

l'onde électrique

Revue mensuelle de la Société des Électriciens, des Électroniciens et des Radioélectriciens

• Nouveaux systèmes de développement microprocesseurs chez Tektronix • Le test automatique des cartes dans les années 80 selon GenRad • Lambda mise sur les alimentations à découpage • Motorola et les composants discrets •

Semiconducteurs de puissance : le transistor MOS un peu partout.

Simulation des profils de dopage dans le silicium.

Modèle de transistor MOS pour programme de simulation électrique.

Performances de la procédure de télécommunications HDLC.

Propagation non linéaire d'ondes élastiques dans un solide anisotrope. II. Ondes de surfaces.



CLTO

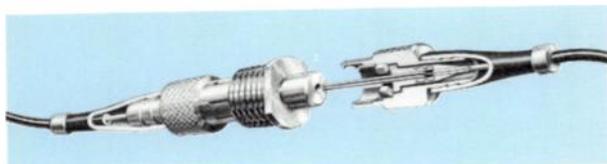
un concepteur un réalisateur de systèmes de transmissions optiques

1) Des câbles de grande résistance mécanique



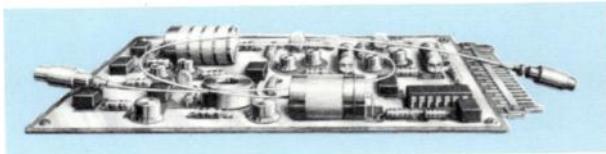
Forte de l'expérience des Câbles de Lyon et de Filotex en matière de câblage, la Compagnie Lyonnaise de Transmissions Optiques a développé, à partir de fibres optiques de très hautes performances, une série de câbles de très grande tenue mécanique : câbles téléphoniques, câbles en nappe à haut foisonnement de fibres, câbles monofibres souples, câbles composites, câbles avionnables. Ces câbles sont conçus pour être posés dans les conditions les plus difficiles.

2) Des connecteurs de haute précision



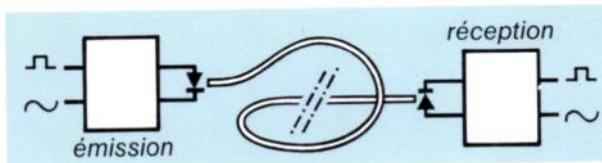
Parallèlement aux câbles et aux équipements terminaux, la Compagnie Lyonnaise de Transmissions Optiques propose toute une gamme de systèmes de connexion (fibre de $125 \mu m$) : connecteurs de ligne monofibres ou multifibres, connecteurs d'extrémité encliquetables ou à baïonnette, raccordement par soudure (perte $< 0,2 dB$), connexion par nappe, connecteurs avionnables.

3) Des équipements opto-électroniques performants



La Compagnie Lyonnaise de Transmissions Optiques a développé une gamme de systèmes opto-électroniques : liaisons numériques synchrones et asynchrones, liaisons analogiques, transmission d'information à bord d'aéronefs, bus optiques destinés aux systèmes de distribution d'informations en ambiance perturbée, liaisons embarquées, liaisons vidéo longues distances, mesures aux voisinages de courants forts, exposition au foudroiement.

4) Des systèmes complets de transmission



De par son expérience et la diversité de ses produits, la Compagnie Lyonnaise de Transmissions Optiques est capable de concevoir, étudier et réaliser tout système spécifique de transmission par fibres optiques et en assurer la livraison clé en main.



Compagnie Lyonnaise de Transmissions Optiques

170, quai de Clichy - 92111 Clichy Cedex France - Tél. : 739.33.32 - Télex : 670787





Tektronix
(p. 5)



Lambda
(p. 14)



Dossier : Semiconducteurs
de puissance
(p. 25)

Dans le numéro de
décembre 1980 de

l'onde électrique

Deux importants dossiers
seront consacrés aux :

- Tables traçantes
- Régulateurs
en circuits intégrés

oe EVENEMENT

- 5 ● Pour ses nouveaux systèmes de développement pour microprocesseur : Tektronix joue la modularité.
- 6 ● Digital Equipment crée le réseau de commutation par paquet.
- 8 ● Le test automatique des cartes dans les années 80 : le point de vue de GenRad.
- 11 ● Opto 80 confirme l'intérêt au public pour l'optoélectronique.

oe ACTUALITES

- 14 ● Lambda Électronique mise sur les alimentations à découpage.
- 19 ● En bref.
- 21 ● Les objectifs de Motorola : numéro un des discrets et « la volonté d'être leader des techniques MOS ».
- 22 ● Tendances et statistiques.

oe DOSSIER

- 25 ● Semiconducteurs de puissance : le transistor MOS un peu partout.

