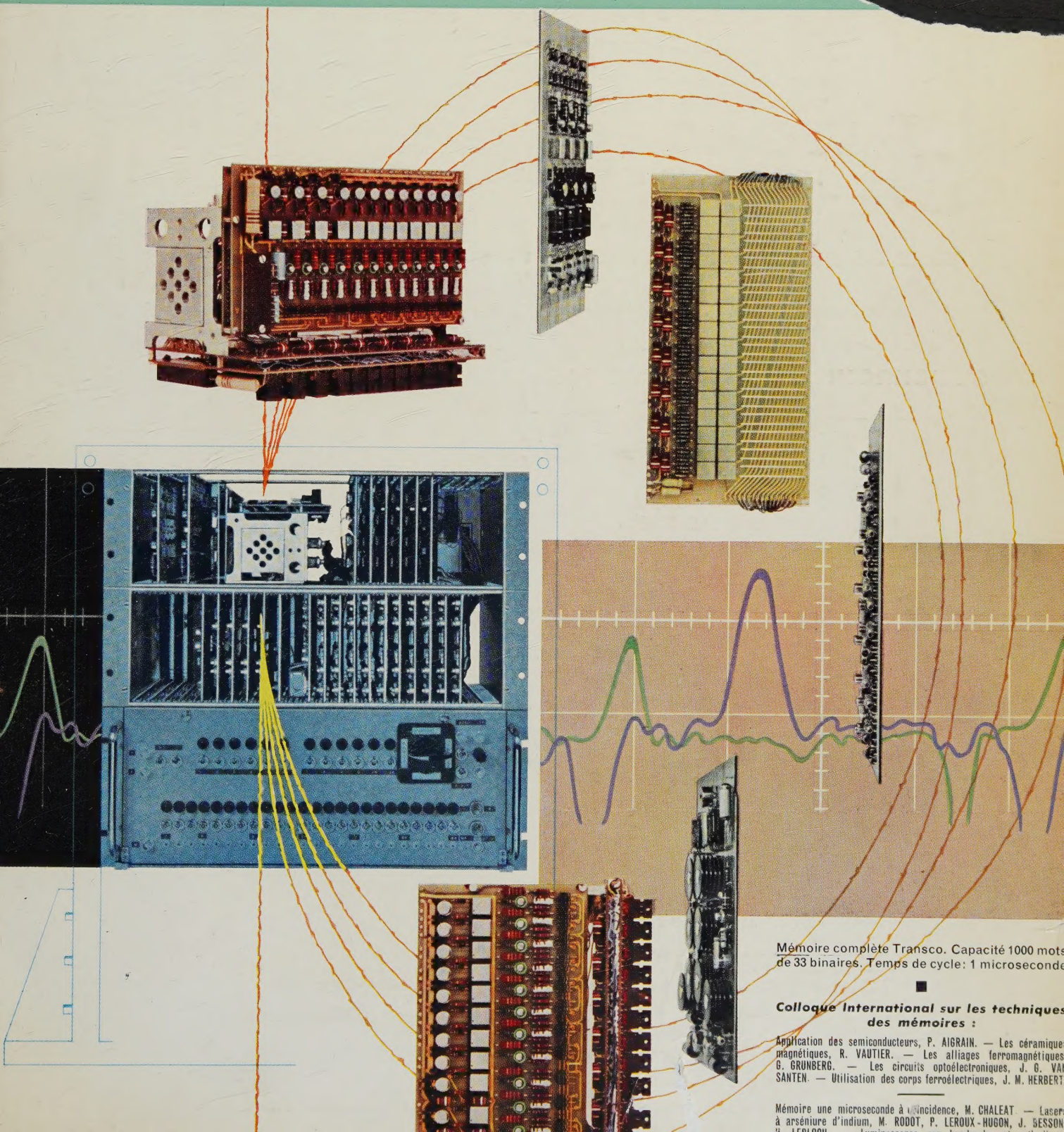


L'ONDE ELECTRIQUE

revue mensuelle de la

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



Mémoire complète Transco. Capacité 1000 mots de 33 binaires. Temps de cycle: 1 microseconde

Colloque International sur les techniques des mémoires :

Application des semi-conducteurs, P. AIGRAIN. — Les céramiques magnétiques, R. VAUTIER. — Les alliages ferromagnétiques G. GRUNBERG. — Les circuits optoélectroniques, J. G. VAN SANTEN. — Utilisation des corps ferroélectriques, J. M. HERBERT

Mémoire une microseconde à l'incidence, M. CHALEAT. — Laser à arsénure d'indium, M. RODOT, P. LEROUX-HUGON, J. BERSON

scope

du continu à
2000 MHz
EN DIRECT

POT < 12/100 mm
LUMINANCE DE 350 NITS

SURFACE D'OBSERVATION : RECTANGLE 8 x 2 cm

BANDE PASSANTE : DU COURANT CONTINU à 2000 MHz

TEMPS DE MONTÉE : DE L'ORDRE DE 0,35 ns ~~0,35 ns~~ **0,15 ns**

IMPÉDANCE D'ENTRÉE : 100 Ω

VITESSE DE BALAYAGE (ÉTALONNÉE) : 2 ns/cm à 1 μ s/cm

RETARD DE BALAYAGE : 0 à 35 ns

SYNCHRONISATION EFFICACE JUSQU'AU DELA DE 2000 MHz

**GÉNÉRATEURS
DE MARQUAGE
ET D'IMPULSIONS
INCORPORÉS**

OSCILLOSCOPE
TYPE

Z 100

**A LARGE
BANDE**

CARACTÉRISTIQUES :

Déviati on verticale : attaque des plaques en direct - Dispositif spécial de retard (40 nanosecondes) incorporé.

Bande passante : du courant continu à 2000 MHz

Temps de montée : de l'ordre de 0,15 ns.

Sensibilité : de l'ordre de 10 V/cm - Entrée sur fiche coaxiale Zc-100 Ω .

Déviati on horizontale : 9 vitesses de balayage étalonnées : 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500 et 1000 ns/cm $\pm$ 3% - En déclenché ou en synchronisé (sur signaux périodiques jusqu'au delà de 2000 MHz).

Balayage monocoup

Retard du balayage : de 0 jusqu'à 35 ns environ

Signaux de déclenchement : intérieurs ou extérieurs

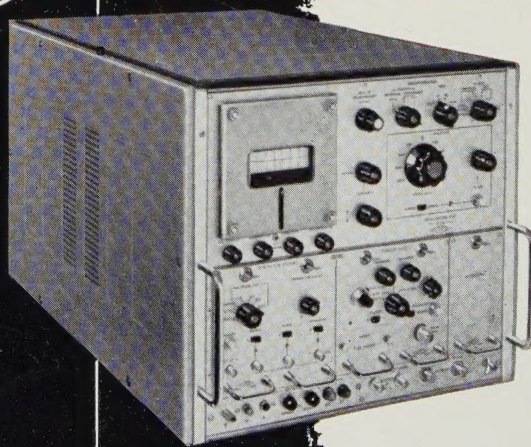
Circuits auxiliaires : Générateur d'impulsions unité - Générateur de marquage en temps (50 et 500 MHz) et d'impulsions (durée : 10 ns - Temps de montée : 0,6 ns - 15 volts - 50 ohms).

Signaux délivrés : un "top" simultané avec le signal de déclenchement - un signal de "porte" retardée, de même durée que le balayage.

Fixation de caméra : montage standard

Dimensions hors-tout (avec possibilité de montage en rack) 400 x 444 (ou 483) x 643.

**DOCUMENTATION COMPLÈTE ET
PRIX FRANCO SUR DEMANDE**



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

FERISOL

ETS GEFFROY & CIE
INGÉNIEUR-DOCTEUR
CONSTRUCTEUR

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 5.250.000 F

L'ONDE ELECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S.F.E.R., 10, av. Pierre-Larousse, Malakoff (Seine).
Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION

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

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

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

*

PUBLICITÉ

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

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

*

Sur notre couverture

Mémoire à tores TRANSCO,
Capacité 1 000 mots de 33
binaires. Temps de cycle 1 μ s.
Réalisée par COPRIM avec
tores ferroxcube de 0,55 mm de
diamètre. Une description en
est donnée dans ce numéro sous
la signature de M. CHALÉAT.

COPRIM

7, passage Charles-Dallery
PARIS-XI^e. Tél. 797-99-30

45^e année

Octobre 1965

10 F

N° 463

SOMMAIRE

Colloque International sur les Techniques des Mémoires

Application des semiconducteurs aux techniques des mémoires	1157
P. AIGRAIN	
Les céramiques magnétiques dans les dispositifs à mémoire	1162
R. VAUTIER	
Les alliages ferromagnétiques dans les dispositifs à mémoire	1171
G. GRUNBERG	
Les circuits optoélectroniques	1181
J.G. VAN SANTEN	
L'utilisation des corps ferroélectriques dans les mémoires	1187
J.M. HERBERT	
Mémoire une microseconde à coïncidence	1192
M. CHALÉAT	
Technologie et propriétés des lasers à arséniure d'indium	1197
M. RODOT, P. LEROUX-HUGON, Y. BESSON, H. LEBLOCH	
Luminescence par bombardement cathodique dans l'arséniure de gallium	1204
M. BOROT	
Les solutions forcées de l'équation de Van der Pol	1216
L. SIDÉRIADES	
La synchronisation des télémesures codées (2 ^e partie)	1225
J.P. MAGNIN, G.C. CHAZOT	
Corrigenda	1245
Création du groupe régional Toulouse-Midi-Pyrénées	1246
Lucien LÉVY	1247
Informations et documentation technique. Communiqués	1249

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1965)

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

Président désigné pour 1966

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

Vice-Présidents

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

Secrétaire Général

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

Secrétaires Généraux Adjointes

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

Trésorier

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

Secrétaires

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

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

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

GROUPE DE BRETAGNE

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

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

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. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences 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 du Centre de Télévision de la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. J. LAGASSE, Directeur du Laboratoire et du Département de Génie Electrique de Toulouse.
Vice-Président. — M. F. CAMBOU, Directeur du Centre d'Études Spatiales des Rayonnements de Toulouse.
Secrétaire-Général. — M. E. CASSIGNOL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Toulouse.

Rédaction de l'Onde Electrique

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

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Études scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. CI. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F. DU CASTEL	M. M. VINOKUR
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. I. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but :

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

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

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

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

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

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

2° 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., C.C.P. Paris 697.38.

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

Changement d'adresse : joindre 1,50 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 ».

PROCEEDINGS OF THE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON TECHNIQUES OF MEMORIES

This book, is published by Editions Chiron, Paris in January 1966. (Abstracts are published in this issue of "*l'Onde Electrique*").

The papers are written either in French or English language, at the convenience of the author.

A special subscription price is granted to the persons who will remit the present order to Editions Chiron, 40, rue de Seine, Paris-6^e, as soon as possible, until December 15th 1965.

One volume, Demy 800 pp., 250 F F (public price) after December 15th 1965.

SUBSCRIPTION FORM

(Special Price available until December 15th 1965)

I the unterdesigned:

Name:

Firm:

Address: Country:

declared: I am subscribing by this order copy (ies) of the Proceedings of the International Symposium on Techniques of Memories, at the special price of 195 F F (for one book) post-paid, settlement to Editions Chiron,

- a) by attached cheque,
- b) by payment to C.C.P. Paris 53-35, Editions Chiron, Paris,
- c) by order to Banque Nationale pour le Commerce et l'Industrie, Paris, Agence Saint-Germain, compte 11548, Editions Chiron.

Date :

PUBLICATION INTÉGRALE DES COMMUNICATIONS DU COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LES TECHNIQUES DES MÉMOIRES

Les textes complets du Colloque dont " *l'Onde Electrique* " publie ce mois quelques extraits, sont édités, en un volume relié, par les Editions Chiron, Paris.

Les textes y sont publiés soit en français, soit en anglais, selon le choix du rédacteur.

Un prix spécial de souscription est consenti aux personnes qui remettront le bulletin ci-dessous aux Editions Chiron, 40, rue de Seine, Paris-6^e, dans les plus brefs délais.

Un volume de 800 pages 15 x 24 cm, relié pleine toile, 250 F en librairie après le 15 décembre 1965.

BULLETIN DE SOUSCRIPTION

(Prix spécial valable jusqu'au 15 décembre 1965)

Je, soussigné : Nom :

Firme :

Adresse : Pays :

déclare souscrire par la présente à l'achat de exemplaire(s) des Communications du Colloque International sur les Techniques des Mémoires au prix spécial de 195 F F, poste et taxes comprises, que je règle à l'ordre des Editions Chiron,

- a) par chèque bancaire ci-joint,
- b) par versement au C.C.P. Paris 53-35, Editions Chiron, Paris,
- c) sur facture qui sera réglée dans les 30 jours de la date de souscription.

Date :

Signature :

RÉSUMÉS DES ARTICLES

APPLICATION DES SEMICONDUCTEURS AUX TECHNIQUES DES MÉMOIRES, par P. AIGRAIN, *Docteur ès Sciences, Directeur des Enseignements Supérieurs au Ministère de l'Éducation Nationale, Directeur scientifique à la Direction des Recherches et Moyens d'essais*. L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1157 à 1161).

Au cours de la conférence qu'il a prononcée à la séance inaugurale du Colloque sur les Techniques des Mémoires, l'auteur a fait le point sur l'emploi des semiconducteurs pour cet usage.

Leur utilisation peut s'envisager dans un certain nombre de cas en utilisant telle ou telle de leurs caractéristiques. Des exemples sont donnés. Mais il semble que la miniaturisation soit arrivée à un stade où on peut reprendre avec des semiconducteurs le principe de la mémoire-bascule à tubes, les points-mémoire étant réalisés au moyen de transistors à effet de champ obtenus par des techniques d'évaporation.

LES CÉRAMIQUES MAGNÉTIQUES DANS LES DISPOSITIFS A MÉMOIRE, par R. VAUTIER, *Directeur Scientifique au C.N.R.S.* L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1162 à 1170).

Cet article fait le point sur l'emploi des céramiques magnétiques dans les dispositifs à mémoire, particulièrement des mémoires à accès rapide. On décrit les réalisations actuelles et on envisage les perspectives d'avenir. L'état actuel de la théorie des matériaux à cycle rectangulaire est également exposé.

LES ALLIAGES FERROMAGNÉTIQUES DANS LES DISPOSITIFS A MÉMOIRE, par G. GRUNBERG, *Centre d'Études Nucléaires de Grenoble*. L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1171 à 1180).

Les alliages ferromagnétiques sont actuellement utilisés dans des types de mémoires aussi différents que les mémoires à tambours, les rubans magnétiques et les mémoires à couches minces à accès instantané.

On s'attache dans cet article à faire ressortir la liaison existant entre les caractéristiques physiques et magnétiques de ces matériaux et les avantages que l'on attend de leur utilisation dans chaque cas particulier.

On donne également un aperçu de l'état actuel des travaux, ainsi que des développements probables, en insistant sur les mémoires à accès aléatoire.

LES CIRCUITS OPTOÉLECTRONIQUES, par J.G. VAN SANTEN, *Laboratoires de Recherches de la Société Philips N.V. Philips Gloeilampenfabrieken Eindhoven (Pays-Bas)*. L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1181 à 1186).

Dans cet article qui reproduit les termes de la conférence que l'auteur a prononcée à la séance inaugurale du Colloque sur les Techniques des Mémoires M. van Santen décrit les circuits opto-électroniques et limite son exposé aux montages des circuits mixtes. Il donne quelques exemples de leur utilisation possible pour la réalisation de mémoires, mais conclut en disant que le rôle des circuits opto-électroniques ne peut être que modeste dans les techniques des mémoires, du moins dans l'état actuel des recherches entreprises.

L'UTILISATION DES CORPS FERROÉLECTRIQUES DANS LES MÉMOIRES, par J.M. HERBERT, *Plessey UK Ltd., Allen Clark Research Centre Caswell, Towcester, Northants*. L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1187 à 1191).

Après avoir passé en revue la façon dont on a, jusqu'à présent, essayé d'utiliser les diverses propriétés pyroélectriques, piézo-électriques et optiques des corps ferroélectriques pour la constitution de mémoires dans les calculateurs, l'auteur en est conduit à conclure qu'aucune réalisation pratique n'a pas encore vu le jour. De nombreuses recherches sur ces corps restent à faire et même des composants nouveaux sont à trouver ; toutefois une extrême miniaturisation des mémoires semble possible au moyen des corps ferroélectriques et incite les chercheurs à poursuivre leurs travaux.

MÉMOIRE UNE MICROSECONDE A COINCIDENCE, par M. CHALÉAT, *Coprim Evreux (Eure)*. L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1192 à 1196).

Cette mémoire, 1 000 mots, 33 bits, à temps de cycle de 1 μ s, utilise des microtores de ferrite à temps de basculement de 200 ns.

Les techniques connues des mémoires à sélection par coïncidence ont été adaptées pour tenir compte de l'accroissement de vitesse.

Une attention particulière a été portée au problème du nombre de composants à forte dissipation d'énergie afin de pouvoir réduire facilement le volume occupé par les composants périphériques. Ce résultat a été obtenu grâce à l'utilisation aussi fréquente que possible de transformateurs.

Après une description des principaux circuits, on présente une analyse des tolérances sur les signaux de commande, en relation avec la température.

TECHNOLOGIE ET PROPRIÉTÉS DES LASERS A ARSÉNIURE D'INDIUM, par M. RODOT, P. LEROUX-HUGON, *Laboratoire de Magnétisme et de Physique du Solide, C.N.R.S., Bellevue (S.-et-O.)*, J. BESSON et H. LEBLOCH, *Société Anonyme de Télécommunications, Paris*. L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1197 à 1203).

La réalisation et les propriétés des lasers InAs sont décrites. L'inversion de population est obtenue par injection de porteurs au niveau d'une jonction P-N obtenue par diffusion. L'action des paramètres intervenant dans cette diffusion est étudiée. Le montage adopté pour ces lasers permet un fonctionnement en régime continu à 27 °K. L'étude spectrale du rayonnement met en évidence une série de modes ; plusieurs applications sont envisagées.

LUMINESCENCE PAR BOMBARDEMENT CATHODIQUE DANS L'ARSÉNIURE DE GALLIUM, par M. BOROT, *Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée, Limeil-Brévannes (Seine-et-Oise)*. L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1204 à 1215).

Dans la première partie, l'article rappelle brièvement le mécanisme de l'émission de lumière par recombinaison radiative dans les semiconducteurs. Puis, les résultats des mesures sont exposés ; des cristaux d'arséniure de gallium ont été soumis à l'action d'un faisceau d'électrons dont l'énergie pouvait atteindre 25 keV. La variation de l'émission lumineuse avec le courant et l'énergie des électrons, le rendement énergétique et la distribution spectrale de la lumière émise ont été relevés sur des échantillons de diverses conductivités. Les impuretés suivantes furent utilisées : zinc, cadmium, germanium, étain, tellure et sélénium. On a observé que la longueur d'onde du maximum d'émission est toujours supérieure ou égale au seuil photoélectrique de l'arséniure de gallium à 77 °K (0,83 micron).

Dans la seconde partie, un tube à vide modulable à émission infrarouge utilisant les propriétés du GaAs est décrit, ainsi qu'une expérience de transmission de télévision comportant un tel tube.

SUMMARIES OF THE PAPERS

THE USE OF FERROELECTRIC MATERIALS IN MEMORY DEVICES, by J.M. HERBERT, *Plessey UK Ltd., Allen Clark Research Centre Caswell, Towcester Northants.* L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1187 to 1191).

After a review of the manner in which up to now attempts have been made to use the various pyroelectric, piezoelectric and optical characteristics of ferroelectric materials for the manufacture of memory devices in computers, the writer is led to the conclusion that no practical design has yet appeared.

Substantial research on these materials has still to be carried out and even new materials have to be discovered. However, an extreme miniaturisation of memory devices would seem to be possible using ferroelectric materials and this will encourage the researchers to carry on with their task.

MICROSECOND COINCIDENCE MEMORY, by M. CHALÉAT, *Coprim Evreux (Eure).* L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1192 to 1196).

This memory, of 1000 words, 33 bits, with a cycling time of 1 microsecond, uses ferrite microcores with a discharge time of 200 nanoseconds.

The established techniques of memory selection by coincidence have been used to take advantage of the increase of speed.

Particular attention has been applied to the problem of the number of components of high energy dissipation in order to be able conveniently to reduce the volume occupied by the associated components. This result has been obtained by the use of transformers wherever possible.

After a description of the principal circuits, an account is given analysing the tolerances on the controlling signals, in relation to temperature.

InAs LASER TECHNOLOGY AND PROPERTIES, by M. RODOT, P. LEROUX-HUGON, *Laboratoire de Magnétisme et de Physique du Solide, C.N.R.S., Bellevue (S.-et-O.), J. BESSON et H. LEBLOCH, Société Anonyme de Télécommunications, Paris.* L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1197 to 1203).

The fabrication and properties of InAs Lasers are described. The population inversion is obtained by carriers injection through a P-N junction. The parameters affecting this diffusion are discussed. Set-up techniques allow continuous operation at 27 °K. Several Fabry-Perot mode appear on the spectral energy distribution. Different practical applications are pointed out.

CATHODIC LUMINESCENCE OF GALLIUM ARSENIDE by M. BOROT, *Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquée, Limeil-Brevannes (Seine-et-Oise).* L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1204 to 1215).

In the first part the light emission mechanism by radiative recombination in semiconductors is briefly recalled. The results of measurements are then shown : gallium arsenide crystals have been irradiated with a beam of electrons, the energy of which was up to 25 keV. Infrared emission variation with current and energy of electrons, energetic efficiency and spectral distribution of radiation have been measured on samples of various conductivities. The following doping elements were used : zinc, cadmium, germanium, tin, tellurium and selenium. The observed emission peak wavelength was always greater or equal to the photoelectric threshold of gallium arsenide at 77 °K (0,83 micron).

In the second part, a modulable infrared emitting vacuum tube using the properties of GaAs are described and a TV transmission experiment including this tube.

APPLICATION OF THE SEMICONDUCTORS TO THE TECHNIQUES OF MEMORIES by P. AIGRAIN, *Docteur ès Sciences, Directeur des Enseignements Supérieurs au Ministère de l'Education Nationale, Directeur scientifique à la Direction des Recherches et Moyens d'essais.* L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1157 to 1161).

During the conference he pronounced at the inaugural session of the International Symposium on Techniques of Memories, the author makes the restatement of utilization of semiconductors for this purpose.

They can be used in some case following one or another of their characteristics. Some examples are given. But it seems that miniaturization should be arrived at a stage where the tubes swing memory principle can be reconsidered with semiconductors, the point memory being realized by mean of field effect transistors made up with evaporation techniques.

MAGNETIC CERAMICS IN THE MEMORY DEVICES, by R. VAUTIER, *Directeur Scientifique au C.N.R.S.* L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1162 to 1170).

This paper gives the restatement of the utilization of the magnetic ceramics in the memory devices, more particularly concerning the random access memories. The present realizations are described and the devices possible in the future are examined. The actual statement of the theory of square loop materials is also given.

FERROMAGNETIC ALLOYS IN MEMORY DEVICES, by GRUNBERG, *Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble.* L'Onde Electrique, October (pages 1171 to 1180).

Ferromagnetic alloys are utilised in many different memory classes (Drums, tapes, thin film random access memories...). In this review article, the emphasis is on the relation between the physical and magnetic properties of the ferromagnetic alloys and their specific use.

The « state of the art » is presented and some of the futur development are discussed.

OPTOELECTRONIC CIRCUITS, by J.G. VAN SANTEN, *Laboratoires de Recherches de la Société Philips N.V. Philips Gloeilampenfabrieken Eindhoven (Netherlands).* L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1181 to 1186).

In this article, which summarises the address which the author gave to the initial meeting of the Symposium on Memory Techniques, M. van Santen deals with optoelectronic circuits and limits his account to mixed circuit arrangements. He gives various examples of their possible use for the provision of memories, but ends by saying that optoelectronic circuits can play only a modest part in memory techniques, at least so far as the present state of research would indicate.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (Suite)

LES SOLUTIONS FORCÉES DE L'ÉQUATION DE VAN DER POL, par L. SIDERIADES, *Professeur à la Faculté des Sciences de Marseille*. L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1216 à 1224).

On montre la possibilité, uniquement lorsque la fréquence ω du générateur sinusoïdal est voisine de la fréquence fondamentale ω_1 du système en régime libre, de combinaison des oscillations libres et des oscillations forcées sous la forme d'une superposition linéaire. Les oscillations libres perturbent toujours le régime transitoire des oscillations forcées, et peuvent même, dans certains cas et suivant certaines conditions initiales, donner naissance à des oscillations combinées, stables en amplitude. Ce dernier phénomène correspond à un battement linéaire, alors que le battement des oscillations forcées seules, lorsqu'il existe un cycle limite, correspond à un phénomène non linéaire. On donne une interprétation plane, puis spatiale de ces résultats.

LA SYNCHRONISATION DES TÉLÉMESURES CODÉES (2^e partie), par J.P. MAGNIN, *Directeur des Etudes, Electro mechanical Research, Sarasota (Floride)* et G.C. CHAZOT, *Chef de Département, Société d'Instrumentation Schlumberger, Division Electronique, Rueil-Malmaison (S.-et-O.)*. L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1225 à 1244).

Cette seconde partie traite de la synchronisation digitale aux différents niveaux d'information : mot, cycle et sous-cycle.

La nécessité d'une logique de synchronisation opérant automatiquement entre trois modes fonctionnels — recherche, contrôle et verrouillage — est soulignée.

C'est là une conséquence de la définition de la synchronisation digitale : « une station de décommutation est synchronisée lorsque les codes transmis seront détectés à intervalles de temps réguliers avec, en moyenne, une probabilité d'erreurs compatible avec le rapport signal/bruit de la chaîne de transmission ».

Les exemples de divers formats PCM actuels illustrent ces considérations sur la synchronisation digitale.

Un dernier chapitre traite des considérations quantitatives qui conduisent au choix des caractéristiques des paramètres de la logique de synchronisation au sol et au choix d'un bon code de synchronisation.

Des tableaux de résultats permettent d'apprécier l'influence de certains réglages en fonction du rapport signal/bruit et le choix de codes optimal est facilité par la tabulation de leurs coefficients d'autocorrélation.

SUMMARIES OF THE PAPERS (Continued)

SYNCHRONIZATION OF CODED TELEMESUREMENTS (2nd part), by J.P. MAGNIN, *Directeur des Etudes, Electro mechanical Research, Sarasota* (Floride) and G.C. CHAZOT, *Chef de Département, Société d'Instrumentation Schlumberger, Division Electronique, Rueil-Malmaison* (S.-et-O). *L'Onde Electrique*, October 1965 (pages 1225 to 1244).

This second part studies the digital synchronization at different information levels : word, cycle and subcycle.

The necessity of a synchronization logic operating automatically between three fonctionnal modes : searching, checking, locking, is pointed out.

It is a result of the definition of the digital synchronization : a decommutation station is synchronized when the codes transmitted are detected at regular time intervals with, on an average, an error probability compatible with the signal/noise ratio of the transmission train.

The examples of varied present PCM size illustrate these considerations on the digital synchronization.

A last chapter studies quantitative considerations leading to a choice of the characteristics of synchronization logic parameters on the aground and to the choice of a good code of synchronization.

Result tables allow to appreciate the influence of some adjustments versus the signal/noise ratio and the choice of the optimal codes facilitated by the tabulation of their autocorrelation coefficient.

SOLUTIONS OF THE VAN DER POL EQUATION, by L. SIDERIADES, *Professeur à la Faculté des Sciences de Marseille*. *L'Onde Electrique*, October 1965 (pages 1216 to 1224).

The possibility is demonstrated, solely in the condition where the frequency ω of the sinusoidal generator is closed to the fundamental frequency ω_1 of the system in the free state, of the combination of free oscillations and controlled oscillations in the form of a linear superimposition. The free oscillations operate continuously on the transitory state of the forced oscillations and may even, in certain cases and according to certain initial conditions, give rise to combined oscillations which are stable in amplitude. This latter phenomenon corresponds to a linear beat, when the beating of the superimposed oscillations alone, where there is a limiting cycle, correspond to a non-linear condition. A plane interpretation and then a spatial interpretation is given of these results.

APPLICATION DES SEMICONDUCTEURS AUX TECHNIQUES DES MÉMOIRES **

PAR

P. AIGRAIN

Docteur ès sciences

*Directeur des Enseignements Supérieurs au Ministère de l'Education Nationale
Directeur scientifique à la Direction des Recherches et Moyens d'Essais*

Monsieur le Président, Mesdames, Messieurs,

Faire un exposé de synthèse est généralement assez difficile car il faut essayer de ne rien oublier. Dans le cas particulier de l'exposé que j'ai à donner, il risque au contraire d'être extrêmement facile ou alors totalement insoluble.

Dans un cas comme dans l'autre, les tâches du conférencier sont toutes simplifiées. En effet, on pourrait résumer le sujet de l'application des semiconducteurs aux techniques des mémoires en disant qu'elles sont partout, car une mémoire est un ensemble qui, en dehors du point mémoire lui-même, comprend toujours toute une série de circuits associés contenant nécessairement des dispositifs à semiconducteurs ; d'autre part, le point mémoire lui-même comprend fréquemment, selon les techniques employées, des dispositifs à semiconducteurs qui remplissent des tâches annexes, diodes par exemple associées à des systèmes à tores ou autres.

Il est évident que si l'on voulait traiter dans son ensemble le problème de l'emploi des dispositifs à semiconducteurs dans les mémoires, en y incluant tous les dispositifs d'attaque, de lecture, de décodage, etc., on se trouverait devant une tâche insoluble et je crois qu'un exposé de synthèse sur cette question serait presque impossible. Nous nous souviendrons simplement que ces problèmes existent, qu'il est extrêmement fréquent que des mémoires à tores, par exemple, soient attaquées par des systèmes à transistors suivis de matrices de décodage à diodes et que, bien entendu, s'il n'y avait pas les semiconducteurs pour faire

marcher tout le système, l'emploi du point mémoire constitué, par exemple, par un morceau de ferrite en deviendrait impossible.

D'un autre côté, quand on parle de mémoires, on pense fréquemment au point mémoire lui-même, au phénomène physique qui est impliqué dans le fait qu'en un certain point de l'espace il y a quelque chose qui est capable de garder une mémoire. Si nous regardons les systèmes actuels et que nous cherchons dans quel dispositif on a utilisé pour cela une propriété due à la semiconductivité, on s'aperçoit qu'il y en a très peu à l'heure présente ; de telle sorte que le sujet de cette conférence qui était pléthorique si on le prenait sous l'aspect « application des semiconducteurs dans les techniques de mémoires » tendrait à devenir vide si on parle d'une application des semiconducteurs aux points mémoires eux-mêmes.

Toutefois, je voudrais essayer de présenter quelques possibilités d'avenir qui, si elles n'ont pas encore conduit à des réalisations pratiques en série aussi importantes que les mémoires à tores, ou à films minces magnétiques, ou à supra-conducteurs etc., pourraient peut-être aider à résoudre certains problèmes dans quelques années. Ma tâche est évidemment un petit peu plus compliquée encore du fait que l'un des modes d'emploi des semiconducteurs dans les mémoires, fait appel aux techniques d'optoélectronique dont je pense qu'il convient que je ne parle pas puisque le prochain exposé de synthèse est précisément consacré à cette question ; je le mentionne simplement pour être complet, je pense personnellement que l'emploi des semiconducteurs dans les dispositifs mémoires du type optoélectronique est probablement l'une des questions les plus importantes. Si je n'en parle pas, c'est uniquement pour définir mon sujet de manière à ne pas empiéter sur les exposés donnés par d'autres conférenciers. Ce n'est pas un jugement de valeur quant à cette technique qui possède certainement d'énormes avantages.

* Les Editions CHIRON, 40 rue de Seine, Paris-VI^e, ont été chargées de la publication des actes du Colloque dans leur langue originale.

** Conférence prononcée le 5 avril 1965 à la séance inaugurale du Colloque et enregistrée sur bande magnétique.

Or la question qui se pose à nous est : comment pouvons-nous utiliser des phénomènes liés à la semiconductivité pour garder la mémoire d'un état ? On se souviendra, bien entendu, que pour avoir une mémoire utilisable il faut être capable d'inscrire quelque chose dans cette mémoire en un temps court et avec une dépense d'énergie aussi faible que possible, qu'il faut pouvoir garder cette mémoire en consommant aussi peu d'énergie que possible, et si possible pas du tout, qu'il faut être capable de lire cette mémoire le plus rapidement possible et qu'enfin il serait très commode, dans beaucoup de cas, qu'on puisse, à la lecture, tirer de la mémoire une énergie au moins égale à celle qui pourrait servir à réinscrire quelque chose dans la même mémoire.

Eh bien ! ce sont des conditions très difficiles à satisfaire par des dispositifs à semiconducteurs. En effet, l'une de ces conditions me semble, dans l'état actuel de la question, totalement inaccessible. On peut distinguer deux sortes de mémoires, celles dans lesquelles, pour garder l'état de la mémoire au repos, il n'est pas nécessaire de dépenser de l'énergie ; il faut alors nécessairement faire appel à un phénomène physique qui présente une hystérésis dans le sens le plus général de ce terme, et cette hystérésis est fréquemment magnétique mais cela pourrait être aussi bien une hystérésis ferroélectrique. Cela pourrait être, et cela est dans certaines mémoires utilisées expérimentalement, l'hystérésis entre le champ appliqué et l'induction dans les supraconducteurs ; cela pourrait être et c'est fréquemment, bien entendu, l'hystérésis mécanique de certains dispositifs : par exemple un simple commutateur a évidemment une mémoire qui est d'origine purement mécanique. Or, les phénomènes qui ont leur siège dans les semiconducteurs ne présentent pas en eux-mêmes cette caractéristique. Il est vrai que certains phénomènes de surface peuvent avoir des constantes de temps très importantes, il s'agit de constantes de temps, il ne s'agit pas véritablement d'une hystérésis permanente, ils ne sont pas directement utilisables pour faire des mémoires pratiques. Donc les points-mémoires à semiconducteurs demandent nécessairement une source d'énergie pour fonctionner et, en cas d'arrêt de cette source d'énergie, la mémoire est perdue. Il n'est pas évident que ce vice soit rédhibitoire. La consommation d'énergie nécessaire pour le fonctionnement d'un point n'est pas nécessairement très élevée, quant à la capacité de retrouver dans la mémoire, après un arrêt momentané de la machine, ce qui était inscrit dessus, il faut bien reconnaître que, même lorsqu'elle existe en principe, elle est rarement utilisable en pratique, les transitoires qui accompagnent la remise en marche étant généralement de nature à perturber l'information qui se trouve sur les points-mémoires : donc ce vice n'est pas rédhibitoire, mais il existe. Il se traduira nécessairement, dans le cas du système miniaturisé, par un problème de refroidissement de la mémoire qui consomme de l'énergie. Si on en consomme dans un petit volume, il faut l'éliminer et cela va coûter cher en dispositifs de refroidissement. Si on admet que ce vice n'est pas rédhibitoire, alors on trouve non pas une, mais un très grand nombre de solutions, et si elles ne sont pas appliquées largement, cela tient avant tout à ce qu'on n'est pas du tout obligé de faire avec des semiconducteurs ce que l'on peut faire sans eux et par-

fois mieux. Il y a des solutions concurrentes qui sont parfois bien meilleures. Cependant il peut être intéressant de regarder les solutions possibles de manière à juger si, en améliorant certaines d'entre elles, même non compétitives à l'heure actuelle, elles sont susceptibles de le devenir dans le futur. Le point mémoire simple qui nécessite une source d'énergie extérieure est évidemment un dispositif non linéaire dont la caractéristique courant-tension n'est pas monotone, de telle sorte qu'une ligne de charge bien choisie peut conduire à deux états d'équilibre, il faut pour cela avoir quelque part dans cette caractéristique une résistance négative. On peut donc utiliser des éléments possédant une caractéristique courant-tension soit du type à maximum de courant soit du type dual dans lequel la caractéristique est multivaleur en tension au lieu de l'être en courant.

Dans un cas comme dans l'autre, l'utilisation d'une ligne de charge bien choisie, tension d'alimentation ici, peut conduire à deux états d'équilibre stable, plus un état instable qui ne présente pour nous qu'un intérêt limité ; en appliquant une surtension momentanée, on peut passer de l'état à faible tension à l'état à forte tension ou vice versa.

Il se trouve que de nombreux phénomènes de semiconductivité conduisent à des caractéristiques d'un type ou de l'autre. Une remarque importante lorsque l'on a affaire à des caractéristiques de ce genre : pour qu'un dispositif d'une certaine taille, dans lequel les courants et les tensions sont d'un ordre de grandeur utilisable, puisse avoir une caractéristique de ce genre, il faut soit qu'il soit très plat si la caractéristique est du type à maximum de courant (par très plat je veux dire que la partie active peut avoir une certaine surface et que la distance entre les deux extrémités de la partie active doit être très faible), si l'on a affaire à une caractéristique où, à chaque tension, correspond un courant et un seul ; tandis que si l'on a affaire à une caractéristique où, à chaque courant, correspond une différence de potentiel déterminée, il convient que le dispositif ait la forme d'un mince filament. Pourquoi ? Eh bien ! parce que si ces conditions ne sont pas satisfaites, on trouve que l'état le plus stable du dispositif n'est pas celui dans lequel la différence de potentiel est homogène sur le système. Il est com-

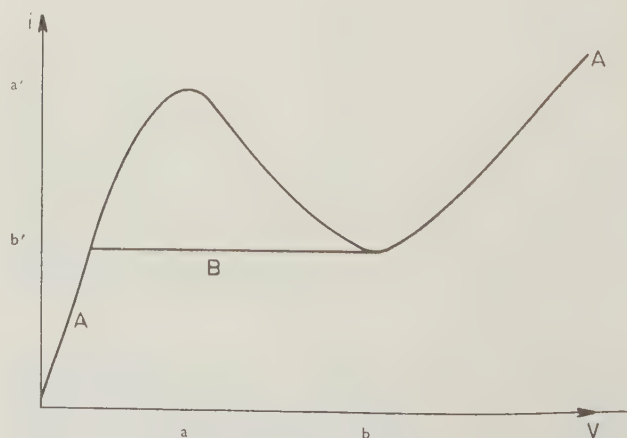


FIG. 1.

mode de regarder, par exemple, le cas d'un dispositif ayant une certaine surface, une certaine aire, et dont la caractéristique $I-V$ serait du type de la courbe A (fig. 1). Dans le cas, n'importe qu'elle différence de potentiel comprise entre les deux limites ab peut conduire à n'importe quel courant compris entre les deux limites $a'b'$ à condition que la densité de courant à travers les dispositifs ne soit pas homogène sur toute la surface. Par exemple, si nous avons un courant moyen qui a la valeur i_c , il est possible, certes, de l'obtenir avec la différence de potentiel V_c , mais, il est également possible de l'obtenir en décomposant ce dispositif en deux domaines, l'un qui fonctionne à la densité de courant i_a , l'autre qui fonctionne à densité de courant i_b . La question qui se pose est alors qu'elle est la situation la plus stable ? Eh bien ! la réponse a été donnée, il y a fort longtemps, la première fois qu'on est tombé sur un phénomène physique de ce type. La situation la plus stable est celle qui conduit à la production d'entropie minimale, c'est-à-dire celle pour laquelle, pour un courant donné, la différence de potentiel est la plus faible et la caractéristique observée a alors la forme de la courbe B . Elle ne présente plus de résistance négative. On peut faire le raisonnement dual du cas précédent pour montrer que, de la même manière, si la caractéristique initiale est du type à maximum de tension la caractéristique observée sera celle de la figure 2, courbe B , dès que le

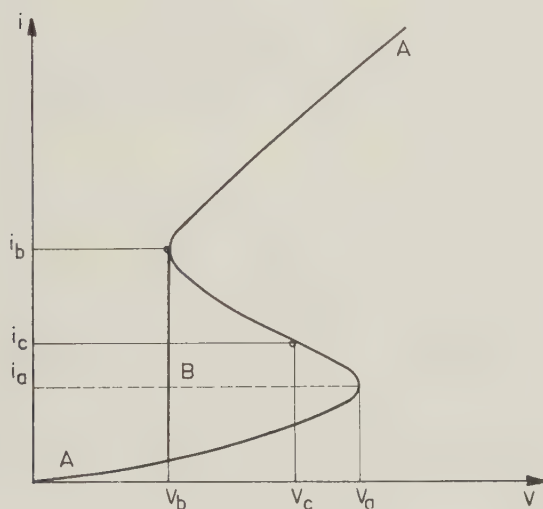


FIG. 2.

dispositif peut se décomposer en domaines longitudinaux dans le sens des différences de potentiel appliquées. Je rappelle que ce que je viens de faire là c'est la théorie de la stabilisation de courant par une résistance fer-hydrogène dont la caractéristique $I-V$ serait de ce type si le fil de fer ne se décomposait pas en régions chaudes et froides. Cela explique que, malgré le grand nombre de phénomènes auxquels on pourrait faire appel, il n'y en a que peu qui soient utilisables.

Par exemple, du premier type, nous trouvons la diode tunnel ; la diode tunnel est un parfait exemple d'un dispositif ayant une caractéristique $I-V$ telle que celle de la figure 1 mais, cela tient à ce que, dans la diode

tunnel, la partie active, la région de jonction, est d'une dimension suffisamment faible pour que sa décomposition en domaines longitudinaux soit impossible.

Dans la deuxième catégorie, nous pouvons trouver toute une série de phénomènes mais en général la caractéristique $I-V$ n'est pas aussi propre que l'on pourrait l'attendre, précisément parce que ce phénomène est toujours présent, au moins à une certaine échelle. Un des exemples les plus connus est celui du Cryosar. Je rappelle que dans le Cryosar nous faisons appel au phénomène suivant : nous avons un semiconducteur compensé, à une température suffisamment basse pour que les porteurs libres soient gelés sur les impuretés. L'application d'un champ électrique suffisamment élevé peut exciter à une énergie relativement importante les quelques électrons libres qui, par ionisation cumulative, vont exciter tous les électrons piégés et, par conséquent, on va tomber sur une caractéristique de haut courant au-delà d'une certaine tension. Cela devrait conduire à des résistances négatives de très grande amplitude ; en réalité, celles qui sont observées ne couvrent qu'une petite partie de la gamme attendue et s'il reste une petite pointe qui est utilisée en pratique, cela tient simplement à ce qu'il existe un domaine de dimension minimale en deçà duquel la densité de courant local ne suffit plus à déterminer la différence de champ électrique local, de telle sorte qu'on ne peut pas décomposer, par la pensée, le matériau dans le domaine de taille infiniment petite ; alors le plus petit domaine possible conduit à un certain accroissement de courant qui est celui qu'on observe.

Et en dehors du Cryosar qui a été effectivement utilisé, on peut signaler un deuxième mécanisme qui conduit, lui aussi, à une caractéristique $I-V$ de ce genre ; c'est celui qui a été mis en œuvre dans ce que les chercheurs du Lincoln Laboratory ont appelé le « Madistor » et je rappelle en quoi il consiste. Si l'on prend une diode PN utilisant un semiconducteur dans lequel le rapport des mobilités électroniques et des mobilités de trou est très élevé, si cette diode est réalisée avec une base de type P très longue, on observe une résistance négative dans la caractéristique directe. L'origine en est la suivante : les électrons injectés vont considérablement réduire la résistance de base, mais les premiers électrons injectés tendent à se piéger sur des dépôts profonds ; ce n'est donc que quand on a saturé ces pièges, ce qui implique une certaine densité de courant, que les autres électrons peuvent passer librement et, comme leur mobilité est très élevée, la résistance correspondante est très faible. Cela conduit à une caractéristique du type à maximum de tension. A nouveau cette caractéristique peut être, dans ce cas particulier, très marquée. Elle peut atteindre une grande amplitude mais pas du tout le genre d'amplitude que l'on pourrait attendre si la totalité de la base était rendue conductrice. Ce n'est qu'un mince filament qui est rendu conducteur ; ce filament ne peut cependant pas être de section nulle car les phénomènes de diffusion des porteurs injectés vers les régions voisines joueraient alors un rôle important.

Nous voyons donc que le nombre de phénomènes, auquel nous pouvons faire appel en pratique, est li-

mité, il y en a peut-être d'autres. Je signale que des résistances négatives, dont certaines sont encore mal expliquées, ont fréquemment été observées dans les semiconducteurs toutes les fois qu'on applique des champs électriques intenses suffisants pour que l'équilibre thermodynamique des porteurs soit notablement modifié. Quantitativement, on peut donner cette règle : toutes les fois que le produit de la mobilité des porteurs par le champ électrique appliqué, ce qui correspond à la vitesse qu'auraient ces porteurs en l'absence d'effets non linéaires, devient de l'ordre de grandeur de la vitesse du son dans le matériau, les caractéristiques d'un morceau de semiconducteur deviennent violemment non linéaires et il est fréquent que la théorie prévoie des résistances négatives. Il est fréquent également qu'on les observe, pas toujours dans les cas où la théorie les prévoit d'ailleurs, mais de toute façon l'amplitude de ces résistances négatives, l'amplitude de l'excursion en tension ou en courant sont généralement trop faibles pour pouvoir conduire à des mémoires très utilisables. J'insiste d'ailleurs sur l'importance de cette amplitude de l'excursion en tension, en valeur relative. La puissance moyenne consommée par un point mémoire est évidemment le produit de la valeur moyenne de I par la valeur moyenne de V , et si nous avons affaire à une caractéristique qui possède juste un petit zig-zag, il faudra mettre beaucoup de puissance dans la mémoire pour n'en tirer que très peu de puissance à la lecture. En tout état de cause, ce type de mémoire à résistance négative est, comme le savent bien les fabricants de machines, difficile à utiliser parce qu'une telle mémoire demande, pour l'inscription ou l'effacement, une puissance qui est, en principe, supérieure à celle que l'on peut en tirer à la lecture. Le facteur de l'étalement est inférieur à l'unité. Cela a conduit à la découverte d'une quantité d'astuces qui permettent de combiner plus ou moins de tels points-mémoire avec des systèmes à diodes pour obtenir, d'une manière ou d'une autre, une lecture plus facile ; il serait fastidieux, et il sortirait du cadre d'un tel exposé, de rentrer dans la description de tels systèmes.

Ce que je voudrais suggérer c'est que des solutions intéressantes pourraient être trouvées dans l'association de tels points-mémoire avec des éléments simplement non réciproques et, sans rentrer dans la théorie d'un tel dispositif, je voudrais signaler un cas particulier très simple qui peut constituer un bon exercice de cours pour un cours sur les circuits non linéaires et non réciproques où on associe un triangle d'un matériau montrant un effet Hall important avec un dispositif à résistance négative, par exemple une diode tunnel (fig. 3). Je ne représente pas ici les connexions de polarisation ; bien entendu, rien n'empêcherait de faire cette diode tunnel sur le matériau lui-même si les conditions de température sont comparables. Un tel dispositif, c'est très facile à voir, peut fonctionner dans la gamme linéaire, donc dans la gamme où on n'a qu'un état stable, de telle manière qu'il se comporte comme un amplificateur unidirectionnel ; si on applique une tension à l'entrée, on la retrouve amplifiée à la sortie, mais si on applique une tension à la sortie, on peut ne rien avoir à l'entrée. Cela est dû au fait que la plaquette à effet Hall avec un champ magnétique d'ensemble est ici un élément non

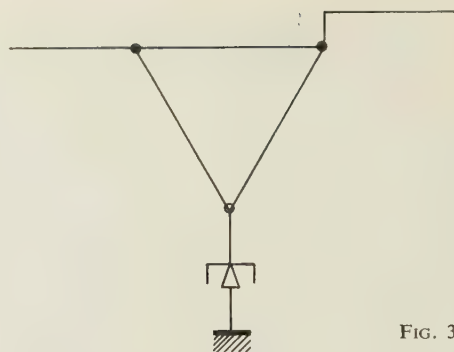


FIG. 3.

réciroque et que les éléments non diagonaux de la matrice impédance de ce quadripôle peuvent être compensés pour l'un d'entre eux et, au contraire, s'ajouter aux éléments non diagonaux du quadripôle en série, pour l'autre. Un tel appareil me semble susceptible d'emploi comme amplificateur, il a été réalisé et permet des performances intéressantes dans la gamme des très hautes fréquences. Si on choisit les conditions de polarisation pour que l'on ait deux états d'équilibre stable et non plus un, on s'aperçoit qu'une partie des propriétés d'unidirectionalité subsiste et qu'il est possible de contrôler ce point-mémoire à l'inscription d'un côté, avec des puissances beaucoup plus faibles que celles qu'on peut en tirer à la lecture, de l'autre côté. Je ne crois pas que cela soit un cas unique, il y a une quantité d'associations de dispositifs non réciproques parmi lesquels l'effet Hall dans les semiconducteurs apparaît comme un choix extrêmement intéressant, et une quantité d'éléments à résistances négatives qui peuvent présenter les mêmes caractéristiques.

Maintenant, une autre manière de s'en tirer est d'abandonner les dispositifs à deux points seulement et de passer à des dispositifs à plus de deux points. Les dispositifs optoélectroniques tombent dans cette dernière catégorie, mais sans aller jusqu'à l'optoélectronique, je voudrais rappeler les possibilités encore inexploitées, mais considérables, des dispositifs du type Madistor que nous avons vu ici. Il suffit pour cela d'associer à chaque jonction non plus un contact de base mais deux ou dix. Dans ce cas, les chercheurs du Lincoln ont montré qu'on pouvait établir un filament tel que celui de la figure 4 et que l'applica-

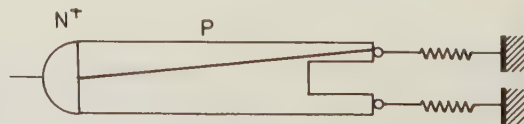


FIG. 4.

tion d'un champ magnétique de très faible valeur pendant un temps court pouvait déplacer ce filament d'un point de contact à l'autre. On a ici un élément-mémoire dans lequel l'inscription peut être réalisée par quelques tours d'un bobinage magnétique convenablement placé et dans lequel la lecture, elle, peut être permanente et on a ici un gain en puissance qui peut être considérable. J'ajoute que cet élément qui se prête

très bien à la réalisation de mémoires à plus de deux valeurs et même à celle de commutateurs ayant une dizaine de points par exemple, peut être également très intéressant.

La lenteur que l'on reproche parfois aux méthodes de contrôle magnétique ne semble pas être une critique très valable ; en ce cas, les cadences de commutation semblent pouvoir être relativement élevées, certainement très utilisables pour des calculateurs de faibles dimensions dans lesquels la possibilité de travailler directement en système décimal pourrait imposer cet élément comme quelque chose de très utile. Bien entendu, cet élément est, en réalité, très ambitieux ; il n'est même plus à deux points, il en a quatre, c'est-à-dire que les bandes d'entrée et de sortie sont totalement indépendantes et les possibilités d'emploi logique, comparables à celles qu'offrent les systèmes d'optoélectronique qui sont les seuls avec le maddistor et les relais à ne pas avoir de point commun entre entrée et sortie et par conséquent à se prêter à des réalisations de logique parfois extrêmement évoluées.

Je crois que je ne serais pas complet si je n'indiquais pas quand même une autre méthode qui est la plus ancienne façon de réaliser un point-mémoire électronique qui ait été utilisée, c'est-à-dire le bon vieux multivibrateur, plutôt la bonne vieille bascule, qui constitue un excellent point-mémoire. Je rappelle que les premiers calculateurs, après tout, n'utilisaient comme mémoire que des bascules à tubes à vide et, bien sûr, on peut les faire avec des éléments à semiconducteurs. La mémoire-bascule a été un peu oubliée parce qu'elle est coûteuse, complexe et que le point-mémoire contient beaucoup d'éléments, mais la situation pourrait très notablement changer si ces éléments actifs et passifs pouvaient tous être réalisés par une technique, mettons, de couche mince. Il y a évidemment là aussi

une grande variété de méthodes qui sont utilisables, mais citons simplement que des bascules du type TFT, du type transistors à effet de champ en couche mince peuvent très facilement être réalisées uniquement par des techniques d'évaporation et alors, à ce moment là, on a un point mémoire qui, s'il est complexe du point de vue de son schéma, pourrait cependant être petit et bon marché. Bien sûr, le TFT, tel que nous le connaissons, est un élément lent, d'autre part, c'est un élément dont la reproductibilité en grande série industrielle est, pour le moins, douteux à l'heure actuelle, mais j'ai déjà dit que je me plaçais dans un contexte résolument prospectif, constatant, d'ailleurs, qu'actuellement la seule mémoire où le point-mémoire lui-même soit basé sur un phénomène de semiconductivité, et qui est largement utilisé, est la mémoire à diode tunnel.

Je voudrais simplement, pour terminer rapidement, indiquer que je n'ai pas ouvert ici un domaine qui pourrait être intéressant, c'est celui de l'utilisation de certains phénomènes de semiconductivité pour lire l'état magnétique ou l'état électrique de mémoire du type ferromagnétique ou supraconducteur ou de mémoire à ferroélectrique. C'est surtout dans le cas où une mémoire à ferroélectrique correcte pourrait être mise au point, c'est-à-dire où les problèmes de disparition spontanée de la polarisation dans les ferroélectriques pourraient être résolus, que la lecture de l'état d'un tel ferroélectrique par l'effet de champ d'une couche mince semiconductrice appliquée au contact, apparaîtrait comme une méthode extrêmement intéressante permettant en effet une lecture non destructive. L'effet Hall a, bien sûr, déjà été proposé et utilisé pour la lecture de mémoires de type magnétique et peut présenter le même avantage, à ceci près toutefois, que, du point de vue de la puissance de sortie, l'effet Hall est très inférieur à l'effet de champ.

LES CÉRAMIQUES MAGNÉTIQUES DANS LES DISPOSITIFS DE MÉMOIRE *

PAR

R. VAUTIER

Directeur Scientifique au C.N.R.S.

1. Introduction

Dans cette série d'exposés consacrés aux phénomènes fondamentaux que l'on peut utiliser pour réaliser des mémoires, le magnétisme occupe une place particulière puisqu'à l'heure actuelle, à quelques rares exceptions près peut-être, toutes les mémoires en service sont des mémoires magnétiques. Les mémoires de grande capacité sont toutes des mémoires magnétiques, qu'il s'agisse de tambours, de bandes ou de disques. Dans le domaine des mémoires à accès rapide, peu d'autres réalisations ont remplacé jusqu'à présent les mémoires matricielles à tores de ferrite.

Beaucoup de raisons peuvent expliquer cet état de choses :

— l'enregistrement magnétique a montré ses qualités dans d'autres domaines où il est d'usage courant et sans concurrent, ayant supplanté les autres procédés ;

— une mémoire magnétique peut conserver une information sans aucune limitation de durée et sans aucune consommation d'énergie ;

— l'écriture et la lecture sont aisées car on passe facilement d'une variable électrique à une variable magnétique et réciproquement ;

— le développement de matériaux ayant des propriétés bien adaptées (forme du cycle d'hystérésis, valeur de B_r et de H_c) a été relativement facile ;

— dans le cas des mémoires à accès rapide, le fait d'utiliser un champ magnétique comme grandeur de commande permet de faire commodément des matrices d'éléments mémoire en employant la technique des courants en coïncidence. Cette technique permet de réaliser simultanément les opérations de sélection et d'écriture ou de lecture ;

— la fiabilité des mémoires magnétiques s'est toujours révélée d'un degré élevé, leur maintenance étant

réduite au minimum, caractères communs à tous les dispositifs magnétiques.

Nous allons d'abord examiner rapidement le cas des mémoires de grande capacité et celui des mémoires permanentes ou semi-permanentes, le problème le plus important étant, semble-t-il, celui des mémoires à accès rapide, que nous verrons plus en détail.

2. Mémoires de grande capacité

Le principe de l'opération restant le même, ce n'est que par la nature du support et la conception mécanique que diffèrent les tambours, les disques et les bandes magnétiques, la capacité de la mémoire croissant dans cet ordre et le temps moyen d'accès augmentant avec la capacité.

Quelques chiffres donneront une idée des performances réalisées actuellement. La densité linéaire d'enregistrement sur une piste peut varier entre une centaine de digits binaires par centimètre à plus de 300 par centimètre. Les vitesses linéaires de lecture varient approximativement entre 1 m/s et 5 m/s. A titre d'exemple, une bande magnétique peut avoir 9 pistes parallèles. Sept pistes enregistrent les informations sous forme de caractères de sept digits et deux pistes sont réservées à des opérations de contrôle. Sur cette bande de 730 mètres de longueur, avec une densité de 315 mots/centimètre, on peut ainsi stocker 20 millions de caractères de 7 digits chacun, soit 140 millions de digits, qui sont lus à la vitesse de 90 000 caractères par seconde.

Les tambours magnétiques ont une capacité plus petite, par exemple 1 à 14 millions de digits suivant le modèle, mais leur temps d'accès est court, 10 ms et même moins. Il existe des mémoires à disques commerciaux ayant une capacité supérieure à 3 500 millions de digits. Rappelons l'existence de cartes magnétiques, de capacité pratiquement illimitée également.

Les valeurs indiquées ci-dessus correspondant à du matériel commercialisé, on peut essayer de chiffrer

* Conférence prononcée le 5 avril 1965 à la séance inaugurale du Colloque.

les performances maximales possibles. Indépendamment de la granulométrie du matériau magnétique utilisé, on peut admettre comme évident qu'il est impossible d'établir une variation de l'aimantation longitudinale plus rapide que celle qui produirait un champ démagnétisant longitudinal égal au champ coercitif du matériau. La densité d'enregistrement par unité de longueur fait donc intervenir le rapport H_c/B_r qui doit être aussi élevé que possible. De ce point de vue, les oxydes magnétiques sont plus avantageux que les alliages à cause de leur aimantation relativement basse. On peut calculer une densité limite en fonction de l'épaisseur. On trouve ainsi, pour un oxyde usuel ($H_c = 250$ Oe, $B_r = 800$ G), une densité de 440 bits par centimètre pour une épaisseur de 10μ [1]. Théoriquement, il est possible d'obtenir beaucoup mieux, car on connaît des matériaux ayant des champs coercitifs beaucoup plus élevés. Mais le champ nécessaire à l'écriture serait aussi beaucoup plus élevé. De plus, ce calcul ne tient pas compte des limitations provenant des têtes de lectures. On voit donc, somme toute, que le matériel actuel ne doit pas être loin des performances limites. Par ailleurs, on ne voit guère quel autre principe permettrait de réaliser des mémoires capables de supplanter ces appareillages éprouvés.

3. Mémoires permanentes et semi-permanentes

Toutes les mémoires magnétiques sont des mémoires permanentes, en ce sens qu'une information quelconque peut être conservée pendant un temps illimité sans le secours d'aucune source d'énergie. En fait, il semble qu'en pratique, les mémoires que l'on appelle permanentes ou semi-permanentes sont des mémoires dans lesquelles la lecture aléatoire d'une information est possible et très rapide, alors que l'opération d'écriture est incomparablement plus longue. Les temps correspondants sont, par exemple, une microseconde et une seconde, l'écriture étant généralement faite par une opération manuelle. Lorsqu'elles utilisent des ferrites ces mémoires n'ont pas demandé la mise au point de matériaux spéciaux, leur conception étant voisine de celle des mémoires à accès aléatoire. Leur développement est assez récent et résulte de la remarque que lorsqu'un programme doit être conservé d'une manière permanente dans un ordinateur, il n'y a aucun intérêt à utiliser une mémoire rapide à l'écriture comme à la lecture, pour le conserver. On peut donc, en sacrifiant la vitesse d'écriture, gagner sur le prix, la capacité de la mémoire ou la vitesse de lecture. Ce genre de mémoire offre un intérêt particulier pour certaines applications spéciales telles que les autocommutateurs électroniques de centraux téléphoniques, mais il est probable que leur emploi dans les ordinateurs universels se développera.

4. Principe des mémoires à accès rapide

Voyons maintenant quels sont les problèmes importants dans la réalisation des mémoires à accès rapide en calcul digital.

1° L'inscription et la conservation des chiffres binaires 0 et 1 sont liées à la stabilité des états d'aimantation $-B_r$ et $+B_r$ du matériau, c'est-à-dire à la forme

rectangulaire du cycle d'hystérésis. La forme de ce cycle étant sensible à l'existence d'un champ démagnétisant (fig. 1), on doit éviter ce dernier. Ce qui est important, en effet, n'est pas le cycle d'hystérésis du matériau, mais le cycle d'hystérésis de l'élément mémoire. De même, pour l'utilisateur, le champ magnétique nécessaire a moins de signification que le courant nécessaire.

L'absence de champ démagnétisant est réalisée de la manière la plus simple possible avec un noyau torique qui est l'élément mémoire actuellement le plus répandu. L'absence de champ démagnétisant a aussi

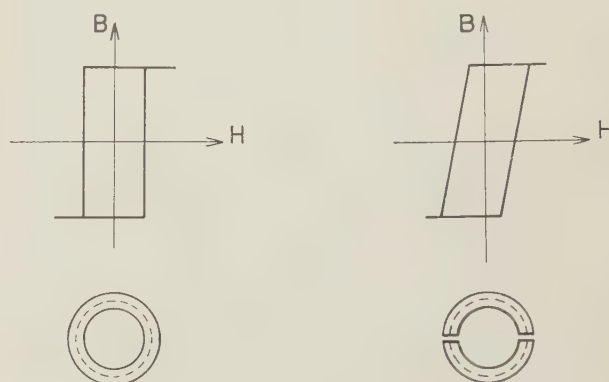


FIG. 1. — Cycles théoriques d'échantillons toriques sans et avec entrefer.

un autre avantage : elle évite des interactions possibles entre les éléments mémoires voisins. Cependant, à côté du champ démagnétisant macroscopique dépendant de la forme de l'échantillon, il faut faire intervenir également les champs démagnétisants microscopiques liés à la porosité de l'échantillon.

Le cycle d'hystérésis d'un élément torique est déformé encore pour une autre raison : à cause de l'épaisseur radiale du tore, le champ magnétique ne peut pas être uniforme dans tout le volume du matériau (fig. 2).

2° Depuis qu'il a été décrit en détail par FORRESTER [4], le montage des éléments mémoires en matrices a été universellement adopté. Les avantages en sont évidents : économie des sources de courants, combinaison de l'opération d'adresse ou de sélection avec les opérations d'écriture et de lecture. Mais ces avantages se paient de quelques inconvénients. Le premier inconvénient est que la valeur du champ de commande est alors liée d'une façon étroite au champ coercitif des noyaux, ce qui limite la vitesse de fonctionnement. Par exemple, dans une matrice plane, l'impulsion de commande est produite par la coïncidence de deux impulsions, une sur le fil de ligne et une sur le fil de colonne, et le champ total appliqué est obligatoirement inférieur au double du champ coercitif.

Le deuxième inconvénient du montage en matrice est la création dans le fil de lecture de signaux parasites dus au basculement partiel des tores demi-sélectionnés sur la ligne et la colonne du tore sélectionné, donc d'autant plus nombreux que la matrice est plus grande. La nécessité de pouvoir distinguer le signal utile « zéro » ou « un » dû au tore sélectionné entraîne une

limitation sur les dimensions de la matrice, donc sur la capacité de la mémoire.

On rencontre ainsi les deux grandeurs qui constituent les objectifs principaux des spécialistes : augmen-

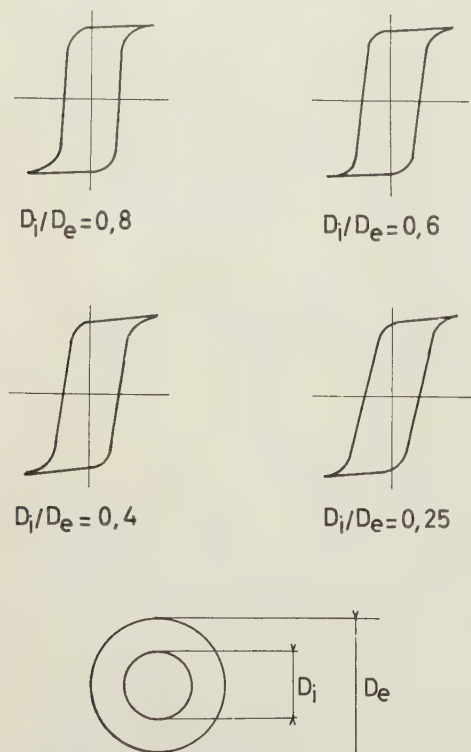


FIG. 2. — Influence de l'épaisseur radiale sur la forme du cycle d'hystérésis (d'après M. KORNETZKI et H. BURGER).

tation de la capacité de la mémoire, augmentation de la vitesse de fonctionnement. Bien entendu, ces deux aspects sont indissociables d'un troisième, le prix de revient.

Dans quelle mesure et de quelle façon ces objectifs sont-ils atteints ? Nous allons l'examiner brièvement.

5. Dimensions des matrices

Même si l'on admet une valeur élevée, par exemple égale à dix pour le rapport entre l'intensité du signal « un » et l'intensité du signal « zéro » délivrés par le tore sélectionné et pour le rapport entre l'intensité du signal « un » et celle d'un parasite, on voit immédiatement que, pour que le signal puisse être reconnu sans précautions spéciales, les dimensions maximales de la matrice sont très limitées.

L'effet des parasites est déjà très réduit si on les oppose moitié à moitié dans le fil de lecture qui traverse tous les tores de la matrice et en faisant la lecture à l'instant où le rapport signal/parasite est le plus favorable. Le paramètre qui prédomine alors est la dispersion des noyaux, dispersion due en partie à la dispersion de fabrication et en partie au fait que les noyaux se trouvent dans des états magnétiques différents. Une technique permettant de réduire cette dispersion est de compliquer un peu les trains d'im-

pulsions utilisés pour l'écriture ou la lecture de façon que les tores soient systématiquement remis dans des états bien définis, produisant toujours le même parasite. La capacité de la matrice peut alors être augmentée mais au détriment de la vitesse de fonctionnement.

On a proposé également d'effectuer la lecture en intégrant le signal $\int u dt$, ce qui donne une valeur nulle lorsqu'on s'arrange pour que les parasites correspondent au parcours d'un cycle fermé. Il ne semble pas que cette technique ait été utilisée.

6. Durée du cycle

On entend par là le temps total nécessaire pour réaliser une opération d'écriture et une opération de lecture. Dans le cas où la lecture détruit l'information, le temps de cycle doit comprendre la durée de réécriture. La durée du cycle dépend naturellement du temps τ d'inversion de l'aimantation. La loi connue [15] :

$$S_W = \tau (H - H_0)$$

où S_W est une grandeur caractéristique du matériau, montre immédiatement qu'une augmentation de H permettrait de réduire τ . Mais dans le montage classique en matrice où des courants en coïncidence sont utilisés pour l'écriture et la lecture, la valeur du champ que l'on peut appliquer, donc aussi la valeur de τ , est fixée par la valeur du champ coercitif. Les noyaux

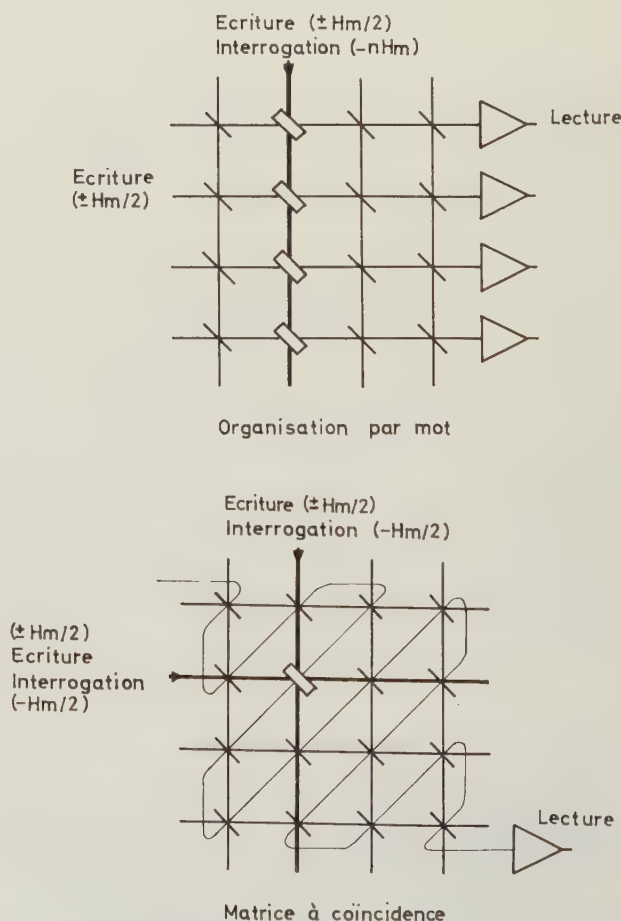


FIG. 3. — Modes de lecture.

couramment utilisés conduisent dans ces conditions à des cycles de quelques microsecondes. L'organisation de la mémoire « par mot » (fig. 3) ou système Cambridge représente un progrès du point de vue vitesse, car si l'écriture est toujours faite par coïncidence de deux courants, la lecture est faite en envoyant une impulsion unique dans tous les digits du mot, et tous ces digits sont lus simultanément en parallèle. L'impulsion de lecture n'est donc pas limitée en amplitude car elle ne perturbe aucun autre noyau, et le temps de lecture peut être très réduit.

La nécessité de réécrire l'information lorsque celle-ci est détruite par la lecture a suscité des recherches qui ont abouti à plusieurs méthodes de lecture non destructive.

Les dispositifs à plusieurs ouvertures ont fait l'objet de nombreuses publications. Les ouvertures de grandeurs identiques ou différentes forment des circuits magnétiques complexes et ont chacune une fonction bien définie. Ces dispositifs permettent de réaliser non seulement une lecture non destructive de l'information, mais aussi des opérations logiques. De très nombreux modèles existent (fig. 4) : Transfluxor, Magnistor, Logicor, Laddic, Mad, Scansor, Male. Quel-

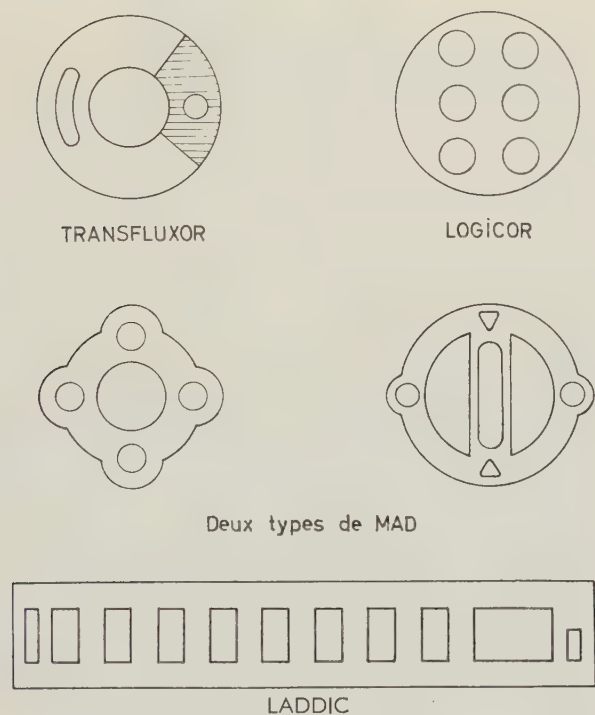


FIG. 4. — Eléments à plusieurs ouvertures

ques-uns sont constitués de deux parties en matériaux différents.

