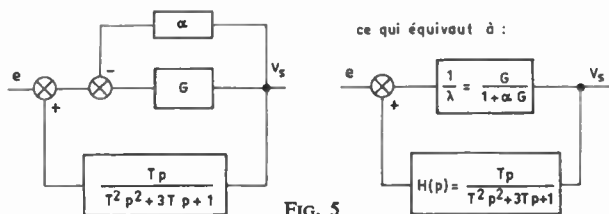


FIG. 5

$$V_s \left[1 - \frac{G}{1 + \alpha G} H(p) \right] = \frac{G}{1 + \alpha G} e \quad (\text{mais ici } e = 0).$$

Tous calculs faits, on aboutit à l'équation différentielle :

$$\frac{d^2 V_s}{dt^2} + \frac{1}{T} \left(3 - \frac{G}{1 + \alpha G} \right) \frac{dV_s}{dt} + \frac{1}{T^2} V_s = 0$$

ou $\frac{d^2 V_s}{dt^2} + \omega_0 \beta \frac{dV_s}{dt} + \omega_0^2 V_s = 0$

qui s'intègre immédiatement et conduit à la solution :

$$V_s = A e^{-\frac{\omega_0}{2} \beta t} \cos \left(k \omega_0 t + 4 \right) \quad \text{où } k = \sqrt{1 - \left(\frac{\beta}{2} \right)^2}$$

Annexe 3

Fonction de transfert de l'ensemble « amplificateur + pont de Wien » dans le cas où cet amplificateur est parfaitement linéaire

Nous avons vu que V_s était solution de l'équation :

$$\frac{d^2 V_s}{dt^2} + \frac{1}{T} \left(3 - \frac{1}{\lambda} \right) \frac{dV_s}{dt} + \frac{1}{T^2} V_s = 0. \quad (1)$$

On suppose l'oscillateur en fonctionnement, donc $\lambda = \lambda_0 = 1/3$, avec une amplitude U_0 . Faisons un petit échelon $\delta\lambda$, et regardons comment varie la tension crête U .

Comme on ne s'intéresse qu'à « l'enveloppe » U de la réponse, c'est la solution d'une équation différentielle plus simple, en supposant V_s de la forme $V_s = U(t) \sin \omega t$:

$$\frac{dU}{dt} + \frac{1}{T} \left(3 - \frac{1}{\lambda} \right) U = 0 \quad (2)$$

partant de $U = U_0$ avec $\lambda_0 = 1/3$, on trouve, tous calculs faits :

$$\frac{\delta U}{U_0} = \frac{U - U_0}{U_0} = e^{-9 \frac{\delta\lambda}{T} t} - 1$$

$\frac{\delta U}{U_0}$ croît ou décroît suivant le signe de $\delta\lambda$.

Pour un échelon $\delta\lambda/p$ à l'entrée, cela correspond à la fonction de transfert suivante :

$$F(p) = -\frac{9}{T} \frac{1}{p + 9 \frac{\delta\lambda}{T}} \quad \text{mais comme } \delta\lambda \text{ est très petit :}$$

$$F(p) \sim -\frac{9\omega_0}{p} \quad (\text{intégrateur simple}).$$

Annexe 4

Fonction de transfert dans le cas de l'amplificateur non parfaitement linéaire

Si on suppose le système non linéaire filtré, le gain complexe équivalent est :

$$\frac{e}{U} = \frac{1}{G} + \frac{3a}{4G} U^2 \quad \text{avec } U = V_{s \text{ crête}}$$

L'amplificateur contre-réactionné par le réseau « α » peut alors se représenter comme il est indiqué en figure 6 et l'oscillateur complet, par la représentation figure 7.

Si, comme précédemment, on ne s'intéresse qu'à « l'enveloppe » de la tension de sortie, tous calculs faits, on trouve que U est solution de l'équation différentielle :

$$T \frac{dU}{dt} (\lambda + 3kU^2) + (3\lambda - 1)U + 3kU^3 = 0 \quad (3)$$

ou, si on pose $u = U^2$:

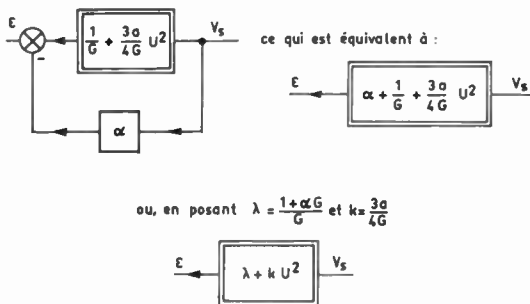
$$T \frac{du}{dt} (\lambda + 3ku) + 6ku^2 + 2(3\lambda - 1)u = 0. \quad (4)$$

Si on suppose la non-linéarité peu importante, cette équation peut s'intégrer et fournit la solution :

$$u = \frac{v}{1 + Cv e^{-\frac{2bt}{T}}}$$

avec : $v = \frac{1-3\lambda}{3k}$ et $b = \frac{1-3\lambda}{\lambda}$.

On peut raisonner complètement sur $u = U^2$, puisque c'est une grandeur intermédiaire dans le gain en boucle ouverte de l'asservissement.



$$\text{ou, en posant } \lambda = \frac{1+\alpha G}{G} \text{ et } k = \frac{3a}{4G}$$



FIG. 6.

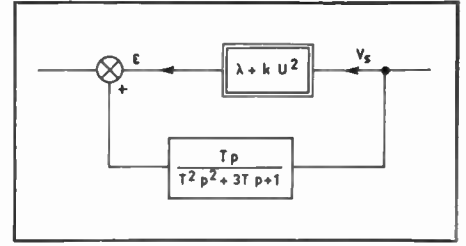


FIG. 7.

On suppose au départ que l'oscillateur fonctionne avec une amplitude U_0 , correspondant à

$$u_0 = \frac{1-3\lambda_0}{3k}$$

et donc à $\lambda_0 = \frac{1}{3} - k u_0$, et qu'à partir de cette valeur

on fasse un petit échelon $\delta\lambda$; d'où $\lambda = \lambda_0 + \delta\lambda$. Si, comme précédemment, on s'intéresse à la variation

$$\frac{\delta u}{u_0} = \frac{u - u_0}{u_0}, \quad \text{on trouve :}$$

$$\frac{\delta u}{u_0} \sim \left(\frac{v}{u_0} - 1 \right) \left[1 - e^{-\frac{2bt}{T}} \right],$$

si on suppose $\delta\lambda$ petit.

Ceci correspond à la fonction de transfert :

$$H(p) = - \frac{3}{1-3\lambda_0} \frac{\frac{2b}{T}}{p + \frac{2b}{T}}$$

ou

$$H(p) = \frac{-18\omega_0}{1-3ku_0} \frac{1}{p + \frac{18\omega_0 k u_0}{1-3ku_0}}$$

que l'on peut simplifier en :

$$F'(p) = \frac{-18\omega_0}{p + 18\omega_0 k u_0} \quad \text{si } k \text{ est petit.}$$

Si on fait $k = 0$, on retrouve bien la relation correspondant au système linéaire. On a bien $F'(p)$ de la forme

$$\frac{K_0}{p+B}.$$

Modèle du transistor à effet de champ en petits signaux, à la saturation

J. BOREL et P. DAVID

Centre d'études nucléaires de Grenoble

Lexique des symboles utilisés

$2x_0$	largeur du canal géométrique.
C_{gs}	capacité d'entrée en basse fréquence pour V_D fixé
C_1, C_2	capacités de la cellule en π schématisant la région I du canal
C_0	$= -Q_0/W_0$
C'_{gs}	capacité parasite d'accès à l'entrée du canal géométrique
C'_2	$= C_2 + C'_{gs}$
C_{gD}	capacité entre grille et drain à V_g fixée
G_0	conductance du canal géométrique
g_0	pente interne du dispositif, soit : $\frac{\Delta I_D(t)}{\Delta V(x_d, t) - \Delta V_g(t)}$
G_{gs}	transconductance du dispositif en basse fréquence et à la saturation
I_D	courant traversant le goulot d'étranglement (orienté suivant $\vec{OX}$)
L	longueur du canal géométrique
Q_0	charge d'espace du canal bloqué
q	charge du porteur électron ou trou du canal
R_S, R_D	résistances parasites d'accès à la source et au drain
$R(Z)$	résistance de la cellule en π schématisant la région I du canal
V_g	tension interne de grille
V_D	$= V(L)$
V'_D	tension de l'extrémité drain du dispositif
$V(x)$	potentiel du plan d'abscisse x de la zone conductrice
W_0	valeur de V_g bloquant le canal
z	dimension du canal parallèlement aux jonctions suivant $\vec{OZ}$
Z	$= V_g/W_0$
ϵ	constante diélectrique du matériau
μ	mobilité des porteurs
ω	pulsation du signal alternatif
$\Delta A(x, t)$	petite perturbation de la grandeur $A(x)$.

1. Introduction

Rappelons que l'analyse harmonique donnée par A. VAN DER ZIEL et J.-W. ERO [1] consistait à faire un calcul de perturbation en se situant autour d'un état de polarisations continues. Cet état, pris comme référence des grandeurs physiques, permettait de traiter le canal comme une ligne $R(x)$, $C(x)$ distribuée non uniforme propageant des perturbations de faibles amplitudes devant les valeurs continues. L'équation de propagation a été résolue en considérant ces perturbations comme des séries de puissance de la pulsation du signal d'entrée dans la gamme de fréquences utiles ; de ce fait, les paramètres admittances déduits, sont également apparus sous forme de telles séries.

Par ailleurs, une analyse qualitative a été donnée par J. BOREL [2] pour extraire de la structure continue à éléments distribués un schéma équivalent à constantes localisées valable à la saturation. Nous proposons ici une synthèse entre cette analyse, les résultats donnés par VAN DER ZIEL et un modèle plus élaboré que celui du cas graduel classique à canal long ; cette synthèse nous conduit à des expressions très simples des éléments du schéma à la saturation en fonction de la transconductance et de la capacité d'entrée vues en basses fréquences.

2. Rappels des hypothèses et des résultats donnés par A. Van der Ziel et J.W. Ero [1]

2.1. Hypothèses

Cette analyse a été développée dans le cadre des hypothèses fondamentales émises par SHOCKLEY [3] ; nous les rappelons :

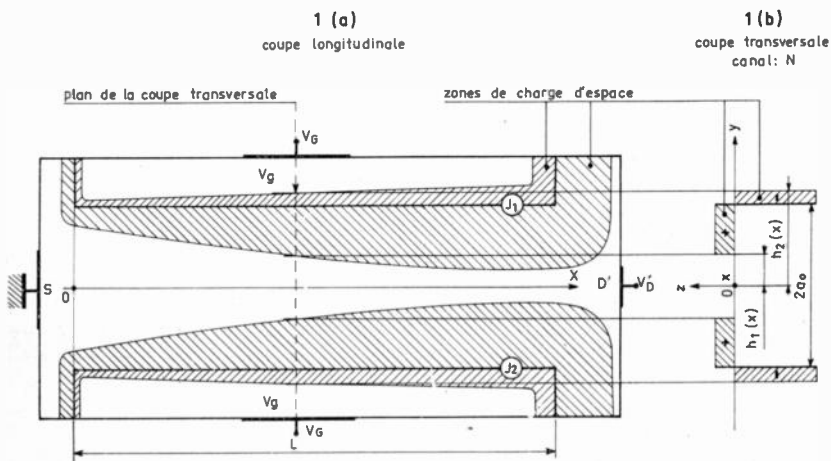


FIG. 1. — Vue en coupe du transistor à effet de champ correspondant au modèle utilisé.

a) La vitesse des porteurs est supposée indépendante du champ électrique : c'est la théorie résistive.

b) La structure plane symétrique utilisée (fig. 1) est à canal long :

$$\frac{2a_0}{L} \ll 1$$

et, de ce fait, on peut lui appliquer l'hypothèse graduelle. Notamment, la largeur de zone conductrice $2h_1(x)$ en l'abscisse x ne dépend que de la polarisation interne $W(x) = V_g - V(x)$ commune aux jonctions. La source étant prise pour référence des potentiels et des abscisses, V_g est le potentiel interne commun aux grilles et $V(x)$ le potentiel du plan d'abscisse x de la zone conductrice.

c) Le profil de dopage est en créneau et défini par les dopages uniformes de canal N_c et de grilles N_g .

V_D sera le potentiel de l'extrémité drain du canal géométrique, c'est-à-dire $V(L)$.

2.2. Rappel des résultats [1]

Les deux paramètres électriques essentiels du dispositif sont :

- la tension interne de blocage de grille : W_0
- la conductance du canal géométrique G_0

Ils s'écrivent :

$$W_0 = \frac{qN_c a_0^2}{2} \left[1 + \frac{N_c}{N_g} \right]$$

et

$$G_0 = qN_c \mu \frac{2a_0 z}{L}$$

soit $Z = \frac{V_g}{W_0}$ la tension interne réduite de grille.

Posons :

$$Q_0 = -2a_0 L z q N_c$$

et

$$C_0 = -\frac{Q_0}{W_0}$$

Les expressions des deux seuls paramètres admittances non nuls à la saturation y_{11} et y_{12} , limités aux deux premiers termes de leur développement :

$$y_{ij} = \sum_{n=0}^{\infty} (J\omega)^n y_{ij,n}$$

s'écrivent :

$$y_{11}(\omega, Z) = J\omega C_0 k_1(Z) + \frac{9}{40} (C_0 \omega)^2 \frac{1}{G_0} m_1(Z) \quad (1)$$

$$y_{21}(\omega, Z) = G_0(1 - Z^{1/2}) - J\omega C_0 [k_1(Z) - k_2(Z)]. \quad (2)$$

Nous rappelons que les paramètres admittances intrinsèques y_{ij} du dispositif sont définis par :

$$\begin{cases} \Delta I_g = y_{11} \Delta V_g + y_{12} \Delta V_D \\ \Delta I_D = y_{21} \Delta V_g + y_{22} \Delta V_D \end{cases}$$

où ΔV_D et ΔV_g , ΔI_D et ΔI_g sont les petites variations des tensions drain et grille, des courants drain et grille.

A la figure 2, nous avons tracé les courbes qui ont été calculées en référence [1] :

$$K(Z) = k_1(Z) - k_2(Z)$$

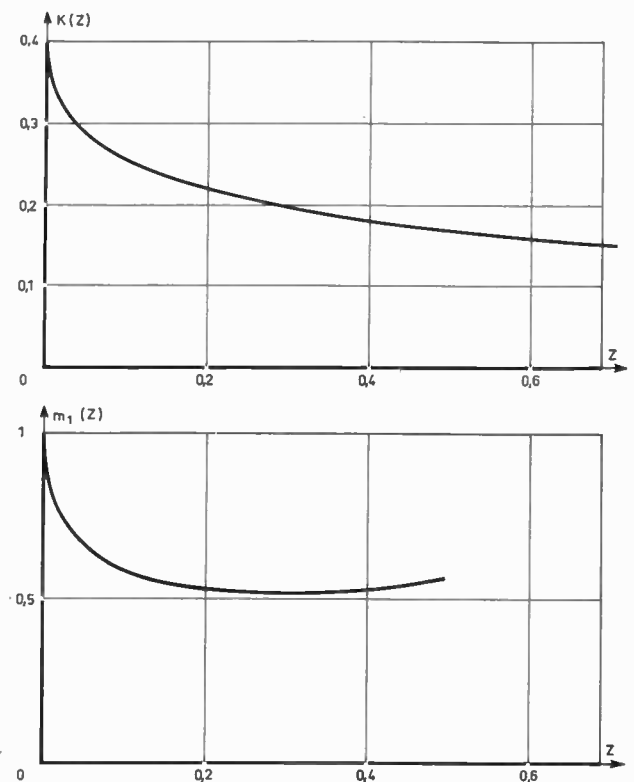


FIG. 2. — Evolution des quantités $K(Z)$ et $m_1(Z)$.

3. Analyse du phénomène réel de saturation

3.1. Remarques d'ordre général

a) Soit $\Delta V_g = 0$; le drain interne ($x = L$) étant au potentiel de repos V_{DS} , superposons à V_{DS} une perturbation $\Delta W(L, t)$ de fréquence quelconque :

- La théorie rappelée en 2.2. montre que

$$\Delta W(x, t) \equiv 0$$

quel que soit x , inférieur à L .

- En outre, même si l'on supprime l'hypothèse 2.1.a), C_{gD} due aux charges stockées dans la région $0 < x < L$ est nulle [4].

b) L'expérience montre, d'une manière générale, la constance des paramètres de commande de grille (notamment la capacité d'entrée), lorsque la tension de l'extrémité drain V'_D du dispositif croît au-delà de V_{DS} .

c) Le canal géométrique réel se caractérise par un élargissement important, pour $x > L$. En effet, un contact ponctuel de drain en $x = L$ est technologiquement impossible à réaliser.

Pour être plus complet, le modèle d'un dispositif réel doit donc tenir compte de la répartition des grandeurs physiques pour $x > L$; l'opérateur ne peut, en effet, appliquer qu'une tension V'_D en $x = L' > L$.

3.2. Etude phénoménologique à la saturation ($|V_D|$ est variable et supérieur à $|V_{DS}|$; V_g est fixé).

En supposant toujours $\frac{2a_0}{L} \ll 1$, nous allons raffiner le modèle ; scindons pour cela le canal en trois régions (fig. 3 et 4) :

a) La région I qui peut être régie par la théorie graduelle (voir 2.1.b) ; elle se situe en $x \leq x_d \neq L$ (x_d est l'abscisse du point d). La vitesse des porteurs $v(x)$ croît avec x et est voisine de la limite v_L pour $x = x_d$; la section d'abscisse x_d joue alors le rôle d'écran :

En régime continu

En effet, d'après l'analyse faite en référence [4], on ne peut avoir $|V(xd)| > |V_{DS}|$ théorique, sinon le champ électrique changerait de sens en $x = x_d$, ce qui doit, physiquement, être rejeté. Ceci se confirme expérimentalement et, notamment, I_D est indépendant de V_D puisqu'il est de la forme :

$$I_D [V_g, V(xd)] \text{ où } V(xd) = V_{DS} \text{ théorique.}$$

En régime de perturbations (d'après 3.1.a)

L'analyse faite par VAN DER ZIEL permet de traiter cette région comme une ligne $R(x)$, $C(x)$ distribuée.

b) La région II dite « goulot d'étranglement » se situe entre les abscisses x_d et x_D (du point D) ; il y règne des champs très intenses et la vitesse des porteurs reste proche de la limite v_L qui est atteinte dans la section de resserrement d'abscisse x_p (c'est la section minimale) ; si $|V_D|$ croît, le goulot s'allonge ; la section de resserrement reste pratiquement constante, mais son abscisse x_p subit un léger retrait, de x_{p1} à $x_{p3} < x_{p1}$; tout se passe alors comme si l'on devait traiter par la théorie unidimensionnelle un canal se raccourcissant faiblement et I_D croît légèrement. En basses fréquences, il subsiste donc toujours une admittance résiduelle de drain :

$$Y_{220} = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right)_{\omega = 0} \neq 0.$$

Notons enfin que, quelle que soit la fréquence du signal appliqué sur le drain pour V_g fixé, aucun courant appréciable traversant la section de resserrement ne peut être collecté par la grille ; en effet, d'après 3.1.a), $h_1(x)$ demeure indéformable pour $x < x_d$.

c) La région III, située en $x > x_D$ est, contrairement aux deux précédentes, très déformable, sous l'action de V_D et responsable d'une capacité de rétroaction C_{gDS} non nulle ; celle-ci peut être décrite par les calculs de J.-R. HAUSER [5]. Lorsque $|V_D|$ croît et vaut successivement : $V_{D1} = |V_{DS}|$, V_{D2} , V_{D3} , la frontière $h_1(x)$ avance vers les $x > 0$ et est décrite par les courbes (1), (2) et (3) de la figure 3, auxquelles correspondent les charges d'espace stockées q_1 , q_2 , q_3 .

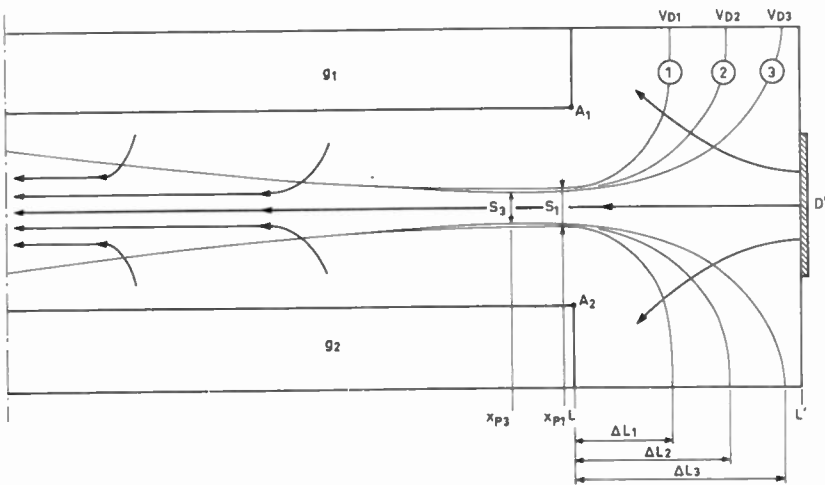


FIG. 3. — Description du comportement en fréquence au-delà de la saturation.

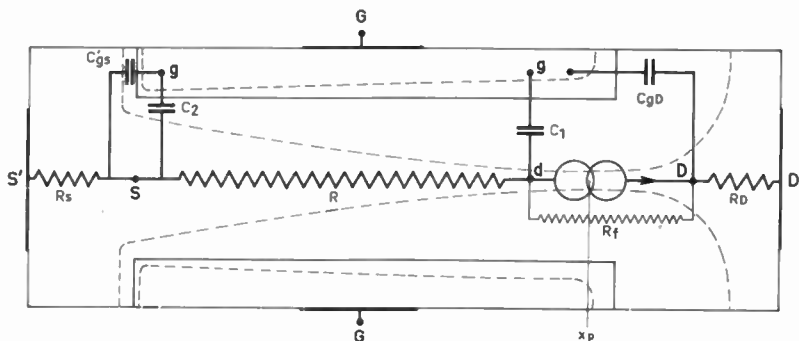


FIG. 4. — Modèles équivalents localisés correspondant aux régions I, II et III.

4. Schéma équivalent à la saturation

4.1. Schéma équivalent (fig. 4 et 5)

L'étude à la saturation du modèle (section III) va nous permettre de déterminer les éléments du schéma équivalent proposé par J. BOREL [2]. Les régions (I), (II), (III) constituent, en effet, les sous-ensembles simples de ce schéma.

Deux points sont particulièrement importants à souligner

a) D'une part, on sait déterminer mathématiquement la structure continue $R(x)$, $C(x)$ de la région (I) ; en particulier une première approximation consiste à la dissocier en une structure simple à éléments discrets formée d'une résistance R et de deux capacités C_1 et C_2 .

b) D'autre part, la section du goulot d'étranglement (II) est, à chaque instant, uniquement définie par la différence de potentiel :

$$W(x_d, t) = V_g(t) - V(x_d, t)$$

Ceci est valable, d'après l'hypothèse graduelle applicable à l'extrémité de la région (I), le plan d'abscisse x_d jouant le rôle d'écran. Pour les petits signaux,

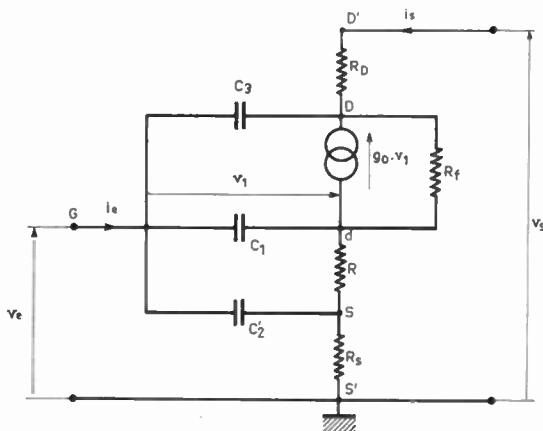


FIG. 5. — Schéma équivalent du transistor à effet de champ.

nous avons donc :

$$\Delta I_D(t) = -g_o \cdot \Delta W(x_d, t) = g_o \cdot v_1 \quad (3)$$

où g_o est toujours réel et positif.

Ce courant circule entre d et D ; nous brancherons donc entre ces deux points, le générateur de courant défini par (3). La résistance de fuite R_f symbolise la relative imperfection de la saturation.

Les paramètres R , C_1 , C_2 et g_o définissent un schéma équivalent intrinsèque et sont calculables d'après l'analyse mathématique ; toutefois, il nous faut tenir compte des éléments parasites d'accès à ce dispositif intrinsèque :

- La ligne d'accès, à l'entrée du canal est dissociable en deux éléments R_s et C_{gs} purement technologiques. Sur la figure 5, C'_2 représente $C_2 + C'_{gs}$.

- La ligne d'accès à la sortie D du goulot se dissocie en deux éléments R_D et C_{gd} . On a un ordre de grandeur de C_{gd} en l'assimilant à la capacité géométrique de diode de la région III dont la surface de la frontière est S_{gd} (voir 3.2.c) ; il vient donc :

$$C_{gd} = \frac{\epsilon S_{gd}}{a_0} \left(\frac{V_g - V_D}{W_0} \right)^{-\alpha} \quad (4)$$

avec $1/3 < \alpha < 1/2$. Posons $C_{gd} = C_3$ (fig. 5).

Soient i_s et v_s les petits signaux courant et tension entrant à l'extrémité drain D' . Les Y_{ij} désignant les paramètres admittances extrinsèques sur les extrémités G et D' du dispositif, il vient :

$$Y_{22} = \frac{i_s}{v_s} = Y_{220} + Y_{12}.$$

4.2. Détermination des éléments du schéma équivalent intrinsèque

Les relations (1) et (2) déterminées par VAN DER ZIEL sont des développements en $(j\omega)^n$ des paramètres admittance intrinsèque non nuls y_{11} et y_{21} , vus sur les points G et D des figures 4 et 5. Le schéma intrinsèque doit alors fournir par le calcul des développements identiques ; or, ce sont :

$$\begin{cases} y_{11}(\omega, Z) = jC_2\omega + jC_1\omega [1 + g_o R + jRC_1\omega]^{-1} & (6) \\ y_{21}(\omega, Z) = g_o [1 + g_o R + jRC_1\omega]^{-1}. & (7) \end{cases}$$

Dans la gamme de fréquences utiles, le relevé expérimental de $y_{21}(\omega)$ donné à la figure 6 est assez proche de la forme (6) que l'on peut écrire :

$$y_{21}(\omega) = \frac{G_{gs}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (7)$$

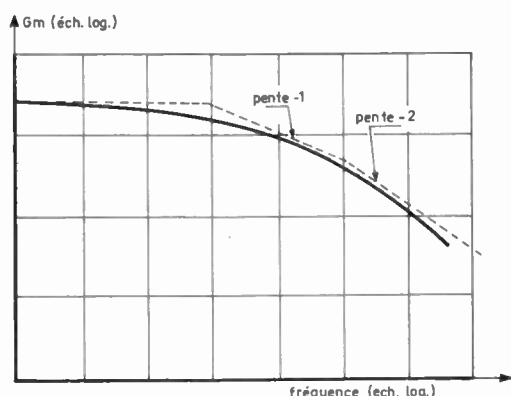


FIG. 6. — Evolution de la pente en fonction de la fréquence pour le transistor à effet de champ.

G_{gs} étant la transconductance de saturation ou y_{21} ($\omega = 0$).

Cependant, au-delà de la fréquence de coupure f_c à 3 dB, on observe un comportement du second ordre que nous négligeons ici.

Le schéma équivalent ne sera donc valable que pour $f \leq f_c$ ainsi défini.

Les développements en $(J\omega)^n$ des relations (5) et (6) respectivement identifiés aux développements (1) et (2) conduisent aux résultats :

$$G_0 R(Z) = \frac{40}{9} K(Z)^2 [m_1(Z)]^{-1} [1 - Z^{1/2}]^{-2} \quad (8)$$

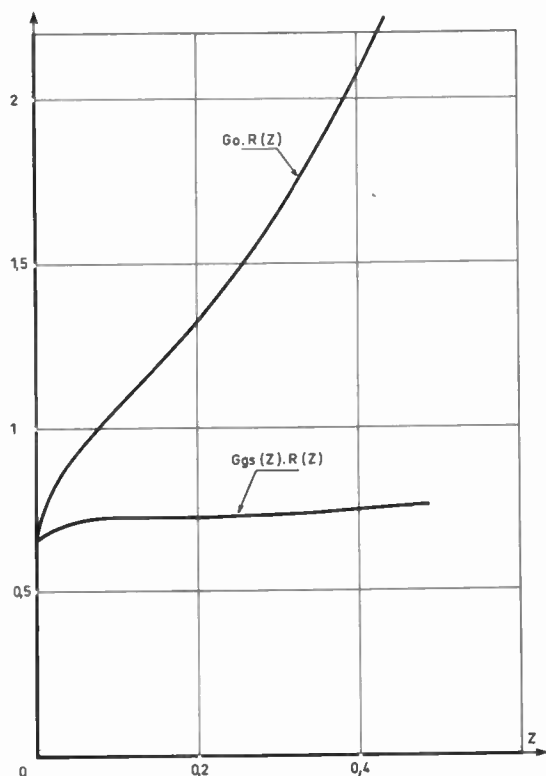


FIG. 7. — Evolution de $g_0 R(Z)$ et $G_{gs}(Z) \cdot R(Z)$ avec Z .

$$\frac{g_0}{G_0} = m_1(Z) [1 - Z^{1/2}]^2 \left\{ m_1(Z) [1 - Z^{1/2}] - \frac{40}{9} K(Z)^2 \right\}^{-1} \quad (9)$$

$$\frac{C_1}{C_0} = \frac{9}{40} \frac{g_0}{C_0} \frac{m_1(Z)}{K(Z)} \quad (10)$$

$$\frac{C_2}{C_0} = k_1(Z) - \frac{9}{40} \frac{m_1(Z) [1 - Z^{1/2}]}{K(Z)} \quad (11)$$

A la figure 7 sont représentées les quantités $G_0 \cdot R(Z)$ et $G_{gs}(Z) \cdot R(Z)$. Ce dernier terme est remarquablement constant et voisin de 3/4 pour $Z < 0,5$.