Hier encore considérés comme n'étant pas capables de rivaliser avec les tubes dans les applications de fortes puissances, les semiconducteurs, devenus majeurs, sont en passe de condamner à jamais ces ancêtres de l'électronique. Toutes technologies confondues, les transistors sont plus fiables, les thyristors et les diodes toujours plus rapides, pour le plus grand contentement des utilisateurs.

oe APPLICATIONS

- 69 ● Réflectométrie en ondes millimétriques.

72 **oe Conférences et expositions.**

75 **Les Nouveautés de l'Onde Électrique.**

Composants.

- 33 ● La simulation des profils de dopage dans le silicium, par G. Kamarinos, G. Pananakakis et F. Zadworny.
- 45 ● Un modèle de transistor MOS pour programme de simulation électrique, par P. Cottin et J. Montaron.

Télécommunications.

- 52 ● Performances de la procédure de télécommunication HDLC et adaptation aux exigences d'une haute sécurité de transmission, par J. Hoeffelman.

Propagation.

- 61 ● Propagation non linéaire d'ondes élastiques dans un solide anisotrope. II. Ondes de surfaces, par M. Planat, G. Théobald et J. J. Gagnepain.

contents

november 1980 vol. 60 - n° 11

oe NEWS :

- 3 ● Point of view.
- 5 ● Events.
- 14 ● News of the month.

Special reports:

- 25 ● Power Semiconductors : MOS transistors almost everywhere.

Applications:

- 69 ● Reflectometers for millimeter-wave measurements.

oe COMMUNICATIONS

Components.

- 33 ● Simulation of diffusion profiles in silicon, by *G. Kamarinos, G. Pananakakis and F. Zadworny.*
- 45 ● A MOS model for computer aided design, by *P. Cottin and J. Montaron.*

Telecommunications.

- 52 ● Performance of the HDLC telecommunication procedure and adaptation to high security transmission requirements, by *J. Hoeffelman.*

Propagation.

- 61 ● Non linear acoustic propagation in anisotropic solids. II. Surface waves, by *M. Planat, G. Théobald and J. J. Gagnepain.*

oe DEPARTEMENTS

- 72 ● Meetings
- 75 ● New products

In the december issue,

l'onde électrique

Will publish two special reports devoted to :

- Plotters
- IC regulators

l'onde électrique

Directeur de la Publication :
Philippe LUYT

Département des Périodiques Techniques et Scientifiques

MASSON Éditeur,
120, bd Saint-Germain,
75280 Paris Cedex 06.
Telex : 260.946.



RÉDACTION

Rédacteur en chef : Gilles SECAZE.
Tél. : 329.21.60.
Assisté de : Franck BARNU.

COMITÉ DE L'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : Y. ANGEL, Professeur au CNAM.
Vice-Président : M. THUÉ, Ingénieur général
des Télécommunications au CNET.

COMITÉ DE LECTURE

Président : G. PAYET, PTT (Tél. :
638.49.69).
Adjoint : M. BON, CNET.

PUBLICITÉ Tél. : 329.21.60.

Directeur : Alain BUISSON.
Assistante : Martine ADJEMIAN.

MASSON RÉGIE

Directeur : Michel J. LEROY.

Représentant pour la Grande-Bretagne :
Frank L. Crane Ltd, 16-7 Bride Lane, London
EC4Y 8EB.
Tél. : 01.353.1000. Télex : 21489.

ABONNEMENTS 1980 :

Un an (annual subscription).

FRANCE et Zone Franc : 280 F. Autres pays
sauf (1) : 320 FF.

Établir le titre de paiement au nom de / All
payments must be made to the order of :
SPPIF, B.P. 22, 41350 Vineuil (France).

(1) Pour les pays suivants, s'adresser à / For
the following countries, please contact :

Belgique : L.C.L.S., rue Otlet 44, B-1070
Bruxelles.

Canada : Somabec, 2476 Sylva Clapin,
B.P. 295, St-Hyacinthe, Québec.