Une autre méthode de lecture non destructive consiste à provoquer, à partir d'un des états stables du noyau, une rotation réversible de l'aimantation en appliquant une impulsion de champ perpendiculaire à la direction initiale de l'aimantation. On recueille

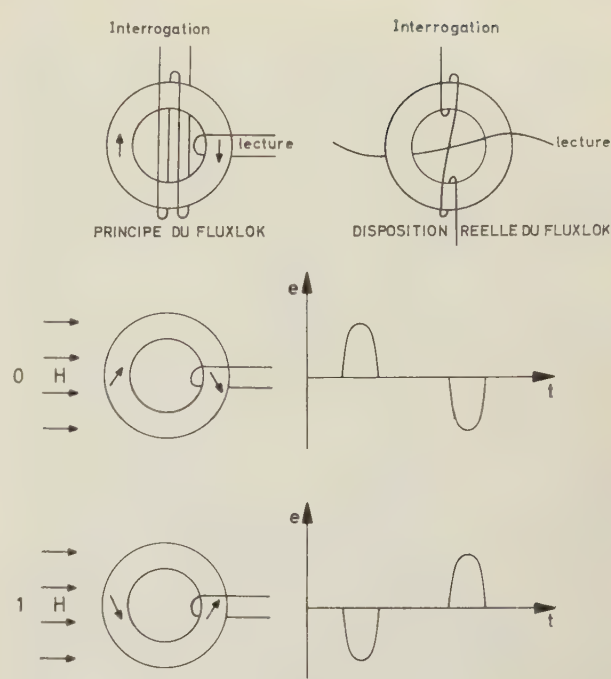


FIG. 5. — Lecture par rotation réversible : le Fluxlok utilise des noyaux ordinaires.

ainsi dans le fil de lecture une onde dont la polarité dépend du sens initial de l'aimantation. Le Fluxlok [8] utilise cette méthode (fig. 5) et permet une cadence de lecture de 10 MHz avec un niveau de sortie élevé (≈ 100 mV). La réalisation la plus originale pour utiliser cette technique est sans doute l'élément BIAX [9] qui comporte deux trous perpendiculaires (fig. 6). Le flux autour de chaque trou doit passer dans la région commune de sorte qu'une variation du flux autour du trou d'interrogation produit une variation du flux circulant autour du trou mémoire (écriture-lecture). Les dimensions sont choisies pour que cette influence se traduise par une rotation réversible de M dans la région commune aux deux circuits. La rotation réversible est un phénomène extrêmement rapide qui autorise des vitesses de lecture élevées. Les publications antérieures à ce colloque font état d'une cadence de fonctionnement de deux mégahertz.

Il ne semble pas que les méthodes de lecture non destructive proposées par WIDROW et McKAY aient été effectivement utilisées.

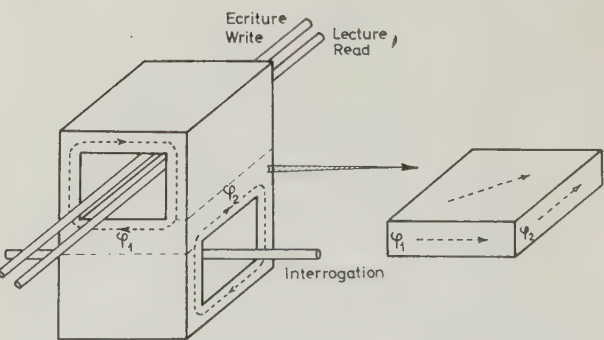


FIG. 6. — Elément mémoire Biax (1,25×1,25×2,1 mm)

Si une méthode de lecture non destructive permet d'économiser le temps de réécriture, il ne faut cependant pas oublier que, dans la durée du cycle, doivent être compris le temps de transmission des lignes, le temps d'amplification, le temps d'adresse et le délai de lecture, c'est-à-dire qu'une opération de lecture ne peut suivre immédiatement une opération d'écriture à cause du fort signal engendré dans le fil de lecture par l'opération d'écriture [5d]. Certains de ces temps dépendent des dimensions de la matrice. Un exemple type [6] montre qu'un temps d'inversion de 30 ns conduit pour la lecture seule à une durée de 150 ns dans une mémoire de 1 000 mots miniaturisée. On voit donc que, dans ces ordres de grandeurs, il n'y a intérêt à diminuer le temps de basculement du matériau que si l'on peut diminuer simultanément les autres temps qui interviennent dans le cycle total. De ce point de vue, la diminution des dimensions de l'élément mémoire est doublement intéressante car, d'une part, elle réduit la longueur de la ligne de force moyenne et permet donc d'appliquer un champ supérieur pour le même courant, et d'autre part elle permet de réduire les dimensions de l'ensemble, ce qui entraîne une diminution des temps de propagation. Pour fixer les idées, rappelons les chiffres proposés par RAJCHMAN [5d] : un courant d'un ampère est une valeur compatible avec les possibilités des transistors et des conducteurs. En utilisant la valeur $S_W = 0,5 \cdot 10^{-6}$ Oe·s qui est la plus basse signalée pour un ferrite ayant une bonne rectangularité, on obtient, pour un écartement d'un millimètre entre les éléments mémoire que l'on suppose assemblés de la façon la plus compacte possible, un temps de basculement de 100 ns et un temps de transmission de $N \times 10^{-11}$ s, N étant le nombre d'éléments sur la ligne. Le temps d'amplification, avec du matériel très bien adapté, peut être évalué à $N \times 10^{-11}$ s. Le temps d'adresse peut être négligé. Le délai de lecture est important. RAJCHMAN cite un délai de 1 μ s pour une mémoire dont le cycle dure 5 μ s.

En résumé, avec des éléments de taille inférieure au millimètre, en supposant une amélioration de 50 % sur la valeur du coefficient S_W , et en admettant qu'on puisse supprimer le délai de lecture par des techniques appropriées, une mémoire de 4 096 mots pourrait présenter un cycle de 100 ns.

On voit donc tout l'intérêt de la miniaturisation dans ce domaine. Plusieurs techniques ont été proposées pour réduire les dimensions de l'élément mémoire. La première idée qui vient à l'esprit est de réduire les dimensions des tores classiques. On peut utiliser effectivement des tores de diamètre extérieur $\approx 0,55$ mm et de diamètre intérieur $\approx 0,25$ mm. Une partie des conducteurs est obtenue par métallisation. On réalise un cycle complet de 250 ns avec des courants de commande de quelques centaines de milliampères. Le champ coercitif du matériau utilisé est $\approx 1,5$ Oe. On peut aller plus loin dans cette voie [6]. L'élément mémoire est une plaquette de 2 mm $\times$ 2 mm $\times$ 0,25 mm. Quatre trous d'un diamètre 25 μ et d'entraxes 50 μ sont percés au centre de l'élément par bombardement électronique pulsé. Les conducteurs sont réalisés en remplissant les trous par une pâte d'argent. La surface est ensuite métallisée et les connexions obtenues par gravure photo-

chimique. La mémoire est réalisée suivant le mode d'organisation par mots avec deux éléments mémoire par élément d'information et lecture différentielle. Ce type d'organisation avait déjà été proposé pour les plaques à trous [5c]. Il présente beaucoup d'avantages, car étant moins exigeant sur la rectangularité du cycle d'hystérésis, il permet d'utiliser des matériaux présentant une constante de commutation S_W plus faible. La sécurité est en même temps beaucoup plus grande puisque la lecture est basée sur la polarité d'une tension et non sur sa grandeur, et que la détection d'une perturbation est immédiate. Les publications font état d'un cycle de 150 ns pour une mémoire de 1 000 mots.

Plus révolutionnaire encore est la réalisation des éléments en ferrites laminés et conducteurs enrobés

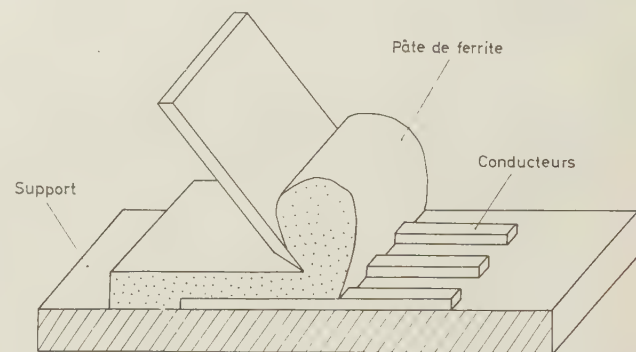


FIG. 7. — Mémoire à ferrite laminée

[7] (fig. 7). Les conducteurs sont obtenus en remplissant d'une pâte métallique les fentes d'un masque convenable appliqué sur un support en verre. Le masque est enlevé et une pâte de ferrite fluide est déposée, son épaisseur étant égalisée au moyen d'une raclette spéciale. Une fois sèche, la feuille de ferrite peut être « pelée » avec les conducteurs enrobés. Plusieurs feuilles de ferrite peuvent être empilées en croisant les conducteurs et l'ensemble est soumis au frittage. Dans la réalisation décrite, les conducteurs ont une section d'environ 30 à 50 μ sur 15 μ d'épaisseur et leur écartement est de l'ordre de 6/10 de millimètre. L'épaisseur finale des feuilles de ferrite est de quelques dizaines de microns. On peut espérer réaliser ainsi une mémoire de capacité supérieure à 10 millions de bits avec un cycle inférieur à 500 ns. Une difficulté de cette fabrication porte naturellement sur l'uniformité des propriétés du matériau magnétique. En réalité, il semble que ce soit la fabrication des conducteurs qui est la plus délicate.

Une technique assez différente, employant le moulage au lieu du laminage, a conduit à la mémoire « Flûte » (fig. 8) [3]. Exploitable avec des temps de cycle lecture-écriture de 250 ns, cette mémoire présente l'avantage essentiel de permettre l'élimination des éléments défectueux et leur remplacement.

Malgré la réduction des dimensions, donc de la quantité de matériau constituant l'élément mémoire,

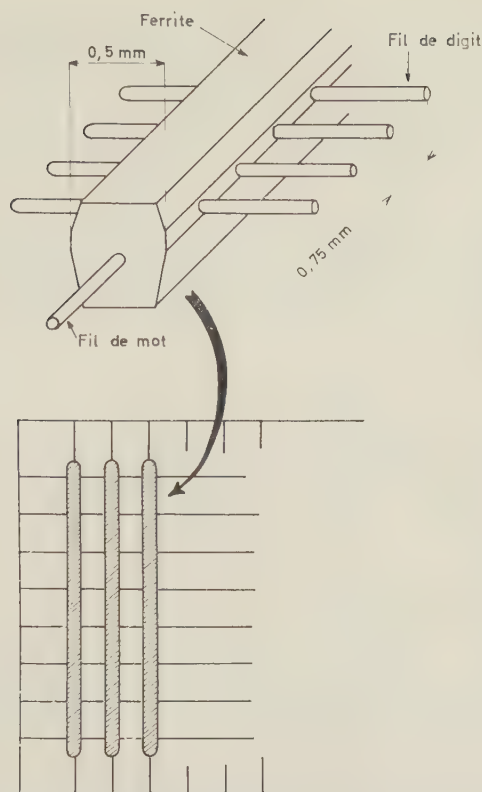


FIG. 8. — Mémoire flûte.

ces dispositifs miniaturisés fournissent des tensions de sortie très confortables, comprises entre 10 et 100 mV.

7. Matériaux utilisés

Les premières compositions utilisées pour obtenir des matériaux à cycle rectangulaire ont été des ferrites à base de manganèse et de magnésium. Ce sont apparemment toujours les plus employées. L'addition de magnésium au ferrite de manganèse augmente en effet beaucoup la rectangularité du cycle. Pourtant, à la même époque, on connaissait déjà plusieurs autres compositions de base présentant des cycles rectangulaires, notamment des ferrites à base de lithium, et des ferrites contenant des additions de cuivre ou de cobalt. Les études développées sur ces matériaux visent comme principales caractéristiques la rectangularité, le champ coercitif, la rémanence, le temps de commutation et les variations thermiques de ces propriétés. La rectangularité, d'abord mesurée sur des cycles quasi statiques, est évaluée pratiquement par les niveaux des signaux perturbés et non perturbés. On peut d'ailleurs remarquer qu'avec les nouveaux modes d'organisation des mémoires, on peut être beaucoup moins exigeant sur la rectangularité, ce qui permet d'utiliser des matériaux présentant une constante de commutation S_W plus faible. De même, alors que les études initiales s'intéressaient à des champs coercitifs réalisant un bon compromis entre les propriétés désirées, assez faibles pour ne pas exiger des courants de commande trop élevés,

assez forts pour permettre une vitesse de fonctionnement satisfaisante, la tendance à la miniaturisation permet d'utiliser des matériaux à champ coercitif plus élevé avec les mêmes courants.

Bien que les recherches sur des matériaux à base de Mg-Mn soient toujours nombreuses, les autres compositions, et en particulier les ferrites contenant du lithium, font l'objet de travaux visant particulièrement l'obtention de faibles coefficients de température. De plus en plus, ces recherches sont guidées par les théories proposées pour expliquer la forme rectangulaire du cycle d'hystérésis, et le moment est venu de faire le point de ces théories.

8. Théories des cycles rectangulaires

La première idée qui vient à l'esprit pour expliquer la forme rectangulaire d'un cycle d'hystérésis est l'existence d'une anisotropie uniaxiale. La théorie élémentaire montre en effet que dans ce cas, le mécanisme de rotation de l'aimantation conduit à cette forme de cycle. Un moyen très simple de produire une telle anisotropie uniaxiale est l'action d'une compression sur un matériau à magnétostriction négative et dont l'anisotropie magnétocristalline est suffisamment faible pour être négligeable devant l'anisotropie magnétoélastique. L'expérience montre qu'effectivement, on obtient ainsi un cycle d'hystérésis d'autant plus rectangulaire que la compression est plus forte. Mais cette méthode est d'une utilisation industrielle difficile.

On connaît cependant d'autres procédés pour obtenir une anisotropie uniaxiale. Certaines compositions sont sensibles à un recuit sous champ magnétique. Cette propriété nécessite d'abord la présence de certains ions, par exemple des ions Co^{2+} dont la distribution dans le réseau cristallin est liée énergétiquement à la direction de l'aimantation spontanée [16]. Il faut aussi que la température de Curie du matériau soit assez élevée pour que, lorsqu'on refroidit le matériau à partir d'une température supérieure à la température de Curie en lui appliquant un champ magnétique, la diffusion des ions soit encore possible au-dessous de la température de Curie. Cette diffusion des ions se produit alors en fonction de la direction de l'aimantation imposée par le champ pour réaliser l'état d'énergie minimal. Inversement, à la température ordinaire, la diffusion n'est plus possible et la direction de l'aimantation spontanée est liée à cette distribution des ions. Il faut bien noter que, dans les cas ci-dessus, le noyau ne présente un cycle rectangulaire que si le champ d'utilisation est parallèle au champ appliqué pendant le recuit. Or il existe des matériaux dont la rectangularité est indépendante de la direction d'utilisation. Pour ceux-ci un petit tore taillé en un point quelconque d'un gros noyau torique présente exactement le même cycle rectangulaire. On peut alors parler de rectangularité spontanée car elle n'est liée à aucun traitement ou aucune influence extérieure. Cette rectangularité spontanée est beaucoup plus difficile à expliquer. Les bases d'une explication ont été posées par MENYUK et GOODENOUGH [15] qui font intervenir comme mécanismes fondamentaux la nucléation et la croissance de domaines limités par des parois

de Bloch à 180° . Dans une étude antérieure de la création des domaines [11a] un examen des différents centres possibles de nucléation : inclusions granulaires, précipités lamellaires, joints des grains et surface cristalline, avait démontré le rôle prédominant des joints de grains. Le cycle d'hystérésis a donc une forme rectangulaire si les conditions sont telles que le champ de nucléation est égal ou supérieur au champ nécessaire pour produire le déplacement irréversible des parois créées. On tend vers cette condition, d'une part en diminuant les champs démagnétisants aux limites entre grains, d'autre part en évitant tout ce qui peut gêner le déplacement des parois. Le premier objectif peut être atteint en orientant les grains par une des techniques déjà connues : orientation effective des grains, recuit magnétique, application d'une tension ; le deuxième objectif est réalisé par un matériau très dense (porosité faible) et sans seconde phase. À l'inverse des alliages, les ferrites peuvent présenter un cycle d'hystérésis rectangulaire même sans orientation parce que le rapport M_s/γ entre l'aimantation spontanée M_s et l'énergie de paroi γ est beaucoup plus favorable que pour les alliages métalliques.

Cependant GOODENOUGH a montré que les conditions de nucléation de domaines conduisant à un cycle rectangulaire pouvaient être satisfaites également par des inhomogénéités chimiques de volume approximativement égal au dixième du volume du grain et dont l'aimantation ne diffère que de quelques pour cent de l'aimantation générale. Des travaux récents ont conduit à remarquer que l'existence d'un cycle rectangulaire était souvent liée à la présence d'ions tels que Mn^{3+} ou Cu^{2+} qui sont connus pour produire l'effet Jahn-Teller, mais avec des concentrations insuffisantes pour entraîner une distorsion généralisée du réseau cubique en réseau quadratique. Pour ces basses concentrations, le réseau reste cubique et les ions étrangers ont tendance à se grouper pour former le type exact d'inhomogénéités requis pour expliquer la forme rectangulaire du cycle. D'autres preuves de l'existence de telles inhomogénéités existent, et notamment une micrographie électronique de PAULUS les montre clairement.

Pourtant on peut se demander si ce mécanisme est bien entièrement responsable de la rectangularité dite spontanée. La théorie de GOODENOUGH est basée sur l'hypothèse de déplacements de parois à 180° . C'est sûrement ce mécanisme qui intervient aux champs peu supérieurs au champ coercitif, comme dans les matrices à coïncidence. Mais lorsque le champ appliqué est notablement plus élevé que le champ coercitif, c'est probablement un phénomène de rotation non cohérente qui inverse l'aimantation, alors que, pour les valeurs élevées du champ, la rotation reste cohérente [13]. La théorie proposée par MENYUK et GOODENOUGH tombe alors en défaut et il faut trouver un autre mécanisme.

Considérons des compositions telles qu'un ferrite de magnésium cuivre ou un ferrite de manganèse avec un excès de manganèse. À la température ordinaire, elles présentent toutes les apparences d'une rectangularité spontanée, et cette rectangularité peut s'expliquer par la théorie précédente puisque ces compositions contiennent précisément des ions Cu^{2+}

ou Mn^{3+} à effet Jahn-Teller. On peut montrer pourtant qu'il y a dans ces matériaux au moins une partie de la rectangularité qui est due à un phénomène d'anisotropie uniaxiale induite. Il est nécessaire pour cela d'expérimenter à très basse température, ainsi que le montre la figure 9. Si on désaimante l'échantillon

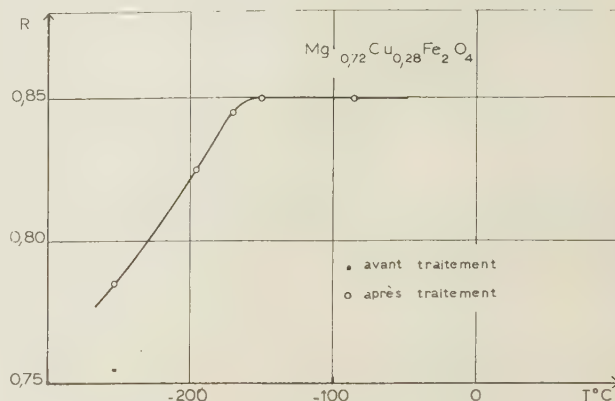


FIG. 9. — T : température de traitement sous champ longitudinal ; R : rectangularité mesurée à $20^\circ K$ après refroidissement sous champ. Champ de mesure : $H_m = 10$ Oe (d'après A. MARAIS).

par chauffage au dessus du point de Curie et qu'on le refroidisse jusqu'à la température de l'hydrogène liquide en le préservant de l'action d'un champ magnétique, la mesure de la rectangularité faite à la température de l'hydrogène liquide fournit une valeur inférieure à la valeur observée à la température ambiante.

Des traitements thermomagnétiques au-dessus de la température de H_2 liquide permettent de faire varier la rectangularité que l'on mesure toujours à la température de l'hydrogène liquide. On peut remarquer qu'un traitement de 30 mn à la température de H_2 liquide dans un champ de 50 Oe fournit déjà une augmentation appréciable de la rectangularité. Deux ou trois traitements à des températures quelque peu plus élevées suffisent pour retrouver la valeur de la rectangularité observée à l'ambiante. Cet effet doit être mis en relation avec l'existence dans cette gamme de température d'une bande de traînage révélée par l'étude de la désaccommodation de la perméabilité. Chaque fois qu'il existe une bande de traînage, on retrouve cet accroissement de la rectangularité par des traitements à des températures supérieures (fig. 10). Il est alors évident qu'à la température ordinaire la constante de temps du phénomène responsable du traînage est si courte que le champ de mesure (ou d'utilisation) seul, même sous forme d'impulsions très courtes, suffit pour induire cette rectangularité.

Quelle que soit d'ailleurs la théorie invoquée, elle doit expliquer tous les aspects expérimentaux, en particulier la forme de la tension de lecture et la valeur de la constante S_W observée. L'hypothèse des déplacements de parois explique bien la loi :

$$S_W = \tau (H - H_0)$$

en admettant que les parois ont une masse négligeable et qu'elles atteignent en un temps très court une vitesse limite constante de la forme :

$$v = \frac{2\mu_0 M_S (H - H_0)}{\beta}$$

où β est un paramètre d'amortissement. La forme de la tension de sortie est plus ou moins bien expliquée par diverses hypothèses sur la distribution des centres de nucléation, sur la forme des parois, et en tenant

est suffisant pour faire intervenir des phénomènes non linéaires ;

b) au contraire, l'inversion de l'aimantation sous l'action d'un champ directeur met en jeu une précession d'angle continuellement variable [14] ;

c) le déplacement d'une paroi met aussi en jeu le même mécanisme gyromagnétique, mais suivant qu'il s'agit d'une paroi à 180° ou à 90° , le mouvement de précession ne se produit que sur une moitié ou un quart de révolution.

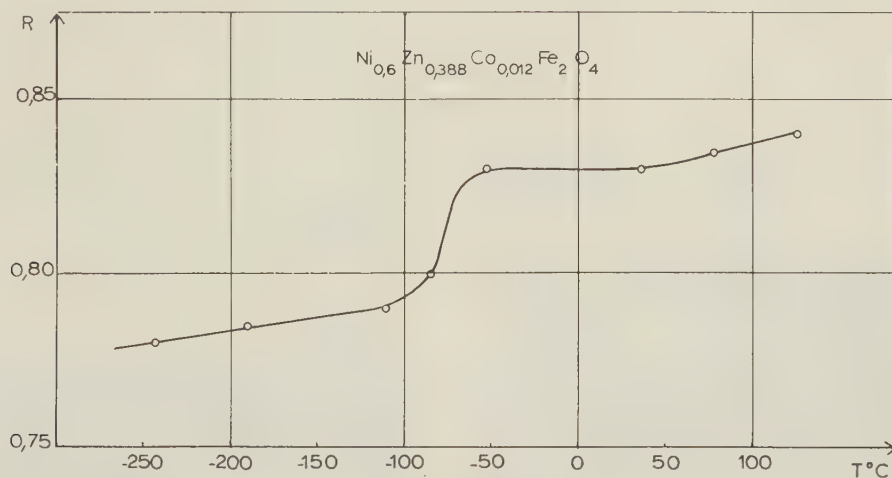


FIG. 10. — T : température de traitement sous champ longitudinal; R : rectangULARITÉ mesurée à 20°K après refroidissement sous champ. Champ de mesure: $H_m = 5 \text{ Oe}$ (d'après A. MARAIS).

compte des collisions entre les parois [12]. Mais le modèle faisant appel à la rotation non cohérente explique aussi bien cette forme.

Soulignons plutôt quelques-unes des difficultés. D'après le modèle des déplacements de parois, S_W devrait dépendre très fortement du nombre et de la distance des parois, donc de la structure du matériau. Or il est vraiment frappant que, pour des tailles de grains variant entre 2 et $1\,500 \mu$, pour des compositions de ferrites complètement différentes, spinelles ou grenats, et même pour du Permalloy, S_W varie seulement dans le rapport de 1 à 3 ($\approx 0,2 \text{ Oe} \cdot \mu\text{s}$ à $0,7 \text{ Oe} \cdot \mu\text{s}$). D'autre part, on a cherché à relier cette constante S_W à l'amortissement tel qu'on le mesure en ondes centimétriques, en utilisant la même équation pour le mouvement de M . Le modèle de rotation non cohérente permet de calculer une valeur minimale théorique de la constante S_W , soit $0,25 \text{ Oe} \cdot \mu\text{s}$ pour $g = 2$, et il est alors remarquable que beaucoup de matériaux atteignent cette valeur minimale.

Une comparaison quantitative entre ces phénomènes est fondamentale, mais elle est délicate, car ces phénomènes, quoiqu'apparentés, présentent des différences marquées :

a) les mesures en ondes centimétriques font intervenir une précession entretenue à une fréquence déterminée, et montrent que l'amortissement varie avec la fréquence et avec l'angle de précession lorsque celui-ci

Dans ces deux derniers cas, des champs démagnétisants beaucoup plus intenses que le champ appliqué peuvent intervenir. Il est connu que c'est ce qui se produit dans une couche mince, mais une paroi à 180° présente, de ce point de vue, beaucoup d'analogie avec une couche mince. C'est donc en tenant compte du champ total que doit être calculée la valeur théorique de S_W . La précession se produisant autour du champ instantané qui peut varier énormément en direction et en grandeur par l'action des champs démagnétisants, sa fréquence propre se déplace dans le spectre des ondes de spins, ce qui modifie à chaque instant les conditions d'amortissement.

Enfin, par essence, un cycle d'hystérésis rectangulaire est conditionné par des phénomènes irréversibles dont le caractère intervient nécessairement. Aux faibles champs de commande, les phénomènes réversibles et irréversibles se séparent nettement en deux maximums, ce qui est une preuve de leurs caractéristiques différentes, les phénomènes réversibles étant plus rapides. Une théorie raffinée doit donc tenir compte de ces différences.

9. Conclusion

Quelles conclusions peut-on tirer, au terme de cet exposé ?

Malgré les difficultés signalées, les mécanismes des matériaux à cycle rectangulaire sont, dans l'ensemble, bien compris et ont guidé les recherches d'une façon efficace.

En dix ans, les progrès ont été constants et marqués. On peut espérer que d'autres progrès sont encore possibles et qu'une mémoire magnétique de grande capacité présentant un cycle de 100 ns sera réalisable d'une façon relativement économique dans un avenir assez proche.

Mais on peut imaginer que les autres techniques offrent aussi des possibilités intéressantes et il serait prématuré de proposer des conclusions définitives avant la fin de ce colloque.

BIBLIOGRAPHIE *

- [1] CHAPMAN D.W. — Theoretical Limit on Digital Magnetic Recording Density. *Proc. I.E.E.E.* (février 63), **51**, n°2, pp. 394-395.
- [2] WESTMIJZE W.K. — a) Processus de l'enregistrement et de la reproduction au magnétophone. *Rev. Tech. Philips* (avril 53), **14**, n° 10, pp. 269-282. b) Studies on magnetic recording. *Philips Res. Rep.* (1953), **8**, pp. 148-157; 161-183 ; 245-269 ; 343-366.
- [3] BARTKUS E.A., BROWNLOW J.M., CRAPO W.A., ELFANT R.F., GREBE K.R. et GUTWIN O.A. — A approach towards batch fabricated ferrite memory planes. *IBM J. Res. Develop.* (1964), **8**, n° 2, pp. 170-176.
- [4] FORRESTER J.W. — Digital Information storage in three dimensions using magnetic cores. *J. Appl. Phys.* (janv. 51), **22**, n° 1, pp. 44-48.
- [5] RAJCHMAN J.A. — a) Static magnetic matrix memory and switching circuits *R.C.A. Rev.* (juin 52), **13**, n° 2, pp. 183-201. b) A myriabit magnetic-core matrix memory *Proc. I.R.E.* (oct. 53), **41**, n° 10, pp. 1407-1421. c) Ferrite apertured plate for random access memory. *Proc. I.R.E.* (mars 57), **45**, n° 3, pp. 325-334. d) Computer memories Possible future developments. *R.C.A. Rev.* (juin 62), **23**, n° 2, pp. 137-151.
- [6] SHAHBENDER R., NELSON T., LOCHINGER R. et VALENTINE J. — Microaperture High-speed ferrite memory. *R.C.A. Rev.* (déc. 62), **23**, n° 4, pp. 539-566.
- [7] SHAHBENDER R., LI K., WENTWORTH C., HOTCHKISS S. et RAJCHMAN J. — Laminated ferrite memory. *R.C.A. Rev.* (déc. 63), **24**, n° 4, pp. 705-729.
- [8] TILLMAN R.M. — Fluxlok - A nondestructive, Random access electrically alterable, high-speed memory technique using standard ferrite cores. *Internation. Solid State Circuits Conf. Philadelphia* (1960), pp. 56-57.
- [9] WANLASS C.L. et WANLASS S.D. — Biax high speed magnetic computer element. *I.R.E. Wescon Conv.* Part 4 (1959), **3**, pp. 40-54.
- [10] RAJCHMAN J.A. et LO A.W. — The transfluxor. *Proc. I.R.E.* (mars 56), **44**, n° 3, pp. 321-332.
- [11] GOODENOUGH J.B. — a) A theory of domain creation and coercive force in polycrystalline ferromagnetics. *Phys. Rev.* (15 août 54), **95**, n°4, pp. 917-932. b) The influence of chemistry on B/H loop shape, coercivity and flux reversal time in ferrites. *Proc. I.E.E.*, Part B, GB, (1957), **104**, Suppl. n°7, pp. 400-411. c) Chemical Inhomogeneities and square B-H Loops. A paraître.
- [12] HESTERMAN V. — Evaluation of flux-switching models for magnetic devices. *Proc. spec. tech. Conf. Nonlinear Magnet.*, Los Angeles (1961), pp. 265-292.
- [13] HUMPHREY F.B. et GYORGY E.M. — Flux reversal in soft ferromagnetic. *J. Appl. Phys.* (juin 59), **30**, n° 6, pp. 935-939.
- [14] KIKUCHI R. — On the minimum of magnetization reversal time. *J. Appl. Phys.* (nov. 56), **27**, n° 11, pp. 1352-7.
- [15] MENYUK N. et GOODENOUGH J.B. — Magnetic materials for digital computer components. *J. Appl. Phys.* (janv. 55), **26**, n° 1, pp. 8-18.
- [16] NEEL L. — Théorie du trainage magnétique de diffusion. *J. Phys. Radium* (mai 52), **13**, n° 5, pp. 249-264.
- [17] RUBINTSEIN H. — Switching properties of ferrites and garnets. *Sci. Rep.* n° 6 (série 2), (30 nov. 62), Gordon McKay Lab., Harvard Univ.
- [18] WIJN H.P.J., GORTER E.W., ESVELDT C.J. et GELDERMANS P. — Conditions pour l'obtention de ferrites à boucles d'hystérésis rectangulaire. *Rev. Tech. Philips* (1954), **16**, n°5, pp. 137-147.
- [19] WILLIAMS H.J., SHERWOOD R.C., GOERTZ M. et SCHNETTLER F.J. — Stressed ferrites having rectangular hysteresis loops. *Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs*, Part. 1, (1953), **72**, pp. 531-536.
- [20] ALBERS-SCHÖNBERG E. — a) Ferrites for microwave circuits and digital computers. *J. Appl. Phys.* (février 54), **25**, n° 2, pp. 152-154. b) Square-hysteresis loop ferrites in the system MgO-MnO-Fe₂O₃. *Amer. Ceram. Soc. Bull.* (1956), **35**, n° 7, pp. 276-279.
- [21] ECKERT O. — Ferrite mit rechteckförmiger Hysterese-schleife. *Elektrotechn. Z.A.* (1954), **75**, n° 7, pp. 253-256.
- [22] FORTIN E.C. et LESOFF H. — Temperature stable ferrites for memory applications. *Proc. Internation. Conf. Nonlinear Magnet*, Washington (1963), I.E.E.E., 1.3.1. - 1.3.6.
- [23] HARVEY R.L., HEGYI I.J. et LEVERENZ H.W. — Ferromagnetic spinels for radio frequencies. *R.C.A. Rev.* (1950), **11**, n°3, pp. 321-363.
- [24] LEMAIRE H.P., LESOFF H. et FORTIN E. — Wide-temperature-range ferrite cores for computer memories. *R. C. A. Rev.* (juin 64), **25**, n° 2, pp. 308-319.

* Les références indiquées dans la présente bibliographie sont une sélection faite par l'auteur. Ceux de nos lecteurs que la question intéresse pourront se procurer aux Editions CHIRON l'ensemble des conférences du Colloque sur les Techniques des Mémoires qui comprend les 178 références données par M. Vautier à la suite de son exposé de synthèse.

LES ALLIAGES FERROMAGNÉTIQUES DANS LES DISPOSITIFS A MÉMOIRE*

PAR

G. GRUNBERG

Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble

1. Introduction

Après une période d'effacement au profit des oxydes ferromagnétiques, dont l'exposé de M. VAUTIER fait ressortir l'importance particulière, les alliages ferromagnétiques reprennent une place de premier plan dans les dispositifs à mémoire.

Ce regain d'intérêt n'est pas dû au choix de matériaux nouveaux, mais plutôt à une meilleure compréhension des mécanismes fondamentaux, qui ont fait l'objet de recherches intensives au cours des dernières années, et à des progrès technologiques importants dans la préparation et l'utilisation des matériaux existants.

Les caractéristiques physiques et magnétiques exigées du matériau étant étroitement liées au type de mémoire dont il fait partie, nous serons amenés, pour les préciser, à distinguer entre les mémoires cinématiques, les mémoires à propagation (toutes deux à accès séquentiel) et les mémoires statiques à accès aléatoire.

Auparavant, nous verrons sur un plan très général les propriétés caractéristiques des alliages ferromagnétiques en insistant particulièrement sur l'influence de la géométrie bidimensionnelle sur ces propriétés.

2. Rappel sur les principales propriétés physiques et magnétiques des alliages

Remarquons tout d'abord que l'utilisation de matériaux magnétiques conducteurs aux fréquences élevées n'est envisageable que sous forme de couches minces de façon à augmenter leur résistance et diminuer les pertes dues aux courants de Foucault. L'épaisseur maximale, au-delà de laquelle les pertes par cou-

rants induits deviennent notables, est de l'ordre du micron.

Ce désavantage, par rapport aux oxydes à forte résistivité, est toutefois compensé par une induction à saturation beaucoup plus élevée, conséquence du plus grand nombre de spins utiles.

Cependant, les propriétés les plus intéressantes des alliages ferromagnétiques, telles que la structure en domaines et le basculement cohérent, ne sont pas des propriétés spécifiques du matériau massif, mais découlent de la possibilité de préparer les alliages sous forme de couches très minces.

2.1. STRUCTURE EN DOMAINES

Lorsque l'épaisseur de la couche décroît jusqu'à devenir inférieure à l'épaisseur d'une paroi, (1 000 Å pour le permalloy), la couche reste nécessairement monodomaine dans le sens de l'épaisseur, c'est-à-dire que l'aimantation conserve une direction constante perpendiculairement au plan de la lame.

Si, de plus, le rapport surface/épaisseur est tel que le champ démagnétisant soit faible devant le champ coercitif, la formation de domaines dans le plan n'est plus énergétiquement favorable.

Vue de l'extérieur, la couche magnétique se comporte alors comme un aimant permanent, puisque l'aimantation rémanente est voisine de l'aimantation à saturation.

Nous verrons par ailleurs que la plupart des couches minces que l'on utilise possèdent une anisotropie uniaxiale ce qui implique que cet aimant ne peut prendre que deux positions d'équilibre stables opposées dans le plan de la lame.

Cette représentation idéalisée d'une couche magnétique est extrêmement commode pour expliquer les phénomènes de rotation cohérente et déterminer les courbes critiques de basculement.

* Conférence prononcée le 6 avril 1965 à la séance inaugurale du Colloque.

Mais il est nécessaire, pour comprendre le fonctionnement de certains dispositifs, ou pour interpréter certaines anomalies (telles que l'ouverture du cycle d'hystérésis dans la direction de difficile aimantation et la reptation), de prendre en considération d'une part l'existence de parois et d'autre part la possibilité de déviations microscopiques de la direction d'aimantation (« ripple ») par rapport à la direction moyenne de l'aimantation dans la couche.

2.1.1. *Parois*

Lorsque l'épaisseur de la paroi est du même ordre de grandeur que l'épaisseur de la couche, la distribution de l'aimantation dans la paroi est fortement influencée par les champs démagnétisants. C'est ainsi qu'en dessous d'une épaisseur de l'ordre de 700 Å, la rotation de l'aimantation dans la paroi s'effectue autour d'un axe perpendiculaire au plan de la couche (paroi de Néel) et non plus autour d'un axe parallèle à ce plan (paroi de Bloch), (fig. 1).

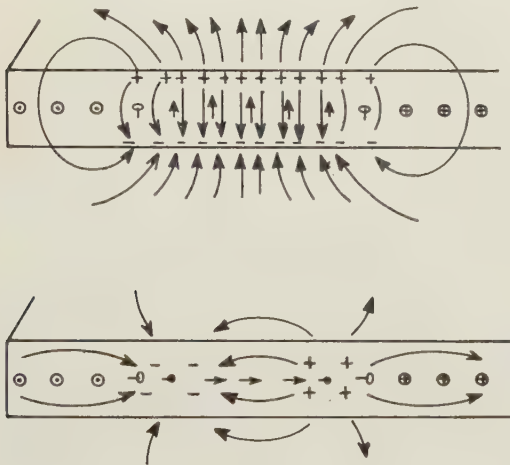


FIG. 1. — En haut : Parois de Bloch - en bas : Parois de Néel

De plus, l'énergie des parois n'étant pas petite devant l'énergie de la couche, leur présence influe notablement sur la distribution de l'aimantation dans le reste de la couche.

On voit nettement sur la figure 2* [1] une paroi de Néel séparant deux domaines d'aimantation opposée, qui, sous l'influence de son propre champ démagnétisant, se divise en régions aimantées en sens inverse, séparées par une zone de transition en forme de triangle ou « crosstie ». On remarque également les lignes de Bloch perpendiculaires au plan de la couche.

2.1.2. *Fluctuations de l'aimantation*

Ces fluctuations, très visibles en microscopie électronique Lorentz (fig. 2), sont surtout caractéristiques des couches minces à faible champ coercitif. Elles proviennent d'une part de variations locales des con-

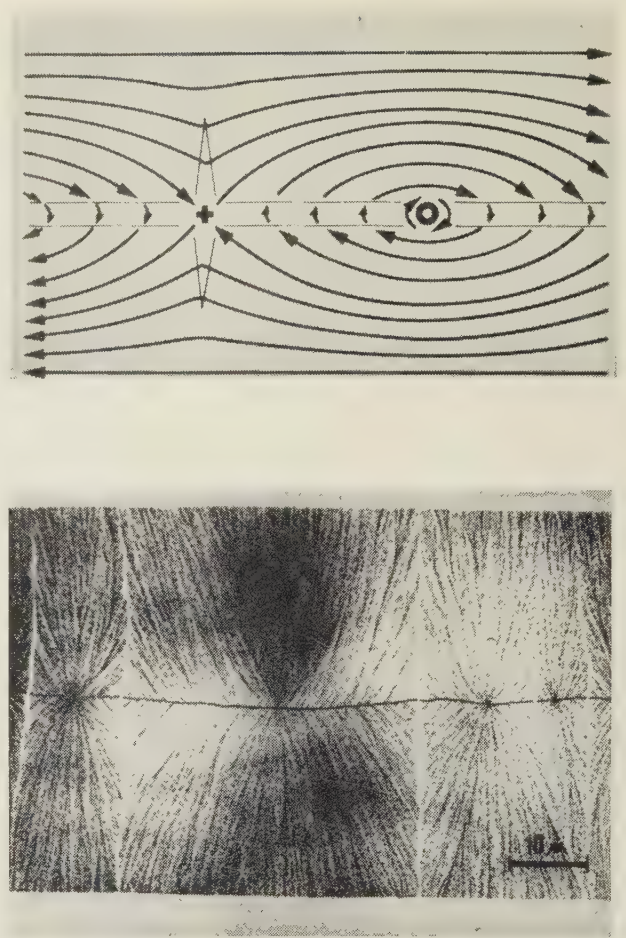


FIG. 2. — D'après FELKELLER [4]

traintes par l'intermédiaire de la magnétostriction et d'autre part, des variations d'énergie magnéto-cristalline au passage d'un cristallite à l'autre, comme le prouvent la relation étroite entre la période de ces fluctuations et la dimension des cristallites, ainsi que le minimum de l'amplitude des fluctuations observé au zéro d'énergie magnétocristalline.

L'amplitude et la longueur d'onde de ces fluctuations jouent un rôle déterminant dans la valeur du champ coercitif [2].

Notons enfin que ces fluctuations sont atténuées du côté de très petites longueurs d'ondes par l'énergie d'échange et vers les plus grandes longueurs d'ondes par les couplages magnétostatiques. Ces couplages étant beaucoup plus importants dans le sens transversal que dans le sens longitudinal, on observe toujours des fluctuations parallèles à la direction moyenne de l'aimantation [3] (fig. 2).

2.2. RENVERSEMENT DE L'AIMANTATION

Le renversement de l'aimantation pour les oxydes comme pour les alliages ferromagnétiques suffisamment minces pour que les pertes par courants induits soient négligeables, est régit par l'équation de Landau-Lifshitz ou par l'équation légèrement modifiée con-

* De tels clichés sont obtenus en microscopie électronique par la méthode dite de « l'image défocalisée ». L'aimantation est perpendiculaire aux stries et les parois apparaissent en clair ou en sombre suivant que les lignes d'aimantation sont incurvées vers la droite ou vers la gauche. Les lignes de Bloch apparaissent comme des points de même couleur que la paroi.

nue sous le nom d'équation de Gilbert :

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = \gamma (\vec{M} \times \vec{H}_e) - \frac{\alpha}{M} \left(\vec{M} \times \frac{d\vec{M}}{dt} \right),$$

qui présente l'avantage de conserver une signification physique pour les fortes valeurs de α .

Le premier terme exprime le couple produit sur l'aimantation $\vec{M}$ par le champ effectif H_e . Le deuxième terme est un terme phénoménologique d'amortissement.

A un amortissement nul ($\alpha = 0$) correspond une précession autour du champ effectif avec conservation de l'angle initial et par conséquent un temps de renversement infini. A un amortissement infini correspond également un temps de basculement infini, par suite du blocage de l'aimantation. Il existe donc une valeur optimale de α qui minimise ce temps.

Le champ agissant étant le champ effectif au niveau des spins il faut s'attendre à une influence importante de la géométrie de l'échantillon par l'intermédiaire des champs démagnétisants.

Tout d'abord, la rotation cohérente ne sera possible que dans la mesure où elle n'entraîne pas l'apparition d'une énergie démagnétisante importante.

Ensuite la rotation sera particulièrement rapide si le mouvement de l'aimantation provoque l'apparition d'un champ magnétique perpendiculaire au champ appliqué qui vient renforcer son action.

Ces deux conditions sont satisfaites simultanément dans le cas d'une couche plane, ne possédant qu'une faible anisotropie dans le plan.

On montre, dans ces conditions, que le facteur d'amortissement optimal, ou amortissement critique α_c est voisin de 0,01 [1] alors que la valeur mesurée pour le permalloy est comprise entre 0,01 et 0,02 et est proche de l'unité pour la plupart des oxydes.

On conçoit que le basculement des alliages ferromagnétiques préparés sous forme de couches minces soit particulièrement rapide.

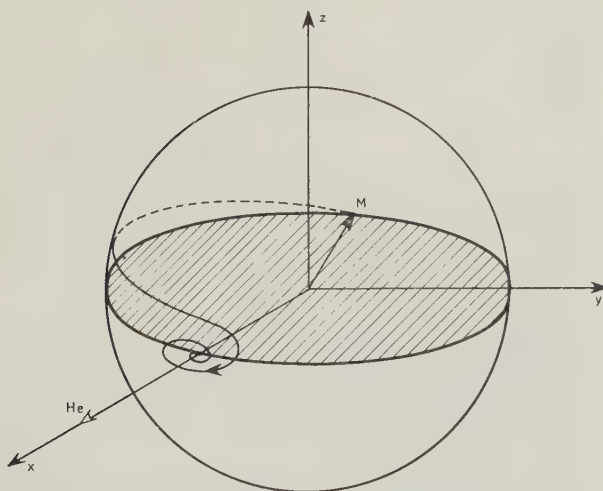


FIG. 3. — Basculement de l'aimantation

Un ordre de grandeur de ce temps peut être obtenu en supposant, par exemple, un champ de 1 Oe appliqué parallèlement au plan de la couche. Sous l'influence de ce champ, l'aimantation tend à sortir du plan provoquant l'apparition d'un champ démagnétisant tel que l'énergie due au champ appliqué ($2MH$) soit égale à l'énergie $H^2D/8\pi$ due au champ démagnétisant produit par l'aimantation M , soit :

$$H_D = \sqrt{16\pi MH} \approx 200 \text{ Oe pour le permalloy [4]}$$

Le mouvement se poursuit autour de ce champ démagnétisant c'est-à-dire dans le plan de la couche (fig. 3). La fréquence de précession, donnée par la formule : $f = \gamma H$ ($\gamma = 2,8 \text{ MHz/Oe}$) applicable puisque $\alpha \ll 1$, conduit alors à un temps de basculement de l'ordre de la nanoseconde.

Après ce bref exposé des propriétés générales des alliages magnétiques, nous allons examiner les caractéristiques propres à chaque type de mémoire.

3. Mémoires cinématiques

Nous classerons dans ce paragraphe toutes les mémoires à support mobile telles que les mémoires à rubans, à disques, à tambours et à cartes. Bien que la majorité de ces dispositifs utilisent comme matériau magnétique l'oxyde de fer ($\gamma\text{Fe}_2\text{O}_3$), on commence à trouver dans la littérature des exemples d'utilisation de dépôts chimiques et électrolytiques d'alliages [5].

3.1. AMÉLIORATIONS RECHERCHÉES

Elles concernent surtout l'augmentation de la densité, c'est-à-dire de la capacité pour un temps d'accès donné.

Le principe même des mémoires à circulation (support mobile par rapport aux organes d'écriture et de lecture) imposant des éléments de mémoire à flux ouvert, la densité limite sera déterminée par le rapport entre le champs démagnétisant et le champ coercitif.

D'autre part, la recherche du maximum de résolution conduit à l'épaisseur de matériau la plus faible possible compatible avec un signal de sortie suffisant. Ce compromis est d'autant plus facilement réalisé que l'induction à saturation est élevée.

On recherche donc des matériaux à fort champ coercitif, à cycle rectangulaire, de faible épaisseur mais possédant un grand moment magnétique.

En fait, il n'est pas possible de considérer le matériau magnétique indépendamment de son utilisation, c'est ainsi que la résolution sera également fonction de l'espacement entre la tête de commande et le support. Cela élimine pratiquement les bandes magnétiques métalliques (par suite de leur trop grande rigidité) pour l'enregistrement à haute résolution (*). Au contraire, dans le cas de tambour à têtes flottantes

* Toutefois, on trouve des dépôts d'alliages ($H_c = 220 \text{ Oe}$) sur support mince d'acier inoxydable (25μ) pouvant supporter des températures extrêmes (300°C) et à très bonne résolution (400 bits/cm).

le meilleur état de surface des dépôts d'alliages ainsi que l'usure moindre (Fe_2O_3 est un abrasif très puissant) permettent un espacement beaucoup plus petit qu'avec les oxydes.

3.2. MATÉRIAUX ÉTUDIÉS

Il s'agit en général de dépôts chimiques ou électrochimiques de Co [6, 7] de CoNi [8, 9] CoNiP [10] CoP [11, 12].

Les caractéristiques obtenues sont résumées dans le tableau I. Les dépôts sont isotropes dans le plan. On constate que les champs coercitifs sont près du double de ceux des oxydes et que l'induction à saturation est beaucoup plus forte. Les quelques résultats d'essais publiés [6, 7] montrent, qu'à signal de sortie égal, on obtient bien une densité plus grande, au détriment, il est vrai, d'un courant de commande plus important.

TABLEAU I

Matériau	Epaisseur	Hc (Oe)	Br	Br/Bs	Réf.
Co	0,3 - 5 μ	300-200	750	0,86-0,61	6
CoNi	$\approx 1 \mu$	280	600	0,85	8
CoNi		300 400			13
CoNi		100		0,84	9
CoNiP	0,05-0,2 μ	750	680	0,75	10
CoNiP		300 550		0,9	15
CoP	1 - 30 μ	400 1 000	450	0,5	11
CoP	4 μ	500	700		12
CoP	0,01-0,2 μ	20 1 200		0,7 - 0,95	7
$\gamma\text{Fe}_2\text{O}_3$ 3M459	9,65 μ	267	120	0,78	

Contrairement aux couches magnétiques d'oxydes, le comportement magnétique des couches dures est encore mal connu. Il semble toutefois établi que le fort champ coercitif a pour origine principale une anisotropie de forme due à une croissance lamellaire des dépôts [11, 13].

Dans d'autres cas cependant, on a pu mettre en évidence des fluctuations d'aimantation analogues à celles que nous avons décrites pour les couches douces, et le fort champ coercitif pourrait alors être dû à des zones localisées à très forte anisotropie [7].

Cette analogie avec les phénomènes de basculement d'aimantation dans les couches douces semble particulièrement nette pour les couches de cobalt et de fer préparées par évaporation sous vide [14].

3.3. MÉMOIRES CINÉMATIQUES A LECTURE OPTIQUE. ENREGISTREMENT TRANSVERSAL [16]

Nous avons indiqué que les deux principales limites à l'enregistrement à haute densité provenaient du champ démagnétisant et de la distance entre l'élément magnétique et la tête de lecture.

L'effet Kerr magnéto-optique (rotation du plan de polarisation d'une onde lumineuse incidente, proportionnelle à la projection de l'aimantation sur le plan d'incidence) qui permet une lecture non destructive, constitue une solution intéressante.

Le signal utile ne dépendant que de l'induction à l'intérieur du matériau, il est possible de réduire notablement l'épaisseur, dans la mesure où elle reste supérieure à la profondeur de pénétration de l'onde lumineuse (200 Å). On peut ainsi utiliser des matériaux à plus faible champ coercitif nécessitant des courants d'écriture moindres.

Pour aller plus loin en densité, il est avantageux d'effectuer un enregistrement transversal (fig. 4).

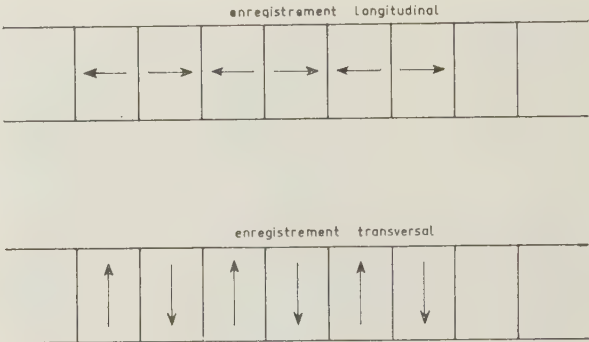


FIG. 4.

Le champ démagnétisant transversal étant faible, la limite ne provient plus que de la largeur des parois et des champs magnétostatiques, ce qui la repousse vers 10^4 bits/cm.

La difficulté est reportée sur la réalisation de la tête d'enregistrement, mais nous allons voir qu'à condition de prendre un matériau anisotrope, il est possible de conserver la tête classique utilisée pour l'enregistrement longitudinal.

L'anisotropie peut être introduite par la présence d'un champ magnétique durant la préparation, et se traduit par un axe de facile aimantation qui correspond à une position d'équilibre stable, et un axe de difficile aimantation qui correspond à une position d'équilibre instable.

L'axe facile étant le long de la petite dimension, la tête d'enregistrement est légèrement décalée de façon à produire un champ faisant un petit angle par rapport à l'axe difficile. Nous verrons que dans ces conditions l'aimantation retombe dans un sens ou dans l'autre suivant que l'impulsion est positive ou négative.

La difficulté majeure de cette méthode réside dans la faiblesse de l'effet Kerr magnétique, que l'on cherche à améliorer par des revêtements diélectriques et dans la nécessité de réaliser des dépôts très homogènes pour supprimer toute variation parasite de l'intensité lumineuse.

Enfin, le problème de la commutation du faisceau lumineux d'une piste à l'autre n'a été que peu étudié.

4. Mémoires à propagation

Il s'agit toujours de mémoires à accès séquentiel, mais le support et les organes de commande restent immobiles, seule la configuration magnétique se déplace.

L'absence de domaines dans l'épaisseur permet en effet de créer et de contrôler le déplacement des parois à l'aide de conducteurs plaqués en surface.

Les dispositifs correspondants se présentent sous forme d'un support allongé sur lequel est déposé un film magnétique doux dont l'axe de facile aimantation est parallèle au petit côté du support. A une extrémité, un conducteur permet l'inscription d'un « 1 » ou d'un « 0 » représenté par un domaine orienté à 0° ou à 180° de l'axe facile (fig. 5).

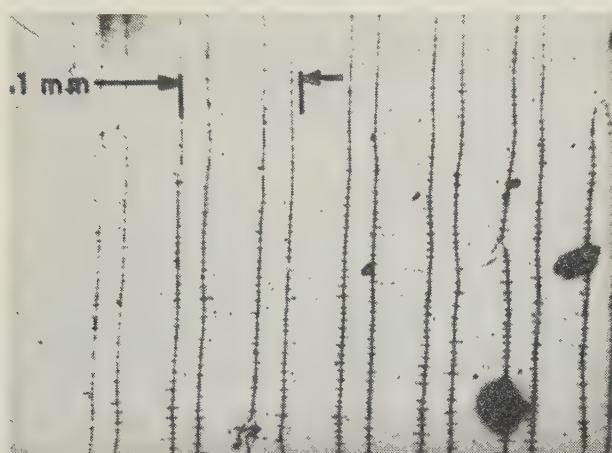


FIG. 5. — D'après FULLER [41]

Une série de conducteurs plaqués sur la surface du film et alimentés par une horloge, assurent le déplacement unidirectionnel de la configuration magnétique inscrite, réalisant ainsi un registre à décalage [17].

La lecture est faite par un procédé magnéto-optique ou par un conducteur placé à l'extrémité opposée du système.

On a également proposé de représenter l'information, non plus par les sens de l'aimantation dans le domaine, mais par le sens de rotation de l'aimantation dans la paroi.

Tous ces dispositifs sont basés sur le fait que l'énergie nécessaire à la création d'une certaine configuration de domaines est supérieure à l'énergie nécessaire pour la déplacer.

Dans le premier cas, en effet, l'énergie de création contient des termes conservatifs correspondant à l'énergie magnétocristalline, magnétostatique, etc., aussi bien que des termes dissipatifs correspondant au basculement d'un certain nombre de spins. Dans le deuxième cas, seuls interviennent les termes dissipatifs.

Tout le problème réside dans le choix de géométries et de matériaux pour lesquels le rapport entre le

champ de nucléation de parois et le champ de déplacement soit aussi grand que possible [18].

La vitesse de déplacement des parois pouvant atteindre 10^5 cm/s et la densité d'information 10^3 bit/cm on peut espérer un débit d'information de l'ordre de 10^8 bit/s.

Un registre à décalage asynchrone de 340 bits et à fréquence maximale de 1 MHz a déjà été commercialisé.

Signalons enfin la possibilité d'utiliser des couplages magnétostrictifs pour enregistrer ou relire l'information [19]. L'énergie magnétostrictive intervenant dans le bilan énergétique total du matériau, l'application d'une contrainte peut modifier notablement le champ coercitif, et même, dans le cas d'un matériau anisotrope, intervertir les axes de facile et difficile aimantation. On peut envisager de remplacer le mouvement mécanique d'une bande par une onde ultra-sonore se propageant sur un matériau magnétostrictif (par exemple 50-50 NiFe) l'inscription et la lecture (non destructive) s'effectuent par la superposition du front de l'onde acoustique et d'un signal électromagnétique, l'adresse étant déterminée par le temps de propagation de l'onde acoustique.

5. Mémoires à accès instantané

Les caractéristiques principales d'une mémoire à accès aléatoire qui intéressent la majorité des utilisateurs sont au nombre de deux seulement :

- la capacité, c'est-à-dire en définitive le prix du point mémoire ;
- la vitesse.

A ces deux caractéristiques viennent s'en ajouter d'autres, moins générales, telles que : lecture non destructive, persistance de l'information en cas d'absence d'alimentation, consommation, miniaturisation, tenue à l'environnement, dont l'importance relative varie suivant l'application envisagée.

Plusieurs articles de revue faisant ressortir le rôle primordial des circuits d'accès et de lecture dans les performances globales d'une mémoire, nous adopterons ici un point de vue légèrement différent, en classant les diverses mémoires d'après leur géométrie et le but principal recherché.

Comme toute classification, celle-ci présente une part d'arbitraire et il ne sera pas possible d'éviter certaines interférences entre les différents groupes.

Nous insisterons particulièrement sur les mémoires à rotation cohérente qui, seules, exploitent pleinement les propriétés spécifiques des alliages développées au début de cet article.

5.1. MATÉRIAUX ISOTROPES. RECHERCHE DE GRANDES CAPACITÉS A FAIBLE PRIX

Le tableau II montre qu'il s'agit de mémoires à vitesse moyenne, et à courant de commande relativement faible. La configuration à flux fermé ainsi que la disposition des conducteurs sont analogues à celles des mémoires à tores ou à transfluxors à base d'oxydes

TABEAU II

Type de mémoire	Etat d'avancement	Technologie	Caractéristiques principales				Observations
			Mode de sélection	Temps de cycle	Signal	Courant de commande	
Feuilles de permalloy gravées Transfluxors (20)	Développement	Photogravure permalloy	sélection par mots	qq. μ s	1 mV	100 mA	sensibilité aux contraintes bonne tenue en température point de Curie élevé très
Tores (21)	Laboratoire	Photogravure permalloy	courants coïncidents 2 fréquences	qq. μ s	1 mV	50 mA	
Plans tissés (22)	Laboratoire	Dépôt FeNi. Electrolytique	sélection par mots	qq. μ s		500 mA	
Orthocore (23)	Laboratoire	Dépôt CoNiP Chimique	courants coïncidents	qq. μ s	20 mV		
Gaufres (24)	Développement	Dépôt FeNi Electrolytique sur plan. Fermeture du flux dans un bloc de ferrite	sélection par mots	0,5 μ s	10 mV	400 mA	

et les alliages magnétiques ne sont utilisés que parce qu'ils se prêtent à des techniques de fabrication collective, évitant les opérations de câblage, toujours très onéreuses. Dans les deux premiers cas, il s'agit de techniques de photogravure, similaires à celles des microcircuits et dans les deux suivants, de dépôts chimiques ou électrochimiques sur une matrice de conducteurs déjà assemblés.

Les capacités recherchées sont d'au moins 10⁶ bits, et le succès est lié à la disponibilité de feuilles de permalloy, très homogènes et à cycle rectangulaire, ou à la qualité du dépôt, difficile à réaliser sur des géométries aussi complexes.

Les mémoires à gaufres sont constituées par un dépôt isotrope de fer-nickel sur un support de verre, plaqué sur un bloc rainuré de ferrite destiné à fermer le flux, ce qui conduit à un signal utile élevé. Elles se placent à mi-chemin, du point de vue vitesse, entre les mémoires que nous venons de décrire et les mémoires à rotation cohérente que nous allons examiner maintenant.

5.2. MATÉRIAUX A ANISOTROPIE UNIAXIALE. MÉMOIRES A GRANDE VITESSE A ROTATION COHÉRENTE

C'est le domaine le plus important, par les performances atteintes ou potentielles, et le seul ayant déjà donné lieu à des réalisations industrielles.

Avant d'aller plus loin, il est nécessaire de donner quelques précisions sur les matériaux utilisés.

5.2.1. Caractéristiques magnétiques des couches minces

Deux positions d'équilibre stables, correspondant au « zéro » et au « un » binaires, sont définies dans la couche par une énergie uniaxiale de la forme :

E = K sin² θ

(K énergie d'anisotropie, θ angle entre l'aimantation M et l'axe de facile aimantation), créée par un champ magnétique appliqué durant la préparation. Son origine est encore controversée [25, 26, 27].

Pour que la couche se comporte effectivement comme un petit aimant, on cherche à éviter les fluctuations de direction de l'aimantation en prenant un alliage de composition aussi voisine que possible du zéro d'énergie magnétocristalline et magnétostrictive.

C'est la raison du choix du permalloy 80-20 (NiFe) ou du FeNiCo.

L'énergie totale, en présence d'un champ extérieur H de composantes H_L dans la direction de facile aimantation et H_T dans la direction de difficile aimantation (perpendiculaire à la précédente), s'écrit :

E = K sin² θ - H_LM cos θ - MH_T sin θ.

La position d'équilibre de l'aimantation est obtenue en écrivant que le couple agissant est nul, c'est-à-dire que dE/dθ = 0 et le basculement se produit lorsque d²E/dθ² = 0.

L'élimination de l'angle θ entre les deux dernières relations conduit à l'équation de la courbe critique :

H_L^{2/3} + H_T^{2/3} = H_K^{2/3} (fig. 6)

où $H_K = 2 K/M$ est le champ d'anisotropie ($H_K \approx 1$ à 4 Oe).

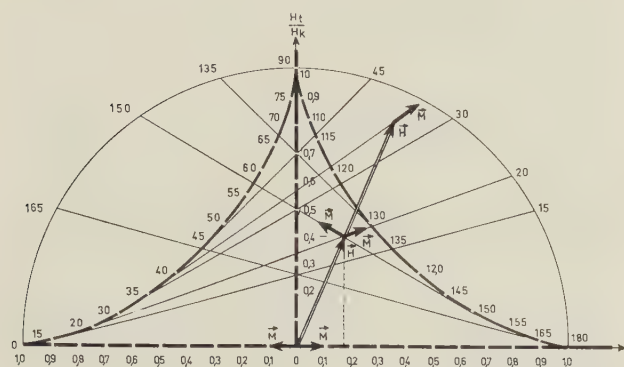


FIG. 6a. — Courbe critique

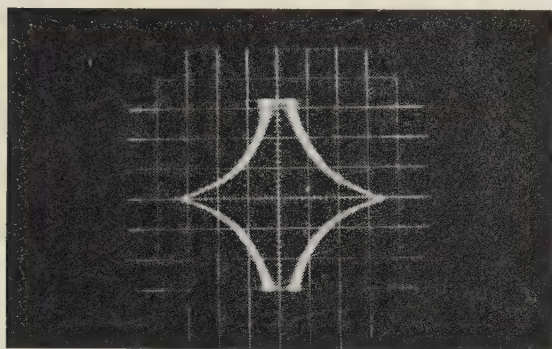


FIG. 6b. — Courbe critique réelle observée par effet Kerr
Echelle : 1 Oe/carreau

La connaissance de cette astroïde est suffisante pour définir tous les modes de fonctionnement d'une mémoire à lames minces. On voit en particulier que tant que l'extrémité du vecteur champ appliqué est à l'intérieur de cette courbe, il existe deux positions d'équilibre stables (0 ou 1 binaire) alors qu'à l'extérieur il ne subsiste qu'une seule position d'équilibre.

On notera également que la direction de l'aimantation est obtenue en menant, par l'extrémité du vecteur champ appliqué, la tangente à l'astroïde.

Courbe critique réelle

Si la courbe réelle de basculement était confondue avec la courbe théorique on pourrait conclure :

— qu'à condition d'appliquer un champ transversal égal à H_K le champ d'information peut être infiniment petit ;

— qu'il est possible d'utiliser une sélection par courants coïncidents en s'arrangeant pour que chacun des courants ne fasse pas franchir la courbe critique et que seule leur somme fasse basculer l'aimantation.

En réalité, dans la construction de la courbe critique, il faut tenir compte des fluctuations inévitables de H_K ainsi que la direction de l'axe de facile aimantation et d'un seuil de perturbation nettement plus faible que le seuil d'écriture (courbe critique interne).

On a tenu compte de ces fluctuations sur la figure 7 sur laquelle on a reporté également les courbes critiques internes pour deux lames d'épaisseurs différentes.

On voit que la marge de sécurité pour une sélection à courants coïncidents est très faible et que le champ d'information doit avoir une valeur minimale qui dépend de la dispersion des caractéristiques de la lame. Pour les meilleurs éléments, ce champ est de l'ordre de 100 mOe.

On voit également que le seuil de perturbation est d'autant plus élevé que la couche est mince, ce qui explique que, pour les applications à forte densité, on soit amené à utiliser des couches d'épaisseur inférieure à 500 Å.

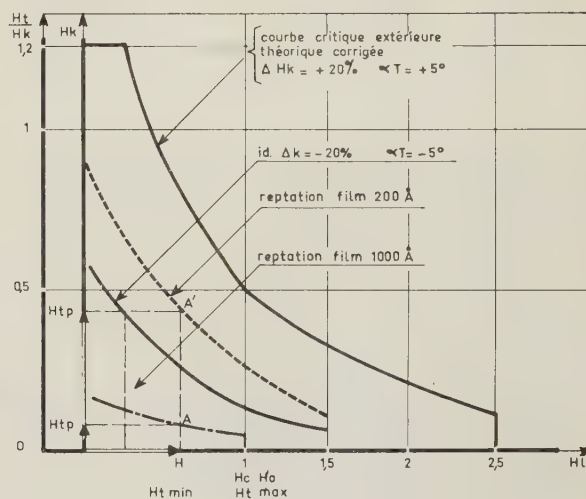


FIG. 7.

Ce phénomène de destruction lente de l'information ou reptation, est lié au déplacement des lignes de Bloch [28, 29] qui séparent les zones inverses d'aimantation dans les parois de Néel. Il peut être supprimé en augmentant le champ coercitif de ces lignes, soit par le choix d'une faible épaisseur, soit en agissant sur les conditions de préparation (température du support) pour obtenir des lames inversées dans la direction de difficile aimantation [30].

Il est également avantageux de n'utiliser que des impulsions de mot unipolaires, condition possible à satisfaire en pratique.

5.2.2. Préparation des lames

Les deux méthodes les plus utilisées pour la préparation des couches minces ferromagnétiques sont l'évaporation sous vide et l'électrolyse, mais on rencontre également la pulvérisation cathodique et le dépôt chimique. Dans le premier cas, l'alliage utilisé est évaporé dans un vide de l'ordre de 10^{-6} mmHg en prenant de grandes précautions pour éviter toute contamination. Il vient se condenser sur un support chauffé à une température d'environ 350 °C. Un champ magnétique produit soit par un aimant permanent, soit par des bobines de Helmholtz placées

à l'extérieur de la cloche, induit l'anisotropie uniaxiale, origine du caractère bistable de ces lames.

Le support le plus souvent utilisé est le verre, mais il est possible d'effectuer des dépôts ayant de bonnes propriétés magnétiques sur des supports métalliques, ce qui présente de nombreux avantages mécaniques et électroniques. L'état de surface du métal doit alors être particulièrement soigné et l'on effectue un pré-dépôt de SiO pour l'améliorer.

Dans l'électrolyse, le dépôt se fait sur un support de verre rendu préalablement conducteur par métallisation, ou sur support métallique à partir d'un électrolyte contenant des sels de nickel et de fer et divers additifs organiques.

Cette méthode est particulièrement intéressante pour les dépôts sur supports cylindriques.

Dans les deux cas, une des principales difficultés réside dans la maîtrise de la composition chimique pour obtenir une magnétostriction rigoureusement nulle.

Sans insister sur l'influence des conditions de préparation sur les caractéristiques des couches obtenues, notons simplement que c'est le manque de reproductibilité de ces caractéristiques qui a longtemps freiné le développement des applications.

Ces problèmes sont actuellement résolus et des lames convenables sont obtenues par les différentes méthodes.

Il est également possible d'ajuster, dans certaines limites, le champ coercitif et le champ d'anisotropie [31] pour adapter le matériau à l'application envisagée.

5.2.3. Mémoires planes à couche unique

Pour les raisons indiquées, le mode de sélection généralement adopté est la sélection par mot où chaque ligne du plan de mémoire correspond à un mot et chaque colonne à un bit de ce mot.

Les conducteurs de prélèvement sont placés perpendiculairement au conducteur de mot de façon à annuler tout couplage inductif.

La surface de l'information peut être soit délimitée géométriquement par un découpage de la couche magnétique, soit être déterminée sur une lame continue par l'intersection des conducteurs de mot et d'information, les champs magnétiques étant localisés sous les lignes de commande.

L'inscription est effectuée par la superposition d'une impulsion de mot et d'une impulsion d'information positive ou négative suivant que l'on veut inscrire un « 1 » ou un « 0 ».

A la lecture, seul le conducteur de mot est activé avec une amplitude suffisante pour produire une rotation de l'aimantation égale à 90°. La polarité du signal induit dans le conducteur de prélèvement détermine l'information enregistrée.

De nombreuses mémoires ont été réalisées suivant ce principe [32], la capacité la plus importante atteinte étant de 16 000 mots de 52 digits pour un cycle de 500 ns [33] et le cycle le plus court, de l'ordre de 60 ns pour quelques centaines de bits.

La lecture non destructive est possible, soit en utilisant le couple dû à l'anisotropie [30] ce qui suppose un matériau de très bonne qualité, soit, dans le cas de supports métalliques, le flux piégé dans ce support ce qui implique des impulsions de commande très brèves.

Si l'on désire aller plus loin en capacité et en vitesse, il est nécessaire d'augmenter la densité de façon à diminuer les interconnexions et les divers temps de transmission. On est limité dans cette voie par le champ démagnétisant et par les champs de perturbation des conducteurs et des éléments voisins et il ne paraît pas possible de dépasser 40 mots/cm soit environ 400 bits/cm².

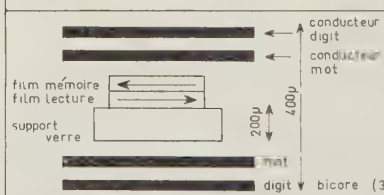
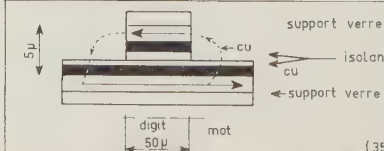
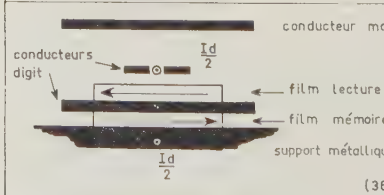
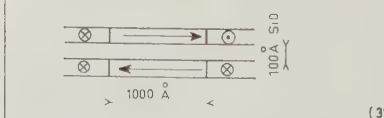
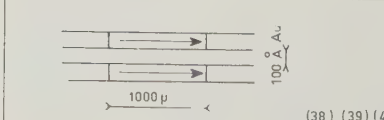
D'autre part la lecture non destructive à couche unique ne donne que des signaux faibles (1 mV), d'exploitation délicate.