A la figure 8, nous constatons que $\frac{g_0(Z)}{G_{gs}(Z)}$ diffère assez peu de 7/2 pour Z usuel (il est compris entre 3,5 et 4 pour $0,06 < Z < 0,35$) tandis que $\frac{g_0(Z)}{G_0}$ décroît régulièrement.

A la figure 9, nous avons représenté

$$\frac{C_1(Z)}{C_0} \quad \text{et} \quad \frac{C_2(Z)}{C_0}$$

$$G_{gs}R = \frac{3}{4} \quad \text{et} \quad g_0 = \frac{7}{2} G_{gs} \quad \text{entraînent :}$$

$$g_0(Z) R(Z) \simeq \frac{5}{2} \quad (12)$$

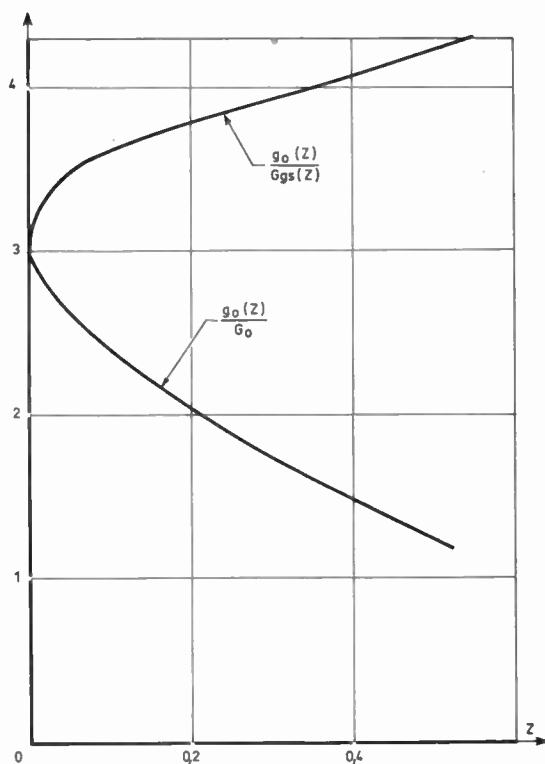


FIG. 8. — Evolution de $g_0(Z)/G_{gs}(Z)$ et $g_0(Z)/G_0$ avec Z .

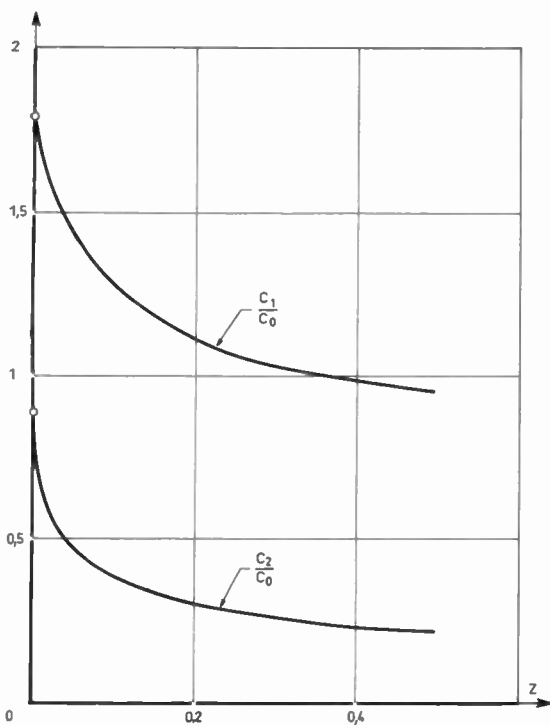


FIG. 9. — Evolution de C_1/C_0 et C_2/C_0 avec Z .

La capacité vue à l'entrée en basses fréquences C_{gg} s'écrit :

$$C_{gg} = C_2 + \frac{C_1}{1 + g_0 R}.$$

A la figure 10, on a tracé :

$$\frac{2C_2(Z)}{C_0} \quad \text{et} \quad \frac{C_{gg}(Z)}{C_0}.$$

On remarque alors que pour $Z > 0,04$ (ce qui est pratiquement toujours le cas) : $C_{gg} \approx 2 C_2$ à mieux que 10 %.

Nous en déduisons que tous les paramètres peuvent pratiquement se déduire de $G_{gs}(Z)$ et de $C_{gg}(Z)$.

On a :

$$\left. \begin{aligned} g_0 &\approx \frac{7}{2} G_{gs} & R &\approx \frac{3}{4} G_{gs} \\ C_2 &\approx \frac{1}{2} C_{gg} & C_1 &\approx \frac{7}{4} C_{gg} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

5. Vérifications expérimentales

Nous avons tracé l'évolution de la pente en fonction de la fréquence (fig. 6). Pour remonter à la valeur intrinsèque de la pente, il est nécessaire de neutrodiner les capacités C_3 et C'_2 (fig. 5). Nous pouvons, dès lors, définir une fréquence de coupure à 3 dB du dispositif. On trouve :

$$f_{gm} = 75 \text{ MHz}$$

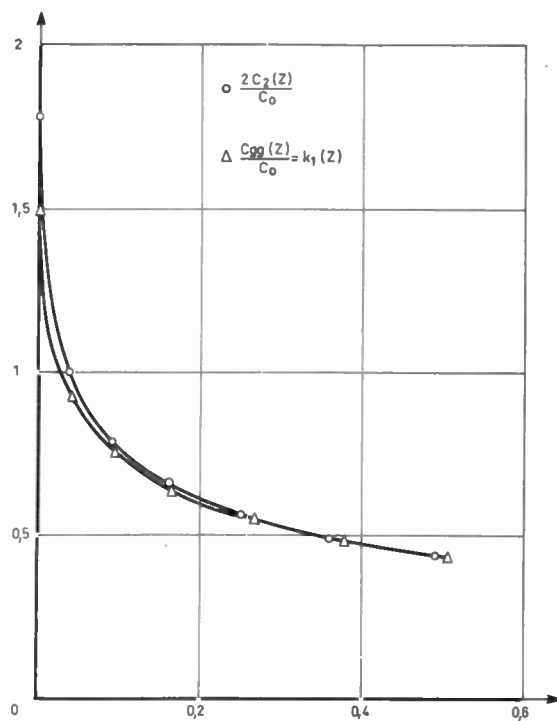


FIG. 10. — Evolution comparée de $2C_2(Z)$ et de C_{gg} avec Z .

On a, d'autre part, une valeur approchée de la capacité C_1 en mesurant l'impédance de sortie dans trois cas particuliers : impédance de sortie, entrée en l'air ; impédance de sortie, grille et source reliées ; impédance de sortie, grille et drain reliés.

On obtient : $C_1 \approx 30 \text{ pF}$

La valeur de la pente en basse fréquence est $g_m = 1,7 \text{ mA/V}$ dans les conditions de polarisations :

$$V_G = V_g - V_\varphi = -0,5 \text{ V} \quad \text{et} \quad V'_D = 6 \text{ V}.$$

On a, d'autre part, mesuré la capacité drain-grille :

$$C_{gd} = 12 \text{ pF}$$

Cette capacité (formule 4), comme la capacité C'_{gs} , aura une loi en fonction de la tension en $V^{-\alpha}$ avec $1/3 < \alpha < 1/2$.

Choisissons une valeur intermédiaire $1/\alpha = 2,5$, ce qui est le cas d'une diode planar diffusée sous tension moyenne appliquée.

Nous avons une estimation de C'_{gs} en considérant que les surfaces (surfaces latérales des diffusions de grille ou de caisson) de ces deux diodes sont voisines :

$$C'_{gs} = C_{gs} \left(\frac{V_{GS} - V_{DS} + V_\varphi}{V_{GS} + V_\varphi} \right)^{2,5}.$$

En prenant $V_\varphi = 0,7 \text{ V}$ et $W_0 = 3,5 \text{ V}$, soit $Z = 0,34$, on trouve : $C'_{gs} = 24,8 \text{ pF}$.

On en déduit $C_2 = 5,2 \text{ pF}$ d'où $C_1 = C_2(1 + g_0 R) = 21 \text{ pF}$

$$\text{et } f_{gm} = \frac{1 + g_0 R}{2\pi RC_1} = \frac{1}{2\pi RC_2} = 70 \text{ MHz.}$$

Cette valeur est très voisine de celle mesurée expérimentalement.

6. Conclusions

Nous nous sommes efforcés de définir physiquement les paramètres du schéma équivalent proposé par J. BOREL [2]. Il faut notamment mettre l'accent sur le point important suivant :

La géométrie et la répartition des potentiels de la région où l'hypothèse graduelle demeure valable ne dépendent que de V_G et pas de V_D pour $|V_D| \geq |V_{DS}|$.

Cette région, symbolisée par une résistance R , a, appelons le, un effet de stabilisation en température du point de fonctionnement [2].

Soulignons que la relation $R = \frac{3}{4G_{gs}}$ a été confirmée par des mesures de bruit [2]. Par ailleurs, C_{gg} qui reste très voisine de $2C_2$ ne doit pas être scindée en deux parties égales que l'on localiserait à chaque extrémité de la résistance R ; l'existence d'une rétroaction due à la présence du générateur de courant ramène, en fait, à l'entrée, la capacité C_1 divisée par $1 + g_0 R$.

Cette modification est à apporter au premier schéma équivalent proposé [2] qui ne tenait pas compte de cette rétroaction interne ; la bande passante du système se trouve alors multipliée par $1 + g_0 R$.

L'identification que nous venons de faire en 4.2. donne un schéma équivalent qui a :

- la même pente aux basses fréquences $y_{210} = G_{gs}$,
- le même impédance d'entrée à toutes fréquences
- la même fréquence de coupure de la pente y_{12} que celle calculée par la théorie.

Notons que l'on pourrait raffiner le modèle :

a) d'une part, en poussant les calculs faits par VAN DER ZIEL à un ordre plus élevé, ou en cherchant directement les valeurs de y_{11} et y_{12} au calculateur électronique.

b) d'autre part, en introduisant d'autres éléments dans la cellule du schéma équivalent représentant la ligne $R(x) C(x)$, celle la plus simple étant la cellule en π .

Pour terminer, disons que le schéma équivalent simple proposé à la figure 5, compte tenu des relations (12) et (13), rend très bien compte du comportement du transistor à effet de champ :

- en régime harmonique
- en ce qui concerne la dérive en température
- en ce qui concerne les fluctuations internes.

Cette étude a été réalisée au Centre d'Etudes Nucleaires de Grenoble dans les Laboratoires d'Electronique dirigé par Monsieur CORDELLE et de Physique du Solide dirigé par Monsieur DAUTREPPE.

Les auteurs sont respectivement dans les groupes de MM. LACOUR et VERDONE qu'ils remercient pour leur aide et les discussions critiques portant sur ce sujet.

Bibliographie

- [1] VAN DER ZIEL A., and ERO J.W. — « Small signal high frequency theory of field effect transistor », *IEEE Trans. on Electron Devices*, E.D. 11, p. 128, April 1964.
- [2] BOREL J. — « Etude du schéma équivalent et du bruit du transistor à effet de champ », *L'onde électrique*, novembre 1966, p. 1190.
- [3] SHOCKLEY W. — « A unipolar field effect transistor », *Proc. IRE* 40 p. 1365 ; novembre 1952.
- [4] DAVID P., PAÛTRAT J.L. — « Influence de la dépendance mobilité-champ électrique sur les caractéristiques du transistor à effet de champ à jonctions » (à paraître dans « Solid State Electronics en 1968).
- [5] HAUSER J.R. — « Characteristics of junction field effect devices with small channel length-to-width ratios », *Solid state Electronics*, 10, p. 577 (1967).

Formule permettant la détermination de la portée d'un radar sur une cible quelconque

J. NEUVY

Electronique Marcel Dassault

1. Introduction

La détermination de la portée d'un radar s'effectue selon des méthodes statistiques, objet des travaux de MARCUM et SWERLING, collaborateurs de l'organisation RAND. Ces travaux ont été publiés dans le volume IT6 d'avril 1960 de l'IRE transmission on information theory.

Si les méthodes proposées conduisent à une solution, elles présentent, par contre, l'inconvénient de masquer le rôle des divers paramètres et on ne peut, en conséquence, prédire d'une manière satisfaisante l'incidence d'une variation de la fréquence de récurrence, pour ne donner qu'un exemple.

Bien sûr, on sait que le rapport signal/bruit nécessaire pour la détection d'une cible fluctuant selon le cas 3, est inférieur au rapport S/B nécessaire à la mise en évidence d'une cible fluctuant selon le cas 1, etc.

C'est pourquoi une méthode paramétrique — entre autres envisagée par SKOLNIK — a été développée par ailleurs. Cette méthode est rappelée succinctement dans le présent article.

L'avantage de cette méthode, outre sa simplicité puisqu'elle se résume en fait à la lecture de trois abaques, c'est-à-dire à la détermination du rapport S/B par une somme de décibels, a été d'isoler les divers paramètres, ce qui a permis de mieux se rendre

compte de leur incidence, par exemple du rôle de l'intégrateur ou du type de fluctuation de la cible.

Cependant le problème de la variation des divers paramètres s'est posé d'une manière plus précise, c'est pourquoi une détermination analytique a été envisagée.

Cette méthode a d'abord été appliquée au cas de l'objectif fluctuant selon le cas 1 de SWERLING, puis a été, de proche en proche, étendue aux autres cas actuellement considérés, ce qui a permis l'établissement d'une formule générale unique donnant le rapport S/B nécessaire à la détection radar d'une cible quelconque. Les résultats obtenus sont reportés sur les tracés originaux de SWERLING.

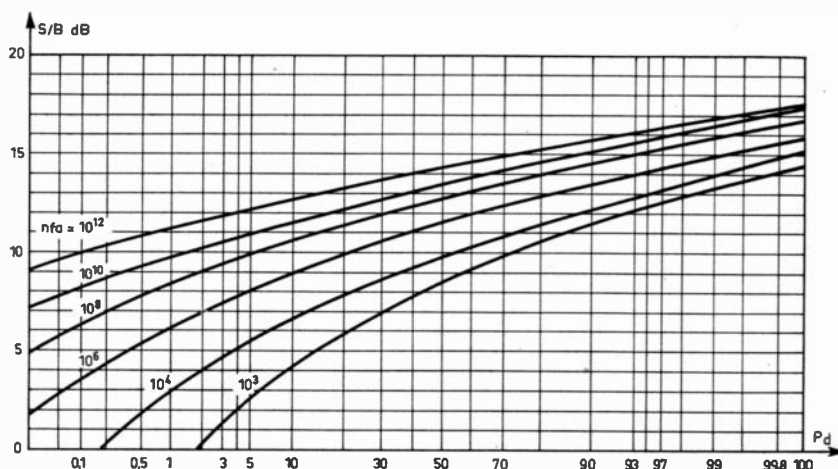


FIG. 1. — Rapport S/B pour la détection d'un seul élément de décision.

2. Rappel de la méthode paramétrique

La méthode paramétrique, qui vient d'être rappelée dans l'introduction, découle de travaux effectués à partir des résultats de MARCUM et SWERLING.

Cette méthode, en condensant les résultats ci-dessus sous la forme de trois abaques, isole les divers paramètres et, en conséquence, permet d'écrire, sous forme logarithmique, l'équation fondamentale suivante :

S/B = S/B1 - A + B

expression dans laquelle :

- S/B = rapport signal/bruit résultant
- S/B1 = rapport signal/bruit nécessaire à la détection d'un élément de décision unique (fig. 1)
- A = facteur de mérite de l'intégrateur (fig. 2)
- B = augmentation du rapport signal/bruit dû au caractère fluctuant de la cible (fig. 3)

Ainsi qu'on le verra par la suite, cette équation paramétrique va jouer un rôle très important pour l'établissement de la formule de portée d'un radar sur une cible quelconque.

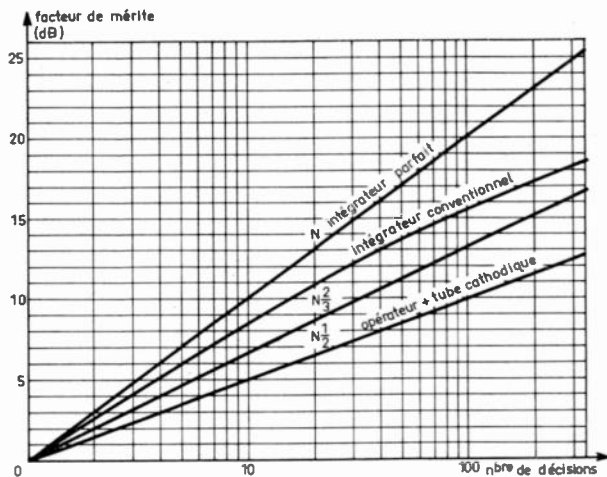


FIG. 2. — Facteur de mérite de l'intégrateur.

FIG. 4. — Fonction g (n, N) de SWERLING.

(1) La terminologie « scan à scan » et « pulse à pulse » que l'on pourrait rendre par « balayage à balayage » et « élément de décision à élément de décision », bien que critiquable, a été conservée par suite de son emploi commun en technique radar.

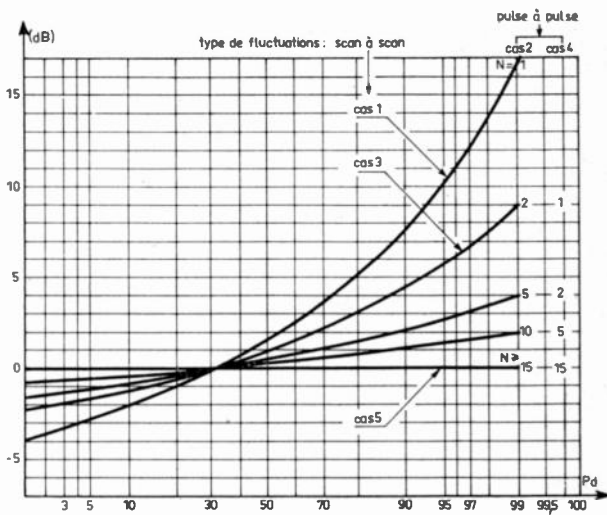


FIG. 3. — Augmentation du rapport S/B due à la fluctuation de la cible.

3. Cas 1. Cible fluctuant « de scan à scan » selon une loi de Rayleigh

La détermination de la portée d'un radar sur une cible fluctuant de scan à scan (1) selon une loi de RAYLEIGH s'effectue généralement selon une méthode approchée proposée par SWERLING, à savoir la résolution de l'équation suivante :

Pa = e^-φ(n, N) (R/R0)^4

- avec Pa = probabilité de détection
- n = nombre de fausse alarme
- N = nombre d'éléments de décision
- R = portée du radar
- R0 = distance normalisée pour un rapport S/B unitaire.

La fonction φ (n, N) n'est autre que la fonction de SWERLING g(n, N) élevée à la quatrième puissance (fig. 4).

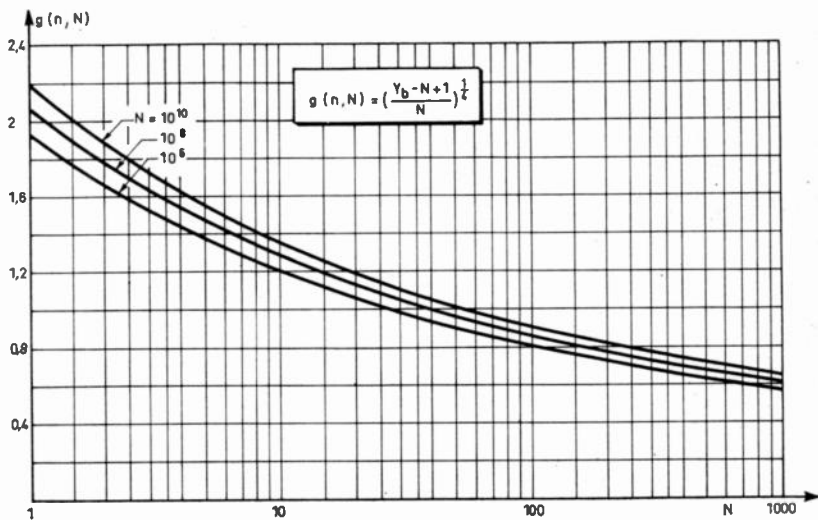


FIG. 4. — Fonction g (n, N) de SWERLING

En mettant l'équation (1) sous forme logarithmique, on a :

$$\lg P_d = -\varphi(n, N) \left(\frac{R}{R_0} \right)^4 \lg e$$

ou

$$\lg P_d = -\varphi(n, N) \left(\frac{B}{S} \right) \lg e$$

soit :

$$\frac{S}{B} = 0,434 \frac{\varphi(n, N)}{\lg \frac{1}{P_d}}.$$

Si l'on considère les intervalles respectifs de variation de n et de N , on peut écrire à 0,5 dB près :

$$\varphi(n, N) = 1,5 N^{-2/3} \lg n \quad (2)$$

pour $10^3 < n < 10^{10}$
 $5 < N < 500$.

Par suite

$$\frac{S}{B} \approx \frac{2}{3} \frac{\lg n}{N^{2/3} \lg \frac{1}{P_d}}. \quad (3)$$

Cette formule nous montre que le rapport S/B minimal augmente avec le nombre de fausse alarme et la probabilité de détection, et diminue lorsque le nombre d'éléments de décision croît.

Il est possible d'augmenter le domaine de validité de la formule (3), en particulier au-dessous de 5 éléments de décision, par un terme correctif, fonction de N .

La précision obtenue est satisfaisante pour un terme correctif de la forme :

$$N = \frac{2}{3} e^{-N/3}. \quad (2)$$

Par suite, la formule de résolution du cas 1 est :

$$\frac{S}{B} = \frac{\frac{2}{3} \left(1 + \frac{2}{3} e^{-N/3} \right)}{N^{2/3}} \frac{\lg n}{\lg 1/P_d} \quad (5)$$

formule valable, quel que soit le nombre d'éléments de décision.

REMARQUE

La précédente méthode de détermination de la portée sur une cible quelconque a permis de mettre en évidence l'équation logarithmique suivante :

$$\frac{S}{B} = \frac{S}{B_1} - A + B \quad (6)$$

avec S/B_1 = rapport S/B pour la détection d'un élément de division unique

A = facteur de mérite de l'intégrateur

B = augmentation de rapport S/B pour tenir compte du caractère fluctuant de la cible.

Comme le facteur « A » de la formule (6) ne dépend que de « N », on est conduit à penser que le terme :

$$f(n) = \frac{1 + \frac{2}{3} e^{-N/3}}{N^{2/3}} \quad (7)$$

représente le rôle joué par l'intégrateur.

Si on compare la courbe $y = N^{2/3}$ à la courbe du facteur de mérite de l'intégrateur conventionnel obtenue empiriquement à partir des résultats de MARCUM et SWERLING, on s'aperçoit que l'écart des deux courbes respectives n'est pas grand et que le terme correctif exponentiel réduit encore cet écart.

On est donc amené à conclure que la fonction $f(n)$ correspond au terme « A » de l'équation (6), ne serait-ce que parce que l'on conçoit facilement que le facteur de mérite de l'intégrateur conventionnel se dégrade lorsque le nombre d'éléments de décision augmente.

En toute rigueur, il conviendrait d'écrire la formule (5) pour un élément de décision unique et de la modifier en fonction du nombre d'éléments de décision par un terme exponentiel soustractif. Cependant, étant donné qu'on peut négliger le terme exponentiel correctif au-delà de 5 éléments de décision (un radar utilise généralement plus de 5 éléments de décision), la formule (5), écrite telle quelle, est d'un emploi plus commode.

En résumé. la formule donnant le rapport S/B nécessaire à la détection d'une cible fluctuant selon le cas 1 de SWERLING pour une probabilité de détection donnée

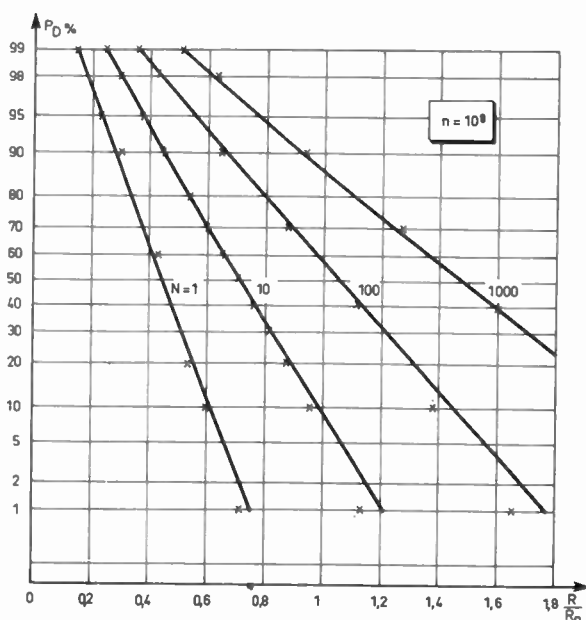


FIG. 5. — Cas 1 de SWERLING.

et pour un nombre de fausses alarmes déterminé est :

$$\frac{S}{B} = \frac{\frac{2}{3} \left(1 + \frac{2}{3} e^{-N/3} \right)}{N^{2/3}} \frac{\lg n}{\lg 1/P_d}$$

Les résultats obtenus sont, à titre d'exemple, portés sur la figure 5.

4. Cas 5. Cible non fluctuante

Avant que d'étudier les autres modèles de cible fluctuante, nous allons examiner le cas d'une cible non fluctuante.

En effet, on peut très bien définir une cible non fluctuante comme étant une cible fluctuante que l'on modifie suffisamment pour lui enlever tout caractère de fluctuation.

L'équation (6) $S/B = \frac{S}{B_1} - A + B$ autorise cette proposition, puisque le terme B est spécifique du caractère fluctuant.

Le problème sera, par exemple, résolu si on considère que la cible non fluctuante fluctue selon le cas 1 de SWERLING, que l'on sait résoudre, pourvu qu'on puisse le corriger de son propre caractère fluctuant.

La courbe d'augmentation du rapport S/B (fig. 3) correspondant au cas 1 peut être pratiquement confondue avec la fonction :

$$B = \frac{0,6}{(\lg 1/P_d)^{0,83}} \tag{8}$$

Par conséquent, en combinant les équations (3) et (8), on a :

$$\frac{S}{B} \simeq \frac{1}{N^{2/3}} \frac{\lg n}{(\lg 1/P_d)^{1/6}} \tag{9}$$

Cette formule donne une bonne précision au-delà de 5 éléments de décision. En vue d'étendre son domaine de validité (au-dessous de 5 éléments de décision) on est conduit à lui incorporer un terme correctif pour tenir compte du comportement de l'intégrateur.

On aboutit finalement à l'expression :

$$\frac{S}{B} = \frac{1 + 2 e^{-N/3}}{N^{2/3}} \frac{\lg n}{(\lg 1/P_d)^{1/6}} \tag{10}$$

Une autre méthode d'établissement de cette formule serait celle qui rechercherait directement l'équation possible des courbes-types spécifiques de l'objectif non fluctuant. Cette méthode a été utilisée en tant que moyen de vérification de l'équation (10). Elle aboutit au même résultat.

En résumé, le rapport S/B nécessaire à la détection d'une cible non fluctuante, pour une probabilité de détection donnée et pour un nombre de fausse alarme déterminé, est donné par la formule (10) ci-dessus.

5. Cas 3. Cible fluctuant « de scan à scan » selon une loi en « chi square »

La détermination de la portée d'un radar sur une cible fluctuant de « scan à scan » selon une loi en « chi square » s'effectue généralement selon une méthode approchée, proposée par SWERLING, à savoir la résolution de l'équation suivante :

$$P_d = \left[1 + 2\varphi(n, N) \left(\frac{R}{R_0} \right)^4 \right] e^{-2\varphi(n, N) (R/R_0)^4} \tag{11}$$

La résolution de cette équation transcendante n'est pas possible directement. On est donc conduit à essayer une solution approchée, dont le domaine de validité est aussi grand que possible.