Espagne : D.I.P.S.A., Francisco Aranda 43,
Barcelona 5.

Italie : Etmi S.p.a., Via Pascoli 55, 20129
Milano.

Rép. Féd. d'Allemagne : Kunst und Wissen,
Wilhelmstrasse 4, Postfach 46, D-7000
Stuttgart 1.

Suisse, Autriche, Grèce, Turquie, Yougoslavie,
Moyen-Orient : Crispa s.a., 16, avenue
de Beaumont, CH 1700 Fribourg.

U.S.A. : Masson Publishing U.S.A., Inc.,
14 East, 60th Street, New York,
N.Y. 10022.

Brésil : Editora Masson do Brasil, Ltda, rua
da Quitanda 20, Sala 301, 20011 Rio de
Janeiro, R.J.

Mexique, Bolivie, Chili, Colombie, Costa-
Rica, Cuba, Équateur, Guatemala, Haïti,
Honduras, Nicaragua, Panama, Paraguay,
Pérou.

Salvador, Uruguay, Venezuela : Masson
Editores, S. de R.L. de C.V., Dakota 383,
Colonia Napoles, Mexico 18, D.F.

● Les abonnements sont mis en service dans un délai de
quatre semaines après réception du
règlement/Subscriptions begin 4 weeks following receipt
of payment.

● Les abonnements partent du premier numéro de
l'année/Subscriptions begin with the first issue of calendar
year.

● Les réclamations pour les numéros non reçus doivent
parvenir dans un délai maximum de six mois après la
parution/Claims may be submitted to the publisher for
missing issues for a period of 6 months after publication of
each individual issue.

Numéros séparés de l'année et volumes
antérieurs/Back issues and Volumes (jus-
qu'à épuisement du stock).

MASSON Services,
64, bd Saint-Germain, 75005 Paris.
Tél. : 325.74.73 et 326.68.45.

Défi

L'introduction de la microélectronique dans nos sociétés est inéluctable. Or, l'industrie européenne n'occupe pas encore la place qu'elle est en mesure d'espérer ni sur le marché mondial, ni sur son propre marché qu'elle ne fournit qu'à raison de 10 % seulement, alors que certains pays, comme les États-Unis et le Japon, déploient de grands efforts pour renforcer leur position. Cette situation est dangereuse. Son maintien impliquerait pour l'Europe la perte définitive d'une chance de maîtriser un marché d'avenir, la diminution de ses capacités concurrentielles chez elle et dans le monde, une augmentation de sa dépendance technologique, économique et donc politique, ainsi que de nombreuses pertes d'emplois sans nouveaux débouchés à terme, avec toutes les conséquences sociales et humaines que cela implique.

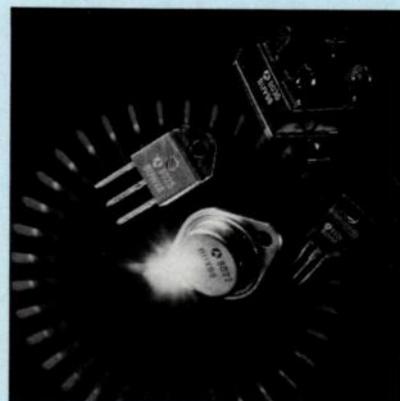
Il y a pourtant des raisons d'espérer : l'industrie européenne est en mesure de répondre à ce défi et de parvenir à s'assurer d'ici 1990 un tiers du marché mondial. Pour atteindre un tel objectif, elle dispose de plusieurs atouts : un marché communautaire qui a les dimensions du marché américain et que l'élimination progressive des entraves techniques aux échanges doit rendre toujours plus fluide, un important volume de commandes publiques qui doivent s'ouvrir aux entreprises de neuf et de bientôt dix États membres, des programmes nationaux de développement dont l'efficacité serait accrue par une meilleure concertation. Pour mieux faire valoir ces atouts, la Commission européenne a défini une stratégie communautaire qui a fait l'objet d'une communication au Conseil européen du 29 novembre 1979. Il s'agit essentiellement de mobiliser et de coordonner les efforts des États membres et de la Communauté en vue de créer un marché homogène, d'encourager la coopération entre l'industrie et les utilisateurs, de promouvoir l'industrie européenne afin d'assurer sa compétitivité sur les marchés mondiaux et de lui donner les moyens de mieux maîtriser les nouvelles technologies dont, notamment, la micro-informatique.