Une solution à ces deux problèmes pourrait être apportées par les couches couplées.

5.2.4. Couches couplées. Augmentation de la densité, lecture non destructive (Tableau III)

L'influence du couplage sur les caractéristiques externes du point mémoire sera très différente suivant la nature du couplage, la zone affectée par ce couplage et la nature des couches couplées.

TABLEAU III

différents couplages	but principal	observations
	lecture non destructive	fort courant d'écriture cycle d'écriture lent (qq. μs)
	forte densité	difficile d'assurer une bonne fermeture du flux
	lecture non destructive	possibilité de lecture très rapide. difficulté technologique liée à la fabrication des conducteurs (résistance)
	augmentation du seuil de reptation	élimination des lignes de Bloch
	lecture non destructive	couplage parallèle

Couplage par champ démagnétisant d'une couche dure et d'une couche douce (Bicore) [34].

Il s'agit de deux couches superposées, l'une à fort champ coercitif, ou couche dure (CoFe) et l'autre à faible champ coercitif ou couche douce (Ni-Fe). Le champ de fuite de la couche dure est suffisant pour orienter, par déplacement de parois, l'aimantation de la couche douce en sens inverse de son aimantation propre.

A la lecture, seule l'aimantation de la couche douce bascule, puis se trouve ramenée à sa position initiale par la couche dure, ce qui permet une lecture non destructive très fiable. Le courant d'écriture nécessaire pour faire basculer la couche dure est élevé, et le cycle d'écriture suffisamment long (quelques μ s) pour que la couche douce ait le temps de se positionner par déplacement de parois.

Couplage par champ démagnétisant de deux couches douces

Les caractéristiques des deux couches sont identiques, de façon à conserver de faibles courants de commande et une vitesse maximale. Dans le cas de la très forte densité, une bonne fermeture du flux implique une séparation entre couches inférieures à 10 μ , difficile à réaliser, et impose l'utilisation de conducteurs de commande et d'isolants évaporés [35]. Les densités espérées sont de l'ordre de 100 mots/cm.

Pour la lecture non destructive [36], seul le conducteur d'information reste entre les couches, le conducteur de mot étant à l'extérieur.

A la lecture, le conducteur d'information, d'épaisseur bien déterminée, sert d'écran. La rotation de la couche inférieure est faible et son champ démagnétisant favorise la retombée de l'aimantation de la couche supérieure dans sa position initiale. L'écriture est effectuée avec une impulsion plus longue, ce qui permet au champ de traverser l'écran.

Cette disposition n'a en fait été utilisée qu'avec des dépôts sur supports métalliques, les divers conducteurs étant obtenus par photogravure.

Couplage entre parois de Néel dans deux couches douces

C'est un couplage par champ démagnétisant, seules changent les dimensions de la zone affectée par ce couplage [37]. Le but recherché est la suppression des lignes de Bloch dont nous avons vu le rôle néfaste dans les phénomènes de reptation. Les premiers résultats confirment cette hypothèse. On observe cependant une diminution gênante du champ coercitif.

Couplage parallèle de deux aimantations

Ce couplage a été observé dans les couches évaporées sous vide avec divers intermédiaires métalliques non magnétiques [38] et, très récemment, sur des couches préparées par électrolyse avec couche intermédiaire d'or [39].

Ce phénomène, en plus de son intérêt considérable du point de vue fondamental, peut être utilisé pour la lecture non destructive [40].

C'est le champ de couplage qui sert de champ de rappel, mais les deux aimantations étant parallèles il n'est pas nécessaire qu'il soit supérieur au champ coercitif de la couche douce, comme dans les « bicores ».

D'autre part, ce champ de couplage ne diminue pas avec l'épaisseur comme le champ démagnétisant, ce qui permet de choisir des couches dans la zone d'épaisseur la plus favorable.

Enfin, il est probable que la suppression des lignes de Bloch continue à se produire, améliorant le seuil de perturbation.

Remarquons cependant que cette configuration est défavorable du point de vue champ démagnétisant et ne convient donc pas pour la forte densité.

5.3. MÉMOIRES A COUCHES MINCES CYLINDRIQUES (Tableau IV)

Nous passerons rapidement sur ces dispositifs dont le principe de fonctionnement est identique à celui des films plans.

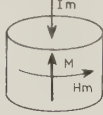
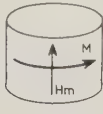
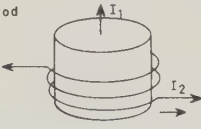
C'est ainsi que l'on peut faire correspondre le fil « l » au film plan à flux ouvert, le fil « c » au dispositif à flux fermé à deux couches douces, et que le « piggy-back twistor » possède une caractéristique externe identique à celle du « bicore ».

Cependant, la fermeture de flux pour les fils « c » est parfaite, et le couplage avec le conducteur de commande ou le conducteur de lecture suivant qu'il s'agit d'un fil « l » ou « c », excellent, ce qui permet soit un signal de sortie important, soit un courant de commande très faible.

Le câblage est, par contre, plus complexe, et l'impédance plus grande des lignes, ainsi que la densité moindre, conduisent à des temps de transmission plus élevés que pour les plans.

Les performances actuellement atteintes avec ces géométries sont équivalentes à celles des mémoires

TABLEAU IV

types	matériau	signal mV	épaisseur	courant	remarques
fil "L" 	Ni Fe (80-20) uniaxial	1	faible	faible	forte densité de mot possible
fil "C" 	Ni Fe (80-20) uniaxial	10	grande	fort	forte densité de digit possible
rod 	Fe Ni (97-3) isotrope	>20	grande	moyen	sélection par courants coincidents possible
twistor 	Co Fe Mo Ni Fe uniaxial	5	grande	fort	

planes, et de nombreuses réalisations, dont certaines sont commercialisées, sont décrites dans la littérature [41].

Ce sont probablement les critères de rendement de fabrication et de facilité d'intégration des éléments de mémoire dans l'ensemble du « bloc » mémoire qui seront déterminants pour l'évolution ultérieure.

6. Conclusion

Il est difficile de trouver beaucoup d'unité dans toutes ces recherches, sauf peut-être l'utilisation systématique des techniques collectives de préparation et le lien très étroit existant entre les aspects scientifiques et techniques.

Cela suppose une collaboration étroite du physicien et de l'ingénieur au sein d'une même équipe, collaboration qui a déjà conduit à des résultats très positifs dans le domaine de la recherche fondamentale.

Les progrès ainsi réalisés dans la compréhension des mécanismes fondamentaux ne sauraient manquer de réagir sur les dispositifs, aussi, encouragés par les résultats déjà acquis, nous nous montrerons résolument optimiste quant à l'avenir des alliages magnétiques dans les dispositifs à mémoires.

BIBLIOGRAPHIE*

- [1] FELDTKELLER E. — Symposium on the electric and magnetic properties of thin films. Louvain, sept. 61.
- [2] FELDTKELLER E. — *Z. Ang. Physik*, 17, 3, 1964, p. 121.
- [3] MIDDELHOEK S. — Thesis. Amsterdam 1961.
- [4] SMITH D.O. — Magnetism Ed. H. Suhl G. Rado Academic Press, 1963.
- [5] MEE C.D. — *Intermag*, 1963, 4-1.
- [6] FISHER R.D. — *Intermag*, 1963, 4-5.
- [7] BATE G., SPELIOTIS D.E., ALSTAD J.K., MORRISON J.R. — Int. Conf. on Magnetism. Nottingham, sept. 1964.
- [8] KAWAMATA A. — *Intermag* 1963, 4-3.
- [9] SPELIOTIS D.E., KUMP H.J. — *Intermag*, 1964, 3-2.
- [10] BON Th., WENDELL D.C. — US Patent 2.644.787, 1953.
- [11] SALLO J.S., CARR J.M. — *Electrochemical Soc.*, V. 109, 11, 1040, 1962.
- [12] ALLEN H.R., CARR J.M., PETERSON H.G., SALLO J.S. — *Intermag* 1964, 6-4.
- [13] ELMORE G.V., BAKES P. I. — *Electrochemical Soc.*, 111-II, p. 1244, 1964.
- [14] MEE C.D., MIDDELHOEK S., VALSTYN E.P. — Int. Conf. on Magnetism, Nottingham, sept. 1964.
- [15] BATE G., SPELIOTIS D.F., MORRISON J.R. — *J.A. Ph.*, 35, 972, 1964.
- [16] MIYATA J., LENTZ T. — Large capacity Memory Techniques. Ed. C. Yovits, McMillan Comp., N. Y., 1962.
- [17] BROADBENT K.D. — *IRE Transactions E.C.*, 9, 321 (1960).
- [18] SPAIN R.J., JAUVTIS H., FULLER W. — Colloque Int. Techniques de Mémoires, Paris, 1965.
- [19] FULLER W., RUBINSTEIN H. — Large Capacity Memory Techniques. Ed. C.-Yovits, McMillan Comp., N. Y. 1962.
- [20] BRIGGS G.R., TUSKA J.W. — *Intermag*, 1963, 3-4.
- [21] FULLER H.W., MCCORMACK T.L., BATTAREL C.P. — *Intermag*, 1964, 5-5.
- [22] HOWARD R.A., WELLS P.E., CANN L., DAVIS J.S. — Large Capacity Memory Techniques. Ed. C. Yovits McMillan Comp., N. Y., 1962.
- [23] SALLO J.S. — *Intermag*, 1964, 3-6.
- [24] BOBECK A.H. — *Intermag*, 1963, 3-2.
- [25] NÉEL L., CRAS 237-1468-1613, 1953. *J. Phys. Radium*, 15, 225 (1954).
- [26] WEST F.G. — *J.A. Physics*, 35, 6, 1827, 1964.
- [27] SMITH D.O., WEISS G.P. — Conf. on Magnetism Atlantic City, nov. 1964.
- [28] FUCHS, PFISTERER. — 5^e Congrès Int. Microscopie Electronique. Philadelphie, 1962.
- [29] MIDDELHOEK. — *Zeit. für Angewandte Physik*. Vol. 14, 191, 1962.
- [30] ANTIER C., CHABANAS L., GRUNBERG G., ROCHET. — Colloque Int. Mémoires, Paris, avril 1965.
- [31] CROWTHER T.S. — *Intermag* 2, 8, 1965.
- [32] RAFFEL J.I., CROWTHER T.S., ANDERSON A.H., HERNDON T.O. — *IRE Proc.*, vol. 49, 155, 1961.
- [33] BITTMANN E.E. — Fall Joint Comp. Conf. 1964.
- [34] PETSCHAUER R.J., TURNQUIST R.D. — Western Joint Comp. Conf. Los Angeles, May 1961.
- [35] RAFFEL J.I. — *J.A. Ph.*, mars 1964, 748.
- [36] KOHN G., JUTZI W., MOHR Th., SEITZER D. — *Intermag* 1965, 8-3.
- [37] MIDDELHOEK. — *J. A. Ph. Letters*, août 1964, p. 70.
- [38] BRUYÈRE J.C., MASSENET O., MONTMORY R., NÉEL L., CRAS 258, p. 841, p. 1423 (1964).
- [39] GIRARD R., GRUNBERG G., LE GUILLERN. — Conf. Int. Techniques de Mémoires. Paris, avril 1965.
- [40] BRUYÈRE, CLERC-VALIN. — Conf. Int. Techniques de Mémoires. Paris, avril 1965.
- [41] FEDDE G.A., GUTTROFF G.H. — Nat. Electronics. Conf. 1964.

* La bibliographie donnée ci-dessus est une sélection établie par l'auteur ; les lecteurs qui seront intéressés par cette question voudront bien se reporter à la bibliographie complète publiée par les Editions CHIRON dans les actes du Colloque.

LES CIRCUITS OPTOÉLECTRONIQUES*

PAR

J.G. Van SANTEN

*Laboratoires de Recherches de la Société Philips
N.V. Philips Gloeilampenfabrieken
Eindhoven - Pays-Bas*

Les circuits optoélectroniques sont des circuits électroniques dans lesquels la transmission de l'énergie des signaux s'opère en partie sous forme de lumière et en partie sous forme de courants électriques [1]. Bien que cette définition puisse englober les circuits à photoconducteurs assurant l'éclairage automatique des installations de chauffage et les circuits à photodiodes destinés à la lecture de séries de cartes perforées, je me garderai d'aborder ici de telles applications. Mon propos est de faire le point des connaissances relatives aux montages optoélectroniques réellement mixtes, et je terminerai cet exposé par quelques exemples de mémoires optoélectroniques.

La définition ci-dessus implique que tout circuit optoélectronique doit comporter deux catégories d'éléments : les uns transforment la lumière qu'ils reçoivent en énergie électrique, les autres émettent de la lumière lorsqu'une énergie électrique leur est appliquée. Nous prendrons comme exemple de la première catégorie les photoconducteurs, et comme exemple de la seconde, les éléments électroluminescents. Un photoconducteur peut être considéré, du point de vue électrique, comme une résistance pure dont la valeur ohmique varie en fonction de la lumière incidente ; dans l'obscurité, il équivaut à un isolant. Un élément *EL* peut, de même, être assimilé à un condensateur à pertes variables qui émet de la lumière lorsqu'une tension alternative lui est appliquée. Le choix de ces exemples correspond au fait que les éléments *EL* et *PC* sont ceux-là même qui constituent les montages optoélectroniques mixtes et permettent leur utilisation [2, 3]. La figure 1 présente de tels montages. L'exemple particulièrement simple de la figure 1a comporte un photoconducteur en série avec un élément *EL*.

L'avantage spécifique de ce montage est qu'il permet de faire commander le photoconducteur *PC* par

plusieurs éléments *EL*. Ces derniers, bien qu'optiquement couplés au même photoconducteur, sont parfaitement découplés entre eux puisque le croisement de leurs faisceaux lumineux n'entraîne aucun court-circuit de leurs signaux électriques d'entrée. De plus, la transmission des signaux est rigoureusement unidirectionnelle car la lumière réfléchie par le photoconducteur n'exerce aucune influence sur la tension d'entrée des éléments *EL*. De la même manière, un seul élément *EL* peut attaquer plusieurs photoconducteurs dont les sorties électriques se trouvent absolument découplées.

Il est possible de construire des circuits logiques à partir d'éléments *EL* et *PC*. Ce procédé présente l'avantage d'éviter l'emploi de résistances et condensateurs supplémentaires, mais a l'inconvénient d'une grande lenteur de fonctionnement. Le passage d'une bascule symétrique d'un état stable à un autre prendrait quelques millisecondes, temps très supérieur à celui que demanderait un circuit purement électronique. Néanmoins on pourra, dans certains cas, envisager l'emploi des circuits *EL - PC* mixtes, en raison de leur construction particulièrement facile et économique.

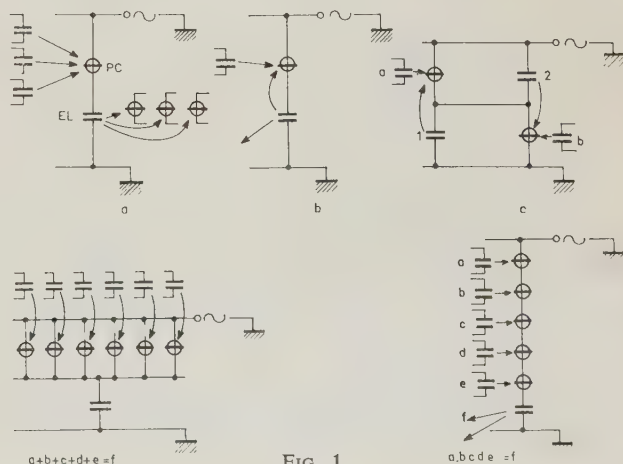


FIG. 1.

(*) Conférence prononcée en anglais par l'auteur à la séance inaugurale du Colloque International sur les Techniques des Mémoires, le 5 avril 1965, à Paris.

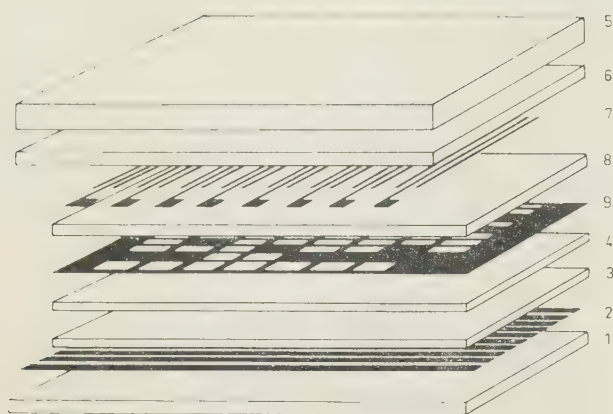


FIG. 2.

Pour préciser la constitution d'un circuit *EL - PC*, prenons comme exemple l'étude d'un décodeur simple pour affichage numérique (fig. 2). Le support de la couche *EL* est une plaque de verre (1) comportant un

groupe d'électrodes d'or enrôbées de vernis (2). Sur ce groupe d'électrodes est déposée la couche *EL* dans un émail vitrifié (3). Cette couche est recouverte par pulvérisation d'une pellicule d'oxyde d'étain (4) transparente et conductrice. Le support des éléments *PC* est une plaque de céramique enduite de vernis (5 et 6). Sur cette plaque est déposé un second groupe d'électrodes d'or (7). Du CdSe (8) est ensuite appliqué sur ce support et cuit au four. La qualité du couplage optique entre les éléments *EL* et *PC* s'obtient en plaçant la couche *PC* au-dessus de la couche *EL*, c'est-à-dire du côté de l'oxyde d'étain. Un cache mince (9) intercalé entre les deux éléments évite les courts-circuits ainsi que les couplages optiques parasites.

Sur le même principe d'une couche *EL* et d'une couche *PC*, mais en variant la disposition des électrodes, il est possible de réaliser d'autres circuits tels que compteurs en anneau, matrices d'addition et de multiplication, cellules de décodage, etc. Le nombre d'applications est limité par la lenteur de fonctionnement. Il s'agira par exemple d'affichages numériques, de calculatrices de bureau, de dispositifs de lecture, de matériels de centraux téléphoniques, etc.

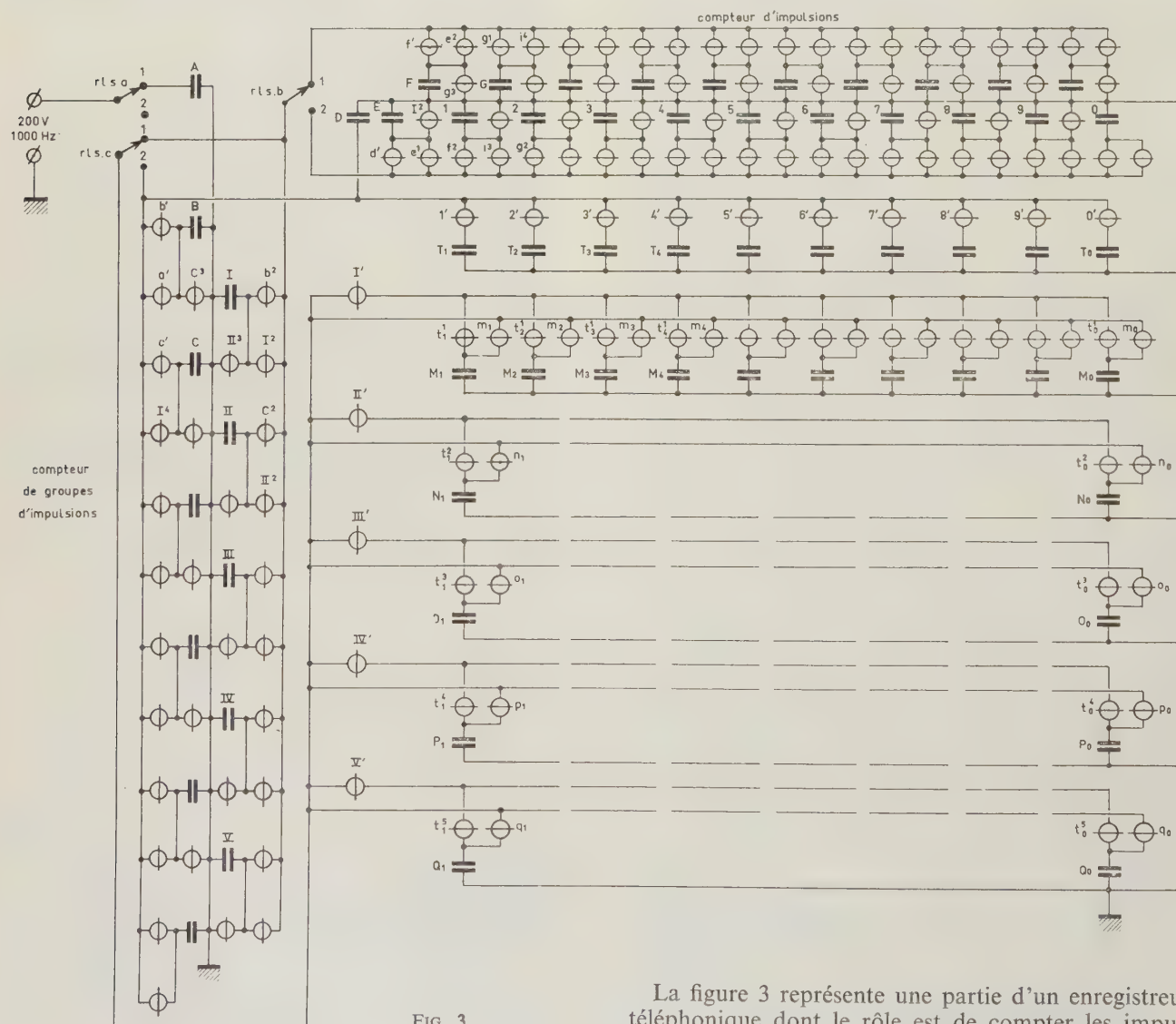


FIG. 3.

La figure 3 représente une partie d'un enregistreur téléphonique dont le rôle est de compter les impul-

sions produites par le cadran. Le chiffre du compteur est transmis à une mémoire sur un ordre provenant du compteur de groupes d'impulsions. Le groupe suivant d'impulsions incidentes est compté puis transmis à une seconde mémoire, et ainsi de suite.

Du point de vue technologique, chaque circuit mixte est assimilable à un élément unique. L'enregistreur présenté ici comporte ainsi huit éléments qui remplissent les mêmes fonctions qu'un grand nombre de relais dans un enregistreur classique. Mais, comme nous l'avons déjà vu, ces circuits sont lents, et cela tient à l'élément *EL*. D'abord, cet élément doit être excité par une tension alternative, ce qui revient à faire commuter un condensateur par une résistance (en fait, le photoconducteur). Ce désaccord électrique est favorable au rendement de la commutation. En second lieu, le rendement de l'élément *EL* en ce qui concerne la production de la lumière est faible ; il ne dépasse guère 0,5 % pour toute transformation d'énergie électrique en rayonnement. Il s'ensuit que le photoconducteur doit être sensible, donc lent.

Cette dernière affirmation trouve facilement sa justification. La sensibilité d'un photoconducteur s'exprime par le produit $\mu\tau$, μ étant la mobilité des porteurs électrisés et τ leur durée de vie. Pour que le $\mu\tau$ d'un photoconducteur donné soit grand, il faut que τ soit grand. De plus, le temps de réponse τ_n aux variations d'intensité lumineuse est, dans le photoconducteur CdSe utilisé, d'un ordre de grandeur supérieur à celui de la durée de vie. Pour le montage envisagé, le calcul montre que ce temps de réponse serait de quelques millisecondes.

Peut-on rechercher une amélioration en augmentant le rendement des éléments *EL* à courant alternatif ? Compte tenu du mécanisme de la production de lumière (à savoir l'excitation d'une région à champ élevé ne constituant qu'une petite partie du cristal-loïde), une telle amélioration paraît très improbable. On peut alors se demander s'il ne serait pas plus avantageux d'utiliser d'autres éléments émetteurs de lumière. La réponse est affirmative. On connaît actuellement des diodes *PN* à polarisation directe ayant un assez bon rendement lumineux. C'est ainsi que, pour des diodes lumineuses à injection, on a pu mesurer, à température ambiante normale, des rendements extérieurs de 1,5 % dans le cas des diodes au GaP [4] et de quelques pour cent dans les cas des diodes au GaAs [5]. Les rendements intérieurs correspondants seraient certainement supérieurs puisque seule une assez faible fraction de la lumière produite peut sortir du cristal en raison de la grande valeur des indices de réfraction (3 pour le GaP et 3,5 pour le GaAs).

Ces diodes lumineuses à injection peuvent être associées à des dispositifs photosensibles tels que photoconducteurs, transistors à effet de photochamp, phototransistors et transistors photodiodes. Avant de donner une estimation du produit gain-bande passante de ces associations, quelques remarques s'imposent. Si l'on savait construire des circuits opto-électroniques mixtes ayant une vitesse de commutation au moins égale à dix fois celle des circuits *EL-PC* actuels, des applications pratiques deviendraient certainement possibles. En effet, les montages opto-électroniques, déjà connus sous leur forme *EL-PC*,

possèdent les mêmes propriétés que les relais utilisés depuis plusieurs années dans les circuits logiques. Mais il faut noter aussi que ces circuits mixtes doivent être *bon marché*. Jusqu'ici, on n'a pas réalisé l'association d'émetteurs et de récepteurs de lumière en un bloc unique comme on l'a fait pour les éléments *EL-PC*, et la possibilité d'une telle association, qui permettrait des montages économiques, reste à prouver. On doit donc se contenter de juxtaposer des éléments. Le produit gain-bande passante du montage résultant est toujours inférieur à celui du récepteur seul. Si pour un montage comprenant une diode lumineuse à injection et un photoconducteur nous appelons n le gain en courant et τ le temps de réponse pris égal à la durée de vie, le rapport n/τ est donné par la relation approchée :

$$\frac{n}{\tau} = \frac{\alpha V_{dr}}{d V_{dr}}$$

α étant la vitesse de dérive des porteurs électrisés et d la distance des électrodes (1).

On aurait des expressions analogues dans le cas de montages comprenant une diode lumineuse à injection et un phototransistor ou un transistor à effet de photochamp. En remarquant que $V_{dr}/d = 1/\tau_t$, τ_t étant le temps de transit des porteurs électrisés dans le photoconducteur, on peut écrire :

$$\frac{n}{\tau} = \frac{\alpha}{\tau_t}$$

Cette relation signifie que le produit gain-bande passante du montage est α fois plus petit que celui du photoconducteur. Le coefficient α est toujours inférieur à 1, et actuellement il se situe entre 10^{-2} et 10^{-3} , c'est-à-dire que le montage opto-électronique reste beaucoup plus lent que le circuit électronique équivalent qui aurait le même gain. Cette particularité rend impensable le remplacement des calculateurs électroniques par des calculateurs opto-électroniques.

On peut cependant se demander s'il est possible d'utiliser des montages opto-électroniques dans les calculateurs électroniques pour relier entre eux des blocs de circuits logiques. Cette solution, qu'on pourrait appeler celle des « liaisons par rayonnements », a été souvent préconisée et continue à l'être. L'un des arguments quelquefois avancés en sa faveur est que la vitesse de la lumière est la vitesse maximale avec laquelle on puisse transmettre des informations d'un point à un autre. Cela est évidemment vrai tant que la transmission se fait dans le vide ou dans l'air, mais lorsqu'il s'agit de solides, on voit diminuer la différence entre la vitesse de propagation de la lumière et celle d'un signal électrique le long d'un fil entouré d'un isolant. La vitesse de la lumière dans un milieu quelconque est égale à c/n , c étant sa vitesse dans le vide et n l'indice de réfraction du milieu. La vitesse d'un signal électrique dans un fil entouré d'un

(1) Cette distance est le produit de trois termes : rendement lumineux de la diode lumineuse à injection, coefficient de couplage et rendement de la production de porteurs électrisés par le photoconducteur.

isolant ayant une constante diélectrique k est c/Vk . L'indice de réfraction du verre normalement utilisé en fibres est de 1,7 tandis que, pour l'isolant, on peut admettre que $k = 4$, c'est-à-dire $Vk = Z$.

Le rapport des deux vitesses n'est donc que de 1,2. La vitesse de propagation de la lumière deviendrait même inférieure à celle des signaux électriques si, en vue d'obtenir un meilleur couplage optique, on devait utiliser des fibres en matière dont l'indice de réfraction soit mieux adapté à celui des émetteurs et des récepteurs.

Supposons toutefois qu'on réalise des liaisons par rayonnement, en admettant qu'on ait résolu les problèmes posés par le couplage optique et par les liaisons mécaniques. Même dans ce cas, la solution serait peu avantageuse du fait de la faible valeur relative du produit gain-bande passante des montages opto-électroniques envisagés précédemment.

Il est vrai que pour les calculateurs rapides travaillant dans le domaine de la nanoseconde, les liaisons commencent à être une source de difficultés. Mais, comme nous l'avons vu, les liaisons par rayonnement n'apporteraient aucune amélioration, dans l'état actuel des choses.

Loin de moi l'idée de prétendre que les circuits opto-électroniques ne sont susceptibles d'aucune application dans les calculateurs. De telles applications sont certainement possibles en ce qui concerne les éléments d'entrée et de sortie. Ces circuits peuvent servir à relier des sous-ensembles de calcul lorsque la liaison des masses générales entre elles est gênante ou impossible en raison des courants de circulation. Une autre application est la suppression du bruit en phase à l'extrémité réception d'une ligne de transmission de données de grande longueur. MERRYMAN [6] a proposé un circuit capable de remplir cette fonction, il est représenté en figure 4. Les signaux d'entrée

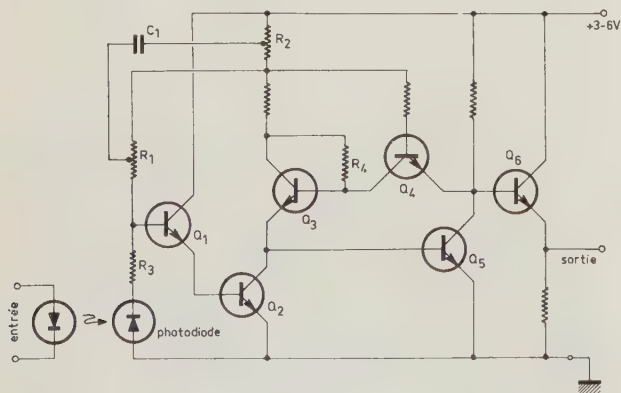


FIG. 4.

attaquent une diode lumineuse à injection au GaAs; cette diode est couplée optiquement à une photodiode, elle-même suivie d'un amplificateur. La diode est isolée de la photodiode du point de vue électrique.

WUNDERMAN [7] indique une autre application permettant d'utiliser la particularité la plus remarquable des montages opto-électroniques, à savoir l'isolement électrique de l'entrée et de la sortie. La figure 5 est le schéma d'un modulateur de brillance

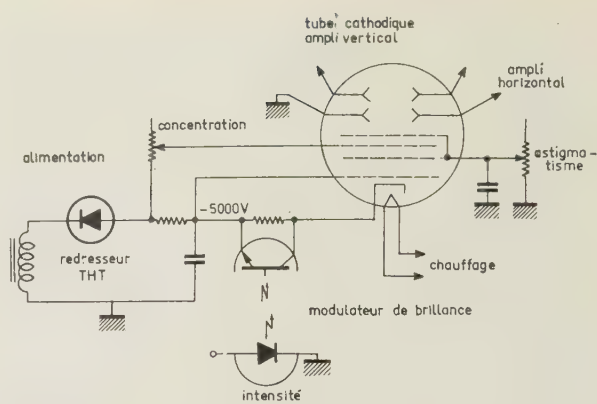


FIG. 5.

pour un tube à rayons cathodiques. Dans un TRC, les tensions d'accélération sont habituellement de plusieurs kilovolts, alors que les plaques de déviation sont à un potentiel proche de la masse. Le wehnelt et la cathode sont donc négatifs de plusieurs milliers de volts par rapport à la masse. Il est alors difficile de moduler l'intensité du faisceau par application directe d'un signal relativement faible entre wehnelt et cathode. Cette modulation de brillance devient très facile en utilisant une diode lumineuse à injection et un phototransistor. Le couplage de l'émetteur et du récepteur par un simple rayon lumineux assure un isolement élevé, et la différence de tension entre ces deux éléments peut atteindre 20 kV sans inconvénient.

Plusieurs autres applications peuvent être envisagées, mais on s'accorde à penser que leur nombre restera limité.

La question se pose de savoir si l'on pourrait théoriquement augmenter la rapidité dans de larges mesures. Il semble que ce soit improbable, du moins avec les montages décrits ici. J'aimerais à ce sujet me référer aux travaux de M. COOKE YARBOROUGH et de ses collaborateurs [8]. Ils ont proposé un montage opto-électronique intéressant qui, par principe, pourrait être très rapide. Le gain nécessaire s'obtient en accélérant des électrons dans le vide à l'aide d'une haute tension. La figure 6 représente schématiquement un élément logique « NI ». Lorsque la photocathode ne reçoit aucune lumière, la diode lumineuse à injection en émet au contraire, car la diode en parallèle avec elle présente une résistance relativement élevée. L'arrivée d'un signal lumineux sur la photocathode libère des électrons qui sont accélérés et viennent frapper la diode; celle-ci devient le siège d'un phénomène de conductivité induite par bombar-

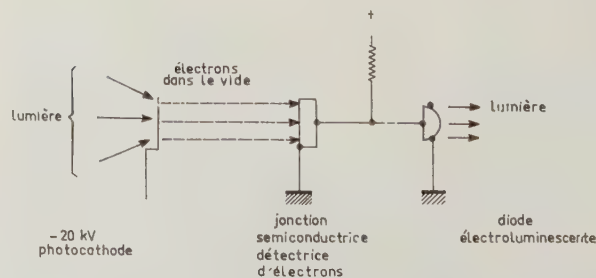


FIG. 6.

dement. Par conséquent, la diode luminescente à injection est court-circuitée, et son émission de lumière s'arrête brusquement.

Ce circuit présente les particularités suivantes : il réaliserait un gain (par multiples et sous-multiples de quatre) et une inversion, c'est-à-dire permettrait toutes les opérations logiques concevables ; il serait rapide, et vraisemblablement assez pour changer d'état au rythme de $2 \cdot 10^8$ fois par seconde malgré une consommation de puissance inférieure à 15 mW par élément logique.

Cela a l'air très prometteur, mais la réalisation de ce projet dépend de la solution de certains problèmes qui, d'après les auteurs, sont nombreux et redoutables.

N'oubliant pas que ce colloque a pour objet les techniques des mémoires, nous terminerons notre entretien par quelques exemples d'utilisation de l'opto-électronique dans ce domaine. De nombreux projets concernant des mémoires à base d'éléments *EL* et *PC*, je n'en parlerai pas, parce que :

1° la réalisation des grands groupements nécessaires est affreuse du point de vue technologique,

2° les montages *EL-PC* sont lents,

3° la durée de service des couches *EL* est assez réduite.

Les mémoires envisagées sont du type à lecture seule dont la figure 7 montre le principe général. Une carte perforée ou une plaque photographique est interposée entre une ou plusieurs sources lumineuses et un ou plusieurs récepteurs. A partir de là, deux procédés sont utilisables. Le premier consiste à faire balayer la carte ou la plaque porteuse d'informations par un faisceau ou spot lumineux : les parties opaques ne laissent pas passer la lumière vers le récepteur,

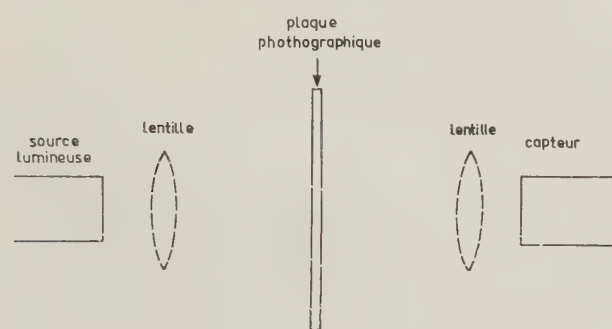


FIG. 7.

tandis que les parties transparentes autorisent la transmission et l'enregistrement des signaux lumineux. Le second procédé consiste à faire correspondre un capteur de lumière à chaque « grain d'information » de la plaque et à éclairer uniformément celle-ci, la conductance des capteurs placée en face des parties transparentes.

Pour obtenir le spot lumineux mobile nécessaire dans le premier procédé, on a pensé à différents moyens. L'un d'eux est la couche *EL* à grille en croix. La sélection du point qui doit émettre de la lumière se fait en appliquant des tensions appropriées aux fils *x* et *y* correspondant à ce point. Si ce dispositif

n'a pas encore été utilisé dans la pratique, c'est que la trop faible différence de luminosité entre l'intersection sélectionnée et les points situés sur la même ligne et sur la même colonne limite le nombre de cellules pouvant constituer un groupement. On peut augmenter la différence de luminosité en utilisant une couche à résistivité non linéaire, mais cela ne supprime pas le second inconvénient du dispositif, à savoir la luminescence résiduelle du phosphore *EL*. Le temps de lecture ne peut pas descendre en dessous d'environ 30 μ s par digit. On peut, de plus, améliorer la différence de luminosité en utilisant deux excitations sinusoïdales de fréquence différente, l'une, f_1 , pour les lignes et l'autre, f_2 , pour les colonnes. En raison de la variation non linéaire de l'émission de lumière en fonction de la tension, la courbe de luminosité comportera une composante de fréquence $f_1 - f_2$. Les points à demi-sélectionnés n'émettent pas de lumière à cette fréquence, et donc en utilisant des amplificateurs accordés sur la fréquence $f_1 - f_2$ on obtiendra une meilleure sélection de l'intersection désirée. L'expérimentation a été faite par HOFFMANN et JONES [9] à l'aide d'un panneau de 128×128 éléments. La densité d'informations était de 400/cm² et le temps d'accès de 100 μ s.

Une densité d'informations beaucoup plus élevée a été réalisée dans la photomémoire décrite par KING [10] et étudiée en vue d'un dictionnaire pour traduction de russe en anglais. La source lumineuse est un CHT. Les données numériques se présentent sous la forme de petits carrés noirs et blancs sur un disque photographique. Le balayage s'effectue mécaniquement par rotation du disque et mouvement de translation d'une lentille. La densité d'information est de l'ordre de $4 \cdot 10^6$ /cm² et le temps d'accès de 30 ms.

Quittant le procédé de la lecture à spot lumineux mobile, je terminerai par celui dans lequel la plaque photographique ou la carte perforée est uniformément éclairée mais où chaque information élémentaire correspond à un récepteur. La lecture globale d'une bande en est un exemple. Dans la plupart des dispositifs

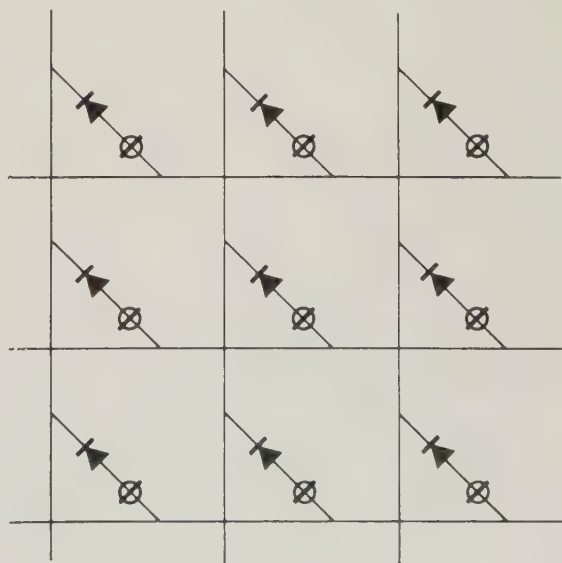


FIG. 8.

actuels de commande numérique des machines-outils, les informations relatives au choix de l'outil, aux coordonnées de position, etc. se lisent ligne après ligne sur une bande, et certaines de ces informations doivent être mises provisoirement en mémoire en attendant la fin d'une opération donnée. On peut supprimer cette mémoire provisoire en lisant les informations de manière simultanée sur une plaque avec des photoconducteurs (c'est la lecture globale).

Un autre exemple serait la mémoire semi-permanente comportant une matrice à photoconducteurs. (fig. 8). A chaque intersection se trouve un photoconducteur et une diode, le premier devant avoir une faible résistance ohmique lorsqu'il est éclairé afin que le temps d'accès soit court. Les problèmes posés par ce genre de mémoire sont actuellement à l'étude.

Pour conclure, on peut dire que le rôle des circuits opto-électroniques en électronique ne sera peut-être pas nul mais qu'il sera modeste.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] DIEMER G. et VAN SANTEN J.G. — Philips Research Report, **15**, 368, 1960.
 - [2] VAN SANTEN J.G. — Digest 1962, Integrated Solid State Circuits Conference, p. 14.
 - [3] BRAY T.E. — Chapitre 16 de : Optical Processing of Information, Spartan Books, Baltimore, 1963.
 - [4] GRIMMEIS H.G. et SCHOLZ H. — Physics Letters, **8**, 233, 1964.
 - [5] BIARD J.R., BONIN E.L., MATZEN W.T. et MERRYMAN J.D. — Processings I.E.E.E. **52**, 1529, 1964.
 - [6] MERRYMAN J.D. — Digest 1965 Integrated Solid State Circuits Conference, p. 58.
 - [7] WUNDERMAN I. — A paraître.
 - [8] YARBOROUGH COOKE E.H., GIBBONS P.E. et IREDALE P. — Processings I.E.E.E. **111**, 1641, 1964.
 - [9] HOFFMANN G.R. et JONES P.L. — Processings I.E.E.E. **109 B**, 177, 1962.
 - [10] KING G.W. — Chapitre 19 de : Large Capacity Memory Techniques for Computing Systems. MacMillan, New York, 1962.
-

L'UTILISATION DES CORPS FERROÉLECTRIQUES DANS LES MÉMOIRES *

PAR

J.M. HERBERT

*Plessey UK Ltd., Allen Clark Research Centre
Caswell, Towcester, Northants*

Les corps ferroélectriques ne sont pas actuellement utilisés dans les calculateurs du commerce bien qu'ils satisfassent à la principale condition nécessaire qui est de posséder deux états stables pouvant être commutés par une impulsion électrique (fig. 1). Cette lacune provient d'une part de certaines limitations des propriétés de ces corps, et d'autre part de leur incompatibilité avec les calculateurs existants, en ce qui concerne l'impédance. Ils conservent cependant un intérêt en raison de la possibilité d'utiliser des transistors à impédance supérieure tels que les dispositifs à effet de champ, c'est-à-dire des calculateurs ayant eux-mêmes une impédance supérieure, en raison aussi de la miniaturisation très poussée à laquelle se prêtent pratiquement les cristaux minces et enfin de l'existence de différents systèmes permettant d'exploiter leurs propriétés pyroélectriques, piézoélectriques et optiques.

Il est peut-être remarquable que, malgré le peu d'applications pratiques dont les corps ferroélectriques ont fait l'objet, les processus de commutation dont ils sont le siège aient été étudiés de manière très détaillée et soient au moins aussi bien connus que ceux intéressant les ferrites polycristallines. L'explication de ces recherches réside dans le fait qu'il est simple de rendre optiquement visibles les parois séparant les

domaines à l'intérieur des corps ferroélectriques, et également au fait que de nombreux monocristaux ferroélectriques transparents sont faciles à se procurer.

Une étude critique de la ferroélectricité a été écrite par MERZ en 1962 [1] et WAKU a publié, il y a un an, des données complètes concernant le titanate de baryum [2]. Si notre connaissance des processus de commutation dans les monocristaux ferroélectriques a progressé de façon régulière, très rares ont été les publications postérieures à 1957 portant sur l'utilisation des monocristaux dans les mémoires. On trouve, par contre, des articles de KAUFMAN [3 et 4], de LAND, SMITH et WESTGATE [5] et de quelques autres qui traitent de l'emploi des céramiques ferroélectriques. Il y a également eu des progrès considérables dans les procédés de cristallisation et dans la réalisation des plaques cristallines très minces. C'est ainsi que BROWN et TODT ont fabriqué des cristaux par un procédé dit de « floating zone » [6], tandis que LAST a pu graver des cristaux jusqu'à 1μ [7].

Il existe actuellement plus de cent substances connues comme étant ferroélectriques, dont 83 déjà indiquées par MERZ en 1962 [1], mais aucune n'est exempte des phénomènes nuisibles constatés sur le titanate de baryum. Dans les mémoires réelles, ces phénomènes se traduisent par une commutation partielle sous l'effet d'impulsions fractionnaires et par des baisses notables de signal au moment de la commutation. La commutation partielle est due à l'absence d'un champ coercitif bien défini ; le temps de commutation est habituellement une fonction exponentielle décroissante du champ lorsque celui-ci croît à partir de zéro (fig. 2). La baisse de signal peut être soit temporaire si elle est due à l'accumulation d'une charge d'espace dans le cristal, soit permanente si

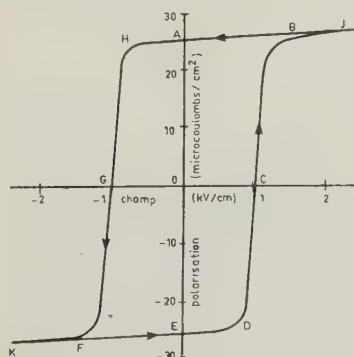


FIG. 1. — Relation entre la polarisation et le champ pour un cristal ferroélectrique soumis à une tension alternative (titanate de baryum, 50 Hz, 18 °C).

(*) Conférence prononcée en anglais par l'auteur à la séance inaugurale du Colloque International sur les Techniques des Mémoires, le 5 avril 1965, à Paris.

elle est due à la formation de domaines à 90°. Ces phénomènes n'interdisent pas l'emploi des cristaux dans les mémoires, mais ils limitent la période à une

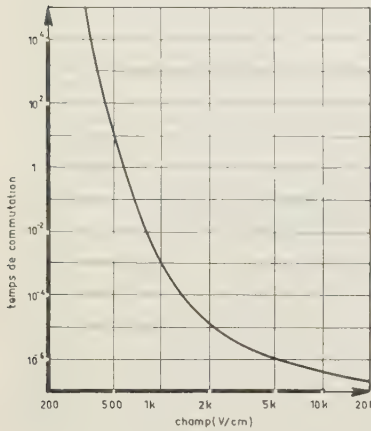


FIG. 2. — Temps de commutation en fonction du champ appliqué pour le titanate de baryum à 25 °C, épaisseur du cristal : 75 μ (d'après MERZ, *Journal of Applied Physics*, 27, 938-945).

valeur qui est, par exemple, supérieure à 10 μ s pour le titanate de baryum (fig. 3).

Dans les corps ferroélectriques, l'absence du champ coercitif défini qui existe dans les corps ferromagnétiques résulte d'une différence fondamentale des mécanismes de commutation. Dans les corps ferromagnétiques, les parois séparant les domaines sont maintenues par des imperfections jusqu'à ce qu'on dépasse un certain champ liminal, puis il se déplace au travers du cristal perpendiculairement au champ avec une vitesse proportionnelle à ce dernier. Pour des champs

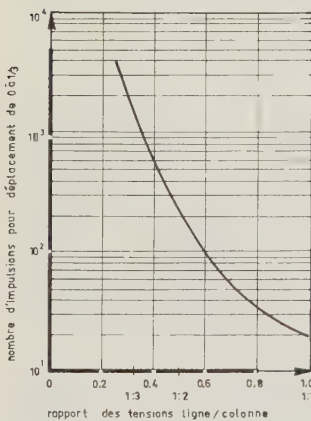


FIG. 3. — Nombre d'impulsions de ligne donnant un déplacement de 0 à 1/3 pour diverses valeurs du rapport des tensions ligne/colonne (temps d'accès 10 μ s).

inférieurs au champ coercitif, la paroi ne peut que s'écarter de sa position et elle revient à son état initial lorsque le champ cesse. La commutation partielle ne peut se produire que si l'on applique des impulsions brèves d'une amplitude supérieure au champ coercitif : la paroi reste alors dans une position intermédiaire.

Dans les corps ferroélectriques, il existe une phase initiale pendant laquelle les domaines se rassemblent puis se développent en pointes dans le sens du champ. Les premiers rassemblés atteignent l'électrode éloignée et s'y stabilisent. Comme ce rassemblement et ce développement ne nécessitent que de faibles champs, on assiste presque en permanence à une commutation partielle. Les mouvements transversaux, apparemment

négligeables, semblent résulter surtout du rassemblement et du développement dans le sens du champ autour du bord des domaines existants.

On a quelquefois essayé de s'affranchir de la limitation résultant de l'absence d'un champ coercitif réel. PULVARI [8] a décrit des cristaux de niobate de sodium contenant du vanadium et de titanate de bismuth qui semblaient posséder un net seuil de commutation. L'examen de cristaux analogues par MILLER et ses coauteurs [9] a montré que la commutation se faisait de l'état antiferroélectrique vers l'état ferroélectrique et n'était pas toujours réversible. FANG et FATUZZO [10] pensèrent que les champs liminaux constatés dans leurs titanates de bismuth et de baryum bismuth étaient dus à des imperfections dans les cristaux. Il s'ensuivrait que, pour un cristal possédant un champ liminal défini, il faudrait qu'il soit soumis à une certaine contrainte ou que sa structure soit déformée, et il serait alors difficile d'obtenir un état reproductible. PULVARI [11] a également proposé d'utiliser comme élément logique et à mémoire deux cristaux ferroélectriques identiques en série. Si ces deux cristaux sont polarisés dans le même sens, ils se conduisent de la même façon qu'un cristal simple d'une épaisseur double de celle de chacun. Si les deux cristaux sont polarisés en sens contraire, celui dont la polarisation est dans le sens du signal appliqué a une forte impédance, c'est-à-dire que la plus grande partie de la tension d'entrée se retrouve à ses bornes. L'autre cristal, qui n'a à ses bornes qu'une petite fraction de cette tension, n'est pas commuté. On rencontrera des difficultés à harmoniser les deux parties de manière à obtenir le résultat désiré, comme cela se produit souvent lorsqu'on veut effectuer une division de tension à l'aide de condensateurs, mais des résultats encourageants ont déjà été enregistrés en faisant commander des panneaux d'affichage par de tels montages.

La formation de domaines à 90° minces sur les bords des cellules de mémoire est décrite par HAYASHI et d'autres [12]. A 10 MHz, il peut en résulter une chute permanente de 40 % de la polarisation spontanée. Cet inconvénient particulier ne se manifesterait pas dans une structure cristalline ne possédant qu'un seul axe ferroélectrique possible (cas du sulfate de triglycine), et c'est donc de ce type que devrait être le corps ferroélectrique idéal pour mémoires.

L'effet de fatigue temporaire décrit par plusieurs auteurs [13] pourrait être dû à une accumulation de charge d'espace à l'intérieur du cristal. Cet effet est variable d'un cristal à un autre et pourrait être évité en améliorant la conductibilité par un dopage approprié.

Les corps ferroélectriques ont un mauvais temps de commutation par rapport aux dispositifs magnétiques et semiconducteurs, et une forte perte par période (0,1 joule pour le titanate de baryum). Ceux qui sont durs, c'est-à-dire dont la structure et les propriétés se rapprochent de celles du titanate de baryum, sont moins lents que ceux qui sont tendres, et il semblerait que ce soit parmi eux que l'on doive chercher les meilleurs matériaux permettant à la fois une rapidité suffisante de commutation et de faibles champs coercitifs (donc de faibles pertes). Contrairement au

titanate de baryum, ils devraient n'avoir qu'un seul axe ferroélectrique possible pour éviter la formation des domaines à 90°. L'identification du sulfoiodure d'antimoine comme un corps ferroélectrique, par FATUZZO et ses coauteurs [14] montre qu'il existe encore de nombreuses possibilités inexplorées.

Bien que la réalisation d'une matrice de mémoire à partir d'un monocristal présente des difficultés pratiques, elle ne doit pas être considérée comme absolument impossible. Autrefois, la construction d'un amplificateur de modulation basé sur la ferroélectricité semblait également un problème insoluble, et pourtant, vers la fin de 1963, GLANC et ses collaborateurs [15] ont prouvé que le monocristal de sulfate de triglycine permet la fabrication d'amplificateurs de modulation parfaitement stables en dépit des ennuis antérieurement créés par les variations des propriétés avec la température et par les fortes pertes diélectriques. Ils ont utilisé le fait qu'au voisinage du point de Curie, les pertes diélectriques diminuent si la température croît, et la non-linéarité augmente. En se servant du signal modulé pour chauffer le cristal au moyen de ses pertes diélectriques, l'équipe de GLANC a trouvé qu'on peut facilement obtenir un état stable indépendant des variations moyennes de la température ambiante. Or, la plupart des corps ferroélectriques présentent les relations voulues entre les pertes et la permittivité d'une part et la température d'autre part (voir aux figures 4 et 5 les courbes correspondantes pour le titanate de baryum céramique).

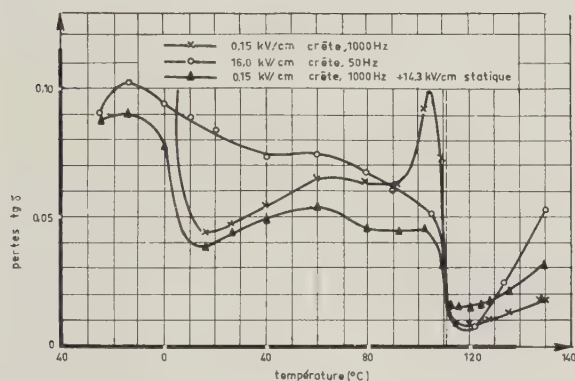


FIG. 4. — Pertes diélectriques en fonction de la température. Titanate de baryum céramique de pureté industrielle.

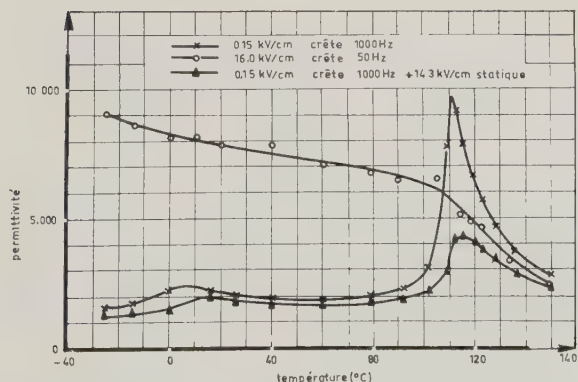


FIG. 5. — Permittivité en fonction de la température. Titanate de baryum céramique de pureté industrielle.

Avec quelques idées ingénieuses du même genre, on pourrait faire disparaître les principaux inconvénients des monocristaux ferroélectriques en tant que dispositifs à mémoire. Cette éventualité mérite réflexion car si ces corps semblent limités en rapidité, ils se prêtent remarquablement bien à la miniaturisation. La figure 6 représente une matrice 20×20 réalisée en 1957 à partir d'un monocristal de titanate de baryum. Selon WAKU [2], cette substance doit avoir une épais-

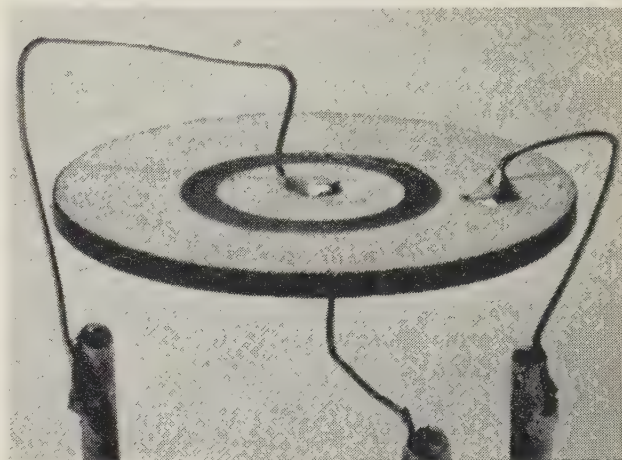


FIG. 6.

seur d'au moins 20μ pour qu'on ne voie pas apparaître d'importants effets de surface. En disposant sur un cristal de cette épaisseur des électrodes larges de 25μ et espacées de 35μ , on logerait une matrice de 1024 bits dans un carré de 2 mm de côté. Le titanate de baryum permet une commutation à la microseconde sous 10 V avec un courant crête de quelques milliampères. Comme la perte par période de commutation serait de 10^{-9} joule, on obtiendrait facilement et sans échauffement excessif les 10^5 remises à zéro et interrogations par seconde que d'autres limitations des propriétés ne permettent pas de dépasser. Pour conserver l'intérêt de la miniaturisation, il faudrait naturellement que les circuits associés soient des éléments intégrés portés par des monocristaux de silicium, mais la mise au point de tels éléments ne présenterait pas de grandes difficultés en raison de la faible puissance et de la rapidité réduite de la mémoire.

Un autre avantage est que le revêtement électrolytique et les connexions intérieures pourraient être réalisés en une seule opération, en procédant par exemple par métallisation sous vide puis gravure. Par contre, les éléments de mémoire présentent l'inconvénient de ne posséder que deux bornes chacun, ce qui complique les circuits périphériques. Il reste à savoir si l'énorme travail d'étude nécessaire à la création du système serait rentable, compte tenu du fait que les matrices à éléments actifs (monocristaux de silicium) offrent les mêmes possibilités de miniaturisation jointe à une rapidité supérieure.

Nous n'avons considéré jusqu'ici que l'utilisation la plus directe des corps ferroélectriques, mais il est également possible de tirer parti de leurs propriétés pyroélectriques et piézoélectriques. Dans ce cas,

c'est le sens de la polarisation qui détermine la phase du signal de sortie, le signal d'entrée étant constitué par une oscillation thermique ou mécanique. CHYNOWETH [16] a ainsi pu suivre les variations de polarisation dans un cristal métallisé soumis à un faisceau de rayonnement thermique modulé. Plus récemment, on a pu faire produire par des diodes à l'arséniure de gallium un rayonnement infrarouge modulé à fréquence élevée. On sait en effet former des jonctions dans des plaquettes d'arséniure de gallium de $120\ \mu$ d'épaisseur, de telle sorte que le rayonnement ne sorte que par un seul bord. Il suffirait alors de réunir de telles plaquettes en une pile, les jonctions étant juxtaposées parallèlement aux lames électrodes d'un cristal. La commutation d'une certaine jonction modulée à fréquence élevée produirait dans les éléments de mémoire de la rangée immédiatement inférieure des signaux dont la phase et l'amplitude varieraient en fonction de la polarisation de ces éléments. On pourrait alors lire dans la mémoire mot à mot et très rapidement sans déranger son contenu. Un petit bloc de quelque 2,5 mm de long sur 1,5 mm de large pourrait contenir 20 mots de 20 bits chacun.

A part l'effet pyroélectrique, les autres caractéristiques des corps ferroélectriques qui varient avec le champ sont l'indice de réfraction, la biréfringence, le pouvoir rotatoire optique et les fréquences des bandes d'absorption. On les étudie toutes en tant que moyens de moduler et de commuter des faisceaux laser en vue d'applications opto-électroniques, et il est possible que ces recherches mènent à de nouveaux procédés de lecture sans effacement des informations mémorisées.

Les corps ferroélectriques polycristallins ont fait l'objet d'un essai d'application de l'effet piézoélectrique. En effet, rien en principe ne s'oppose à ce que certains de ces corps puissent avoir des courbes d'hystérésis à angles droits comme les tores de ferrites communément employés dans les mémoires câblées et qui, eux aussi, sont polycristallins. Cependant, comme pour les ferrites, leur réalisation exigerait des compositions chimiques spéciales et des procédés de fabrication spéciaux. Depuis peu, on a étudié sous cet angle le système au titanate zirconate de plomb et découvert qu'un composé contenant environ 65 mol. % de zirconate de plomb présente effectivement une courbe d'hystérésis à angles droits, à condition d'être rendu plus dense par compression à chaud ou par chauffage sous oxygène. Ce système est séduisant et offre une plus grande stabilité des propriétés que la plupart des autres. L'apparition spontanée de structure de domaines à énergie inférieure, qui provoque les anomalies de comportement des monocristaux ferroélectriques, a pour contrepartie des phénomènes de vieillissement dans les corps polycristallins, mais on a trouvé le moyen de rendre ces derniers négligeables dans les matériaux à base de titanate zirconate de plomb.

Les éléments de mémoire piézoélectriques se composent généralement de deux parties : un moteur qui produit un mouvement mécanique à partir d'un signal électrique, et une cellule à mémoire dont la réponse à la force appliquée dépend du sens et de la valeur de la polarisation. Cette réponse est très améliorée par

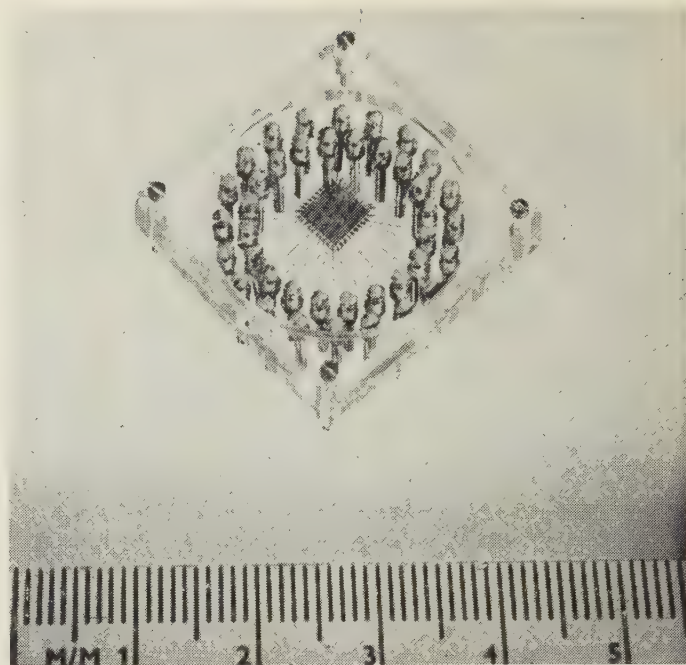


FIG. 7.

l'emploi d'une pièce de céramique dont la fréquence de résonance mécanique est égale à la fréquence d'alimentation du moteur. On voit à la figure 7 un exemple très simple où l'électrode centrale alimente le moteur à une fréquence qu'on peut choisir égale à la fréquence de résonance du disque, et où l'électrode périphérique constitue la cellule à mémoire.

La commutation est plus complexe dans les céramiques que dans les monocristaux car elle n'est plus forcément de 180° mais d'un angle quelconque qui se trouve être privilégié par la structure et l'orientation des cristallites. Une commutation d'un angle autre que 180° modifie les dimensions d'un cristal et ses contraintes internes locales. C'est pourquoi elle est à la fois moins stable et plus lente qu'une commutation de 180° .

En raison des imperfections internes, de la porosité, etc., les éléments céramiques doivent, d'une manière générale, avoir une taille supérieure à celle des monocristaux, et on admet qu'il serait impossible de descendre en dessous de $500\ \mu$ de long et $100\ \mu$ d'épaisseur. Comme, en outre, le champ coercitif est supérieur (5 à 15 kV/cm) à cause des contraintes et des imperfections qui tendent à s'opposer à la commutation, il faut en définitive des tensions beaucoup plus élevées (100 à 500 V). Par contre, les états polarisés sont plus stables que dans les monocristaux, et la baisse de polarisation rémanente en cours d'usage est beaucoup moins gênante. Les hautes tensions se traduisent par des champs pouvant atteindre 50 kV/cm d'où un risque de claquage. Il semble cependant que la matière comprimée à chaud envisagée pour cette application puisse, grâce à sa forte densité et à sa pureté, supporter de telles charges électriques.

Un récent article de LAND et de ses collaborateurs [17] affirme que des impulsions brèves de 0,1 à 0,5 μ s permettent de ne laisser subsister que des inversions de

180° et d'atténuer considérablement les phénomènes de relaxation dus aux contraintes exercées par la commutation dans d'autres directions. Les mêmes chercheurs ont utilisé comme états stables la polarisation complète et la demi-polarisation, ce qui réduit à la fois le temps de commutation et l'énergie nécessaire à la commutation. Ils annoncent également être en mesure de distinguer dix niveaux différents de polarisation, et ainsi de réaliser une mémoire travaillant dans le système décimal. Un seul moteur permet d'alimenter jusqu'à huit éléments de mémoire ; il est simplement constitué par un téton central disposé sur un disque piézoélectrique, la mémoire proprement dite étant une électrode périphérique divisée en secteurs. L'emploi de céramiques polycristallines pourrait permettre de triompher des difficultés rencontrées dans les cristaux simples en ce qui concerne les champs coercitifs indéfinis et la fatigue.

Bien que l'étude de l'utilisation des corps ferroélectriques comme dispositifs à mémoire dans les calculateurs n'ait encore donné lieu à aucune réalisation pratique de quelque valeur, les recherches se poursuivent dans de nombreuses directions de ce domaine, et des composants utiles restent encore à trouver. Il faudra certes beaucoup de perfectionnements pour rendre ces corps propres à l'usage attendu, mais les possibilités qu'ils offrent tant du point de vue de la miniaturisation que du point de vue de leur commande par des stimulations mécaniques, thermiques ou optiques invitent à continuer de s'y intéresser.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] MERZ, Vol. 4 de *Progress in Dielectrics*, 1962, Heywood & Company Ltd.
- [2] WAKEN. — *Review of Elec. Commun. Lab.*, **12**, 33-62 et 123-150, 1964.
- [3] KAUFMAN. — *Electronics*, août 1961, 47-51.
- [4] KAUFMAN. — *Proceedings of IFAC*, Bâle, pp. 404/1-404/6, août-sept. 1963.
- [5] LAND, SMITH et WESTGATE. — *Sandia Corporation Reprints* 50-R-64-122 et 128.
- [6] BROWN et TODT. — *Journal of Applied Physics*, **35**, 1594, 1964.
- [7] LAST. — *Review of Sciences Institute* **28**, 720-1, 1957.
- [8] PULVARI. — *Physics Review* **120**, 1670-1673, 1960.
- [9] MILLER, WOOD, REMEIK et SAVAGE. — *Journal of Applied Physics* **33**, (5), 1923-1930, 1962.
- [10] FANG et FATUZZO. — *Journal of Physics Society of Japan*, **17**, 238, 1962.
- [11] PULVARI. — *I.E.E. Trans. on Military Electronics*, avril-juillet 1963, 254-260.
- [12] HAYASHI. — *Japan Journal of Applied Physics* **3** (10), 637-43, 1964.
- [13] CAMPBELL. — *IBM Journal of Research and Development* **1**, 2, 1957.
- [14] FATUZZO. — *Physics Review* **127** (6) 2036-7, 1962.
- [15] GLANC, DVORAK, JANOVEC, RECHZIEGEL et JANONSEK. — *Physics Letters*, **7**, (2), 106, 1963.
- [16] CHYNOWETH. — *Journal of Applied Physics* **27**, 78-84, 1956.
- [17] LAND, SMITH et MCKINNEY. — *Sandia Corporation Reprints* SC-R-64-122.

MÉMOIRE UNE MICROSECONDE A COÏNCIDENCE

PAR

M. CHALÉAT

COPRIM, Evreux (Eure)

1. Introduction

Des mémoires à éléments discrets de ferrite capables d'un temps de cycle inférieur à la microseconde ont été proposées il y a quelques années.

Deux mesures simultanées permettaient de surmonter l'obstacle du temps normalement requis pour assurer le changement d'état magnétique des tores, la première consistait à interrompre prématurément le processus d'inversion de l'aimantation, la seconde à surexciter l'élément. Mais ces conditions s'accordent seulement avec l'organisation dite par mots ou à deux dimensions dont l'inconvénient connu tient au nombre élevé des organes de sélection. La sélection à trois dimensions : deux coordonnées pour l'adresse, la troisième pour la position du chiffre binaire exige des éléments à seuil précis.

L'acuité du problème des tolérances sur les signaux de commande et sur la température de fonctionnement exclut, si on désire éviter des conditions trop restrictives dans l'usage de la mémoire, la méthode du basculement partiel pour une mémoire à triple coïncidence. La netteté du seuil des ferrites à cycle rectangulaire se dégrade en effet, d'autant plus que l'état de saturation magnétique de l'élément est moins complet.

Ces raisons expliquent très brièvement qu'il fallait attendre l'apparition de tores à faible temps de basculement, acceptant des courants de commande compatibles avec les performances des semiconducteurs pour que des mémoires aussi rapides à sélection par triple coïncidence puissent voir le jour.

Ces tores, disponibles depuis un an, sont caractérisés par une durée de basculement inférieure à 200 ns et permettent de réaliser des mémoires à organisation simple et économique tout en étant capables de vitesses extrêmes.

Une mémoire qui les utilise a été étudiée par la COPRIM au titre d'un marché de la division « Machines Electroniques » du Centre National d'Etudes des Télécommunications.

Nous nous proposons de donner ici un aperçu des solutions qui ont été retenues pour une mémoire de ce type comprenant 33 000 éléments, pouvant fonctionner avec une fréquence de répétition de 1 MHz et un temps inférieur à 450 ns pour l'accès à l'une quelconque des 1024 adresses.

La conception des circuits et de leur organisation a été guidée par un double souci : d'abord utiliser des éléments semiconducteurs actuellement disponibles sur le marché, ensuite éviter ou réduire le nombre de composants ayant une dissipation thermique élevée, afin de pouvoir envisager plus aisément, lors d'une étape ultérieure, la miniaturisation d'un tel ensemble. Il faut d'ailleurs remarquer que cette miniaturisation est déjà en partie acquise par la finesse des tores : la densité du bloc mémoire proprement dit est, en effet, de 140 éléments par centimètre cube.

2. Sélection de l'adresse

Le problème général de l'accès à une adresse consiste, quel que soit le type de mémoire, à aiguiller ou à établir un courant dans un circuit choisi parmi n autres.

Ce circuit est constitué, dans sa majeure partie, par le fil qui traverse les tores du bloc mémoire et, pour le reste, par les liaisons entre les organes du dispositif de sélection (fig. 1). Les capacités réparties

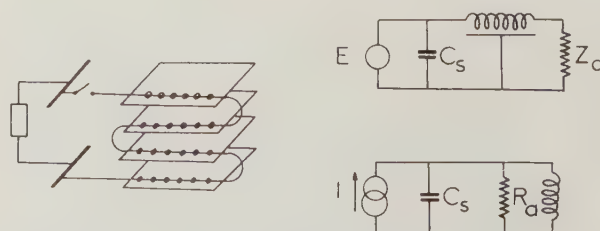


FIG. 1. — Comportement des lignes de sélection

le long de la ligne, combinées à l'inductance des tores, en font un système à propagation. Cependant, lorsque l'environnement est tel que les capacités restent faibles ou bien lorsque la taille de la mémoire est limitée, de sorte que le temps de propagation représente une petite fraction du temps de montée des impulsions, la ligne de commande est plutôt assimilable à une inductance.