Posons :

$$2\varphi(n, N) \left(\frac{R}{R_0} \right)^4 = x \tag{12}$$

il vient :

$$P_d = (1 + x) e^{-x}$$

ou :

$$\ln P_d = \ln (1 + x) - x$$

Nous allons donc chercher un polynôme que l'on pourra substituer à l'équation (12) et dont la résolution sera simple.

Compte tenu de la précision souhaitée, il semble raisonnable de développer l'équation (12) en série de Taylor au voisinage de $x = 0,8$, ce qui correspond approximativement à :

$$u = f(n, N) \frac{R}{R_0} \simeq 0,8$$

soit à une probabilité de détection voisine de 80 % (fig. 6).

Si l'on essaie une approximation parabolique, on aboutit, après lissage des coefficients, à l'équation :

$$10 \lg P_d = 0,05 - 0,45 x - 0,9 x^2 \tag{14}$$

En remplaçant x par sa valeur (12), on obtient finalement :

$$\frac{S}{B} = \frac{1}{N^{2/3}} \frac{\lg n}{1,11 \lg \frac{1,025}{P_d} - 0,083} \tag{15}$$

Cette expression du rapport S/B donne des résultats très acceptables au-delà de $P_d = 40 \%$ (fig. 6). La divergence, en deçà de 40 %, provient du degré trop faible du polynôme d'approximation.

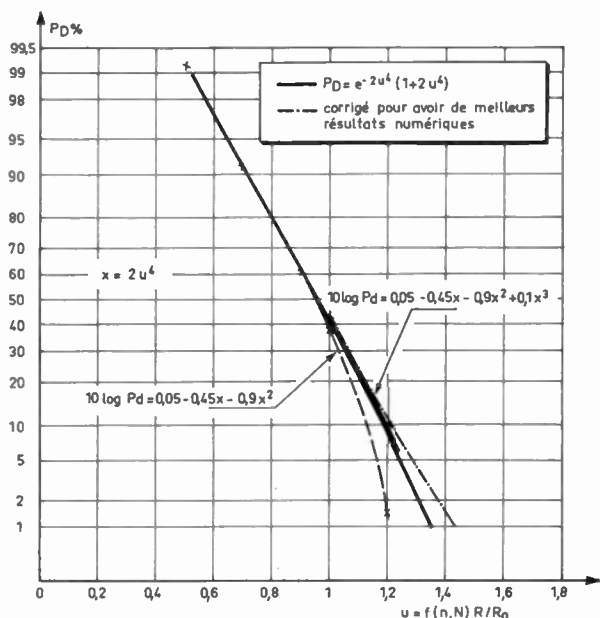


FIG. 6. — Cas 3 de SWERLING, méthode approchée.

Si l'on essaie une parabole cubique, on aboutit, pour $1\% < P_d < 99,9\%$ à une très bonne précision. L'équation de la parabole cubique correspondante (fig. 6) est :

$$10 \lg P_d = 0,05 - 0,45 x - 0,9 x^2 + 0,1 x^3$$

Malheureusement les calculs, bien que l'on puisse utiliser la formule de CARDAN, ne sont pas immédiats. Par ailleurs, en technique radar, on s'intéresse généralement à des probabilités de détection supérieures à 30 %.

Il convient de remarquer que la solution du cas 1 et celle de l'objectif non fluctuant ont conduit à une

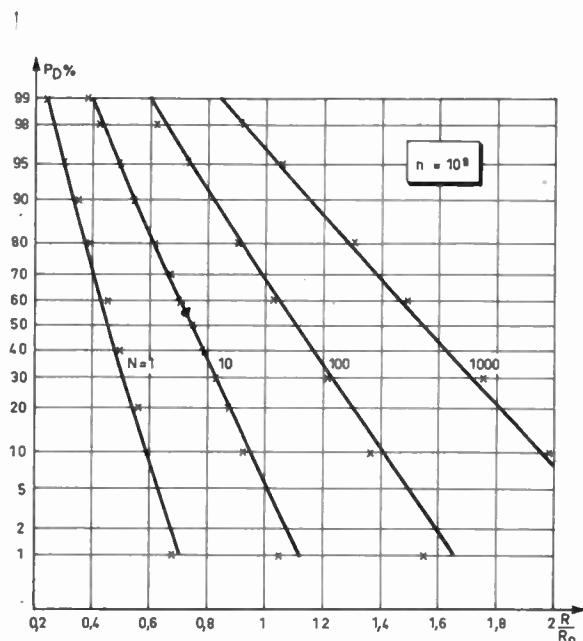


FIG. 7. — Cas 3 de SWERLING.

expression de la forme :

$$\frac{S}{B} = k \frac{\lg n}{(\lg 1/P_d)^\beta} \quad (16)$$

Comme l'augmentation du rapport S/B (fig. 3) nous le montre, le cas 3 est intermédiaire entre le cas 1 et le cas non fluctuant. On est donc conduit à penser que l'expression (15) n'est peut-être pas la meilleure puisqu'elle englobe des coefficients « talons » tels 1,025 et 0,083. Ces coefficients sont dus à l'approximation parabolique qui a été faite. On aurait donc pu penser à une approximation exponentielle, qui aurait pu donner une formule similaire à celle du cas 1.

Pour résoudre ce problème, on peut considérer l'objectif fluctuant selon le cas 3 comme non fluctuant, et le modifier du terme « B » spécifique du cas 3, de l'équation (6).

On peut également déterminer les coefficients k et β de l'expression (16) à partir des valeurs réelles (fig. 7). Les deux méthodes sont concourantes et aboutissent finalement à l'expression :

$$\frac{S}{B} = \frac{\frac{3}{4} \left(1 + \frac{2}{3} e^{-N/3} \right)}{N^{2/3}} \frac{\lg n}{(\lg 1/P_d)^{2/3}} \quad (17)$$

En résumé, le rapport S/B nécessaire à la détection d'une cible fluctuant selon le cas 3 de SWERLING, pour une probabilité de détection donnée et pour un nombre de fausse alarme déterminé, a pour expression la formule (17).

Les résultats obtenus sont, à titre d'exemple, reportés sur la figure 7.

6. Cas 2. Cible fluctuant « de pulse à pulse » selon une loi de Rayleigh

Aucune méthode approchée n'est envisagée par SWERLING. Seuls, des réseaux de courbes, trouvés à partir de calculs longs et pénibles sont proposés.

Cependant on sait résoudre le cas de la cible fluctuant « de pulse à pulse » dans un cas bien particulier, celui de l'impulsion unique. En effet, quand un seul élément de décision est mis en jeu, la fluctuation est, ipso facto, scan à scan ou pulse à pulse, au choix.

Par conséquent, pour un seul élément de décision, on retrouve l'expression du cas 1, soit :

$$\frac{S}{B} = \frac{1}{N^{2/3}} \frac{\lg n}{\lg 1/P_d} \quad (18)$$

Par ailleurs, pour un nombre d'éléments de décision environ égal ou supérieur à 15, la méthode paramétrique nous a permis d'assimiler les cas fluctuant de pulse à pulse au cas de l'objectif non fluctuant.

Par conséquent, au delà de 15 éléments de décision,

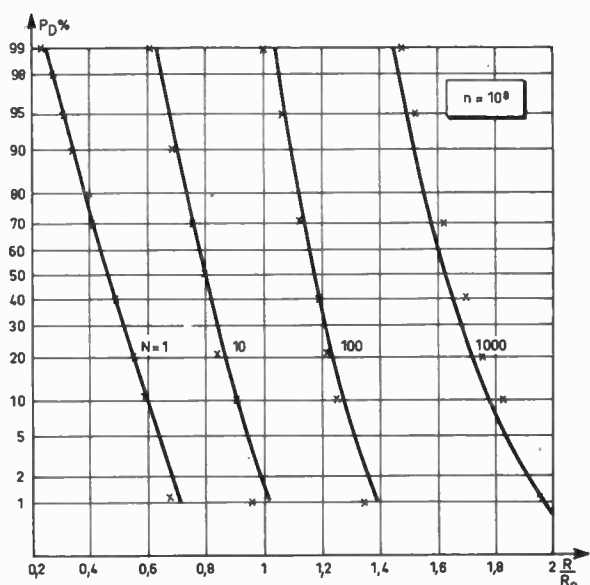


FIG. 8. — Cas 2 de SWERLING.

le problème est résolu par la formule du cas non fluctuant, soit :

$$\frac{S}{B} = \frac{1}{N^{2/3}} \frac{\lg n}{(\lg 1/P_d)^{1/2}} \quad (19)$$

On remarque que les expressions (18) et (19) ne diffèrent entre elles que par l'exposant de $\lg 1/P_d$. Il suffit donc, pour résoudre le problème en question, de déterminer une fonction auxiliaire, de variable N , capable d'effectuer la transition entre les formules (18) et (19).

Cette fonction a été déterminée et, pour le cas 2, elle a pour expression :

$$f(N) = e^{-N/3}.$$

Par suite, la formule de résolution du cas 2 est :

$$\frac{S}{B} = \frac{1}{N^{2/3}} \frac{\lg n}{(\lg 1/P_d)^{(1/2 + e^{-N/3})}}. \quad (20)$$

En résumé, le rapport S/B nécessaire à la détection d'une cible fluctuant selon le cas 2 de SWERLING, pour une probabilité de détection donnée et pour un nombre de fausse alarme déterminé, a pour expression la formule (20).

Les résultats obtenus sont, à titre d'exemple, reportés sur la figure 8.

7. Cas 4. Cible fluctuant « de pulse à pulse » selon une loi en « chi square »

La méthode de détermination de la formule de résolution de ce cas est identique à celle du cas 2.

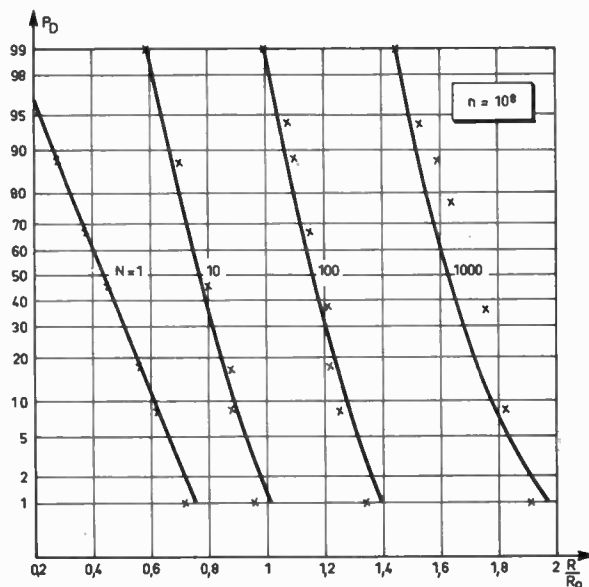


FIG. 9. — Cas 4 de SWERLING.

On part donc du cas 3, pour un seul élément de décision, pour aboutir au cas non fluctuant.

La fonction auxiliaire est, ici, donnée par l'expression suivante :

$$f(N) = \frac{2}{3} e^{-N/3}.$$

Par suite, la formule de résolution du cas 4 est :

$$\frac{S}{B} = \frac{1}{N^{2/3}} \frac{\lg n}{(\lg 1/P_d)^{(1/2 + \frac{2}{3}e^{-N/3})}}. \quad (21)$$

En résumé, le rapport S/B nécessaire à la détection d'une cible fluctuant selon le cas 4 de SWERLING, pour une probabilité de détection donnée et pour un nombre de fausse alarme déterminé, a pour expression la formule (21).

Les résultats obtenus sont, à titre d'exemple, reportés sur la figure 9.

8. Rôle de l'intégrateur

Les méthodes de MARCUM et SWERLING n'envisagent que le cas de l'intégrateur conventionnel, dont le facteur de mérite est voisin de $N^{2/3}$ (fig. 2).

Comme la figure 2 présente également les facteurs de mérite de l'intégrateur parfait (N) et de l'intégrateur constitué par la couche rémanente du tube cathodique ($N^{1/2}$), on peut donc généraliser les expressions obtenues pour les divers cas envisagés, en n'écrivant plus $N^{2/3}$, mais N^γ , γ étant un coefficient caractéristique du type d'intégrateur utilisé.

9. Formule générale de détermination de la portée d'un radar sur une cible quelconque

Les diverses expressions obtenues précédemment ont l'avantage de se condenser en une *formule unique* qui est :

$$\frac{S}{B} = \frac{\alpha}{N^\gamma} \left(\lg \frac{1}{P_d} \right)^\beta \quad (22)$$

Selon le cas considéré, les coefficients α et β sont donnés par le tableau suivant :

Cas	α	β
1	$\frac{2}{3} \left(1 + \frac{2}{3} e^{-N/3} \right)$	1
2	1	$\frac{1}{6} + e^{-N/3}$
3	$\frac{3}{4} \left(1 + \frac{2}{3} e^{-N/3} \right)$	$\frac{2}{3}$
4	1	$\frac{1}{6} + \frac{2}{3} e^{-N/3}$
5	$1 + 2 e^{-N/3}$	$\frac{1}{6}$

Quant au coefficient γ , spécifique de l'intégrateur, il est donné par le tableau suivant :

type d'intégrateur	γ
parfait	1
conventionnel	2/3
tube cathodique	1/2

Remarque 1

La formule générale doit permettre de traiter tous les cas de fluctuation envisageables.

Si l'occasion s'en présente, on cherchera les coefficients α et β pour d'autres types de distribution, par exemple les distributions logarithmiques récemment proposées pour résoudre mieux les problèmes radars dans le cas de la poursuite des satellites artificiels et également des navires.

En effet, il est permis de penser que l'exposant de $\lg 1/P_d$ est toujours compris entre 1 et 1/6, quel que soit le type de fluctuation, parce que :

1° la fluctuation de scan à scan suivant une loi de Rayleigh semble être une limite ; en effet, une fluctuation de x (scans à scans) n'est autre qu'une fluctuation de scan à scan de période plus grande, et une fluctuation de $1/x$ (scan à scan) tend vers la fluctuation de pulse à pulse.

2° le cas non fluctuant est, par nature même, une limite : on ne peut imaginer de cible fluctuant moins que celle qui ne fluctue pas.

Remarque 2

La formule (22) utilise, en tant que moyens de calcul, des paramètres qui ne sont que des intermédiaires, à savoir :

— d'une part : n , représentant le nombre de fausse alarme

— d'autre part : N , représentant le nombre d'éléments de décision.

Or, ces deux coefficients peuvent être remplacés par leur vraie valeur, soit :

$$n = k \frac{T_r}{t_0} \quad \text{et} \quad N = k' \frac{T_r}{t_0}$$

avec :

T_r = temps total consacré à la détection de la cible

t_0 = temps élémentaire de mesure

On aboutit à une expression plus générale du rapport S/B , soit :

$$\frac{S}{B} = f(P_d, T_r, t_0) \quad (23)$$

Remarque 3

Si l'on considère le radar comme un dispositif capable de se prononcer sur la présence ou sur l'absence d'une cible dans un volume déterminé, qui n'est autre que le *volume de résolution* (que la recherche opérationnelle permet de déterminer en vue d'une mission précise), il est possible d'optimiser le temps élémentaire de mesure, t_0 , par application de la loi de HARTLEY (2) :

$$C = b \log_2 \left(1 + \frac{S}{B} \right) \quad (24)$$

Le terme « C » représente le nombre d'informations par seconde et il se trouve fixé par la recherche opérationnelle.

Le terme « b » représente la bande passante minimale utile, c'est-à-dire $1/t_0$ max.

La formule (24) permet donc d'établir une relation

$$^{(*)} \text{ soit : } C = 3,32 b \lg \left(1 + \frac{S}{B} \right)$$

simple entre b et S/B , soit :

$$b = f \left(\frac{S}{B} \right). \quad (25)$$

Cette formule, alliée à la formule (23) et à l'équation classique du radar doit permettre d'optimiser un système radar.

On trouvera à la rubrique « Correspondance » de ce numéro de *l'Onde Électrique*, pp. 1035 à 1037, une note de MM. NEUVY et SCHIFRINE qui, sous le titre « Une règle à calcul spéciale permettant la détermination pratique de la portée d'un radar » donne une application directe des formules ayant fait l'objet du présent article.

10. Conclusion

La résolution de l'équation donnant le rapport S/B d'un radar regardant une cible quelconque permet :

— la détermination de ce rapport dans des conditions de précision satisfaisante, à l'aide de calculs numériques simples, et relativement rapides si l'on dispose d'une règle à calcul à échelles lg-lg.

— l'étude des variations des divers paramètres (puissance d'émission, diamètre d'antenne, etc...) et leur incidence sur le comportement du radar vis-à-vis d'une cible quelconque.

— la prévision des extrêmes de fluctuations, puisqu'ils sont tous intérieurs des cas 1 et 5.

Enfin, l'écriture de cette solution sous la forme $f(P_a, T_r, t_0)$ permet de ne considérer que des paramètres réels, au lieu d'utiliser les paramètres intermédiaires N et n , indispensables, certes, dans les méthodes de calcul proposées jusqu'alors.

Bibliographie

- BARTON. — « Radar System Analysis ». Prentice Hall, 1964, p.11 à 34.
- BERKOWITZ. — « Modern Radar » John Wiley and sons, 1965 pp. 578 à 592.
- BLACKBAND. — « Radar techniques for detection, tracking and navigation ». Agard (Londres, septembre 1964) Dunod 1966, pp. 54 à 56.
- BUSSENGANG. — « A unified analysis of range performance of CW, Pulse and Pulse Doppler radar » *PIRE*, vol 47, octobre 1959, pp. 1753 à 1762.
- CARPENTIER. — « Radars. Theories modernes » Dunod, pp. 19 à 30.
- HOLLIS. — « False alarm time in Pulse radar » *PIRE*, vol. 42, juillet 1954, p. 1189.
- MELTZER AND THALER. — « Detection range predictions for Pulse Doppler radar ». *PIRE*, vol. 49, pp. 1299 à 1307.
- MARCUM. — « A statistical theory of target detection by pulsed radar ». *IRE trans. on information theory*, vol. IT6, avril 1960, pp. 59 à 267.
- POVEJSIL. — « Airborne radar ». Van Nostrand, 1961, pp. 141 à 162.
- SKOLNIK. — « Introduction to radar systems » McGraw-Hill, 1962, pp. 20 à 54.
- SWERLING. — « Probability of detection for fluctuating targets » *IRE trans. on information theory*, vol. IT6, avril 1960, pp. 269 à 307.

Sur un système de paramètres du quadripôle électrique

C. SORA

Docteur-ingénieur

Professeur à l'Institut Polytechnique de Timisoara (Roumanie)

On présente dans cette étude un système de paramètres indépendants reposant sur l'existence d'un certain rapport entre les tensions aux deux paires de bornes du quadripôle. A cet effet, le quadripôle est considéré comme étant alimenté simultanément aux deux accès dans les conditions particulières suivantes : d'abord en phase, puis en opposition, leurs valeurs étant égales ou différentes, selon la structure du quadripôle.

L'analyse de ce système de paramètres s'effectue, principalement au point de vue des déterminations expérimentales. Par suite des considérations mentionnées, on obtient certains avantages pour le système de paramètres étudié. Les conditions particulières d'alimentation que nécessite le régime d'essai mentionné peuvent être réalisées et vérifiées assez facilement. Les essais expérimentaux ne présentent généralement pas de difficultés, étant donné qu'on mesure des admittances ou des impédances équivalentes dipolaires.

1. Le système de paramètres indépendants proposé

Notre idée de départ a été d'introduire dans l'étude des quadripôles, un système de paramètres s'appuyant sur l'existence d'un certain rapport entre les tensions aux deux accès. On les considère en phase et en opposition. Pour l'étude d'un assez grand nombre de circuits quadripolaires, il suffit que les tensions aux deux accès soient égales ; il y a pourtant des cas où il est utile de considérer des tensions différentes.

Pour l'introduction de ces paramètres, il est avantageux de considérer la matrice d'admittances. Les équations du quadripôle alimenté aux deux accès, sont :

$$\begin{cases} \bar{I}_1 = \bar{Y}_{11} \bar{U}_1 + \bar{Y}_{12} \bar{U}_2 \\ \bar{I}_2 = -\bar{Y}_{21} \bar{U}_1 - \bar{Y}_{22} \bar{U}_2 \end{cases} \quad (1)$$

Le signe moins indique que, dans ce cas, les deux accès ont été considérés comme récepteurs.

En introduisant comme variable le rapport complexe des tensions aux accès,

$$\bar{k}_u = \frac{\bar{U}_2}{\bar{U}_1} = k_u \cdot e^{j\alpha} \quad (2)$$

pour les admittances aux deux paires de bornes, on obtient les expressions :

$$\begin{cases} \bar{Y}_1 = \bar{Y}_{11} + \bar{Y}_{12} \cdot \bar{k}_u \\ \bar{Y}_2 = -\bar{Y}_{21} \frac{1}{\bar{k}_u} - \bar{Y}_{22} \end{cases} \quad (3)$$

Nous analyserons d'abord le cas où les tensions aux accès sont égales. Si elles sont égales et en phase ($\alpha = 0$), leur rapport complexe (relation 2), deviendra $\bar{k}_u = 1$, alors que si elles sont égales et en opposition ($\alpha = \pi$), ce rapport sera $\bar{k}_u = -1$.

En notant par $(\bar{Y}_1)_1$ et $(\bar{Y}_2)_1$ les admittances équivalentes aux deux accès pour $\bar{k}_u = 1$, et par $(\bar{Y}_1)_{-1}$ et $(\bar{Y}_2)_{-1}$ les admittances aux deux accès pour $\bar{k}_u = -1$, on obtient le système de paramètres indépendants de la matrice d'admittances résultant des relations (3) :

$$\begin{cases} (\bar{Y}_1)_1 = \bar{Y}_{11} + \bar{Y}_{12} \\ (\bar{Y}_2)_1 = -\bar{Y}_{21} - \bar{Y}_{22} \\ (\bar{Y}_1)_{-1} = \bar{Y}_{11} - \bar{Y}_{12} \\ (\bar{Y}_2)_{-1} = \bar{Y}_{21} - \bar{Y}_{22} \end{cases} \quad (4)$$

Pour les quadripôles non-réciproques, les quatre paramètres sont indépendants et, par conséquent, ils déterminent de façon univoque un tel quadripôle.

On exprime les éléments des différentes matrices du quadripôle en fonction des paramètres $(\bar{Y}_1)_1$, $(\bar{Y}_2)_1$, $(\bar{Y}_1)_{-1}$ et $(\bar{Y}_2)_{-1}$ par des relations relativement simples. Ainsi, des relations (4), on obtient pour la matrice d'admittances l'expression :

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{(\bar{Y}_1)_{-1} + (\bar{Y}_1)_1}{2} & \frac{(\bar{Y}_1)_{-1} - (\bar{Y}_1)_1}{2} \\ \frac{(\bar{Y}_2)_{-1} - (\bar{Y}_2)_1}{2} & \frac{(\bar{Y}_2)_{-1} + (\bar{Y}_2)_1}{2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Les expressions des coefficients des autres matrices s'obtiennent sans difficulté au moyen des mêmes coefficients.

La condition de réciprocité exprimée en fonction des paramètres étudiés, est :

$$(\bar{Y}_1)_{-1} - (\bar{Y}_1)_1 = (\bar{Y}_2)_{-1} - (\bar{Y}_2)_1 \quad (6)$$

Si les paramètres Y diffèrent beaucoup, comme par exemple Y_{12} , Y_{11} et Y_{22} , Y_{21} , on remarque, d'après les relations (3), que pour les conditions d'alimentation exprimées par $\bar{k}_u = \pm 1$, les admittances équivalentes aux deux accès se modifient très peu, ce qui signifie une précision réduite à leur détermination. Ces situations correspondent en réalité aux quadripôles dont les modules des rapports de transfert des tensions en circuit ouvert diffèrent beaucoup de 1. En de tels cas, il est avantageux de prendre des tensions différentes aux deux accès.

En notant par k_u le rapport des tensions aux accès lorsque celles-ci sont en phase et par $-k_u$ le même rapport quand elles sont en opposition, on exprime les conditions d'alimentation du quadripôle aux deux accès par $\bar{k}_u = \pm k_u$, où $k_u \neq 1$. En notant les admittances équivalentes par l'indice « plus » quand les tensions sont en phase et par l'indice « moins » quand elles sont en opposition, on obtient, à partir des relations (3) :

$$\left. \begin{aligned} (\bar{Y}_1)_+ &= \bar{Y}_{11} + \bar{Y}_{12} \cdot k_u \\ (\bar{Y}_2)_+ &= -\bar{Y}_{21} \frac{1}{k_u} - \bar{Y}_{22} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

et :

$$\left. \begin{aligned} (\bar{Y}_1)_- &= \bar{Y}_{11} - \bar{Y}_{12} \cdot k_u \\ (\bar{Y}_2)_- &= -\bar{Y}_{21} \frac{1}{k_u} - \bar{Y}_{22} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Dans ce cas, le système des paramètres indépendants est constitué par les grandeurs,

$$(\bar{Y}_1)_+, (\bar{Y}_2)_+, (\bar{Y}_1)_- \text{ et } (\bar{Y}_2)_- \quad (9)$$

En tenant compte des relations (7) et (8), on obtient l'expression de la matrice d'admittances :

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{(\bar{Y}_1)_- + (\bar{Y}_1)_+}{2} & -\frac{(\bar{Y}_1)_- - (\bar{Y}_1)_+}{2 \cdot k_u} \\ \frac{(\bar{Y}_2)_- - (\bar{Y}_2)_+}{2} \cdot k_u & -\frac{(\bar{Y}_2)_- + (\bar{Y}_2)_+}{2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

En fait, comme on l'a déjà mentionné, par l'alimentation du quadripôle aux deux accès, on poursuit l'établissement d'un certain rapport entre les tensions aux deux accès. Cela ne signifie pas que le quadripôle étudié se comportera toujours comme récepteur par rapport aux deux accès. En fonction des conditions d'alimentation, le quadripôle, considéré à partir d'un accès, peut se comporter soit comme récepteur, soit comme générateur. On peut démontrer qu'un rôle important dans le comportement du quadripôle sous cet aspect, revient aux deux rapports de transfert des tensions en circuit ouvert :

$$(\bar{k}_{u0})_1 = (\bar{U}_2/\bar{U}_1)_{I_2=0} = 0 \quad \text{et} \quad (\bar{k}_{u0})_2 = (\bar{U}_1/\bar{U}_2)_{I_1=0}$$

On fait très simplement l'identification de ces domaines de fonctionnement dans le plan complexe. Si l'on considère la tension aux bornes selon l'axe réel et si l'on applique la règle des récepteurs, pour l'association des sens de référence, le quadripôle se comportera comme récepteur si la composante du courant selon l'axe réel est positive et comme générateur si cette composante est négative. On doit tenir compte de ces observations, car les équations du quadripôle alimenté aux deux bouts ont été écrites en admettant, pour les deux paires de bornes, la règle des récepteurs. Ainsi, si le quadripôle se comporte vis-à-vis d'un certain accès en générateur, on prend l'admittance équivalente avec le signe contraire du cas où le comportement serait celui d'un récepteur.

La détermination des paramètres étudiés pose aussi le problème de la modification entraînée par la permutation des

admittances équivalentes déterminées pour $\alpha = 0$, avec celles qui correspondent à $\alpha = \pi$. Si l'on se reporte à la matrice admittances, on peut facilement constater que celle-ci n'a pour conséquence que le changement des signes des éléments de la diagonale secondaire. Ceci équivaut soit à la permutation des bornes d'entrée, soit à celle des bornes de sortie, ou encore à la connexion d'un transformateur idéal de rapport -1 à l'entrée ou à la sortie du quadripôle.

2. Quelques considérations sur la détermination des paramètres du quadripôle par voie expérimentale

Lorsqu'on pose le problème de la détermination par voie expérimentale des paramètres du quadripôle, il faut tenir compte du fait que ceux-ci étant généralement des quantités complexes, il est nécessaire de mesurer les valeurs effectives des tensions et des courants, et aussi les déphasages entre eux. La mesure des déphasages s'effectue d'une façon relativement simple si les grandeurs entre lesquelles on doit déterminer le déphasage correspondent au même accès du quadripôle. Tel est le cas, par exemple, de la détermination du déphasage entre $\bar{U}_1$ et $\bar{I}_1$, respectivement $\bar{U}_2$ et $\bar{I}_2$.

Pour cette raison, la détermination par voie expérimentale des deux impédances en circuit ouvert et des deux impédances en court-circuit suppose les mesures les plus simples. Il semblerait donc qu'au point de vue des déterminations expérimentales, les quatre grandeurs pourraient constituer le système le plus adéquat de paramètres du quadripôle. On sait cependant que les impédances en circuit ouvert $\bar{Z}_{10}$ et $\bar{Z}_{20}$ et les impédances en court-circuit $\bar{Z}_{1k}$ et $\bar{Z}_{2k}$ ne sont pas indépendantes, car il existe une relation entre elles :

$$\frac{\bar{Z}_{10}}{\bar{Z}_{20}} = \frac{\bar{Z}_{1k}}{\bar{Z}_{2k}} \quad (11)$$

Dans le cas des quadripôles non-réciproques, en dehors de trois des impédances précédentes, il est donc nécessaire de choisir un quatrième paramètre. Quel que soit ce quatrième paramètre indépendant, sa détermination expérimentale n'est plus aussi simple que celle des impédances en circuit ouvert et en court-circuit.