La mise en œuvre de cette stratégie industrielle commune implique qu'une action communautaire soit également menée dans le domaine social. Les changements résultant de la nouvelle technologie doivent en effet être orientés en fonction d'objectifs politiques et sociaux, si l'on veut maximiser les chances dont ils sont porteurs et minimiser les risques, non moins évidents, qui y sont liés, notamment dans le domaine de l'emploi. Des difficultés graves sur ce plan freineraient la percée des nouvelles technologies et compromettraient à la fois stratégie industrielle et le visage social de l'Europe. Le « plan composants » français et ses prolongements a-t-il toutes les chances d'apparaître comme une volonté de relever ce défi communautaire ? L'avenir nous le dira...

oe

Sur notre couverture :

Transistors Superswitch™



Thomson-CSF
Division Semiconducteurs
complète sa gamme de transistors de puissance SUPER-SWITCH™ avec deux nouveaux produits en boîtier ISO-TOP™ :

- ESM 752
V_{CEO(sus)} : 600 V
I_{C(sat)} : 12 A
- ESM 752 A
V_{CEO(sus)} : 700 V
I_{C(sat)} : 12 A

Ces transistors très haute tension à commutation rapide (t_f typ = 150 ns) peuvent être utilisés à partir du réseau 380V/440 V.

Pour rappel, la gamme SUPERSWITCH™ couvre des tensions V_{CEO(sus)} de 60 V à 700 V et des courants I_{C(sat)} de 2,5 A à 100 A, ceci dans les boîtiers TO 220, TOP 3, TO 3, TO 83 et ISO-TOP™.

 **THOMSON-CSF**
COMPOSANTS

THOMSON-CSF
DIVISION SEMICONDUCTEURS
50, RUE J.P. TIMBAUD
B.P. 5192403 COURBEVOIE CEDEX
Tél. : 788.50.01/Telex : 610560 F

Une solution à tous vos problèmes de production... coût... personnel... investissement...



Wayne Kerr



LE TESTEUR AUTOMATIQUE A 8000

a choisi d'être modulaire pour un investissement minimum et pour tous les types de tests : In- Situ, Fonctionnels analogique et digital, continuité sur circuits nus ou assemblés.

De grosses capacités dans un petit système baré autour de nouveaux microprocesseurs et d'un logiciel simple vous sont offerts à un coût optimum.

ATE 8000



Pour en savoir plus, écrire ou téléphoner à TEKELEC-AIRTRONIC, département Instrumentation Générale, BP N° 2 - 92 310 Sèvres, Tél. (1) 534-75-35, Télex : TEKLEC 204 552 F. En Province : Aix-en-Provence : Tél. (42) 27-66-45 • Bordeaux : Tél. (56) 45-32-27 • Lille : Tél. (28) 41-65-98 • Lyon/Rhône/Alpes : Tél. (78) 74-37-40 • Rennes : Tél. (99) 50-62-35 • Strasbourg : Tél. (88) 35-69-22 • Toulouse : Tél. (61) 41-11-81.

814 TP

TEKELEC TA AIRTRONIC

...au temps partagé et à l'émulation distribuée

Mais là ne réside pas le seul intérêt du 8550 : membre de la famille 8500, il pourra en cas de besoin s'intégrer dans une chaîne multipostes grâce à la station temps partagée 8560 (disponible en juin 1981) ou même se connecter sur un ordinateur central par l'intermédiaire du 8540 (disponible en juin 1981 également).

Avec la famille 8500, deux approches du développement distribué seront permises. En premier lieu, le système multipostes avec le 8560, système de développement permettant de piloter jusqu'à 8 stations. L'unité centrale de ce système comportera un LSI 11/23, 128 K mots de mémoire dynamique, jusqu'à 4 unités de disques durs de 35 Mo et un moniteur pour gérer les ressources du système. Pourront se connecter sur cette unité centrale soit des écrans, pour le développement logiciel, soit les stations 8550, 8001, 8002 pour l'intégration avec stockage de masse, édition et assemblage.