Une définition correcte de la forme des impulsions de commande exige donc, suivant le cas, soit une terminaison de la ligne sur son impédance caractéristique, soit un amortissement par une résistance en parallèle. L'intervention du dispositif de sélection se manifeste surtout par la capacité C_s aux bornes de la ligne à exciter, capacité qui affecte la valeur de la résistance d'amortissement et non pas l'impédance caractéristique.

Une comparaison rigoureuse des puissances moyennes que doivent dissiper les éléments tels que Z_c ou R_a ne serait valable que dans une situation particulière lorsque la forme des impulsions et leur période ont été fixées. Mais il est évident a priori que la résistance R_a aura une dissipation moindre car elle n'est traversée que par des courants transitoires.

L'avantage principal de l'amortissement parallèle est de s'accomoder d'une adaptation unique, côté générateur, valable pour l'une quelconque des lignes tandis que l'autre méthode demande, pour être effective, une résistance de terminaison individuelle par ligne.

De toute manière, ces assimilations à une ligne à propagation ou à une inductance sont des approximations valables dans un domaine déterminé de fréquence. Il sera nécessaire d'accentuer le comportement dans un sens ou dans l'autre en agissant sur l'environnement que constitue l'ensemble des lignes du bloc mémoire. Ainsi, la solution adoptée (amortissement parallèle) est valable à la condition que chaque ligne du bloc mémoire soit parfaitement isolée de la masse.

L'attaque des lignes de commande se fera donc par l'intermédiaire de transformateurs, ce qui offre la possibilité du choix entre deux types de matrice de présélection à diode, permettant une circulation du courant secondaire dans une direction ou dans l'autre, suivant que les enroulements primaires du transformateur sont munis ou non d'une prise médiane.

La figure 2 montre le dispositif de présélection adopté : les commutateurs bidirectionnels y résultent de la combinaison d'un transistor et d'un pont à quatre diodes. Le même commutateur sert aussi bien à la lecture qu'à l'écriture, ce qui simplifie l'organisation des circuits antérieurs.

Le défaut de la liaison par transformateur tient au phénomène d'intégration du courant secondaire. Toute lecture d'une adresse devra obligatoirement être suivie d'une écriture à la même adresse. Une différence de 10 ns entre les durées des impulsions de lecture et d'écriture équivaut, à la fréquence de 1 MHz, à une erreur de 1 % sur l'amplitude des courants.

L'ordre de grandeur des tolérances ainsi admissibles sur la définition des temps, comparé aux marges garanties pour les semiconducteurs de type usuel,

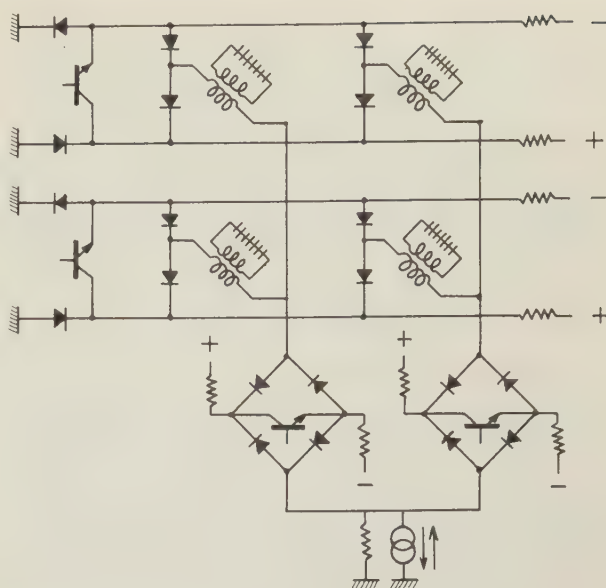


FIG. 2. — Organe de sélection. Principe

imposait de limiter le rôle des commutateurs strictement à l'ouverture ou à la fermeture des circuits et de confier la fonction de définir les instants, forme et amplitude des courants, indépendamment de l'adresse, à un générateur d'impulsion bien élaboré.

3. Commutateur de sélection

Les interrupteurs placés entre des points à potentiel variable sont avantageusement commandés par des transformateurs.

Un dispositif anti-saturation permet, sans affecter la vitesse de la mémoire, l'usage de transistors à fréquence de coupure de 70 MHz dont le temps d'ouverture en régime de commutation habituel est voisin de 100 ns. Un critère important pour le choix des transistors est le rapport tension inverse BV_{BEO} /tension directe V_{BES} de la jonction émetteur-base qui doit être supérieur à 5.

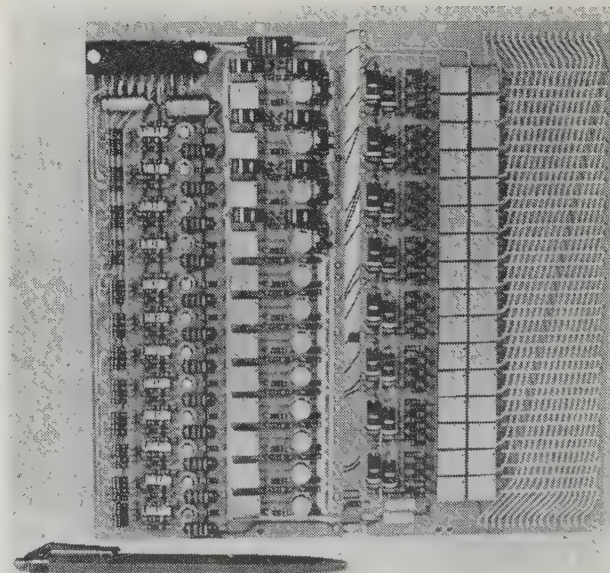


FIG. 3. — Interrupteurs et matrice de sélection

Le transformateur assure, d'autre part, une adaptation correcte avec l'étage précédent qui consiste en une porte NON-ET recevant un fragment de l'information d'adresse ainsi qu'un signal de synchronisation en provenance du distributeur de temps. Les figures 3 et 4 montrent un exemple de réalisation en deux plaquettes à câblage imprimé double face, à trous métallisés, d'un ensemble porte de décodage/interrupteur/matrice de présélection pour la commande d'une ligne parmi trente-deux, soit l'une des coordonnées de la mémoire de 1 024 mots.

4. Générateur de courant

Les impulsions de polarités opposées, suivant que l'opération effectuée est une lecture ou une écriture sont fournies par une paire de générateurs identiques, couplés au dispositif de sélection par un transformateur, muni de deux enroulements primaires.

Le rapport du transformateur est choisi de manière à rendre l'excursion de tension compatible avec les caractéristiques des transistors au prix d'un accroissement du courant. L'impédance de sortie élevée d'un montage en base commune assure l'indépendance du courant vis-à-vis de la force électromotrice.

Le générateur délivre au dispositif de sélection des impulsions de largeurs calibrées, d'amplitude réglable entre 300 et 450 mA en fonction d'une tension de contrôle, avec un temps de montée ou de retombée inférieure à 40 ns ; le générateur peut supporter une force électromotrice de 45 V.

5. Amplificateur de lecture

L'amplificateur de lecture différentiel constitue sans doute le circuit le plus délicat d'une mémoire à

coïncidence, eu égard au nombre de conditions à satisfaire.

Un impératif difficile à atteindre est le facteur de réjection en mode commun qui doit être supérieur à 1 000, jusqu'à 20 MHz.

Le couplage par transformateur entre ligne de lecture et amplificateur réduit à 100 le facteur de réjection exigé de l'amplificateur proprement dit. Dans ces conditions, un amplificateur à liaison continue n'était plus justifié mais il fallait introduire un dispositif assurant, avec une bonne précision, la fixité du niveau de référence qui peut varier selon la composition du train d'impulsions. Il a d'abord été envisagé de placer une porte à l'entrée de l'amplificateur, mais, malgré tous les efforts, la tension de déchet n'a pu être rendue négligeable devant l'amplitude du signal utile. Cette porte a donc été reportée après les étages d'amplification et modifiée de manière à constituer un dispositif de restauration du niveau de référence juste avant l'apparition du signal à détecter.

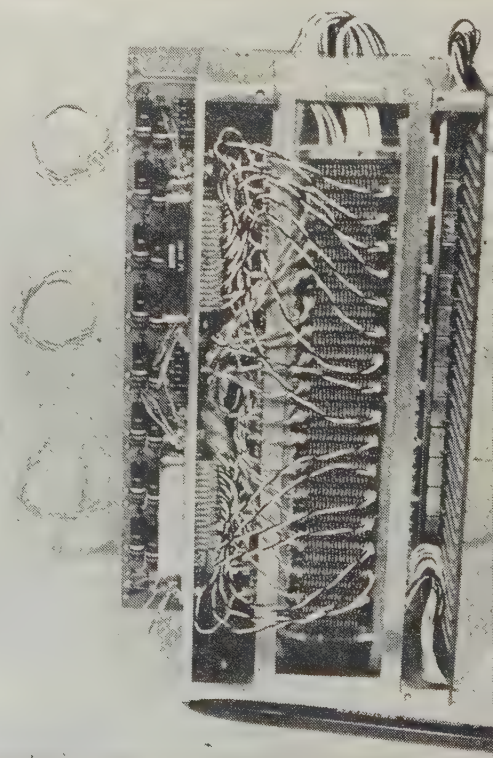
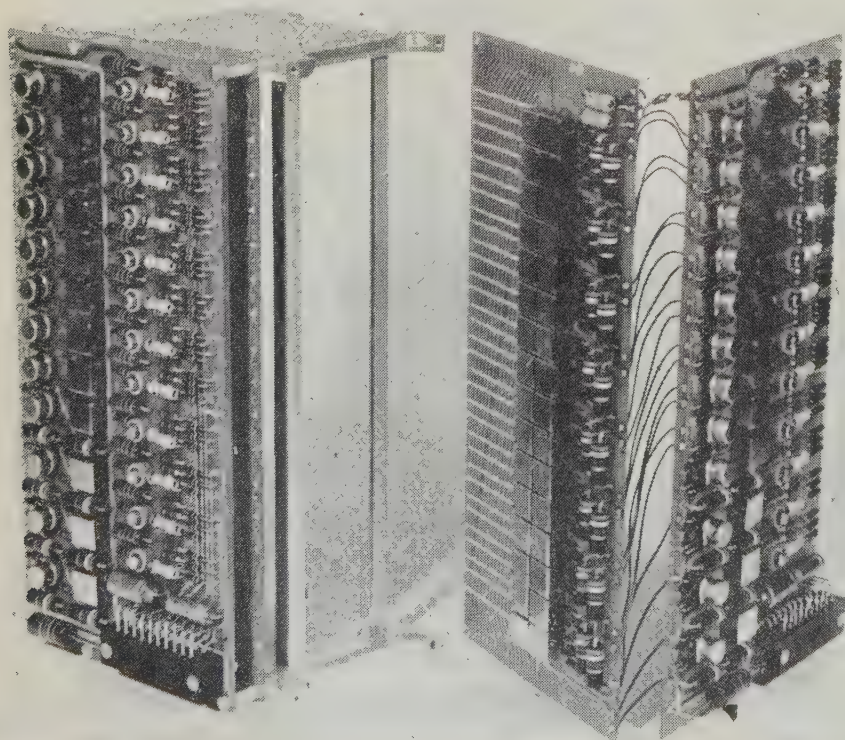
Cet amplificateur a été conçu pour être mis sous forme de circuit à couches minces. La stabilité et la symétrie résultent de l'appariage des composants passifs et actifs, acquis par essence, même dans la version miniaturisée.

L'amplificateur définitif est constitué par une suite de circuits à fonctions distinctes :

- Amplificateur différentiel. Gain 150. Bande passante 15 kHz à 25 MHz ;
- Restauration du niveau de référence ;
- Discrimination d'amplitude ;
- Echantillonnage dans le temps ;
- Mise en forme.

FIG. 4. — Assemblage des circuits de sélection

FIG. 4 bis. — Empilage



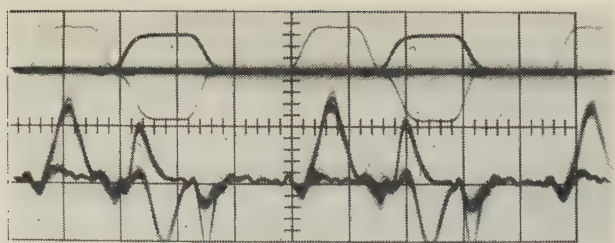


FIG. 5. — Courants et réponses. 200 ns par division

L'intervalle de temps qui s'écoule entre l'instant théorique d'échantillonnage et le positionnement du registre de sortie est au plus de 50 ns. La largeur utile du signal échantillonné est comprise entre 50 et 70 ns. L'oscillogramme (fig. 5) montre l'allure des signaux amplifiés dans le cas où les adresses sont interrogées séquentiellement après inscription du damier défavorable.

6. Générateur d'inhibition

Nous montrerons plus loin l'intérêt de régler l'amplitude du courant d'inhibition en fonction de la température interne du bloc mémoire. Cette nécessité conduit à préférer un générateur de courant contrôlé par une source à faible consommation au dispositif classique à commutateur de tension qui aurait exigé une alimentation de forte puissance, asservie à la température.

La liaison vers la ligne d'inhibition est assurée par un transformateur d'isolement, pour les raisons déjà invoquées.

7. Base de temps

L'obtention du temps de cycle minimal imposé par les tores exige une réduction des marges admises sur la position des différents signaux dans le temps. L'unité de l'échelle des temps représente environ le centième de la durée du cycle complet. L'organe essentiel du distributeur de temps est ici une ligne à retard à constantes localisées, de conception classique.

8. Tolérances et température

Pour inverser l'aimantation rémanente d'un tore de ferrite en cycle rectangulaire, il faut le soumettre à une force magnétomotrice supérieure à un certain seuil que nous appellerons I_1 . Toute perturbation néfaste de l'état d'aimantation rémanente sera évitée à condition de maintenir cette force magnétomotrice au-dessous d'un seuil I_0 . La différence $I_1 - I_0$ représente un jeu inévitable.

L'écriture d'une adresse dans une mémoire à coïncidence repose sur l'effet additif des courants pour le seul élément situé à l'intersection de deux lignes x et y . Il faut donc choisir les courants de sorte que la somme $I_y + I_x$ soit supérieure à I_1 sans que I_x ou I_y excède I_0 .

Comme il n'y a pas lieu de distinguer I_x et I_y , nous leur attribuons une valeur commune I . Il faut donc

que I soit compris entre $I_1/2$ et I_0 . L'écriture de l'état binaire opposé résulte de l'action inhibitrice d'un troisième courant : I_z . La ligne d'inhibition traverse tous les éléments qui occupent un même rang dans le mot. L'amplitude du courant d'inhibition doit rester inférieure à I_0 de même que la différence $2I - I_z$.

On peut tracer ainsi un diagramme théorique limitant la zone autorisée au point représentatif (I , I_z) (fig. 6).

Lorsque la température s'élève, les seuils I_0 et I_1 diminuent de sorte que le diagramme subit un déplacement et un amenuisement.

D'autre part, on sait que les seuils, à une température donnée, varient selon le degré de saturation des tores.

Le problème du choix des conditions optimales de fonctionnement est donc relativement complexe. Il est commode de s'imposer a priori les tolérances sur l'amplitude des courants et de rechercher l'intervalle de température (T_1 , T_2) permis en fonction, par exemple, de la température T_1 la plus faible de cet intervalle.

La valeur minimale du courant I sera prise égale au seuil $I_1/2$ à la température T_1 . La valeur maximale calculée désigne la température T'_2 à laquelle le seuil I_0 est atteint. La valeur minimale du courant d'inhibition I_z est fixée à la température T_1 par la relation $2I_{\max} - I_{z\min} = I_0$. La valeur maximale calculée pour I_z désigne la température T''_2 extrême. La limite supérieure de l'intervalle (T_1 , T_2) est la plus faible des températures T'_2 ou T''_2 .

Ces considérations simples font bien apparaître l'importance du rôle joué par les seuils I_0 et I_1 qui ne dépendent pas uniquement des tores mais aussi des possibilités de l'amplificateur de lecture (stabilité du gain, précision du niveau de discrimination) et de la capacité de la mémoire (nombre d'éléments demi-sélectionnés par ligne de lecture).

Une tolérance de 5 % sur l'amplitude des courants de commande autorise actuellement une plage de 20 °C pour la température.

Cette plage est restreinte si on la compare aux échauffements possibles. En effet, un empilage expérimental réalisé suivant la technologie habituelle peut subir une élévation interne de température de l'ordre

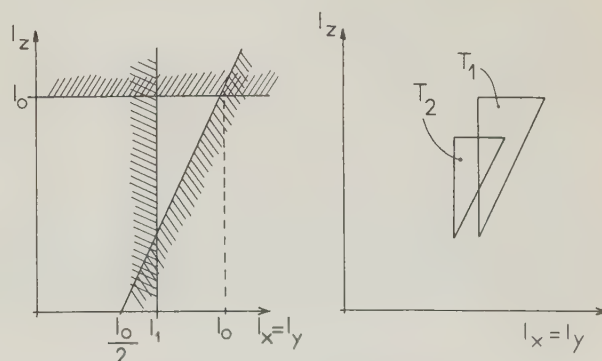


FIG. 6. — Zone de fonctionnement

de 32 °C en l'absence de ventilation extérieure lorsque les lignes d'inhibition sont excitées simultanément à la fréquence la plus élevée.

D'autre part, les pertes par hystérésis provoquent un échauffement propre d'un tore interrogé en permanence, de l'ordre de 50 °C. En raison de ces problèmes de dissipation thermique, des travaux sont actuellement en cours en vue de réaliser un tore de mêmes performances dont le courant de commande ou le coefficient de température sera abaissé.

9. Conclusion

Cet article a donné la description d'une mémoire à tores de ferrites sélectionnés par coïncidence de courants avec un temps de cycle inférieur à une microseconde. Il a montré que l'utilisation généralisée de transformateurs dans les circuits périphériques a permis :

- de traiter les lignes de commande indépendamment les unes des autres,
- d'éviter l'habituelle « batterie » de résistances de terminaison,
- de réduire le nombre d'étages par une meilleure adaptation entre circuits, ce qui assure la brièveté du temps d'accès,
- de simplifier l'amplificateur de lecture tout en améliorant le rapport signal/bruit.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] RHODES W.H. and al. — A 0.7 Microsecond Ferrite Core Memory. *IBM Journal*, July 1961.
- [2] EDWARDS D.B.G. and al. — High-speed ferrite core storage system. *Proc. IRE*, vol. III, n° 9, September 1964.
- [3] SFERRINO V.J. — Transistor circuit techniques for a core memory with 500 millimicroseconds cycle time. 1959, *IRE Wescon Convention Record*.
- [4] LANDSVERK O. — A fast coincident current magnetic core memory. *IEEE Proc. Elec. Comp. EC* 13, n° 5, October 1964.

TECHNOLOGIE ET PROPRIÉTÉS DES LASERS A ARSÉNIURE D'INDIUM⁽¹⁾

M. RODOT et P. LEROUX-HUGON,

*Laboratoire de Magnétisme et de Physique
du solide, CNRS, Bellevue (S.-et-O.)*

J. BESSON et H. LEBLOCH

Sté Anonyme de Télécommunications, Paris

1. Introduction

Le principe de fonctionnement des lasers semiconducteurs est analogue à celui des autres lasers et masers : une onde électromagnétique d'énergie $h\nu = E_A - E_B$, (E_A et E_B étant deux niveaux énergétiques des électrons dans le semiconducteur) sera amplifiée si la population en électrons du niveau le plus élevé est supérieure à celle du niveau le moins élevé.

Pour atteindre cet état, il faut réaliser une inversion de population, car, à l'état d'équilibre thermodynamique, le niveau le moins élevé est le plus peuplé.

Dans les lasers à diode, cette inversion de population se fait par injection de porteurs au niveau de la jonction. On obtient ainsi, au voisinage de la jonction, un milieu amplificateur de quelques microns d'épaisseur. Si ce milieu est limité par deux faces parallèles réfléchissantes (résonateur de Fabry-Pérot), l'onde lumineuse est de nouveau amplifiée après chaque réflexion. Pour certaines fréquences du rayonnement correspondant aux modes du résonateur, ces réflexions multiples donnent naissance à des ondes en phase et l'intensité lumineuse devient très grande.

Dans un semiconducteur, les états d'énergie des électrons sont situés dans la bande de valence et la bande de conduction, séparés par un écart d'énergie ΔE . Un photon d'énergie supérieure à ΔE sera donc soit amplifié, soit absorbé suivant que l'inversion de la population a été réalisée ou non.

Si on les compare aux autres types de lasers, les lasers à semiconducteurs présentent certains avantages spécifiques, en particulier leur mode d'alimentation :

l'injection d'énergie se fait directement par un courant électrique, de sorte qu'une modulation à haute fréquence est possible. D'autre part, leur rendement élevé compense partiellement l'inconvénient de leur puissance d'émission relativement faible. Ces lasers pourront éventuellement recevoir des applications en télécommunications, à condition que leur longueur d'onde d'émission soit adaptée au milieu de transmission et qu'ils présentent : un seuil d'émission stimulée aussi bas que possible, qui permette d'envisager un fonctionnement en continu ; une température de fonctionnement pas trop basse, pour éviter la servitude des dispositifs cryogéniques ; une bonne directivité et un bon rendement.

Dès 1958, lors de la conférence de Bruxelles sur les semiconducteurs, P. AIGRAIN avait prévu la possibilité d'un effet laser dans les semiconducteurs. Depuis, cet effet a été observé dans de nombreux semiconducteurs et plusieurs modes d'excitation ont été exploités : l'excitation par injection de porteurs dans les diodes est possible dans les conditions précisées par M. BERNARD et G. DURAFFOURG [1] ; l'injection par bombardement électronique a été réalisée par C. BENOIT A LA GUILLAUME et J.M. DEBEVER [2].

Les lasers au GaAs ont fait l'objet de fabrications à l'échelle industrielle et ont permis de premières liaisons à courte distance (un dispositif de transmission multiplex a, par exemple, été expérimenté à la S.A.T.).

Avec d'autres composés, on a pu mettre en évidence l'émission stimulée dans l'infrarouge moyen. Outre l'intérêt général de pouvoir disposer d'une gamme de longueurs d'ondes étendue, le domaine infrarouge moyen présente *a priori* certains avantages :

a) Moindre diffusion par les brouillards ou par les parois des tuyaux servant de guide ;

⁽¹⁾ La partie de l'étude effectuée à la SAT a été subventionnée par un contrat D.R.M.E.

b) Moindre exigence, toutes choses égales par ailleurs, sur la précision des dimensions de cavité, la définition géométrique du système étant directement liée à la longueur d'onde ; une longueur d'onde plus grande autorisera des tolérances plus grandes ;

c) Possibilités accrues de déplacer la fréquence par application d'un champ magnétique, celui-ci pouvant être d'autant moins intense que la masse effective des porteurs de charge, et par suite la largeur de bande interdite ΔE , est plus faible ;

d) Enfin possibilité éventuelle d'employer des procédés d'injection différant des procédés classiques : si ΔE est petit, on peut envisager aussi l'injection dans un échantillon homogène soumis à un champ électrique assez intense pour produire l'ionisation par chocs [3].

PbTe, PbSe, GaSb, InSb, InAs, Te sont capables d'émission stimulée dans l'infrarouge ; parmi ces matériaux, l'arséniure d'indium a été le plus étudié. L'effet laser y a été reconnu sur des diodes [4] à la température de 77 °K et sur des échantillons soumis à un bombardement électronique [5].

Nous nous sommes proposé de préparer des lasers à jonction d'arséniure d'indium et d'évaluer leurs propriétés.

2. Préparation des cristaux et des jonctions

Nous avons préparé des cristaux par fusion de zone. Les échantillons couramment obtenus sont de type n et ont une concentration électronique de $8 \cdot 10^{16}$ à $4 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$.

Des cristaux d'origine américaine (Monsanto) où $n = 7 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ ont été également utilisés.

Les diodes ont été réalisées à partir de plaquettes monocristallines orientées dans la direction (111). A partir de ces plaquettes, nous avons préparé des jonctions par diffusion de Cd en phase gazeuse.

Les plaquettes sont placées à une extrémité d'une ampoule de quartz scellée sous vide d'argon. A l'autre extrémité de l'ampoule sont déposés quelques milligrammes de cadmium métal. L'ampoule est placée dans un four de diffusion dont le profil de température est indiqué sur la figure 1. En maintenant constante

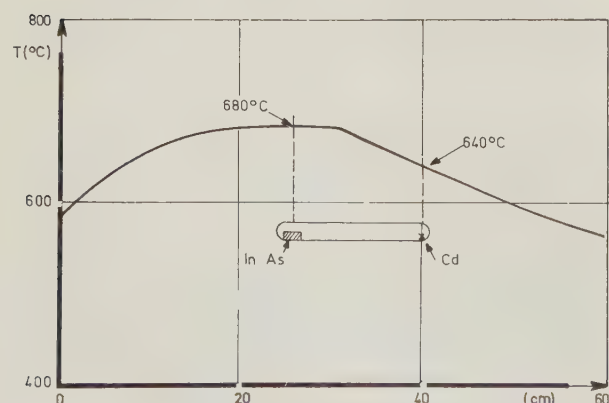


FIG. 1.

la température à laquelle est portée la partie la plus froide de l'ampoule, on maintient constante la pression de vapeur de Cd au-dessus du matériau, ce qui définit la concentration superficielle en cadmium.

La surface des plaquettes avait été préalablement polie (« poli optique ») ; des expériences préliminaires ont montré que la profondeur de jonction n'était pas modifiée sensiblement par un décapage chimique de la plaquette avant diffusion. A la fin de l'opération les plaquettes sont trempées rapidement. L'expérience montre que leur surface n'est pas altérée par la diffusion (le poli optique est conservé). Il est important d'éviter tout dépôt de cadmium sur la surface, ce qui la rendrait inutilisable. En particulier, au cours de la trempe, on condense la vapeur de cadmium à l'extrémité opposée à la plaquette avant de refroidir celle-ci.

Nous avons vérifié que, dans les conditions du traitement, les caractéristiques de volume du matériau n'étaient pas modifiées par la diffusion de l'arsenic au cours du recuit. L'expérience montre que des recuits d'échantillons d'InAs, sous une tension de vapeur d'arsenic de l'ordre de 0,1 atm (en l'absence de cadmium), peuvent affecter la concentration et la mobilité des porteurs. Pour un recuit à 700 °C, la concentration en porteurs peut varier d'un facteur 2 à 3 (fig. 2), mais seulement pour des temps de diffu-

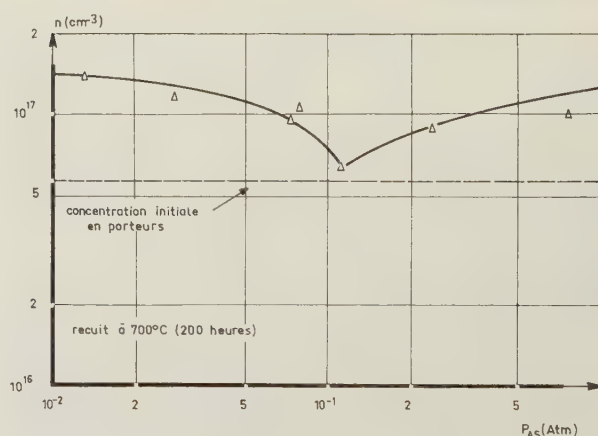


FIG. 2.

sion relativement longs (200 h). Dans nos expériences de diffusion, les temps de recuit sont assez brefs (quelques heures) pour que les effets sur les propriétés de volume soient négligeables. Cependant une modification de la composition de la couche la plus superficielle est probable.

Pour étudier la jonction réalisée, nous mesurons localement, à la température de 77 °K, le pouvoir thermo-électrique à la surface, au moyen d'un dispositif à pointe chaude. La plaquette a été préalablement taillée en biseau sous un angle de cinq degrés environ. Nous pouvons ainsi définir la limite des zones p et n et en déduire la profondeur de la jonction. La transition entre les deux zones est nette, mais la précision de la mesure de profondeur reste médiocre.

Pour un matériau de concentration initiale en porteurs n donnée, la profondeur de la jonction dépend

de la température de traitement (point chaud), de la pression partielle de cadmium (point froid) et enfin du temps de diffusion.

Des expériences sur des échantillons de même concentration en porteurs, traités pendant des temps variables dans les mêmes conditions de température, montrent que les profondeurs de diffusion ne sont pas en accord avec celles que l'on peut calculer en utilisant la loi classique :

$$\frac{C_0}{C_s} = \operatorname{erfc} x \cdot (2 Dt)^{-1/2} \quad (1)$$

où C_s est la concentration en surface ; C_0 la concentration à la profondeur de la jonction x (C_0 est supposé égale à la concentration électronique initiale du matériau) ; t le temps et D la constante de diffusion électronique. Nous comparons sur la figure 3

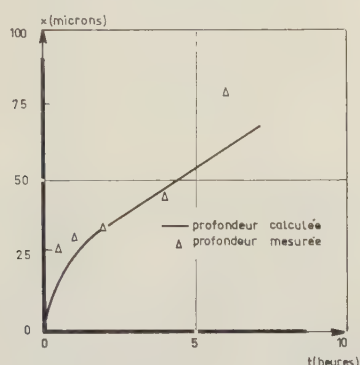


FIG. 3.

les profondeurs de jonction mesurées, dans une expérience de ce type, avec celles qui découleraient de la relation (1). Les conditions de l'expérience étaient : $C_0 = 8,4 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $T = 625^\circ \text{C}$ et C_s a pu être estimé de l'ordre de $5 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, en comparant des diffusions effectuées sur des matériaux de pureté initiale différente.

Le désaccord entre les valeurs mesurées et calculées peut être lié à la diffusion de l'arsenic au cours du traitement qui produit, comme nous l'avons indiqué, une modification de la couche superficielle.

Pour obtenir les diodes lasers, les diffusions ont été réalisées à 680°C . La pression partielle de cadmium était égale à $2 \cdot 10^{-1} \text{ atm}$ (point froid à 640°C). Les jonctions réalisées présentaient de bonnes caractéristiques électriques [6]. Pour un matériau de concentration initiale en porteurs $n = 7 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, la diffusion pendant des temps variant de 1 h 30 à 6 h nous a donné, dans ces conditions, des profondeurs de jonction allant de 20 à 230 μ .

La technologie des jonctions peu profondes (10 μ) entraîne des difficultés (altération de la jonction au cours des différents traitements) ; d'autre part des jonctions de grande profondeur n'ont pas donné de résultats satisfaisants, peut-être à cause de leur moins bonne planéité. Nous nous sommes donc arrêtés à un temps de diffusion de 3 h, ce qui conduit à une profondeur de jonction de 30 μ environ.

3. Réalisation des diodes

La réalisation des diodes lasers InAs est, dans son principe, analogue à celle de toute diode laser à semiconducteur. Il s'agit de créer une cavité de Fabry-Pérot dont deux faces soient parallèles entre elles et perpendiculaires au plan de la jonction. Il est relativement facile d'obtenir deux faces parallèles dans un cristal par clivage suivant (110). Il suffira donc que ce plan de clivage soit perpendiculaire au plan de diffusion, ce qui est effectivement réalisé si le plan de diffusion est un plan (111). Il en découle également que l'orientation de la plaquette doit être très soigneusement effectuée. La précision obtenue est de l'ordre de 10° .

Les diverses opérations technologiques auront pour but, de faciliter l'opération de clivage, d'une part, et d'assurer de bons contacts électriques et thermiques, d'autre part. L'épaisseur de la plaquette est préalablement ramenée à 100 μ ; cela aura pour effet de diminuer la résistance directe, donc l'échauffement par effet Joule. Une bonne qualité des contacts est obtenue par métallisation électrolytique (Ni et Au). La plaquette est ensuite découpée en languettes dont la largeur est de 300 μ . Ces languettes sont ensuite clivées suivant (110) par simple effort mécanique ; la distance entre deux faces clivées est de l'ordre de 500 μ . La diode prête à être montée se présente finalement sous la forme d'un parallélépipède dont

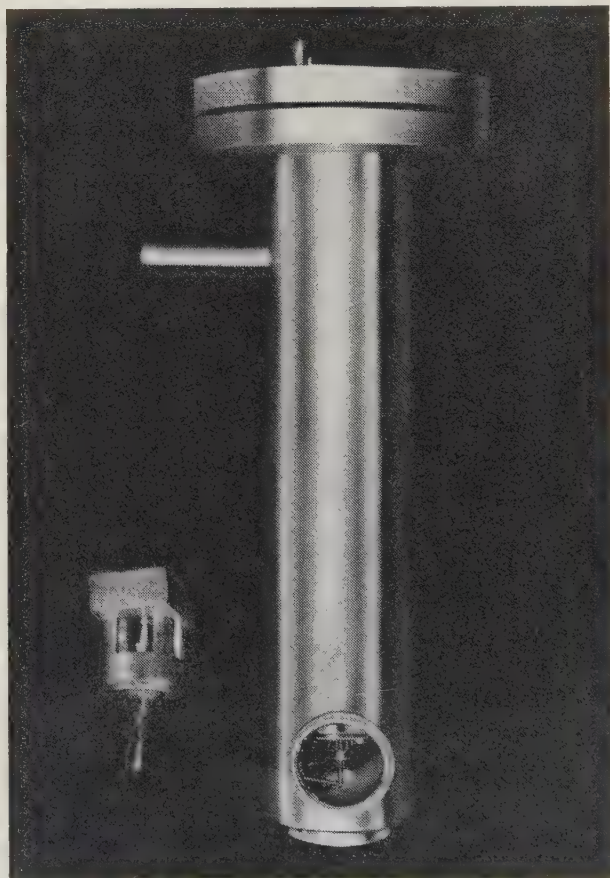


FIG. 4. — Diode laser dans son cryostat.

(cliché S.A.T.)

les dimensions sont : $500 \times 300 \times 100 \mu$, la surface de la jonction étant : $0,5 \times 0,3$ soit $0,15 \text{ mm}^2$.

Les diodes sont ensuite soudées sur une plaquette de molybdène au moyen d'un alliage étain-indium. Le molybdène n'est pas magnétique, présente un coefficient de dilatation sensiblement identique à celui de l'arséniure d'indium à basse température et, de plus, possède une bonne conductibilité thermique. L'autre connexion est réalisée au moyen d'un fil de nickel.

La diode ainsi montée (fig. 4) peut être fixée dans un cryostat démontable permettant des manipulations aisées à l'azote liquide (77°K), voire au néon liquide (27°K). Il est également possible d'adapter ce montage sur un cryostat prévu pour des températures plus basses : hydrogène liquide (20°K) ou hélium liquide (4°K).

4. Montage expérimental

L'excitation des diodes lasers nécessite une source capable de fournir des intensités relativement élevées (plusieurs dizaines d'ampères) pendant des temps brefs. Dans ce but, nous utilisons un appareillage qui comporte essentiellement : un générateur d'impulsions Ferisol type P201A et un amplificateur à transistors, mis au point dans notre laboratoire et délivrant des impulsions de 30 A crête avec un temps de montée de 20 ns lorsqu'il est refermé sur une charge de 1Ω .

La réception est assurée par :

- une cellule photovoltaïque InSb SAT refroidie à 77°K ;
- un préamplificateur à faible bruit. L'adaptation de la cellule au préamplificateur est obtenue par l'intermédiaire d'un transformateur ;
- un voltmètre sélectif accordé sur la fréquence de récurrence des impulsions d'excitation du laser (Wave Analyser Hewlett-Packard type 302A), qui permet la lecture du signal ;
- un monochromateur à réseau Perkin-Elmer type 98 G dont la résolution maximale est de 10 000.

5. Etude du rayonnement global

L'étude du rayonnement global permet de s'assurer de la qualité du refroidissement de la diode, de situer la position du seuil à différentes températures et d'estimer la puissance émise. Des essais effectués avec des temps de travail différents permettent de juger du refroidissement de la diode, l'échauffement de celle-ci se traduisant par une saturation du niveau de l'émission à forts courants. Cet échauffement peut être causé par de mauvais contacts électriques et peut avoir pour effet d'empêcher toute émission stimulée.

Une diode laser correctement montée permet d'observer une supra-linéarité dans la courbe « intensité lumineuse - courant d'excitation ». Cette supra-linéarité prend naissance à partir d'une certaine valeur I_s , appelée « courant de seuil ». Pour des valeurs supérieures à I_s l'intensité lumineuse croît brutalement ainsi que le montre la figure 5. Ce seuil correspond

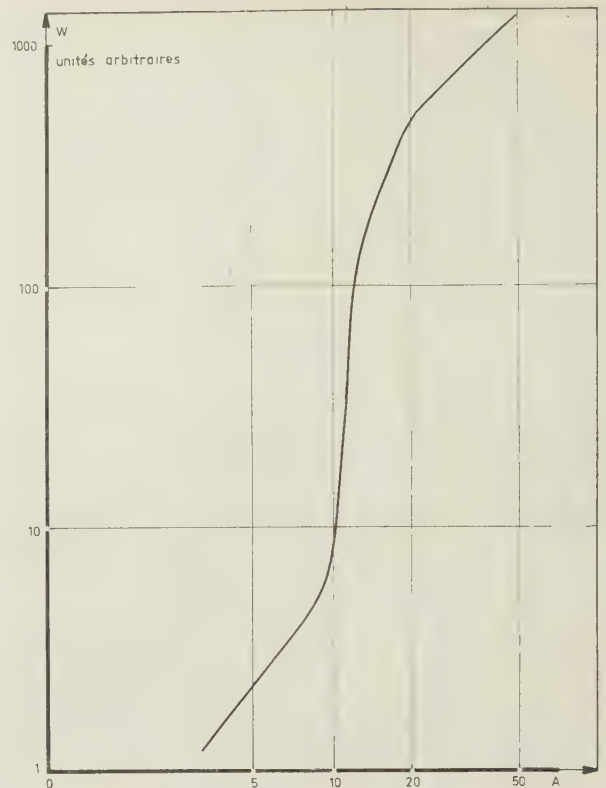


FIG. 5. — Diode Laser InAs — Emission globale 77°K .

à la valeur du courant à partir de laquelle le matériau devient amplificateur. La valeur du rendement global lui est donc directement rattachée. La dépendance du seuil vis-à-vis de la température est importante. Tandis qu'à 77°K le seuil est situé à 9 A, il n'est que de 1,2 A à 20°K et 280 mA à 4°K (fig. 6). On remarquera la valeur peu élevée du courant de seuil et l'importance du renforcement de l'intensité lumineuse au-delà du seuil.

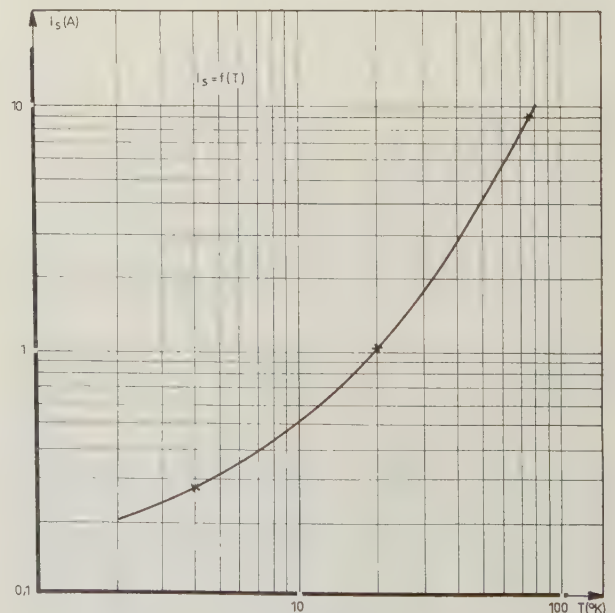


FIG. 6. — Seuil laser à différentes températures.

A basse température la puissance d'excitation est donc réduite, l'échauffement de la diode plus faible et il devient possible de faire fonctionner le laser en régime continu. Le fonctionnement en continu a été obtenu à la température de 27 °K (néon liquide). Nos efforts portent actuellement sur la possibilité d'opérer en continu à 77 °K.

6. Etude spectrale du rayonnement

L'étude spectrale du rayonnement émis a été effectuée par M. DEBEVER, du laboratoire de l'Ecole Normale Supérieure.

La figure 7 représente les modes d'émission laser

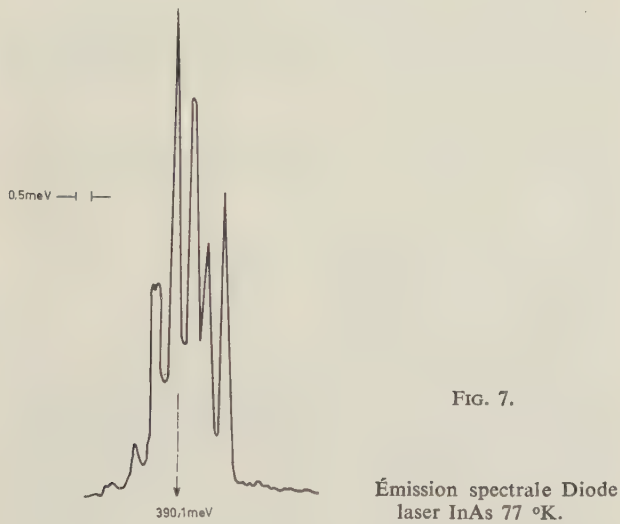


FIG. 7.

à 77 °K. Sur la figure 8, on verra le passage du régime spontané au régime stimulé avec l'augmentation du courant d'excitation, à 20 °K. Pour une intensité de 400 mA, l'émission est purement spontanée. Pour 1 A, on constate un décalage du rayonnement émis vers les énergies élevées. Dans la cavité, le gain n'est pas encore suffisant pour compenser les pertes, mais on observe déjà l'apparition de modes correspondant aux fréquences pour lesquelles les réflexions multiples donnent naissance à des ondes en phase. Pour une intensité de 1,2 A, le gain devient plus important que les pertes ; la cavité oscille et l'émission spontanée devient négligeable devant l'émission stimulée.

La figure 9 représente le spectre à 4,2 °K. On remarquera la présence de plusieurs modes. Leur finesse est limitée par la résolution du spectromètre. Chaque mode correspond à un rayonnement de fréquence telle que la longueur *l* de la cavité soit égale à un nombre entier de demi-longueurs d'onde dans le milieu actif :

$$l = m(\lambda/2 n)$$

L'intervalle spectral entre deux modes se calcule en prenant pour *m* deux nombres entiers successifs,

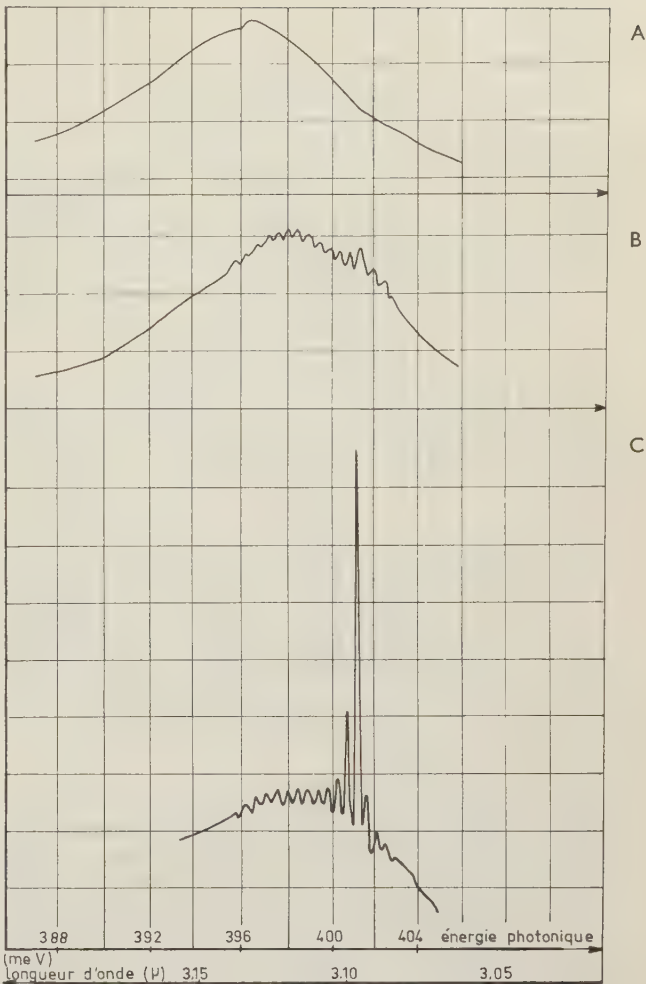


FIG. 8. — Emission spectrale — Diode laser InAs — 20 °K
A/0,4 A - B/1 A - C/1,2 A.

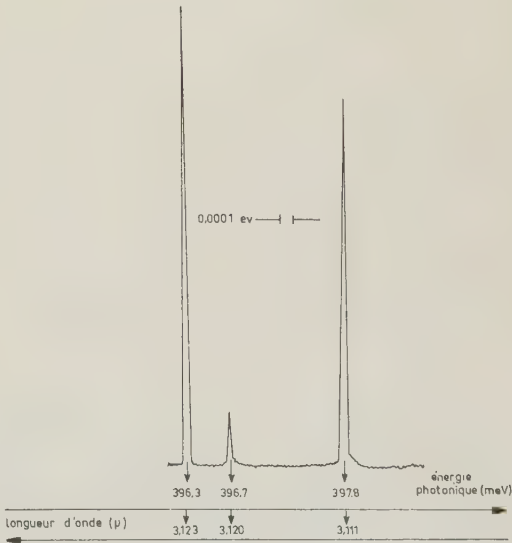


FIG. 9. — Emission spectrale — Diode laser InAs — 4,2 °K
I = 600 mA.

pour $m \gg 1$ on trouve alors :

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda_0^2}{2l \left(n_0 - \lambda_0 \frac{dn}{d\lambda} \right)}$$

Dans le cas de la figure 9, $\Delta\lambda = 3 \cdot 10^{-3} \mu$, $l = 500 \mu$ d'où :

$$n_0 - \lambda_0 \frac{dn}{d\lambda} = 3,1.$$

Nous pouvons en déduire la dispersion dans le milieu actif $\lambda_0 \frac{dn}{d\lambda} = 0,3$, en prenant 3,4 comme valeur de l'indice.

7. Distribution spatiale du rayonnement

Une des caractéristiques essentielles des différents types de lasers mis au point à ce jour a été leur grande directivité. Les petites dimensions de la cavité dans le cas de lasers à semiconducteurs doivent cependant conduire à une divergence plus grande que dans le cas des lasers à gaz.

En ce qui concerne les lasers InAs, il ne semble guère possible actuellement d'étudier la distribution des zones émettrices le long de la jonction ainsi que cela a été réalisé pour l'arséniure de gallium et l'antimoniure de gallium [7]. La sensibilité des convertisseurs d'image dans la zone de 3μ reste en effet insuffisante. L'observation du rayonnement suivant plusieurs directions est possible par simple déplacement de la cellule de réception devant le laser. La cellule utilisée est de petite surface ($0,25 \text{ mm}^2$) pour améliorer la résolution angulaire (un milliradian dans les conditions de mesure). Cette exploration peut se faire à plusieurs niveaux. Au-dessous du seuil, la distribu-

tion du rayonnement suit une loi proche de la loi de Lambert. Au-dessus du seuil, la directivité du faisceau est nettement marquée dans le plan de la jonction et dans le plan perpendiculaire à la jonction.

A $4,2^\circ\text{K}$, l'angle d'ouverture du faisceau est de 4° dans le plan de la jonction et de 6° dans le plan perpendiculaire à la jonction, ainsi que le montre la figure 10. Ces mesures permettent de déterminer la surface cohérente émissive considérée comme une fente rayonnante, l'angle d'ouverture étant égal au rapport de la longueur d'onde à la dimension de la fente. La région d'émission cohérente est donc de 45μ dans le plan de la jonction et de 30μ dans le plan perpendiculaire à la jonction.

8. Estimation de la puissance émise

L'utilisation pratique de ces diodes nécessite la connaissance de la puissance émise dont dépend, en particulier, la portée si l'on envisage une application en télécommunications.

L'évaluation de la puissance crête à la température de l'azote liquide a été effectuée au moyen d'une cellule photovoltaïque étalonnée. Le flux énergétique étalon est celui d'un corps noir. Un filtre formé d'une lame d'InAs et d'une lame de quartz le limite au domaine spectral intéressant. On détermine ainsi la sensibilité de la cellule photovoltaïque, exprimée en volts par watt.

Dans le cas de la réception du rayonnement laser, nous utilisons un miroir concave à grande ouverture, qui permet de focaliser sur la surface sensible la quasi-totalité du rayonnement émis. Un atténuateur optique étalonné est utilisé pour éviter de saturer la cellule. La mesure du signal reçu permettra donc, pour un rapport cyclique donné, d'estimer la puissance crête reçue. La puissance crête est donnée par :

$$P_c = \sqrt{2} P_{\text{eff}} \frac{T}{\tau}.$$

La puissance efficace P_{eff} est déduite de l'étalonnage de la cellule, T est la période des impulsions et τ leur durée. La puissance crête ainsi mesurée, le laser opérant à 77°K , est de 50 mW pour un courant crête de 20 A .

9. Conclusion

Nous avons mis en évidence le phénomène d'émission stimulée dans l'arséniure d'indium. Le seuil d'excitation de l'effet laser est particulièrement faible et l'émission de lumière très directive, le laser fonctionne en régime continu à la température de 27°K .

Ces performances ont été obtenues avec les premiers prototypes. L'étude se poursuit actuellement dans le but : d'améliorer la qualité métallurgique du semiconducteur, de déterminer le dopage correspondant au meilleur rendement radiatif et d'augmenter le coefficient de surtension de la cavité par dépôt de couches réfléchissantes. Nous pensons, par ces améliorations, obtenir une puissance rayonnée du

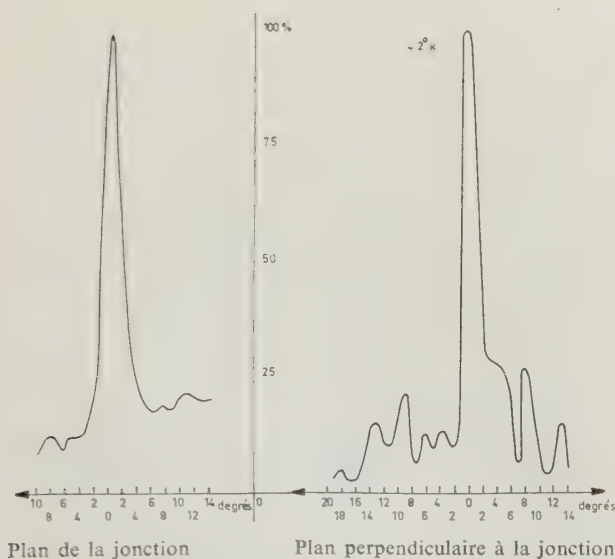


FIG. 10. — Laser InAs : Diagrammes de rayonnement.

même ordre que celle des lasers GaAs, à une longueur d'onde plus élevée. Les lasers InAs sont déjà utilisés en laboratoire ; ils permettent des expériences d'excitation optique des semiconducteurs, et des mesures de constante de temps de détecteurs infrarouges.

D'autres applications, en télécommunications et télécommande, sont envisagées. La longueur d'onde d'émission nous paraît particulièrement intéressante, car elle est placée au minimum du rayonnement parasite ambiant composé du rayonnement solaire diffusé et du rayonnement thermique.

Toutefois ces applications sont conditionnées par une faible absorption atmosphérique. L'absorption atmosphérique dans la zone des $3\ \mu$ est due principalement à la vapeur d'eau, dont le spectre est composé d'une série de raies. A notre connaissance, l'étude à haute résolution de ces raies n'a pas encore été effectuée ; on n'en connaît que l'enveloppe, ce qui est insuffisant pour prévoir la transmission atmosphérique d'un rayonnement laser quasi-monochromatique.

L'étude à très haute résolution de l'absorption atmosphérique pourrait être réalisée en utilisant

comme source un laser InAs, accordable avec un champ magnétique ou une contrainte uniaxiale.

Nous tenons à remercier particulièrement le Professeur P. AIGRAIN et le Docteur C. BENOIT A LA GUILLAUME, d'avoir autorisé l'expérimentation de nos lasers dans les laboratoires de l'Ecole Normale Supérieure.

De nombreuses discussions avec Mme H. RODOT, MM. J.M. DEBEVER, R. GRANGER, C. HILSUM et A. TRUFFERT nous ont aidés dans diverses phases de l'étude.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] BERNARD M., DURAFFOURG G. — *Phys. Stat. Sol.* 1, 1961, p. 659.
- [2] BENOIT A LA GUILLAUME C., DEBEVER J.M. — *Sol. State. Com* 2, 1964, 145.
- [3] GRANGER R. — *J. Phys.* (à paraître).
- [4] MELNGAILLIS I. — *Appl. Phys. Let.* 2, 1963, 176.
- [5] BENOIT A LA GUILLAUME C., DEBEVER J.M. — *Sol. State Com.* 1, 1965, 10.
- [6] GRANGER R. — *C.R. Acad. Sci.*, 258, 1964, 1404.
- [7] CHIPAUX C., EYMARD R. — *Phys. Stat. Sol.*, 10, 1965, p. 165.

LUMINESCENCE

PAR BOMBARDEMENT CATHODIQUE

DANS L'ARSÉNIURE DE GALLIUM

PAR

M. BOROT

*Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée
Limeil-Brévannes (Seine-et-Oise)*

Introduction

Les procédés utilisables pour exciter la luminescence des corps semiconducteurs peuvent être séparés en deux classes :

— excitation par rayonnement incident : photons, électrons, radiations nucléaires, etc. (photoluminescence, cathodoluminescence, etc.) ;

— excitation par passage direct du courant électrique soit par effet Destriau, soit par injection ou effet avalanche à travers une jonction *PN* (électroluminescence).

Alors que, dans de nombreux laboratoires, des travaux étaient effectués sur la luminescence des jonctions dans les composés intermétalliques III-V, il nous a paru intéressant d'étudier le comportement de l'un de ces corps sous l'action des rayons cathodiques. Ce type d'excitation nous libérait, en effet, des contingences créées par la nécessité d'obtenir un type de conductivité déterminé et les premiers rendements mesurés étaient comparables à ceux annoncés pour les diodes. Par la même occasion, il était possible d'envisager quelques applications. En raison de l'énergie de sa bande interdite (1,35 eV à 300 °K), l'arséniure de gallium était susceptible de donner une émission lumineuse à une longueur d'onde facilement utilisable : c'est-à-dire pour laquelle les instruments d'optique à lentilles de verre sont encore transparents, et où les récepteurs photoélectriques possèdent une bonne détectivité. Nous l'avons retenu pour ces raisons.

La première partie de cet article comprendra d'abord un rappel du principe des phénomènes de luminescence dans les semiconducteurs ; les différentes mesures effectuées seront exposées ensuite, ainsi que les résultats obtenus. La deuxième partie sera consacrée à l'application de la luminescence à un tube émetteur infrarouge modulable puis à une expérience de transmission de télévision utilisant un tel tube.

1. Etude du phénomène de luminescence

1.1. ASPECTS THÉORIQUES

La luminescence des semiconducteurs est un phénomène dû à la recombinaison radiative des porteurs de charge excédentaires [1]. Si un électron en excès dans la bande de conduction tombe dans un état libre de la bande de valence, il émet, si la transition est directe, un photon dont l'énergie sera la différence entre l'énergie des états de départ et d'arrivée. Plusieurs semiconducteurs intermétalliques III-V se prêtent à la production de ce type de luminescence [2] [3]. En effet, leur structure de bande en fonction du vecteur d'onde présente un minimum d'énergie de la bande de conduction en face d'un maximum d'énergie de la bande de valence. Il s'ensuit que les transitions directes sont très probables, ce qui n'est pas le cas pour les semiconducteurs comme le germanium ou le silicium dans lesquels les transitions sont généralement indirectes. Elles ont alors lieu avec changement de la quantité de mouvement de l'électron et produisent un phonon au lieu d'un photon.

En réalité, les transitions radiatives ne se font pas exclusivement de bande à bande. Il existe un grand nombre d'autres possibilités via un niveau d'impureté par exemple, soit entre un niveau donneur et la bande de valence, soit entre la bande de conduction et un niveau accepteur. Dans ces cas, l'énergie des photons émis est inférieure au saut d'énergie du matériau. La différence d'énergie contribue à l'échauffement du cristal. Il semblerait donc que ce soit les matériaux où les transitions de bande à bande sont les plus probables, qui doivent donner les meilleurs résultats quant au rendement. En réalité, la probabilité d'une transition augmente rapidement lorsque la différence d'énergie correspondante diminue : une faible proportion d'impureté modifie considérablement le spectre d'émission en le déplaçant vers les

grandes longueurs d'onde dans un domaine où le coefficient d'absorption est faible. L'importance pratique de ces deux faits est telle qu'ils l'emportent ; l'expérience montre que, pour l'arséniure de gallium sous irradiation cathodique tout au moins, ce sont les cristaux assez fortement dopés qui donnent les meilleurs rendements énergétiques.

Dans la luminescence par bombardement cathodique, les charges excédentaires sont obtenues par cession d'une fraction de l'énergie des électrons incidents aux électrons de la bande de valence. Ils transitent alors à travers la bande interdite en laissant des trous dans la bande de valence (création de paires « électron-trou »).

Pour un semiconducteur tel que l'arséniure de gallium, on estime que le rapport entre l'énergie absorbée et le nombre de paires libérées est de l'ordre de 3 eV. Un électron de 30 keV pourrait ainsi donner 10^4 paires environ. Les grandeurs qui paraissent les plus intéressantes dans le phénomène sont :

- le rendement énergétique (rapport de l'énergie lumineuse totale rayonnée à l'énergie incidente) ;
- le volume luminescent et la pénétration des électrons ;
- la longueur d'onde d'émission ;
- la constante de temps d'extinction de la luminescence.

1.1.1. Rendement énergétique

Le rendement énergétique de la luminescence par bombardement électronique va nécessairement comporter trois facteurs :

- rendement de transfert de l'énergie du faisceau d'électrons au cristal ;
- rendement des phénomènes d'excitation et de recombinaison radiative ;
- rendement optique de transmission du cristal.

a) Rendement de transfert d'énergie

L'énergie incidente par unité de temps W_i est le produit du nombre d'électrons incidents N_i par l'énergie E_i transportée par chacun d'eux : $W_i = N_i E_i$. L'énergie issue du cristal sous forme d'électrons est :

$$W_e = N_e E_e,$$

avec :

N_e : nombre d'électrons émis par le cristal (compre-
nant tous les électrons qui repartent) ;

E_e : énergie de ces électrons.

Le rendement de transfert sera donc :

$$R_T = \frac{\sum N_i E_i - \sum N_e E_e}{\sum N_i E_i}.$$

Le but de cette étude n'étant pas la luminescence cathodique en général, nous n'avons pas fait de

mesures (d'ailleurs assez délicates) sur les électrons réémis et leur spectre d'énergie. Nous pouvons toutefois indiquer sommairement les différents facteurs de pertes sur ce rendement.

Les électrons émis par le cristal comprennent :

- les électrons primaires réfléchis,
- les électrons primaires ayant pénétré dans le solide et ressortant avec une perte d'énergie,
- les électrons secondaires s'échappant du cristal à faible vitesse.

Pour tous ces électrons, GARLICK [4] donne la courbe de variation du rapport η entre le nombre d'électrons réémis et le nombre d'électrons primaires avec le numéro atomique Z du corps bombardé (fig. 1). Le taux d'électrons réémis varie peu avec

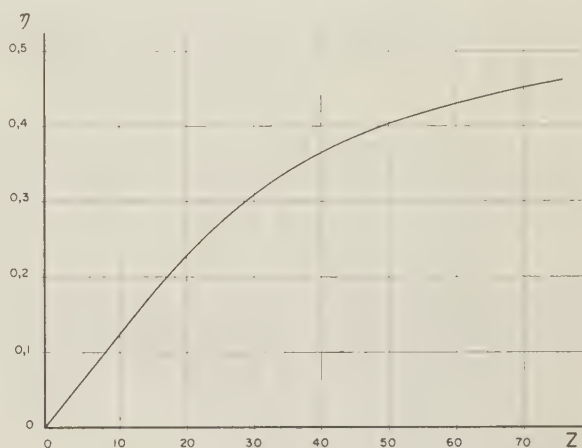


FIG. 1.

l'énergie des électrons incidents pour les échantillons de faible masse atomique. Le GaAs se trouve dans la zone de transition, mais on peut dire que, dans la gamme des énergies pratiquement réalisées au laboratoire ($5 \cdot 10^3$ à $2,5 \cdot 10^4$ eV), la réémission est constante. On en déduit que N_e se situe aux environs de $0,47 N_i$. Quant au spectre des E_e , les informations sont peu nombreuses à son sujet. On trouve par exemple sous la signature de V.G. BOL'SHOV [5] un spectre d'électrons secondaires présentant un pic à 4 eV mais son étude est limitée à des E_i de 300 eV et une exploration des E_e jusqu'à 30 eV. Il paraît donc difficile de conclure pour la valeur théorique du rendement de transfert. Mais à la fin de cette première partie, on donne un aperçu qualitatif de l'effet des électrons secondaires qui montre qu'on peut difficilement négliger cette perte d'énergie.

b) Rendement des phénomènes de luminescence

Nous le définirons comme le rapport de l'énergie lumineuse totale émise par unité de temps dans le cristal à l'énergie cédée par les électrons incidents. Celle-ci est la différence :

$$\sum N_i E_i - \sum N_e E_e.$$

L'énergie lumineuse totale supposée monochromatique, de fréquence ν et transportée par N_p photons par seconde est : $\Sigma N_p h\nu$. D'où le rendement global de luminescence :

$$R_L = \frac{\Sigma N_p h\nu}{\Sigma N_i E_i - \Sigma N_e E_e}.$$

Si nous supposons tout d'abord le cristal parfait, c'est-à-dire l'interface cristal-vide limitée par un plan réticulaire, aucune perte d'énergie ne se produira dans un matériau dégradé. Nous allons devoir distinguer deux nouveaux rendements. L'un R'_L exprimant la probabilité, inférieure ou égale à 1, pour qu'un électron incident perde toute son énergie en provoquant des transitions de bande à bande ; l'autre R''_L , exprimant que les recombinaisons ne seront pas toutes radiatives et que celles qui le seront ne libéreront pas obligatoirement un photon tel que sa fréquence ν soit $\nu = E_g/h$ avec E_g = saut d'énergie du matériau. Le produit de ces deux rendements R'_L et R''_L nous donnerait R_L .

Dans un cristal réel, il peut y avoir entre le corps du matériau et le vide une couche oxydée ou dégradée et le rendement R'_L sera amoindri du fait de l'énergie perdue par les électrons pour traverser cette couche, sans profit pour l'émission lumineuse. Le calcul théorique du rendement de luminescence serait vraisemblablement très ardu ; de toute manière il nécessiterait des informations que l'on ne peut pratiquement pas avoir.

c) Rendement optique

C'est le rapport entre l'énergie lumineuse totale pouvant sortir du cristal et celle émise à l'intérieur. Il est très inférieur à 1 du fait de l'indice de réfraction élevé du matériau. Tout rayon lumineux, émis dans le cristal avec un angle supérieur à l'angle de réflexion totale, sera réfléchi à l'intérieur du cristal puis finalement absorbé.

Considérons sur la figure 2 un point lumineux P à l'intérieur du cristal. La lumière émise de ce point et pouvant sortir du volume sera comprise dans un cône de demi-angle au sommet $\theta = \arcsin 1/n$.

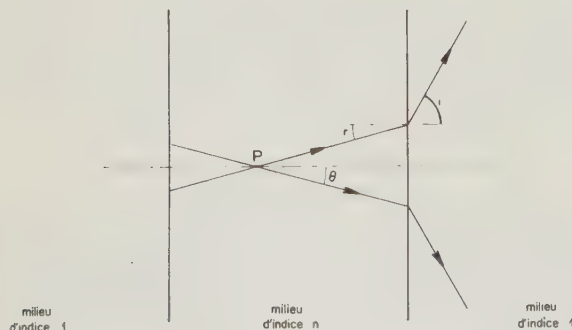


FIG. 2.

La puissance rayonnée dans chaque nappe de ce cône sera, si la puissance totale émise par le point est P_T et si Ω désigne l'angle solide contenu dans le cône (*) :

$$\frac{P_T \Omega}{4\pi}$$

avec :

$$\Omega = 2\pi(1 - \cos \theta) = 2\pi \left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{n^2}} \right)$$

d'où le rendement pour les deux nappes :

$$R_0 = \frac{2\Omega}{4\pi}$$

$$R_0 = \left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{n^2}} \right) \approx \frac{1}{2n^2} \quad \text{si } n \gg 1.$$

Dans ce calcul du rendement optique, nous n'avons tenu compte ni de l'absorption à l'intérieur du cône utile, ni des réflexions aux interfaces. Celles-ci seraient d'ailleurs impossibles à calculer sans informations sur l'état de polarisation de la lumière émise à l'intérieur du matériau.

Nous arrivons donc au rendement énergétique global qu'on peut écrire :

$$R = R_T \cdot R_L \cdot R_0 = \frac{\Sigma N_i E_i - \Sigma N_e E_e}{\Sigma N_i E_i} \times \frac{\Sigma N_p h\nu}{\Sigma N_i E_i - \Sigma N_e E_e} \times \frac{1}{2n^2}$$

$$d'où \quad R = \frac{\Sigma N_p h\nu}{2n^2 \Sigma N_i E_i}.$$

En vérité les deux premiers termes du rendement n'étant pas explicités, nous ne pouvons pas accéder à une valeur numérique théorique de celui-ci mais seulement en donner une valeur maximale égale à R_0 .

1.1.2. Volume luminescent et pénétration des électrons

Le volume luminescent est fonction de la pénétration x des électrons. On peut difficilement le déterminer, tant théoriquement qu'expérimentalement, car on connaît peu la pénétration des électrons dans la matière et très mal leur dispersion.

En principe x pourrait être décrit par l'équation de BETHE (1930) (d'après [4]).

$$-\frac{dE}{dx} = \frac{2\pi N Z q^4}{(4\pi\epsilon_0)^2 E} \ln \left(\frac{E}{E_i} \right)$$

* Ce calcul suppose l'intensité lumineuse du point P indépendante de la direction d'observation. Une surface émettrice parallèle à la face de sortie et à luminance indépendante de la direction d'observation donnerait un rendement $R_0 = 1/n^2$.

avec :

- N : nombre d'électrons par cm^3
 Z : numéro atomique
 q : charge électronique
 E_i : potentiel d'ionisation moyen pour les électrons atomiques
 E : énergie de l'électron
 ϵ_0 : permittivité du vide.

De plus, d'après STINCHFIELD, la décroissance du courant d'électrons incidents ou primaires, en fonction de la profondeur, suivrait une loi exponentielle :

$$i = i_0 e^{-zx}.$$

En séparant les variables de l'équation de Bethe, il vient :

$$-\frac{E dE}{\ln\left(\frac{E}{E_i}\right)} = \frac{NZq^4}{8\pi\epsilon_0^2} dx$$

et en posant $y = \frac{E}{E_i}$:

$$-\frac{y dy}{\ln y} = \frac{NZq^4}{8\pi\epsilon_0^2 E_i^2} dx.$$

Si l'on pose maintenant $y = e^z$, on a :

$$-\int \frac{e^{2z} dz}{z} = \frac{NZq^4}{8\pi\epsilon_0^2 E_i^2} \int dx$$

et en intégrant de part et d'autre, il vient :

$$x - x_0 = \frac{-8\pi\epsilon_0^2 E_i^2}{NZq^4} \left[\ln z + \frac{2z}{1!} + \frac{(2z)^2}{2 \cdot 2!} + \dots \right]$$

$$x - x_0 = \frac{-8\pi\epsilon_0^2 E_i^2}{NZq^4} \left[\ln \ln\left(\frac{E}{E_i}\right) + \frac{2 \ln\left(\frac{E}{E_i}\right)}{1!} + \frac{4 \left[\ln\left(\frac{E}{E_i}\right) \right]^2}{2 \cdot 2!} + \dots \right],$$

avec la condition $z > 0$, c'est-à-dire $E > E_i$.

Cherchons la valeur de x_0 à l'aide des conditions aux limites. Pour l'énergie maximale et initiale, E_0 , x est nul ; par conséquent :

$$x_0 = f(E_0)$$

et :

$$x = f(E_0) - f(E).$$

Arbitrairement, nous pouvons fixer comme profondeur de pénétration x_M celle pour laquelle l'énergie E

des électrons est égale à $e \cdot E_i$. Nous avons donc :

$$x_M = f(E_0) - f(eE_i).$$

En fait, $f(eE_i)$ est parfaitement négligeable devant $f(E_0)$ et :

$$x_M \simeq f(E_0),$$

$$x_M = \frac{8\pi\epsilon_0^2 E_i^2}{NZq^4} \left[\ln \ln\left(\frac{E}{E_i}\right) + \frac{2 \ln\left(\frac{E}{E_i}\right)}{1!} + \frac{4 \left[\ln\left(\frac{E}{E_i}\right) \right]^2}{2 \cdot 2!} + \dots \right].$$

Nous avons fait un calcul avec les 37 premiers termes de la série en prenant les valeurs suivantes (le terme dont la valeur est maximale est le 18^e) :

$$E_i = 1,45 \text{ eV} = 2,32 \cdot 10^{-19} \text{ J}$$

$$E = 29 \text{ keV}$$

$$N = 4,86 \cdot 10^{28} \text{ m}^{-3}$$

$$Z = 32$$

$$q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}.$$

Dans ces conditions, la série prend la valeur : $2,7 \cdot 10^7$. La constante vaut :

$$\frac{8\pi\epsilon_0^2 E_i^2}{NZq^4} = \frac{8 \times 3,14 \times 7,85 \cdot 10^{-23} \times 5,38 \cdot 10^{-38}}{4,86 \cdot 10^{28} \times 32 \times 6,54 \cdot 10^{-76}} = 1,04 \cdot 10^{-13}.$$

D'où la valeur de x_M :

$$x_M = 1,04 \cdot 10^{-13} \times 2,7 \cdot 10^7 \text{ m}$$

$$x_M = 2,81 \cdot 10^{-6} \text{ m} = 2,81 \text{ } \mu.$$

En réalité la région où existent des électrons primaires et secondaires dans un état excité est de forme complexe et on ne peut pas dire que la pénétration, même telle que nous l'avons définie, possède une grande signification. Ainsi EHRENBERG et FRANCK (1953) en photographiant le profil d'émission d'une substance (fig. 3) ont montré que sa forme variait d'une façon importante avec l'énergie des électrons incidents [4].