Dans le cas des quadripôles réciproques, il faut mentionner que les impédances en circuit ouvert et en court-circuit constituent un système de paramètres particulièrement avantageux, parce que trois d'entre elles déterminent d'une façon univoque un pareil quadripôle.

En ce qui concerne les paramètres images et itératifs d'un quadripôle, on connaît les difficultés qui surgissent à la détermination directe par voie expérimentale.

Quant au système des paramètres étudiés dans cet article, on peut affirmer que les déterminations expérimentales ne présentent généralement pas de difficulté. En effet, il s'agit de mesurer des admittances, respectivement des impédances équivalentes dipolaires parce que le courant et la tension qui définissent chacun de ces quatre paramètres se réfèrent au même accès et que les conditions d'essai (tensions en phase et en opposition) peuvent assez facilement être réalisées et vérifiées.

La détermination expérimentale de ces grandeurs n'est pas aussi simple que celle des impédances en circuit ouvert et en court-circuit, mais elle est, en général, plus simple que celle des autres paramètres introduits par des essais en circuit ouvert et en court-circuit.

3. Résultats expérimentaux

On présente plus loin les résultats des essais expérimentaux effectués sur un quadripôle non réversible mais réciproque, ainsi que sur un quadripôle non-réciproque.

On a considéré un quadripôle passif, non réversible du type R, C , l'essai s'effectuant à la fréquence 50 Hz. Les tensions aux deux accès ont été égales ; les conditions d'alimentation ont donc été $\bar{k}_u = \pm 1$.

Pour les paramètres déterminés, on a obtenu les valeurs :

$$(\bar{Y}_1)_1 = 0,491 \cdot 10^{-2} \quad |83^\circ 30' 20'' S ;$$

$$\begin{aligned}(\bar{Y}_2)_1 &= 0,803 \cdot 10^{-2} \quad |53^\circ 25' S ; \\ (\bar{Y}_1)_{-1} &= 2,741 \cdot 10^{-2} \quad |47^\circ 9' 20'' S \text{ et} \\ (\bar{Y}_2)_{-1} &= 3,185 \cdot 10^{-2} \quad |54^\circ 3' 20'' S.\end{aligned}$$

Le quadripôle étant réciproque, il suffirait de déterminer seulement trois paramètres. En guise de vérification, on constate que les valeurs obtenues satisfont assez exactement à la condition de réciprocité [rel. (6)]. Afin de vérifier les résultats expérimentaux, on a calculé, en fonction des paramètres déterminés, les admittances en court-circuit, (rel. 5) et on a comparé les valeurs trouvées à celles qu'on obtient par la détermination expérimentale directe de ces dernières grandeurs. Par le calcul, on a obtenu les valeurs :

$$\bar{Y}_{1k} = 1,570 \cdot 10^{-2} \quad |41^\circ 20' S \text{ et } \bar{Y}_{2k} = 1,995 \cdot 10^{-2} \quad |53^\circ 50' S,$$

tandis que, par détermination expérimentale, on a obtenu les valeurs :

$$Y_{1k} = 1,560 \cdot 10^{-2} \quad |40^\circ 58' S \text{ et } Y_{2k} = 1,990 \cdot 10^{-2} \quad |53^\circ 46' S$$

Les écarts qui en résultent peuvent être considérés dans les limites admissibles.

Comme exemple de quadripôle non réciproque, on a considéré un transistor. Les essais expérimentaux ont porté sur le transistor EFT-125, de fabrication roumaine, à une fréquence de 1 000 Hz. A cette fréquence, le comportement du transistor en essai est pratiquement ohmique, ce qu'on a pu d'ailleurs vérifier à l'oscilloscope. L'alimentation aux deux accès s'est effectuée avec un même générateur, les déphasages de 0° et de 180° entre les tensions étant obtenus très simplement en intercalant un transformateur dans le circuit d'alimentation de l'un des accès. Pour la séparation des circuits de courant continu et de courant alternatif, on a utilisé un montage calculé de façon adéquate. Le transistor a été mis dans le schéma à émetteur commun, le point de fonctionnement établi étant :

$$i_B = 68 \mu A ; V_{CE} = 7 V \text{ et } i_C = 6,6 mA$$

Le rapport de transformation des tensions en circuit ouvert avec alimentation aux bornes d'entrée étant grand, $(k_{u0})_1 = 1\,560$, l'expérience s'est effectuée en utilisant aux deux accès des ten-

sions alternatives de valeurs différentes. Ces tensions ont été établies aux valeurs $U_1 = v_{BE} = 3,25 \cdot 10^{-3} V$ et $U_2 = v_{CE} = 2,2 V$, d'où il est résulté $k_u = \pm 677$.

Dans ces conditions, pour $\alpha = 0$, on a obtenu les valeurs :

$$(Y_1)_+ = 2,375 \cdot 10^{-3} S \text{ et } (Y_2)_+ = -0,145 \cdot 10^{-3} S$$

L'admittance équivalente $(Y_2)_+$ a été considérée avec le signe moins, vu que, dans ce régime d'alimentation, le transistor s'est comporté en générateur par rapport aux bornes 22'.

Pour $\alpha = \pi$, on a obtenu les valeurs :

$$(Y_1)_{-1} = 1,1 \cdot 10^{-3} S \text{ et } (Y_2)_{-1} = 0,331 \cdot 10^{-3} S$$

Afin de vérifier les résultats obtenus, les paramètres du transistor ont été déterminés pour le même point de fonctionnement et directement, à l'aide d'un appareil de laboratoire. Comme celui-ci détermine les modules des paramètres H , à une fréquence de 1 000 Hz, il a été nécessaire de calculer ces paramètres en fonction des grandeurs $(Y_1)_1$, $(Y_2)_1$, $(Y_1)_{-1}$ et $(Y_2)_{-1}$, déterminées expérimentalement. Les valeurs obtenues par calcul ont été :

$$\begin{aligned}H_{11} &= 576 \Omega ; & H_{12} &= 5,41 \cdot 10^{-4} ; & H_{21} &= 92,7 \\ & & \text{et } H_{22} &= 180 \cdot 10^{-6} S,\end{aligned}$$

alors que, par l'intermédiaire de l'appareil susmentionné, on a obtenu :

$$\begin{aligned}H_{11} &= 580 \Omega ; & H_{12} &= 4,5 \cdot 10^{-4} ; & H_{21} &= 94,5 \\ & & \text{et } H_{22} &= 171 \cdot 10^{-6} S\end{aligned}$$

La concordance entre les valeurs obtenues par les deux voies est considérée comme satisfaisante.

On a encore effectué des essais expérimentaux avec le même transistor, en considérant le rapport entre les tensions aux bornes égal justement au rapport de transfert des tensions en circuit ouvert. Il est certain que, dans ce cas, le comportement du transistor à la fréquence considérée étant ohmique, l'une des admittances équivalentes devient nulle $(Y_2)_+ = 0$, ce qui constitue une simplification des calculs. Les résultats obtenus dans ces conditions d'alimentation ont toujours été en concordance avec ceux qu'on a mentionnés antérieurement.

Étude et mise au point d'une sonde météorologique PTU* pour l'étude des basses couches atmosphériques

H. BARDEAU**

Faculté des Sciences de Toulouse

Nous donnons la description d'une sonde météorologique PTU (pression, température, état hygrométrique) permettant d'étudier les Basses-couches de l'Atmosphère, entre 0 et 3 500 mètres.

Cette sonde est équipée de capteurs conférant à cet ensemble des qualités de précision et de sensibilité très supérieures aux sondes utilisées en météorologie, et qui permettent à ce système de pouvoir s'appliquer à d'autres domaines de mesures.

* Pression, température, état hygrométrique.

** Maître-Assistant au Laboratoire de Physique de l'Atmosphère.

1. Description des trois capteurs

1.1. Mesure de la pression

La pression est déterminée au moyen d'une série de six capsules anéroïdes de 50 mm de diamètre, permettant d'obtenir une course de 3,5 mm de l'axe de cet ensemble, pour une variation d'altitude de 3 500 mètres.

On entraîne un noyau de ferroxcube qui coulisse à frottement doux dans un cylindre de plexiglass portant sur sa surface extérieure un bobinage L_1 , L_2 dont le coefficient de self-induction équipe un circuit oscillant du type HARTLEY. La figure d'ensemble n° 1 donne les différents détails de ce circuit. La stabilité du montage est de 10^{-4} Hz.

La figure 2 donne la courbe d'étalonnage représentant la variation de la pression exprimée en hauteur de mercure en fonction de la fréquence de l'oscillateur.

Le procédé d'enregistrement permet d'obtenir une courbe lissée ayant une précision de lecture de 10 mb.

1.2. Mesure de la température

L'élément sensible à la température est une thermistance miniature perle de 0,5 mm de diamètre. Cette thermistance équipe un circuit oscillateur RC utilisant un transistor unijonction de grande stabilité (10^{-5} Hz).

La thermistance maintenue dans un tube chromé, et ventilée par un courant d'air de vitesse 4 m/s, a un temps de réponse de 0,2 seconde.

La figure 1 donne le schéma de l'oscillateur.

La figure 2 fournit la courbe d'étalonnage qui est pratiquement linéaire entre -15°C et $+25^{\circ}\text{C}$.

Le procédé d'enregistrement permet d'obtenir une courbe lissée ayant une précision de lecture de $0,10^{\circ}\text{C}$.

1.3. Mesure de l'état hygrométrique

Les mesures de l'état hygrométrique sont très controversées. Il n'existe pas à l'heure actuelle d'hygromètre idéal, suffisamment sensible, fidèle, ayant un temps de réponse très faible, pouvant équiper une sonde météorologique classique.

Les cheveux, les PBO, les psychromètres, les films de chlorure de lithium ont un temps de réponse très élevé, de plusieurs minutes parfois, et une hystérésis très importante,

qui rendent les mesures imprécises particulièrement dans le cas de variations rapides du degré hygrométrique.

Pour notre sonde, nous avons adapté l'élément sensible américain ML 476 [1]. C'est un film de carbone divisé, en suspension dans un liquide visqueux (hydroxyéthyl - cellulose), dont la résistivité varie en fonction de l'état hygrométrique du milieu ambiant, et de la température [2].

Le temps de réponse de cet élément, placé en milieu ventilé de vitesse 4 m/s est de l'ordre de la seconde, ce qui représente un très net avantage vis-à-vis des capteurs précédemment cités.

La figure 1 donne le montage expérimental et la figure 2 les courbes d'étalonnages représentant les variations de la résistance ohmique du film et de la fréquence de l'oscillateur en fonction de l'état hygrométrique. On fournit également les courbes de correction en fonction de la température, pour des écarts allant de -40°C à $+40^{\circ}\text{C}$.

Le procédé d'enregistrement permet d'obtenir une courbe lissée ayant une précision de lecture de 1 % sur l'état hygrométrique.

2. La Télémessure

L'ensemble des trois oscillateurs BF module un émetteur de 72 MHz, piloté par quartz, de 1 W de puissance. La portée au sol est de 10 km. L'interrupteur électronique de l'étage de puissance de l'émetteur est déclenché par un système d'anneau à 3 portes d'entrée, ce qui permet à chaque oscillateur BF de moduler séparément l'émetteur pendant 30/100 de seconde environ. La figure d'ensemble n° 1 donne le montage complet de la sonde.

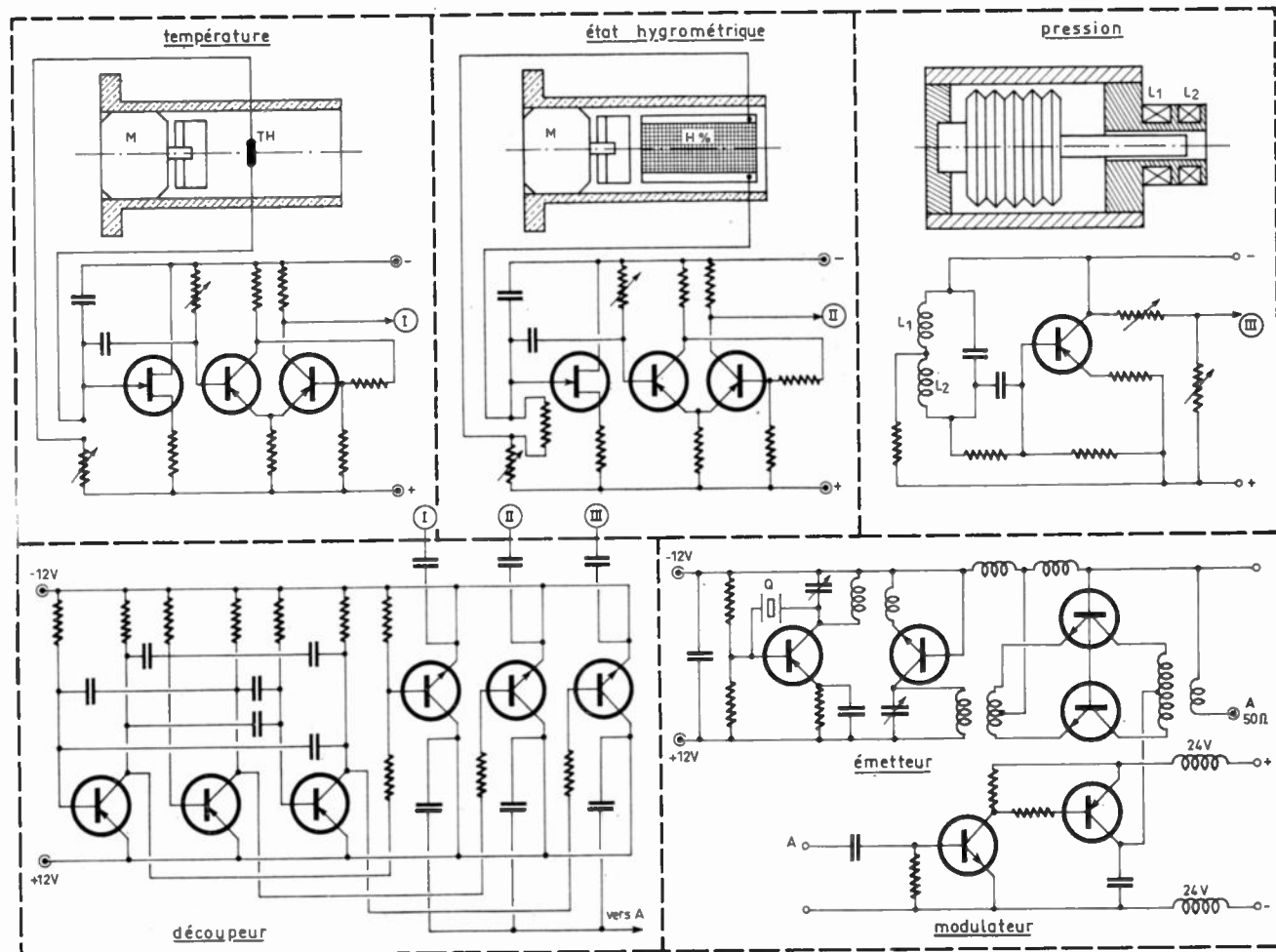


FIG. 1. — Montage complet de la sonde.

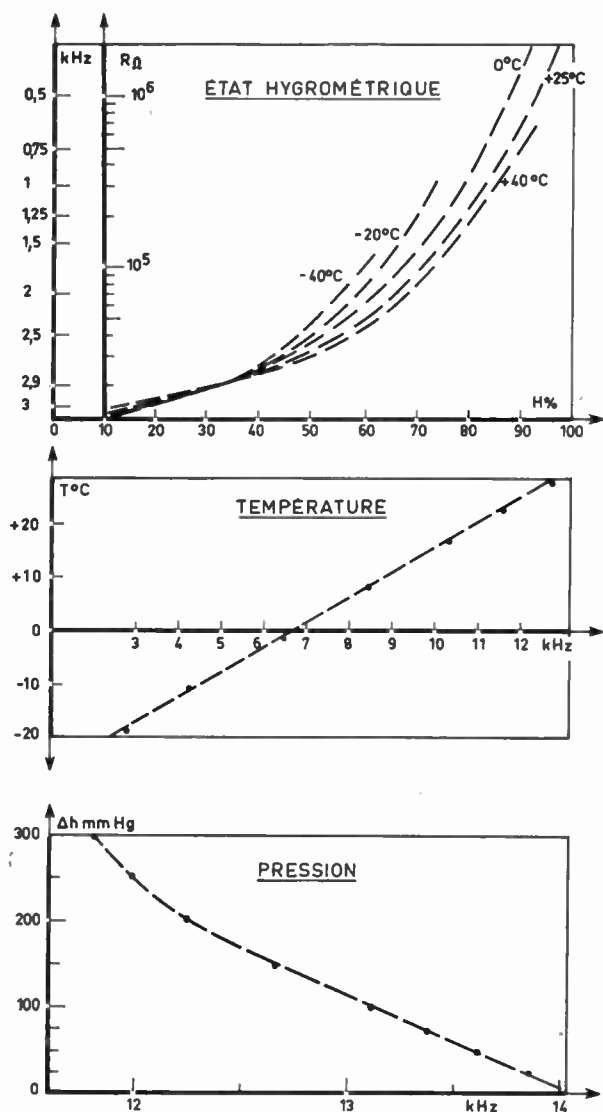


FIG. 2.

A la réception, les trois paramètres PTU sont enregistrés, après détection et filtrage très sélectif, sur un magnétophone à trois pistes.

Chaque signal, discriminé par un convertisseur analogique ayant un temps de réponse de 15/100 de seconde, sera transcrit, point par point, sur un enregistreur potentiométrique à papier.

La figure 3 donne le schéma synoptique de notre installation de télémesure.

3. Conclusion

Cette sonde météorologique PTU, utilisant des capteurs de grande sensibilité et un système de télémesure bien approprié permet la connaissance de chaque paramètre toutes les secondes environ, ce qui correspond en moyenne à l'étude fine des couches de l'atmosphère (compte tenu de la vitesse ascensionnelle du ballon) de 2 à 3 mètres environ.

La figure 4 donne un exemple d'enregistrement jusqu'à 2 600 mètres d'altitude. Il fournit les enregistrements Température et Etat hygrométrique. Le profil de la vitesse du vent est déterminé au moyen du théodolite utilisant le radar de poursuite de la Station Météorologique de Toulouse-Blagnac.

Les valeurs calculées de l'altitude à partir de l'enregistre-

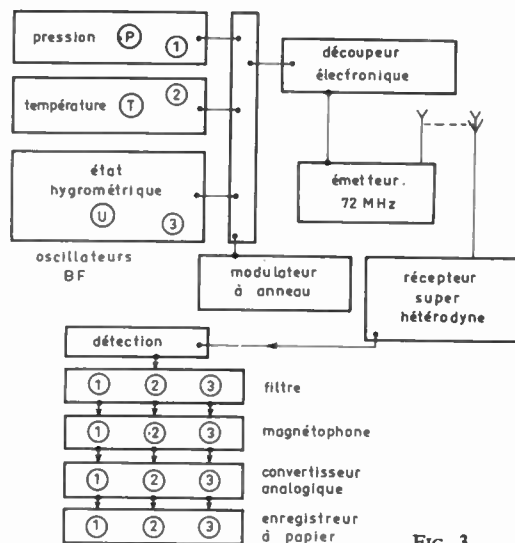


FIG. 3.

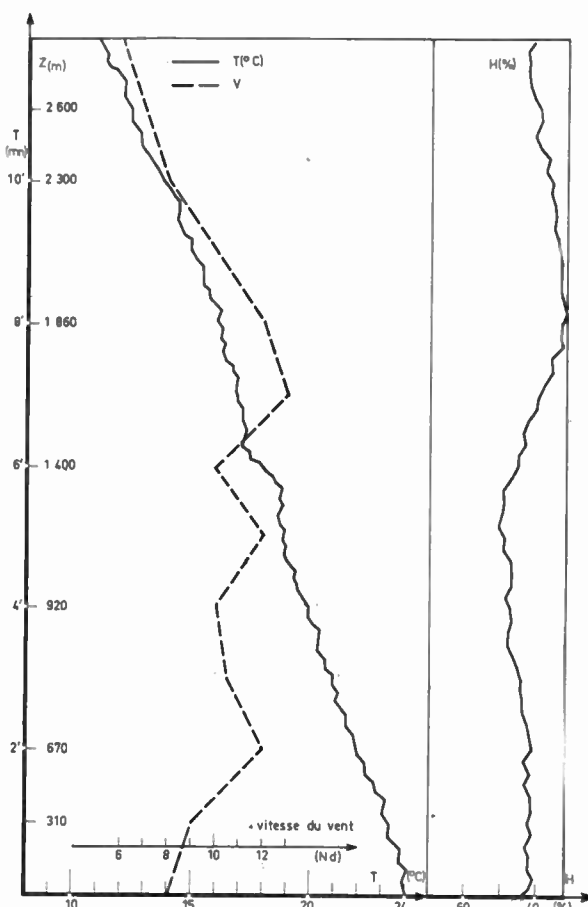


FIG. 4.

ment de la pression, sont comparables aux valeurs fournies par le calculateur du radar, avec une erreur absolue toujours inférieure à 10 %.

Bibliographie

- [1] WEXLER A. (1965). — « Humidity and Moisture », Reinhold Publishing Co, New York, T n° 1, p. 316-345.
- [2] KOBAYASHI J. (1960). — « Investigations on hygrometry », Papers Meteorologie Geophys, Tokyo, T n° 11, p. 213-388.

Une règle à calcul spéciale permettant la détermination pratique de la portée des radars

J. NEUVY et J. SCHIFRINE

Electronique Marcel Dassault

1. Introduction

Le présent numéro de *l'Onde Electrique* a publié, pp. 1022 à 1029, un article de M. NEUVY sur une « Formule permettant la détermination de la portée d'un radar sur une cible quelconque ». Une application de cette formule a conduit à la réalisation de la règle à calcul qui fait l'objet de la note ci-dessous. Cette règle doit permettre aux radaristes d'effectuer des calculs approchés de portée, avec une précision suffisante en pratique.

Le calcul de la portée d'un radar découle de l'application de la formule générale

$$R^4 = \frac{PcG^2\lambda^2S}{(4\pi^3KTbF)} \cdot \frac{1}{(S/B)} \quad (1)$$

expression dans laquelle le terme S/B est déterminé selon des processus statistiques que la méthode paramétrique bien connue ramène à l'équation logarithmique suivante :

$$S/B = S/B_1 - A + B \quad (2)$$

formule dans laquelle

S/B_1 = rapport signal/bruit nécessaire à la détection d'un élément de décision unique,

A = facteur de mérite de l'intégration,

B = augmentation du rapport S/B dû au caractère fluctuant de la cible (cas SWERLING).

Ainsi qu'il apparaît, les expressions (1) et (2) sont calculables par logarithmes, ce qui a permis la réalisation d'une règle à calcul dont une face est consacrée à la solution de l'équation (1) tandis que l'autre résout l'équation (2).

2. Organisation de la face 1 (fig. 1)

La face 1 de la règle comporte 8 échelles réparties sur un transparent et deux réglettes mobiles. Ces échelles sont disposées comme suit :

● SUR LE TRANSPARENT

A gauche : échelle (R) — (40 dB/décade).

Cette échelle représente la portée et est graduée en km, de 1 à 300 km.

A droite : échelle (2 G-F) — (10 dB/décade).

Cette échelle représente la contribution du gain des antennes (2G) et du facteur de bruit (F). En pratique, on englobe également le terme L (pertes diverses) en le comptant dans le même sens que le facteur de bruit.

A droite : échelle (θ°) — (20 dB/décade).

Cette échelle est une échelle auxiliaire, destinée à l'évaluation du gain de l'antenne. Grâce à l'organisation des échelles (2G-F) et (θ°), cette opération est immédiate : le chiffre en dB de l'échelle (2G-F) permet, en effet, d'estimer le gain d'une antenne dont l'ouverture en degrés est donnée par le chiffre correspondant de l'échelle (θ°) (le coefficient d'efficacité est supposé égal à 0,5).

● SUR LA RÉGLETTE GAUCHE

A gauche : échelle S/B — (10 dB/décade).

Cette échelle représente le rapport S/B.

On remarque que le point 0 dB permet, par coïncidence avec l'échelle (R) du transparent, de définir la portée lorsque le niveau du signal est égal à celui du bruit (distance normalisée R_n).

A droite : échelle (Pe) — (10 dB/décade).

Cette échelle représente la puissance d'émission et couvre la plage 1 mW — 100 MW.

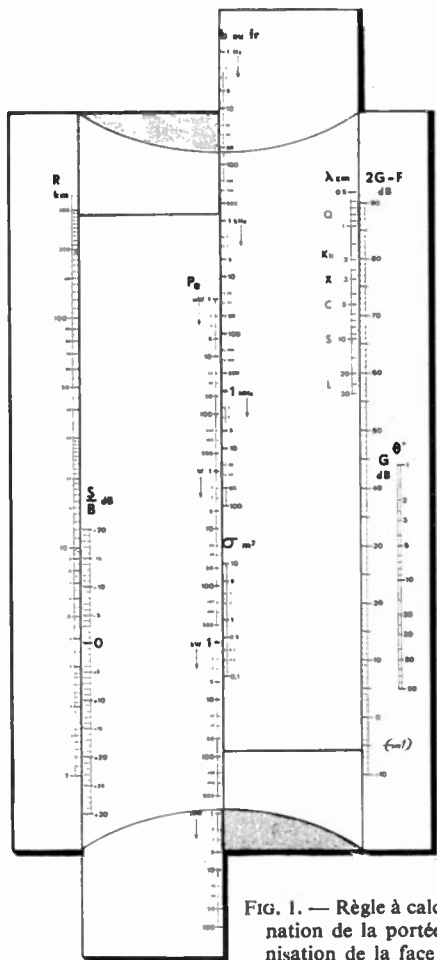


FIG. 1. — Règle à calcul pour la détermination de la portée d'un radar. Organisation de la face 1.

● SUR LA RÉGLETTE DROITE

A gauche : échelle (b ou fr) — (10 dB/décade).

Cette échelle représente la bande passante du radar.

Elle couvre la plage de 1 Hz à 100 MHz.

Cette échelle peut également représenter la fréquence de récurrence fr , dans le cas du radar à impulsions (dans ces conditions, l'échelle (Pe) de la réglette de gauche représente obligatoirement la puissance moyenne).

A gauche : échelle (σ) — (10 dB/décade).

Cette échelle représente la surface équivalente radar et joue, en fait, un rôle de correction, le calage de l'abaque ayant été réalisé pour une surface équivalente radar de 1 m^2 .

A droite : échelle (λ).

Cette échelle tient compte de la longueur d'onde. Elle permet les calculs depuis la bande L jusqu'à la bande Q. Chaque repère littéral correspond aux valeurs de longueur d'onde couramment utilisées pour chaque bande : 25 - 10 - 5 - 3,2 - 1,8 - 0,8 cm.

2.1. Utilisation

Il suffit, par action sur les deux réglettes dont il a été question plus haut, d'établir les coïncidences voulues entre les divers paramètres. Il est rappelé que le calage de l'ensemble est valable pour une surface équivalente de 1 m^2 . Si la surface équivalente est différente de cette valeur, il suffit, par action sur la réglette de droite, d'amener le chiffre 1 de l'échelle σ en regard d'un chiffre caractéristique de l'échelle Pe (par exemple 10 MW) et par action sur la réglette de gauche, d'amener ce dernier chiffre en regard de la valeur réelle de (σ).

On remarquera que les échelles R et S/B , correspondant respectivement à la portée et au rapport S/B , permettent, une fois le calcul de portée établi, de connaître le rapport S/B pour toutes les distances possibles, et inversement, ce qui présente un intérêt certain dans le calcul des écarts de mesure (écartométrie, distance, etc.).

On remarquera également que l'utilisation de l'abaque permet de déterminer n'importe quel paramètre de l'équation (1) pourvu qu'on en connaisse les autres.

3. Organisation de la face 2 (fig. 2)

La face 2 de la règle comporte les échelles ou abaques nécessaires à la résolution de l'équation (2), répartis entre un transparent et une réglette mobile, et disposés comme suit :

● SUR LE TRANSPARENT

Au centre et à la partie supérieure : abaque « nf_a »

Cet abaque, par suite du calage de ses courbes constitutives par rapport aux échelles S/B dont il sera question par la suite, donne, en fonction d'un nombre de fausse alarme déterminé nf_a , compris entre 10^3 et 10^{12} , et pour une probabilité de détection P_d comprise entre 30 et 99 %, le rapport S/B minimal nécessaire à la détection d'un élément de décision unique. Il correspond donc au premier terme S/B_1 du second membre de l'équation (2).

De part et d'autre de l'abaque précédent :

Deux échelles identiques, graduées en rapport S/B . Ces deux échelles constituent, en fait, l'ordonnée de l'abaque nf_a . Par conséquent, chaque graduation de cette échelle représente le rapport S/B nécessaire à la détection d'un élément de décision pour des conditions de fausse alarme et de probabilité déterminées.

Ces deux échelles permettent de faire intervenir deux lois d'intégration différentes.

A gauche : Une échelle (R/R_0).

Cette échelle est une échelle auxiliaire qui permet de calculer la portée effective du radar, si l'on connaît la distance normalisée R_0 (distance pour laquelle le rapport S/B est unitaire) et le rapport S/B . La graduation, à gauche,

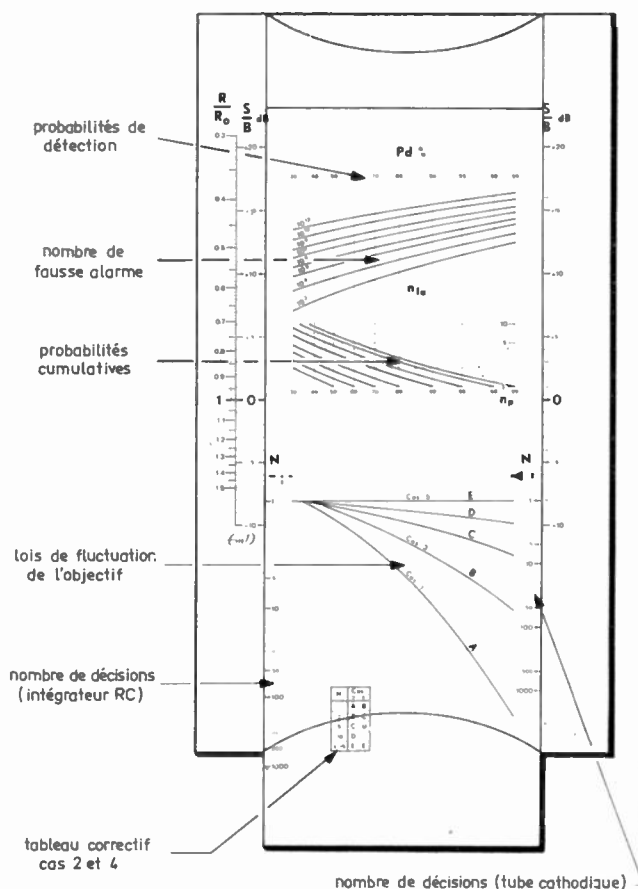


FIG. 2. — Règle à calcul pour la détermination de la portée d'un radar. Organisation de la face 2.

en rapport R/R_0 de cette échelle, correspond à la graduation, à droite, en rapport S/B en décibels, d'après la relation :

$$\left(\frac{R_0}{R}\right)^4 = \frac{S}{B}$$

Au centre et en dessous de l'abaque nf_a

— abaque de probabilités cumulatives.

Cet abaque permet d'effectuer directement les calculs de rapport « S/B » ou « R/R_0 », connaissant la probabilité cumulative finale et le nombre de passages de l'antenne sur la cible, ou de la fenêtre de sélection en distance (cu en vitesse).

Chaque courbe correspond à une probabilité cumulative constante dont la valeur est donnée par un passage ($n_p = 1$).

L'échelle des abscisses qui est, par ailleurs, commune à l'abaque nf_a , est graduée en probabilités. L'échelle des ordonnées n_p qui représente le nombre de passages, est une échelle logarithmique.

● SUR LA RÉGLETTE

Au centre

— abaque des fluctuations (courbes A, B, C, D, E).

Cet abaque représente l'accroissement du rapport S/B nécessité par le caractère fluctuant de la cible, pour une probabilité de détection déterminée.

Il correspond au troisième terme (B) du second membre de l'équation (2).

Il est constitué par cinq courbes qui permettent de tenir compte des divers cas de fluctuation de cible (cas 1 à 5).

Un tableau de correction, en fonction du nombre d'éléments de décision, situé à la partie inférieure de la réglette,

facilite l'emploi de ces courbes pour les cas 2 et 4 (« pulse à pulse »).

De part et d'autre de l'abaque

On trouve une échelle « N » qui, en coïncidence avec les échelles S/B du transparent, permet de représenter le facteur de mérite de l'intégration, par traitement de « N » éléments de décision.

Ces échelles correspondent au deuxième terme ($-A$) du second membre de l'équation (2).

L'échelle de gauche correspond à un dispositif d'intégration conventionnel (réseau RC, etc.). L'échelle de droite correspond à l'intégration par tube cathodique. Dans le cas d'un intégrateur idéal, il suffit de multiplier par deux le nombre en dB lu pour le tube cathodique.

3.1. Utilisation

Il suffit d'établir les coïncidences voulues, entre les divers paramètres, par action sur la réglette dont il vient d'être question :

En connaissant, par exemple, le nombre de fausse alarme mf_a , et la loi de fluctuation de la cible, on superpose les deux abaques correspondants pour une probabilité de détection choisie P_d .

Le rapport S/B minimal s'obtient, par lecture sur le transparent, de la coïncidence du chiffre de l'échelle S/B avec le repère « N » correspondant au nombre d'éléments de décision mis en jeu.

Le rapport R/R₀ s'en déduit, à partir de l'échelle de gauche.

4. Précision

Face 1

Compte tenu de l'action des deux réglettes, la précision du calcul effectué est comparable à celle d'une règle à calcul ordinaire, résolvant une règle de trois.

Face 2

En admettant qu'il n'y a pas d'erreur d'interpolation sensible, l'écart d'un résultat de calcul de portée fait à la règle, par rapport aux abaques de SWERLING ⁽¹⁾, est de l'ordre de 3 %.

⁽¹⁾ IRE Transactions on Informations Theory - Vol. IT6 avril 1960 - pp. 290 à 292, 296 à 301, 304 à 306.

VIE DE LA SOCIÉTÉ

Compte rendu du Colloque international sur l'Électronique nucléaire

Versailles 10 au 13 septembre 1968

Fidèles à la tradition établie à Paris en 1958 par la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens et le Commissariat à l'Energie Atomique, poursuivie à Belgrade en 1961 par l'Agence Internationale de l'Energie Atomique, à Paris en 1963 (SFER), à Bombay en 1965 (AIEA), mille participants se sont rendus à Versailles du 10 au 13 septembre pour assister au Colloque International sur l'Electronique Nucléaire 1968.

Cette année, 450 participants étrangers représentant 33 nations membres de l'AIEA se sont joints à 600 participants français pour débattre de l'Instrumentation Electronique associée à l'expérimentation en Physique Nucléaire et Corpusculaire. Le choix de ce thème a permis d'ouvrir les discussions avec les Facultés des Sciences et avec le Centre Européen de la Recherche Nucléaire à Genève (CERN) dont la réputation mondiale en Physique de Hautes Energies est maintenant bien connue.

A cet effet, les Conférences d'Instrumentation qui ont suivi le Colloque de Physique des Hautes Energies (Vienne 28 août - 5 septembre) ont trouvé leur place parmi les séances plénières ou spécialisées du Colloque d'Electronique Nucléaire 1968.

C'est sous la présidence de M. AIGRAIN, Délégué Général à la Recherche Scientifique, représentant M. le Ministre de la Recherche Scientifique et des Questions Atomiques et Spatiales, que s'est ouvert le Colloque en présence de M. Francis PERRIN, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique et de M. ZHELUEV, Directeur Général Adjoint de l'Agence Internationale de l'Energie Atomique. La SFER était représentée par son Président, M. FESSARD, Professeur au Collège de France et par M. ANGLES D'AURIAC, Directeur à la Compagnie THOMSON-HOUSTON - HOTCHKISS-BRANDT, Président du Comité d'Organisation du Colloque.

Au cours de l'allocution d'ouverture, M. AIGRAIN, après avoir noté le rôle de l'électronique dans la Physique du Solide, a précisé :

« Je crois qu'il est bon de signaler que l'importance de votre Congrès et le succès qu'il rencontre, débordent largement le problème de l'instrumentation nucléaire proprement dite. Votre Congrès va apporter des résultats nouveaux et être à l'origine de travaux nouveaux, d'idées jeunes, de nouveaux contacts entre les laboratoires, dans tous les secteurs d'Electronique Nucléaire.

« Je sais aussi que les fabricants de dispositifs d'Electronique Nucléaire sont particulièrement conscients du fait que leurs appareils trouvent un emploi dans des domaines

de plus en plus variés. Mais enfin, n'oubliez pas que, plutôt qu'Electronique Nucléaire, on aurait presque pu dire Electronique Instrumentale de pointe, telle que les besoins de la Physique Nucléaire demandent qu'on la développe, mais telle qu'elle est applicable aussi dans tous les autres domaines. C'est cela que vous représentez et c'est énorme puisque cela constitue probablement l'une des conditions du développement de la technique et de la science expérimentale dans tous les domaines ».

A son tour, M. Francis PERRIN, après avoir rappelé les débuts récents de l'Electronique Nucléaire, a mis l'accent sur le développement considérable qu'elle connaît actuellement :

« On ne se borne plus à compter les événements ; cet événement individuel provenant d'un détecteur est utilisé non seulement par le fait qu'il se produit, mais également en le sélectionnant par sa grandeur. Il faut donc à la fois, utiliser la grandeur de l'impulsion provenant d'un détecteur en même temps que l'instant où se produit cette détection. Ceci a amené naturellement des circuits de plus en plus complexes. Nous voyons dans les expériences d'électronique actuelles, par exemple dans le domaine de la physique des Hautes Energies, des centaines de détecteurs dont les impulsions, avec leurs grandeurs intervenant souvent de façon importante, devront être analysées de façon quasi instantanée, pour savoir si l'on a bien mesuré l'événement du type que l'on recherche ; d'où des circuits logiques de plus en plus complexes et la nécessité de travailler en même temps à une échelle des temps de plus en plus brève.

« Nous arrivons maintenant à faire des circuits tellement complexes pour une expérience, qu'on ne songe même pas à les construire spécialement pour cette expérience puisqu'ils existent dans certains types d'ordinateurs, et l'on utilise ce que l'on appelle des ordinateurs, des calculateurs en ligne. Le reste, c'est simplement la continuation d'une logique de plus en plus complexe associée à l'analyse des événements que l'on étudie et, suivant les domaines, on passe plus ou moins tôt à cette analyse par des ordinateurs puissants. Dans certains cas, par exemple appareils à trace ou compteurs à étincelles, on arrive presque à une continuité entre le calculateur en ligne et l'analyse complète sur un ordinateur de série fabriqué indépendamment de toute expérience particulière ».

Après un rappel des progrès réalisés en matière de détection, de mesure, de traitement des informations en Phy-



sique Nucléaire, M. le Haut-Commissaire a défini la place de l'instrumentation électronique dans le domaine de la recherche :

« Mais ce n'est pas seulement, comme on vous l'a rappelé, en Physique Nucléaire ou Corpusculaire, que cette Electronique dite Nucléaire a de l'importance, comme le disait mon Collègue le Professeur AIGRAIN, c'est de la technique d'instrumentation de pointe en Electronique, instrumentation de pointe parce qu'elle fait appel à des échelles de temps extrêmement brèves. La nanoseconde est maintenant l'unité courante de toute cette électronique de temps, de toute cette électronique associée à des circuits de logique de plus en plus complexe combinés ensemble, et à des détecteurs de plus en plus perfectionnés. Ce n'est pas par hasard que la Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens est présidée cette année par un neurophysiologiste, mon confrère et ami le Professeur FESSARD, c'est bien parce que, dans toutes les sciences de pointe, l'instrumentation électronique de pointe est devenue l'un des facteurs les plus essentiels de la découverte et du progrès scientifique. D'autre part, dans les domaines de la technique, des technologies modernes, cette instrumentation électronique de pointe joue un rôle de plus en plus important, si bien que nous voyons l'industrie de plus en plus intéressée et participant au progrès de ces domaines, non seulement parce que c'est l'industrie qui fabrique finalement les instruments d'électronique de pointe qui seront utilisés dans les recherches fondamentales, mais parce que l'industrie est également intéressée par la création d'équipement dans ces domaines d'électronique avancée ».

« Au nom de l'Agence Internationale de l'Energie Atomique, M. ZHELUDEV a parlé des apports de l'Electronique aux progrès de l'énergie atomique :

« C'est un grand honneur pour moi de représenter l'Agence Internationale de l'Energie Atomique à cet important Symposium tenu dans un pays qui a apporté des contributions décisives à la recherche nucléaire.

« Comment ne pas me souvenir, dès mes premiers mots, que tant la radioactivité naturelle, grâce aux travaux d'Henri Becquerel, de Marie et de Pierre Curie, que la radioactivité artificielle, grâce à ceux d'Irène et de Frédéric Joliot-Curie, ont été découvertes en France.

« Bien que physicien, et vous voudrez bien m'en excuser, je parlerai dans cette introduction moins des conséquences de ces découvertes dans le domaine de la science pure que des résultats pratiques qu'a entraînés l'élucidation partielle des secrets du noyau de l'atome. Ces résultats pratiques sont d'abord reflétés dans les succès obtenus dans le domaine de la production de l'énergie ».

Après avoir montré la liaison entre le développement de l'énergie atomique et celui de l'électronique nucléaire,

M. ZHELUDEV a rappelé l'activité de l'Agence Internationale de l'Energie Atomique qui réunit 98 pays membres :

« Je ne peux pas, d'autre part, clore cette intervention sans mentionner brièvement le rôle de l'Agence Internationale de l'Energie Atomique dans le développement et l'application de l'électronique nucléaire, plus particulièrement en ce qui concerne les pays en voie de développement. Notre programme d'assistance technique vise, en particulier, à assurer à ces pays des fournitures d'instruments de mesure correspondant à leurs programmes de recherche. D'autre part, l'exécution des contrats de recherche appuyés par l'Agence dépend de l'existence, dans les institutions intéressées, d'appareils de haute qualité. Notre laboratoire poursuit ses travaux dans les domaines de l'analyse, de la calibration et de la standardisation. Enfin, dans le cadre de son statut, l'Agence encourage l'échange des informations scientifiques et techniques les plus récentes comme, par exemple, au cours des conférences tenues en 1961 à Belgrade et en 1965 à Bombay qui furent entièrement consacrées aux problèmes de l'électronique nucléaire. Nous espérons que la contribution de l'AIEA à la coopération dans ce domaine porte ses fruits. Permettez-moi de vous adresser mes meilleurs vœux pour le succès de vos travaux ».

C'est ensuite M. le Professeur FESSARD qui, au nom de la SFER, a salué et remercié les représentants des autorités officielles qui ont permis de placer ce Colloque « sur le plan international et national, le plus élevé du point de vue scientifique et industriel pour une confrontation des données, des idées, des perspectives à l'endroit d'un domaine de recherche qui est en plein développement ».

M. le Professeur FESSARD a ensuite analysé l'électronique nucléaire et son incidence avec les problèmes biologiques :

« L'électronique nucléaire n'est elle-même évidemment qu'une des nombreuses branches de ce tronc commun que constitue l'électronique. A cet égard, que de techniques nous sont communes, qu'il s'agisse de capteurs, d'appareils à transmettre ou traiter l'information, de systèmes de visualisation, de contrôle, de commande directe ou à distance. Vous dirais-je qu'en parcourant votre programme, je me suis rarement senti dépaycé : amplificateurs d'impulsions, filtrage du signal, mesures temporelles, codage du temps et des amplitudes, réduction des données, et même coïncidence d'impulsion sont des thèmes qui pourraient fort bien figurer dans un symposium sur les méthodes et les problèmes de la neuro-physiologie ; les démarches de la pensée, les opérations méthodologiques sont sensiblement les mêmes, et la technologie qui en découle offre tant de points de ressemblance. Nous aussi avec nos signaux nerveux qui sont de type digital, nous avons constamment à traiter des impulsions, à les extraire de leur

bruit de fond, à analyser leurs séquences ; sans doute les échelles ne sont-elles pas les mêmes, et le millième de seconde qui est pour vous une éternité représente chez nous un instant fugace par rapport aux durées microscopiques de la dynamique des êtres vivants. Mais dans l'espace, en matière de miniaturisation, faites-vous mieux que la substance grise de l'écorce cérébrale qui, dans un volume de 1 mm³, peut condenser jusqu'à 40 000 relais, les neurones appartenant à des circuits logiques bien déterminés ? Et savez-vous qu'un des secrets des phénomènes importants de la vie des organes réside dans les propriétés semiconductrices des membranes moléculaires d'une centaine d'angströms d'épaisseur qui, non seulement enveloppent leurs cellules, mais sont partout présentes dans leur ultrastructure interne révélée par le microscope électronique ?

« Ces analogies, ces interpénétrations technologiques ne vont pas sans rapprochement entre les hommes et caractérisent ainsi la tendance moderne au développement des relations inter-disciplinaires.

« Cette technique que nous appelons justement nucléaire, nous avons conservé le terme, a véritablement révolutionné la technologie bio-médicale dans les domaines les plus variés, qu'il s'agisse de déterminer la succession des opérations de synthèse ou au contraire de dégradation de substances propres à l'organisme, hormones, vitamines, sécrétions, ou y ayant pénétré, aliments, drogues de toutes sortes. Qu'il s'agisse de détecter une tumeur, de mesurer la vitesse de la circulation cérébrale, d'analyser le mécanisme de l'excrétion urinaire ou les transits ioniques corrélatifs de l'influx nerveux, on ne proclamera jamais assez haut, de quels progrès nous sommes redevables aux techniques radioisotopiques et à échelle plus fine, autoradiographiques. Ainsi, les efforts accomplis pour percer les secrets les plus intimes de l'atome, auront indirectement mais puissamment aidé ceux qui sont tentés de percer ceux de la vie, lesquels dépendent pourtant d'un univers d'organisation totalement différent ».

Après avoir adressé ses remerciements chaleureux aux Organismes ou aux personnes qui ont aidé à la préparation et au succès du Congrès, M. ANGLES D'AURIAC s'est essentiellement attaché à marquer la polyvalence de l'Électronique dont les appareils et les méthodes, nés et développés au service des télécommunications au sens large du mot, se sont révélés d'un emploi général dans pratiquement tous les domaines de l'action ou de la connaissance. Il s'est efforcé de dégager le schéma général qui permet à l'Électronique de s'imposer ainsi aujourd'hui comme un outil indispensable dans des domaines aussi divers que les radiocommunications, le radar, l'informatique, la production industrielle, la gestion, l'enseignement, le médical, le nucléaire et même la biologie, la sociologie ou la politique.

Il lui apparaît que ce schéma est toujours le même et que s'il est fatalement et heureusement modulé et enrichi par le domaine auquel il s'applique, il garde ses lignes essentielles, qui comportent toujours trois secteurs :

- Traduction d'une grandeur complexe par un capteur délivrant un signal électrique ;
- Traitement du signal électrique, par des procédés électroniques, analogiques ou numériques ;
- Elaboration du produit fini sous une forme perceptible aux sens et à l'esprit, telle que visualisation ou impression des résultats.

M. ANGLES D'AURIAC a, en outre, souligné combien il était important et équitable de noter tout ce que l'électronique doit à ces demandeurs successifs qui, après les ingénieurs des télécommunications, sont venus de la chimie, de l'industrie, de la gestion, de la médecine, du nucléaire, de l'économie, lui demander de traiter leurs problèmes, et il a montré, en particulier, comment les exigences des physiciens nucléaires avaient amené l'électronicien à faire des progrès immenses en matière d'électronique rapide.

« On constate en 1968 que, pour satisfaire les besoins des expérimentateurs en physique des hautes énergies, les électroniciens ont dû inventer des appareils de traitement des signaux dont la résolution se définit en utilisant cou-

ramment la nanoseconde ou la fraction de nanoseconde. Ces résultats ont été obtenus par des perfectionnements dans la technologie des composants : diode tunnel, diode à recouvrement rapide, transistor avalanche, diode à porteurs chauds, photomultiplicateur, oscillographe à onde.

« Mais la mise en œuvre de ces composants s'est traduite aussi par la création de nouveaux circuits appropriés aboutissant à des structures expérimentales de hautes performances. Et il est devenu fréquent d'utiliser la picoseconde dans la définition de certaines caractéristiques de ces structures : ainsi le temps de recouvrement d'une diode à recouvrement rapide peut être de l'ordre de 100 picosecondes.

« Ces progrès de l'électronique rapide, imposés par les besoins nucléaires, sont, au fur et à mesure de leur apparition, utilisés par les techniciens des ordinateurs qui, d'ailleurs, agissent eux-mêmes comme des prescripteurs dans ce domaine. Ces techniques nouvelles d'électronique rapide trouvent aussi des applications dans les télécommunications par les possibilités qu'elles donnent pour traiter rapidement les signaux que l'on utilise dans les transmissions codées de télévision, la compression d'image, la télé-métrie de très haute précision ».

Après les allocutions officielles, se sont déroulées les séances scientifiques préparées par les secrétaires généraux : M. POTTIER, Président de la 11^e Section d'Études de la SFER, Chef du Service Instrumentation Nucléaire CEA et M. CHARPAK, du Centre Européen pour la Recherche Nucléaire à Genève. Des rapporteurs et secrétaires scientifiques choisis pour leur compétence internationale dans chaque spécialité ont présenté les rapports de 210 communications proposées par les participants et acceptées par le Comité d'Organisation.

Ce système de présentation, utilisé pour la première fois dans un Colloque d'électronique, a permis de présenter à un millier de personnes la synthèse fidèle de l'ensemble des travaux réalisés en Électronique Nucléaire associée à l'expérimentation en Physique Nucléaire.

Les séances scientifiques mises en œuvre par M. SICARD, Directeur à la Compagnie Radioélectrique du Centre, ont été confiées aux rapporteurs et secrétaires suivants :

Chambres à étincelles :

M. CHARPAK, CERN, Genève ; M. FEUVRAIS, Faculté des Sciences, Lyon.

Scintillateurs - Photomultiplicateurs :

M. PIETRI, LEP, Limeil-Brevannes ; M. ROTA, EURATOM Ispra.

Détecteurs à semiconducteurs :

M. MAYER, California Institute of Technology ; M. BERTOLINI, EURATOM Ispra.

Préamplificateurs et Amplificateurs :

M. R. CHASE, Brookhaven National Lab. ; M. BOSSHARD, Faculté des Sciences, Orsay-II.

Filtrage du signal et Taux de comptage élevés :

M. RADEKA, Brookhaven National Laboratory ; M. SAMUELI, Faculté des Sciences, Lyon.

Mesures temporelles et Logique rapide :

M. LEBAIL, CGE, Marcoussis ; M. MEY, CEA, Grenoble.

Codage du temps et Codage des amplitudes :

M. GATTI, CISE, Milan, Centro Informazioni Studi Esperienze ; M. AMRAM, CEA, Saclay ; M. VICTOR, Faculté des Sciences, Orsay-I.

Acquisition - Visualisation ; Réduction des données :

M. LIDOFKY, Colombia University, USA ; M. ISELIN, CERN, Genève ; M. BRUN, Faculté des Sciences, Orsay-I ; M. MOUGEL, CEA, Saclay.

Traitement analogique et Identification des particules :

M. ARBEL, Israël Institute of Technology, Haifa.

Techniques de détection :

M. DANIELS, 20th Century Electronics, Londres (G.B.).

Dépouillement automatique des clichés photographiques :

M. MULVEY, Nuclear Physics Laboratory, Oxford (G.B.);
M. ROYSTON, Argonne National Laboratory, USA.

Streamers - Gaps :

M. VILLA, Stanford University, USA.

Le Comité d'Organisation tient particulièrement à souligner, le travail considérable effectué par les rapporteurs scientifiques, travail qui a donné à ce Colloque un relief scientifique de très haute qualité. La totalité des communications et les rapports paraîtront en fin d'année et seront adressés sur souscription.

Les discours de clôture de MM. CHARPAK et POTTIER sont reproduits dans le présent numéro de l'*Onde Electrique*, pp. 957 à 961.

Des manifestations organisées en soirée ont permis de compléter de façon agréable, le programme de ce Colloque.

En plus des visites de Centres de Recherche, officiels ou privés, le Comité d'Accueil animé par M. DONVEZ et Mme DOUCET, du CEA, a offert aux participants, le cocktail réception, les jeux d'eau de Versailles et un concert de musique classique à la Chapelle du Château.

M. le Maire de Versailles a bien voulu recevoir les participants étrangers au cours d'une brillante soirée à l'Hôtel de Ville qui a réuni les représentants de 33 pays :

Afrique du Sud, Algérie, Allemagne (République Fédérale Allemande et République Démocratique Allemande), Angleterre, Argentine, Australie, Autriche, Belgique, Brésil, Canada, Danemark, Espagne, France, Hollande, Hongrie, Grèce, Inde, Israël, Italie, Japon, Monaco, Norvège, Pologne, Portugal, République Populaire de Chine, Suède, Suisse, Tchécoslovaquie, Turquie, URSS, USA, Venezuela, Yougoslavie.

Electronique nucléaire

Volumes 1 et 2, 2 000 pages. 100 F. port compris.

Instrumentation hautes énergies

Volume 3. 600 pages. 50 F. port compris.

Le calcul des circuits électroniques au moyen d'ordinateurs

Journée d'Études du 17 avril à Dijon

(Groupe de Bourgogne - Franche-Comté de la SFER)

A la demande de quelques spécialistes engagés dans des recherches sur l'analyse des circuits électroniques par des méthodes susceptibles d'utiliser des ordinateurs, une journée d'Études a été organisée par la SFER le 17 avril 1968 à la Faculté des Sciences de Dijon avec le concours du Centre d'Études de Génie Electronique de cette Faculté et du Commissariat à l'Énergie Atomique.

Cette large table ronde, placée sous la présidence scientifique de M. A. DAUPHIN, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité, Directeur de l'Ecole Bréguet, a réuni 160 participants dont 110 venaient de la région parisienne, les autres représentant les administrations ou les centres industriels de toutes les grandes villes de France.

Dans son allocution de bienvenue, M. J. BOUCHARD, Professeur à la Faculté des Sciences, Président du groupe local de la SFER, a souligné notamment le rôle toujours actuel des sociétés savantes pour l'organisation de colloques ou de journées d'Études sur des sujets de pointe et leur vocation à servir d'intermédiaire précieux pour rapprocher et réunir des activités jusqu'alors dispersées et parfois compartimentées.

Après un exposé-introduction de M. A. DAUPHIN, sur les méthodes d'analyse des réseaux, les communications suivantes ont été présentées :

— Programmes existants, par M. RENOU, Ingénieur au CEA.

— Programme ECAP, par M. ABENSOUR, Ingénieur IBM.
— Problèmes de la disposition des connexions, par M. PEZÉ, CFTH.

— Travaux du Centre de Grenoble, par M. JACOLIN, laboratoire de calcul du Professeur KUNTZMANN.

— Description d'un modèle « grands signaux » de transistors pour le programme ECAP. Application à un circuit de comptage, par M. J.-L. GIRARD, Ingénieur au CEA.

— Modèle de transistor pour programme ECAP, par M. P. COTTIN, Ingénieur au CEA.

— Modèle mathématique d'une diode tunnel pour un programme linéaire CAD, par M. J.-C. DELVILLE, Ingénieur au CEA.

— Application du modèle de Linvill à la description des semiconducteurs irradiés, par M. DURBIN, Ingénieur au CEA.

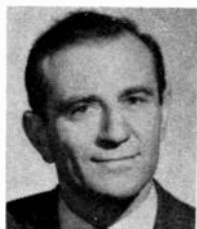
— Valeurs numériques à introduire dans les calculs, par MM. ZYROMSKI et REBEROL, Ingénieurs au CEA.

De larges échanges de vues et des discussions intéressantes ont suivi chacun des exposés, dont le développement sera fait à l'occasion du numéro de janvier 1969 de l'*Onde Electrique*, entièrement consacré à la Conception Assistée par Ordinateur.

Contrats d'Etudes de la DGRST

MICROÉLECTRONIQUE

Contrat DGRST n° 67-00-707



Principaux collaborateurs :

MM. C. JUND et J. PIERRE

Organisme contractant : CSF

Laboratoire ayant exécuté la recherche :

Département RPC
12, rue de la République,
92 - Puteaux.
Tél. 506 28.86.

INTÉGRATION SIMULTANÉE DE STRUCTURES MOS COMPLÉMENTAIRES AU SILICIUM POUR CIRCUITS INTÉGRÉS LOGIQUES DE TRÈS FAIBLE CONSOMMATION

OBJECTIF GÉNÉRAL DES ÉTUDES ET TRAVAUX

Définition d'une technologie permettant la réalisation dans un même bloc de Si de dispositifs MOS à canal n et à canal p .

PROGRAMME DE RECHERCHE

Définition théorique et expérimentale des couples de dopage n et p du Si compatibles pour la réalisation de circuits à symétrie complémentaire (notamment tensions de seuil égales en valeur absolue).

Etude des technologies propres à réaliser ces dopages dans un même substrat :

- diffusions localisées à faible concentration à partir d'oxydes dopés.
- épitaxie localisée.