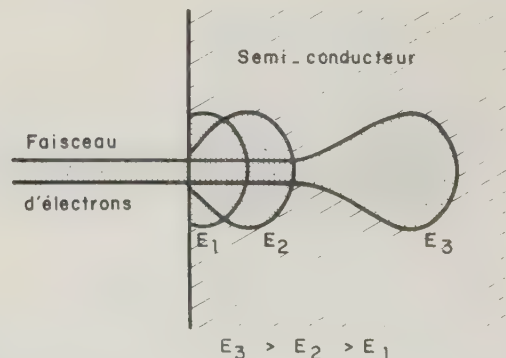


FIG. 3.

1.1.3. Longueur d'onde d'émission

Si les transitions conduisant à l'émission d'un photon se produisaient toutes de bande à bande, l'émission se ferait sur une seule longueur d'onde avec une largeur de bande très faible (de l'ordre de kT/q). En réalité l'expérience montre (pour l'arséniure de gallium sous bombardement électronique) que, suivant la nature de l'impureté présente dans le cristal, le spectre émis présente une ou deux raies ; celle due à la recombinaison fondamentale en est quelquefois absente (ou non décelable). Cela laisse supposer qu'il existe des transitions via un niveau d'impureté qui sont quelquefois beaucoup plus probables que les transitions de bande à bande.

Malheureusement, l'analyse détaillée des cristaux dont nous disposons n'a pu être obtenue de notre fournisseur et il n'est pas évident que ce soit l'impureté donnant le type de conductivité annoncé qui détermine la ou les longueurs d'onde d'émission observées. Deux cristaux contenant tous deux du zinc comme dopant ont donné des spectres d'émission très différents. On ne peut donc pas affirmer que, pour les cristaux de type *P*, la transition la plus probable se fait via le niveau accepteur et que pour ceux de type *N* elle se fait via le niveau donneur.

1.1.4. Constante de temps de luminescence

Elle est très probablement du même ordre de grandeur que la durée de vie moyenne des porteurs excédentaires dans le cristal. Par exemple, pour l'arséniure de gallium elle est de l'ordre de 10^{-9} s, c'est-à-dire que la fréquence de coupure du cristal serait d'environ 160 MHz.

Malheureusement, jusqu'à présent aucune justification expérimentale n'a pu être apportée à cette valeur.

1.2. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Les cristaux sur lesquels les mesures ont porté proviennent soit de la Société Américaine MONSANTO, soit de WACKER CHEMIE (Allemagne), soit de LA RADIOTECHNIQUE.

1.2.1. Rendement énergétique

Il a été mesuré sur un certain nombre de cristaux soit en valeur absolue, soit en valeur relative, c'est-à-dire en comparant l'émission dans les mêmes conditions d'excitation.

Le rendement absolu est mesuré en supposant la source lumineuse ponctuelle et isotrope à l'intérieur du cristal. Dans ces conditions, si l'indice de réfraction n du matériau est grand, ce qui est le cas pour GaAs, la répartition spatiale de l'intensité à l'extérieur de la lame est :

$$I_\theta = I_0 \cos \theta.$$

avec θ = angle de la direction d'observation avec la normale du cristal. I_0 désigne l'intensité pour $\theta = 0$.

Le flux total externe est donc, en intégrant pour un demi-espace :

$$F = \pi I_0$$

Par conséquent, si le détecteur d'aire δS reçoit le flux δF à la distance d (direction d'observation θ), nous aurons :

$$I_0 = \frac{\delta F}{\delta S} \frac{d^2}{\cos \theta}.$$

Et le flux total émis sera pour les deux faces :

$$F = \frac{2\pi d^2}{\cos \theta} \frac{\delta F}{\delta S},$$

d'où le rendement avec un courant de faisceau I_F sous une différence de potentiel V_F :

$$R = \frac{F_{(w)}}{V_F I_F} = \frac{2\pi d^2}{V_F I_F \cos \theta} \frac{\delta F}{\delta S}.$$

a) Mesure en tube scellé

Durant ces mesures, il a été utilisé un tube scellé comportant un canon électronique de tube-image pour télévision. La cible, en forme de disque, était bombardée normalement et soudée à sa périphérie sur un porte-cible pouvant être refroidi à l'azote liquide. La disposition intérieure permettait à la lumière émise d'être observée soit directement du côté de la face irradiée, soit après la traversée de l'épaisseur de la cible. Cette dernière découpée dans un monocristal cylindrique d'arséniure de gallium (Wacker Chemie) était de type *N* avec une concentration en donneurs voisine de 10^{18} cm^{-3} .

Le faisceau électronique était modulé par impulsions de 10 μs à 100 Hz.

L'aire du détecteur utilisé, un photomultiplicateur 150 CVP était limitée à 0,8 cm^2 .

Les conditions de mesure et les rendements obtenus sont résumés dans le tableau ci-dessous dans lequel les rendements ont été calculés en supposant que l'émission est localisée dans le spectre entre 0,85 et 1 μm .

Conditions d'observations	Température de la cible	V_F (kV)	I_F (μA)	Distance du détecteur à la cible, en cm	Rendement
A travers la cible	300 °K	10	250	18	0,0012
Du côté bombardé	300 °K	14	250	28	0,0142
Du côté bombardé	77 °K	7	100	28	0,0475

D'autres mesures de rendement ont été faites à l'aide du tube décrit dans la deuxième partie de l'article. La cible était alors dopée au germanium à $1,4 \cdot 10^{18}$ atomes/ cm^3 (Monsanto). Dans ce cas,

l'excitation a été réalisée en régime continu ; avec une tension d'accélération $V_F = 15$ kV, un courant de faisceau $I_F = 80 \mu\text{A}$, et un détecteur au silicium BPY13, le rendement obtenu était : $R = 0,0046$.

b) Mesure en tube démontable

Ces mesures avaient pour but, non pas de fournir des valeurs absolues, mais des résultats comparatifs de l'intensité de la lumière émise par différents cristaux dans des conditions d'excitation identiques.

Pour cela, il a été utilisé un tube démontable dont la disposition permettrait d'interchanger les cibles et les canons aisément. Ces derniers, comportaient une cathode en tantale supportant sans dommage de fréquentes remises à l'air.

Le détecteur était à nouveau un photomultiplicateur 150 CVP, placé à distance fixe de la cible.

Les résultats, en unités arbitraires, sont consignés dans le tableau ci-dessous :

CIBLES GaAs (Monsanto)					
Impureté		Concentration atomes/ cm ³	Signal (unités arbitraires)		
Groupe	Elément		Cible brute de sciage (dégraissée)	Cible polie	Cible polie et décapée
II	Zn	$5,7 \cdot 10^{19}$	20	15	45
	Cd	$2,5 \cdot 10^{18}$	5	45	10
IV	Ge	$1,4 \cdot 10^{18}$	11	220	800
	Sn	$3,9 \cdot 10^{18}$	6	20	40
VI	Se	$5,4 \cdot 10^{18}$	1	1	1,5
	Te	$5,1 \cdot 10^{18}$	10	12	35

Si nous comparons les valeurs de rendement trouvées en régime d'impulsion et celles trouvées en fonctionnement continu, on voit que le rendement est beaucoup plus faible dans ce dernier cas. Il semble donc que la puissance moyenne reçue par le cristal a une influence importante. Dans le premier cas, pour le meilleur rendement, nous avons une puissance moyenne P_m :

$$P_m = 7 \cdot 10^3 \times 10^{-4} \times 10^{-3} = 7 \cdot 10^{-4} \text{ W,}$$

et dans le deuxième cas nous avons :

$$P_m = 1,2 \text{ W.}$$

Or, l'étude expérimentale des variations du rendement R avec la puissance entre 0 et 1 W montre que R dépend très peu de P .

On explique cette anomalie par le fait que, pour voir le rendement croître, il faut s'approcher très près de la puissance moyenne nulle, ce qui implique que I_F soit très petit car, comme on le verra plus loin, V_F ne peut pas descendre au-dessous d'un seuil de 10 kV environ. Dans ces conditions, la quantité de lumière

émise est extrêmement faible, et ne peut pas être mesurée par nos détecteurs.

A quoi attribuer cette baisse du rendement ? Un échauffement du cristal est l'explication la plus vraisemblable car nous sommes loin de la saturation de luminescence. Pourtant le calcul n'indique pas une élévation considérable de la température.

Considérons une pastille cylindrique de GaAs soudée par une base sur une pièce à la température T_2 (77 °K) (fig. 4). Le faisceau d'électrons de rayon r_1 tombe

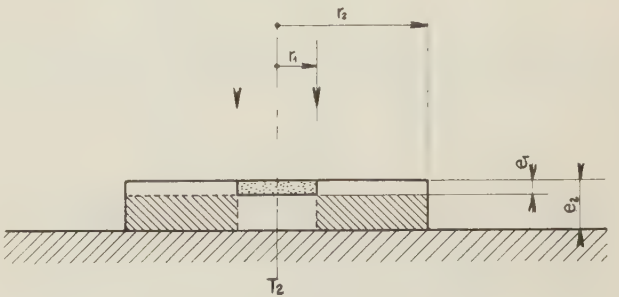


FIG. 4.

sur la base opposée à la soudure et pénètre à une profondeur e_1 . Le rayon du cylindre est r_2 et sa hauteur est e_2 . La conductivité thermique du matériau est K ($\text{W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{deg}^{-1}$). On admettra que la surface latérale de la pastille est à la température T_2 et on négligera la conductance thermique des parties hachurées.

La résistance thermique du cylindre situé entre la région de pénétration et le support est R'_{th} :

$$R'_{th} = \frac{1}{K} \cdot \frac{e_2 - e_1}{\pi r_1^2}.$$

Cette relation n'est pratiquement valable que si $e_2 \ll r_1$.

La résistance thermique du cylindre situé autour de la région de pénétration est R''_{th} :

$$R''_{th} = \frac{1}{2\pi K e_1} \ln \frac{r_2}{r_1}.$$

Cette relation s'applique si $e_1 \gg r_1$.

Pour le GaAs : $K = 0,37 \text{ W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{deg}^{-1}$, et on a :

$$\begin{aligned} e_1 &\simeq 10^{-3} \text{ cm} \\ e_2 &= 3 \cdot 10^{-2} \text{ cm} \\ r_1 &= 4 \cdot 10^{-2} \text{ cm} \\ r_2 &= 3 \cdot 10^{-1} \text{ cm.} \end{aligned}$$

C'est la première des deux relations antérieures qui

est la moins fausse, elle donne une valeur approchée par excès de R_{th} , donc de l'échauffement ; il vient :

$$R_{th} = \frac{30 \cdot 10^{-3} - 10^{-3}}{0,37 \times \pi \times 16 \cdot 10^{-4}}$$

$$R_{th} = 16,2 \text{ deg.W}^{-1}.$$

D'autre part :

$$T_1 - T_2 = P \cdot R_{th}$$

avec T_1 température de la zone d'impact et P puissance fournie à cette zone ; si on prend $P = 3 \text{ W}$, on a :

$$T_1 - T_2 = 48 \text{ }^{\circ}\text{K}.$$

Le support de cible étant à la température T_2 de l'azote liquide ($77 \text{ }^{\circ}\text{K}$), la zone d'impact se trouve portée à la température :

$$T_1 = 125 \text{ }^{\circ}\text{K}.$$

Cette valeur ne suffit pas à expliquer complètement la baisse de rendement observée pour les fortes puissances appliquées à la cible.

1.2.2. Variations de l'intensité lumineuse I_L

a) avec l'énergie des électrons

Une courbe typique est donnée sur la figure 5. Il existe un seuil, aux environs de 10 kV, au-dessous duquel on n'observe pas d'émission lumineuse. Ce phénomène est probablement dû à la présence d'une

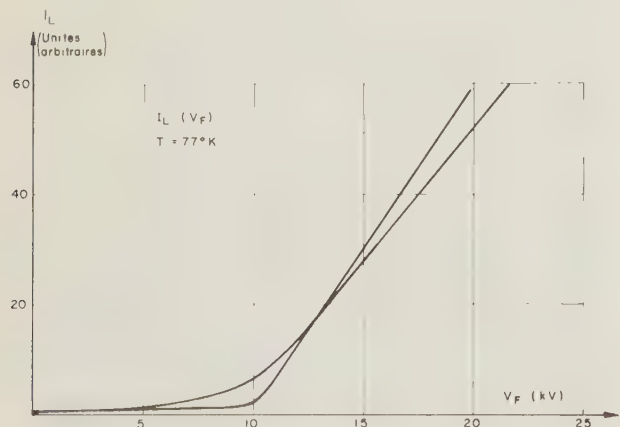


FIG. 5.

couche dégradée en surface. Celle-ci ne participant pas à l'émission lumineuse, les électrons doivent la traverser pour accéder à une région efficace. Au-delà du seuil, la forme de la courbe montre que le nombre de recombinaisons radiatives croît linéairement avec l'énergie des électrons.

b) avec l'intensité du faisceau I_F

La courbe typique, reproduite figure 6, montre que l'émission lumineuse est proportionnelle à l'intensité du faisceau. Au delà d'une certaine valeur apparaît une saturation entraînant une baisse du rendement.

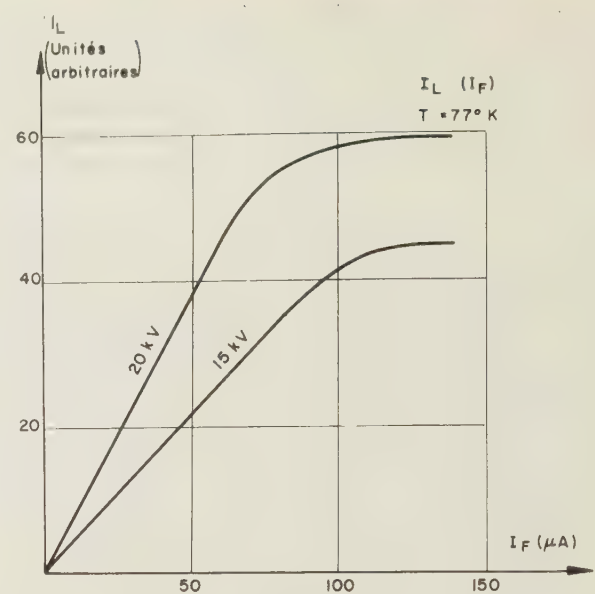


FIG. 6.

Le désaccord entre les courbes des figures 5 et 6 a été provoqué par des conditions d'expérience différentes. Les courbes présentées ont été relevées avec un tube dont la cible est dopée au germanium à $1,4 \cdot 10^{18}$ atomes/cm³.

1.2.3. Distribution spectrale en fonction de l'impureté

Les conditions expérimentales étaient les suivantes (fig. 7) :

Source : Tube démontable à cathode en tantale avec les alimentations associées. Pour le refroidissement de la cible, on utilise de l'azote liquide.

Analyseur : Monochromateur double Desvignes à prismes de quartz. Le faisceau de lumière est modulé avant de pénétrer dans l'analyseur. Le réglage des fentes est fait en fonction de la lumière en provenance de la source.

Détecteur : Nous avons utilisé un détecteur au germanium OAP12. Il était suivi d'un amplificateur accordé à transistors, d'un démodulateur synchrone puis d'un enregistreur.

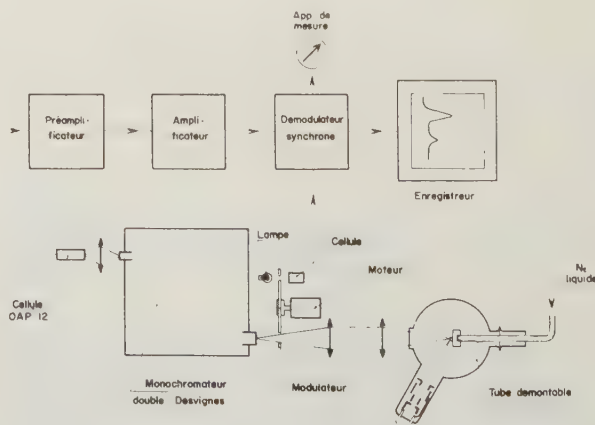


FIG. 7.

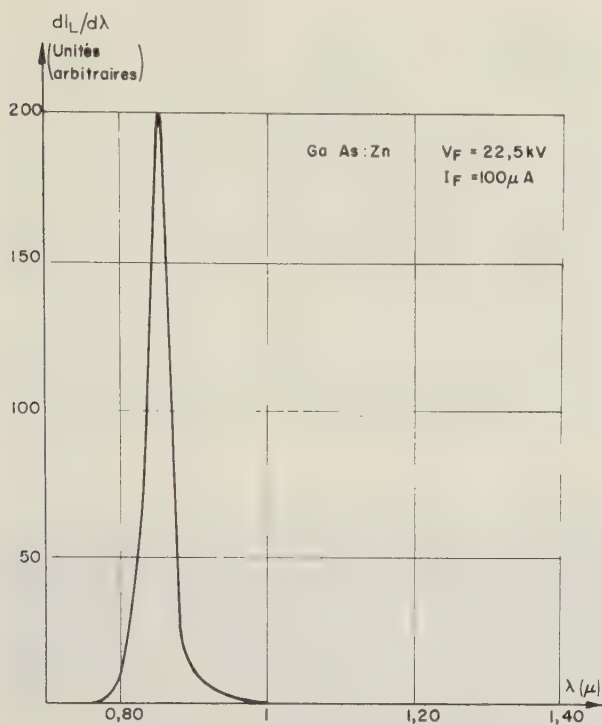


FIG. 8.

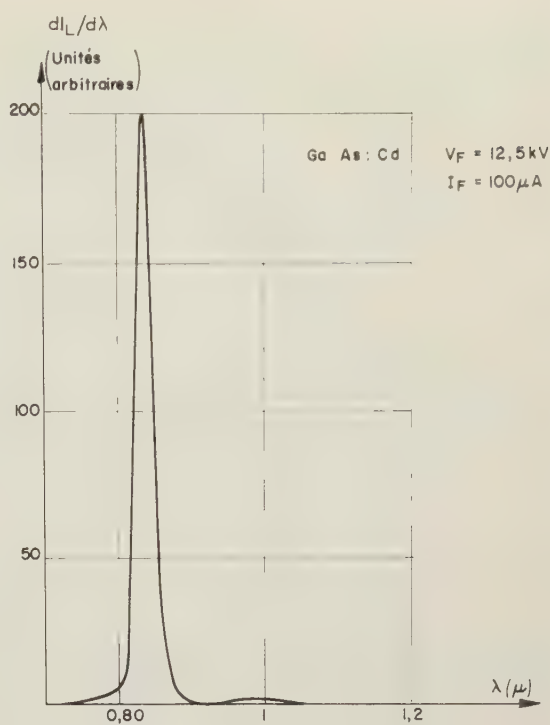


FIG. 9.

Les spectres obtenus après correction de la sensibilité de cellule et de la transparence du monochromateur, sont présentés sur les figures 8 à 13. Les cristaux des figures 8 et 9 contiennent des impuretés du groupe 2, ceux des figures 10 et 11 des impuretés du groupe 4, ceux des figures 12 et 13 des impuretés du groupe 6.

Les échantillons contenant du zinc ou du cadmium donnent des raies de faible largeur. Les raies de ces cristaux de type *P* se trouvent pratiquement à l'émission fondamentale.

Au contraire, les cristaux de type *N* ont donné des raies d'émission à des énergies beaucoup plus faibles

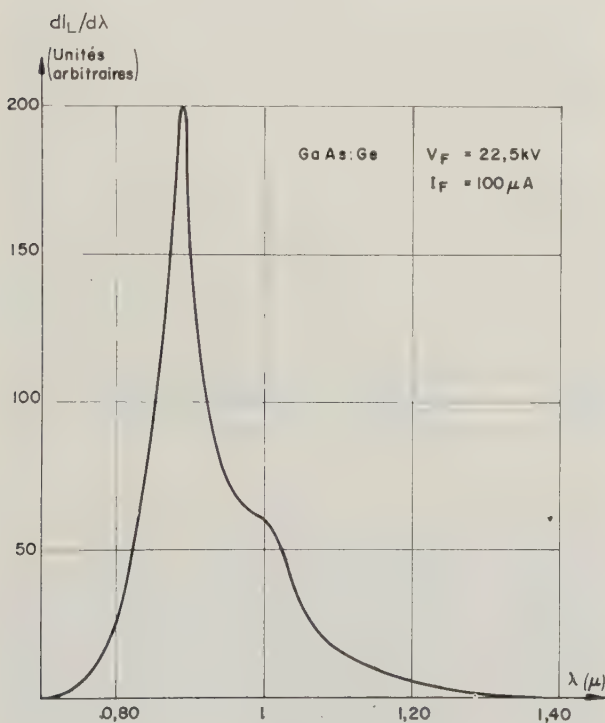


FIG. 10.

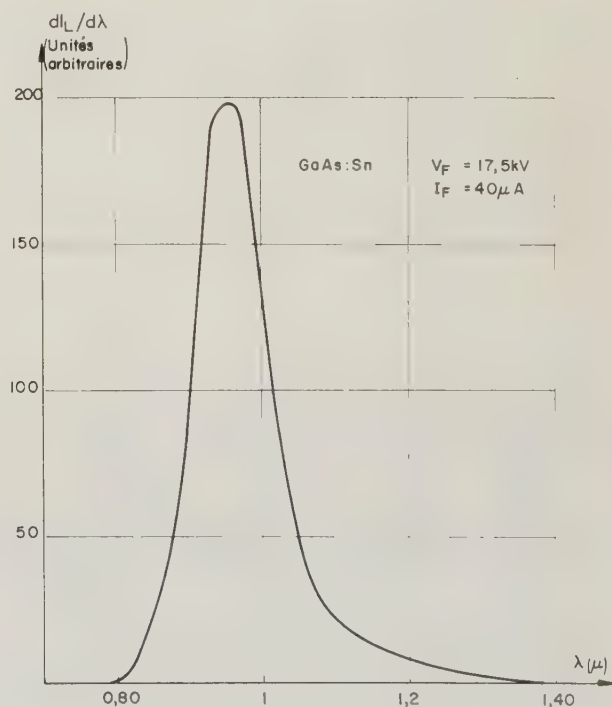


FIG. 11.

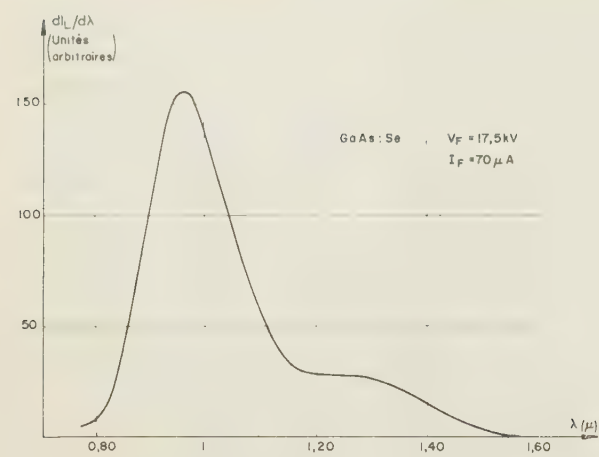


FIG. 12.

que le saut d'énergie du GaAs et avec des largeurs très grandes. Cependant, c'est un cristal de type *N* (dopé au germanium) qui donne le meilleur rendement. Par contre, MINDEN [6] a constaté que les diodes luminescentes au GaAs les plus « efficaces » présentaient un pic principal à 0,85 μ (1,46 eV, saut d'énergie du GaAs) et deux pics très faibles à 1,00 et 1,25 μ. Dans les diodes « inefficaces » les pics correspondants aux grandes longueurs d'onde deviennent les plus intenses. La position des raies d'émission (λ_1 , λ_2) ainsi que leur intensité relative sont résumées dans le tableau ci-dessous :

CIBLES GaAs				
Impureté	λ_1 (μ)	$A(\lambda_1)$ (%)	λ_2 (μ)	$A(\lambda_2)$ (%)
Zn	0,85	100	0,99	1
Cd	0,83	99		
Ge	0,89	77	1	23
Sn	0,95	100		
Se	0,96	83	1,26	17
Te	0,95	93		

1.2.4. Constante de temps

Nous avons vu plus haut que la constante de temps de luminescence était liée à la durée de vie des porteurs excédentaires dans le cristal. On admet généralement, pour cette dernière, des valeurs avoisinant 10^{-9} s, c'est-à-dire qu'elle n'est pratiquement pas accessible à la mesure. Par ailleurs, au cours de nos expériences utilisant le bombardement électronique, la fréquence de coupure f_c propre au canon était relativement basse et c'est elle qui limitait l'observation de phénomènes de luminescence très rapides. Expérimentalement, nous avons observé pour le canon une fréquence de coupure à 3 dB de l'ordre de 20 MHz, valeur que nous avons retrouvée pour la luminescence.

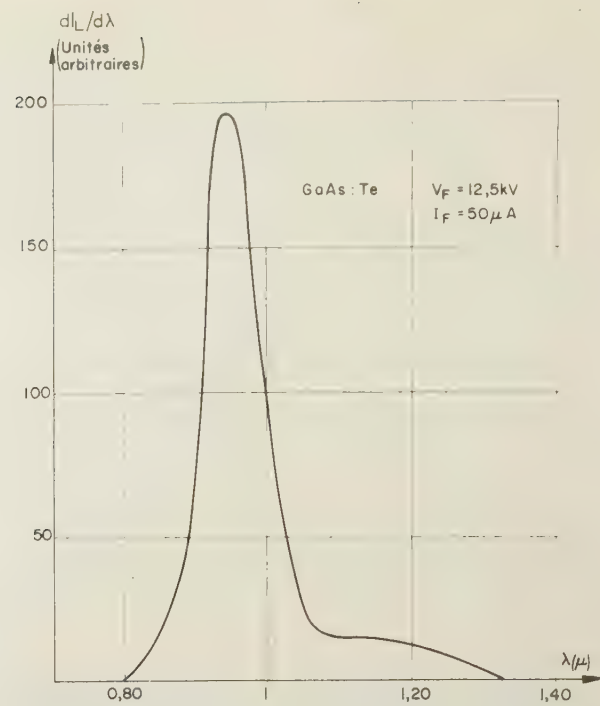


FIG. 13.

1.2.5. Emission secondaire

Dans le tube scellé, elle se manifeste par une fluorescence bleue assez intense de la métallisation. Par ailleurs, on observe sur un tube ayant longtemps fonctionné une modification de la couche d'aluminium située entre le plan du cristal et la fenêtre d'observation. Cette région, brillante à l'origine, devient brune et mate après un certain nombre d'heures de fonctionnement. Il ne s'agit pas de pulvérisation métallique car la couche est modifiée dans toute son épaisseur. Cela permet de penser que l'émission secondaire rayonne une énergie non négligeable (fig. 14).

2. Applications à l'émission de lumière modulée

2.1. TUBE A VIDE A LUMINESCENCE

En utilisant les résultats de la première partie, nous avons réalisé un tube à vide fonctionnant comme source de lumière infrarouge modulable. Il comporte comme élément actif une pastille d'arséniure de gallium et comme élément excitateur un canon électronique de tube-image (LA RADIOTECHNIQUE).

Le tube représenté sur les figures 14 et 15, est construit en verre et est métallisé intérieurement. Un cryostat avec fond en molybdène est ménagé pour permettre le refroidissement de la cible à l'azote liquide. Cette cible, dopée au germanium à $1,4 \cdot 10^{18}$ atomes/cm³, est soudée sur le molybdène grâce à un alliage à bas point de fusion (eutectique AuGe). Le canon à électrons est tout à fait classique. La dernière anode est raccordée à la collerette de Dilver par l'intermédiaire de la métallisation. L'ensemble possède les caractéristiques moyennes suivantes :

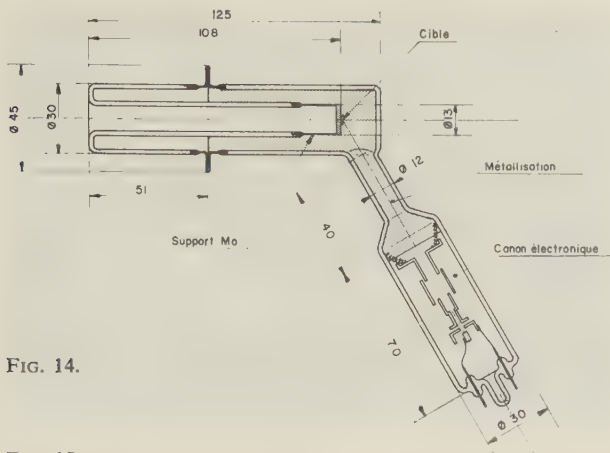


FIG. 14.

FIG. 15.

longueur focale, au foyer duquel est placé un photomultiplicateur. Le tube AG est modulé sur le Wehnelt par le signal video, convenablement amplifié, provenant d'un monoscope. Le signal sortant du photomultiplicateur est également amplifié et attaque un récepteur de télévision.

Des alimentations réglées ainsi que des oscilloscopes de contrôle font également partie de l'équipement.

2.2.2. Réalisation

Emetteur (fig. 16). Il est composé d'un cylindre dans le fond duquel le miroir parabolique est fixé sur un support orientable. Le tube AG est placé au foyer, supporté par trois colonnettes de plexiglas assurant également l'isolement. Rappelons que la tension sur le tube peut s'élever à 25 000 V.

Le fond du cylindre laisse passer une lunette de réglage qui traverse également le miroir. Une fenêtre à faces parallèles polies optiquement ferme l'autre côté du cylindre.

Récepteur (fig. 17). Il est de construction identique à celle de l'émetteur, à la longueur focale près. Au

Tension maximale d'accélération des électrons	25 kV
Courant de faisceau maximal (avec refroidissement de la cible)	200 μ A
Longueur d'onde d'émission	0,89 μ
Angle solide d'émission	1,26 sr
Puissance lumineuse utile à 20 kV et 100 μ A	1,25 mW
Modulation par variation de potentiel du Wehnelt du canon	
Tension pour modulation à 100 %	20 V c à c
Fréquence de coupure, environ	20 MHz

Dans ce qui suit, ces tubes sont désignés par le code AG.

2.2. TRANSMISSION D'UNE IMAGE DE TÉLÉVISION A L'AIDE D'UN TUBE AG

2.2.1. Principe

Le point luminescent d'un tube AG est placé au foyer d'un miroir parabolique de 250 mm de longueur focale et de 300 mm de diamètre. Le faisceau lumineux ainsi produit est reçu à une distance *D* par un second miroir de même diamètre et de 300 mm de

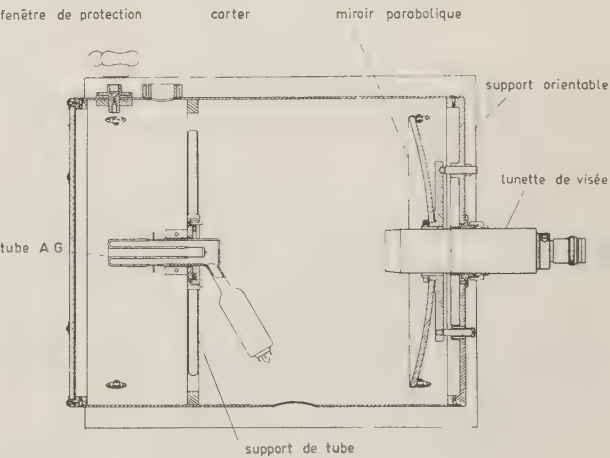
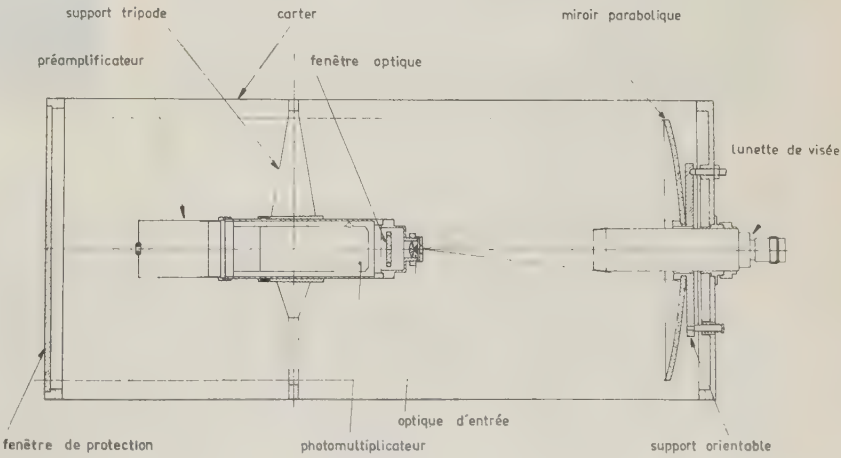


FIG. 16.

FIG. 17.



foyer du miroir, un dispositif optique redonne un faisceau parallèle qui traverse un filtre interférentiel avant d'atteindre la cathode d'un photomultiplicateur 56 CVP. Celui-ci, chargé par 560 Ω, est suivi d'un préamplificateur à charge cathodique dont la sortie à basse impédance est dirigée sur l'amplificateur proprement dit. Le préamplificateur est incorporé dans le support du PM.

L'ensemble de la chaîne a une bande passante de 12 MHz environ. Émetteur et récepteur sont supportés par une embase permettant des réglages de ± 5° en orientation verticale et horizontale.

L'expérience de transmission de télévision a été faite pour la plus grande part à Noiseau (S.-et-O.) à partir d'une villa.

Tout d'abord, nous avons envisagé pour plus de commodité, de placer émetteur et récepteur côte à côte et de réaliser un aller et retour du faisceau grâce à un miroir plan. Malheureusement, sur une grande distance, les miroirs en notre possession se sont révélés de qualité insuffisante. Nous sommes donc revenus à une transmission directe entre l'émetteur placé sur la terrasse de la villa et le récepteur embarqué dans un camion-laboratoire. Nous donnons ci-dessous les résultats des mesures concernant les différents courants mis en jeu dans l'expérience ; les photographies des images correspondantes sont numérotées.

La médiocrité des résultats obtenus pour la distance de 635 m ($S/B \sim 0,5$) peut être attribuée aux causes suivantes :

1) La qualité des miroirs paraboliques n'est pas très grande. La tache d'aberration mesurée est de 0,4 mm dans sa plus grande dimension et sa forme est très allongée. Par conséquent, pour recueillir toute la lumière, nous avons été amenés à prendre un diaphragme circulaire d'ouverture assez grande (0,4 mm) ce qui entraîne une augmentation du bruit de fond dû à la lumière ambiante.

L'idéal aurait été d'avoir un diaphragme de surface rigoureusement égale à celle de la tache d'aberration, mais les difficultés pour le réaliser sont importantes.

2) Les mesures à 90 et 270 m ont été faites par temps couvert et relativement sombre. Au contraire, celles à 635 m ont « bénéficié » d'une journée particulièrement ensoleillée, d'où une augmentation considérable de la lumière ambiante. De plus, le filtre interférentiel dont la longueur d'onde était inadéquate avait été remplacé par un filtre Kodak Wratten 87.

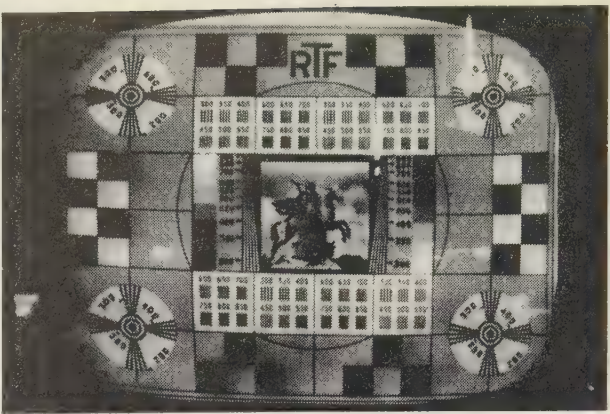


Photo n° 1

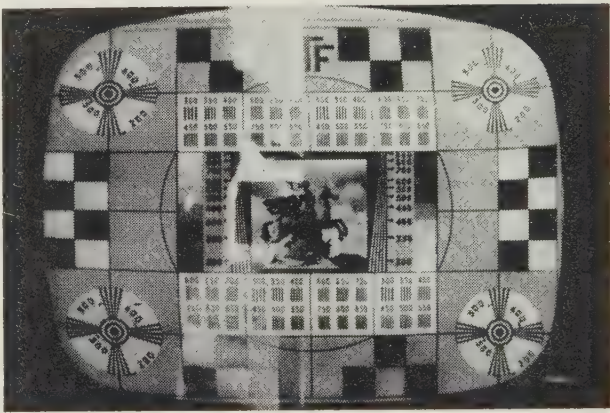


Photo n° 2

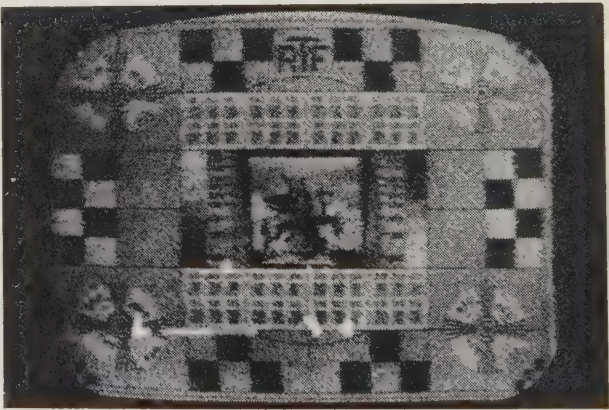


Photo n° 3

Distance (m)	V_F (kV)	I_F moy (μA)	V_{PM} (kV)	$I_{tot.}$ (μA)	I_{fond} (μA)	$I_{obs.}$ (μA)	I_{recl} (μA)	Photo
90 (2x 45 avec miroir)	20	100	1,2	340	1,5	0	338,5	1
270	20	100	1,2	80	3	0	77	2
635	20	150	1,4	32	22	0	10	3

En utilisant des miroirs de bonne qualité, on pourrait améliorer le rapport signal/bruit et, de ce fait, le système pourrait probablement être utilisé jusqu'à 2 000 m.

*
* *

L'auteur tient à remercier la Direction des Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée qui a autorisé la publication de cet article, ainsi que MM. DESVIGNES, ANDRIEUX, DESSERT et MICHEL qui ont contribué à l'aboutissement de cette étude.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] REDFIELD David. — Model for junction luminescence. *Solid State Communications* 6, **1**, 1963, pp. 151-153.
- [2] Recombination Radiation in GaAs. *Soviet Physics Solid State*. Octobre 1962.
- [3] Recombination Radiation in GaAs by optical and electrical injection *Applied Physics Letters*. **1**, December 1962, pp. 89-90.
- [4] GARLICK G.F.J. — The Kinetics and efficiency of cathodoluminescence. *British Journal of Applied Physics*, **13**, 1962, pp. 541-547.
- [5] BOL'SHOV V.G. — Secondary electron emission in GaAs, InSb, AuCu₃. *Soviet Physics Solid State* **4**, 1962, pp. 650-653.
- [6] MINDEN H.T. — Gallium Arsenide Electroluminescent and Laser Diodes Semiconductor Products. August 1963, pp. 34-48.

LES SOLUTIONS FORCÉES DE L'ÉQUATION DE VAN DER POL

PAR

L. SIDERIADES

Professeur à la Faculté des Sciences de Marseille

Étant donné un système de Van der Pol, on se propose de montrer, uniquement lorsque la fréquence ω du générateur sinusoïdal est voisine de la fréquence fondamentale ω_0 du système en régime libre, la possibilité de combinaison des oscillations libres et des oscillations forcées sous la forme d'une superposition linéaire. Les oscillations libres perturbent toujours le régime transitoire des oscillations forcées, et peuvent même, dans certains cas et suivant certaines conditions initiales, donner naissance à des oscillations combinées stables en amplitude. Ce dernier phénomène correspond à un battement linéaire, alors que le battement des oscillations forcées seules, lorsqu'il existe un cycle limite, correspond à un phénomène non linéaire. On donnera une interprétation plane, puis spatiale de ces résultats.

1. Rappel et analyse des oscillations forcées seules

On suppose un système de Van der Pol en régime forcé obéissant à l'équation :

$$\ddot{u} + 2\beta(1 - \lambda u^2)\dot{u} + \omega_0^2 u = \omega_0^2 X_0 \cos \omega t$$

où 2β est un coefficient d'amortissement négatif, ω_0 la fréquence fondamentale libre du système et X_0 l'amplitude du générateur d'énergie homogène à u .

Dans l'hypothèse des solutions forcées seules, la solution est de la forme :

$$u = x(t) \cos \omega t + y(t) \sin \omega t$$

De plus, le coefficient de qualité du système :

$$Q_0 = \omega_0 / 2\beta$$

est supposé grand (le système est faiblement amorti). Il en résulte qu'en première approximation, on peut supposer négligeables les variations des quantités suivantes :

$$\beta \dot{x}, \beta \dot{y}, \ddot{x}, \ddot{y}.$$

La méthode du premier harmonique permet de reconstituer l'équation différentielle de départ avec les approximations suivantes :

$$\dot{u} = -\omega x \sin \omega t + \omega y \cos \omega t$$

$$\ddot{u} = (2 \dot{y} \omega - x \omega^2) \cos \omega t - (2 \dot{x} \omega + y \omega^2) \sin \omega t$$

$$4u^2 \dot{u} = \omega(x^2 + y^2) (y \cos \omega t - x \sin \omega t)$$

D'où, en utilisant des paramètres classiques dans l'étude des circuits électriques, soit :

$$\begin{array}{l} \Delta, \text{ dissonance,} \\ I_0, \text{ valeur maximale du} \\ \text{courant en résonance} \\ \text{linéaire} = E/R, \text{ si } E \\ \text{est la force électromo-} \\ \text{trice et } R \text{ la résistance,} \end{array} \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{2\beta\omega} = 2Q_0\Delta \\ \frac{\omega_0^2 X_0}{2\beta\omega} = I_0 \end{array} \right.$$

l'obtention du système dynamique suivant :

$$\frac{dx}{X} = \frac{dy}{Y} = dt' \quad \text{avec } t' = \beta t$$

$$X = -(x + 2Q_0\Delta y) + \frac{\lambda}{4}x(x^2 + y^2)$$

$$Y = 2Q_0\Delta x - y + \frac{\lambda}{4}y(x^2 + y^2) + I_0.$$

Le régime permanent correspond à $X = Y = 0$. Et les courbes de résonance, dans le plan d'ANDRONOV [1], en posant :

$$x' = 2Q_0\Delta \quad y' = \frac{\lambda}{4}(x^2 + y^2)$$

forment un faisceau de cubiques répondant à l'équation :

$$[x'^2 + (1 - y')^2]y' = K^2$$

avec
$$K^2 = \frac{\lambda}{4} I_0^2.$$

Ce faisceau est représenté sur la figure 1 avec K^2 comme paramètre. Suivant que K^2 est supérieur ou inférieur à $4/27$, les cubiques correspondent à des courbes de résonance ordinaires pouvant présenter des sauts ou se scindent en deux courbes distinctes. Elles sont toutes asymptotes à l'axe des x' .

A chaque fréquence du générateur (ou à chaque valeur de x'), il correspond, pour une courbe de résonance donnée, un ou trois points d'intersection dont on peut déterminer la nature topologique en étudiant le régime transitoire défini par le système dynamique précédent. Si x'_0 et y'_0 sont les coordonnées

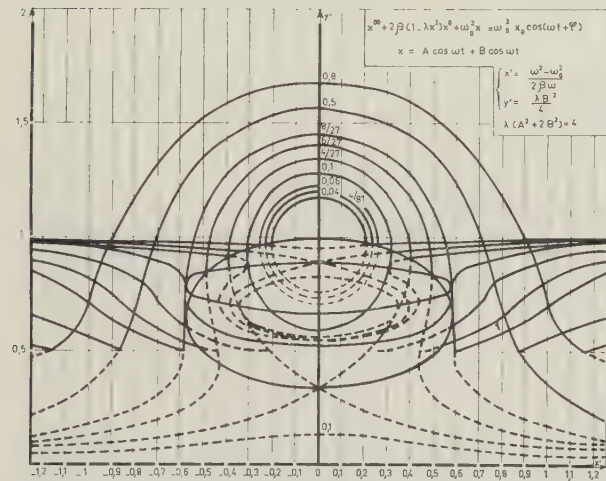


FIG. 1. — Equation de Van Der Pol, en régime entretenu : courbes de résonance.

d'un tel point dans le plan d'ANDRONOV, toute perturbation

$$x' = x'_0 + \xi \quad y' = y'_0 + \eta$$

définit, au voisinage de ce point singulier, un nouveau système dynamique :

$$\begin{cases} \dot{\xi} = \left[-1 + \frac{\lambda}{4}(3x_0'^2 + y_0'^2) \right] \xi + \left(-2Q_0\Delta + \frac{\lambda}{2}x_0'y_0' \right) \eta \\ \dot{\eta} = \left(2Q_0\Delta + \frac{\lambda}{2}x_0'y_0' \right) \xi + \left[-1 + \frac{\lambda}{4}(x_0'^2 + 3y_0'^2) \right] \eta \end{cases}$$

d'où il est aisé de déduire la répartition des points singuliers sous la forme d'un régionnement dans ce plan. On trouve les courbes séparatrices suivantes, représentées sur la figure 2 :

- pour les centres : la droite $y' = 0,5$
- pour les cols : l'ellipse $x'^2 + 3y'^2 - 4y' + 1 = 0$.

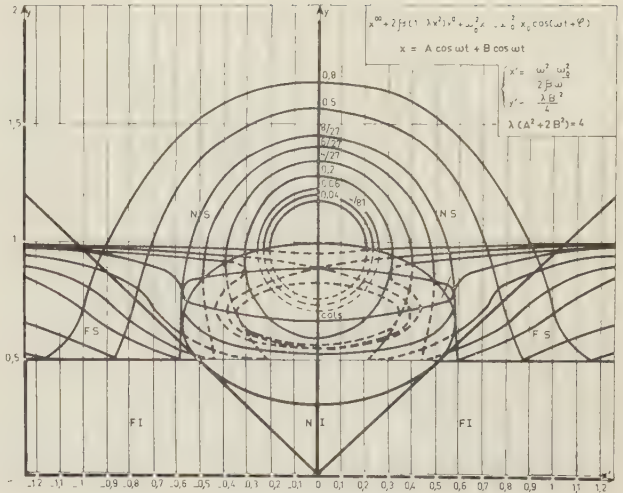


FIG. 2. — Equation de Van Der Pol, en régime entretenu : classification des points singuliers.

— pour les nœuds et les foyers : les bissectrices : $y'^2 - x'^2 = 0$.

Si on conserve le plan xy , ces mêmes séparatrices sont représentées par des cercles concentriques. On peut voir cette répartition sur la figure 3, pour un exemple numérique correspondant à :

$$2Q_0\Delta = 0,3 \quad \lambda = 1 \quad K^2 = 4/27$$

On remarque, et cela est général, que les points singuliers sont toujours situés sur le cercle :

$$x^2 + y^2 + \frac{I_0}{2Q_0\Delta}x = 0.$$

On peut se faire une idée de ce régime transitoire en traçant un certain nombre de courbes intégrales dans xy pour diverses valeurs de Δ et de K^2 .

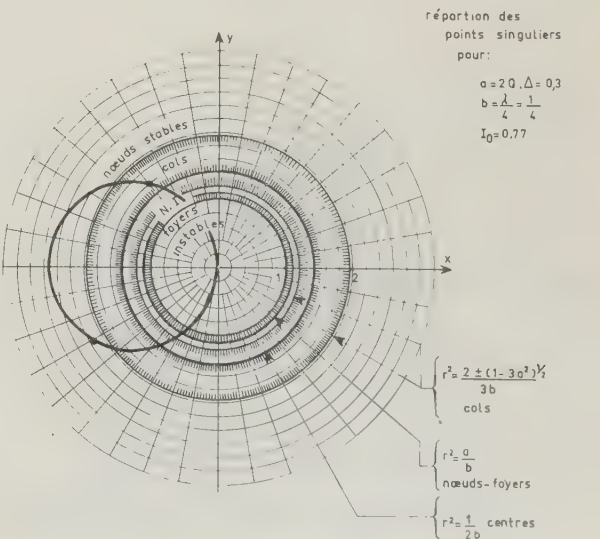


FIG. 3.

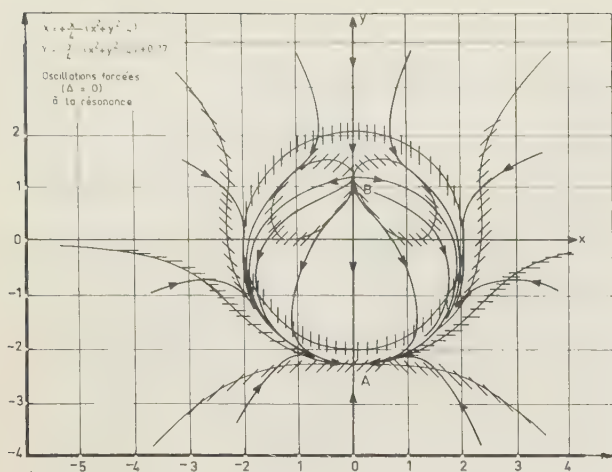


FIG. 4.

On a choisi pour valeur de K^2 , celle de la courbe de résonance à point double soit $4/27$. On a obtenu les courbes suivantes lorsqu'on s'écarte de la fréquence de résonance :

— Pour $\Delta = 0$, la solution fait apparaître un seul point stable qui est le nœud A sur la figure 4, l'autre point étant un nœud-col B . Elle est en quadrature avec le générateur. On remarquera la symétrie (évidente) de la solution ainsi que l'existence d'une courbe fermée, d'allure circulaire, renfermant les points singuliers.

— Pour $2 Q_0 \Delta = 0,3$, la courbe fermée précédente se déforme légèrement ; le nœud stable subsiste, le nœud-col est devenu un col, tandis qu'apparaît à l'intérieur de la courbe cyclique un foyer instable. Il est facile de suivre sur la figure 5 l'évolution d'un point correspondant à toute condition initiale : le système se bloque toujours sur le nœud stable. De sorte que les oscillations forcées sont sinusoïdales, en première approximation du moins.

— Pour $2 Q_0 \Delta = 0,5$, seul subsiste le foyer instable. Le nœud et le col ont disparu faisant apparaître

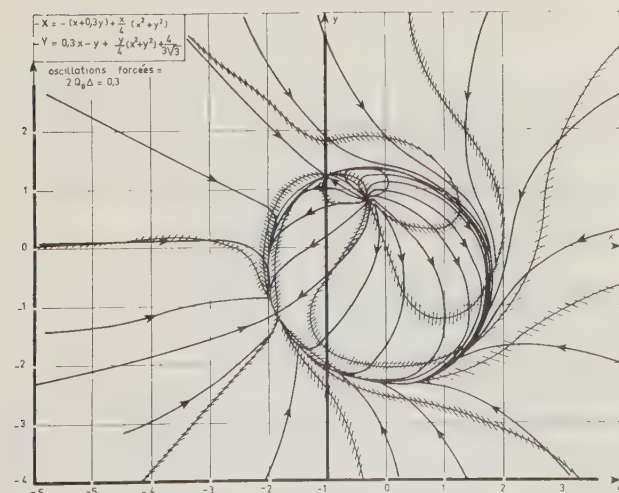


FIG. 5.

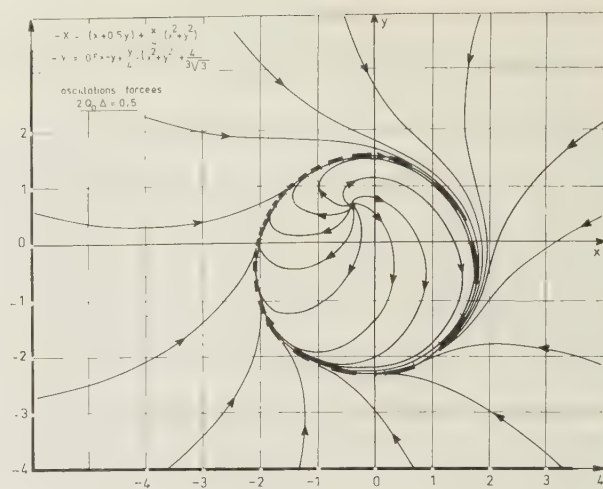


FIG. 6.

un véritable cycle limite, d'allure toujours circulaire. Les oscillations forcées font intervenir ici un phénomène de battement. Mais comme on peut le voir sur la figure 6 où on a effectué une stroboscopie sur le cycle, ce dernier est loin d'être décrit à vitesse constante, puisque la stroboscopie montre un écart dans le rapport de 1 à 8. Le battement est donc non linéaire.

— Pour $2 Q_0 \Delta = 0,7$, la figure 7 montre que l'allure générale du régime transitoire est peu modifiée : le foyer présente un décretement plus faible que pour le cas précédent. La variation de vitesse sur le cycle est ici dans le rapport de 1 à 6.

Et si on continue à faire croître progressivement $2 Q_0 \Delta$, on constate que le résultat qualitatif de la figure précédente est conservé, avec un cycle limite dont la situation reste pratiquement inchangée ; seule la vitesse de description tend à devenir linéaire. Le battement tend donc ainsi à devenir d'autant plus linéaire qu'on s'écarte de la fréquence de résonance. Mais alors l'hypothèse d'une dissonance faible perd peu à peu sa validité.

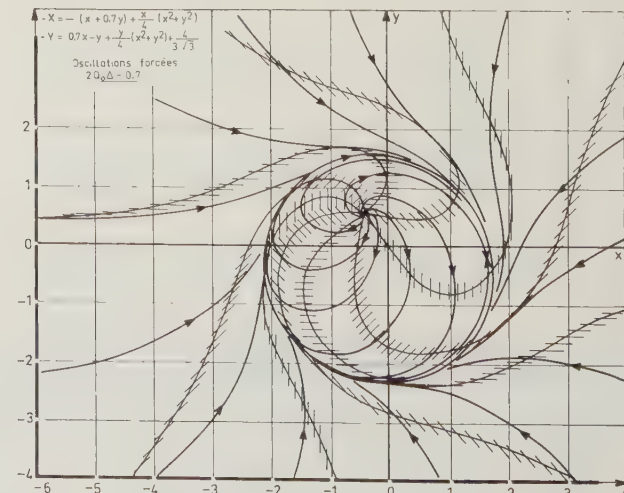


FIG. 7.

Si on prend d'autres valeurs de K^2 extérieures à l'intervalle $(1/4, 8/27)$, les divers régimes transitoires sont décrits par des courbes intégrales qui ont même allure que celles des figures précédentes avec existence de courbes cycliques renfermant les points singuliers ou constituant des cycles limites que nous désignerons par cycles de *première espèce*.

Si on choisit une valeur de K^2 comprise dans l'intervalle précédent, on trouve alors des aspects nouveaux dans le régime transitoire. Pour $2 Q_0 \Delta = 0,542$ et $K^2 = 0,270$, on a représenté sur la figure 8 l'allure des courbes intégrales. Il existe trois points singuliers qui sont un nœud stable, un col et un foyer instable, comme pour la figure 5. Mais, la particularité de ce

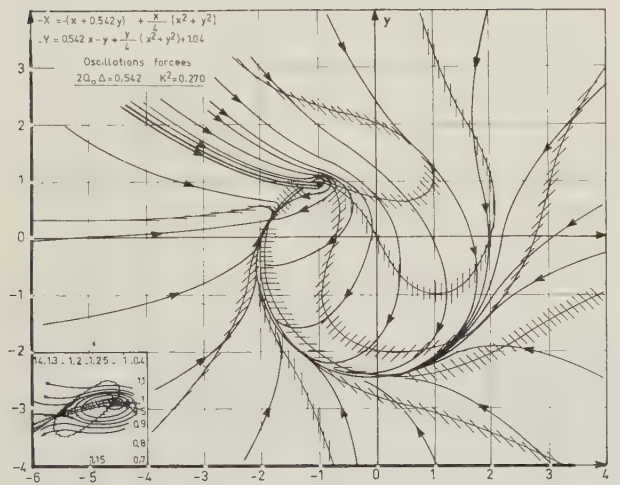


FIG. 8.

graphique est l'existence d'un cycle limite de faible amplitude entourant le foyer. Ce cycle est stable, et si on donne une condition initiale à l'intérieur d'une mince bande de plan (en trait gras sur la figure), on obtient un battement pratiquement linéaire à cause de la faible amplitude du cycle ; un tel cycle sera désigné de *deuxième espèce* par opposition aux premiers. Toute autre condition initiale conduit évidemment au nœud stable.

Si on prend d'autres valeurs de K^2 dans cet intervalle, on peut voir la naissance des cycles de deuxième espèce par la juxtaposition des points singuliers comme il est indiqué sur la figure 9 que nous avons empruntée à un travail de GILLIES [3] sur cette question :

— Dans le cas 1, le cycle limite est réduit à un point S (centre). Dans le cas 2, on retrouve la discussion de la figure 8. Dans le cas 3, le cycle limite dont l'amplitude croît avec l'écart de fréquence, passe par le col. Dans le cas 4, le col et le nœud ont fusionné pour donner un nœud-col, toujours situé sur le cycle. Dans le cas 5, le nœud-col a disparu : seul subsiste le cycle limite stable. Les cas 6 et 7 correspondent aux cas 3 et 2 avec un nœud-col. Tandis que le cas 8 est analogue au cas 5.

Sur la figure 10, également due à GILLIES [3], on peut expliquer les phénomènes de saut dans cette

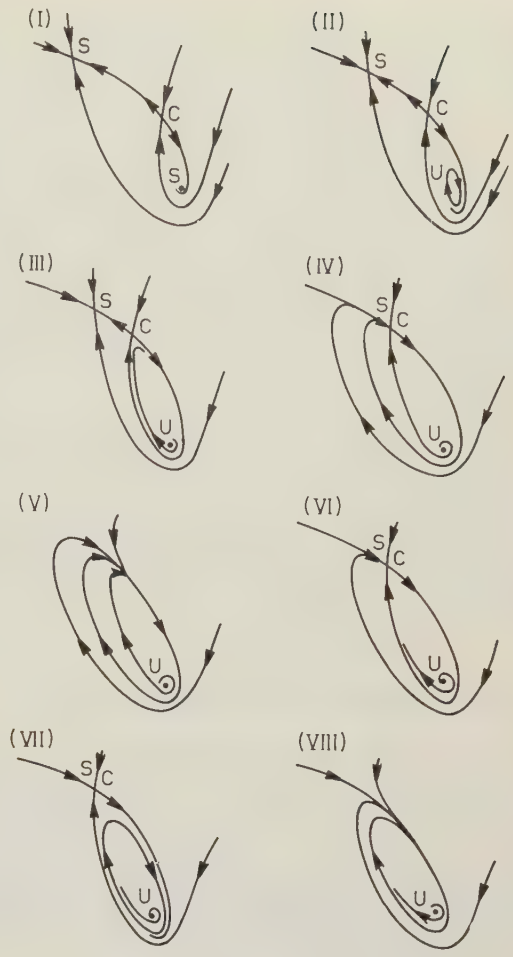


FIG. 9.

zone de variation de K^2 (dans le sens croissant de K) :

— Les cycles de deuxième espèce naissent à partir de $K^2 = 1/4$. La courbe TL représente la croissance de leur amplitude lorsque x' croît à partir de 0,5, dans l'hypothèse où ils passent par le col voisin. Et chaque courbe pointillée attachée à chaque courbe de résonance à partir de $y' = 0,5$ représente la croissance de l'amplitude du cycle jusqu'à ce qu'il rencontre le col sur cette même courbe de résonance ;

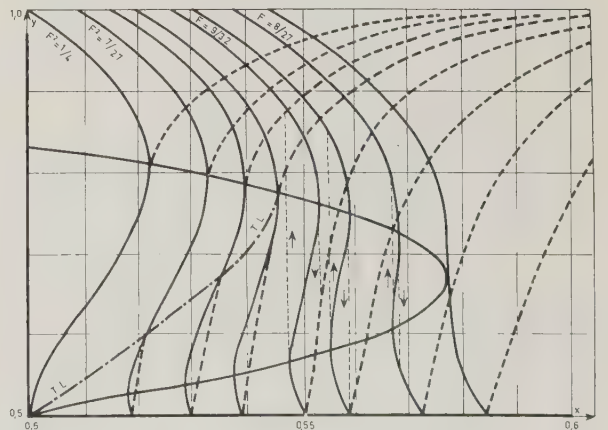


FIG. 10.

son amplitude suit alors celle de la courbe de résonance jusqu'à l'ellipse séparatrice des cols. En dehors de cette ellipse, apparaissent les cycles de première espèce (courbes pointillées supérieures). Dans la région située à droite du point limite de la courbe TL (TL = transition locus) dont l'abscisse ne peut être définie analytiquement, les courbes pointillées exprimant la variation de l'amplitude des cycles ne peuvent plus rencontrer la courbe de résonance correspondante. C'est donc exclusivement dans cette zone que se manifestent les phénomènes de saut dans les deux sens aller et retour. Ils sont définis sur chaque courbe de résonance par les deux fréquences déterminant des nœuds-cols.

Cette hypothèse de GILLIES en ce qui concerne les sauts, bien qu'elle ne soit pas démontrée analytiquement, nous paraît plus vraisemblable que celle de M. CARTWRIGHT [2] où ce phénomène se passerait pour K^2 inférieur à $1/4$. On peut également voir cette étude des oscillations forcées à l'aide de la phase de la solution dans les travaux de M. CARTWRIGHT [2] et de R. CHALEAT [4].

2. Hypothèse plane des oscillations combinées

Tous les résultats de la première partie supposaient l'existence exclusive de solutions forcées synchronisées sur la fréquence du générateur. Or, le système de Van der Pol donnant naissance à un cycle limite en régime autonome, on peut valablement se demander si les oscillations libres correspondantes ne viennent pas perturber les oscillations forcées et dans quelles conditions.

A partir du même système de Van der Pol où seule l'action du générateur présente un déphasage :

$$\omega_0^2 X_0 \cos \omega t \rightarrow \omega_0^2 X_0 \cos (\omega t + \varphi),$$

on suppose une solution de la forme :

$$u = x(t) \cos \omega_0 t + y(t) \cos \omega t.$$

Avec les mêmes hypothèses concernant la qualité du système, soit :

$$\beta \dot{x}, \beta \dot{y}, \ddot{x}, \ddot{y} \sim 0,$$

la méthode du premier harmonique permet de reconstituer l'équation différentielle de départ avec les approximations suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{u} &= -\omega_0 x \sin \omega_0 t - \omega y \sin \omega t \\ \ddot{u} &= -2 \dot{x} \omega_0 \sin \omega_0 t - 2 \dot{y} \omega \sin \omega t - x \omega^2 \cos \omega_0 t \\ &\quad - y \omega^2 \cos \omega t \\ -4u^2 \dot{u} &= \omega_0^2 x (x^2 + 2y^2) \sin \omega_0 t + \omega y (2x^2 + y^2) \sin \omega t \end{aligned}$$

L'identification des termes trigonométriques permet d'obtenir les quatre équations suivantes :

$$\cos \omega_0 t \rightarrow (\omega_0^2 - \omega^2)x = 0,$$

$$\sin \omega_0 t \rightarrow \beta x \frac{\omega_0}{2} [\lambda(x^2 + 2y^2) - 4] = 2\dot{x}\omega_0,$$

$$\cos \omega t \rightarrow (\omega_0^2 - \omega^2)y = \omega_0^2 X_0 \cos \varphi,$$

$$\sin \omega t \rightarrow \beta y \frac{\omega}{2} [\lambda(2x^2 + y^2) - 4] - 2\dot{y}\omega = -\omega_0^2 X_0 \sin \varphi.$$

Il est important de vérifier que seule la superposition linéaire de la fréquence du générateur avec la fréquence propre du système est valable ; toute combinaison linéaire avec un harmonique ou un sous-harmonique de ω_0 est impossible.

Avec la même définition des paramètres que précédemment, on trouve le système dynamique :

$$\frac{dx}{X} = \frac{dy}{Y} = dt' \quad \text{avec } t' = \beta t,$$

$$X = \frac{\lambda}{4} x(x^2 + 2y^2) - x,$$

$$Y = \frac{\lambda}{4} y(2x^2 + y^2) - y + [I_0^2 - 4Q_0^2 \Delta^2 y^2]^{1/2}.$$

Dans le plan d'ANDRONOV, le faisceau des courbes de résonance cubiques répond à l'équation :

$$[x'^2 + (1 - 3y')^2]y' = K^2 \quad \text{avec } y' = \frac{\lambda}{4} y^2.$$

On remarque que ce faisceau résulte de celui des oscillations forcées où il suffit de changer y' en $3y'$ et K^2 en $K^2/3$. Pour obtenir les courbes de résonance des oscillations combinées (car le faisceau précédent est celui des oscillations forcées seules, en présence des oscillations libres), nous poserons :

$$\bar{y} = 1 - y'$$

$\bar{y}$, amplitude des oscillations combinées.

On peut voir sur la figure 1 ces nouvelles courbes de résonance inversées qui sont asymptotes à la droite $y' = 1$.

Dans les mêmes conditions que pour la première partie, on peut déterminer la nature de chaque point (x'_0, y'_0) de ces courbes de résonance, considéré comme point singulier pour le régime transitoire. On obtient pour le système dynamique :

$$\begin{cases} \dot{\xi} = \left[\frac{\lambda}{4} (3x_0'^2 + 2y_0'^2) - 1 \right] \xi + \lambda x_0' y_0' \eta, \\ \dot{\eta} = \lambda x_0' y_0' \xi + \left[\frac{\lambda}{4} (2x_0'^2 + 3y_0'^2 - 1 - A) \right] \eta \end{cases}$$

$$\text{avec } A = 4Q_0^2 \Delta^2 y_0'^2 [1 - 4Q_0^2 \Delta^2 y_0'^2]^{-1/2}.$$

On retrouve également un plan universel pour la répartition des points singuliers en modifiant l'échelle sur les axes du plan d'ANDRONOV de la manière suivante :

$$x' \rightarrow \bar{x} = \left(\frac{4}{\lambda} \right)^{1/4} x' \quad \text{et} \quad y' \rightarrow \bar{y} = 1 - y'.$$

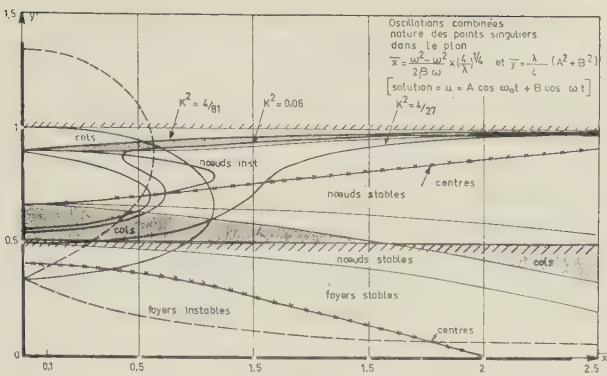


FIG. 11.

Et on obtient les séparatrices des centres, cols, nœuds et foyers indiquées sur la figure 11 :

- centres : $(5\bar{y}-2)^2(3\bar{y}-2)^2 = \bar{x}^4(1-\bar{y})$
- cols : $(2\bar{y}-1)[(9\bar{y}-8)^2(3\bar{y}-2)^2 - \bar{x}^4(1-\bar{y})] = 0$
- nœuds et foyers : $\bar{x}^4(1-\bar{y}) + (3\bar{y}-2)[-119\bar{y}^2 + 180\bar{y} - 60 + 2\bar{x}^2(1-\bar{y})^{1/2}] = 0$

Il est très important de remarquer ici que cette combinaison n'est valable que si y' est inférieur à 0,5 ; car, dans cette zone, les courbes de résonance des oscillations forcées seules ne sont pas valables. C'est la raison pour laquelle on a tracé sur chaque figure (de la fig. 5 à la fig. 8) illustrant les régimes transitoires, un cercle centré à l'origine et de rayon 2, à l'intérieur duquel existent par conséquent des oscillations combinées. Alors que tout point singulier attractif à l'extérieur de ce cercle correspond à un régime permanent stable harmonique, synchronisé sur la fréquence du générateur, et pour lequel les oscillations libres ont disparu : c'est le phénomène bien connu de l'extinction asynchrone.

Mais si les oscillations combinées font apparaître un point singulier *stable* dans la zone où elles sont valables, alors on peut affirmer l'existence d'un phénomène de *battement linéaire* entre les oscillations

libres et les oscillations forcées dont les amplitudes sont les coordonnées de ce point singulier. On a traité, à titre d'exemples, les cas des valeurs numériques correspondant aux figures 5 et 7, de manière à mettre en évidence les modifications apportées par la présence de ces oscillations libres.

Sur la figure 12, qui est la correspondante de la figure 5, on note :

— la conservation du nombre de points singuliers qui ont toutefois changé de nature, en ce qui concerne le col devenu un nœud stable et le foyer devenu un nœud étoilé. Le cycle limite a disparu, et pour cause, puisqu'il se trouve dans un plan perpendiculaire à celui de la figure dont la trace est l'axe des y ;

— l'apparition d'un nouveau point singulier, un col (avec son symétrique par rapport à Oy puisque cet axe est axe de symétrie pour tous les systèmes). Il n'y a donc pas de grande modification par rapport aux oscillations forcées : les oscillations combinées n'apparaissent ici qu'en régime transitoire.

Sur la figure 13, par contre, qui est la correspondante de la figure 7, on note, indépendamment du nœud

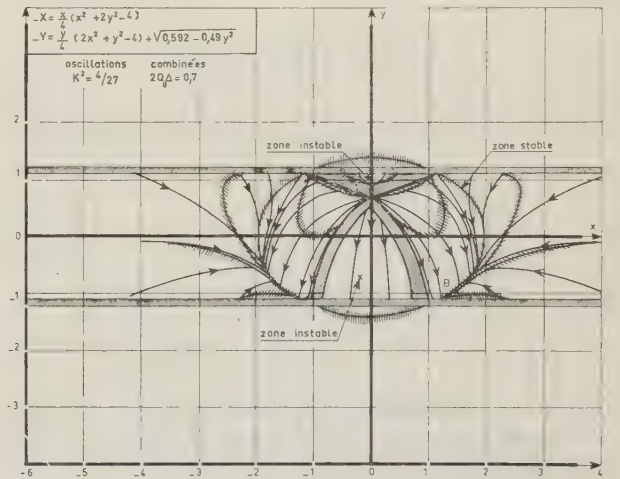


FIG. 13.

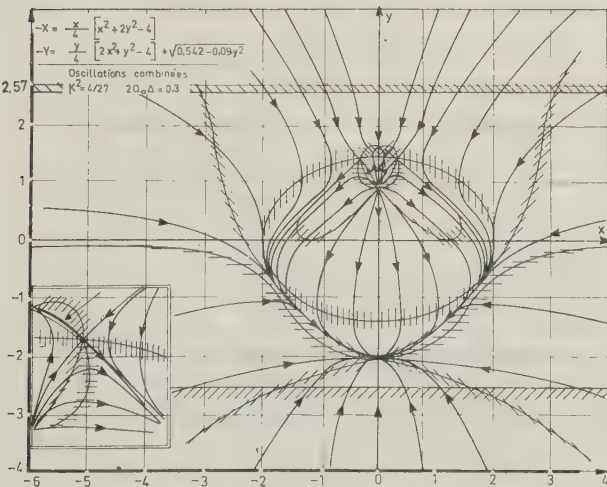


FIG. 12.

instable sur Oy (issu du foyer des oscillations forcées), la présence d'un *nœud attractif*, donc stable. Les oscillations combinées sont donc ici stables et donnent naissance à un battement linéaire. Mais pour les observer, il faut choisir les conditions initiales dans une certaine zone stable. Le seul ennui est l'interdiction pour l'affixe de parcourir la totalité du plan xy , car, au départ, on a fait l'hypothèse restrictive de deux oscillations en phase. Il est facile de s'affranchir de cette restriction en interprétant le système de VAN DER POL dans l'espace.