Comparaison des résultats et choix d'une méthode.

PRINCIPAUX RÉSULTATS ET CONCLUSIONS

1° Série de courbes définissant les tensions de seuil en fonction des dopages.

Pour MOS complémentaires en circuits avec

alimentation 6 à 10 V, on justifie le choix :

- Sur Si N : $N_D = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ $e_{ox} = 1000$ à 1500 Å .
- Sur Si P : $N_A = 4$ à $6 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ $e_{ox} = 1500$ à 2000 Å .

2° Définition des conditions d'obtention d'oxydes anodiques chargés au bore et au phosphore - Courbes donnant la concentration en surface de diffusion C_s en fonction de la concentration en dopants dans le bain d'électrolyse.

Résultats : C_s contrôlable entre 10^{16} et 10^{19} cm^{-2} , $x_f \leq 5 \mu$.

3° Epitaxie localisée :

— Conditions de creusement de caissons par attaque HCl gazeux dans les plans 111 et 100 (dispersion sur profondeur, dimensions géométriques : $620 \mu \times 240 \mu$).

— Conditions de remplissage sélectif par épitaxie (Si P dopé) avec dépôt minimisé de polycristallin sur l'oxyde.

— Elimination des traces de polycristallin.

— Caractéristiques des diodes épitaxiées : $V_B \sim 100 \text{ V}$, $I_D < 10 \text{ nA}$.

4° Réalisation d'un circuit élémentaire.

Contrat DGRST n° 67-00-861



Principal Collaborateur :

E. TONNEL
Ingénieur ENST

Organisme contractant :

Compagnie Générale
de Semiconducteurs

Laboratoire exécutant la recherche :

Laboratoire d'Etude et de Développement
38-Saint-Egrève
Tél. 15.76.88.40,61

CIRCUITS MICROMINIATURISÉS - TECHNOLOGIE

ÉTUDES THÉORIQUES SUR LES COUCHES SiO_2 EN VUE DE LA RÉALISATION DE SEMICONDUCTEURS DE PERFORMANCES ET DE FIABILITÉ ACCRUES

OBJECTIF GÉNÉRAL DES ÉTUDES

Compte tenu de l'importance prise par les propriétés de surface par rapport à celles du volume dans la caractérisation et l'évolution des éléments, d'une part, de la nécessité d'utiliser des couches d'oxydes comme support d'interconnexion d'autre part, cette étude vise à obtenir une meilleure compréhension et par là une maîtrise plus complète des phénomènes dans le cadre de la réalisation industrielle des éléments silicium.

PROGRAMME DE RECHERCHE

— Caractérisation des couches de silice par leurs propriétés électriques et physico-chimiques à chaque stade d'un processus utilisé régulièrement en analysant le plus complètement possible les paramètres technologiques susceptibles d'intervenir dans les résultats observés.

— Etude comparative des caractéristiques des couches ainsi obtenues et des dispositifs semiconducteurs réalisés dans les mêmes conditions afin de mettre en évidence le rôle exact joué par ces couches de silice tant sur la caractérisation électrique initiale que sur l'évolution ultérieure du dispositif.

RÉSULTATS ET CONCLUSION

L'étude conduit à deux constatations fondamentales :

a) Présence d'une contamination ionique mobile variable en cours de processus et en fonction du temps. Elle est définie par l'environnement technique réalisé (qualité des matières premières, du matériel, du mode de manutention...).

b) Présence de charges fixes localisées soit dans le volume de SiO_2 , soit à l'interface Si/SiO_2 . Elles résultent de la nature des matériaux et des processus utilisés (SiO_2 , verres au P ou B, orientation du Si, gaz de balayage, traitements thermiques).

Le rôle de ces charges fixes et mobiles dans SiO_2 a été analysé à l'aide d'éléments permettant d'agir sur le potentiel de surface (tétrode, transistor MOS).

Si les résultats acquis ont permis de se faire une idée de la répartition en énergie et en densité des pièges à l'interface, ainsi que de leur évolution vis-à-vis des traitements thermiques et des contraintes imposées au fonctionnement, ils ne sont cependant pas concluants.

L'étude des causes et des conséquences des pièges à l'interface Si/SiO_2 reste donc un sujet de recherche de première importance.

Résumés des résultats obtenus

DISPOSITIFS SEMICONDUCTEURS

Contrat DGRST n° 66-00-136



Responsable scientifique :

J. GROSVALET

Principaux collaborateurs :

MM. CROSET
C. JUND
R. POIRIER

Organisme contractant : CSF
Laboratoire ayant exécuté la recherche :

Département RPC
12, rue de la République
92 - Puteaux.
Tél. 506 28.86.

ÉTUDE GÉNÉRALE DES PHÉNOMÈNES DE SURFACE DANS LES SEMICONDUCTEURS EN VUE DE LEUR APPLICATION AUX DISPOSITIFS ÉLECTRONIQUES

OBJECTIF GÉNÉRAL DES ÉTUDES ET TRAVAUX

Programme d'études sur 2 années concernant les phénomènes essentiels dont la compréhension est nécessaire à la conception des dispositifs et circuits intégrés MOS et à leur fiabilité.

PROGRAMME DE RECHERCHE

- 1° Phénomènes de transport en surface - Mobilité superficielle - Action du champ magnétique.
- 2° Etude des systèmes MIS - Stabilité - Phénomènes de génération-recombinaison en surface.
- 3° Avalanche en surface.

PRINCIPAUX RÉSULTATS ET CONCLUSIONS

1° Ensemble de résultats expérimentaux sur les mobilités de surface dans le Si - Loi théorique de variation avec le champ - Existence de deux formes de magnétorésistance (en B et en B^2)

- Mise en évidence des phénomènes de quantification à basse température.

Ces résultats ont permis la conception de dispositifs fonctionnant à 20 °K.

2° Etudes sur Si, GaAs, Te - Avec diélectriques différents : SiO_2 , Si_3N_4 , Al_2O_3 - Oxydation anodique de Si, GaAs, Te - Etude avec divers métaux : Al, Au, Pt, Ti, Hg. Définition des conditions d'obtention de dispositifs sans charge mobile. Méthodes de mesures des densités d'état de surface - Méthode de mesure non destructive de ρ et τ sur couches épitaxiées - Effet photo-MOS.

Applications : circuit équivalent des dispositifs en régime transitoire - Dispositifs stables - Détecteurs optiques - Voie de recherche pour dispositifs à seuil faible et contrôlé - Rôle des phénomènes de génération, recombinaison dans le bruit des dispositifs.

3° Mise en évidence de l'avalanche en surface dans Si.

Application : mesure du taux de génération par avalanche localisée.

Contrat DGRST n° 66-00-142



Chef de projet :

M. FERTIN

Organisme contractant :

R.T.C.
Lc Radiotechnique-Compelec
Laboratoire ayant exécuté la recherche :

Usine de Caen
Développement
Physico-Chimique
Route de la Délivrande.
14-Caen.
Tél. 16-31.81.62.35.

MATÉRIAUX COMPOSÉS III V

ÉTUDE ET ÉLABORATION DE CRISTAUX SPÉCIAUX D'ARSÉNIURE DE GALLIUM

OBJET

L'objet de la présente recherche est l'étude de la réalisation de monocristaux d'arséniure de gallium ayant les caractéristiques suivantes :

- 1 — Résistivité voisine de 1 $\Omega\cdot\text{cm}$ et grande mobilité.
- 2 — Très haute résistivité ($>1 \text{ M}\Omega\cdot\text{cm}$) pour substrat de couche épitaxiale.
- 3 — Très fort dopage, à un niveau proche de la solubilité limite.

RAPPEL DE LA SITUATION AU DÉPART ET PLAN DE TRAVAIL

Les précédents contrats nous avaient permis de mettre au point la préparation d'arséniure de gallium « pur », de concentration de l'ordre de $10^{16} \text{ at}\cdot\text{cm}^{-3}$. Pour améliorer la qualité du matériau pur, nous avons choisi la méthode de synthèse sous oxygène décrite par WOODALL, AINSLIE, WOODS, etc.; pour l'augmentation de la concentration de matériau dopé, les conditions de cristallisation ont été étudiées. Dans le cas du matériau de haute résistivité, nous avons choisi le dopage au chrome.

TRAVAUX EFFECTUÉS ET RÉSULTATS OBTENUS

1) Par une modification originale de la méthode de WOODALL, nous avons obtenu dans trois lingots, des échantillons monocristallins de résistivité comprise entre 0,6

et 1,1 $\Omega\cdot\text{cm}$, dont la mobilité à 300 °K est plus grande que $6\,000 \text{ km}^2/\text{V}\cdot\text{s}^{-1}$ et à 80 °K, plus grande que $20\,000 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}^{-1}$.

2) Par dopage de l'arséniure de gallium, avec du chrome métallique très pur, nous avons obtenu des lingots monocristallins d'orientation aléatoire, dont la résistivité est plus grande que $10^6 \Omega\cdot\text{cm}$.

3) Par dopage de l'arséniure de gallium, avec du tellure, nous avons obtenu des concentrations en porteurs libres de $5\cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$.

BILAN GÉNÉRAL, PROGRÈS ENREGISTRÉS

1) Le matériau de 1 $\Omega\cdot\text{cm}$ et de grande mobilité est le plus difficile à obtenir. Au terme du contrat, nous croyons pouvoir affirmer que nous approchons la limite des possibilités permises par la méthode étudiée dans le cadre du contrat. La disponibilité de tels cristaux massifs est cependant nécessaire et nous demandons une suite à ce contrat d'étude, orientée vers les méthodes de cristallisation en solution.

2) Des cristaux d'arséniure de gallium de très haute résistivité ont été utilisés avec succès comme substrat d'épitaxie et comme modulateur électro-optique (dans ce cas, c'était un très petit cristal).

3) Des améliorations peuvent être apportées à la méthode actuelle d'obtention d'arséniure de gallium dopé au tellure, cependant les résultats atteints satisfont les principaux utilisateurs.

DOCUMENTATION TECHNIQUE ET COMMUNIQUÉS

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

NOUVEAUX TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP SGS-FAIRCHILD

De nouveaux dispositifs de la SGS-FAIRCHILD comportent un circuit de protection qui protège les gates contre des manipulations maladroites.

Six nouveaux dispositifs MOS sont annoncés, tous incorporent un circuit consistant en un réseau diffusé résistance-diode, protégeant la gate d'une destruction souvent provoquée par des tensions transitoires. C'est un perfectionnement par rapport aux protections assurées par une diode seulement.

La résistance couplée à la capacité d'entrée forme un réseau RC qui ralentit l'impulsion transitoire entrante, de telle manière que la diode de protection puisse effectuer la limitation en temps utile. La constante de temps RC (154 ns) est négligeable par rapport au temps de fonctionnement normal d'un transistor MOS.

Renseignements : O.E. Service, cercele le n° 400.

DES DIODES DE RÉFÉRENCE SGS-FAIRCHILD A COEFFICIENT DE TEMPÉRATURE QUASI NUL

La SGS-FAIRCHILD annonce trois nouvelles diodes compensées en température et à coefficient de température quasi nul (inférieur à 10, 20 et 50 ppm par °C). Ce sont les premiers dispositifs de ce genre. Ils sont conçus pour des applications telles que les circuits stabilisateurs de tensions à faible puissance et les systèmes de régulation à faible dérive en fonction de la température.

Chacun de ces dispositifs se compose de deux diodes intégrées sur une même pastille de silicium et encapsulées en boîtier TO-18. L'une des diodes est une Zener fonctionnant en condition inverse et l'autre, une diode ordinaire. Ces deux diodes se présentent comme un dispositif Zener. Toutefois le coefficient de température est la somme algébrique de ceux des deux diodes. Il est de l'ordre de + 2 mV par °C pour la diode Zener et légèrement inférieur à -2mV par °C pour la diode ordinaire. Ainsi le coefficient de température résultant est quasi nul.

Renseignements : O.E. service, cercele le n° 402.

CIRCUITS INTÉGRÉS MOS DE T.I.

Pour les applications numériques n'exigeant qu'une vitesse moyenne, Texas Instruments a développé huit circuits intégrés MOS permettant de réaliser des économies appréciables.

Par exemple, le coût par bit de ces registres à décalage MOS est quatre fois moindre que celui du même registre en technologie bipolaire.

Les quatre registres à décalage de la série (50 bits, 32 bits, 25 bits et 16 bits) fonctionnent du continu à 1 MHz (et même à 3 MHz sous faible charge). Contrairement aux registres dynamiques, qui ont une cadence d'horloge minimale, les registres statiques MOS peuvent stocker les informations pendant un certain temps. Ils ont une forte immunité au bruit du fait de leur impédance d'entrée élevée (10 MΩ nominal).

Le registre 50 bits a une consommation de 1,6 mW/bit.

Outre ces quatre registres à décalage, l'utilisateur trouvera dans cette famille un amplificateur audio, un double additionneur, une double porte NOR à trois entrées et un commutateur analogique à six canaux.

Renseignements : O.E. service, cercele le n° 401.

NOUVELLE DIODE MINIATURE SGS-FAIRCHILD

Pour les applications où une extrême miniaturisation est indispensable, la SGS-FAIRCHILD commercialise une nouvelle diode encapsulée dans un boîtier six fois plus petit que le DO-7 standard.

Appelée BAW 20, on l'utilisera chaque fois qu'il sera impossible, pour des raisons d'encombrement, d'employer les boîtiers DO-7 et microglass. Les caractéristiques de la BAW 20 sont : une dissipation de puissance maximale 350 mW à 25 °C, une tension de claquage de 75 V, un courant inverse inférieur à 100 nA pour $V_R = 50$ V, une chute de tension directe inférieure à 1 V pour 200 mA.

Le temps de passage en conduction est inférieur à 4 ns de 100 à 200 mA. La BAW 20 sera utilisée dans les étages d'attaque pour mémoires à tores, les montages à effet d'avalanche et les amplificateurs logarithmiques.

Renseignements : O.E. service, cercele le n° 403.

ITT ACCROIT SA GAMME DE TRANSISTORS VHF

Les transistors ITT spécialement étudiés pour la bande VHF sont déjà nombreux : leur puissance de sortie va de

1 W (2N 5211) à 50 W (2N 5214). Cependant, ces performances ne pouvaient être atteintes qu'à l'aide d'une tension d'alimentation de 28 ou 40 V, ce qui interdisait leur utilisation pour des émetteurs portables ou sur voiture. Ce trou vient d'être comblé par quatre transistors qui fonctionnent avec une tension d'alimentation moitié moindre.

Renseignements : O.E. service, cerclez le n° 404.

TRANSISTORS SGS-FAIRCHILD A ÉMETTEURS DISCRETS DE PUISSANCE DISSIPABLE ATTEIGNANT 100 W

Les transistors à « émetteurs discrets » sont des dispositifs de puissance à performances élevées qui incorporent une série de zones « d'émetteurs discrets » reliées à une connexion commune par l'intermédiaire d'une résistance de réaction d'émetteur à couche mince. Un tel procédé améliore la possibilité de travailler dans une zone de sécurité de fonctionnement plus importante, la réponse en fréquence est plus élevée et le gain linéaire s'étend sur une plage de courant plus grande. Le BLY 72, n-p-n, comprend 262 zones « d'émetteurs discrets » et une métallisation empêchant les inversions de couches au niveau de la jonction base-émetteurs. Outre une puissance dissipable de 100 W, il se caractérise par une tension élevée ($LV_{CEO} = 60$ Vmin), un fort courant ($V_{CE sat} = 1,7$ V pour 10 A), et une réponse en fréquence élevée ($f_t = 30$ MHz min).

Il trouve ses applications dans les télécommunications en HF, les amplificateurs basse fréquence, les asservissements, les inverseurs, les convertisseurs et les étages d'attaque pour relais.

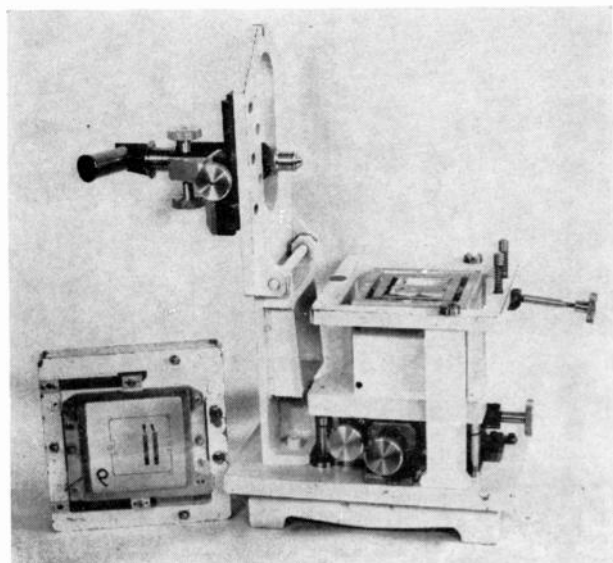
Renseignements : O.E. service, cerclez le n° 405.

POSITIONNEUR OPTIQUE ALCATEL

Cet appareil, réalisé en deux versions, intéresse particulièrement les fabricants de circuits électroniques en couches minces sur grands supports. Ses deux utilisations principales sont, en effet :

1) La réalisation de caches métalliques d'évaporation par impression sur leurs deux faces, en positionnant avec précision deux masques photographiques l'un par rapport à l'autre. Les dimensions de ces masques varient de $(25 \times 25$ mm) à $(65 \times 65$ mm) pour la première version, et atteignent $(110 \times 140$ mm) pour la deuxième version.

2) La réalisation directe de micro-circuits en couches minces, en positionnant le masque photographique par rapport au support du circuit à graver. Les dimensions maximales des circuits traités sont de $(50 \times 50$ mm) pour la première version et $(100 \times 125$ mm) pour la deuxième version.



Les différents masques photographiques sont montés sur des cadres rigides et standardisés. Un pré-alignement à quelques dixièmes de millimètre de ces caches s'effectue avec un montage de pré-positionnement fourni avec l'appareil.

Les déplacements mécaniques en translation selon deux axes rectangulaires et en rotation dans le plan de ces axes, sont assurés par trois micromanipulateurs donnant une précision d'alignement de l'ordre du micron. Pour une série de masques identiques, la répétitivité du positionnement, assurée par un système vé-cône-plan, permet de ne pas modifier le réglage initial.

La visée optique des repères se fait au moyen d'une monoculaire mobile de grossissement 180 donnant une résolution satisfaisante. Divers systèmes optiques sont d'ailleurs adaptables sans difficulté sur ces appareils. Plusieurs options sont également possibles pour les déplacements de la lunette : translation, déplacement en coordonnées rectangulaires, déplacement en coordonnées polaires.

Le placage des caches après réglage se fait par aspiration à vide, dans le cas des supports photographiques souples et par vis et lames ressort ou vanne pneumatique et soufflets, dans le cas des masques sur verre à haute résolution.

Avec ces systèmes, l'épaisseur des micro-circuits peut varier de 0 à 7 mm sans affecter la précision.

L'insolation simultanée sur les deux faces dans le cas des masques métalliques se fait à l'aide de miroirs inclinés à 45°. Un filtre jaune permet d'éliminer la source inférieure pour l'insolation des microcircuits et sert également de source lumineuse pendant la visée, en supprimant les risques d'insolation du résist.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 406.

PRODUCTION DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES CONTROLE DU VIDE

Un équipement britannique permet de contrôler le vide dans les machines de production de composants électroniques à couches minces. Il comporte une tête sensible et un appareil de mesure du vide, il fonctionne sur les gammes 1 à 5.10^{-3} torr et 3.10^{-3} à 5.10^{-6} torr.

Sa marche est commandée par les courants de sortie des jauges Pirani et Penning du système à vide, qui agissent sur des appareils de mesure ayant deux limites de contrôle réglables pour chaque gamme. Ces appareils permettent de commander les pointeaux régulateurs ou les soupapes à chicanes de l'installation de pompe.

Cet équipement peut aussi être utilisé pour mettre en marche la pompe à diffusion dans les installations de revêtement sous vide ou pour commander un cycle de revêtement sous vide à des pressions prédéterminées.

Il convient tout particulièrement pour les opérations de pulvérisation et d'évaporation sous vide employées pour la production de composants électroniques à couches minces lorsqu'il est nécessaire d'assurer un contrôle sévère des conditions de vide.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 407.

LES RÉSISTANCES RCMS DE SFERNICE

Les résistances RCMS allient l'excellence de leurs performances aux avantages économiques qui résultent de leur production en grandes séries.

Les résistances RCMS 05 K2 et K3 sont homologuées CCTU ; les autres modèles sont en cours d'essais d'homologation.

Leurs caractéristiques générales sont les suivantes :

- Températures extrêmes d'utilisation : $- 65$ °C et $+ 175$ °C.
- Catégorie climatique CCTU 324 : $- 65/+ 155/56$.
- Catégorie CEI : $65/155/56$.
- Résistance d'isolement typique : $> 10^7$ M Ω .

Désignations SERNICE	Spécifications			Dissipations nominales	Valeurs ohmiques Série E96 Tolérance unique $\pm 1\%$	Coef. de température nominale et maximale $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	Dimensions mm	
	Modèles CCTU 04-03 B	Modèles MIL-R 10509 F	Caract. CCTU et MIL				Diamètre	Longueur
RCMS02K2 RCMS02K3	RS 55 RS 58	RN 55	D Y	0,125 W	1 Ω à 150 k Ω	± 100 ± 50	2,5	6,5
RCMS05K2 RCMS05K3	RS 61 RS 63	RN 60	D Y	0,25 W	1 Ω à 475 k Ω	± 100 ± 50	3,65	10,2
RCMS 1K3	RS 68		Y	0,5 W	1 Ω à 1 M Ω	± 50	6,2	16

- Coefficient de tension : $\leq 0,001\%$ par V.
- Stabilité typique en stockage : $< 0,1\%$ par an.
- Niveau de bruit moyen dans une décade de fréquence : $< 0,2\text{ }\mu\text{V/V}$.

Fiabilité

Les résistances RCMS subissent un contrôle permanent de fiabilité en charge. Le choix des matières et des procédés, ainsi qu'un contrôle rigoureux à tous les stades d'élaboration assurent une excellente fiabilité.

Résultats typiques sur 4 000 000 de pièces .heures en charge cyclique nominale : taux de défaillance inférieur à 2.10^{-7} associé à un niveau de confiance de 60 %.

Tolérances pratiques d'utilisation

Les performances conjuguées, telles que : faible coefficient de température, grande stabilité en charge, tolérances serrées, garantissent un très faible « écart global maximal » après 4000 h en chargé nominale, soit $- 1,32\%$ à $+ 1,36\%$.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 408.

NOUVEAUX OSCILLATEURS A QUARTZ

Dans le but d'amplifier sa gamme d'oscillateurs à quartz, couvrant déjà une plage de fréquences allant de 400 Hz à 200 MHz, la S.E.I.E.M. présente un oscillateur « très basse fréquence » disponible entre 1 Hz et 20 kHz.

Cet oscillateur, réalisé en circuits intégrés est de forme réduite et compacte (81 x 35 x 29 mm) ; il ne pèse que 144 g et est très fiable, sa stabilité en température est de 15×10^{-6} à 25 °C et 15×10^{-5} dans la plage $- 30\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+ 80\text{ }^{\circ}\text{C}$.

L'alimentation est de 5 V c.c. 850 mW à 1 Hz et 250 mW à 20 kHz pour un niveau maximal de sortie de 5 V (crête à crête) en onde carrée, pour charge logique.

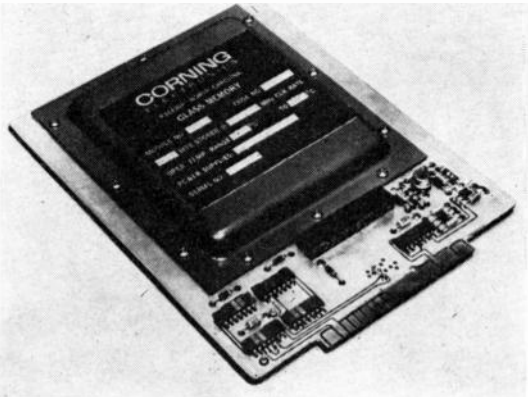
Dans le but d'intéresser les constructeurs de systèmes à horlogerie tels que les compteurs et les horloges électriques à impulsions, cet oscillateur est disponible avec des fréquences de 1 période/30 s et une période/mn.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 409.

LES MODULES MÉMOIRE VERRE CORNING

Introduits sur le marché au début de l'année, les modules mémoire étaient conçus pour fonctionner dans la gamme de 4 à 8 MHz avec des temps de retard de 64, 128 ou 256 μs . Des améliorations dans la réalisation des modules mémoire de la série 9 000, ont permis de doubler leur fréquence de fonctionnement et par conséquent leur capacité : 4 096 bits à 16 MHz. Les caractéristiques de la nouvelle gamme de la série 9 000 sont les suivantes :

- Fréquence : 4 à 16 MHz.
- Capacité : jusqu'à 4 096 bits par module.
- Temps de retard : 64, 128 ou 256 μs .
- Interface : niveaux compatibles TTL et DTL.
- Gamme de température : 0 °C à $+ 55\text{ }^{\circ}\text{C}$.
- Dissipation : 1 W environ.



— Dimensions : 158,75 x 203,20 x 19,10 mm.

Le prix de revient par bit se trouvant divisé par deux, rend ces modules très compétitifs pour les applications de mémoires à capacité moyenne.

Les modules mémoire trouvent des applications comme mémoires tampon ou mémoires temporaires dans les petits ordinateurs, dans la commande numérique des machines-outils, dans les calculateurs, dans les systèmes de visualisation associés aux périphériques des calculateurs.

Le cœur du module est la ligne à retard en verre « zéro TC », dont le temps de retard a un coefficient de température nul. La ligne à retard et les circuits intégrés d'entrée et de sortie sont montés sur un circuit imprimé en verre-époxy encartable, prêt à fonctionner avec des logiques standards.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 410.

NOUVEAU CONTROLEUR DIGITAL PROGRAMME DE TEK-ELEC

Le TE 1 600 est un nouveau contrôleur digital programmé, en technologie circuits intégrés, utilisant une mémoire à tores 3D. L'organisation parallèle et 73 instructions de base font de cet instrument une unité centrale de contrôle



e* de calcul adaptée aux problèmes scientifiques et industriels.

Parmi les applications du TE 1600, on peut citer le contrôle de processus industriel, le contrôle de machine-outil, l'enregistrement et acquisition de données, le « monitoring » et contrôle d'assistance, le contrôle de fabrication de composants et de modules logiques.

Le TE 1600 a les caractéristiques suivantes : calcul parallèle, 8 registres, mémoire de base 4 096 mots extensible à 8 192, 12 288 et 16 384 mots ; plus de 73 instructions de base ; unité arithmétique binaire complément 2 ; 8 ms de cycle de mémoire ; instructions 1 et 2 octets ; mémoire par octets ; bloc de transfert 1/0.

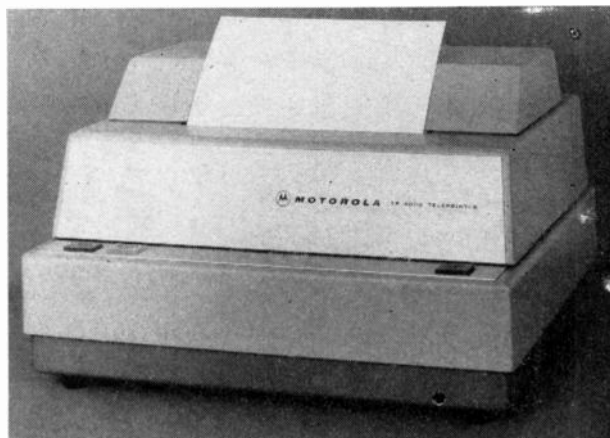
Renseignements : O.E. Service, cercele le n° 411.

400 CARACTÈRES/SECONDE POUR LA NOUVELLE IMPRIMANTE MOTOROLA

Dernière née des imprimantes rapides MOTOROLA, la TP 4000 est une machine compacte (40 × 35 × 22 cm) et silencieuse. Sa cadence d'impression est comprise entre 1 050 et 4 000 mots par minute.

Le code normal admis par la machine est du type ASCII, mais n'importe quel code standard peut également être utilisé.

Le texte est imprimé sur papier électro-sensible de 21 cm de largeur environ, en lignes de 80 caractères ou espaces.



La TP 4000 permet de bénéficier de tous les avantages liés à la rapidité d'exploitation des ensembles de traitement de l'information, de télétransmission et de télégestion.

Grâce à la transistorisation intégrale et à l'emploi de circuits intégrés, à l'absence de mécanisme de frappe, à sa basse tension d'alimentation et à la limitation du nombre de pièces mécaniques, la TP 4000 présente un très haut niveau de fiabilité.

Renseignements : O.E. Service, cercele le n° 412.