3. Hypothèse spatiale des oscillations combinées

Cette interprétation des oscillations combinées dans l'espace constitue, en fait, la véritable extension des résultats classiques des oscillations forcées. A partir

du système initial de VAN DER POL où la phase du générateur est nulle, on suppose une solution de la forme :

$$\mu = x(t) \cos \omega t + y(t) \sin \omega t + z(t) \cos \omega_0 t.$$

On fait les mêmes hypothèses simplificatrices en ce qui concerne :

$$\beta \dot{x}, \beta \dot{y}, \beta \dot{z}, \ddot{x}, \ddot{y}, \ddot{z} \sim 0.$$

Les approximations, à l'aide de la méthode du premier harmonique, permettant de reconstituer l'équation différentielle sont les suivantes :

$$\dot{u} = -\omega x \sin \omega t + \omega y \cos \omega t - \omega_0 z \sin \omega_0 t,$$

$$\ddot{u} = -(2\dot{x} + \omega y)\omega \sin \omega t + (2\dot{y} - \omega x)\omega \cos \omega t - 2\omega_0 \dot{z} \sin \omega_0 t - \omega_0^2 z \cos \omega_0 t,$$

$$4u^2 \dot{u} = \omega(x^2 + y^2 + 2z^2)(y \cos \omega t - x \sin \omega t) - \omega_0 z[2(x^2 + y^2) + z^2] \sin \omega_0 t.$$

Si on conserve la même définition en ce qui concerne les paramètres, on aboutit au système dynamique suivant :

$$\frac{dx}{X} = \frac{dy}{Y} = \frac{dz}{Z} = \beta dt,$$

$$\begin{cases} X = -(x + 2Q_0 \Delta y) + \frac{\lambda}{4}x(x^2 + y^2 + 2z^2), \\ Y = 2Q_0 \Delta x - y + \frac{\lambda}{4}y(x^2 + y^2 + 2z^2) + I_0, \\ Z = z \left[\frac{\lambda}{4}(2x^2 + 2y^2 + z^2) - 1 \right]. \end{cases}$$

On peut vérifier que les courbes de résonance sont les mêmes que celles qu'on a trouvé dans les deux premières parties. En effet, si on fait :

— $z = 0$: on obtient les courbes de résonance des oscillations forcées ;

— $Z/z = 0$: on obtient les courbes de résonance des oscillations combinées.

Les courbes intégrales planes des oscillations forcées seules semblent donc rester valables, puisque les points singuliers de ce système se scindent visiblement en deux catégories :

— ceux qui sont situés dans le plan xy , et dont on a fait la répartition suivant leur nature à l'aide du plan d'ANDRONOV ;

— ceux qui sont situés sur l'ellipsoïde :

$$2x^2 + 2y^2 + z^2 = \frac{4}{\lambda}(E).$$

La discussion de la disposition et de la nature de ces points singuliers peut également se faire dans

le cas spatial en se reportant au plan d'ANDRONOV, auquel on superpose un axe des z' tel que $z' = \lambda z^2/4$.

On montre ainsi que tous les points singuliers sont répartis sur le plan $z' = 0$ pour les oscillations forcées, et sur le plan $2y' + z' = 1$ pour les oscillations combinées.

La nature spatiale des points singuliers peut être effectuée en utilisant une classification que nous avons définie dans un précédent travail [5]. Elle consiste à partir de l'équation caractéristique du type :

$$S^3 + \xi S^2 + \eta S + \zeta = 0$$

issue du système dynamique spatial, à définir la nature correspondante par le signe des trois quantités :

ζ , produit des valeurs propres S (fig. 14),

$\Sigma = \xi\eta - \zeta$, condition de stabilité si Σ est positif,

$\phi = 27\zeta^2 - 2\xi(9\eta - 2\xi^2)\zeta + \eta^2(4\eta - \xi^2)$, condition de réalité, si ϕ est positif.

Nous ne reproduisons pas ici les calculs donnant lieu à cette nouvelle répartition à cause de leur longueur. Mais nous pouvons indiquer que dans le plan d'ANDRONOV, par exemple :

— les nœuds-plans engendrent des nœuds spatiaux avec conservation de la stabilité,

— les foyers engendrent des nœuds-foyers,

— mais les cols ne donnent pas nécessairement naissance à des cols ; ils peuvent engendrer des nœuds.

		$\phi < 0$	$\phi = 0$	$\phi > 0$
$\zeta < 0$	$\Sigma < 0$	nœud instable	nœud - nœud-foyer instable	nœud - foyer instable
	$\Sigma = 0$	col stable	col - centre stable	centre instable
	$\Sigma > 0$	col stable	col - nœud-foyer stable	col - foyer stable
$\zeta = 0$	$\Sigma = 0$	nœud ou col ou nœud-col	nœud - col - nœud-foyer	nœud - col - foyer
	$\Sigma = 0$	col ou nœud-col	point singulier multiple	centre
$\zeta > 0$	$\Sigma < 0$	col instable	col - nœud-foyer instable	col - foyer instable
	$\Sigma = 0$	col instable	col - centre instable	centre stable
	$\Sigma > 0$	nœud stable	nœud - nœud-foyer stable	nœud - foyer stable

FIG. 14. — Classification des points singuliers dans l'espace à trois dimensions.

Le résultat intéressant est l'existence de points singuliers stables en ce qui concerne les oscillations combinées. Nous pouvons, à ce sujet, donner les résultats d'une analyse complète du cas numérique qui a été précédemment utilisé pour $x' = 0,7$ et $K^2 = 4/27$.

Pour cet exemple, on a deux points singuliers :

A de coordonnées : $-0,44, +0,56, 0$;

B de coordonnées : $-1,08, -0,139, +1,26$.

L'équation caractéristique pour le point A est :

$$S^3 - 2,241 S^2 + 2,149 S - 0,772 = 0.$$

De sorte que les paramètres définissant sa nature ont pour valeur :

$$\zeta = -0,772 \qquad \Sigma = -4,04 \qquad \phi = +0,40.$$

Le point singulier est un *nœud-foyer instable*. La nappe focale est — cela est évident par symétrie — le plan des xy et la direction propre réelle est verticale.

Dans les mêmes conditions, l'équation caractéristique pour le point B est :

$$S^3 + 1,566 S^2 + 0,226 S + 0,349 = 0.$$

Les paramètres définissant sa nature ont pour valeur :

$$\zeta = 0,349 \qquad \Sigma = +0,050 \qquad \phi = +5,241.$$

Le point singulier est un *nœud-foyer stable* ; mais dans la proximité immédiate d'une zone d'instabilité car la valeur de Σ est très faible. L'étude analytique des directions propres en B montre l'existence d'une nappe focale dont la normale en B a pour composantes :

$$(3,14, -1,03, -2,63.)$$

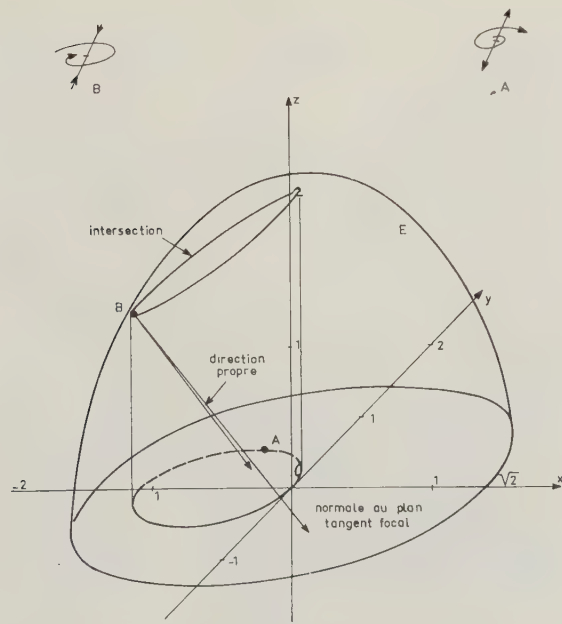


FIG. 15. — Répartition des points singuliers $A, B = \text{nœuds-foyers}$.

tandis que la direction propre réelle a pour composantes :

$$(1, 0,642, -1,905).$$

La figure 15 montre, en perspective dans l'espace, la position des points A et B qui se trouvent à l'intersection de l'ellipsoïde (E) avec le cylindre d'équation :

$$x^2 + y^2 + 1,1x = 0.$$

Le tracé des courbes intégrales, sous forme d'une épure — qu'on peut voir sur la figure 16 avec numérotation de chaque courbe — met en évidence l'existence d'un *tube de stabilité*. Toutes les courbes intégrales à l'intérieur du tube tendent vers le foyer attractif B asymptotiquement à la nappe focale. On remarque d'ailleurs la présence d'un cycle limite *instable*, résultant de la section du tube avec la nappe focale, pratiquement réduite à son plan tangent pour cet exemple numérique. Tandis que les courbes intégrales extérieures au tube tendent asymptotiquement vers le cycle limite des oscillations forcées du plan xy .

Le résultat analysé sur cet exemple est d'ailleurs général lorsqu'il existe des points singuliers stables

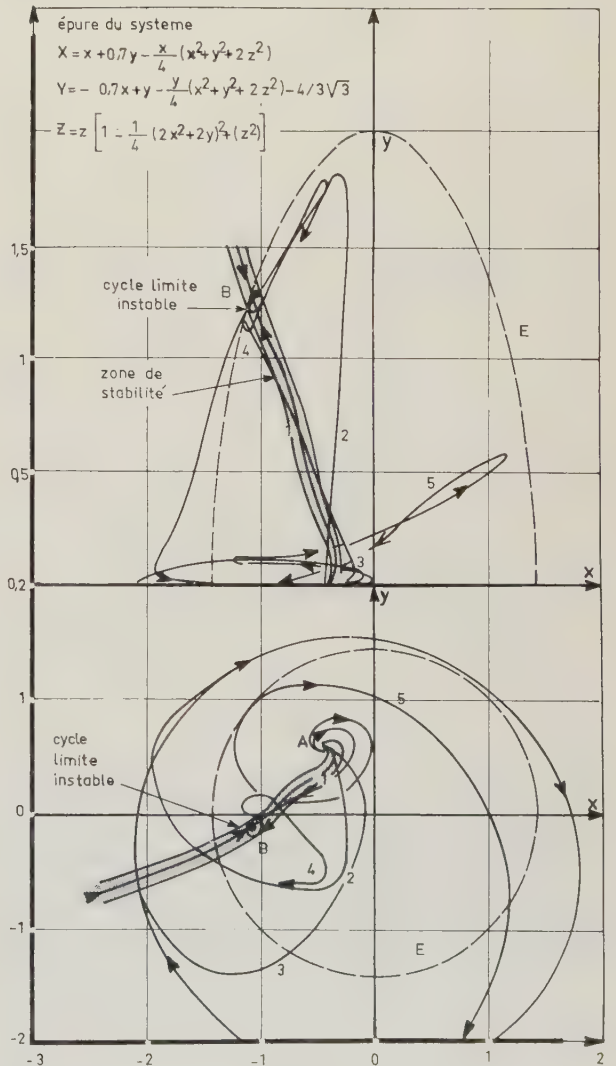


FIG. 16

pour les oscillations combinées. Les courbes intégrales planes des oscillations forcées seules restent valables dans la plupart des cas. Mais toute perturbation, si faible soit-elle, apportée à z pour un point situé à l'intérieur du cercle, trace de (E) avec le plan xy , tend à lui faire quitter le plan xy , car dz/dt est positif dans le domaine intérieur à (E) ; et par suite les oscillations libres tendent à se superposer aux oscillations forcées pour engendrer des oscillations combinées.

Suivant les conditions initiales (M_0), deux phénomènes peuvent se passer :

— ou bien M_0 est intérieur à un tube de stabilité, et alors il existe réellement un point singulier attractif sur (E) vers lequel tend asymptotiquement M à partir de M_0 : on conclut dans ce cas à la stabilité des oscillations combinées sous la forme d'un *battement linéaire* ;

— ou bien M_0 est extérieur à ce tube de stabilité,

et après un régime transitoire, complètement différent de celui envisagé pour les oscillations forcées, M tend, en général, soit vers un cycle limite, auquel cas le *battement est ici non linéaire*, soit vers un autre point singulier attractif du plan xy , auquel cas on peut conclure à l'existence exclusive des oscillations forcées en régime permanent.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] ANDRONOV A., WITT A. — *Archiv für Electrotechnik*, 1930, 24, p. 99.
- [2] CARTWRIGHT M.L. — Forced oscillations in nearly sinusoidal systems. *J. Inst. Elect. Eng.*, 95, 1948, t. 3, p. 88.
- [3] GILLIES A.W. — On the transformation of singularities and limit cycles of the variational equations of Van der Pol. *Quart. Journ. Mechan. and Applied Math.*, vol. 7, part 2, 1954.
- [4] CHALEAT R. — Sur l'équation de Lord Rayleigh. Colloque Intern. Vibrat. non linéaires, Marseille, sept. 1964.
- [5] SIDÉRIADES L. — Méthodes topologiques dans un espace à trois dimensions. *Revue Société Française des Mécaniciens*, n° 30, 1959, p. 29.

LA SYNCHRONISATION DES TÉLÉMESURES CODÉES *

(2^e partie)

PAR

J.P. MAGNIN

Directeur des Etudes
Electromechanical Research, Sarasota (Floride)

et

G.C. CHAZOT

Chef de Département
Société d'Instrumentation Schlumberger
Division Electronique - Rueil-Malmaison (S.-et-O.)

C. LA SYNCHRONISATION DIGITALE

1. Généralités

La présence de différents niveaux de synchronisation est la conséquence directe de la souplesse d'utilisation des télémesures à multiplex de temps. La possibilité d'un compromis entre le nombre de paramètres échan-

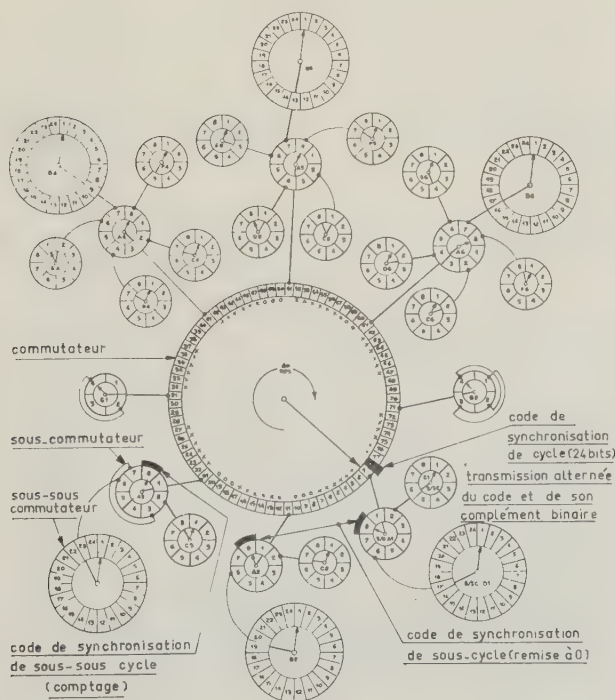


FIG. 8. — Format Gemini

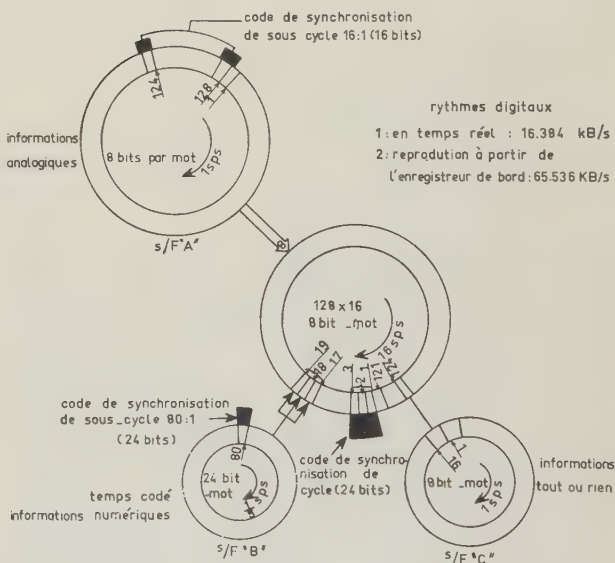


FIG. 9. — Format Agena

tillonnés et la fréquence de prélèvement de ces paramètres a conduit l'utilisateur à ajuster les rythmes de prélèvement aux caractéristiques des paramètres correspondants. Ce faisant, il a multiplié le nombre de rythmes présents dans le système (il n'y en a pas moins de 8 dans le format Gemini, voir figure 8) et pour les besoins de l'exploitation, multiplié, le nombre des niveaux de synchronisation.

* Voir la première partie dans l'Onde Électrique de Septembre 1965, pp. 1117 à 1124.

Programme Spatial	Rythme Digital (kb/sec)	Bits/mot	Code de Synchronisation de cycle (bits)	Code de Synchronisation de sous-cycle	Mots, Commutés	Mots sous-commutés	Mots sous-sous-commutés	Nombre total de canaux			Notes
								Commutés	Sous-commutés s/c	Sous-sous-commutés s/s/c	
AGENA B	1: REAL TIME 16.304 1: FLIGHT REC 65.536	8 AND 24	24	RECYCLE 1: 16 BITS-2 PARTS RECYCLE 11: 24 BITS	124 @ 8 B/W 2 @ 24 B/W (16 SPS)	1 @ 10:1 (1 SPS) 1 @ 128:1 (1 SPS) 1 @ 80:1 (1/2 SPS)	0	122 @ 8 B/W 2 @ 24 B/W (16 SPS)	142 @ 8 B/W (1 SPS) 80 @ 24 B/W (1/2 SPS)	0	FORMAT II IS SAME AS FORMAT I EXCEPT BIT RATE
APOLLO (COMMAND MODULE)	51,2	8, 16, 24 32 AND 40	26	6 BITS I.D.	1 @ 40 BITS 1 @ 32 BITS 5 @ 16 BITS 109 @ 8 BITS (50 SPS)	32 @ 5:1 (10 SPS) 4 @ 50:1 (1 SPS)	0	1 @ 40 B/W 5 @ 16 B/W 1 @ 32 B/W 109 @ 8 B/W (50 SPS)	153 @ 8 B/W (10 SPS) 1 @ 32 B/W (10 SPS) 1 @ 24 B/W (10 SPS) 200 @ 8 B/W (1 SPS)	0	FRAME SYNC CODE IS 26 BITS AND 6 BITS I.D.
DYNA - SOAR	144	9-8 DATA 1 PARITY	24	RECYCLE 1: 45 BITS-5 PARTS RECYCLE 11: 27 BITS-3 PARTS	78 (200 SPS)	5 @ 100:1 (2 SPS) 32 @ 10:1 (20 SPS) 8 @ 4:1 (50 SPS)	0	77-9 B/W (200 SPS) 32-1 B/W (200 SPS) 1-27 B/W (200 SPS)	ALL 9 B/W 32- (50 SPS) 320- (20 SPS) 500- (2 SPS)	0	
GEMINI	51,2	5, 8, 19 AND 24	24	19 BITS RECYCLE 5 BITS I.D.	157 @ 8 BITS 1 @ 24 BITS (40 SPS)	13 @ 4:1 (10 SPS)	14 @ 32:1 (8 CH/MUX) 5 @ 36:1 (24 CH/MUX)	157 @ 8 B/W 1 @ 24 B/W (40 SPS)	52 @ 8 B/W (10 SPS)	ALL 8 B/W 120 @ 1.25 SPS 144 @ 416 SPS	FORMAT II: (DUMP MODE)
GEMINI DUMP MODE (FORMAT II)	112,6	8 AND 24	19	5 BITS I.D.	64	15 @ 8:1 6 @ 24:1	0	58 @ 8 B/W 1 @ 19 B/W 1 @ 5 B/W 1 @ 24 B/W (220 SPS)	240 @ 8 B/W (27.5 SPS) 24 @ 24 B/W (9.125 SPS) 72 @ 8 B/W (9.125 SPS)	0	
LUNAR EXCURSION MODULE (LEM)	1: 51.2 11: 1.6	8, 16, 32 AND 40	26	6 BITS I.D.	1 @ 40 BITS 2 @ 32 BITS 8 @ 16 BITS 99 @ 8 BITS (50 SPS)	39 @ 21:1 (25 SPS) 16 @ 5:1 (10 SPS) 7 @ 50:1 (1 SPS)	0	99 @ 8 B/W 8 @ 16 B/W 2 @ 32 B/W 1 @ 40 B/W (50 SPS)	74-8 B/W (10 SPS) 1-16 B/W (10 SPS) 1-32 B/W (10 SPS) 350-8 B/W (1 SPS) 74-8 B/W (25 SPS) 2-16 B/W 25 SPS	0	FORMAT II: 124 @ 50:1 8 B/W 2 @ 50:1 32 B/W
MINUTEMAN	345.6	27 (SEE WORD STRUCTURE)	27		384 (33 1/3 SPS)	11 @ 15:1 (2.22 SPS)	0	8 @ 27 B/W ONE SYLLABLE 376 @ 27 B/W 3 SYLLABLE (33 1/3 SPS)	11 ONE SYLLABLE 27 B/W	0	SEE WHEEL DIAGRAM
M RBM	172.8	27 (3 SYLLABLES, 3 WD SYNC-BITS)	27	SYNC. COMPLEMENT EVERY 5 FRAMES	64 (100 SPS)	11 @ 15:1 (20 SPS)	0	48 @ SYLL. 8 @ B/SYLL. OR 1 @ 27 B/W (100 SPS)	165 8 B/SYLL. OR 55 24 B/W (20 SPS)	0	
SATURN SERVICE MODULE	3.6 TO 180.0	5 TO 11	3 MAIN FRAME WORDS	ALTERNATE ZERO-FULL SCALE ON G-ADJACENT CHANNELS (SEE WHEEL DIAG)	28 (120 SPS)	27 @ 10:1 (12 SPS)	0	27 @ 5 TO 11 B/W 1 @ 15 TO 33 B/W (120 SPS)	27 @ 5 TO 11 B/W (12 SPS)	0	BIT RATE VARIABLE IN 3600 BPS INCREMENT
TITAN II AND III	172.8	27 (3 SYLLABLES, 3 WD SYNC-BITS)	27	27 BITS M.F. SYNC. COMPLEMENT	64 (100 SPS)	11 @ 5:1	0	109 @ 8 B/SYLL. 16 @ 24 B/W OR 64 @ 24 B/W (100 SPS)	165 SYLL @ 8 B/SYLL (60 SPS) 55-24 B/W (20 SPS)	0	136 ANALOG AND 48 BI-LEVEL IN 6 GROUPS OF 8
TITAN/GEMINI/AGENA JIFFER MUX-FORMAT	40.8	8	24 19 RECYCLE 5 I.D.	5 BITS I.D.	1 @ 24 BITS 253 @ 8 BITS (20 SPS)	0	0	1 @ 24 B/W 253 @ 8 B/W (20 SPS)	0	0	
OA0	1: 1042 BPS 11: 27.3 KBPS	25 PLUS PARITY 25	26 25	4 BITS I.D.	65 64	26 @ 2:1 12 @ 4:1	0	65 64	32 @ 2:1 48 @ 4:1	0	REAL TIME FORMAT I NON REAL TIME FORMAT II
OGO	128 KBPS	9,27	27		119 @ 9 B/W 3 @ 27 B/W	3 @ 128:1	0	19 @ 9 B/W 3 @ 27 B/W	384 @ 9 B/W	0	
OSO	400 BPS	8,16	16	8	30 @ 8 B/W 1 @ 16 B/W	2 @ 40:1	0	30 @ 8 B/W 1 @ 16 B/W	96 @ 8 B/W	0	
							0			0	
MARINER	8 OR 33 BPS	10	10	3 I.D. 7- TIME	42 @ 10 B/W	3 MODES OF OPERATION (42 CH/MODE)	0	42	(SEE NOTE)	0	3 MODES OF OPERATION
NIMBUS	15 KBPS	8	8	0	64 @ 8 B/W	0	0	64	0	0	

FIG. 10. — Caractéristiques des formats PCM actuels utilisés aux USA

Trois rythmes principaux peuvent être identifiés, tous trois nécessitant des séquences de synchronisation appropriées : le rythme de mot, de cycle et de sous-cycle. Une quatrième synchronisation est présente dans quelques formats : la synchronisation de sous-sous-cycle.

Tout ce qui sera dit, cependant, de la synchronisation de sous-cycle sera directement applicable au cas de la synchronisation de sous-sous-cycle et il n'y a pas lieu, de lui réserver un paragraphe particulier (figure 9, représentation du format Agena et figure 10, caractéristiques des formats PCM actuels).

L'originalité de la plupart des télémesures codées

est d'assurer leur synchronisation par la transmission des séquences binaires, caractéristiques des différents niveaux de commutation. Nous dirons qu'une station de décommutation est synchronisée lorsque les codes transmis seront détectés, à intervalles de temps réguliers, avec une probabilité d'erreurs compatible, en moyenne, avec le rapport signal/bruit de la chaîne de transmission. Il y a là, d'abord, une première notion de base : les signaux présentés au synchronisateur digital ne seront pas sans erreurs. A la sortie du synchronisateur de bit, les erreurs sont cristallisées et la synchronisation digitale devra bien s'en accommoder.

Cette définition de la synchronisation indique tout naturellement les caractéristiques du synchronisateur PCM : il devra être capable de détecter un code donné, de vérifier son apparition périodique, d'établir une mesure du nombre d'erreurs dont sont entachées les séquences considérées, de détecter si cette probabilité d'erreurs est ou non compatible avec le rapport signal/bruit attendu, d'agir enfin automatiquement pour prémunir la synchronisation acquise, même en présence de bruit, ou rechercher de nouveau une séquence acceptable, après s'être assuré que sa probabilité d'être synchronisé est devenue négligeable.

Trois éléments principaux peuvent être distingués dans une logique de synchronisation (figure 11) :

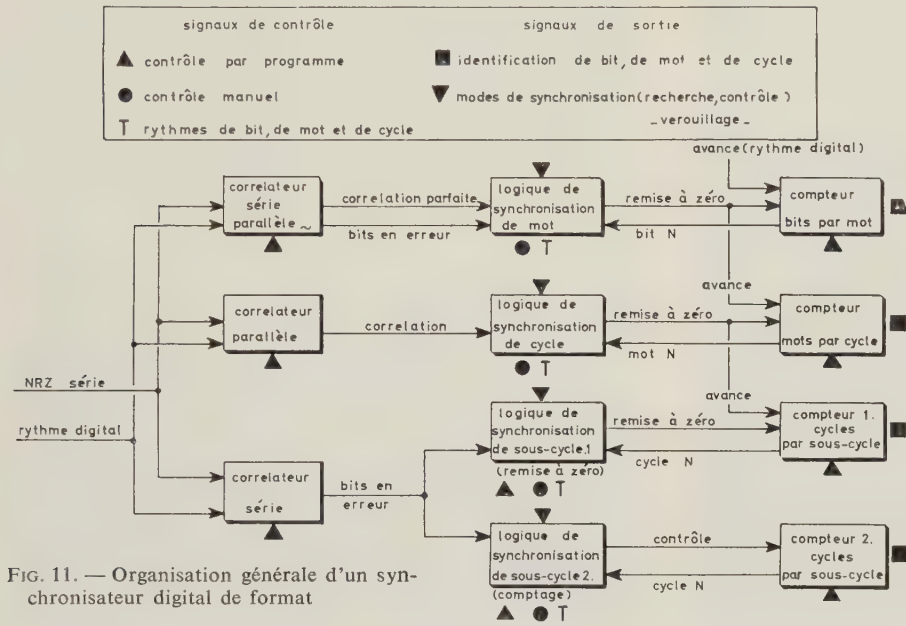


FIG. 11. — Organisation générale d'un synchronisateur digital de format

- Un *corrélateur* (série ou parallèle) dont le rôle est de détecter, dans une séquence de longueur donnée, la présence ou l'absence d'un code acceptable. Ce corrélateur est, par définition, le filtre conjugué digital du signal constitué par le code de synchronisation transmis.
- Un *compteur* permet de vérifier la périodicité de l'apparition d'un code donné et d'engendrer des signaux de synchronisation appropriés.
- Le *synchronisateur* proprement dit, dont le rôle est, à partir des informations reçues du corrélateur et des différents compteurs, de déduire l'état de la synchronisation et d'agir logiquement en conséquence.

2. Erreurs présentes à la sortie du synchronisateur de bit

- Deux types principaux d'erreurs sont à considérer, qui sont une séquence directe de la présence de bruit à l'entrée du synchronisateur :
- les erreurs de décision, sans perte de la synchronisation de bit ;
 - les erreurs de synchronisation qui se traduisent essentiellement par un désaccord entre la phase,

la fréquence de l'information et les caractéristiques correspondantes du train de synchronisation.

La présence d'erreurs de décision entraîne la nécessité, pour le corrélateur, de pouvoir reconnaître un code qui n'est pas « parfait ». Un code ne sera plus « reconnu » mais sera déclaré « acceptable ». Le critère couramment employé pour juger de l'« acceptabilité » d'une séquence de longueur suffisante est que le nombre d'erreurs détectées dans la séquence ne doit pas excéder un certain seuil, fonction du rapport signal/bruit. Historiquement, ce critère a été retenu comme le seul possible dans le mode de recherche et a été naturellement appliqué aux autres modes. Cette méthode permet une mesure instantanée

de l'erreur et, par là-même moins fine que celle qui consisterait à intégrer le nombre d'erreurs par code, sur un nombre déterminé de séquences avant de prendre une décision. Elle est, par contre, de réalisation aisée et permet des rephasages rapides dans le cas d'une erreur de phase commise par le synchronisateur de bit.

Une erreur de synchronisation de la part du synchronisateur de bit a des conséquences beaucoup plus graves, puisqu'une erreur de phase de ± 1 bit est suffisante pour enlever toute signification à l'information lors de la décommutation. Il s'agit donc de rechercher immédiatement à se synchroniser de nouveau en phase et sous les meilleurs délais de façon à

perdre le moins d'information possible. Seule une séquence de synchronisation permettra une telle action et nous voyons là un des principaux avantages de la synchronisation de mot : rapidité de la remise en phase. Pourtant, nous ne voulons pas, sous le prétexte de réacquies rapidement la synchronisation, être à la merci de la détection de fausses séquences, c'est-à-dire de séquences qui ressemblent au code de synchronisation, au nombre d'erreurs tolérées près. Nous placerons donc une « fenêtre » autour de l'instant de corrélation attendu et « ouvrons cette fenêtre » de 3, 5 ou 7 bits afin de tolérer une erreur de phase de ± 1 , ± 2 ou ± 3 bits.

Si le glissement en phase n'est pas supérieur à 3 bits, un rephasage sera effectué à la fin du cycle. S'il est supérieur à cette valeur, une recherche complète du code sera entreprise. Nous aurons l'occasion de reparler de cette technique ; retenons pour l'instant, au sujet des erreurs de phase, que la synchronisation, une fois acquise, doit être protégée par l'emploi d'une « fenêtre » suffisamment large.

3. Schéma logique d'un synchronisateur (fig. 12)

Nous avons introduit, au chapitre I, les différentes opérations conduites sous la responsabilité de la

logique de synchronisation : isolons tout d'abord ces trois missions principales du synchronisateur :

— Il doit être capable de *rechercher* dans l'information transmise, une séquence acceptable.

— Il doit pouvoir *vérifier* la validité d'une telle décision en contrôlant l'apparition périodique d'un code acceptable.

— Il doit être capable de *maintenir* la synchronisation en présence d'erreurs de décision et de phase commises par le synchronisateur de bit.

Ces opérations ne sont pas compatibles : un circuit dessiné pour avoir de bonnes caractéristiques d'acquisition rapide donnera de bien piètres résultats en présence de bruit (il « reconnaîtra » de trop nombreuses fausses séquences). De plus, l'importance de la synchronisation est telle qu'un compromis est indispensable.

Nous sommes donc amenés à considérer le synchronisateur comme une logique à plusieurs états, qui prend des décisions, non seulement en fonction des informations recueillies par le corrélateur ou le compteur de synchronisation, mais encore en fonction de son mode actuel qui, lui-même, est une fonction de l'histoire passée et présente de la synchronisation.

Au cours du mode *de recherche*, la logique de synchronisation interroge le corrélateur une fois par bit, afin de détecter une séquence qui soit acceptable. Une telle recherche est donc faite sur chaque groupe de N bits (où N est la longueur du code attendu) qui circulent dans le registre du corrélateur. Cette recherche est absolument indépendante de la phase de l'information ou des différents compteurs de synchronisation et permettra la détection d'une séquence

signal/bruit, afin d'obtenir une performance optimale dans le mode de recherche.

Une tendance intéressante est la recherche, au cours de ce premier mode, non d'un code acceptable selon un critère préétabli, mais du « meilleur code » détecté au cours d'un cycle de recherche. Le développement d'un nouveau type de corrélateur parallèle, capable de détecter, une fois par bit, le nombre d'erreurs contenues dans chaque séquence de longueur N , a permis la réalisation pratique de cette idée. Une telle méthode de détection a un caractère essentiellement adaptif, en présence de diverses probabilités d'erreurs. Pourtant son emploi, sans aucun contrôle du seuil d'erreur détecté, met la corrélation à la merci de la découverte d'une séquence relativement acceptable, dont le nombre d'erreurs est pourtant incompatible avec le rapport signal/bruit du signal d'entrée, alors que la véritable séquence de synchronisation est perturbée par des impulsions bruyantes de forte amplitude.

Une séquence de synchronisation « acceptable » une fois détecté, le synchronisateur entrera en mode de *contrôle*.

Un tel mode intermédiaire est une nécessité, puisqu'il existe une probabilité non négligeable de découvrir une fausse séquence de synchronisation au cours d'une recherche sur un cycle. La première caractéristique de la séquence de synchronisation est sa périodicité et c'est le critère employé dans le mode de contrôle.

Une « fenêtre » temporelle est placée autour de l'instant attendu d'une corrélation acceptable. Une séquence sera jugée acceptable si elle présente, par rapport au code attendu, moins de e_c erreurs, et la vérification sera jugée satisfaisante après que X_c séquences acceptables aient été détectées lors de cycles successifs. X_c et e_c doivent pouvoir être ajustés indépendamment des paramètres correspondants du mode de *recherche* ou de *verrouillage* de façon à optimiser les caractéristiques d'acquisition en présence de différentes valeurs du rapport signal/bruit ainsi que des différentes caractéristiques du cycle de commutation.

L'absence d'une séquence acceptable à l'instant prévu de la corrélation entraînera le retour de la logique de synchronisation au mode de recherche.

Les paramètres de synchronisation, e_R , e_c et X_c seront choisis de façon telle que la probabilité d'être en synchronisation sera de 0,999 ou 0,998, à la fin du mode de contrôle.

Les latitudes de ces différents paramètres peuvent être typiquement les suivantes :

$$0 \leq e_R \leq 9$$

$$0 \leq e_c \leq 9$$

$$0 \leq X_c \leq 19$$

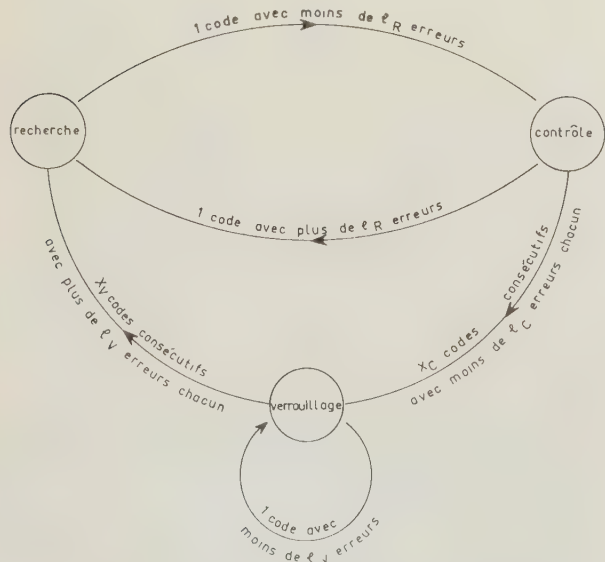


FIG. 12. — Logique de synchronisation typique

de bits présentant, par rapport au code attendu, un nombre d'erreurs inférieur ou égal à e_R où e_R , est un paramètre qui doit être réajusté en fonction du rapport

Une fois obtenue cette quasi certitude d'avoir acquis la synchronisation, il faut passer à un troisième

mode qui est celui de « verrouillage ». Le but de ce mode est de protéger contre des perturbations bruyantes, un état synchronisé acquis à grand peine. Une fenêtre temporelle est maintenue autour de l'instant attendu de la corrélation, mais son usage est réservé presque exclusivement à des fins de vérification. Les signaux de synchronisation sont, en effet, obtenus directement à partir de compteurs « verrouillés » en phase. Pourtant ce mode ne doit pas être maintenu aveuglement et toute erreur de synchronisation due, par exemple, à un glissement brutal de la phase du synchronisateur de bit doit être détectée et corrigée rapidement. Une correction prompte est possible si le déphasage ne dépasse pas ± 3 bits. Nous verrons, en effet, que les caractéristiques d'autocorrélation d'un bon code de synchronisation de cycle, rendent très improbable une fausse corrélation au voisinage immédiat de la corrélation attendue. Cette propriété permet un recyclage automatique des compteurs de synchronisation si un code acceptable est détecté à l'intérieur de cette fenêtre temporelle, sans vraiment dégrader les performances du synchronisateur en présence de bruit.

Une perturbation plus grave est celle qui aurait pour conséquence une erreur en phase des différents compteurs supérieure à celle mentionnée au paragraphe précédent. Cette éventualité, jointe au fait que l'acquisition de la « vraie » synchronisation n'est en fait jamais totalement certaine, nous amène à définir un critère de déverrouillage.

On peut en imaginer plusieurs : le plus couramment employé est le défaut de reconnaître une séquence acceptable (seuil : e_v erreurs) au cours de X_v vérifications successives.

La détection d'une seule séquence acceptable est jugée suffisante pour nous rassurer sur la validité de la synchronisation.

Les limites supérieures des paramètres e_v et X_v peuvent être 9 et 19 respectivement.

Une récente étude menée à l'Université de Harvard sous les auspices de la NASA a conduit à l'adoption, sur certaines stations, du critère de déverrouillage suivant : un nombre maximal de séquences inacceptables X_v (nombre d'erreurs supérieur à e_v) est toléré au cours de la vérification de Y_v séquences successives.

La supériorité de ce critère est due en partie à son orientation statistique et aussi à une optimisation plus poussée, grâce à l'usage de trois paramètres au lieu de deux.

Où retourner en cas de « déverrouillage », au mode de recherche ou à celui de contrôle ? Dans le cas de l'emploi, en vue d'un rephasage rapide d'une fenêtre temporelle, un continuuel défaut de synchronisation ne peut être que la conséquence d'un déphasage permanent important, le critère d'acceptabilité ayant été calculé d'une façon telle que la possibilité d'une phase correcte et d'une perturbation continue de l'information soit hautement improbable. Retourner au mode de « contrôle » ne résulterait donc qu'en une perte de temps inutile et une « recherche » complète d'une séquence acceptable doit être entreprise sans tarder.

Un synchronisateur digital, qu'il s'agisse de celui de mot, de cycle ou de sous-cycle, nécessitera donc l'ajustement de 4 à 6 paramètres aux caractéristiques du format et aux facteurs de transmission. Nous avons déjà mentionné quelle devait être la plage de réglage de ces paramètres. Il peut sembler qu'il s'agisse là de limites trop confortables pour un usage courant. Remarquons cependant que la latitude de ces paramètres doit être telle que la synchronisation ne soit jamais le facteur limitatif de la décommutation en présence de bruit. L'acquisition et le maintien de la synchronisation doivent être optimisés, même en présence de fortes probabilités d'erreurs. Une probabilité d'erreur de 0,1, par exemple, peut sembler intolérable puisque correspondant à une erreur moyenne quadratique de 20 % sur la valeur d'un prélèvement. Cependant, si nous faisons l'hypothèse que les erreurs affectent tout bit de façon aléatoire, une telle probabilité d'erreur créera, sur un mot de 10 bits, une erreur inférieure à 1,5 %, avec une probabilité de 0,5 (la moitié du temps en moyenne). De plus, un opérateur humain ou même une machine sera capable de repérer immédiatement les prélèvements entachés d'une erreur rédhibitoire. Par conséquent une probabilité d'erreur aussi élevée que 0,1 doit être considérée dans les calculs de synchronisation et dans l'ajustement des paramètres correspondants.

Le pré-réglage de ces paramètres, à partir d'un tableau d'affichage ou d'une mémoire à ferrites, présente un avantage certain dans le cas de la sélection électronique de plusieurs formats. De toute façon, ils doivent toujours pouvoir être facilement modifiés par l'opérateur, à des fins d'optimisation. En fait, la possibilité d'une telle action dépend beaucoup des conditions particulières d'emploi : une passe de satellite dure, par exemple, de 3 à 4 mn, alors qu'une réception pour un tir d'engin dure de 15 à 20 mn, en présence de fluctuations extrêmement importantes du rapport signal/bruit. Dans ce dernier cas, un opérateur convenablement éduqué peut avoir une action positive sur les performances de la synchronisation.

On a beaucoup parlé de synchronisation « adaptive », c'est-à-dire qui soit capable d'optimiser ses propres paramètres en fonction du rapport signal/bruit. Il existe différents moyens d'asservir ces paramètres aux conditions de transmission, le rapport signal/bruit pouvant être déduit par exemple du nombre d'erreurs de parité par cycle lorsque le synchronisateur de cycle est passé au mode de verrouillage, ou du nombre moyen d'erreurs par code de synchronisation. C'est là un concept extrêmement prometteur, avec cette restriction que rien ne doit être tenté du point de vue de la réalisation logique, avant que ne soit établie en détail la théorie applicable à un emploi particulier. Dans de tels cas l'intuition peut, en effet, se révéler extrêmement néfaste à l'usage.

4. La synchronisation de mot

La synchronisation de mot a été beaucoup utilisée, sous de multiples formes : mots séparés par une

impulsion d'amplitude différente, codes à synchronisation de quelques bits, etc.

Il est courant de consacrer environ 10 % de la largeur de bande à la synchronisation de mot : 1 bit pour des mots de longueur inférieure à 10 bits et de 2 à 3 bits pour des mots de longueur inférieure à 30 bits.

Historiquement, la synchronisation de mot a été une nécessité afin d'assurer une synchronisation correcte, en présence de codes de cycle présentant de bien pauvres caractéristiques d'autocorrélation (série de 1 ou de 10). Elle a aussi été considérée comme une commodité en vue de la création de transitions supplémentaires destinées à maintenir la synchronisation de bit.

Notons l'usage particulier de la synchronisation de mot fait dans le format des satellites météorologiques Nimbus et Tiros. Ce format emploie une longueur de mot aléatoire comprise cependant entre 11 et 15 bits. L'information est transmise par les sept premiers bits, tandis qu'une série de « 0 » suivis d'un « 1 » complète le mot (0001 à 00000001). Il va sans dire que, dans ce cas, la synchronisation de mot (détection d'une série de 0001) est une nécessité et que son maintien en présence de bruit conduit à de bien intéressants problèmes en ce qui concerne le type de logique à employer, la longueur statistique « moyenne » de mot étant de 12,8 bits !

Une première caractéristique de la synchronisation de mot est la largeur de bande nécessaire. Une seconde caractéristique est qu'elle est composée de séquences extrêmement courtes, avec, conséquence, le fait est que la logique du synchronisateur de mot ne peut pas être identique à celle employée pour la synchronisation de cycle. Peut-on, en effet, décider qu'une séquence de 1, 2 ou 3 bits est ou non acceptable selon le nombre d'erreurs qu'elle comporte ? Il devient absolument nécessaire, dans ce cas, d'intégrer le nombre d'erreurs détectées sur une période comportant la vérification de plusieurs codes avant de décider de la validité de la synchronisation. De plus, aucune erreur ne peut être tolérée dans le mode de recherche, puisque la décision de passer au mode de vérification est faite après détection d'une seule séquence acceptable. Nous arrivons donc à un schéma possible de la logique du synchronisateur de mot (fig. 13).

Mode de recherche. — La logique quittera le mode de recherche après détection d'une séquence « parfaite », c'est-à-dire sans erreur.

Mode de contrôle. — La vérification sera jugée satisfaisante si le nombre total d'erreurs enregistrées au cours de l'observation de X_c séquences est inférieur ou égal à e_c et X_c ont généralement pour limite supérieure un compte de 19. Si la vérification est satisfaisante, la logique passera au mode de verrouillage. En cas d'insuccès, une nouvelle recherche est entreprise.

Mode de verrouillage. — Le schéma logique est identique à celui décrit pour le mode de contrôle. Le but du mode de verrouillage (protection contre le

bruit d'une synchronisation jugée acquise) étant fort différent de celui du mode de contrôle (examen critique d'une première acquisition), le choix des paramètres e_c , X_c , e_v et X_v sera différent, la tendance étant à des contrôles beaucoup plus sévères au cours du mode de contrôle que dans le mode de verrouillage.

Le fait que les séquences de synchronisation de mot sont extrêmement courtes affecte directement l'acquisition de la synchronisation, problème qui est aggravé en présence de faibles rapports signal/bruit. La probabilité, en effet, de démarrer sur une fausse séquence est extrêmement élevée, puisque fonction de $(1/2)^N$ où N est le nombre de bits par séquence de synchronisation. Il sera donc courant d'observer une série importante d'essais, avant que la vraie phase de mot ne soit détectée. Dans le cas, par exemple, de mots de 27 bits, utilisant un code de 3 bits, il faudra en moyenne 12 mots avant que la vraie synchronisation ne soit détectée, pour un rapport signal/bruit de 0.1.

Les séquences de synchronisation de mot ont pu être artificiellement allongées par l'introduction de sous-mots ou syllabes. Dans le cas des formats Titan II et III, par exemple, trois prélèvements consécutifs sont associés en un mot de 27 bits composé de trois syllabes de 8 bits suivies de 3 bits de synchronisation de mot. L'acquisition de ces formats en a été grandement améliorée.

Les avantages trouvés à l'emploi d'une synchronisation de mot sont de deux ordres :

— Pour des formats à longueur de mot constante, présentant un code de synchronisation de cycle de longueur multiple de la longueur de mot, la synchronisation de mot peut aider de façon conséquente à l'établissement de la synchronisation de cycle par la détermination de la phase de mot avant qu'une séquence acceptable de cycle ne soit détectée. De cette façon, le corrélateur de cycle ne cherchera pas une

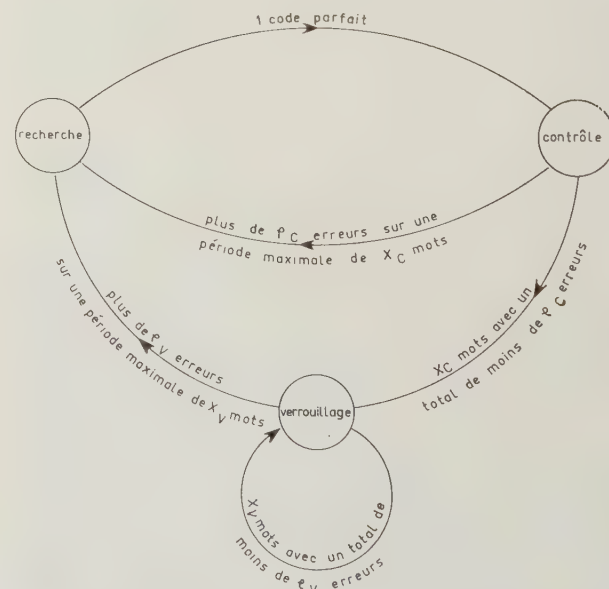


FIG. 13. — Logique de synchronisation de mot

séquence acceptable une fois par bit, mais une fois par mot, ce qui réduit considérablement la probabilité de découvrir une fausse séquence de cycle (voir l'aspect quantitatif de cette propriété au paragraphe 2 du chapitre D.

— L'inertie du synchronisateur de cycle dans le mode de verrouillage est telle qu'un nombre important de cycles peuvent être perdus, dans le cas d'une perte brutale de la phase, avant que ne soit décidé d'entreprendre de nouveau une recherche en vue de réacquiescer la synchronisation.

La synchronisation de mot est, au contraire, un détecteur très sensible et rapide d'une perte de synchronisation. Elle répond en quelques mots au lieu de quelques cycles, comme dans le cas précédent. Sitôt détecté un glissement en phase, le synchronisateur de mot pourra renvoyer le synchronisateur de cycle dans le mode de recherche, accélérant ainsi la réacquisition de la synchronisation dans un rapport voisin de X_v ($1 \leq X_v \leq 19$).

Il y a donc un intérêt certain à utiliser la synchronisation de mot dans un format à longueur de mot constante. Si la longueur de mot est choisie constante, par contre toute latitude existe quant à la subdivision de ces mots en syllabes de longueurs variables et inégales. Nous avons vu un avantage à regrouper les codes de synchronisation de « syllabe » en un code plus long de synchronisation de mot. Un second avantage est donc la possibilité de munir des formats à longueur de syllabe variable (donc utilisant mieux la bande passante allouée) d'une synchronisation de mot dont les mérites ont été détaillés par ailleurs.

Bien sûr, il reste l'importance de la bande passante occupée par les codes de synchronisation de mot et ce défaut important explique le rejet de cette synchronisation dans tous les cas où sont prévus de confortables rapports signal/bruit (Gemini, Agena, OGO, etc.).

Les premiers standards PCM français ont recommandé, sans l'imposer, l'emploi de la synchronisation de mot, que nous retrouvons associée à des mots de composition variable dans tous les matériels embarqués actuellement à l'étude.

5. La synchronisation de cycle

La synchronisation de cycle consiste en la transmission d'une séquence particulière, chaque fois que le commutateur principal entreprend un nouveau cycle.

On a pu penser qu'il était nécessaire, afin de détecter l'instant de recyclage, sans aucune ambiguïté, de transmettre un code qui soit unique, c'est-à-dire qui ne puisse pas être reproduit au cours du cycle par une certaine configuration de divers bits. Il est vrai qu'il est toujours possible d'empêcher la formation d'une séquence déterminée (série de « 1 » par exemple) par le convertisseur analogique digital de bord. Cependant, aucune sérieuse assurance ne peut être placée en l'unicité du code reçu en présence de bruit ou d'erreurs en phase et nous avons vu qu'une probabilité d'erreur finie (et souvent importante) devait être considérée en tant qu'hypothèse de base.

La présence, dans le format à décommuter, d'une synchronisation de mot, permet une acquisition préalable de la phase de mot. Le synchronisateur de cycle n'a plus alors qu'à reconnaître quel mot est acceptable en tant que code de synchronisation, et de simples séquences de « 1 » ou de « 10 », extrêmement peu coûteuses à réaliser, sont alors des codes peut-être acceptables, mais jamais optimaux.

Dans le cas d'un format sans synchronisation de mot, les propriétés d'autocorrélation d'une séquence de cycle doivent être examinées de très près, afin de détecter l'instant de corrélation sans ambiguïté de phase. L'idée de base est de choisir une séquence, dont la fonction d'autocorrélation soit très voisine de zéro, pour toute valeur du déplacement τ , sauf à l'instant de corrélation, lorsque l'alignement en phase est réalisé ($\tau = 0$) où elle est égale à N , si N est le nombre de bits par séquence. Nous verrons qu'une catégorie de codes, appelés pseudo-aléatoires, parce qu'ils possèdent des caractéristiques d'autocorrélation voisines de celle du bruit blanc, remplissent ces conditions avec une très bonne approximation.

Un paramètre extrêmement important dans le choix d'une séquence de synchronisation est sa longueur. Le code choisi n'entre, pas directement en considération dans les calculs de performance proprement dits puisque, partant de l'hypothèse que le train informationnel est purement aléatoire, leur longueur seule distingue statistiquement, les performances de deux codes. La longueur de la séquence binaire doit être proportionnée à la longueur du cycle. Le rapport a été choisi pour des cycles d'un millier de bits entre 2,5 et 4 % : 24 bits pour le cycle de 640 bits du format Gemini, 26 bits pour le cycle de 1 024 bits du format Apollon.

Une fois déterminée la longueur minimale de la séquence de cycle, plusieurs considérations interviendront. Il est de tradition, en premier lieu, de choisir pour longueur de séquence de cycle, un multiple de la longueur de mot, cela en vue de simplification de l'équipement de bord. Une entorse à cette règle a été faite lors de l'étude du format Apollon. 4 mots (32 bits) sont bien réservés à la synchronisation, mais 6 bits ont été réservés à la synchronisation de sous-cycle, laissant 26 bits à la synchronisation de cycle. Il y a là une fâcheuse tendance qui doit être vigoureusement combattue. Le fait de vouloir sauver de façon « astucieuse » quelques bits, c'est-à-dire une fraction infime de la largeur de bande, peut avoir de bien fâcheuses répercussions sur la complexité des stations de décommutation au sol.

La détermination finale du code de synchronisation de cycle nécessitera l'existence d'un code pseudo-aléatoire de la longueur voulue. Il n'existe malheureusement pas une séquence binaire parfaite pour chaque longueur de mot : les longueurs du type $4p + 3$ bits sont, par exemple, des longueurs préférées. Il faudra donc utiliser des séquences binaires tronquées, ou au contraire, des séquences binaires augmentées. Nous aurons l'occasion d'examiner ce sujet plus en détail.

Nous verrons que la performance d'un synchronisateur PCM pourra être prédite de façon très précise, une fois connues les caractéristiques du format et

la valeur estimée du rapport signal/bruit. Tous ces calculs partent de l'hypothèse de base suivante : le train informationnel est purement aléatoire, c'est-à-dire que tout bit a une égale probabilité d'être un « 1 » ou un « 0 », cette distribution étant indépendante du temps de la mesure. Une telle supposition est valable si l'on considère un seul cycle d'information. Bien sûr, à l'intérieur même d'un cycle de commutation, une certaine corrélation pourra être observée entre canaux d'information correspondant à des paramètres dépendants (deux températures par exemple prélevées en des points voisins de la structure). Pourtant, la présence de divers rythmes de prélèvement et une répartition bien étudiée des divers paramètres au sein du cycle, suffisent à justifier l'hypothèse d'une répartition aléatoire des bits d'information à l'intérieur d'un cycle de commutation.

La situation est très différente en ce qui concerne la corrélation évidente qui existe entre les prélèvements cycliques d'un même paramètre : il y a une forte corrélation entre deux cycles consécutifs et l'origine de ce problème est la base même de la théorie de l'échantillonnage.

Si donc, au cours d'un cycle, une séquence de bits est reconnue de façon erronée, comme un code acceptable, la probabilité que la même séquence soit également acceptable au cycle suivant — ce qui est évident, par exemple, dans le cas de paramètres variant lentement à l'instant considéré — est loin d'être négligeable. La logique de synchronisation sera alors satisfaite d'avoir bien trouvé la séquence recherchée, et un tel quiproquo durera jusqu'à ce que les bits considérés changent suffisamment pour créer un nombre d'erreurs inacceptable.

De telles remarques sont tout aussi valables en ce qui concerne la synchronisation de sous-cycle. Ce problème peut être réduit par l'introduction d'une synchronisation de mot et une répartition bien étudiée des divers rythmes de prélèvement (un mot sous-commuté, par exemple, peut ne présenter aucune propriété d'autocorrélation de cycle à cycle) sans être vraiment éliminé.

Une solution élégante à ce problème est de transmettre non pas un code de synchronisation de cycle, mais une séquence de tels cycles : puisque l'information peut être statique et être assimilée alors à une séquence binaire fixe, rendons ce code « dynamique » d'une façon très unique et prédéterminée. Le format Gemini utilise, par exemple, la transmission alternée d'un code et de son complément binaire. Remarquons qu'une telle technique impose au complément du code considéré, d'avoir des caractéristiques avec le code de corrélation original tout aussi satisfaisante que ce code lui-même. Le format Apollon, lui, transmet alternativement un code de 26 bits et un second code déduit du premier par la complémentaire binaire des 16 bits centraux, cela en vue de conserver les propriétés de corrélation du second code.

En règle générale, la transmission alternée de deux codes (deux codes *complètement* différents doivent pouvoir être accommodés par les stations de décommutation au sol) nous permet donc de justifier pleine-

ment l'hypothèse d'une répartition complètement aléatoire des bits d'information, hypothèse bien commode pour prédire mathématiquement les performances d'un synchronisateur.

6. La synchronisation de sous-cycle

6.1. GÉNÉRALITÉS

Des rythmes de prélèvement plus lents que le rythme du commutateur principal sont réalisés par l'adjonction au format de sous-commutateurs.

Un sous-commutateur prélèvera l'information avec une réduction de N à 1 par rapport au rythme de cycle, dans le cas d'un sous-commutateur à N segments.

Il est absolument nécessaire que le sous-commutateur le plus lent transmette au sol une identification quelconque de sa position et nous aurons l'occasion d'étudier les divers codes considérés. De même, une synchronisation indépendante devra être attribuée à tout sous-commutateur indépendant (il en existait deux par exemple dans le cas du format Dyna-Soar). Il est par contre parfaitement inutile de transmettre un code spécial pour chaque élément d'un ensemble de sous-commutateurs isochrones. Un code et donc un synchronisateur au sol suffiront à traiter un nombre quelconque de tels commutateurs.

Dans le cas de sous-commutateurs de rapport N_1, N_2, N_3 où N_1, N_2, N_3 sont liés par des relations de multiples à diviseurs, un seul code est en principe suffisant (transmis par le commutateur le plus lent) et la décision d'utiliser plus d'un code dépendra de considérations portant sur le temps d'acquisition maximal et la probabilité de synchronisation désirée, ainsi que de considérations d'ordre purement économique.

6.2. CODES DE SYNCHRONISATION DE SOUS-CYCLE

Deux méthodes principales ont été proposées et utilisées : la transmission d'une séquence binaire lorsque le sous-commutateur considéré est remis à zéro et la transmission, une fois par cycle, d'un code d'identification du cycle en cours d'exécution.

La première méthode est une application directe des techniques employées pour la synchronisation de cycle. De même que dans le cas du code de cycle, la longueur de la séquence binaire a une importance primordiale et doit être en rapport avec le nombre de bits répartis autour du sous-commutateur et non pas contenus dans un cycle secondaire ; cet avantage provient du fait que la synchronisation de cycle peut être acquise dans un premier temps et aider à l'acquisition de la synchronisation de sous-cycle.

Le code de sous-cycle devant permettre l'identification d'un segment de sous-commutateur, avec une phase de mot et de cycle déjà supposée acquise, aucun avantage n'est à tirer de l'utilisation de codes pseudo-aléatoires qui ont pour propriété principale de permettre une synchronisation de phase de mot établie à un bit près. Un désavantage important peut même être

trouvé dans le fait qu'un tel code serait indétectable en présence d'une erreur de phase commise par le synchronisateur de cycle. Des codes de sous-cycle tels qu'une série de « 1 » sont donc entièrement satisfaisants lorsque la mise en phase de mot et de cycle est assurée par les synchronisateurs inférieurs.

Ce problème est, en fait, absolument équivalent à celui posé par l'emploi conjugué d'une synchronisation de mot et de cycle : si la responsabilité de la phase de mot est entièrement laissée au synchronisateur de mot, des séquences de cycle dont la fonction d'auto-corrélation tend graduellement vers un maximum pour $\tau = 0$, seront acceptables.

Afin d'éviter les fâcheuses conséquences de la présence de bits d'information quasi statiques, le code de synchronisation de sous-cycle peut alterner avec son complément.

La transmission du complément binaire du code de synchronisation de cycle au lieu du code lui-même pour indiquer l'instant de remise à zéro des sous-commutateurs, a été employée avec succès sur les formats Titan II et Titan III. Deux codes entièrement indépendants peuvent d'ailleurs être employés dans les mêmes conditions.

Cette méthode a le grand avantage de ne réclamer, pour la synchronisation de sous-cycle, aucune bande passante supplémentaire, et de simplifier considérablement la logique de synchronisation au sol. Cette méthode, préconisée dans les standards PCM français, présente donc d'importants avantages bien qu'étant difficilement compatible avec la transmission alternée du code et de son complément pour la synchronisation de cycle.

La réalisation par l'équipement de bord d'une séquence de synchronisation donnée est relativement coûteuse et une idée simplificatrice est de traiter le code à transmettre en tant qu'équivalent digital d'une tension analogique de référence. La réalisation du code ne demande plus alors une série de circuits digitaux additionnels, mais est naturellement effectuée par le convertisseur analogique-digital de bord, dans les mêmes conditions que tout autre paramètre analogique. Cette idée a reçu une application pratique dans le format de sous-commutation des satellites Nimbus et Tiros. Une difficulté évidente est l'obtention, à bord d'un satellite ou d'une fusée, d'une tension de référence dont la précision soit au moins un ordre de grandeur supérieure à la précision de la chaîne de bord. Dans le cas des satellites évoqués ci-dessus, cette tension varie de $\pm 3\%$. Nous avons donc maintenant à reconnaître un code dont la valeur numérique peut varier de $\pm 3\%$, mais qui, de plus, est entaché d'erreurs dues au canal de transmission, qui cette fois affectent n'importe quel bit, sans prêter aucune considération à sa valeur.

Une double corrélation est alors nécessaire : corrélation en « nombre d'erreurs » sur la partie du code qui ne doit pas changer (bits de plus fort poids) corrélation en « valeur » (soustraction de la valeur nominale, comparaison de la valeur calculée avec la tolérance) pour les bits de plus fort poids. La complexité d'une telle méthode ne nécessite aucun com-

mentaire et cette méthode n'est évoquée que pour souligner encore une fois les méfaits d'un manque de coordination entre les équipes responsables des équipements embarqués et des équipements au sol.

La seconde méthode de synchronisation de sous-cycle consiste en la transmission, une fois par cycle (et non plus par sous-cycle) d'un code caractéristique du cycle en cours d'exécution, plus précisément la valeur binaire du rang du cycle considéré. Cette particulière séquence de codes a été utilisée à cause de la facilité de sa réalisation et de ses applications au sol, mais toute autre séquence de réalisation économique serait tout aussi valable, y compris une forme « dégénérée » de cette méthode : la transmission d'un code à la moitié, au tiers, aux quarts de chaque sous-cycle.

Les désavantages d'une telle synchronisation sont trouvés dans la largeur de bande nécessaire à la transmission des codes, et à la difficulté d'acquérir effectivement la synchronisation dans le cas de faibles rapports signal/bruit. La « distance logique » séparant deux codes étant en effet souvent égale à 1, une simple erreur est directement indétectable.

Une fois la synchronisation acquise et le synchronisateur passé au mode de verrouillage, un filtrage effectif d'erreurs occasionnelles sera réalisé, mais comment acquérir un code fortement entaché d'erreurs dans le cas de faibles rapports signal/bruit ?

Il y a donc là un problème qui pourrait recevoir une solution fort satisfaisante : pourquoi ne pas employer pour la transmission des codes d'identification, un code redondant, autocorrecteur, suivant par exemple, la méthode de Hamming ou tout autre méthode plus appropriée aux cas particuliers considérés ? L'utilisation de tels codes, au prix d'une extension minime de la largeur de bande, pourrait peut-être même supprimer toute raison d'être aux synchronisateurs fort élaborés, utilisés à l'heure actuelle, en les remplaçant par une simple logique d'interprétation de codes.

Cette synchronisation par comptage a le grand avantage de permettre une acquisition beaucoup plus rapide de la synchronisation de sous-cycle dans le cas d'un canal de transmission peu bruyant. Il n'est plus nécessaire maintenant d'attendre un code de remise à zéro, comme indication de la phase du sous-commutateur, attente qui pourrait durer un sous-cycle ou N cycles, puisque la phase de sous-cycle est immédiatement identifiée après une attente durant un maximum de deux cycles. Cette propriété justifie l'emploi intensif de cette méthode sur les formats de satellites, qui réclament une acquisition rapide de la synchronisation de par leur courte durée de passage et présentent de plus des rapports signal/bruit élevés.

Une application fort intéressante de cette méthode est enfin une simplification certaine du traitement automatique des données. En présence de bons rapports signal/bruit, ou, ainsi que nous l'avons suggéré, grâce à l'utilisation de codes autocorrecteurs, le code transmis une fois par cycle représente, avec une probabilité d'erreur très minime, l'identification de cycle nécessaire au traitement automatique des données

après élimination, par un très simple programme, des valeurs hors de séquence.

Il n'est pas nécessaire, dans ce cas, d'exécuter une synchronisation de sous-cycle avant de présenter l'information à l'ordinateur, d'où une économie importante de logique câblée. De plus, les performances de l'ordinateur ne seront pas affectées de façon importante, puisqu'un simple programme d'élimination de cycle hors séquence remplacera un programme laborieux de synchronisation.

6.3. LOGIQUES DE SYNCHRONISATION DE SOUS-CYCLES

Une remarque simplificatrice importante est que le synchronisateur de sous-cycle n'a pas la responsabilité de définir la phase de mot et de cycle, mission qui est remplie par les synchronisateurs de plus bas niveau (mot et cycle). Le mode de recherche ne consistera plus, par exemple, à examiner chaque séquence de n bits, mais simplement un mot donné une fois par cycle. Un corrélateur « série » peut alors être utilisé au lieu d'un corrélateur « parallèle ». La logique de synchronisation est une logique à trois modes ayant exactement la même signification que les modes correspondants du synchronisateur de cycle.

On distinguera, dans ce cas aussi, un corrélateur (série), un ou plusieurs compteurs (avancés au rythme de cycle) et une logique digitale. Au cours des opérations de recherches, contrôle et verrouillage, une fenêtre est appliquée, qui est ouverte une fois par cycle dans le cas du mode de recherche et une fois par sous-cycle pour les autres modes.

Les paramètres du synchronisateur de sous-cycle seront : e_r , e_c , X_c , e_v et X_v , comme dans le cas de celui de cycle, avec les mêmes latitudes. Ils doivent aussi être accessibles à l'opérateur à des fins d'optimisation.

La corrélation d'un code de remise à zéro consiste en une comparaison de l'information reçue avec un code parfait. Il est possible, par l'examen d'une séquence, de décider ou non de la validité de la synchronisation. Dans le cas des codes à comptage, le critère de corrélation est que la valeur binaire de la séquence reçue doit être égale à celle de la précédente plus 1. Une telle corrélation peut être aisément réalisée par un corrélateur série qui peut même être commun à plusieurs synchronisateurs.

En ce qui concerne la logique digitale, elle est classique : recherche, contrôle, verrouillage. Les performances d'un tel synchronisateur pourront être exactement prédites par une série de calculs appropriés, similaires à ceux applicables à la synchronisation de cycle. Elle doit, par contre, agir sur le compteur de sous-cycle d'une façon plus complète que dans le cas précédent : il ne s'agit plus simplement de remettre un compteur à zéro, une fois détectée une séquence acceptable, mais d'avancer un compteur à une valeur indiquée par la séquence reçue. Des complications apparaissent dès qu'il s'agit d'avancer plusieurs compteurs sous-multiples et de synchroniser un format reproduit en sens inverse à partir d'une bande magnétique.

6.4. CONCLUSION

La synchronisation « de remise à zéro » est extrêmement peu coûteuse en bande passante, permet une synchronisation sûre en présence de faibles rapports signal/bruit, est d'emploi extrêmement flexible sous ses diverses formes, mais présente le désavantage certain de nécessiter une longue période d'acquisition. Elle a été employée comme synchronisation intermédiaire par le format Gemini (rapport 8 à 1) et est la seule méthode employée par les formats Agena et Dyna-Soar.

La synchronisation « par comptage » nécessite plus de bande passante que celle précédemment décrite et, sous sa forme actuelle, est extrêmement peu adaptée à l'identification de la phase de sous-cycle, en présence de probabilités d'erreurs élevées. Une fois ce défaut majeur corrigé, ainsi que nous le proposons, par l'emploi de codes autocorrecteurs (au prix de plus de bande passante), cette méthode pourra s'imposer grâce à la rapidité de son acquisition et l'excellente adaptation au traitement automatique des données, puisqu'elle fournit une identification effective de chaque cycle de commutation. Son emploi se généralise sur les programmes de satellites : elle a été employée en tant que synchronisation de plus haut degré sur le format Gemini, choisie pour la synchronisation de sous-cycle des formats Apollon et Saturne (rapport 50 à 1) et se généralise sur les matériels à l'étude en France.

7. Conclusion : Relations logiques entre les différents synchronisateurs (voir fig. 14)

Nous avons vu que la stratégie employée pour acquérir et maintenir la synchronisation était basée sur l'emploi de trois modes logiques : les modes de recherche, de contrôle et enfin de verrouillage.

Si l'information est supposée parfaitement aléatoire avec une distribution de probabilité indépendante du temps, il est possible de calculer les valeurs optimales

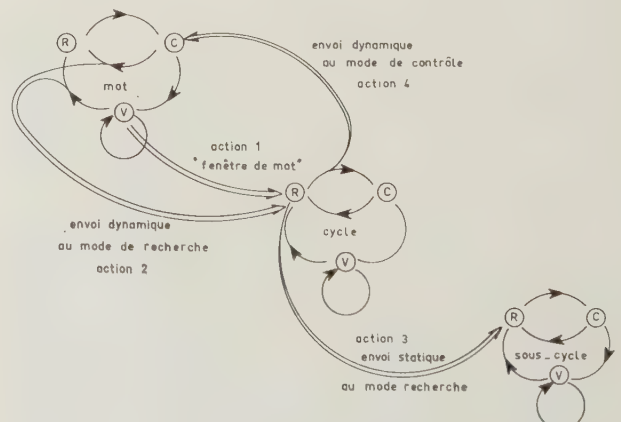


FIG 14. — Relations logiques entre les différents synchronisateurs

des cinq paramètres de synchronisation (e_r , e_c , X_c , e_v et X_v) en fonction du rapport signal/bruit et donc de la probabilité d'erreur de bit afin de :

1) acquérir une synchronisation supposée correcte à une probabilité d'erreur près donnée, en un minimum de temps,

2) rester en synchronisation avec une probabilité d'erreur donnée en présence d'impulsions bruyantes de forte amplitude.

Ces calculs (que nous étudierons au chapitre suivant) peuvent être appliqués avec de légères modifications, au cas de la synchronisation de mot (le schéma logique est différent afin d'être mieux adapté à de très courtes séquences de synchronisation) et de sous-cycle (code à comptage).

Les performances individuelles calculées pour chaque synchronisateur peuvent être grandement améliorées si l'on prend en considération les diverses relations logiques qui existent entre les différents constituants d'un synchronisateur de format.

Nous avons mentionné parmi les avantages de la synchronisation de mot, l'aide effective que le synchronisateur de mot pouvait apporter au synchronisateur de cycle. Dans le cas où le synchronisateur de mot passe au mode de verrouillage, alors que celui de cycle est en recherche, une « fenêtre » de mot sera appliquée à l'acquisition de la synchronisation de cycle (fig. 14, action 1) réduisant ainsi de façon importante la probabilité de la découverte d'une fausse séquence. Ce facteur correctif devra aussi être appliqué à la synchronisation de sous-cycle, puisque le synchronisateur de sous-cycle ne recherche son code de synchronisation qu'une fois acquise la synchronisation de cycle et donc la phase de mot et de cycle.

Il n'est pas aisé, au cours des calculs relatifs à la synchronisation, de prendre en considération l'influence du bruit de transmission sur la boucle à verrouillage de phase du synchronisateur de bit pour aboutir, par exemple, à un déphasage du rythme digital, pouvant atteindre plusieurs bits. Nous savons pourtant que de tels effets existent et nous avons déjà vu l'emploi d'une fenêtre temporelle dans la logique de synchronisation de cycle, afin de parer au mieux à une telle éventualité.

Si le déphasage dépasse la largeur maximale de la fenêtre temporelle, il sera pris avantage de la réaction rapide du synchronisateur de mot (retour au mode de recherche) pour agir sur le synchronisateur de cycle (fig. 14, action 2) et le renvoyer aussi au mode de recherche. Nous avons déjà exposé les avantages d'une telle méthode de par la rapidité de la réacquisition de la synchronisation de cycle.

Une action similaire (action 3) sera entreprise au niveau supérieur de la synchronisation et est justifiée par les mêmes raisons : réacquisition rapide de la synchronisation de sous-cycle en ce cas.

Notons enfin que, réciproquement, le synchronisateur de cycle peut aider celui de mot (et c'est une nécessité dans le cas de la synchronisation de mot avec longueur de mot variable) dans le cas où il détecte une séquence acceptable et que le synchronisateur de mot en soit encore au mode de recherche. Lors de la détection d'un tel code de cycle, le synchronisateur de mot en recherche sera envoyé au mode de contrôle (action 4).

Ainsi il est possible d'améliorer grandement les performances en synchronisation par la considération d'un « synchronisateur de format intégré » au lieu d'une série de synchronisateurs indépendants.

Une voie extrêmement prometteuse est l'asservissement des caractéristiques de la synchronisation de bit aux résultats des tests de synchronisation exécutés par la synchronisation digitale, mais la théorie de tels asservissements n'a pas encore été clairement établie dans le cas le plus général.

D. CALCULS RELATIFS A LA SYNCHRONISATION DIGITALE

1. Généralités

A titre d'exemple, nous exposerons dans ce chapitre, les considérations numériques qui conduisent au choix des caractéristiques d'un code de synchronisation de cycle et des paramètres de la logique de synchronisation au sol.

Les calculs de synchronisation sont statistiques et supposent donc qu'une hypothèse de base rende compte des propriétés statistiques de l'information. Supposer que l'information est parfaitement aléatoire, c'est-à-dire que $P\xi (\xi = 1) = P\xi (\xi = 0) = \frac{1}{2}$ de façon indépendante du temps, se heurte à cette difficulté qu'il y a corrélation entre séquences (c'est la base même du principe de l'échantillonnage) et que, dans le cas de paramètres variant lentement (températures par exemple) ou en présence de conditions quasi statiques, la probabilité de reconnaître et d'accepter une fausse séquence de synchronisation est accrue dans des proportions considérables. Par contre la transmission alternée d'un code et de son complément binaire permet de retenir cette hypothèse que l'information est purement aléatoire puisque la corrélation recherchée est maintenant d'un cycle à l'autre celle d'une séquence et de son complément binaire.

Deux séries de considérations seront présentées : les calculs de performance du synchronisateur au sol pour une longueur de code et une longueur de cycle données, ainsi que le choix d'un code de synchronisation en fonction des caractéristiques de sa fonction d'auto-corrélation.

2. Performances du synchronisateur au sol

2.1. MODE DE RECHERCHE

Nous avons vu que dans le mode de recherche, la fonction de corrélation du code attendu et d'une séquence de même longueur présente dans un registre à décalage, était effectuée une fois par bit jusqu'au moment de la détection d'un code « acceptable » c'est-à-dire qui ne diffère pas du code attendu d'un nombre d'erreurs supérieur à e_r .

Calculons la probabilité de reconnaître une fausse synchronisation de cycle P_e et celle de reconnaître le code réel P_r au cours d'une recherche d'un cycle. Notons que la probabilité de ne reconnaître aucun code P_n est :

$$P_n = 1 - P_e - P_r$$

Nous supposons que la probabilité qu'un groupe de n bits corresponde à une séquence déterminée est indépendante de ce code, ce qui résulte de l'hypothèse que le train informationnel est purement aléatoire. Nous supposons aussi que, lorsque la séquence de synchronisation n'est pas entièrement engagée dans le corrélateur, la probabilité pour que cette séquence corresponde à un code déterminé, est constante et égale à celle calculée pour une information purement aléatoire. Cela est une conséquence de l'emploi de séquences pseudo-aléatoires comme codes de synchronisation.

Pour un cycle de m bits et un code de synchronisation de n bits, la probabilité pour qu'un groupe de n bits ressemble au code donné, à e_r erreurs près, est :

$$P_d(e_r) = \frac{\sum_{i=0}^{e_r} C_i^n}{2^n}.$$

On démontre que la probabilité de détecter une fausse séquence de synchronisation au cours d'un cycle est maximale si la recherche débute au bit 1 de ce cycle. Dans ces conditions, P_e peut être calculée :

$$P_e = 1 - [1 - P_d(e_r)]^{m-1}.$$

La probabilité de détecter la vraie séquence de synchronisation est :

$$P_r = (1 - P_e) P_c$$

où P_c est la probabilité que le code présente $e \leq e_r$ erreurs :

$$P_c = \sum_{i=0}^{e_r} (p)^i (1-p)^{n-i} C_i^n$$

où p est la probabilité d'erreur sur chaque bit due au bruit de la chaîne de transmission.

Rappelons que $P_n = 1 - P_e - P_r$.

Calculons ces probabilités de façon cumulative lors d'une recherche sur k cycles :

$$P_{ek} = P_e + P_n P_e + P_n^2 P_e + \dots + P_n^{k-1} P_e$$

$$P_{ek} = \frac{P_e(1 - P_n^k)}{1 - P_n}$$

de même :

$$P_{rk} = \frac{P_r(1 - P_n^k)}{1 - P_n}$$

et :

$$P_{nk} = P_n^k.$$

Appelons R le rapport de la probabilité de détection d'un code réel à celle de détection d'une fausse

séquence au cours d'une recherche portant sur k cycles :

$$R = \frac{P_{rk}}{P_{ek}} = \frac{P_r}{P_e} = \frac{P_c(1 - P_e)}{P_e}$$

R est indépendant du nombre de cycles sur lequel porte la recherche, notion par ailleurs bien prévisible.

Le nombre de cycles k nécessaire pour atteindre une probabilité $(1 - P_{nk})$ de détecter un code de synchronisation de cycle (vrai ou faux) au cours du mode de recherche est :

$$k = \frac{\ln P_{nk}}{\ln P_n}.$$

En résumé, une fois supposés la longueur du code, la longueur du cycle et le nombre d'erreurs tolérées, R peut être calculé en fonction de la probabilité d'erreur de bit due au bruit de transmission et k sera déduit de la probabilité de détection d'un code (vrai ou faux) dont la valeur souhaitée est fixée a priori. Les résultats de tels calculs sont groupés dans le tableau 15.

Par exemple, dans les conditions suivantes :

- Longueur du cycle : 720 bits,
- Longueur du code : 27 bits,
- Probabilité d'erreur de bit : 0,1
- Nombre d'erreurs tolérées : 3
- Probabilité de détecter un code en k cycles : 0,999.

nous obtenons : $k = 5,35$ cycles,

$$R = 40,2$$

Nous ferons en moyenne 40 décisions justes contre une décision fausse et l'intervalle moyen entre détections sera de 5,4 cycles.

Ce tableau comporte aussi les résultats relatifs à la recherche de l'un des deux codes possibles lorsque ceux-ci sont transmis de façon alternée (cas par exemple de la transmission alternée du code et de son complément).

Dans ce cas, la probabilité P_{da} pour qu'une séquence de n bits corresponde avec moins de $e_R + 1$ erreurs à l'un des deux codes attendus, est :

$$P_{da}(e_R) = 2P_d(e_R) - P_d(e_R)^2.$$

Le rapport R dans le mode de recherche est donc réduit de moitié environ lors d'une telle recherche, pour un nombre K de cycles à interroger sensiblement égal.

De tels tableaux permettent un choix optimal de la longueur du code de synchronisation, qui est par ailleurs soumise à d'autres contraintes (choix souhaitable d'une longueur multiple de la longueur de mot, choix d'une longueur pour laquelle existe un code présentant de bonnes caractéristiques d'auto-corrélation, etc.). Une fois fixée la longueur du code, ils permettront en outre une détermination optimale des

TABEAU 15

CALCULS DE K ET DE R POUR UN CYCLE DE 720 BITS

Rapport signal/bruit (dB)	q	e_R	Transmission d'un code unique				Transmission alternée du code et de son complément	
			$n = 22$		$n = 27$		$n = 27$	
			K	R	K	R	K'	R'
7	0,01	0	4,23	4,69 ⁺³	4,8	1,42 ⁺⁵		
		1	1,74	2,52 ⁺³	1,95	6,47 ⁺³	1,97	3,23 ⁺³
		2	1,00	2,25 ⁺¹	1,0	4,91 ⁺²	1,11	2,45 ⁺²
4	0,05	0	17,5	1,89 ⁺³	23,7	4,66 ⁺⁴	24,0	2,33 ⁺⁴
		1	5,72	1,80 ⁺²	7,38	4,04 ⁺³	7,40	2,02 ⁺³
		2	2,85	2,03 ⁺¹	3,63	4,17 ⁺²	3,64	2,08 ⁺²
		3	1,66	2,71	2,16	5,37 ⁺¹		
		4	0,97	2,60 ⁻¹	1,43	8,34		
		5		1,00 ⁻³	0,925	1,38		
1	0,10	0	65,2	5,56 ⁺²	111	1,09 ⁺⁴	111	5,45 ⁺³
		1	16,3	8,75 ⁺¹	25,7	1,55 ⁺³	26,0	7,76 ⁺²
		2	6,87	1,39 ⁺¹	10,4	2,38 ⁺²	10,4	1,19 ⁺²
		3	3,32	2,29	5,35	4,02 ⁺¹		
		4	1,57	2,44 ⁻¹	3,15	7,36		
		5	0,63	1,00 ⁻³	1,83	1,32		
	0,20	6			1,43	9,91 ⁻¹		
		0	860	4,32 ⁺¹	2310	4,51 ⁺²	2870	2,24 ⁺²
		1	126	1,24 ⁺¹	340	1,25 ⁺²	363	6,23 ⁺¹
		2	32,3	3,47	90,0	3,54 ⁺¹		
		3	9,67	9,20 ⁻¹	31,3	1,02 ⁺¹		
		4	2,93	1,20 ⁻¹	12,7	2,93		
		5	0,837	7,01 ⁻³	5,20	7,42 ⁻¹		
		6			2,00	9,41 ⁻²		

K : nombre de cycles de recherche pour atteindre une probabilité de synchronisation de 0,999.

R : rapport du nombre de synchronisations réelles à celui de fausses synchronisations.

q : probabilité d'erreur de bit.

u : longueur du code de synchronisation.

e_R : nombre d'erreurs tolérées dans le mode de recherche.

paramètres du synchronisateur principal en fonction du rapport signal/bruit de la chaîne de transmission ou de la probabilité d'erreur de bit correspondante.

La comparaison des paramètres K et R pour un code de 22 bits et un code de 27 bits indique, dans le cas de probabilités d'erreurs importantes (0,1), une augmentation du temps d'acquisition moyen dans un rapport 2 pour le code de 27 bits, mais un avantage certain en ce qui concerne la probabilité de synchronisation réelle (rapport de l'ordre de 20).

Afin de permettre l'acquisition de la synchronisation en présence de bruit important, il serait donc souhaitable d'adopter un code de 27 bits de préférence à celui de 22 bits.

Ce tableau illustre aussi le compromis qui est toujours à réaliser entre la durée moyenne d'acquisition de la synchronisation et la probabilité que le code détecté soit le bon. Pour un code de 27 bits et une probabilité d'erreur de bit de 0,05, un temps d'acquisition moyen de 23,7 cycles permettra dans 99,998 % des cas l'acquisition d'un code de synchronisation qui sera le bon avec une probabilité de 0,999. Ce pourcentage tombe à 88 % dans le cas où, en vue de réduire le temps d'acquisition moyen à 1,43 cycles, le nombre d'erreurs tolérées serait porté à 4.

En ce qui concerne l'application de tels calculs à la synchronisation de sous-cycle par code de recyclage, il y a lieu de faire l'hypothèse de l'acquisition préalable de la synchronisation de cycle. Cette hypothèse permet de simplifier le matériel sol, permet l'emploi de séquences binaires proportionnées au cycle de sous-commutation proprement dit, et par la réduction importante du nombre des observations au cours du mode de recherche, réduit en conséquence la probabilité de détection d'un faux code. Dans le cas d'un sous-commutateur de rapport 10 à 1 (voir tableau 16), le nombre d'observations au cours d'un sous-

TABEAU 17

CARACTÉRISTIQUES DES MODES D'ACQUISITION
SYNCHRONISATION DE CYCLE PAR TRANSMISSION D'UN CODE DE 27 BITS

Rapport signal/ bruit (dB)	Probabilité d'erreur de bit	Durée de l'acquisition de la synchronisation		Probabilités		Nombre d'erreurs tolérées		Nombre de codes contrôlés (X_c)
		nombre moyen	temps *	fausse syn- chronisation (P_{erc})	vraie syn- chronisation (P_{rrc})	En recherche (e_R)	En contrôle (e_C)	
7	0,01	6,8	34 ms	$4,26 \cdot 10^{-15}$	0,9988	0	3	2
4	0,05	25,7	128,5 ms	$1,89 \cdot 10^{-10}$	0,9987	0	6	2
1	0,10	27,7	138,5 ms	$2,40 \cdot 10^{-5}$	0,9980	1	9	2
		113	565 ms	$3,42 \cdot 10^{-5}$	0,9985	0	9	2
		113	565 ms	$1,22 \cdot 10^{-4}$	0,9989	0	10	2
	0,20	342	1,71 s	$1,22 \cdot 10^{-4}$	0,9684	1	10	2
		342	1,71 s	$9,83 \cdot 10^{-4}$	0,9802	1	10	1
		2312	11,56 s	$3,39 \cdot 10^{-5}$	0,9750	0	10	2

* Rythme digital : 144 000 bits par seconde.

1 cycle = 720 bits.

La liste des événements possibles au cours de ce mode de contrôle est loin d'être épuisée : le synchronisateur peut revenir au mode de recherche au cours de l'un quelconque des cycles de contrôle, allongeant considérablement le temps d'acquisition. Nous verrons en fait que la probabilité de tels événements est très faible et qu'une excellente approximation du temps d'acquisition de la synchronisation est (calculé en cycles) :

$s = k + x_c$ (k cycles en recherche, x_c , cycles en contrôle).

Le tableau 17 présente les résultats des calculs de s , P_{frc} , P_{vrc} pour diverses probabilités d'erreur de bit et divers réglages des paramètres e_r , e_c et x_c . On notera, en particulier, la probabilité extrêmement élevée de conclure heureusement le mode de contrôle une fois atteinte au cours du mode de recherche une probabilité de synchronisation (vraie ou fausse) déjà élevée (0,999 dans notre cas).

La probabilité de conclure le mode de recherche par un verrouillage sur un code erroné est, par contre, minime en comparaison de la précédente. Ce sont là deux caractéristiques essentielles d'une bonne logique d'acquisition de la synchronisation : maximisation de la probabilité de synchronisation correcte pour un temps d'acquisition donné, et minimisation de la probabilité de verrouillage sur une fausse séquence de synchronisation.

Le tableau 18 présente les résultats correspondants obtenus pour la synchronisation d'un sous-commutateur, de rapport 10 à 1 (voir tableau 16 pour les résultats du mode de recherche). Ces résultats ont été établis pour la transmission alternative d'un code de 27 bits et de son complément binaire. Nous avons vu, pour le mode de recherche, qu'une telle méthode entraînait une réduction dans le rapport 2 du para-

mètre R , sans pour cela réduire la probabilité de synchronisation dans des proportions dangereuses. Dans le mode de contrôle, cet inconvénient n'existera plus puisqu'il y a contrôle alternatif d'un code puis de l'autre. Tout se passe alors comme si un seul code était transmis et contrôlé avec cet avantage exceptionnel que les risques de synchronisation erronée dus à la rencontre d'une information quasi statique sont en pratique éliminés.

2.3 MODE DE VERROUILLAGE

Nous avons vu que le passage au mode de verrouillage ne se faisait qu'une fois établie une probabilité extrêmement bonne d'avoir détecté et vérifié la présence du vrai code de synchronisation. Le rôle du mode de verrouillage sera alors un rôle de protection contre des réceptions momentanément bruyantes et là encore, nous aurons à faire un compromis entre une certaine rigidité en présence d'erreurs momentanées et un retour rapide au mode de recherche dans le cas d'une perte complète de la synchronisation.

Les calculs de performance au cours du mode de verrouillage sont similaires aux calculs déjà exposés.

3. Choix d'un code de synchronisation

Nous avons vu qu'en l'absence d'une synchronisation de mot, la détermination de la phase de mot est assurée par le code de synchronisation de cycle qui doit présenter des caractéristiques d'auto-corrélation voisines de celles du bruit blanc d'où l'appellation générale de séquence pseudo-aléatoire.

Un code de longueur finie est une séquence de n bits, chaque bit de valeur $+1$ (« 1 » logique) ou -1

TABEAU 18

CARACTÉRISTIQUES DES MODES D'ACQUISITION. SYNCHRONISATION DE SOUS-CYCLE
PAR LA TRANSMISSION ALTERNÉE D'UN CODE DE 27 BITS ET DE SON COMPLÉMENT BINAIRE

Rapport signal/ bruit (dB)	Probabilité d'erreur de bit	Durée de l'acquisition de la synchronisation		Probabilités		Nombre d'erreurs tolérées		Nombre de codes contrôles (X _c)
		Nombre moyen de sous-cycles	temps moyen *	Fausse syn- chronisation (P _{fre})	Vraie syn- chronisation (P _{vre})	En recherche (e _R)	En contrôle (e _c)	
7	0,01	2,75	137 ms	2,69 · 10 ⁻¹³	0,9966	3	3	2
		3,97	199 ms	2,60 · 10 ⁻¹⁵	0,9984	1	3	2
		6,80	340 ms	1,18 · 10 ⁻¹⁶	0,9988	0	3	2
4	0,05	3,49	175 ms	2,48 · 10 ⁻⁸	0,9962	4	6	2
		5,65	282 ms	5,85 · 10 ⁻¹⁰	0,9987	2	6	2
		9,42	471 ms	6,05 · 10 ⁻¹¹	0,9987	1	6	2
1	0,10	5,34	267 ms	1,19 · 10 ⁻⁵	0,9983	4	9	2
		7,45	372 ms	2,55 · 10 ⁻⁶	0,9979	3	9	2
		12,4	620 ms	4,33 · 10 ⁻⁷	0,9986	2	9	2
	0,20	18,1	905 ms	2,23 · 10 ⁻³	0,9783	4	13	2
		36,3	1,82 s	1,32 · 10 ⁻⁴	0,9893	3	11	2
		94,5	4,72 s	1,97 · 10 ⁻⁴	0,9976	2	13	2

* Rythme digital : 144 000 bits par seconde. 1 cycle = 720 bits. 1 s/cycle = 10 cycles.

(« 0 » logique). Deux fonctions d'auto-corrélation peuvent être définies :

$$c(k) = c_k = \sum_{i=1}^{n-k} (x_i)(x_{i+k})$$

fonction d'auto-corrélation apériodique, et

$$a(k) = a_k = c_k + c_{n-k}$$

qui intervient lorsque le code donné est transmis de façon cyclique comme c'est le cas dans les systèmes de communication et de radar à corrélation.

Une séquence optimale de synchronisation sera telle que la valeur absolue de la fonction d'auto-corrélation apériodique c(k) pour k ≠ 0 soit toujours inférieure à un maximum que l'on veut le plus réduit possible. On démontre que la valeur maximale de ck (k ≠ n ou 0) tend vers √n lorsque le nombre aléatoire de bits dans la séquence croît indéfiniment. En considérant les coefficients ck représentatifs de la fonction de corrélation du code attendu et du code reçu (sans erreur) accompagné de l'information, on fait l'hypothèse que la contribution de l'information à la fonction de corrélation n'est pas importante. Cela se justifie par le fait que l'information est supposée aléatoire et que le code attendu est lui-même pseudo-aléatoire.

Plusieurs catégories de codes satisfont au critère |c_k| minimal pour 1 ≤ k ≤ n-1 et présentent des

caractéristiques d'auto-corrélation plus proches de celles du bruit blanc que des séquences obtenues par troncation d'un signal purement aléatoire.

Certains codes de longueur n = 2^m - 1 ou codes de longueur maximale, qui peuvent être produits par un registre à décalage avec des circuits de contre réaction présentent une fonction d'auto-corrélation périodique optimale puisque tous les coefficients a_k sont égaux à -1 sauf pour k = 0 (a₀ = n). De plus, leur fonction

TABEAU 19
LIMITE SUPÉRIEURE OPTIMALE THÉORIQUE
DES COEFFICIENTS c_k POUR DES CODES (TURYN)

N°	c _k _{max}	N°	c _k _{max}	N°	c _k _{max}	N°	c _k _{max}
1	1	11	1	21	3	31	4
2	1	12	2	22	3	32	4
3	1	13	1	23	3	33	4
4	1	14	2	24	3	34	—
5	1	15	2	25	—	35	4
6	2	16	2	26	—	36	4
7	1	17	2	27	—	37	—
8	2	18	3	28	2	38	—
9	2	19	3	29	—	39	—
10	2	20	2	30	4	40	—

d'auto-corrélation aperiodique est bornée par des limites très basses. Les codes de longueur 3 et 7 proposés par BARKER en 1953 sont des codes de longueur maximale.

Toutes les permutations circulaires d'un code quelconque présentent les mêmes coefficients d'auto-corrélation a_k (à une translation près), mais sont caractérisées par des fonctions d'auto-corrélation aperiodiques $c(k)$ différentes. Le problème sera donc d'« ouvrir » la séquence binaire au bon endroit afin d'obtenir des coefficients c_k de valeurs absolues aussi voisines de zéro que possible (voir tableau 19). Nous verrons que s'il existe des techniques mathématiques permettant la dérivation de codes cycliques, l'« ouverture » d'un code cyclique est une affaire d'intuition (avec tout de même quelques règles générales) et les coefficients c_k du code obtenu doivent être vérifiés avant que ne soit décidée l'adoption d'un code.

On démontre qu'il ne peut exister de code de longueur n impaire, avec $n > 13$, qui puisse présenter des coefficients c_k avec $|c_k| \leq 1$. Pour des longueurs paires, n doit être un carré parfait et les séquences les plus courtes remplissant ces conditions ont pour longueurs $n = 144$ et $n = 400$.

Les codes de Barker de 3, 7 et 11 bits (B_3 , B_7 , B_{11}) (voir tableau 20) présentent des coefficients c_k de

TABEAU 20
CODES PRÉSENTANT DES COEFFICIENTS c_k
DE FAIBLES VALEURS ABSOLUES

	LONGUEUR DU CODE (= C_0)													
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	C_0
1	+	-1	0	-1	0	-1	0	+1	+2	-1	0	+1	0	C_1
2	+	-	-1	0	+1	0	-1	+2	+1	-2	-1	0	+1	C_2
3*	+	+	-	+1	0	+1	0	+1	-2	-1	0	+1	0	C_3
4	+	+	-	+	+1	-2	-1	-1	-1	0	-1	+2	+1	C_4
5	+	+	+	-	+	-1	0	-1	-2	+1	0	-3	0	C_5
6	+	+	-	+	-	-	-1	-2	-1	+2	-1	-2	+1	C_6
7*	+	+	+	-	-	+	-	-1	0	-1	0	-1	0	C_7
8	+	+	+	+	-	+	-	-	-1	0	-1	-2	+1	C_8
9	+	+	+	+	-	-	-	+	-	-1	0	-1	0	C_9
10	+	+	+	-	-	+	+	-	+	-	-1	0	+1	C_{10}
11*	+	+	+	-	-	-	+	-	-	+	-	-1	0	C_{11}
12	+	+	+	+	-	-	+	-	-	-	+	-	+1	C_{12}
13	+	+	+	+	+	-	-	+	+	-	+	-	+	C_{13}

TABEAU 21

QUELQUES CODES OPTIMISES DE LONGUEURS 18 À 31 BITS

K	EMR 18		W 18		T.I. 19		B ₁₁ + B ₁₁		W 22		T.I. 23		c_k
	Code	c_k	Code	c_k	Code	c_k	Code	c_k	Code	c_k	Code	c_k	
0		18		18		19		22		22		23	c_0
1	+	-3	+	-1	+	-2	+	+1	+	+3	+	0	c_1
2	+	-2	+	+4	+	-1	+	-2	+	+4	+	-1	c_2
3	-	+1	+	+1	+	0	+	+1	+	+5	-	-2	c_3
4	+	0	+	0	-	+1	-	-2	+	-2	-	-1	c_4
5	-	-1	-	+3	+	-2	-	+1	+	+5	+	-2	c_5
6	+	0	+	0	-	+1	-	-2	-	0	+	-3	c_6
7	-	+1	-	-1	+	0	+	+1	-	+3	-	-2	c_7
8	-	-2	-	0	-	-3	-	-2	+	0	-	-1	c_8
9	-	+1	+	+1	-	0	-	+1	-	-1	+	0	c_9
10	-	0	-	-2	-	-1	+	-2	-	+4	-	-1	c_{10}
11	+	+1	+	-1	-	+2	-	-1	+	-3	+	+4	c_{11}
12	+	-2	-	-2	+	-1	-	0	-	-2	-	-5	c_{12}
13	-	-1	-	-1	+	-2	-	+1	+	-1	-	0	c_{13}
14	-	+2	-	-2	-	+1	-	0	-	-2	-	-1	c_{14}
15	+	-3	+	-3	-	-2	+	+1	-	-1	-	0	c_{15}
16	-	0	-	-2	+	-1	+	0	-	-2	+	+1	c_{16}
17	-	+1	-	-1	-	0	+	+1	-	-3	+	+2	c_{17}
18	+		-		-	+1	-	0	+	-4	+	+1	c_{18}
19					+		+	+1	-	-3	+	0	c_{19}
20							+	0	-	-2	+	+1	c_{20}
21							-	+1	-	-1	-	0	c_{21}
22							+		-		+	-1	c_{22}
23											-		c_{23}

Note : W = Williard ; T.I. = Texas Instruments ; B = Barker ; EMR = Electro-Mechanical Research.

valeurs absolues inférieures à celles de tous les autres codes de même longueur et ont été très utilisés pour la synchronisation de signaux de télémesures PCM. Pour des codes de synchronisation de longueur plus importante, diverses combinaisons des codes de Barker ont été utilisées (pour un code de 33 bits par exemple, il est proposé une séquence B_{11}, B_{11}, B_{11}) de façon purement empirique (voir tableau 21).

La théorie des codes de Legendre permet, par contre,

Une congruence quadratique est un ensemble de nombres défini de la façon suivante :

Nous dirons qu'un nombre x fait partie d'une congruence quadratique (modulo P) s'il existe un nombre m satisfaisant à :

$$x^2 - m = \text{multiple de } p$$

ou :
$$x^2 = m \pmod{p}.$$

TABLEAU 22
QUELQUES CODES DE LEGENDRE

k	L 17			L 19			L 23			L 31		
	Code	c_k	a_k	Code	c_k	a_k	Code	c_k	a_k	Code	c_k	a_k
0		+17			+19			+23			+31	
1	-	-2	-3	+	0	-1	-	0	-1	-	0	-1
2	-	-3	-3	+	+1	-1	+	-3	-1	-	+1	-1
3	-	+2	+1	+	0	-1	+	0	-1	-	+2	-1
4	+	-3	-3	+	-1	-1	-	+1	-1	+	+1	-1
5	+	+2	+1	-	-2	-1	-	-2	-1	-	0	-1
6	-	+3	+1	+	-3	-1	+	-3	-1	+	-1	-1
7	-	0	+1	-	-2	-1	+	0	-1	-	0	-1
8	-	-1	-3	+	-1	-1	-	-1	-1	+	+1	-1
9	+	-2	-3	-	-2	-1	-	-2	-1	+	-4	-1
10	-	+1	+1	-	+1	-1	+	-1	-1	+	-1	-1
11	+	-2	+1	-	0	-1	-	+2	-1	-	0	-1
12	+	-1	+1	-	+1	-1	+	-3	-1	-	-1	-1
13	-	0	-3	+	+2	-1	-	0	-1	-	+2	-1
14	+	-1	+1	+	+1	-1	-	+1	-1	-	-1	-1
15	+	0	-3	-	0	-1	-	0	-1	+	0	-1
16	-	-1	-3	+	-1	-1	-	-1	-1	-	-1	-1
17	+			+	-2	-1	+	+2	-1	-	0	-1
18				-	-1	-1	+	+1	-1	+	-3	-1
19				-			+	-2	-1	-	0	-1
20							+	-1	-1	-	-1	-1
21							+	+2	-1	+	0	-1
22							-	-1	-1	+	+3	-1
23							+			+	-2	-1
24										-	-1	-1
25										+	0	-1
26										+	-1	-1
27										-	-2	-1
28										+	-3	-1
29										+	-2	-1
30										+	-1	-1
31										+		

la formation systématique de codes de longueur p (où p est un nombre premier) présentant d'excellentes propriétés d'auto-corrélation (voir tableaux 22 et 23). Les séquences de Legendre ont été découvertes par ZIERLER qui remarqua que de telles séquences issues de congruences quadratiques, possédaient des fonctions de corrélations caractéristiques des codes pseudo-aléatoires. TURYN put démontrer que la plupart des séquences de Legendre présentaient des coefficients de corrélation aperiodique c_k de valeurs absolues très réduites.

S'il existe un tel x , le nombre m correspondant est un résidu quadratique (modulo p). On peut rassembler un sous-ensemble de ces résidus en considérant tous les nombres m avec $1 \leq m \leq p-1$. On démontre que dans un tel sous-ensemble, il y aura autant de nombres appartenant au sous-ensemble que de nombres n'y appartenant pas lorsque p est un nombre premier impair. La séquence de Legendre correspondante sera formée de + et de - ; un + correspondant à un nombre appartenant au sous-ensemble des résidus

TABLEAU 23

<i>k</i>	L 43			L 47		
	Code	<i>c_k</i>	<i>a_k</i>	Code	<i>c_k</i>	<i>a_k</i>
0		43			47	
1	+	0	-1	-	0	-1
2	+	+1	-1	+	-3	-1
3	+	0	-1	-	0	-1
4	-	-1	-1	+	-1	-1
5	+	-2	-1	+	-2	-1
6	+	+3	-1	+	+1	-1
7	+	0	-1	-	+2	-1
8	+	+3	-1	-	-3	-1
9	+	-2	-1	+	-4	-1
10	-	-3	-1	-	-3	-1
11	-	-2	-1	-	+2	-1
12	-	-1	-1	+	-3	-1
13	+	-4	-1	+	0	-1
14	-	+1	-1	-	-1	-1
15	+	-2	-1	+	-4	-1
16	+	-3	-1	+	-3	-1
17	+	-4	-1	-	0	-1
18	-	-1	-1	-	+1	-1
19	-	-2	-1	-	0	-1
20	-	+1	-1	+	+1	-1
21	-	-2	-1	-	-4	-1
22	-	+1	-1	+	+1	-1
23	+	-2	-1	-	+2	-1
24	-	+1	-1	+	-3	-1
25	-	0	-1	+	-2	-1
26	-	+3	-1	-	+3	-1
27	+	+2	-1	-	-2	-1
28	+	+1	-1	-	-1	-1
29	-	-2	-1	-	-2	-1
30	+	+3	-1	+	-1	-1
31	-	0	-1	-	+2	-1
32	+	+1	-1	-	+3	-1
33	+	+2	-1	-	0	-1
34	-	+1	-1	-	-1	-1
35	+	-4	-1	+	+2	-1
36	+	-1	-1	+	-3	-1
37	-	-4	-1	+	+2	-1
38	-	+1	-1	+	+3	-1
39	+	0	-1	+	+2	-1
40	-	-1	-1	-	-3	-1
41	+	-2	-1	+	-2	-1
42	-	-1	-1	+	+1	-1
43	-			+	0	-1
44				+	-1	-1
45				-	+2	-1
46				-	-1	-1
47				+		

Calculons, par exemple, la séquence de Legendre pour *p* = 5 :

$m = 1$

$1^2 - 1 = 0 = 0 \times 5$

-

$m = 2$

$2^2 + 1 = 5 = 1 \times 5$

+

$m = 3$

$3^2 + 1 = 10 = 2 \times 5$

+

$m = 4$

$4^2 - 1 = 15 = 3 \times 5$

-

Le code correspondant est donc - + + -. Plusieurs autres théorèmes de la théorie des nombres peuvent être appliqués à la recherche de tels codes, pour n'importe quel *p*, comme par exemple, un théorème faisant état de la symétrie des séquences *p* = 4*q* + 1 ou de la symétrie inverse des séquences *p* = 4*q* + 3 (voir le tableau 20).

Une fois trouvée une séquence cyclique de longueur donnée (pour des séquences de longueur impaire, ajouter le coefficient correspondant à *m* = 0 qui peut être à volonté + ou -), il faudra l'« ouvrir » de façon que les coefficients d'auto-corrélation apériodique *c_k* soient minimisés. Permuter circulairement une séquence de Legendre du 1/4 de sa longueur donne généralement d'excellents résultats.

Pour *p* = 11 par exemple, la séquence naturelle de Legendre, augmentée d'un - est :

-

+

-

+

+

+

-

-

-

+

-

déplaçons-la circulairement de 3 bits sur la gauche :

+

+

+

-

-

-

+

-

-

+

-

pour obtenir le code *B*₁₁.

Il y a beaucoup d'empirisme, mais une bonne règle générale est d'éviter à tout prix d'introduire des séquences trop symétriques lors de telles manipulations.

Les codes de Legendre de longueur *p* = 4*q* + 3 ont été calculés pour des longueurs allant jusqu'à 47 bits et présentent des coefficients *c_k* inférieurs en valeur absolue à toute autre séquence de même longueur. Les codes de Legendre de longueur *p* = 4*q* + 1 sont aussi extrêmement valables. Ces codes peuvent être aisément calculés pour toute valeur *p*, *p* étant un nombre premier.

Un inconvénient réside dans le fait que ces codes ne peuvent être calculés que pour des nombres premiers. Pour obtenir un code d'une longueur donnée, il suffit cependant de modifier légèrement le code de Legendre de la longueur la plus proche, par addition de bits ou troncation, opérations qui ne déprécieront pas de façon importante les caractéristiques d'auto-corrélation du code original.

Le critère employé pour caractériser un bon code de synchronisation a été celui de la minimisation de la valeur absolue des coefficients *c_k* (*k* ≠ 0). De tels codes ont généralement une distribution des *c_k* symétrique par rapport à zéro et la corrélation du code et de son complément binaire présentera de très faibles excursions positives, propriété qui est très précieuse lors de l'emploi, dans le même format, d'une séquence de synchronisation et de son complément binaire.

quadratiques (modulo *p*), un - correspondant à un nombre ne faisant pas partie du sous-ensemble.

On démontre que si *p* est un nombre premier impair,

Coefficient de Legendre = + si $m^{\frac{p-1}{2}} = +1 \pmod{p}$

Coefficient de Legendre = - si $m^{\frac{p-1}{2}} = -1 \pmod{p}$.

Au cas où le code seul serait utilisé, une séquence qui présenterait des coefficients d'auto-corrélation apériodique largement négatifs sans coefficients positifs importants, serait mieux immunisé contre le bruit lorsque le code entre progressivement dans le corrélateur.

La recherche, en particulier, d'un c_1 très négatif protégera efficacement contre une erreur en phase. Remarquons toutefois qu'aucun gain ne sera réalisé au cours du mode de recherche, lors de la corrélation du code et de l'information, supposée aléatoire. Ces codes, de plus, ne se prêteront pas à l'emploi alterné de la séquence et de son complément binaire et ne seront choisis que pour des applications très particulières.

4. Conclusion

Les quelques calculs rapidement exposés au cours du paragraphe précédent soulignent bien cet avantage essentiel des télémesures codées qui est de permettre l'évaluation a priori des performances de la synchronisation digitale. Les calculs statistiques assurent le réglage des paramètres des boucles de synchronisation digitales à des fins d'optimisation de l'acquisition, en présence de différents rapports signal/bruit. Ils permettront la détermination de la longueur des séquences de synchronisation qu'il faudra associer à un format donné, la composition exacte de la séquence étant déterminée par d'autres considérations qui relèvent de la théorie de la corrélation.

CORRIGENDA

En raison des congés universitaires, deux des auteurs d'articles parus dans *l'Onde Electrique* de juillet-août 1965, n'ont pas pu relire leurs mises en pages avant la mise sous presse et nous prient de bien vouloir demander à nos lecteurs d'apporter aux textes parus les modifications suivantes :

* * *

1) Article de P.G. DE GENNES

PROPRIÉTÉS MAGNÉTIQUES DES SUPRACONDUCTEURS DE DEUXIÈME ESPÈCE

Page	Col.	Ligne	Au lieu de	Lire
926	1	— 9 à — 11	...et l'aimantation diamagnétique décroît...lorsque le champ augmente.	(supprimer)
		— 8	... l'aimantation devient nulle.	... la pénétration est totale.
927	2	1	1,6	1,69
928	1	5	L'énergie $f...$ s'écrit :	(supprimer)
		9	représentant ... du supraconducteur	(supprimer)
	2	1	de validité même du modèle...	avec...
929	1	24 et dans les formules 11, sans n°, 12 et 13	J	$\mathcal{G}$
	2	10	Il est raisonnable de supposer que	(supprimer)
		16 et 17	La durée de vie... ordre de grandeur	A cette énergie, on peut associer un temps caractéristique τ .
		18 et 20	=	~
		— 11	... de nombreux...	... certains ...
		nota	(ajouter)	Pour une discussion plus détaillée, voir [5].
930	1	30	...au moins à courte...	...à assez longue...
		— 5 — 6	...un moment global :	...une densité macroscopique de courant :

Page	Col.	Ligne	Au lieu de	Lire
931	1	11	(ajouter)	Des résultats récents dans ce domaine ont été obtenus en déplaçant une fine sonde de bismuth dans une fente à l'intérieur du spécimen [6].
	2	4	$v = v_0 e^{[x-f] \rho^4 / k T_B}$	$v = v_0 \exp [(\alpha - f) \rho^4 / k_B T]$
		bibliographie	(ajouter)	[6] MERENDA et DE BOTTON. Comptes rendus de l'Acad. des Sciences de Paris (à paraître)

2) Article de Y. ANGEL

ASPECTS NOUVEAUX DE LA TRANSMISSION DE TÉLÉVISION A GRANDE DISTANCE : LIAISONS TERRIENNES ET PAR SATELLITES

Page	Col.	Ligne	Au lieu de	Lire
981	2	1	circuit	bruit
981	1	10 de légende de figure	$RC < 0,33 \mu s$	$RC = 0,33 \mu s$
	2	-- 5	fonctionnement	fonctionnant
983	1	formule (9)	$C = 2,30$ bauds	$C = 2,30 B$ bauds
	1	1 de note (5)	η	$\bar{\eta}$
984	2	17	$2 \pi l / \lambda$	$\lambda / 2 \pi l$
	2	formule (22)	$3 \cdot 10^{-2}$ rd	$3 \cdot 10^{-2}$
985	1	Note (6)		...c'est-à-dire à la moitié de l'angle entre les zéros...
987	1	3	...contre-réaction en fréquence...	... contre-réaction en fréquence dans le récepteur...
	2	24 à 37	remplacer l'alinéa par :	Le satellite, de surface Σ , rayonnant omnidirectionnellement la puissance recueillie, le signal reçu correspond à la fraction de cette puissance captée par l'aérien récepteur de surface S , à la distance r_2 :
990	1	— 9	5 650	5 680
	2	— 9	ses	leurs

Création du Groupe régional Toulouse-Midi-Pyrénées

L'Assemblée Générale pour la mise en place du Groupe Toulouse-Midi-Pyrénées de la SFER s'est tenue le vendredi 15 octobre à l'Institut National des Sciences Appliquées sous la présidence de M. le Directeur général G. DUPOUY, Membre de l'Institut, ancien Président national de la SFER, avec la participation de M. le Professeur GRIVET, Président national de la SFER et de nombreuses personnalités des milieux universitaire et industriel, parmi lesquelles nous citerons les Professeurs Y. BERNARD, Conseiller scientifique de la Direction des Enseignements Supérieurs, E. DURAND, Directeur de l'Institut de Calcul Numérique, Président du Groupe régional de la Société Française de Physique, J. FARRAN, Directeur Général de l'INSA, Président de l'Union des Ingénieurs de la région toulousaine, M. TEISSIE-SOLIER, Directeur technique à l'ENSEEHT, Secrétaire du Groupe régional de la Société Française des Electriciens.

M. le Directeur général G. DUPOUY, dans son allocution, insista sur le développement exceptionnel de l'Université de Toulouse, sur les moyens très importants dont dispose cette Université et sur le rôle que peut jouer, dans le cadre de la décentralisation, le nouveau groupe régional de la SFER.

M. le Président GRIVET, à son tour, rappela tout d'abord l'importance de l'Électronique dans tous les domaines de la Science, souligna la vocation aéro-spatiale de Toulouse, véritable capitale scientifique et ajouta qu'il se félicitait de participer à la création d'un groupe de la SFER susceptible, dans son cadre régional, de contribuer à l'action que mène la Société sur le plan national.

La parole revenait ensuite à M. le Professeur J. LAGASSE, Directeur du Laboratoire de Génie Électrique, auquel le Conseil d'Administration de la SFER avait demandé de promouvoir la création du Groupe régional et d'en assurer la présidence du Bureau provisoire. (*)

Dans son allocution, le Professeur J. LAGASSE, après avoir remercié M. le Président GRIVET de sa présence à cette première Assemblée générale, rappela tout d'abord le vaste champ d'applications de l'Électronique, véritable science groupant à côté de ses aspects traditionnels (Télécommunications, Radioélectricité, Télévision), d'autres centres d'intérêt non moins fondamentaux : Calculateurs électroniques, Informatique, Automatique, Electronique nucléaire et corpusculaire, Composants, etc.

Il montra ensuite l'importance des moyens d'études réunis à Toulouse en énumérant les divers centres de recherche rattachés à la Faculté des Sciences, au Centre National de la Recherche Scientifique, à l'École Nationale Supérieure d'Électrotechnique, d'Électronique et d'Hydraulique de Toulouse et à l'Institut National des Sciences Appliquées, et les Établissements d'Enseignement constitués par la Faculté et les Écoles d'Ingénieurs.

Ce Groupe régional de la SFER s'installant à côté de groupes plus chevronnés (Société Française des Électriciens, Société Française de Physique, Union Nationale des Ingénieurs de la région toulousaine) devrait, ajoutait-il, travailler en symbiose avec ses aînés.

Il attira ensuite l'attention de son auditoire sur l'un des objectifs essentiels du groupe : la contribution qu'il doit apporter au développement industriel de l'Électronique à l'échelon local et régional.

En terminant, M. LAGASSE présenta ses différents collaborateurs du Bureau provisoire : M. le Professeur CAMBOU qui assurera la vice-présidence du Bureau, M. le Professeur CASSIGNOL qui remplira le rôle de Secrétaire général, M. DESMOUTIER, qui sera chargé des fonctions de trésorier.

A l'issue de cette Assemblée constitutive, le Bureau du Groupe régional tint à remercier tous ceux qui ont bien voulu honorer de leur présence cette première réunion et prie les personnes désireuses d'adhérer à la SFER ou de participer aux diverses manifestations qu'organisera le Groupe régional de s'adresser au « Secrétaire général du Groupe régional de la SFER, 2, rue Camichel, Toulouse ».

(*) Le texte complet de l'allocution de M. le Professeur LAGASSE sera publié dans un prochain numéro de *l'Onde Electrique*.

Lucien LÉVY

1892-1965

Lorsque, prévenu par un coup de téléphone de Paris, M. AISBERG, Président du Syndicat International de la Presse Technique et membre du Conseil de notre Société, annonça au IV^e Symposium international de Télévision, à Montreux, la mort de Lucien LÉVY, l'assemblée fut consternée. M. AISBERG qui avait vu à Paris, peu de temps auparavant, Lucien LÉVY dans le modeste appartement qu'il occupait avec sa femme, avenue de Suffren, a prononcé, au pied levé, quelques paroles émues retraçant la vie de cet inventeur génial. Une minute de silence suivit.

C'est en effet le 24 mai 1965 que s'est éteint à l'âge de 73 ans celui qui est l'inventeur, trop souvent ignoré, du montage superhétérodyne, universellement employé dans tous les récepteurs de radio et de télévision depuis près de 50 ans. Ce n'est pas à nos lecteurs que nous vanterons les mérites d'une telle découverte. Pour les amateurs de documents d'archives, nous nous contenterons de leur montrer un des oscillogrammes relevé en 1918 par Lucien LÉVY à l'aide d'un de ses premiers récepteurs superhétérodynes, dans une baraque de bois de la Télégraphie Militaire, au Champ de Mars, pendant l'émission du Poste de la Tour Eiffel qui, à l'époque, rayonnait 100 kW ; les signaux émanaient d'un émetteur nord-américain : les « anciens » seuls pourront dire quel tour de force cela représentait à l'époque.

Né le 11 mars 1892, Lucien LÉVY fit ses études à Paris au Collège Rollin, puis au Collège Chaptal. L'École Supérieure de Physique et de Chimie Industrielles lui donna son diplôme d'Ingénieur.

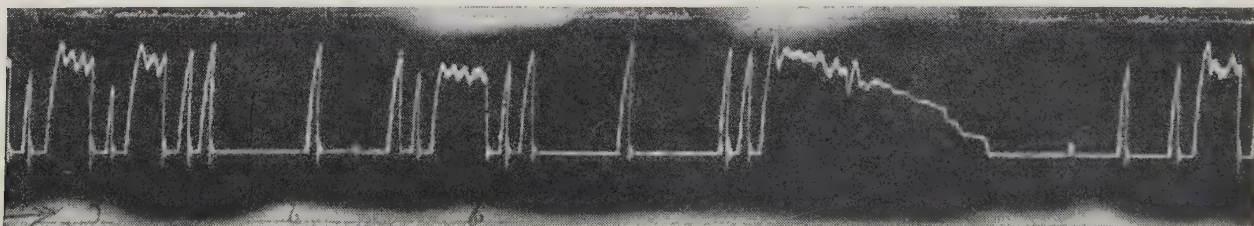


Devenu chef du laboratoire de la Radio Télégraphie Militaire de la Tour Eiffel en 1916, il fait partie de la brillante équipe que sut réunir autour de lui Gustave FERRIÉ, alors colonel du Génie. Lucien LÉVY travaille avec acharnement, il réalise successivement le premier amplificateur B.F., permettant l'écoute des conversations téléphoniques ennemies, la télégraphie par le sol, la fameuse TPS de la grande guerre, dès 1916, le premier récepteur d'avion à tubes à vide, le premier poste de TSF pour automobile.

Enfin, en août 1917, il rédige le brevet du superhétérodyne. Par l'acceptation de son brevet dans tous les pays à examen préalable, les Etats-Unis et l'Allemagne, notamment, Lucien LÉVY s'assure la priorité indiscutable de cette invention fondamentale du récepteur à changement de fréquence dont bien d'autres, par la suite, ont cherché à s'attribuer la paternité.

Peu après sa démobilisation, Lucien LÉVY fonde en 1920 les Établissements RADIO L.L. qui réalisent les premiers récepteurs à lampes du début de la radiodiffusion. En 1922, c'est un récepteur à amplification haute fréquence avec circuits accordables au moyen de noyaux de fer réglables ; en 1924, c'est le premier superhétérodyne « grand public » réalisé en blocs séparés ; en 1925, c'est le superhétérodyne à commande unique.

Sous l'impulsion de Lucien LÉVY, RADIO L.L. étudie et réalise du matériel « professionnel », citons simplement le radio-compas à cadre tournant qui date de 1924 et l'équipement radioélectrique de



Oscillogramme des signaux d'un émetteur américain enregistré au Champ-de-Mars en 1918 par Lucien LÉVY pendant l'émission du poste de la Tour Eiffel. Document remis par la France en 1965 au Musée des Télécommunications de Leningrad

MINISTÈRE DE LA GUERRE

Paris, le

27/12/21

11

GÉNIE

Inspection des Services

du Télégraphe Militaire et des Transmissions

94 bis, Boulevard Lefebvre-Maubourg

Téléph. : Saxe 23-44

Monsieur Lévy

vous savez que nous fondons
une "Société des amis de la T.S.F."
et une revue "l'onde électrique"
dont le but est d'être indépendante et où
tout le monde doit tout ce
qu'il pense.

vous pouvez être sûr que nous avons
un article de vous dans l'un
des prochains numéros. vous
serez donc bien averti de
chaque sujet, de même que
la liste, pour connaître la
redaction la plus intéressante.
Bonne nuit, bon jour.

FERRIÉ

Lettre autographe du Général FERRIÉ à L. LÉVY

l'avion avec lequel MERMÓZ a ouvert la route de l'Atlantique Sud, en 1930.

Entre temps, Lucien LÉVY invente en 1924 l'antenne horizontale dipôle à feeder et, en 1925, l'antenne en V, les antennes polyphasées, l'antenne dipôle repliée, etc. Dès 1924, l'antenne à polarisation horizontale permet à Lucien LÉVY d'obtenir des résultats confirmant expérimentalement l'existence de la couche ionisante de Heaviside.

Lucien LÉVY collabore à *l'Onde Électrique*, il figure parmi les premiers rédacteurs d'articles et la lettre, de la main même du Général FERRIÉ, et que nous reproduisons en fac-similé, annonce, dès décembre 1921, la création de notre revue « tout à fait indépendante et où tout le monde dit tout ce qu'il pense », formule qui est toujours restée la sienne.

Débordant d'activité, Lucien LÉVY se préoccupe dès 1922 de l'organisation syndicale de l'industrie de la radio, alors toute récente. La même année, il préside la Chambre Syndicale de la TSF et en 1925, il devient Président du Syndicat Professionnel des Industries Radioélectriques (SPIR).

Il fonde enfin l'un des premiers postes de radio-diffusion privés, RADIO L.L., qui émettra régulièrement jusqu'en 1940.

Lucien LÉVY dut, pendant l'occupation allemande, vivre dans la clandestinité, mais aussitôt qu'il le put, il reprit ses travaux ; de 1943 à la fin de sa vie, il s'est penché sur les problèmes fondamentaux de la physique et a bâti une nouvelle théorie de la structure de l'électron qui a retenu l'attention du monde scientifique. En 1950 encore, Lucien LÉVY faisait breveter un système original de servo-mécanisme.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCE

par rapport à l'étalon Cs2 en 10⁻¹⁰

Valeurs journalières moyennes centrées sur 3 h T.U.

Septembre 1965	GBR 16 kHz
1	-149,6
2	-151,6
3	-150,0
4	-147,8
5	-150,0
6	-150,7
7	-150,3
8	-149,8
9	-149,7
10	-150,7
11	-149,8
12	-149,8
13	-148,3
14	-148,9
15	-150,2
16	-151,0
17	-150,7
18	-150,7
19	-150,7
20	-150,1
21	-150,5
22	-150,7
23	-150,0
24	-150,2
25	-150,3
26	-150,9
27	-150,5
28	-150,4
29	-149,6
30	-149,6

Les enregistrements de phase sont effectués directement par rapport à l'étalon à rubidium Rb2. Les fréquences sont rapportées à l'étalon à césium Cs2.

— ERRATUM. Dans le tableau du mois d'août 1965.

Le 4 août, la valeur de GBR doit être lue -151,8 et non -149,6.

PUBLICATIONS

NOUVELLES PUBLICATIONS DE L'U.I.T.

L'U.I.T. nous informe qu'elle vient de publier la 3^e édition de la *Nomenclature des stations de radiodiffusion fonctionnant dans les bandes au-dessous de 5 950 kHz*.

Cette Nomenclature comprend les stations dont les assignations de fréquence figurent dans la Liste internationale des fréquences, autre document publié par l'U.I.T.

Ce document trilingue (français, anglais, espagnol) d'environ 180 pages est accompagné d'Observations et Explications et sera tenu à jour par des suppléments récapitulatifs semestriels.

Le prix de vente de cette publication est de 15 francs suisses.

L'U.I.T. vient également de publier la 3^e édition de la *Liste internationale des fréquences*. Elle a été établie dans la forme prévue à l'Appendice 9 au Règlement des radiocommunications (Genève, 1959).

Ce document comprend les états signalétiques des assignations de fréquence inscrites dans le Fichier de référence international des fréquences à la date du 1^{er} février 1965. Il est tenu à jour au moyen de suppléments récapitulatifs trimestriels.

Il se compose d'une préface et quatre volumes. La Préface a été publiée séparément en langues française, anglaise et espagnole. Le volume IV a été édité en quatre fascicules distincts qui peuvent être livrés séparément. Les titres et en-têtes des colonnes des Volumes I à IV figurent en langues française, anglaise, espagnole, russe et chinoise.

Le prix de vente a été fixé comme il suit :

Préface aux quatre volumes, en langues française, anglaise ou espagnole	11 F.S.
Volume I. — Assignations de fréquence dans les bandes comprises entre 10 et 4 995 kHz	80 F.S.
Volume II. — Assignations de fréquence dans les bandes comprises entre 4 995 et 9 995 kHz ..	90 F.S.
Volume III. — Assignations de fréquence dans les bandes comprises entre 9 995 et 28 000 kHz ..	80 F.S.
Volume IV, Partie A. — Assignations de fréquence dans les bandes comprises entre 28 et 50 MHz, à l'exclusion des stations de radiodiffusion	11 F.S.

Volume IV, Partie B. — Assignations de fréquence, de la Région 1 dans les bandes comprises entre 50 et 40 000 MHz, et assignations de fréquence aux stations de radiodiffusion de la Région 1 dans les bandes comprises entre 28 et 50 MHz. 30 F.S.

Volume IV, Partie C. — Assignations de fréquence de la Région 2 dans les bandes comprises entre 50 et 40 000 MHz 22 F.S.

Volume IV, Partie D. — Assignations de fréquence de la Région 3 dans les bandes comprises entre 50 et 40 000 MHz, et assignations de fréquence aux stations de radiodiffusion de la Région 3 dans les bandes comprises entre 28 et 50 MHz 12 F.S.

Ces publications sont en vente à l'Union Internationale des Télécommunications, Place des Nations, 1211 Genève 20 (Suisse).

PUBLICATIONS RÉCENTES DU SERVICE DE DOCUMENTATION SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE DE L'ARMEMENT (SEDOCAR)

On trouvera ci-après une partie des travaux du SEDOCAR à la date de mai 65, non soumis à des restrictions de diffusion :

PUBLICATIONS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

PST. N° 410. — Contribution à l'étude de l'écoulement variable accompagnant la vidange brusque d'une retenue, par Y. CAVAILLÉ.

165 pp., 11 fig., 86 pl., 12 tabl., 16 réf. bibliogr., 48 F.

PST. N° 411. — Contribution à l'étude de la thermocinétique : la détermination des constantes thermiques des solides au moyen des méthodes de régime variable, par J. MARTINET, préface de M. VÉRON.

210 pp., 49 fig., 18 tabl., 11 pl., 334 réf. bibliogr., 63 F.

PST. N° 412. — Propriétés physiques des polycristaux considérées comme des valeurs moyennes de celles de monocristaux, par F. GALLISSOT et R. VERGNE.

102 pp., 4 fig., 15 tabl., 7 réf. bibliogr., 32 F.

PST. N° 413. — Etude comparée de l'influence de l'état de surface d'un métal sur le rayonnement et l'accommodation thermique, par D. PAULMIER, préface de P. VERNOTTE.

70 pp., 20 fig., 19 tabl., 66 réf. bibliogr., 21 F.

NT. N° 142. — Méthode d'approximation non linéaire de résolution des problèmes d'équilibre limite des milieux cohérents, par E. DEMBICKI, préface de A. CAQUOT.

141 pp., 24 fig., 8 tabl., 22 réf. bibliogr., 65 F.

NT. N° 143. — Addition photochimique sensibilisée des alcools aux composés non saturés à carbonyle conjugué, par M. PFAU, préface de A. KIRRMANN.

99 pp., 5 fig., 125 réf. bibliogr., 31 F.

NT. N° 144. — Sur l'étude d'un récepteur à réponse logarithmique en régime impulsif, par A. MEESTERS, préface de J. BAURAND.

64 pp., 34 fig., 22 F.

Ces documents peuvent être obtenus au Magasin C.T.O., 2, avenue de la Porte-d'Issy, Paris-15°.

APPLICATION DES SEMICONDUCTEURS

Nous signalons à nos lecteurs la récente parution de trois brochures de la Radiotechnique intitulées :

XVII. — Bloc de référence de tension à diodes Zener.

XVIII. — Préamplificateurs AF (AC 172) et Amplificateurs AF à transistors complémentaires.

XIX. — Redresseurs au silicium (2° partie). Calcul des montages.

XX. — Varactors BAY 66 et applications aux émetteurs.

Nos lecteurs pourront se procurer gratuitement cette documentation en écrivant à la Radiotechnique, 130, avenue Ledru-Rollin, Paris-11°.

MANUELS TECHNIQUES « RT »

La Radiotechnique a édité dans la série « Manuels Techniques RT » huit volumes dont on trouvera ci-dessous la nomenclature :

Volume I : Tubes de réception. Cellules spéciales pour TV. Tubes-images.

Volume II : Tubes professionnels comprenant les tubes « S.Q. » (Sécurité-Qualité), les tubes de la série « R », les tubes hyperfréquences.

Volume III : Tubes à rayons cathodiques pour oscilloscopes radars, prises de vues. Tubes moniteurs pour télévision. Accessoires pour tubes à R.C.

Volume IV : Tubes pour applications nucléaires comprenant photomultiplicateurs, tubes Geiger Muller, chambres à fission, détecteurs à semiconducteurs, générateurs de neutrons. Scintillateurs.

Volume V : Tubes industriels comprenant cellules photoélectriques, thyatron à cathode froide, tubes compteurs et indicateurs, stabilisateurs de tension, redresseurs, thyatron, ignitrons.

Volume VI : Semiconducteurs : transistors.

Volume VII : Semiconducteurs : diodes.

Volume VIII : Semiconducteurs : redresseurs, thyristors.

Ces volumes sont périodiquement remis à jour et réédités. Une nouvelle édition du Volume IV vient de sortir, on peut se la procurer gratuitement en écrivant à la Radiotechnique, 130, av. Ledru-Rollin, Paris-11°.

NOUVEAU MANUEL DES ÉLÉMENTS « MICROLOGIC » S.G.S. - FAIRCHILD

Le manuel des Éléments « Micrologic » de la S.G.S. est l'un des ouvrages les plus complets publiés sur les systèmes logiques. Il a été spécialement rédigé pour aider les utilisateurs des éléments Micrologic SGS-Fairchild à les comprendre plus facilement et à les utiliser au mieux.

Cette publication de 100 pages en langue anglaise (format 30 cm x 22 cm) contient, en première partie, une introduction à la nature des éléments Micrologic et des notes sur la conception des circuits basés sur ce concept. En deuxième partie, l'ouvrage traite des circuits de porte, convertisseurs de forme d'onde, compteurs et diviseurs de fréquence et circuits ordinateurs. Il y a en tout plus de soixante exemples d'agencements de circuits.

Le MICROLOGIC HANDBOOK de la SGS-Fairchild est disponible, remis gratuitement sur simple demande à la Société SGS-FAIRCHILD, 38, rue de l'Yvette, Paris-16°.

« PLANAR NEWS » NOUVELLE PUBLICATION MENSUELLE SUR LES SEMICONDUCTEURS

La SGS-Fairchild publie un journal mensuel, la « revue du progrès en matière de semiconducteurs », « Planar News » qui contribuera à l'information des utilisateurs de dispositifs à semiconducteur.

Publié en quatre langues : (Anglais, Français, Allemand et Italien), le premier numéro de « Planar News » a été expédié le 1^{er} septembre à 30 000 ingénieurs, techniciens, étudiants du domaine de l'électronique de 31 pays d'Europe, d'Asie et d'Afrique.

Le projeteur électronicien aura ainsi à sa disposition, dans sa propre langue, les « dernières nouvelles » sur les développements et applications des semiconducteurs Planars au silicium, présentées sous forme journalistique, et provenant des laboratoires et usines de la SGS-Fairchild d'Europe. Après avoir parcouru cette publication, le lecteur qui désire des renseignements complémentaires, trouvera un coupon-réponse, qu'il postera sans l'affranchir et qui lui permettra d'avoir, en langue anglaise, la documentation qu'il désire.

D'autre part, « Planar News » présentera des vues d'ensemble de la situation générale de la technique électronique, écrites spécialement par d'éminents savants : dans son premier numéro, par exemple, figure un article de Sir Bernard LOVELL, Directeur de l'Observatoire de Jodrell Bank.

RÉSUMÉS DES COMMUNICATIONS

faites au cours de la VIth Electrical Insulation Conference, de New York et de l'International Conference on the Microwave Behaviour of Ferrimagnetics and Plasmas, de Londres.

Nous avons reçu des Secrétariats des conférences désignées ci-dessus les résumés des

— 78 communications de la VIth Electrical Insulation Conference ;

— 105 communications de l'International Conference on the Microwave Behaviour of Ferrimagnetics and Plasmas.

Ceux de nos lecteurs qui seraient intéressés par la consultation de ces résumés, tous en langue anglaise, pourront en prendre connaissance au Secrétariat de la S.F.E.R., 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

ASSOCIATION SCIENTIFICO-TECHNIQUE POPOV POUR LA RADIOTECHNIQUE ET L'ÉLECTROLIAISON

Comme l'année dernière, nous publierons dans l'Onde Electrique les titres des communications faites au cours du XXI^e Congrès National Scientifique de la Journée de la Radio qui s'est tenue à Moscou du 12 au 16 mai 1965.

Les résumés de ces conférences, en langue russe, ont été déposés au secrétariat de la S.F.E.R., 10, av. Pierre-Larousse à Malakoff, où ils pourront être consultés par les personnes intéressées par un des sujets traités.

PROGRAMME DU XXI^e CONGRÈS NATIONAL SCIENTIFIQUE
DE LA JOURNÉE DE LA RADIO
Moscou, 12 au 15 mai 1965

Séances plénières

I.V. BRENEV : A.S. Popov, inventeur de la radio.

V.I. SIFOROV : 20^e anniversaire de l'activité de la Société scientifique technique de radiotechnique et d'électrocommunication de A.S. Popov.

V.V. PARINE : Les progrès de l'électronique médicale.

M.J. KRIVOCHIEV : Développement des moyens techniques de transmission de la télévision en U.R.S.S.

1. Section de la Théorie de l'Information

V.L. VOLKOVITCH, U.I. SAMOILENKO : La stabilité face au bruit des systèmes de réception linéaires spatialement distribués.

A.I. VÉLITCHKIN : La stabilité vis-à-vis du bruit de la modulation « code-impulsion » pendant la transmission des paramètres.

A.A. VORONIN, A.I. MARKOV : Les spectres des séquences binaires pseudoaléatoires.

U.S. LESIN : La stabilité contre les bruits de la réception autocorrélée.

B.R. LEVIN, Ja. A. FOMIN : La répartition de la durée des séries de dépassement de niveau dans les séquences stationnaires accidentelles.

S.P. BORONIN : Sur l'analyse des spectres des processus normaux non stationnaires.

V.I. VINOKOUROV, R.A. VAKKER : Les défauts linéaires pendant les mesures des fonctions de corrélation.

U.G. POLLIAK : Sur les méthodes d'études comparatives de la stabilité et de la précision des appareillages.

B.R. LEVIN, V.V. SEROV : Les caractéristiques statistiques des signaux dans le schéma de décodage avec lignes à retard et étage de coïncidence.

E.F. BABOUCHEV : Quelques problèmes de la théorie de la coïncidence : les flux accidentels ininterrompus.

I.N. KUTCHKIN : La stabilité contre le bruit F.T. avec le canal de base réel.

M.K. RAZMAKHNIN : Sur les possibilités extrêmes des systèmes de liaison à large bande pendant la transmission d'informations digitales.

L.B. LEVITIN : Canaux à photons avec enregistrement de peu d'efficacité.

2. Section des antennes

V.I. POPOVKIN : La synthèse des antennes curvilignes à partir de leur diagramme de rayonnement.

V.I. ELUMEEV : La synthèse des antennes linéaires non équidistantes à l'approximation uniforme des diagrammes de rayonnement donné.

A.F. IAKOVLEV : Les réseaux des antennes superdirectives à large bande des émetteurs log. périodiques.

U.V. CHOUBARIN, N.N. GOROBZ : L'accord d'antennes à polarisation circulaire.

V.V. DOLJIKOV : Le cornet de forme sectorielle avec des paramètres améliorés.

U.V. CHOUBARIN, L.P. IAZOUK : L'étude expérimentale de l'influence mutuelle extérieure des fentes.

L.N. LITVINENKO, V.P. CHESTOPALOV : La diffraction des ondes électromagnétiques sur des réseaux d'antennes métalliques plates à éléments multiples.

V.V. TCHÉBUCHEV : L'utilisation des fonctions propres pour la résolution du problème d'excitation dans la bande d'impédance de l'écran infini.

2a. Section des guides d'onde

I.N. SALIY : L'application de la méthode du courant induit pour l'étude des lignes à bandes.

S.S. TRETJAKOVA : La solution rigoureuse du problème de la propagation des ondes électromagnétiques dans les guides circulaires spéciaux.

A.I. TERESTCHENKO, A.I. STRELTCHENKO, V.M. BONDARENKO : La méthode du calcul des guides de section transversale arbitraire.

A.I. TERESTCHENKO, A.I. STRELTCHENKO, A.E. SAIZEV : Le calcul des paramètres des guides par la méthode des lignes de niveau semblable.

U.U. RADZIG : La synthèse des lignes non homogènes pour la coordination dans la bande large.

E.S. SABLIN : Sur le calcul des paramètres du schéma équivalent de la transition coaxiale - guide.

A.G. DORFMAN, V.V. FILATOV : Le coefficient de réflexion causée par le brusque changement des propriétés électriques dû à une fente étroite dans un guide rectangulaire.

L.G. DORFMAN, V.V. FILATOV : Les paramètres électriques du pont en guide avec fentes.

J.F. PASTCHENKO : Le calcul des cavités résonantes couplées.

3. Section des semiconducteurs

T.M. AGAKHANIAN : Dépendance du courant de recombinaison-oscillation et du coefficient d'injection de la couche « électron-trou » de la tension directe de base.

- V.M. BOGACHEV : Les schémas équivalents du transistor à jonction avec des paramètres répartis.
- V.A. GOROKHOV, M.B. STCHEDRIN : Les principes d'applications des diodes de commutation.
- V.K. DOUSTCHENKO : La capacité de la transition pn dans les schémas d'impulsions.
- I.A. POPOV : Application de la méthode de la charge pour l'analyse du régime oscillant du transistor.
- U.D. KRISLOV : L'étude des schémas transistorisés en tenant compte de la non-linéarité de la caractéristique collecteur-base.
- M.B. POSIN : Un stabilisateur de courant alternatif sans inertie utilisant des diodes de commutation à cristal de silicium.
- A.G. FILIPPOV : L'élément dynamique transistorisé de défense de la capacité de la mémoire.
- A.A. SPASOV : L'étude des oscillateurs construits avec les diodes à effet tunnel.
- V.S. ANDRÉEV : L'application de méthodes quasi linéaires pour l'étude de l'oscillateur à diode tunnel.
- M.D. CHTERK : Calcul des schémas des transistors composés.
- N.P. BOGORODIZKY : Le progrès de l'électronique des diélectriques

4. Section des radiorécepteurs et des amplificateurs

- A.P. GOLDBERG : Les caractéristiques des systèmes de suppression des brouillages impulsions.
- U.N. BABANOV : Sur la radio réception optimale en cas de recouvrement des spectres de fréquences des signaux de modulation d'amplitude désirés et en présence de bruit.
- A.A. LIAKHOVKIN : Sur la bande de fréquences du système d'asservissement de fréquence par synchronisation de la phase avec le moteur intégrateur.
- V.V. CHAKHGILDIAN : La détermination des limites de fonctionnement stable du système de convertisseur de fréquence « amplitude-phase » sous l'influence du bruit de fluctuation.
- M.E. MOVCHOVITCH : Les problèmes de la théorie générale de la conversion.
- E.A. AKTCHOURIN, V.V. ROUND : L'étude de l'influence de non-linéarité des caractéristiques courant-tension des diodes tunnel sur les propriétés des systèmes radiotechniques.
- M.E. MOVCHOVITCH : Les convertisseurs de fréquence transistorisés fonctionnant dans le régime de commutation.
- L.A. BELOV, M.V. BLAGOVESTCHENSKY, V.A. IVANOV, M.V. KAPRANOV, G.M. OUTKIN, A.V. KHRUNOV : Sur l'asservissement automatique de phase des amplificateurs de type réflecteur.
- V.P. DVORKOVITCH : Synthèse par les distorsions admissibles d'impulsions de type $\sin^2$ des étages amplificateurs transistorisés, à couplage par résistances.
- L.Ia. CHAPIRO : Bande de fréquences d'utilisation des amplificateurs à amplification distribuée dans les étages d'entrée, intermédiaires, et de sortie.
- V.P. DVORKOVITCH : Sur la correction optimale des amplificateurs à large bande transistorisés, à couplage par résistances.
- V.G. CHOULGA : Sur l'analyse de stabilité des amplificateurs TPO.

5. Section de la télécommunication par fil

- A.D. KHARKEVITCH : Les particularités du développement des techniques de commutation.
- N.B. SOUTORIKHIN : L'estimation de la sécurité de fonctionnement des appareils de commandes de la station téléphonique automatique.
- O.S. CHILOV : Sur le problème du choix du nombre optimal des groupes et de la structure d'un commutateur conjoncteur difficilement accessible.
- A.G. LEONTIEV, E.P. KOMAROV : L'utilisation des polynômes d'Hermite pour la composition des systèmes de transmissions multiples.
- L.E. LEIKHTER : Les accumulateurs composés d'information.

- V.M. PIMENOV : Certains problèmes d'action mutuelle entre les circuits symétriques des câbles H.F. de communication à longue distance.