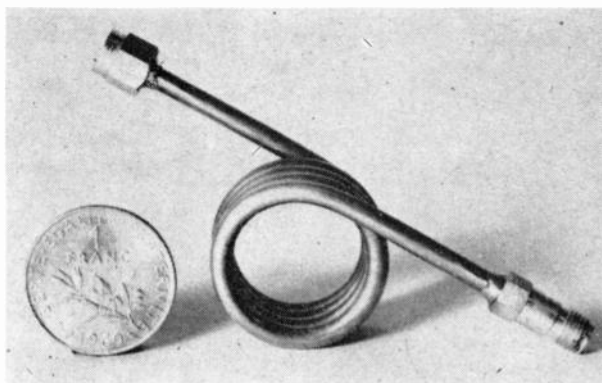
CABLE COAXIAL MINILEX DE GEOFFROY-DELORE

C'est un câble coaxial isolé au PTFE, de faibles dimensions et de caractéristiques HF très poussées.

Le conducteur intérieur est en cuivre ou en acier plaqué cuivre, le conducteur extérieur est en cuivre étiré recuit.

Ses fréquences maximales d'emploi sont de 25 000 MHz avec connecteur OSM et de 35 000 MHz avec connecteur OSSM. Son impédance est de 50 Ω .

Le pliage du câble n'apporte aucune perturbation de rapport d'onde stationnaire (après 10 pliages ROS : 1,2 à 10 GHz avec crête de l'ordre de 1,2).



La structure rigide de ces câbles permet la réalisation de câblages solides et reproductibles (équipement de matériels électroniques).

SYSTEMES OPTIQUES POUR CAMERAS DE TV COULEUR

Pour répondre à une demande croissante, BARR & STROUD Ltd produisent maintenant en série des systèmes dichroïques pour la télévision en couleur. Ces dispositifs séparateurs de couleurs répondent aux normes NTSC, PAL, SECAM, tant pour les prises de vue en direct que pour le télécinéma ou les circuits fermés.

Le séparateur complet permet l'analyse complète de l'image et procure trois informations de chrominance et une de luminance. Les signaux transmis permettent la compatibilité avec la réception en noir et blanc.

Les filtres dichroïques se présentent sous forme de cubes ou de plaques et répondent aux spécifications spectrales recommandées par le BBC Research Center, mais peuvent être fabriqués selon d'autres normes.

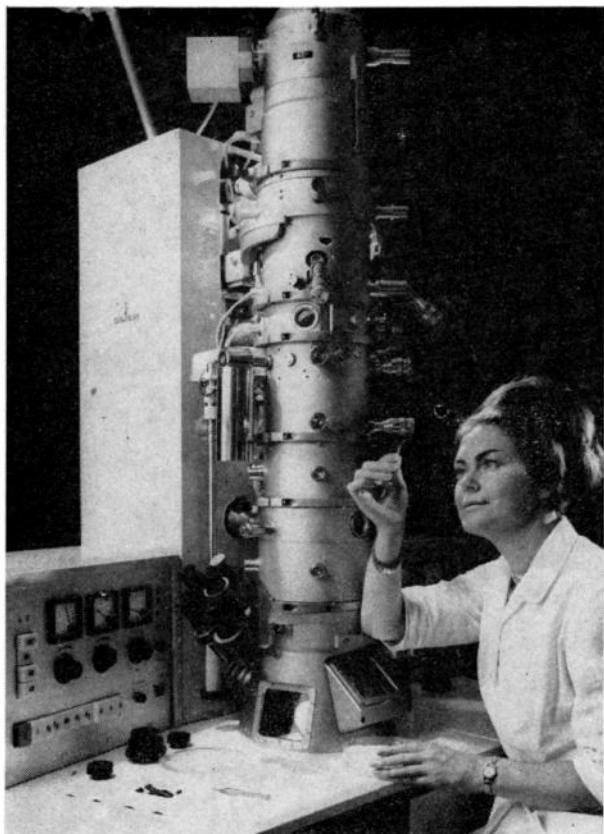
BARR & STROUD Ltd produisent aussi des filtres optiques interférentiels pour l'ultraviolet et le visible, ainsi que des composants optiques tels que : aluminure de calcium, fluorures de lithium et de baryum, trisulfure et triséleniure d'arsenic, etc.

Renseignements : O.E. Service, cercele le n° 413.

UN NOUVEAU MICROSCOPE ÉLECTRONIQUE SIEMENS

Un nouveau microscope électronique SIEMENS à hautes performances, l'Emiskop 101, a été présenté au cours d'une conférence de presse faite à Berlin au mois de juillet. Ce microscope livrable depuis peu, présente des améliorations importantes par rapport au type précédent. L'Emiskop 101 travaillant avec un grossissement électronique utile allant jusqu'à $\times 280\,000$ et possède un pouvoir séparateur garanti de 0,5 nm. A plusieurs reprises, on a même pu obtenir des pouvoirs séparateurs de 0,3 nm.

Les perfectionnements et les améliorations par rapport aux types précédents concernent l'ensemble de l'appareil. Ainsi, on a pu obtenir une stabilité nettement supérieure dans l'Emiskop 101 grâce à une construction améliorée de la table de travail et du canon à électrons. L'automatisation partielle des processus opératoires principaux rend l'utilisation du microscope plus simple. La constance élevée de la tension accélérant les électrons et celle de la vitesse du faisceau d'électrons limite le flou de l'image à une valeur négligeable. La nouveauté de l'appareil réside dans le fait qu'il est possible, par voie électromagnétique, de régler et d'ajuster les lentilles électroniques et de corriger l'astigmatisme. Le système de déflexion électromagnétique, outre son utilisation dans la focalisation, permet de concentrer le faisceau électronique qui peut être inversé pour l'observation en microscopie sur fond obscur. Le champ visuel d'observation est notablement augmenté grâce au nouvel écran fluorescent.



L'Emiskop 101 possède 5 grossissements échelonnés normalisés : $\times 285$, $\times 700$, $\times 2\,600$, $\times 10\,000$ et $\times 32\,000$. De plus, dans la plage $\times 1\,600$ à $\times 280\,000$, le grossissement est réglable de façon continue. En outre, l'image est encore agrandie 9 fois par une loupe binoculaire de telle façon que l'observation visuelle de l'image finale présente un grossissement global maximal d'environ 2,5 millions de fois. Sous l'écran fluorescent final pivotable vers le haut se trouve une chambre photographique incorporée. Normalement, l'image finale grossie électroniquement et optiquement est fixée sur des plaques photo-sensibles ou sur des pellicules. Le pouvoir séparateur élevé de l'Emiskop 101 permet la représentation distincte de détails ponctuels distants seulement de 0,3 nm. Par exemple, on peut même observer distinctement des macromolécules — comme celles des protéines.

A l'aide d'équipements supplémentaires spéciaux, on réalise le refroidissement, le chauffage, l'allongement de l'objet à examiner, sa rotation dans toutes les directions et à l'aide d'un spectromètre, des micro-analyses aux rayons X. Des dispositifs supplémentaires permettent une prise de vues cinématographiques ainsi qu'une transmission T.V. de l'image finale sur un écran.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 414.

MICROSCOPIES OBSERVABLES SUR ÉCRAN DE TV EN COULEUR

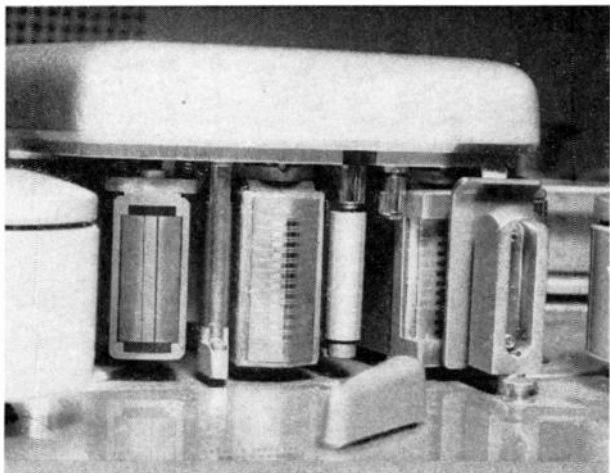
En collaboration avec la firme Carl ZEISS, SIEMENS a présenté au congrès d'hématologie qui s'est tenu récemment à Ulm, un microscope pour transmissions par télévision en couleur. Pour la première fois une telle transmission de vues microscopiques a été réalisée au cours d'un congrès scientifique. L'équipement présenté en démonstration se compose d'une caméra de télévision en couleur Siemens faisant corps avec un microscope Zeiss. L'image de la préparation observée est transmise en couleur sur plusieurs écrans par des câbles coaxiaux.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 415.

UNE IMAGE ET VINGT LANGUES

Les reportages sportifs olympiques de Mexico seront encore plus rapidement diffusés que ceux de Tokyo : les nouveaux satellites de télécommunications, en couleur, du type Intelsat III, mis sur orbite fin septembre, permettront des émissions vivantes. Les jeux seront enregistrés (son et image) sur bande et apparaîtront, décalés dans le temps, sur les écrans de télévision européens.

Le problème des commentaires en plusieurs langues est résolu de manière élégante par l'enregistreur à bande à 12 voies de l'AEG-TELEFUNKEN, qui a déjà fait ses preuves lors de jeux olympiques précédents. La photo montre la tête spéciale pour le son à douze voies du magnétophone M 10.

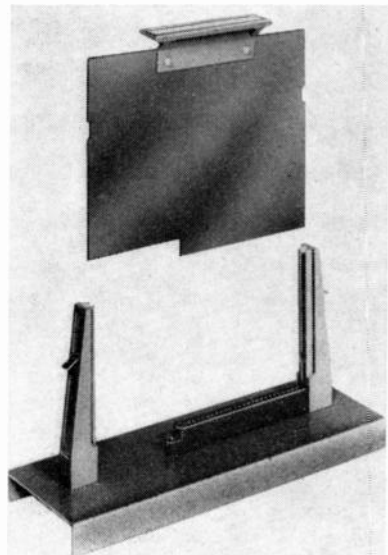


GUIDE-CARTE VERROUILLABLE

Le problème du verrouillage des cartes de circuit imprimé a été résolu par un nouveau guide-carte breveté par METOX.

Sans prendre plus de place qu'un guide-carte ordinaire, ce nouveau modèle comporte latéralement une petite pédale de déverrouillage. En insérant la carte, le dispositif se verrouille automatiquement, une simple pression exercée de haut en bas sur la petite pédale au moyen d'un crayon ou d'un outil de même forme, déverrouille la carte.

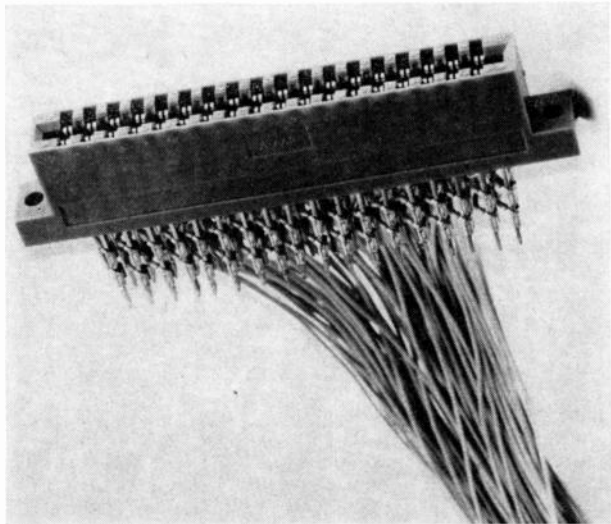
Il y a lieu également de remarquer la poignée de carte asymétrique permettant un gain de place appréciable.



Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 416.

CONNECTEUR AMP-EDGE POUR CIRCUITS IMPRIMÉS

Ce connecteur a été étudié pour équiper les cartes de circuits imprimés simple ou double face. Il présente la particularité d'accepter des cartes dont l'épaisseur peut être comprise entre 1,5 et 1,8 mm grâce à ses ressorts de contacts en bronze phosphoreux doré sur nickel, étudiés pour que le rapport force de contact/fléchissement du ressort demeure relativement constant dans de larges limites.



Ce connecteur existe dans les quatre séries correspondant à des entraxes entre contacts de 2,45, 3,81, 3,96 et 5,08 mm avec de nombreuses combinaisons du nombre des circuits.

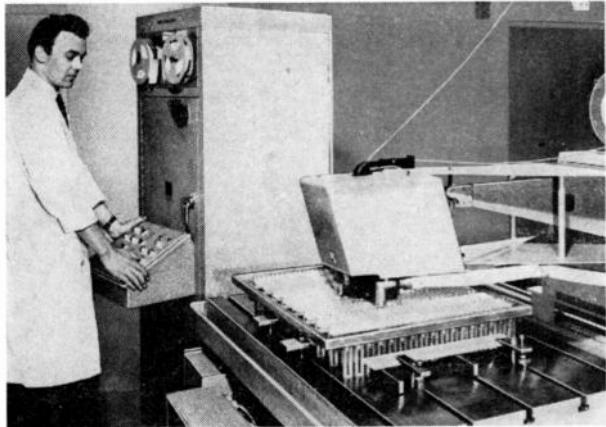
Réalisé en polycarbonate chargé de verre, le boîtier peut recevoir des contacts avec queues à souder sur fil ou sur carte, des contacts avec broche pour câblage par clip **TERMI-POINT**. Ces broches sont également compatibles avec le câblage par connexion enroulée.

L'intensité maximale admissible par contact est de 3 A.

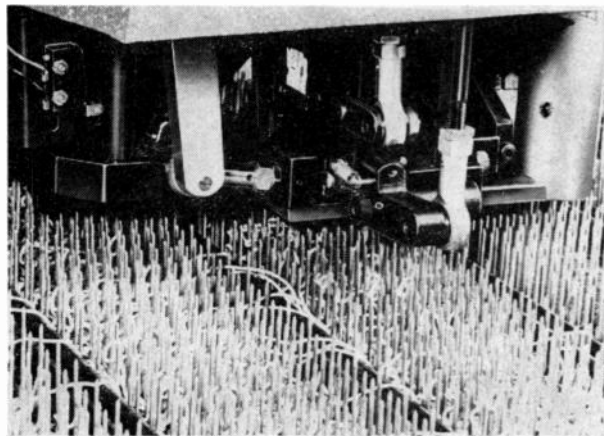
Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 417.

MACHINE AUTOMATIQUE TERMI-POINT AMP

Cette machine est destinée au câblage automatique point à point de panneaux à haute densité de câblage. Elle est programmée par bande perforée à huit pistes commandant le déplacement du panneau sous l'outil dans un plan horizontal. La machine recherche la broche à connecter, réalise la connexion à l'aide d'un clip à la première extrémité du



Machine automatique termi-point



Nez de la machine automatique termi-point

fil, puis se déplace en déroulant le fil, le coupe et exécute la deuxième connexion à l'endroit prévu par le programme et ceci en moins de 20 s. Elle utilise indifféremment du fil souple ou rigide.

A titre de comparaison, s'il faut 600 h à un câbleur et 400 h à une machine à câbler pour équiper un panneau, la machine automatique **TERMI-POINT** fera le même travail en 20 h : en effet, dans le câblage à haute densité, le temps mis pour effectuer la connexion est négligeable devant le temps mis à la recherche et au repérage des points à connecter.

Cette machine utilise la technique **TERMI-POINT AMP**. Ce système met essentiellement en œuvre un clip et une broche **TERMI-POINT** : le fil se trouve appliqué avec force par le clip sur l'une des faces de la broche. Pendant le mouvement de glissement du clip sur la broche, il se produit un auto-nettoyage des surfaces en contact et l'on obtient une connexion étanche aux gaz, résistant aux chocs et aux vibrations. La connexion peut être démontée par la suite, si nécessaire, sans toucher aux connexions contiguës et quelle que soit sa position sur la broche qui peut recevoir de 1 à 3 clips.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 418.

NOUVEAUTÉS TEK-ELEC

TEK-ELEC présente :

- SES VOLTMÈTRES NUMÉRIQUES SÉRIE TE 315.
classe $\pm 5.10^{-5}$.
- Impédance d'entrée supérieure à 1 000 M Ω .
- Linéarité $\pm 0,005 \%$.



Voltmètre numérique TE 315

— 8 tiroirs utilisables 2 à 2 : préamplificateur, convertisseur CC/CC, ohmmètre, ratiomètre, changeur automatique de gammes, facteur multiplicatif d'échelle, correcteur de faux zéro, détecteur de niveau haut et bas.

● SON INDICATEUR NUMÉRIQUE DE TABLEAU TE 340.

Premier indicateur numérique de tableau à trois chiffres permettant de faire à la fois des mesures de tension, de courant, de résistance, de PH, de très grandes températures, etc.



Indicateur numérique de tableau TE 340

L'appareil ne comprend qu'un seul circuit imprimé sur lequel il y a 35 éléments actifs, ce qui lui donne une fiabilité et une facilité de dépannage très grandes.

Il permet de mesurer :

- les tensions depuis 19,99 mV jusqu'à 999 V, avec une résolution de 10 μ V et une impédance d'entrée supérieure à 1000 M Ω ;
- des courants depuis 100 nA jusqu'à 199 mA avec une résolution de 100 pA ;
- des résistances depuis 199 Ω jusqu'à 19,9 M Ω .

Un chiffre 1 supplémentaire, permet un dépassement jusqu'à la valeur de 1 999 ; au-dessus, le chiffre 1 se met à clignoter, ce qui indique un dépassement.

- Indication automatique de polarité.
- Sortie sur imprimante en code B C D et déclenchement à distance.
- Réglage du 0 et du maximum par deux potentiomètres sur la face avant.

Cet appareil est destiné à remplacer tous les appareils à aiguilles lorsqu'on a besoin d'une précision $\pm 10^{-3}$.

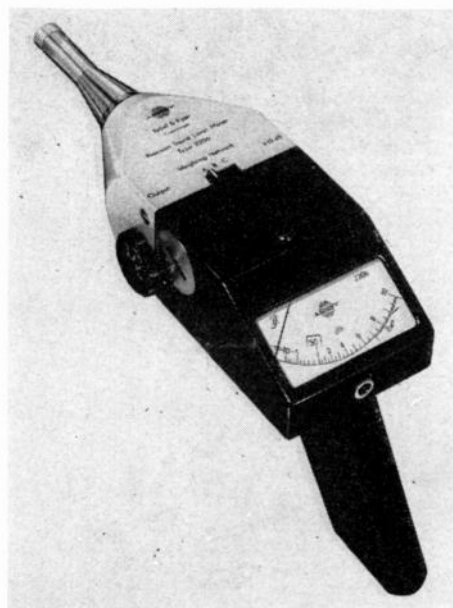
Le nouveau modèle TE 340-13, avec une résolution de 10 μ V permet de s'adapter directement aux capteurs de température, de pression, etc.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 419.

SONOMÈTRES DE PRÉCISION, BRUEL ET KJØR

Le nouveau sonomètre 2206 satisfait à CEI R 179 et DIN 45 633 pt. 1. sur les sonomètres de précision.

L'appareil est petit, maniable et comporte une grande échelle de lecture inclinée avec affichage direct de la position de l'atténuateur, ce qui rend les lectures particulièrement faciles.



Le sonomètre 2206 emploie un microphone-condensateur 1/2" dont la tension de polarisation est 28 V ; il est alimenté à partir d'une seule pile, de type courant. Cet appareil a été réalisé pour répondre au besoin maintes fois manifesté d'avoir un sonomètre peu coûteux, maniable et appartenant à la classe « précision ».

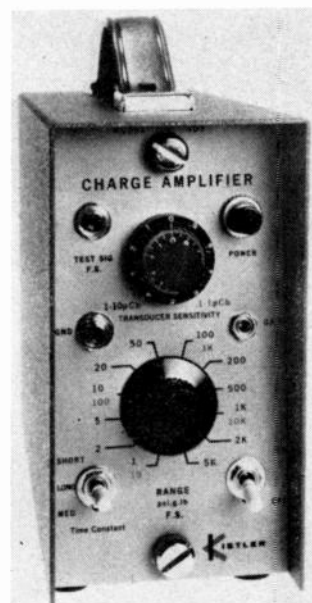
BRÜEL et KJØR ont réalisé d'autres sonomètres dont le sonomètre de précision pour impulsions 2204. Outre la caractéristique « impulsion », ce sonomètre comporte une position « retenue » ce qui signifie que l'aiguille de l'instrument restera pointée sur la déviation maximale atteinte, lorsque le bruit aura cessé.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 420.

LES NOUVEAUX AMPLIFICATEURS DE CHARGE KISTLER

Après avoir fait leurs preuves aux U.S.A., les amplificateurs de charge type 503 et 504A sont maintenant introduits sur le marché européen.

Les deux modèles ont un transistor différentiel à effet de champ à 150 V de tension de claquage, ce qui évite que le transistor ne soit détruit par les charges électrostatiques du câble. Le transistor différentiel confère à ces nouveaux amplificateurs une excellente stabilité.



Le nouvel amplificateur de charge 503 avec transistor différentiel à effet de champ à haute tension de claquage. Les 12 gammes sont étalonnées en unités mécaniques pour la pleine échelle. Etalonneur de charge incorporé.

Les deux types ont 12 gammes étalonnées. La tension de sortie est de ± 10 V ; le courant de sortie maximal est de $20 \pm$ mA. La gamme de fréquence (du quasistatique jusqu'à 150 kHz) n'est pas influencée par des signaux faibles et de longs câbles d'entrée.

Le type 503 est construit spécialement pour utilisation avec des enregistreurs non étalonnés. La tension de sortie qui correspond à la gamme choisie peut varier entre 1 et 10 V pour l'ajuster à l'enregistreur. Le réglage de sensibilité est couplé à un étalonneur de charge incorporé qui se trouve automatiquement commuté sur la gamme choisie.

Le type 504A a été construit spécialement pour la combinaison avec les oscilloscopes à rayons cathodiques. Quand le « facteur d'étalonnage » est ajusté à la sensibilité du capteur utilisé, les 12 gammes sont étalonnées en unités mécaniques par volt de sortie. Avec des filtres, la réponse en fréquence peut être modifiée suivant les besoins de la mesure.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 421.

COURS DE PERFECTIONNEMENT

SÉMINAIRES DE CHIMIE DE L'ÉTAT SOLIDE

Hiver 1968-1969

Ces séminaires sont placés durant l'hiver 1968-1969, sous l'égide de MM. les Professeurs MICHEL et LACOMBE avec le thème central suivant : « Influence des changements de phase sur les propriétés physiques des corps solides ». L'entrée est gratuite et aucune inscription n'est nécessaire. La première demi-journée d'études aura lieu le jeudi 12 décembre à 14 h à l'amphithéâtre A de l'Ecole Nationale Supérieure de Chimie de Paris avec les exposés suivants :

— Conséquences structurales de la transformation $\alpha \rightarrow \gamma \rightarrow \alpha$ du fer. Application à la préparation de monocristaux (D. POLLNOW et R. PENELLE, Centre de Recherches Métallurgiques de l'Ecole des Mines de Paris).

— Influence des transformations $\alpha/\alpha+\gamma/\gamma$ sur les phénomènes d'autodiffusion du fer et du chrome radioactifs dans les alliages fer-chrome (0 à 15 % Cr) (Mme A.M. HUNTZ, P. GUIRALDENQ et M. AUCOUTURIER, C.R.M. de l'Ecole des Mines de Paris).

— Etude des transitions magnétiques dans les nitrures pérovskite Mn_3ZnN , Mn_3CuN et Mn_3NiN et leurs solutions solides (R. MADAR, G. LORTHIOIR, Mme FRUCHART, M. BARBERON et R. FRUCHART, Centre d'Etudes de Chimie Métallurgique du CNRS, Vitry).

— Changements de phase et propriétés magnétiques dans les solutions solides entre phosphures de manganèse, fer, cobalt et nickel du type M_2P (A. ROGER, J.-P. SÉNATEUR et R. FRUCHART, Centre d'Etudes de Chimie Métallurgique du CNRS, Vitry).

D'autres demi-journées d'études auront lieu durant les premiers mois de 1969 avec notamment des exposés de chercheurs de l'IRSID, du CNRS (Bellevue) et de centres de recherche privés. Les personnes ayant des travaux de recherche originaux à exposer sont priées de se mettre en rapport avec M. SUCHET, téléphone 626.07.50, poste 21.98.

Les conférences prononcées au cours de ce séminaire seront publiées par les Editions Masson, 120, bd Saint-Germain, Paris-6^e.

Le volume I (séminaire 1966-67) paraîtra dans les premiers mois de 1969 par suite de difficultés avec l'éditeur.

Le volume II (séminaire 1967-1968) : Croissance de composés minéraux monocristallins, avec préface de M. le Professeur MICHEL, paraîtra en janvier 1969 et peut dès maintenant être retenu.

COURS DE TECHNOLOGIE DES EXPÉRIENCES SPATIALES

Mars 1969

Le C.N.E.S. et le C.N.R.S. organisent, dans le cadre de l'enseignement préparatoire aux techniques de la recherche, un cours portant sur la technologie des expériences spatiales.

Placé sous la direction du Professeur J.E. BLAMONT, directeur du service d'aéronomie du C.N.R.S., cet enseignement a pour but de permettre aux chercheurs, ingénieurs et étudiants préparant un diplôme d'études approfondies d'astronomie, astrophysique, aéronomie, physique du globe, biologie, etc., d'acquérir les connaissances indispensables pour concevoir et réaliser des expériences à l'aide d'un véhicule spatial (ballon, fusée, satellite).

Ce cours, qui sera dispensé sous forme de conférences, démonstrations et travaux pratiques par des professeurs de Facultés des Sciences, des chercheurs du C.N.R.S., des ingénieurs du C.N.E.S., de l'industrie privée et de divers organismes d'Etat, comportera, d'une part, un enseignement commun :

- Les moyens mis à la disposition des chercheurs ;
- La conception de l'expérience et les essais à prévoir ;
- La préparation d'une expérience ;

et d'autre part, deux options de spécialisation :

- Les transmissions et le traitement des informations ;
- Les systèmes et sous-systèmes de fusées et satellites.

Pour l'année universitaire 1968-69, les cours et travaux pratiques auront lieu à temps complet du 11 au 28 mars 1969, au Centre Spatial de Brétigny (Essonne). A l'issue de ce cours, un stage de deux jours est prévu les 31 mars et 1^{er} avril 1969 au Centre de Lancement de Ballons à Aire-sur-l'Adour (Landes) ; les frais sont pris en charge par le C.N.E.S.

Le nombre des auditeurs français et étrangers est limité à 30. Les auditeurs étrangers devront parler couramment la langue française. Aucun droit d'inscription n'est exigé.

Les demandes d'inscription doivent être adressées avant le 15 décembre 1968 au Centre National d'Etudes Spatiales — Division des Relations Universitaires — 129, rue de l'Université, Paris-7^e.

COURS TÉLÉVISÉS DU C.N.A.M. SUR LA 2^e CHAÎNE DE L'O.R.T.F.

Le Conservatoire National des Arts et Métiers est un établissement d'enseignement supérieur technique dont les cours, donnés en dehors des heures de travail, permettent à des personnes déjà engagées dans la vie professionnelle, d'accroître leurs connaissances ou de les mettre à jour et de préparer des diplômes, notamment des diplômes d'ingénieur.

Comme l'année dernière les enseignements ci-après du Conservatoire National des Arts et Métiers seront diffusés sur la seconde chaîne de télévision de l'O.R.T.F. :

— *Eléments de mathématiques.* — Ce cours permet de réviser ou d'acquérir des connaissances du niveau mathématiques élémentaires, il est préparatoire au cours de Mathématiques générales du Conservatoire.

Il sera diffusé le jeudi et le samedi de 18 h 15 à 19 h 15 sur l'ensemble du réseau O.R.T.F. 2^e chaîne, à partir du 7 novembre.

— *Electronique fondamentale.* — Ce cours d'initiation suppose acquises des connaissances de mathématiques et de physique correspondant au baccalauréat.

Il sera diffusé le mardi et le vendredi de 18 h 15 à 19 h 15 sur l'ensemble du réseau O.R.T.F. 2^e chaîne, à partir du 5 novembre. Il sera rediffusé les mêmes jours, avec une semaine de décalage, de 14 h à 15 h.

— *Informatique générale.* — Ce cours permet de s'initier au fonctionnement et à l'utilisation des machines mathématiques. Il est du même niveau que le précédent.

Il sera diffusé le lundi et le mercredi de 18 h 15 à 19 h 15 sur l'ensemble du réseau O.R.T.F. 2^e chaîne, à partir du 18 novembre.

— *Initiation aux mathématiques modernes.* — Ces conférences permettent de s'initier, sans connaissances préalables spéciales en mathématiques, aux mathématiques dites modernes (ensembles, relations, opérations, grandes structures algébriques...). Elles ne conduiront pas à un examen de fin d'année.

Elles seront diffusées le samedi de 11 h à 12 h à partir de janvier 1969 sur le réseau O.R.T.F. 2^e chaîne couvert par les émetteurs de Paris et de Lille.

Les téléspectateurs pourront se procurer des documents d'accompagnement et, dans certaines villes, fréquenter des groupes « TÉLÉ-CNAM » où ils pourront suivre des exercices dirigés complétant le cours télévisé.

Les téléspectateurs pourront se présenter aux examens de fin d'année scolaire du Conservatoire.