- I.V. SOUKHODOEV : L'expression des propriétés du bruit de la communication électrique sur la base des indices de transfert définis par les normes de l'organisme soviétique de coordination (MKKTT).

- A.I. KORDOVSKY : Les installations télégraphiques d'entrée.

- I.E. GANITSKY, N.G. FROLOUCHKIN : Système point par point pour la reproduction de fac simile à grande vitesse.

6. Section de la télévision

- I.A. ROSSELEVITCH : Nouvelle technologie des télévisions multiprogrammes.
- A.V. VIKHODEZ : Définition des paramètres optimaux d'éclairage dans le télécinéma.
- V.M. LUBIN, A.M. MINKIN, R.M. STEPANOV, V.I. FOMINA : Nouveau tube d'analyse d'images - « vidicon à mémoire réglée ».
- R.M. STEPANOV : Résultats de l'étude de l'inertie dans les vidicons.
- N.N. KRASILNIKOV, G.A. NOSEDROUNOV, A.I. FILATOV : Sur les relations entre la qualité des images et la probabilité de son identification et du maximum d'informations que le système de transmissions est capable de reproduire.
- M.V. ANTIPIN : Sur une approche cybernétique du problème de l'estimation de la qualité des images de télévision.
- A.P. SORENSON, M.I. ZIKLIS : Perception des graduations de luminosité et la reproduction des demi-tons.
- S.A. SOUSLONOV, N.K. MILENIN, N.G. SVIRIDOV, A.M. BELIAEV, A.P. BELKIN, A.A. BORODIANSKY, A.V. SMIRNOV : Transformation non linéaire du signal d'image dans les systèmes de télévision en présence de signaux de bruit.
- N.K. MILENIN : La fonction pondérée généralisée du bruit par le critère de l'erreur quadratique moyenne.
- O.V. GOFAYSEN : Sur la possibilité d'accroître le contraste dans les systèmes modernes de télévision au moyen d'une correction d'ouverture à deux dimensions.
- A.P. ANGAFOROV : Questions théoriques et pratiques sur le projet d'un tube trichrome à trois canons.
- E.V. OLCHVANG : Sur de nouvelles méthodes et de nouveaux équipements pour des mesures objectives des paramètres d'une image de télévision.
- I.N. SOURIKOV : Bruit dans les tubes de transmissions de télévision et méthodes d'estimation de ce bruit.
- N.K. MILENIN : La fonction pondérée généralisée du bruit dans la télévision.
- A.P. SORENSON : Application de la graduation des signaux électriques pour le test des kinescopes.

(à suivre)

MATÉRIELS

NOTE SUR LES FERRITES POUR HYPERFRÉQUENCES TRANS-TECH

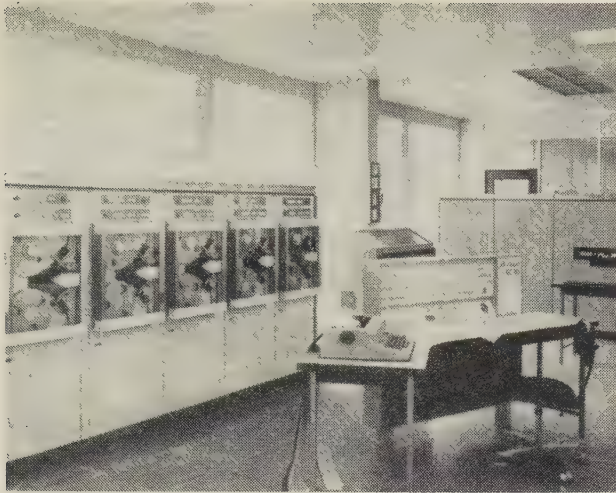
Nous signalons que la Sté TRANS-TECH, Inc. (U.S.A.), représentée par la Société SPETELC, spécialisée dans la fabrication des ferrites et diélectriques pour hyperfréquence, a commencé la publication d'une série de notes techniques résumant les théories physiques nécessaires à la compréhension des phénomènes dans le milieu ferromagnétique et diélectrique, en hyperfréquence, suivie d'une description des propriétés et applications. Une première série de douze notes est prévue, qui sera suivie de six autres.

Notons qu'à ce jour cette Société fabrique une soixantaine de matières différentes, certaines ayant une tangente de perte de $25 \cdot 10^{-6}$.

LES ORDINATEURS CONSTRUITS PAR LA CAE

La CAE possède actuellement plusieurs types d'Unités Centrales à son catalogue :

La CAE-510, fabriquée depuis 1963, a été vendue en 80 exemplaires en France et à l'étranger Elle est destinée aux



Vue du laboratoire de calcul du Centre National d'Etudes des Télécommunications. Ce laboratoire est équipé d'un C90-80, le plus important des systèmes fabriqués par le CAE, destiné aux problèmes scientifiques.

applications de calcul scientifique et aux applications industrielles et militaires.

Les CAE-130 et 133, réservées exclusivement aux systèmes d'armes sont deux machines entièrement compatibles entre elles en ce sens qu'elles ont une organisation logique identique et des périphériques identiques. Mais le 133 est trois fois plus rapide que le 130. Ces machines entrent dans les systèmes d'armes les plus modernes et les plus puissants des Forces Armées.

La Série C-90 comprend trois unités centrales ; la petite C-90-10 est réservée aux problèmes de calcul scientifique de faible importance et à des problèmes d'Automatisme Industriel ; la machine moyenne C-90-40 est destinée au calcul scientifique et aux problèmes en temps réel à la fois industriels et militaires.

La machine C-90-80, la plus puissante de la gamme, convient surtout aux grands problèmes de calcul scientifique (elle équipe, par exemple, le centre de calcul du CNET) de traitement de données en temps réel nécessitant à la fois une grande rapidité d'entrée-sortie et une grande puissance de calcul (trajectographies des champs de tir d'engins balistiques, par exemple). Elle convient également très bien aux entreprises voulant traiter des problèmes de calcul scientifique et de gestion sur la même machine.

La CAE construit également des unités de tambour et de bandes magnétiques pour toutes ces unités centrales, et va construire d'ici quelques mois des unités de disques magnétiques pour la série C-90.

ENSEMBLE ÉLECTRONIQUE PALLAS

La SETI a présenté en fonctionnement au SICOB, un Ensemble PALLAS d'utilisation mixte scientifique et gestion.

Cette gamme d'ensembles électroniques de moyenne et de grande puissances est utilisée pour les différentes applications du traitement de l'information : calcul scientifique, automatisme industriel et gestion des entreprises.

L'industrialisation de la fabrication a rapidement permis la sortie en série de ce calculateur, et un certain nombre d'installations sont actuellement en fonctionnement chez les clients de la SETI.

Conçu et réalisé au Centre Electronique de Massy, l'ensemble PALLAS présente les caractéristiques suivantes :

- universalité de traitement : résolution de tous les problèmes de traitement de l'information ;
- structure modulaire : adaptation de l'ensemble en fonction de l'évolution et de la nature des besoins de l'utilisateur ;

— simultanéité : les échanges d'informations entre la mémoire et les équipements périphériques par interruptions et suspensions permettent l'exécution de travaux différents ;

— multiprogrammation : traitement simultané de problèmes indépendants.

On trouvera ci-dessous quelques caractéristiques techniques de l'ensemble PALLAS :

Unité de base

— mémoire principale à microtores et ferrites extensible de 4 096 à 131 072 positions alphanumériques de 7 bits ;

— pupitre de commande avec clavier, visualisateur et machine à écrire ;

— boucle magnétique : mémoire auxiliaire facultative de 300 000 caractères alphanumériques ;

— lecteur-perforateur de ruban avec dérouleur et enrouleur asservis : lecteur 300 ou 1 000 caractères/seconde, perforateur 110 caractères/seconde.

Gamme d'équipements périphériques

— lecteur de cartes : 600 cartes/minute,

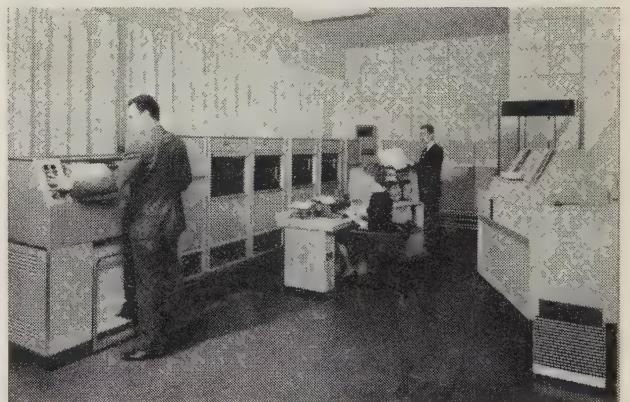
— perforateur de cartes : 100 cartes/minute,

— imprimante rapide : 300 ou 1 250 lignes/minute,

— bandes magnétiques : 24 000 - 36 000 ou 90 000 caractères/seconde,

— tambours magnétiques : de 262 000 à 1 million de caractères,

— disques magnétiques : de 7 à 28 millions de caractères.



Ensemble électronique PALLAS

Programmation

— langage machine LOUP avec les caractéristiques d'un langage symbolique,

— compilateurs scientifiques MAGE II, FORTRAN IV ou ALGOL,

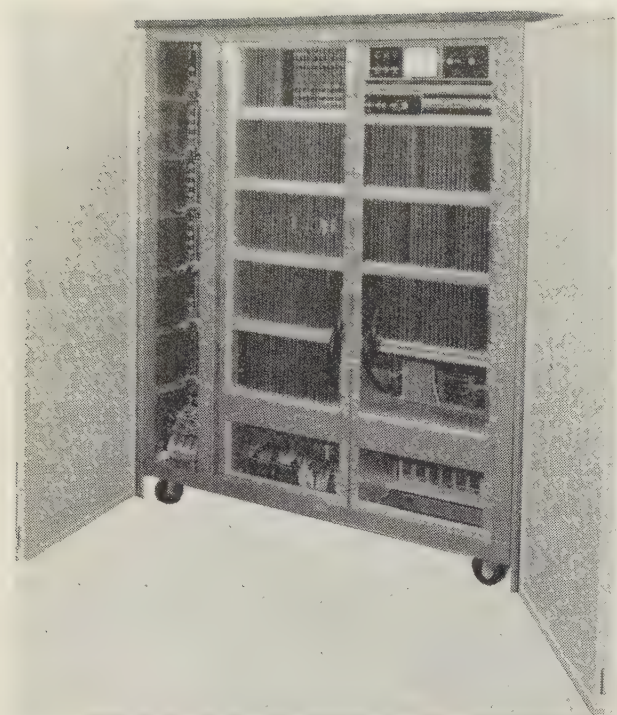
— pour la gestion : GEAI.

UNE NOUVELLE SÉRIE D'ORDINATEURS NCR-ELLIOTT

La Compagnie NCR annonce le lancement d'une nouvelle série d'ordinateurs, la Série NCR-ELLIOTT 4100.

Ce nouveau système est le résultat d'une collaboration étroite entre deux groupes importants : la NCR, dont plus de 300 ensembles électroniques de gestion NCR 315 sont actuellement en service et le Groupe ELLIOTT, spécialisé dans l'automation et qui a l'expérience de quelque 250 calculateurs scientifiques 803 et 503.

La série NCR-ELLIOTT 4100 est conçue de façon entièrement modulaire, étendue même au système de programmation qui s'adapte automatiquement à la configuration définie par l'utilisateur.



Unité de traitement 4100 ouverte. Contient jusqu'à 32 768 mots de mémoire. Dans le bas de l'armoire, on remarquera les broches standards pour la connexion des unités périphériques.

La série 4100 est d'une très grande *fiabilité*, grâce à la technologie silicium et ne nécessite aucun conditionnement d'air.

La série NCR-ELLIOTT 4100 possède une logique asynchrone, c'est-à-dire que chaque unité (unité centrale, mémoire principale, etc.) fonctionne à son propre rythme. Il est alors possible de remplacer, dans un ensemble, la mémoire par une autre dont le cycle de base serait différent, sans modifier aucun autre élément. Il est aussi possible de changer d'unité centrale en conservant la même mémoire principale et les mêmes unités périphériques.

Le code d'instruction du 4100 est riche de plus de 400 ordres différents, ce qui facilite l'écriture des programmes d'applications scientifiques, commerciaux ou de temps réel ; il a permis l'écriture de compilateurs efficaces pour les langages évolués : ALGOL 60, FORTRAN IV, NEAT et Langage H.

La série 4100 possède une gamme étendue de périphériques qui peuvent être connectés à l'unité centrale par 12 canaux d'entrée-sortie indépendants.

La bande perforée (lecture 1 000 c/s) ou la carte perforée (lecture 100, 400 cartes/mn) sont les moyens d'introduction des programmes et des données dans le calculateur.

La sortie des informations peut être en langage clair, obtenue au moyen d'imprimantes rapides (300, 600, 1 000, 1 250 lignes/mn, avec ou sans mémoire tampon), soit tracée sur tubes à rayons cathodiques, soit sous forme codée, cartes perforées (100 cartes/mn), bande perforée (100 cartes/s) ou encore sous forme graphique par traceurs de courbes (6 modèles différents).

Les mémoires auxiliaires peuvent être des bandes magnétiques (12 KC, 33 KC) ou des disques magnétiques (105 KC) ou les deux à la fois.

Un dispositif d'interruption à deux niveaux par canal assurera à tous ces équipements ainsi qu'à l'unité centrale un fonctionnement optimal.

Chacune des unités périphériques est connectée à l'un des canaux d'entrée-sortie par une broche standard permettant l'interchangeabilité, la duplication, etc.

Le programme superviseur EASE fourni avec le 4100 est tout aussi modulaire que le système physique, il s'adapte automatiquement à n'importe quelle configuration de système.

Le dialogue est établi entre l'opérateur et l'ordinateur par l'intermédiaire de la machine à écrire d'entrée-sortie et de EASE. EASE interprète et exécute les messages de contrôle ; il gère l'implantation des programmes en mémoire.

Le système de programmation permet de considérer l'ensemble des mémoires (rapides ou auxiliaires) comme une mémoire unique. L'utilisateur n'aura jamais de problèmes de capacité de mémoire interne gênant l'écriture des programmes.

Quelle que soit la configuration de sa machine ou l'importance de ses programmes, le programmeur n'aura jamais à se préoccuper de la gestion des unités périphériques qui sera réalisée automatiquement par EASE.

Pour plus amples renseignements, s'adresser à : NCR Scientific, 3, Rond-Point des Champs-Élysées, Paris-8°.

NOUVEAUTÉS TRANCHANT ÉLECTRONIQUE SEMICONDUCTEURS

Tranchant Électronique, 19, rue Madame-de-Sauzillon à Clichy, présente :

Transistor VHF de puissance

La Société TRANSISTOR AG vient de lancer deux nouveaux transistors VHF de puissance (TAG 2887 et TAG 6519) ; ils sont du type planar épitaxiaux et ont leur collecteur isolé du boîtier.

Leurs applications principales sont les Communications, les Émetteurs mobiles, les Liaisons micro-onde, la Commutation à forte tension et forte puissance.

Les caractéristiques principales du type TAG 2887 sont les suivantes :

- Puissance de sortie : 10 W à 100 MHz.
- $BV_{ceo} = BV_{cbo}$ min. : 100 V.
- BV_{ebo} min. : 5 V.
- F_t : 140 MHz.
- Dissipation max. : 20 W.
- Rendement : 80 % à 13 W et 80 MHz.

Les quadratrons

Les quadratrons BOURNS sont des éléments semiconducteurs qui, employés comme éléments d'entrée ou de contre-réaction dans un amplificateur continu opérationnel à grand gain, permettent d'obtenir n'importe quelle fonction mathématique non linéaire telle que carré, racine carrée, multiplication, division, sinus, cosinus.

Caractéristiques des deux modèles actuellement disponibles chez BOURNS : les types 4100 A - 1 - 010 et 4100 A - 1 - 100 :

	4100 A - 1 - 010	4100 A - 1 - 100
Tension crête d'entrée.	± 10 V	± 100 V
Courant maximal ..	1,5 mA	1,5 mA
Erreur	0,2% de la tension de crête max.	
Dimensions	$5/8" \times 1 1/4"$	$5/8 \times 2 1/2"$

UN NOUVEAU TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

TEXAS INSTRUMENTS a présenté récemment le transistor à effet de champ (Fet), à canal N, de 10 Hz à 500 MHz (type 2N 3823), ayant un très faible bruit. Il complète la série des transistors à effet de champ que ce constructeur fabrique depuis mars 1965.

Il est disponible en boîtier TO-18 à quatre connexions, soit en paire appariée dans un boîtier TO-5.

Le fait qu'il peut fonctionner à 500 MHz permet d'en envisager l'utilisation dans de nombreuses applications en

haute fréquence. Jusqu'à présent les Fet étaient limités à 60 MHz, et la plupart étaient même difficilement utilisables au delà de 10 MHz.

Son facteur de bruit est de 1,5 dB nominal à 100 MHz, de 2 dB à 200 MHz et de 3,5 dB (4,5 dB maximal) à 500 MHz. Le gain est de 16 dB nominal à 200 MHz et 10 MHz de largeur de bande et de 11 dB à 500 MHz et 5 MHz de largeur de bande. On relève également, une transconductance élevée (3 500 à 6 000 micromho), une faible capacité d'entrée (4,8 pF nominal), et un courant de fuite de porte extrêmement faible (10 pA à 25 °C).

Ces caractéristiques sont le résultat d'une jonction déposée épitaxialement associée à une géométrie interdigitée extrêmement petite.

DEUX APPAREILS DE LABORATOIRE POUR BANDE X

Unipan Zaklad Doswiadczalny Budowy Aparatury Naukowej, de Varsovie, dont l'exportateur exclusif est ELEKTRIM à Varsovie (Pologne), présente deux appareils qui ont été primés aux Foires Internationales de Leipzig et de Brno.

A) Simulateur de puissance type X140 pour hyperfréquences

Applications :

Le simulateur de puissance hyperfréquences Unipan X140 a été conçu pour essayer les éléments de guide d'onde bande X à niveau plus élevé que celui de sortie du générateur normal. On utilise pour cela un guide d'onde constituant une boucle fermée, et le composant à essayer peut fonctionner dans des conditions simulant celles dans lesquelles il se trouverait s'il était inséré dans une ligne de transmission à grande puissance.

Le simulateur hyperfréquences de puissance X140 est un appareil de laboratoire conçu pour fonctionner avec la majorité des tubes générateurs de la bande X.

La grande gamme de ses applications comprend les études sur un plasma chaud et les études de l'état solide, sous des champs électromagnétiques élevés.

Les autres utilisations aux laboratoires hyperfréquences comprennent :

- la détermination de la puissance admissible par les composants de guide d'onde, comme les diaphragmes, les portions torsées, etc. ;
- la détermination de la puissance admissible par des dispositifs hyperfréquences (filtres, coupleurs, T.) ;
- la détermination de la puissance admissible des tubes oscillateurs, amplificateurs et commutateurs émission-réception ;
- la mesure des pertes d'insertion des composants hyperfréquences à niveau élevé.

Le coût du simulateur de puissance hyperfréquence et de l'émetteur à faible niveau qui lui est associé est très inférieur à celui d'un émetteur à puissance élevée. Ainsi, en laboratoire, cet appareil permettra de réduire considérablement le prix de revient des études ou des mesures.

Principe de fonctionnement :

Le simulateur hyperfréquence X140 comprend une boucle constituée de guides d'onde rectangulaires de dimensions standard, couplée par un diviseur de puissance à la section de guide d'onde reliant le générateur à sa charge. La boucle de guide comprend un système d'accord et un déphaseur pour amener cet ensemble à la résonance, ainsi que des coupleurs directionnels pour commander le niveau de puissance dans la boucle. L'onde délivrée par le générateur passe à travers le diviseur dans la boucle où elle circule pour atteindre à nouveau le diviseur. Une faible portion de l'onde passera alors par le trajet principal et sera dissipée dans la charge, tandis que la plus grande partie de cette onde circulera en tournant dans la boucle. La quantité d'énergie délivrée par le générateur à cette boucle augmentera progressivement. Si la phase de l'onde tournante, coïncide avec celle de l'onde incidente, l'onde progressive augmentera d'ampli-

tude après chaque tour, pour atteindre finalement une valeur supérieure à l'amplitude fournie par le générateur.

Spécifications techniques :

- 1) Gamme de fréquence : f (GHz) : 8,5 à 9,6.
- 2) Gain maximal (en puissance) : 10.
- 3) Puissance maximale dans l'anneau : 250 kW.
- 4) Longueur du composant à essayer : 295 mm.

B) Atténuateur étalon type X130

Applications :

L'atténuateur Unipan X130 est un étalon primaire d'atténuation pour les mesures de laboratoires à faible niveau dans la bande X. Son coefficient d'atténuation varie en fonction de la position d'un élément absorbant, et reste indépendant de la fréquence du signal, de la résistance de l'élément absorbant, de la température et de l'humidité.

L'atténuateur X130 étant un étalon primaire, ne nécessite aucun étalonnage : ni mesures absolues de puissance, ni comparaisons avec d'autres étalons hyperfréquences. Le seul calibrage dépend uniquement d'une mesure d'angle, c'est-à-dire d'une grandeur mécanique.

Parmi les nombreuses utilisations possibles de cet appareil, voici les plus caractéristiques :

- atténuation et mesures de gain,
- étalonnage des atténuateurs fixes et variables,
- mesures des taux d'ondes stationnaires élevés,
- mesures de la surtension des résonateurs hyperfréquences,
- élargissement de la gamme de mesure des wattmètres à bolomètre,
- mesure du gain des aériens hyperfréquences,
- mesure du facteur de bruit avec des générateurs de bruits à température constante.

Principe de fonctionnement.

L'atténuateur comprend trois tronçons de guide circulaire et deux transitions guide rectangulaire - guide circulaire. Des plaques absorbantes sont fixées dans des sections de guide qui ont la même orientation quand l'appareil est en position « zéro ». Le tronçon central du guide circulaire peut tourner par rapport aux deux tronçons latéraux et porte deux cadrans, le premier gradué directement en dB correspond aux réglages grossiers, le second, gradué en degrés, sert aux réglages fins.

L'onde électromagnétique pénètre dans le premier tronçon fixe de guide circulaire, perpendiculairement à la plaque absorbante qu'elle traverse donc en ne subissant qu'une très faible atténuation. La plaque du tronçon central de guide circulaire absorbe la composante qui est proportionnelle à $\sin \theta$, tandis qu'elle laisse passer l'autre composante proportionnelle à $\cos \theta$ vers le troisième tronçon, θ désignant la position angulaire du tronçon central par rapport aux deux tronçons latéraux. Ce même processus est répété dans le troisième tronçon de guide, si bien que l'onde émergente est proportionnelle à l'onde incidente multipliée par $\cos^2 \theta$. L'atténuation globale peut s'exprimer comme suit : A (dB) = $40 \lg \sec \theta + C$, C désignant l'atténuation résiduelle pour la graduation « zéro ».

Spécifications techniques :

- 1) Gamme de fréquences : f (GHz) : 8,2 - 12,4.
- 2) Gamme d'atténuation : (dB) : 0, - 60.
- 3) Précision d'étalonnage :
 - de 0 à 50 dB, elle est supérieure à ± 1 % ou à $\pm 0,1$ dB selon la valeur la plus élevée de ces deux chiffres ;
 - de 50 à 60 dB, elle est supérieure à ± 2 %.
- 4) Précision de lecture de la partie tournante : supérieure à 1 minute d'angle entre 0 et 90°.
- 5) Taux d'ondes stationnaires maximal à l'entrée : 1,1.
- 6) Pertes d'insertion maximales (dB) : 0,5.
- 7) Puissance moyenne transmise (W) : 5 W max.

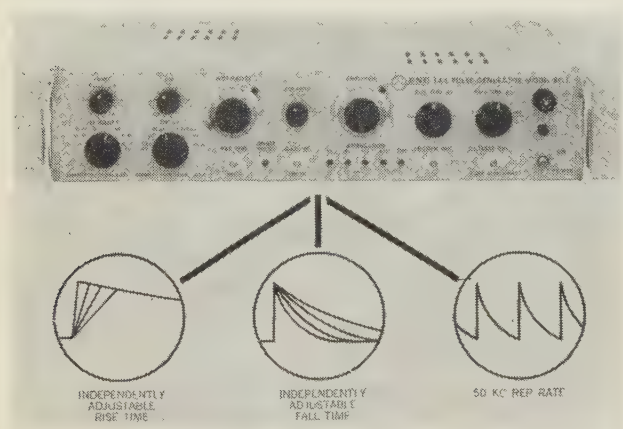
GÉNÉRATEUR D'IMPULSION RP1

TRANCHANT ÉLECTRONIQUE présente un générateur d'impulsion de la B.N.C.

Ce générateur, modèle RP1 trouve une application directe dans le domaine nucléaire, où il permet de simuler toutes les impulsions issues de détecteurs. Son utilisation en tant qu'appareil de test convient particulièrement pour les essais de linéarité, de stabilité et de résolution aussi bien sur les amplificateurs linéaires que sur les préamplificateurs à faible bruit.

L'association de deux appareils permet d'autre part :

- des mesures de temps de recouvrement ou de résolution (en mixant les impulsions issues de chaque générateur) ;
- de résoudre les problèmes de coïncidence (en déclenchant un appareil par le modèle associé — ce qui permet



de créer de façon continue deux impulsions ajustables dans le temps.

Caractéristiques

Fréquence : 1 Hz à 50 kHz.

Temps de montée : 50 ms à 5 μ s (en 7 pas).

Temps de descente : 2 μ s à 100 μ s (en 6 pas).

Amplitude : de ± 10 V à $\pm 2,2$ V.

Impédance de sortie : 100 Ω .

Retard : 0,1 μ s à 10 ms.

Alimentation : 105 à 125 V ou 230 V. 50 Hz — 24 W.

Dimensions : 19" $\times$ 3 1/2" $\times$ 12 1/8".

Présentation rack standard.

Linéarité : 0,1 %.

Jitter : < 0,1 %.

Stabilité : en fonction de la température : < 0,005 % /°C.
en fonction du secteur : < 0,03 % pour 10 % de variation.

UNE MÉMOIRE GÉANTE

IBM vient de mettre au point, à l'intention de la Commission de l'Énergie Atomique des USA, deux unités de mémoire de très grande capacité. Elles sont constituées d'une série d'étuis, chacun de la taille d'un paquet de cigarettes et contenant 32 plaques photographiques impressionnées par un faisceau d'électrons.

L'une de ces deux unités a une capacité d'environ 10^{12} positions binaires : « le contenu en lettres, chiffres et signes d'une pile d'annuaires plus haute que la Tour Eiffel », dit l'information d'IBM.

COMMUNIQUÉS

ENSEIGNEMENT

TÉLÉCOMMUNICATIONS INTERNATIONALES DEMI-JOURNÉES D'ÉTUDES DES 1^{er} ET 8 DÉCEMBRE 1965 A PARIS

Le Centre de Perfectionnement Technique annonce deux demi-journées d'études des Télécommunications Internationales organisées avec le concours du Centre National d'Études des Télécommunications (CNET) (entrée libre).

a) Première demi-journée le mercredi 1^{er} décembre 1965, à partir de 14 h 30 à la Salle Jean-Gérard de la Maison de la Chimie, 28, rue Saint-Dominique, Paris-7^e.

Elle sera consacrée à l'organisation du Réseau Téléphonique International et comportera les trois communications suivantes :

— Organisation administrative internationale. L'Union Internationale des Télécommunications et les Comités consultatifs.

— Organisation du Réseau de Transmissions Téléphoniques International. Plan de transmissions. Plan d'acheminement téléphonique mondial.

— La commutation automatique internationale. Plan mondial de numérotation téléphonique. Taxation.

b) Deuxième demi-journée le mercredi 8 décembre 1965, mêmes lieu et heure. Elle sera consacrée à l'organisation

technique des télécommunications internationales et comprendra les trois communications suivantes :

- Technique des artères internationales.
- Les câbles sous-marins.
- Les télécommunications par satellites.

CENTRES DE RECYCLAGE ET DE FORMATION ÉCONOMIQUE ET TECHNIQUE DE L'A.P.C.E.I.

L'Association pour le Perfectionnement Pratique des Cadres des Entreprises Industrielles — A.P.C.E.I. — fournit aux Cadres Supérieurs et Moyens des entreprises industrielles des possibilités de recyclage et de formation dans des disciplines relativement nouvelles, d'ordre économique ou technique.

Cette Association a créé, à cette fin, huit centres dont l'enseignement est adapté aux besoins et aux possibilités des cadres des entreprises :

Economie :

Centre de perfectionnement pratique des cadres commerciaux dans l'industrie.

Centre d'enseignement des techniques d'études de marché.

Centre de préparation pratique à l'économie d'entreprise.

Centre d'initiation mathématique à la recherche opérationnelle.

Centre d'études de prix de revient industriels.

Technique :

Centre d'études des techniques des semiconducteurs appliqués à l'électronique.

Centre d'études d'informatique, d'automatisme et de leurs applications.

Centre de préparation pratique aux applications industrielles de l'énergie nucléaire.

L'enseignement est à la fois de niveau élevé et essentiellement pratique, les cours sont répartis sur une année universitaire (de novembre à mai) et les conférences ont lieu généralement le soir.

Pour tous renseignements, s'adresser à l'A.P.C.E.I., 19, av. Niel, Paris-17°. Tél. 924.84.42.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

2° CONGRÈS INTERNATIONAL DE TECHNIQUES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS

Madrid, 15 - 20 novembre 1965

Le 2° Congrès International de Techniques des Télécommunications aura lieu à Madrid du 15 au 20 novembre prochain.

La séance inaugurale aura lieu au Théâtre-Ciné Carlos III, Goya 5 Madrid. Les séances de travail qui comprendront 24 heures de communications auront lieu à la Cité Universitaire, à l'École Technique Supérieure des Ingénieurs de Télécommunications. Des visites techniques d'usines et celles de la station de poursuite de satellites de Robledo de Chavela, de celle de réception de communications internationales de Grifón et des installations de Radiodiffusion et de Télévision de Prado de Rey et Magadahonda sont au programme du Congrès.

Inscription et renseignements au siège du Congrès : Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación — Ciudad Universitaria — Madrid.

CONGRÈS INTERNATIONAL « INTERMAG » SUR LES MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES NON LINÉAIRES

Stuttgart, 19 - 21 avril 1966

L'« International Conference on Magnetism » (« INTERMAG ») se tient d'habitude tous les ans aux Etats-Unis d'Amérique.

Cette conférence est très importante, puisque le nombre des participants, ces dernières années, s'élève à environ 600 à 700. Elle fait l'objet de comptes rendus annuels publiés.

Du côté américain, on s'est efforcé de stimuler le caractère international de ce Congrès, en le réunissant, en 1966, non pas aux Etats-Unis d'Amérique, mais en Europe. Un accord a été conclu à ce sujet entre l'« Institute of Electrical and Electronics Engineers » (IEEE) et la « Verband Deutscher Elektrotechniker » (VDE), suivant lequel le Congrès est préparé aux Etats-Unis d'Amérique par le groupe de magnétisme du « IEEE » et, en Allemagne, par l'« Arbeitsgemeinschaft Ferromagnetismus ».

Les domaines suivants seront traités au Congrès de 1966 : « Matériaux Magnétiques non linéaires » :

1. Dispositif magnétique des machines à calculer ;
2. Systèmes à supraconductibilité ;
3. Enregistrement magnétique ;
4. Ferrites dans les dispositifs hyperfréquences ;
5. Dispositifs de mesures et de régulation ;

6. Dispositifs combinés magnétiques et semiconducteurs ;
7. Propriétés magnétiques des matériaux.

Le Comité de Programme allemand, présidé par Monsieur le Dr SIXTUS, a désigné Monsieur André PIERROT, Directeur technique adjoint, à la « Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques », comme représentant de la France dans le Comité du Programme, lequel espère une participation importante de notre pays à ce Congrès International.

Des résumés de deux pages, en anglais ou, à la rigueur en français ou en allemand, doivent être envoyés avant le 7 décembre 1965, au Dr SIXTUS, AEG - Forschungsinstitut, Goldsteinstrasse 235, 6 Frankfurt/M-Niederrad, Allemagne.

Tous les résumés acceptés pour la présentation de la Conférence seront publiés dans l'« Intermag Conference Digest ». Un numéro de l'« IEEE Transaction on Magnetism » sera réservé à la publication des conférences.

Le 1^{er} avril 1966 est le dernier délai pour la soumission des manuscrits.

1966 BRITISH JOINT COMPUTER CONFERENCE EASTBOURNE, 3-5 MAI 1966

L'Institution of Electrical Engineers nous informe que la 1966 British Joint Computer Conference aura lieu à Eastbourne, Congress Theatre, du 3 au 5 mai 1966.

Le Comité d'organisation a choisi comme chairman le Professeur Stanley Gill, de l'Imperial College de Londres. Le programme comprend : applications scientifiques, plan directeur et élaboration des décisions, problèmes courants, système en temps réel, perspectives futures.

Pour plus amples détails, s'adresser à l'I.E.E., Savoy Place, London WC 2.

INTERNATIONAL INSTRUMENTS ELECTRONICS AND AUTOMATION EXHIBITION LONDRES, 23-28 MAI 1966

La prochaine exposition internationale « Instruments Electronics and Automation » aura lieu à l'Olympia de Londres du 23 au 28 mai 1966.

C'est l'Hon. John Geddes, de l'Electronic Engineering Association qui a été désigné comme chairman de cette exposition.

La dernière exposition qui a eu lieu en 1964 avait réuni près de 150 firmes étrangères sur un total de 730 exposants. Elle a reçu plus de 100 000 visiteurs.

EUROPLASTIQUE 66 - EUROCAOUTCHOUC 20-30 MAI 1966 - PARIS

L'exposition internationale des caoutchoucs et des plastiques, se tiendra à Paris, du 20 au 30 mai 1966, au Parc-Exposition de la Porte de Versailles.

Le titre de cette exposition montre que l'on entend associer l'activité de deux industries qui s'interpénètrent chaque jour davantage.

Seconde manifestation internationale tenue en France, après Europlastique 62, Europlastique 66-Eurocaoutchouc sera d'abord une exposition technique où les plus grandes firmes mondiales y présenteront les derniers développements de leur production dans trois domaines complémentaires : celui des matières premières, celui des machines et matériels, celui des articles fabriqués.

Mais Europlastique 66 - Eurocaoutchouc sera aussi une exposition d'intérêt général, car à côté des présentations techniques, elle montrera au grand public les développements des plastiques et des caoutchoucs et la part de plus en plus grande qu'ils prennent dans la vie quotidienne.

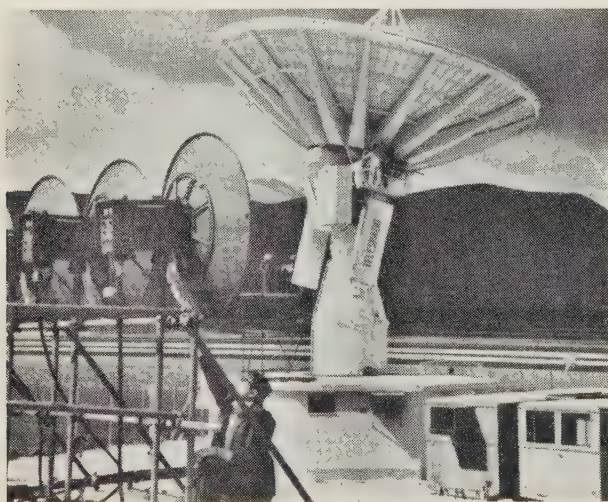
RÉALISATIONS TECHNIQUES

LA STATION DE TÉLÉCOMMUNICATIONS DE FUCINO

Le 31 juillet, le satellite « Early Bird » a retransmis aux Etats-Unis en direct, d'une station terrienne située en Italie, une rencontre d'athlétisme qui se tint à Kiev. Il fut utilisé pour cela un système perfectionné d'hyperfréquence, mis au point par la Società Generale di Telefonia ed Elettronica, filiale italienne de la General Telephone and Electronics.

Le réseau de télévision soviétique a transmis par voie terrestre le programme de Moscou à Helsinki. De Helsinki, l'ABC a relayé le signal vidéo par Hambourg, vers un studio de contrôle de Rome et la station terrienne de Fucino.

Située dans une vallée des Apennins, à 80 km à l'Est de Rome, la station de Fucino a transmis au satellite stationnaire Early Bird se trouvant à 33 500 km, au-dessus de l'Atlantique, un signal TV d'une puissance de 10 kW. Le



programme a été ensuite retransmis à la station d'Andover dirigée par la Communications Satellite Corporation.

Cette transmission marquait l'entrée en service sur le plan commercial de la station de Fucino.

La majeure partie de l'équipement de télécommunication de la station de Fucino a été conçue, réalisée et installée par la Società Generale di Telefonia ed Elettronica, de Milan,

dans le cadre d'une série de contrats conclus avec la Società Telespazio, fondée à Rome en 1961 et autorisée par le Ministère italien des Télécommunications à diriger les projets de communications spatiales.

La station de Fucino a été construite sur l'emplacement d'un lac desséché, entouré de toutes parts de montagnes atteignant 2 000 mètres. Cet environnement est de nature à protéger des parasites et interférences le système de réception, de même qu'il protège de tout trouble venant de l'émetteur les communications radiophoniques dans la zone de Fucino.

La Società GT&E a installé, en novembre 1962, un système de réception hyperfréquence à large bande à la station de Fucino qui était ainsi à même de recevoir, en janvier 1963, les essais de signaux TV. à partir des satellites de communications expérimentales Telstar I et Relay I.

Lors des essais qui se sont poursuivis au cours de l'année écoulée, Relay II a également retransmis des signaux provenant des stations de Goonhilly et de Pleumeur-Bodou ; ils ont été reçus à Fucino. Au cours de l'été 1964, un système d'émission en hyperfréquence a été installé par la Società GT&E ; des essais téléphoniques en circuit fermé ont alors été faits, relayés par Telstar II.

Peu après, Telespazio a suspendu l'activité de la station pour procéder aux modifications nécessaires à la mise au point du système de communications à haute altitude répondant au programme d'« Early Bird ». Le système d'émission et de réception a été fourni par la Società GT&E.

La nouvelle installation possède une antenne parabolique de 15 m environ de diamètre, montée sur un socle, au-dessus d'un blockhaus en béton, et deux cabines mobiles accessoires, de 8 m environ. L'ensemble de ces dispositifs atteint 14 m au-dessus du sol. Les cabines, utilisées à titre provisoire en attendant la construction d'installations définitives, abritent les éléments des systèmes d'émission et de réception, les dispositifs de commande et autres dispositifs accessoires.

A l'exception de sa bande plus large, le système d'émission installé à Fucino est analogue à ceux réalisés par la Società GT&E pour la liaison entre points fixes à terre. La puissance de sortie de 10 kW est réalisée au moyen d'une unité d'amplificateurs de grande puissance.

Dans le système de réception à large bande, d'une grande sensibilité, entièrement transistorisé, sont utilisées des unités d'amplificateurs à faible bruit et de démodulateurs spécialement conçus pour détecter le signal du satellite.

Par l'utilisation de deux amplificateurs paramétriques formant une unité d'amplification à faible bruit, à environ 17 °K, le signal est reçu bien plus nettement. Le refroidissement est obtenu à l'aide d'un réfrigérateur d'hélium.

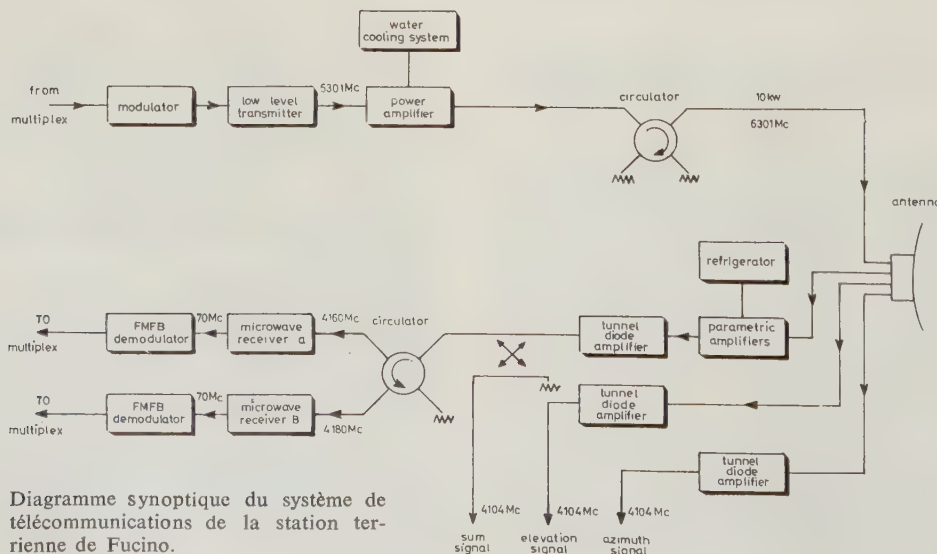


Diagramme synoptique du système de télécommunications de la station terrienne de Fucino.

Les unités d'émission et de réception sont placées à l'intérieur de coffres de protection directement derrière l'antenne et en liaison avec l'équipement contenu par le blockhaus de l'antenne et des dispositifs de commande abrités dans les deux cabines. Les tableaux de commande, l'équipement de multiplex et de télétype ainsi que d'autres dispositifs accessoires sont logés dans les cabines de commande.

La Società GT&E a en outre fourni à Telespazio un faisceau hertzien à hyperfréquence de 80 km en deux tronçons, reliant la station de Rome aux réseaux italiens et européens de communications.

CALCULATRICES ANALOGIQUES POUR SIMULATION DE VOLS VERS LA LUNE

Comme prévu par le projet américain APOLLO, deux astronautes doivent tenter, avec une petite fusée, de se poser sur la lune un jour de 1970. La fusée sera guidée automatiquement durant la plus grande partie du trajet, mais les astronautes devront prendre les commandes en mains pour les dernières minutes qui seront aussi les plus critiques. Cet alunissage ne surprendra pas les astronautes, car ils se seront largement exercés à terre dans des simulateurs.

Le cerveau du simulateur d'alunissage de la Telefunken sera une calculatrice analogique électronique RA800.

Elle ne comporte pas moins de 100 amplificateurs à transistors qui amplifient les tensions les plus faibles cent millions de fois sans altération. Un panneau de connexion des câbles permet de relier les composants pour la résolution des problèmes posés.

Cette calculatrice analogique constitue le noyau du simulateur d'alunissage étudié par le Prof. Rössger, de l'Institut d'Aéronautique et de trafic aérien de l'Université Technique de Berlin, en collaboration avec la Sté Telefunken; ce sera le premier équipement de ce genre en Allemagne. Il doit représenter une fusée d'alunissage avec son poste de pilotage. Le pilote du simulateur sera renseigné sur le mouvement de la fusée par des instruments et par la projection du paysage lunaire qu'il verrait au cours d'un vol réel. Il pourra commander la poussée des réacteurs et faire tourner la fusée autour de trois axes. Au début de l'exercice, le pilotage automatique est en service : le pilote voit la surface de la lune s'approcher. A 15 km d'altitude, il prend les commandes en mains et descend la fusée jusqu'à une altitude de 300 m. En une à deux minutes de vol immobile, il pourra explorer la surface lunaire et choisir un point d'alunissage plat sur lequel il posera sa fusée aussi doucement qu'un hélicoptère.

Ces travaux ont plusieurs buts. Cette nouvelle utilisation de la calculatrice analogique permet d'approfondir une expérience qui servira pour son développement ultérieur. De plus, les exercices permettent de rationaliser l'équipement des cabines de pilotage tout en entraînant le futur pilote.

Bien qu'une participation allemande aux vols vers la lune ne soit pas envisagée pour le moment, les résultats obtenus avec le simulateur d'alunissage seront immédiatement exploitables pour la technique et la recherche. Ils laissent espérer des impulsions nouvelles dans la technique des simulateurs d'avion qui, avec l'augmentation des vitesses, posent des problèmes de plus en plus compliqués.

LA PARTICIPATION DE TEXAS INSTRUMENTS A LA RÉUSSITE DE MARINER IV

TEXAS INSTRUMENTS signale avoir fortement contribué au succès dans Mariner IV en réalisant quatre des équipements de bord du vaisseau spatial :

— le magnétomètre à hélium qui a enregistré les champs magnétiques de la Terre à Mars et au-delà ;

— l'équipement électronique qui commandait le déclenchement du magnétoscope qui a enregistré et transmis les photos de Mars ;

— l'appareillage commandant le gyroscope qui corrigait les oscillations du vaisseau spatial et a servi à l'orientation mi-route puis lors du passage à proximité de Mars ;

— l'équipement d'enregistrement de données qui a fonctionné en permanence pendant 6 000 heures envoyant quotidiennement 700 000 éléments d'information. Cet ensemble a enregistré plus de 10 millions de mesures (tension des batteries, températures, niveau du carburant, etc.) pendant le voyage de 7 mois et demi.

Le matériel au sol utilisé pour décoder les informations transmises par Mariner IV, ainsi que l'appareillage de contrôle, ont également été fournis par TEXAS INSTRUMENTS.

Si la réussite du voyage est déjà une prouesse en soi, l'envoi et la réception des données en est une autre. En effet, la puissance d'émission de Mariner IV était de 10 W et la distance qui sépare Mars de la Terre étant de 240 millions de kilomètres, le signal à la réception n'avait alors qu'une puissance inférieure à 10^{-18} W.

Cette faible puissance ne permettait qu'une cadence de transmission extrêmement lente (de l'ordre de 8,75 bits par seconde), chaque photo nécessitant 250 000 bits, la durée de transmission était de 8 h 30 par photo.

L'équipement de traitement de données a fonctionné sans interruption pendant 7 mois et demi, transmettant plus de 250 000 000 de bits. Bien que certains circuits critiques aient été doublés par des circuits « de secours », il n'a pas été nécessaire d'y faire appel.

GÉNÉRATEUR ISOTOPIQUE DE 75 W

La Commission américaine de l'Énergie atomique a choisi les firmes Lockheed Missiles and Space et la Nuclear Materials and Equipment Corporation pour la conclusion d'un contrat prévoyant la construction, l'essai et la mise au point d'un générateur thermo-électrique à isotopes devant fournir du courant électrique à un satellite terrestre, non habité.

Ce nouveau générateur qui s'appellera SNAP 25, fonctionnera au plutonium 238 et aura une puissance de 75 W. La chaleur dégagée par la désintégration du plutonium sera convertie directement en électricité par une série de thermocouples. Il sera particulièrement léger par rapport à sa puissance. Sa durée de vie minimale sera de cinq années. Les essais en vol sont prévus pour 1968.

LE SECAM IIIa

Les Laboratoires de la CFT, travaillant en étroite coopération avec les Services de Recherche de l'O.R.T.F., se sont attachés à l'analyse fine de certaines caractéristiques techniques du système SECAM, les paramètres de modulation de la sous-porteuse, en particulier.

Les études, en raison du nombre de facteurs en cause et de leurs réactions mutuelles, ont été menées avec l'aide d'une « force de calcul » électronique comprenant, entre autres, un calculateur analogique universel ANALAC A-110. Elles ont démontré que le choix judicieux du sens de modulation des deux signaux de chrominance, en permettant une répartition spectrale asymétrique particulière autour de la sous-porteuse, apportait d'importants perfectionnements. Cette modification — qu'il n'est possible de réaliser qu'avec le SECAM — permet à son tour de reprendre d'autres paramètres en les portant à leur valeur optimale, notamment la profondeur de modulation.

Cette structure parfaitement équilibrée des paramètres permet d'avoir une image dont la qualité se trouve accrue par une brillante reproduction des transitoires dans les couleurs vives (fortement saturées) ; parallèlement, la compatibilité atteint un niveau encore plus favorable.

Enfin, un gain, de l'ordre de 2 dB (ce qui équivaut à une augmentation de 60 % de la puissance) accroît notablement la portée et la protection de la couleur SECAM dans les cas de transmission à longue et à très longue distance, même avec bande passante limitée.

Le SECAM peut ainsi maintenir une très haute qualité d'image avec des équipements d'infrastructure simples et à

maintenance réduite dont les autres systèmes semblent incapables de se contenter sans une dégradation inadmissible de l'image.

Les incidences matérielles de ces modifications sur le récepteur SECAM sont pratiquement nulles. Limitées au seul changement de valeur de quelques composants, elles laissent intacte l'extrême simplicité des circuits, donc le prix du récepteur.

Les prochaines émissions expérimentales effectuées par l'ORTF ainsi que les démonstrations en France et à l'étranger seront faites avec les paramètres optimisés dont l'ensemble prend le nom de SECAM IIIa.

Des études entreprises à partir de ces résultats, en coopération avec des spécialistes des télécommunications spatiales français et soviétiques, viennent de conclure à la primauté du SECAM pour les transmissions spatiales de télévision en couleur, confirmant ainsi l'intérêt que les plus importants Organismes de Recherche viennent de lui porter.

Dans le domaine de l'enregistrement magnétique semi-professionnel et dans celui des circuits à transistors, de nouveaux développements sont attendus sous peu.

CARNET DES SOCIÉTÉS

LA C.A.E.

Le 24 juin 1965, M. Maurice Bokanowski, Ministre de l'Industrie et du Commerce a inauguré aux Clayes, près de Versailles, la nouvelle usine de la Compagnie Européenne d'Automatisme Électronique (CAE).

Cette usine, dans laquelle une surface importante a été réservée aux Laboratoires d'Études et de Recherches, permettra à la CAE d'améliorer encore son excellente position sur le marché européen dans le domaine de l'automatisation industrielle par ordinateur, ainsi que dans celui du calcul scientifique, l'automatisation administrative et les applications militaires et spatiales.

Dans ce nouveau cadre, la CAE bénéficie de liens étroits qui l'unissent à des sociétés de télétransmissions, d'instrumentation et de génie industriel comme on le verra sur l'organigramme ci-dessus. Dans le domaine nucléaire, la CAE poursuit sa collaboration avec INTERTECHNIQUE.

En Europe, la CAE a créé des Filiales ou Agences en Italie, Allemagne, Belgique, Hollande, Espagne et Grèce.

LA GT&E AMÉRICAINE ET LA SOCIETÀ GENERALE DI TELEFONIA ED ELETTRONICA

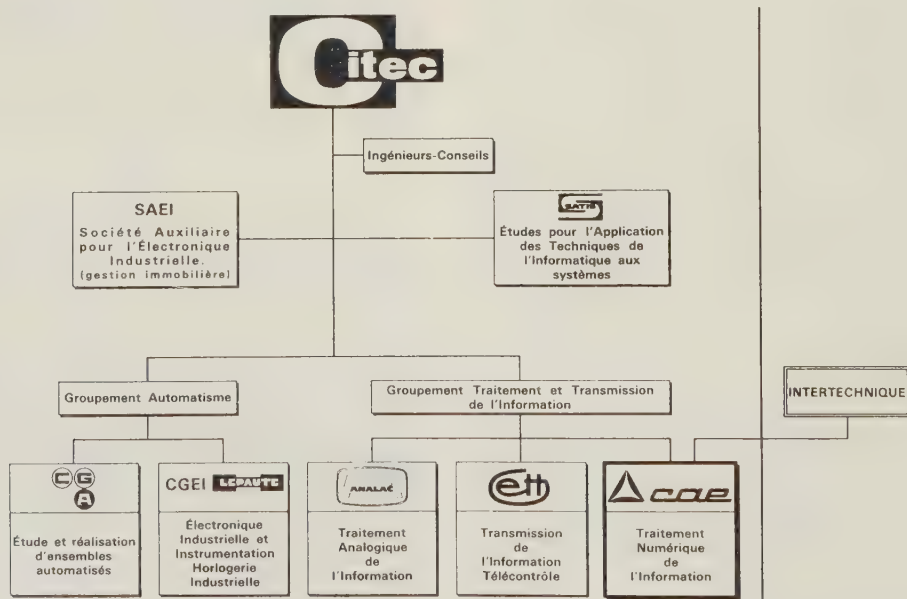
La Società Generale di Telefonia ed Elettronica S.p.A. fabrique des équipements pour communications à hyperfréquence et courants porteurs; elle est également spécialisée dans les équipements téléphoniques. La société, dont le siège est à Cassina de' Pecchi, dans la banlieue de Milan, est une filiale de la General Telephone & Electronics International Inc, elle-même filiale de General Telephone & Electronics Corporation.

La Società GT&E a été constituée au début de cette année par la fusion de la Marelli Lenkurt et de l'Automatic Electric, toutes deux filiales de la GT&E Internationale.

Le système perfectionné à hyperfréquence utilisé à la station au sol de Fucino pour le programme global de communications de « Early Bird » a été mis au point et fabriqué à l'usine de Cassina de' Pecchi; les équipements de télécommunications et les appareils d'éclairage sortent des usines de Milan et de Marcanise, près de Naples.

La Società GT&E emploie au total, en Italie, 2 500 personnes.

Outre la Società GT&E, la GT&E International a deux autres filiales: la Fabbrica Italiana Valvole Radio Elettriche ayant son siège à Milan et la Società Industriale Vicentina Illuminazione dont le siège est à Vicence.



Le chiffre d'affaires de la CAE a plus que doublé de 1963 à 1964, et doublera encore vraisemblablement en 1965. L'effectif, composé de trente personnes en 1960, atteindra le millier, dont trois cent vingt ingénieurs, à la fin de l'année.

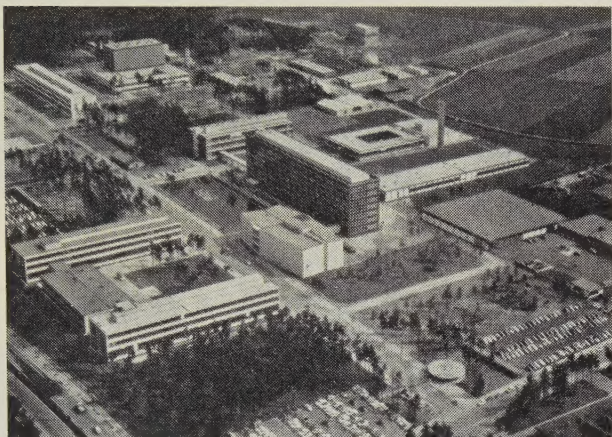
En 1964, la CAE a rejoint le Groupe « Compagnie pour l'Informatique et les Techniques Électroniques de Contrôle », (CITEC), formé par la Compagnie générale de télégraphie Sans Fil (CSF), et la Compagnie Générale d'Électricité (CGE).

La FIVRE produit, dans son usine de Pavie, des tubes électroniques et des tubes-images de télévision. Quant à la SIVI, elle fabrique une gamme variée de lampes à incandescence, dans son usine de Vicence.

La GT&E International conserve la responsabilité des fabrications et des marchés à l'étranger, tant pour les produits sortis des ateliers de la GT&E américaine que de ses filiales, l'Automatic Electric Co, la Sylvania Electric Products Inc. et la Lenkurt Electric Co. Inc.

LE CENTRE DE RECHERCHES SIEMENS A ERLANGEN

Dernièrement, le Centre d'études et de recherches des Siemens-Schuckertwerke a été inauguré au sud de la ville universitaire bavaroise d'Erlangen. Sur un terrain de trente hectares, des bâtiments de plain-pied et à plusieurs étages, abritant des laboratoires divers ainsi que des plateformes d'essai, des bureaux d'études, des ateliers et des bureaux



Le Centre de Recherches Siemens à Erlangen

administratifs, sont répartis dans des espaces verts. Un terrain est également prévu pour les grands essais ne pouvant être effectués qu'à l'extérieur.

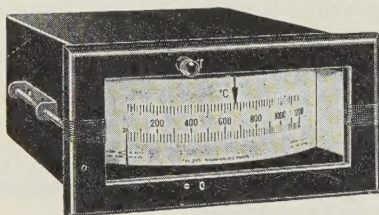
Sur la photographie, on peut voir, au premier plan, le bâtiment en forme de U des laboratoires de recherches appliquées auquel fait suite le complexe des laboratoires de recherches fondamentales avec, à l'avant, le bâtiment de la physique des plasmas, puis celui à huit étages de la physique générale et le bâtiment de la chimie ainsi que le laboratoire de plain-pied de la radio-chimie. A l'arrière-plan, on voit le bâtiment de recherches des réacteurs avec le hall de 25 m de haut servant à l'essai des éléments constitutifs des centrales nucléaires.

1 500 personnes environ de 35 ans d'âge moyen travaillent actuellement dans le centre de recherches qui ne groupe qu'une partie du personnel des Siemens-Schuckertwerke occupé à la recherche et à l'étude. 40 % du personnel employé sont des physiciens, des chimistes et des ingénieurs, dont beaucoup ont déjà acquis une renommée mondiale. Le restant du personnel englobe les assistants électrotechniques, les agents techniques et les laborantins qui ont reçu leur formation soit dans la Société Siemens, soit dans des écoles techniques.

Actuellement, les travaux du centre de recherches des Siemens-Schuckertwerke à Erlangen ont trait aux domaines des semi-conducteurs, des supraconducteurs, de la physique des plasmas, de la transformation directe de l'énergie (piles à combustible, générateurs magnétohydrodynamiques, etc.), des techniques d'automatisation et de régulation ainsi qu'au développement des réacteurs nucléaires.

Sur les 215 000 personnes qu'emploie la Société Siemens en République fédérale d'Allemagne, 15 000 environ s'occupent de recherches et de mises au point.

SICOGNE et C^{ie}



Régulateur de
température
électronique

APPAREILS DE MESURE ELECTRIQUE

4, 6, 8 RUE DE BORREGO - PARIS 20^e
Tél. : MEN. 93-40

APPAREILS SPÉCIAUX à hautes performances

FONCTION V - R d'entrée $10^{14} \Omega$, calibres 10 mV à 50 kV, $c = 15$ pF.

ΔV - R d'entrée $10^{14} \Omega$, sensibilité depuis 200 μV sur 1 V à 5 kV.

FONCTION I - R d'entrée nulle, sensibilité depuis 10^{-15} A à 10^{-9} A.

FONCTION R - Sensibilité $10^{18} \Omega$, exempt de constante de temps sur capacités.

FONCTION C - 50 Hz, 0,02 pF à 1 μF , en continu jusqu'à 10 000 μF .

MESURES MAGNÉTIQUES - 1 à 30 000 G, pertes en watts, perméabilité.

CONDUCTIVITÉ (Liquides) - 1 Ω à 1 000 M Ω , capacité du câble compensée.

INTÉGRATEUR LINÉAIRE - Réponse 100 μs , durée jusqu'à 60 mn.

ENREGISTREUR POTENTIOMÉTRIQUE - R d'entrée 3 M Ω . Réponse 0,3 s, 10 mV - 20 V - Z $\sim$ 100 M Ω à 100 Hz.

CONVERTISSEURS D'IMPÉDANCE - $10^{12} \Omega / 10^3 \Omega$, 10 mV, 30 V.

TRANSISTORMÈTRE - Consommation nulle V et I, tous paramètres statiques et dynamiques.

APPAREILS D'ALARME - Maxi-mini, pH, résistivité, niveaux, charges statiques.

RÉSISTANCES A COEFFICIENT DE TENSION NÉGLIGEABLE - 10^9 à $10^{12} \Omega \pm 0,5 \pm 1 \%$.

Bureaux et Ateliers :

LEMOUZY.

fondé en 1915 - S.A. Capital 1 million

63, rue de Charenton,
PARIS-12^e - Métro : Bastille

Tél. 343-07-74 ou 07-75

— Fournisseur de 3 800 Laboratoires en France et dans 42 Pays étrangers —

RAPY 5-6

AUGUSTE-C. RAES

Ingénieur civil A.i.Lg. A.i.M.

ISOLATION SONORE ET ACOUSTIQUE ARCHITECTURALE

*Problèmes techniques
et
solutions pratiques*

Un volume de 384 pages, 16×24 cm, relié pleine toile. Prix: 70 F.

DONNÉES GÉNÉRALES SUR LES SONS,
LES BRUITS ET LES VIBRATIONS
(propriétés et mesures)

*

LA PROPAGATION DES SONS
DANS LES BATIMENTS

*

PRATIQUE DES MATÉRIAUX

*

L'ABSORPTION DES BRUITS
DANS LES LOCAUX

*

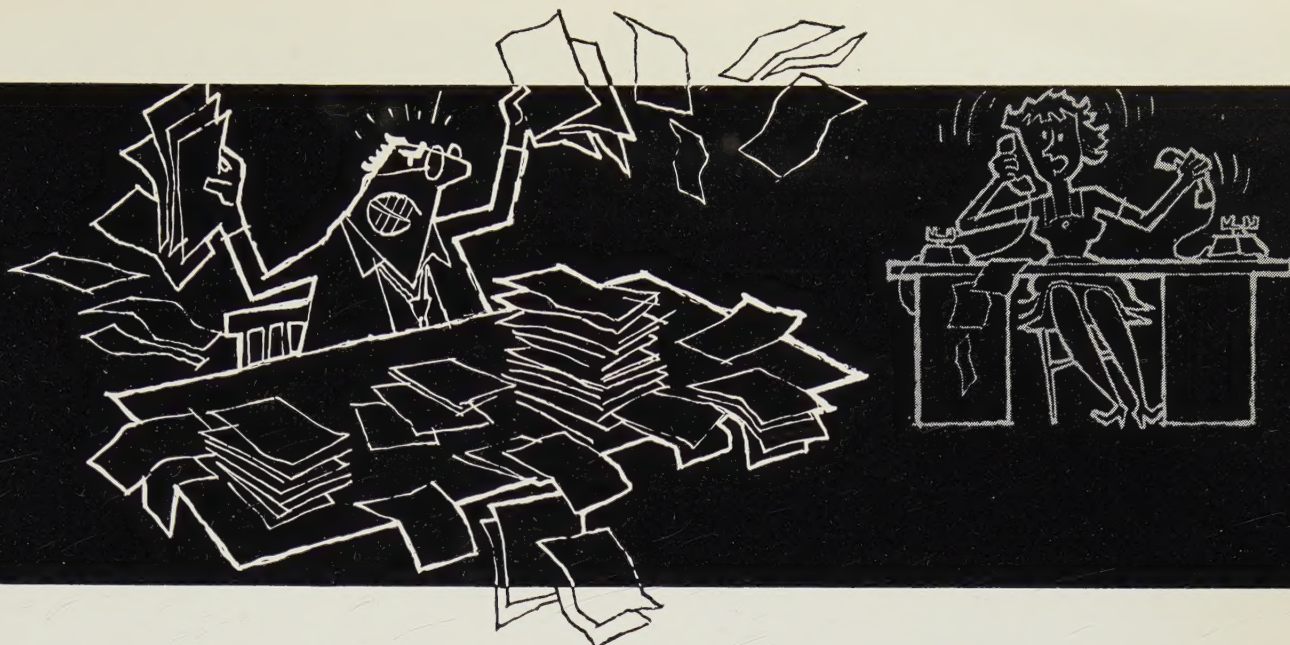
LA RÉALISATION
D'IMMEUBLES INSONORES

*

L'ACOUSTIQUE DES SALLES

Editions CHIRON 40, rue de Seine - PARIS

CCP 53-35 Paris



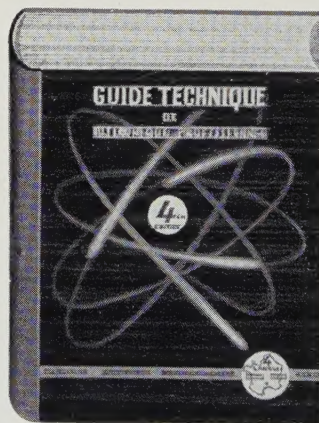
à votre niveau, vous avez besoin de synthèse



VOTRE SPÉCIALITÉ EST-ELLE
L'ÉLECTRONIQUE
PROFESSIONNELLE ?...

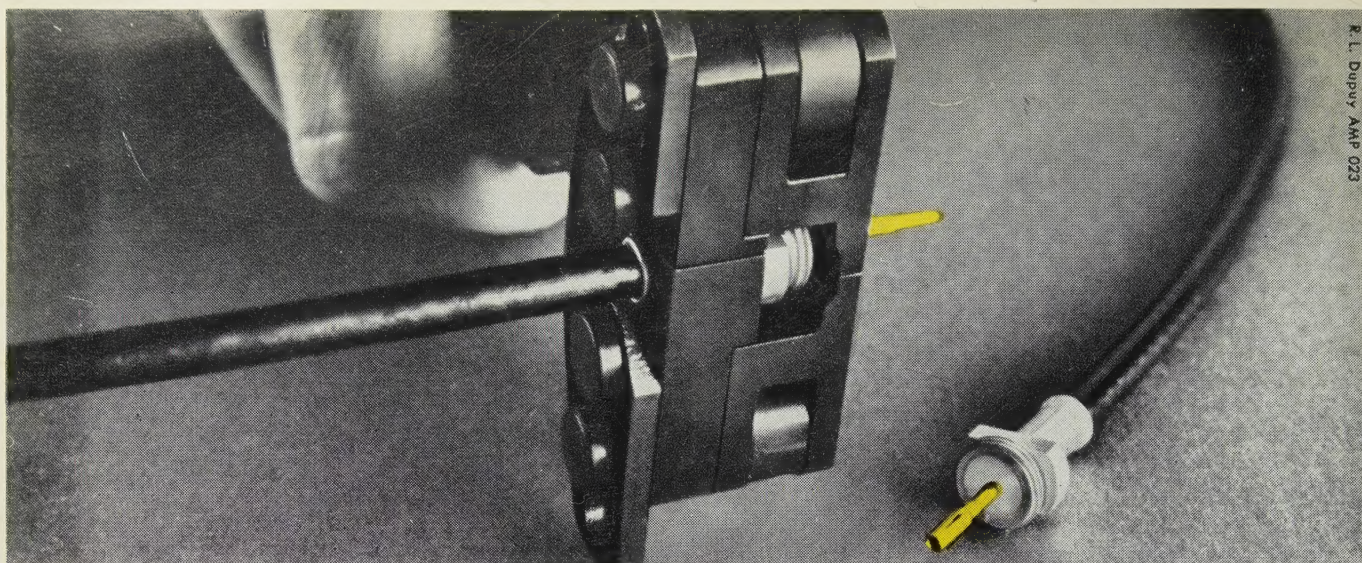
... alors ne cherchez plus :
il n'existe en Europe qu'un
SEUL OUVRAGE
réunissant en 2 volumes
et en 4 langues
TOUTE VOTRE PROFESSION

Envoi immédiat sur commande :
AUX ÉDITIONS PUBLÉDITEC
13, RUE CHARLES LECOQ - PARIS 15°
TÉLÉPHONE : BLO. 88-04 et 05
Prix : 160 F. livré TTC - 150 F. à nos bureaux
Étranger : 120 F. h.t. + port

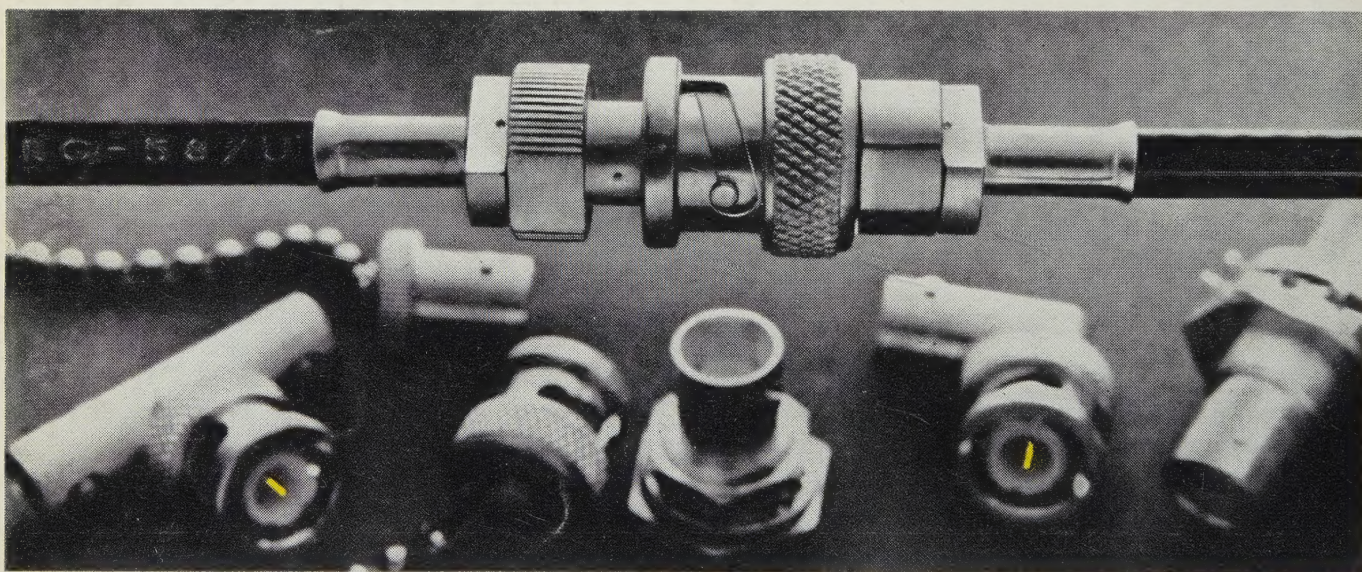


GUIDE TECHNIQUE
DE L'ÉLECTRONIQUE
PROFESSIONNELLE

VENTE EN LIBRAIRIES PAR LES SOINS DES ÉDITIONS CHIRON, 40 rue de Seine - PARIS 6^e



7 secondes pour sertir...



...c'est connecté!

En une seule opération, vous sertissez l'âme, la tresse et la gaine isolante du câble coaxial. Ce nouveau connecteur A-MP BNC de la série COAXICON*, vous fera économiser plus de 50 % sur les frais de main-d'œuvre par rapport aux autres assemblages.

Aucune perte de temps dans le processus de sertissage : des outils spéciaux à action contrôlée sertissent avec précision et réalisent des connexions parfaitement identiques, d'une excellente stabilité électrique. La discontinuité est minime. Pour 4000 mégacycles, par exemple, le taux moyen d'ondes stationnaires (T.O.S.) est de 1,12 à 1.

D'une très grande souplesse d'utili-

sation, les connecteurs A-MP BNC peuvent être montés avec tous les connecteurs similaires des séries UG/U. Ils répondent à toutes les spécifications militaires MIL-C-3608 A et sont disponibles pour tous les câbles coaxiaux les plus couramment utilisés. De nombreux accessoires, prolongateur, raccord à angle droit, en T ou traversée de cloison, multiplient leurs possibilités d'utilisation.

Choisir les connecteurs A-MP BNC de la série COAXICON* pour les équipements électriques haute fréquence, c'est la garantie d'un assemblage rapide, de frais de main-d'œuvre très réduits et de performances excellentes et stables.

Bon à découper

Monsieur _____

Société _____

Adresse _____

désire recevoir

- une documentation complète sur les connecteurs A-MP BNC*
- la visite d'un technicien AMP*

* Rayer la mention inutile

O.E

AMP
DE FRANCE



29, Chaussée Jules-César - PONTOISE (S. et O.) - Tél. 30-00

* marque déposée de AMP Incorporated, Harrisburg, Pa. (U.S.A.)