Une notice détaillée est envoyée gratuitement en écrivant à TÉLÉ-CNAM, B.P. 262, 75-Paris R.P.

COMPTE RENDU DU PREMIER SYMPOSIUM INTERNATIONAL SUR LE CALCUL ANALOGIQUE ET HYBRIDE APPLIQUÉ À L'ÉNERGIE NUCLÉAIRE

Le premier Symposium International sur le Calcul Analogique et Hybride appliqué à l'Énergie Nucléaire vient de se terminer au Palais des Congrès de Versailles. Il a réuni 240 spécialistes représentant 15 pays. Ce succès, indique, sans équivoque, l'intérêt, pour le développement de l'Énergie Nucléaire, d'utiliser cette technique récente qui n'a commencé à se développer que vers 1966.

La technique d'utilisation simultanée du calcul analogique et du calcul numérique autorise à la fois l'étude d'un phénomène ou d'un système physique comportant un nombre très important de paramètres, l'analyse du système étudié dans le minimum de temps et par conséquent au moindre coût ; c'est ainsi que, dans un cas précis cité par le Docteur VICHNEVETSKY de l'Université de Princeton, un problème concernant la construction d'une centrale nucléaire a pu être traité en 15 jours sur une machine hybride alors qu'il aurait fallu quatre ou cinq ans pour le résoudre sur une machine numérique. Cette technique permet enfin le calcul précis des paramètres ou points particuliers choisis préalablement ou non.

Ce Symposium aura permis de témoigner des réalisations et prouesses de cette technique qui s'inscrit déjà comme un concurrent redoutable des ordinateurs classiques pour toutes les études concernant les systèmes évolutifs.

Dans son discours inaugural, M. Maurice ALLEGRE, Délégué Général Adjoint à l'Informatique, a rappelé que, dans cette discipline de calcul, un matériel européen compétitif est disponible : une machine analogique TELEFUNKEN couplée avec un matériel numérique de la COMPAGNIE INTERNATIONALE D'INFORMATIQUE (C.I.I.). Afin d'aider au développement de ces techniques de calcul, M. WEILL, Chef du Service d'Électronique des Réacteurs et responsable du Calcul Analogique et Hybride au Commissariat à l'Énergie Atomique, a proposé, dans son allocution de clôture, la création d'un Club International d'échange de méthodes et de programmes.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

CHAÎNE DE PRODUCTION DE 40 m DE LONGUEUR À L'ÉLECTRONICA 68 DE MUNICH

Une chaîne de production de sous-ensembles électroniques de 40 m de longueur, en activité a constitué une des principales attractions de l'Electronica 68. Elle avait un

caractère absolument inédit, attendu que les appareils, les machines et les unités qui la composaient provenaient de plus de vingt entreprises différentes. Elle coordonnait toutes les phases de réalisation des cartes imprimées pour appareils électroniques, depuis le magasin de matières premières jusqu'à la dernière opération de contrôle.

Elle comprenait les opérations suivantes :

Découpage des groupes de cartes — Impression sérigraphique du film protecteur — Séchage dans un four à circulation continue — Décapage, rinçage et séchage dans deux automates — Impression sérigraphique du vernis de protection entre les conducteurs — Dorure des broches de contact — Séparation des cartes — Exécution des perforations — Application du vernis à souder — Montage des composants — Bain de soudure — Contrôle — Mise en place des connexions — Contrôle final — Emballage.

Les postes de perforation à commande numérique, les postes de contrôle et les postes de montage ont intéressé les professionnels. Les postes de montage disposaient en partie d'équipements ultra-modernes, par exemple projecteurs automatiques de diapositives illustrant, étape par étape, l'insertion des composants.

Un hall était réservé en propre à cette chaîne de fabrication qui concrétisait parfaitement la « Pratique de la Production ».

C'est la première fois qu'une chaîne-transfert aussi imposante complète le programme d'un salon international.

LE CENTRE INTERNATIONAL DE CONTRÔLE DE TRAFIC AÉRIEN DE MAASTRICHT

CSF, associée à PLESSEY RADAR (Grande-Bretagne) et AEG TELEFUNKEN (Allemagne), vient d'être retenue par l'agence EUROCONTROL pour la fourniture et l'installation d'un système automatique de traitement et de présentation des données destiné au premier centre international de contrôle du trafic aérien d'EUROCONTROL à Maastricht (Pays-Bas).

Ce centre, doté d'un degré élevé d'automatisation, contrôlera le trafic dans l'espace aérien supérieur au-dessus de la Belgique, de l'Allemagne, de la Hollande et du Luxembourg. Il constituera le centre de contrôle du trafic aérien le plus élaboré et s'appuiera sur les techniques les plus récentes en matière d'ordinateur.

Le consortium CSF, PLESSEY RADAR, TELEFUNKEN a été créé en 1963. A l'époque, ces trois compagnies, spécialistes des questions de contrôle du trafic aérien, s'associèrent pour fabriquer et mettre au point le simulateur radar le plus moderne du monde, destiné au centre expérimental EUROCONTROL de Brétigny.

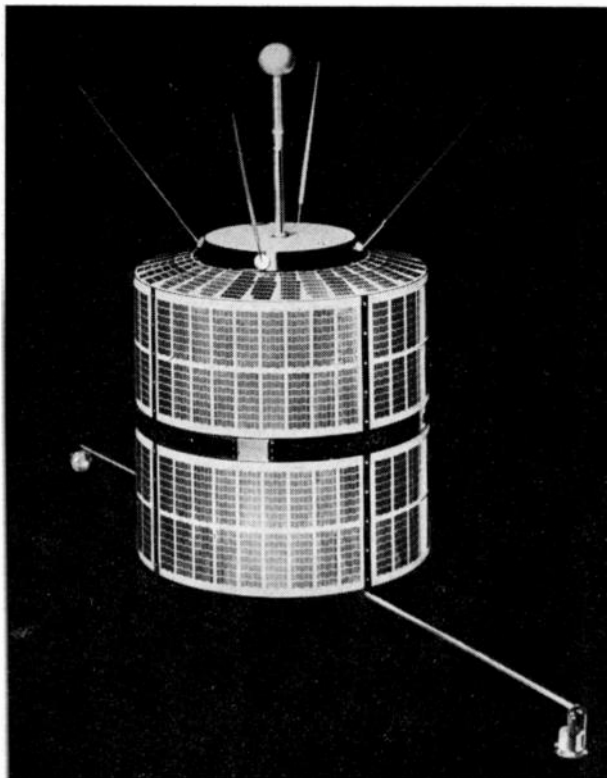
Les trois sociétés sont restées liées depuis lors en vue de satisfaire les besoins d'EUROCONTROL et ont créé en 1967 une filiale commune établie en Belgique sous le nom d'EUROSYSTEMS S.A. et destinée principalement à fournir à EUROCONTROL des services d'analyse de systèmes et de programmation de calculateurs.

LE SATELLITE ESRO I, RÉALISÉ PAR LCT, VIENT D'ÊTRE LANCÉ AVEC SUCCÈS

Le satellite ESRO I a été lancé le 3 octobre 1968 à 13 h 50 (heure locale) — 20 h 50 GMT, — par une fusée SCOUT à partir du Centre d'essais américain de Vandenberg (Californie).

Le Laboratoire Central de Télécommunications (L.C.T.), maître d'œuvre du projet, a réalisé à ce titre l'intégration des équipements de bord, tant de sa propre fabrication que de celle des laboratoires scientifiques et de certains sous-traitants.

L.C.T. était assisté de deux coopérants : BELL TELEPHONE MANUFACTURING Cy (Anvers) chargé de l'ensemble des alimentations du satellite en énergie électrique et CONTRAVES AG (Zurich) responsable de la structure, de l'étude de l'équilibre thermique et de la stabilisation magnétique d'attitude.



Le satellite ESRO I

Réalisé pour le compte du Centre Européen de Recherche Spatiale (ESRO/CERS), ESRO I est un satellite de 85 kg dont la charge utile est constituée par huit expériences scientifiques destinées à recueillir des informations sur certains phénomènes physiques de l'ionosphère dans la région polaire de l'hémisphère Nord.

Le Laboratoire Central de Télécommunications est engagé dans de nombreux projets spatiaux tant pour l'organisation internationale INTELSAT que pour les administrations françaises et européennes.

LA COMPAGNIE INTERNATIONALE POUR L'INFORMATIQUE A LANCÉ L'ORDINATEUR UNIVERSEL IRIS 50

IRIS 50 est le premier ordinateur universel de moyenne puissance entièrement conçu et réalisé en France dans le cadre du Plan Calcul; c'est le premier ordinateur commercialisé de la gamme IRIS depuis la signature, entre l'Etat et CII, jusqu'alors connue sous le nom provisoire de gamme P de la Convention du Plan Calcul (avril 1967).

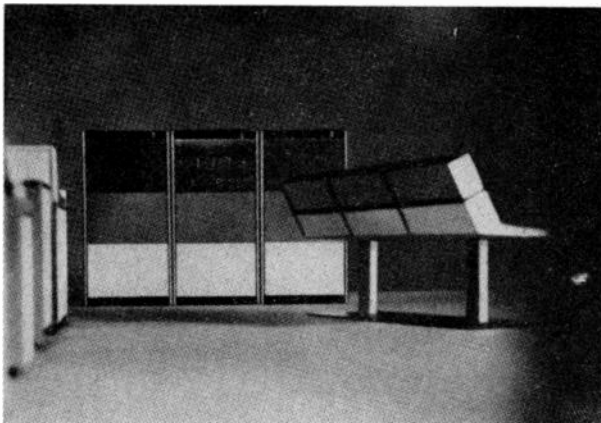
La vocation universelle de IRIS 50 va au-delà d'une évolution annoncée dans les ordinateurs de la 3^e génération. Elle offre actuellement la souplesse d'utilisation face à des problèmes très diversifiés (travaux de gestion, de calcul scientifique, traitement en temps réel et télé-informatique) qui n'était offerte jusqu'à maintenant qu'au niveau des systèmes de grande puissance.

L'universalité de IRIS 50 résulte de la conception systématiquement modulaire, tant en ce qui concerne l'ordinateur proprement dit que son système d'utilisation (le software). IRIS 50 se bâtit autour d'une structure de base commune à tous les modèles de la gamme IRIS, et originale pour des ordinateurs de moyenne puissance. Cette structure distingue les fonctions différentes jusqu'à maintenant regroupées dans l'unité centrale: fonction mémorisation des données et des programmes, fonction exécution des instruc-

tions, fonctions échanges entre les organes centraux et l'environnement, périphériques ou terminaux à distance.

Le software de IRIS 50 procède de la même philosophie de modularité: il offre un ensemble universel d'aides à l'exploitation et à la programmation dans lequel l'utilisateur sélectionne les modules dont il a besoin pour constituer automatiquement le software personnalisé ajusté à ses travaux. L'ensemble de ces aides couvre toutes les applications de gestion, de calcul scientifique, de traitement en temps réel et de télé-informatique, et il est conçu pour la multiprogrammation, c'est-à-dire l'exécution planifiée et simultanée de travaux indépendants.

IRIS 50, par ses caractéristiques techniques, se place à la pointe de la compétition internationale. Sur le plan techno-



L'ordinateur Iris 50

logique, il fait appel aux circuits multicouches, aux circuits intégrés au silicium (temps de traversée 15 μ s, aux tores de ferrite au lithium, développés pour travailler dans des conditions climatiques sévères (cycle de la mémoire: 0,95 μ s).

La structure modulaire de IRIS 50, qui distingue les trois fonctions de l'unité centrale et les affecte à des organes autonomes, rapides par leur technologie, permet d'atteindre un niveau remarquable de performances: à titre d'exemple, simultanément les unités d'échanges assurent un débit d'informations en provenance de l'environnement au rythme de 1 500 000 octets par seconde, l'unité de commande déroule les programmes à la vitesse de 150 000 instructions par seconde, la mémoire dialogue avec ces éléments au rythme de 8 000 000 d'octets par seconde.

Ainsi se trouve réalisé un équilibre exceptionnel entre les puissances des divers organes, d'où résulte l'optimisation du rendement global de l'ordinateur.

Enfin, la modularité du système offre la possibilité d'ajuster les organes au niveau exact des besoins: par exemple, la mémoire croît par paliers de 16 384 octets jusqu'à 262 144 octets, et les unités d'échanges croissent par paliers de 4 canaux jusqu'à 128 canaux simultanés et banalisés.

Avec IRIS 50, dont les premiers exemplaires seront opérationnels à la fin de 1969, CII compte prendre une part significative du marché national des ordinateurs de moyenne et grande puissance, et étendre sa position à l'étranger.

VIE DES SOCIÉTÉS

T.R.T. ET LA TRANSMISSION DE DONNÉES

La transmission de données, qui permet des liaisons à distance entre l'homme et l'ordinateur, s'est affirmée, depuis un certain temps, comme le complément indispensable des

calculateurs et de leurs équipements périphériques, permettant d'acheminer sur des supports de télécommunications de type classique, des informations disponibles sous forme numérique, dans les meilleures conditions de rapidité, de sécurité et d'économie. Nous assistons seulement en France au démarrage de ce nouveau service ainsi qu'à une prise de conscience de son importance considérable sur la rentabilité et l'amélioration de la productivité des entreprises.

Pour faire face à ce marché potentiel, la Société T.R.T. (Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques), consciente des solutions nouvelles ainsi offertes, a étudié, réalisé et diffusé une gamme de matériels — modems, systèmes et terminaux — destinée à fournir aux utilisateurs tous les moyens nécessaires pour résoudre les problèmes de comptabilité centralisée, de gestion de stocks, d'interrogation de fichiers ou de calcul scientifique.

Les modems T.R.T. couvrent toute la gamme des rapidités normalisées par le CCITT (200, 600, 1 200, 2 400 et 4 800 bits par seconde), et sont agréés par l'Administration française des P.T.T. Dans le domaine des systèmes et des terminaux, T.R.T. offre, avec le S 612 — équipement de transmission avec détection et correction des erreurs —, avec le CD 612 — console d'interrogation ou de dialogue avec calculateurs —, avec le V 625 — système de visualisation couleur —, avec ses écrans de visualisation classiques, de grandes possibilités de réalisation et d'implantation de réseaux de données « on-line » et « off-line ».

De vastes réseaux de données, constitués par des entreprises industrielles et nationalisées, des administrations ou des grands organismes militaires, pour des applications les plus diverses, sont équipés par T.R.T., dont la place prédominante dans le domaine de la transmission de l'information est ainsi de plus en plus affirmée.

ACCORDS ENTRE S.E.C.R.E. ET SIGNATRONIC

Aux termes d'accords conclus avec SIGNATRONIC Co Ltd de New York, la SOCIÉTÉ D'ÉTUDES ET DE CONSTRUCTIONS ÉLECTRONIQUES (S.E.C.R.E.) assure en France la commercialisation, l'installation et l'assistance technique de tableaux de téléaffichage « Signaltron » destinés à l'affichage d'informations dans les aéroports, gares de chemins de fer, hippodromes, bourses de valeurs, etc.

Les téléindicateurs « Signaltron » fonctionnent par système à palettes. L'affichage d'informations sur les tableaux peut se faire à toutes distances, en version manuelle, semi-automatique ou automatique. Dans ce dernier cas, le téléaffichage s'effectue au moyen de commutateurs rotatifs, en code binaire et avec cartes perforées.

Un tableau d'information de ce type a déjà été installé par S.E.C.R.E. à l'Agence de la PAN AMERICAN WORLD AIRWAYS à l'aéroport d'Orly.

Les tableaux « Signaltron » fonctionnent depuis des années dans les aéroports, aéroports, gares ferroviaires et routières, stades, hippodromes et salles de bourses du monde entier.

Les accords conclus entre S.E.C.R.E. et SIGNATRONIC sont particulièrement intéressants puisqu'ils permettent au département « traitement de l'information et transmission de données » que la société française a plus spécialement développé, d'assurer la visualisation par le système Display Automatic connu par la haute sécurité de ses informations alphanumériques.

COMPAGNIE DES COMPTEURS

M. Raymond Maurice DOUMENC, président directeur général de la COMPAGNIE DES COMPTEURS, 47 ans, Ingénieur en Chef des Mines, précédemment vice-président, a remplacé M. Pierre HEELEY, nommé président d'honneur.

M. Raymond Maurice DOUMENC est par ailleurs directeur général adjoint de la Banque de Paris et des Pays-Bas.

IMPLANTATION D'UN RÉSEAU NATIONAL DE DISTRIBUTEURS AGRÉÉS R.T.C.

Depuis longtemps, la RTC avait reconnu la nécessité de posséder un véritable réseau de distributeurs locaux pouvant mettre à la disposition de la clientèle de son secteur une assistance technico-commerciale dynamique et efficiente et possédant, d'autre part, un stock susceptible de satisfaire rapidement ses besoins immédiats de faible et moyenne importance.

Connaissant le nombre d'articles à référencer — plusieurs milliers au minimum —, il est facile d'imaginer les obstacles à surmonter dans chaque cas : solidité financière, locaux adaptés, etc.

Tous ces problèmes ont maintenant trouvé leurs solutions et le Service « Distributeurs », créé à cette occasion au sein de la R.T.C., s'est aussitôt attaché à les concrétiser.

Le réseau R.T.C. « Distribution » va donc dès maintenant apporter aux utilisateurs sa compétence, sa souplesse et la rapidité de son service pour l'exécution immédiate sur stock des commandes de faible et moyenne importance. Il documentera et mettra en relation avec R.T.C. de nombreux utilisateurs avec lesquels il était jusqu'ici difficile d'établir le contact. Il se présentera ainsi comme le prolongement de la R.T.C. Son information, sa cohésion et ses relations avec les différents départements intéressés seront, bien entendu, assurées par le nouveau Service « Distributeurs ».

Octobre 1968 a vu le démarrage de cette nouvelle activité.

La R.T.C., de son côté, maintiendra comme par le passé ses contacts avec l'ensemble de sa clientèle, contact renforcé par le service complémentaire que le nouveau réseau de distributeurs lui permettra d'assurer à l'industrie électronique.

REPRÉSENTATION DE TÉLÉQUIPEMENT PAR R.T.I.

Les RELATIONS TECHNIQUES INTERCONTINENTALES (R.T.I.), 124, av. de Malakoff, Paris-16^e, du groupe TEKTRONIX, sont maintenant distributeurs exclusifs des produits de « Télééquipement » (précédemment représenté par ANTARES-RADIO EQUIPEMENT) et notamment l'oscilloscope type MINOR, simple faisceau, monobloc (0-30 kHz), de prix très concurrentiel.

ACCORD ENTRE S.E.C.R.E. ET PRÉCIS

Dans un souci de rationalisation de ses productions, la Société PRÉCIS a décidé de confier à S.E.C.R.E. la réalisation des lignes à retard figurant à son catalogue.

Aux termes de cet accord, la Société PRÉCIS assure la gestion des affaires en cours et informe sa clientèle de la reprise de cette activité par S.E.C.R.E. Passée cette période de transition, des contacts techniques et commerciaux pourront s'établir directement.

Rappelons que la gamme des lignes à retard S.E.C.R.E. comprend :

— les lignes à constantes réparties, de quelques nanosecondes à plusieurs microsecondes, caractérisées par des fronts de montée propres de 7 à 15 % de la valeur du retard. Parmi celles-ci, toute la gamme des lignes à retard utilisées pour la télévision couleur.

— les lignes à constantes localisées, de quelques dizaines de nanosecondes à plusieurs dizaines de microsecondes. Ces lignes sont caractérisées par de très hautes performances (bandes passantes de plusieurs centaines de kilohertz à plusieurs mégahertz), et des dimensions réduites.

— les lignes à retard à prises et ligne à retard continuellement variables, utilisant des procédés technologiques divers.

REPRÉSENTATION DE SAHAGEN INDUSTRIES PAR TRANCHANT ÉLECTRONIQUE

TRANCHANT ELECTRONIQUE complète sa gamme de semi-conducteurs en assurant, à dater du 1^{er} novembre 1968, la représentation en France de la firme SAHAGEN INDUSTRIES.

Parmi les composants fabriqués par cette firme nous citerons :

— Des transistors de puissance NPN au silicium admettant des courants de 2 à 100 A. (Une réalisation particulièrement intéressante : une série de transistors 10 A en boîtier TO5).

— Des diodes Zener compensées en température avec des tensions de 6,2 V à 49,6 V.

— Des diodes PNP à deux états stables, destinées à être utilisées en commutateurs.

Les spécialistes de TRANCHANT ELECTRONIQUE sont dès maintenant en mesure de répondre aux demandes d'informations techniques et commerciales concernant ces produits.

Renseignements : O.E. service, cerclez le n° 422.

INTÉGRATION DE L.T.E. AU SEIN DE LA S.E.C.R.E.

La SOCIÉTÉ D'ETUDES ET DE CONSTRUCTION ELECTRONIQUES (S.E.C.R.E.) qui avait déjà des intérêts dans LES TÉLÉTRANSMISSIONS ELECTRONIQUES (L.T.E.), 1, rue d'Argenson, Paris-8^e, a pris le contrôle de cette Société et assure depuis septembre 1968, au 214, rue du faubourg Saint-Martin, le service après-vente des matériels distribués par L.T.E., tout en poursuivant son activité commerciale pour les émetteurs-récepteurs de faible puissance, les talkie walkie, les télécommandes de pont roulant et de locomoteur, les matériels de télécommunication pour les mines (trolleyphones, picophones, gigaphones, cagephones).

Cette intégration permettra à la clientèle de L.T.E. de trouver auprès de la S.E.C.R.E. des moyens techniques plus importants et d'obtenir des délais de réponse plus rapides à leurs demandes.

CONCENTRATION DANS LE GROUPE NEOPHONE

Une importante modification de structure est intervenue au sein du groupe NEOPHONE. Les Sociétés NEOPHONE, ELECTROTEL INDUSTRIES, TÉLÉCALL, SOCIÉTÉ FRANÇAISE DE TÉLÉPHONES ET SIGNAUX TERROIR ET Cie, ont fusionné sous la dénomination de NEOPHONE EQUIPEMENT.

La concentration, sous une même entité, des activités identiques ou complémentaires des différentes sociétés de fabrication et d'installation de matériel de télécommunication doit favoriser la rationalisation des moyens de production et de distribution et, de ce fait, contribuer à accélérer l'expansion du groupe.

Par contre la SOCIÉTÉ D'APPLICATIONS TECHNIQUES INDUSTRIELLES (SATI), spécialisée dans la fabrication et la commercialisation de matériel audio-visuel, et l'entreprise RÉSEAU TÉLÉPHONIQUE MODERNE (RTM), ne sont pas concernées par cette fusion mais continuent à faire partie du groupe.

CRÉATION D'UN CONSEIL D'ORIENTATION EN ÉLECTRONIQUE A LA DGRST

Un Conseil d'Orientation en Electronique vient d'être créé à la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique en vue d'harmoniser l'intervention des Comités Scientifiques agissant dans les domaines de l'électronique et de ses diverses applications.

Ce Conseil est composé de représentants des grandes Administrations, des Présidents des Comités Scientifiques concernés, du Président du Comité Technique de l'Aide au Développement « Construction électrique et électronique » et de personnalités scientifiques parmi lesquelles nous relevons les noms de MM. Pierre CHAVANCE, Directeur Technique du Groupe électronique de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON - HOTCHKISS-BRANDT ; André DANZIN, Administrateur-Directeur Général de la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil ; Jean DEBIESSÉ, Directeur du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay du Commissariat à l'Energie Atomique ; Pierre GRIVET, Professeur à la Faculté des Sciences d'Orsay ; Jean KUNTZMANN, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble ; Gérard LEHMANN, Directeur Scientifique à la Compagnie Générale d'Electricité ; Louis NEEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble ; Henri NOZIERES, Administrateur de la Radiotechnique Comelec et Roger SALLEBERT, Délégué Général de la Fédération Internationale des Industries Electroniques (FNIE).

CRÉATION DE LA SOCIÉTÉ EUROPÉENNE DE PHYSIQUE

Au cours d'une cérémonie qui s'est déroulée à l'Université de Genève, le 26 septembre, a été fondée la Société Européenne de Physique. Cette société constituera, en quelque sorte, un large forum pour la discussion de sujets d'intérêt commun et un centre d'initiative pour les activités qui ne peuvent être abordées efficacement qu'à un niveau international.

La société se propose de coordonner les efforts de recherche en Europe, d'organiser des conférences, de promouvoir un système de crédit de bourses qui seront attribuées aux étudiants en physique désireux de suivre des cours dans différentes universités, etc. Une des tâches les plus importantes de la société sera également de coordonner la publication des revues de physique en Europe. Cet aspect de « l'unité d'une culture européenne » est un des objectifs de la nouvelle société.

Tout physicien peut devenir membre de la société, soit individuellement, soit indirectement en tant que membre d'une société nationale, elle-même membre de la société européenne.

Le siège de la société est à Genève et son Secrétariat principal à l'Institut Battelle de cette ville, 7, Route Drize. Les demandes d'inscriptions sont à envoyer à ce dernier.

L'initiative de créer la Société Européenne de Physique remonte à avril 1966 lorsque d'éminents physiciens se réunirent à Pise pour examiner les possibilités de coopération européenne en physique. Un groupe de travail devenu plus tard Comité de Direction fut formé sous la présidence du professeur Bernardini. Des réunions de ce Comité et de délégués de sociétés nationales de physique se tinrent ensuite au CERN, Genève (1966), à l'Institut de Physique et à la Physical Society de Londres (1967), à l'Institut Battelle de Genève (janvier 1968) et à l'Université Charles de Prague (mai 1968). C'est à Prague que furent prises les importantes décisions qui ont conduit à la fondation de la société.

MESURES SUR LES TRANSISTORS

PAR

H. ARCISZEWSKI

B.Sc. (Eng.) Université de Londres, C.Eng., M.I.E.E., A.M.I.E.R.E.
Chef du Laboratoire Assistance Technique et Contrôle
de la Compagnie Générale des Composants Electroniques C.G.E. Compelec

préface

de

J. EL.DIN

Ingénieur en Chef des Télécommunications
Directeur du Centre de Fiabilité du C.N.E.T.

Un ouvrage de 700 pages 16×24,5 cm, relié pleine toile, 595 schémas, 711 courbes, 53 tableaux. Description d'environ 230 méthodes de mesure détaillées portant sur plus de 130 paramètres de transistors. Prix 92,30 F plus frais de recommandation éventuelle.

EDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS VI*, CCP PARIS 5335

« La mesure » est le seul guide dont dispose le technicien pour avancer dans la compréhension des phénomènes qu'il essaie de maîtriser.

Le but de cet ouvrage, qui traite des concepts-fondamentaux des transistors, des paramètres qui les caractérisent, des besoins auxquels ces paramètres répondent, est surtout de décrire comment les mesurer et les utiliser de façon rationnelle.

Dans cet exposé, l'effort a porté tout particulièrement sur la possibilité de permettre aux techniciens ne disposant que d'un appareillage de base (voltmètre, générateur, etc...) d'effectuer les mesures les plus diverses. Il s'adresse à toute personne utilisant les transistors (ingénieurs, agents techniques, étudiants, dépanneurs).

On trouvera pour chaque type de paramètre :

a) des analyses mathématiques,

b) des descriptions détaillées de montages, des considérations sur les variations possibles des paramètres en fonction des conditions différentes du fonctionnement et les précautions à prendre éventuellement.

Ainsi, chaque utilisateur sera capable de réaliser des mesures en toute sécurité sans risquer de détruire partiellement ou totalement les transistors en essais.

Monsieur H. Arciszewski réussit à concilier l'originalité des méthodes d'exposition d'un sujet énorme, avec la clarté d'une logique pleinement assimilable, faisant ainsi un ouvrage d'une remarquable densité d'information où tout ce qui concerne les mesures est dit, depuis les indispensables théories de base jusqu'à l'étude détaillée de méthodes opératoires.

C'est ainsi un ouvrage de référence de grande valeur, aussi bien sur le plan national que sur le plan international, qui vient s'ajouter à la Collection Technique et Scientifique du C.N.E.T. Chacun pourra y trouver dans un langage à la fois clair et concret le rappel des principes physiques sous-tendant chaque mesure, les précautions à prendre, les montages employés, les variations que l'on peut attendre des paramètres mesurés en fonction de diverses conditions extérieures.

C'est aussi un ouvrage d'enseignement, dont l'intérêt didactique sera apprécié, nous n'en doutons pas, aussi bien par les étudiants que par les techniciens. Pour tout dire, un ouvrage indispensable à quiconque s'intéresse aux transistors.

Au moment où se développent de manière extraordinaire les échanges commerciaux à l'intérieur d'un même pays et entre les différents pays, il est particulièrement agréable de saluer la parution d'un livre de référence permettant aux techniciens de parler ce langage commun qu'est celui de la mesure. Monsieur Arciszewski, par son expérience professionnelle au sein de sa Société, par la part active qu'il a prise aux travaux des différentes instances de normalisation en France (SITELESC - CCT) et internationales (NATO, CEI) était particulièrement qualifié pour écrire ce livre.

EDITIONS CHIRON - 40, rue de Seine - PARIS-6°