Le second concept d'organisation multipostes offert par la série 8500, fait appel à l'ordinateur de l'entreprise et aux unités d'intégration distribuées 8540. Dans ce cas l'ordinateur se chargera du développement des programmes tandis que la partie émulation temps réel sera laissée à l'unité d'intégration 8540; la communication s'effectuera à la cadence maximale de 153 K Bauds jusqu'à une distance de 600 m ou à une cadence inférieure par l'intermédiaire d'une ligne téléphonique, et cela pour un nombre illimité de stations.

Ainsi, comme on le voit, avec cette famille 8500, Tektronix joue à fond la carte de la «modularité», avec les nombreuses configurations monopostes, multipostes, utilisation d'un ordinateur central qu'il autorise et la faculté d'évoluer de la plus simple vers la plus complexe. A l'époque où l'augmentation des performances, du microprocesseur et son utilisation plus massive réclament des puissances et des moyens de développement accrus, cela semble être une approche logique.

F.B.

● Le Laboratoire Central de Télécommunications vient de fournir au Port Autonome de Bordeaux un synthétiseur de messages parlés pour la transmission par radio du niveau de marée en différents points de l'estuaire de la Gironde. Ce synthétiseur, appelé Maréphone, reçoit en permanence par lignes téléphoniques les informations en provenance de capteurs de hauteur de marée. Ces informations permettent de constituer un message vocal à partir de mots stockés sous forme numérique dans un dispositif utilisant les techniques de prédiction linéaire.



Pour ses nouveaux systèmes de développement universels pour microprocesseurs Tektronix joue la modularité

Quatre ans après la sortie de ses premiers systèmes de développement universels pour microprocesseurs, les 8001 et 8002, Tektronix, pour suivre et essayer de devancer l'évolution de ces composants, propose une nouvelle famille de systèmes de développement, plus rapide et plus puissante, la série 8500. Comportant pour l'instant le seul 8550, qui est un système monoposte, elle permettra d'ici un an, lorsqu'elle sera au complet, le développement multi-utilisateurs avec le 8560 et l'intégration logicielle et matérielle en conjonction avec un ordinateur grâce au 8540. Ainsi, compte tenu de la compatibilité matérielle et logicielle de tous ces systèmes, y compris les 8001 et 8002, l'utilisateur disposera de possibilité d'architectures variées et évolutives en fonction de ses besoins de développement.

Du monoposte...

Le 8550, premier système à faire son apparition sur le marché, est un système de développement complet, monoposte, qui assure toutes les fonctions d'édition, compilation, assemblage, édition de liens, génération de bibliothèques, émulation en temps réel jusqu'à 8 MHz, analyse logique et programmation de PROM. Il se compose de deux parties : l'unité de développement 8301 et l'unité de gestion de fichiers 8501 offrant une capacité totale de 2 Mo (2 disques souples double face-double densité) et qui assure la gestion de fichiers et les entrées/sorties auxiliaires.

En plus des microprocesseurs couramment supportés, le 8550 permettra l'émulation en temps réel du 8086, 68000 et Z8001/2. Les émulateurs supporteront le champ d'adressage complet de chacun des circuits et emploieront le «debug»

symbolique. L'émulateur 8086 supportera également les 8086-2 (8 MHz), 8086-4 (4 MHz), et 8088 (5 MHz). Le 8088 sera supporté par un module personnalisé qui sera compatible 8087-8089. L'émulateur 68000 couvrira le champ d'adressage de 64 M octets et permettra le déverminage en temps réel à 8 MHz. L'émulateur Z8000 permettra l'émulation en temps réel des Z8001 (4 MHz) et Z8002 (4 MHz) et supportera le champ d'adressage complet (48 M octets) du Z8002.

Utilisant les langages Pascal et MDL Basic, le 8550 peut recevoir en option un analyseur logique en temps réel, option RTPA autorisant le contrôle simultané de 43 canaux, ainsi que, d'ici un an, une version plus puissante (62 canaux avec un temps de cycle de 125 ns) dérivée de l'analyseur logique 7D02 de Tektronix. En option également, le programmeur de PROM.

— **oe** ÉVÈNEMENT

Plessey Peripheral Systems est devenu adulte :

Créée en 1971 pour «faire l'appoint» des besoins de Plessey Memories, Plessey Peripheral Systems, une filiale américaine du groupe britannique Plessey vient d'atteindre sa majorité. En effet, après avoir durant sept années «fait carrière» dans la fabrication de mémoires «add-on» compatibles DEC et s'être orienté vers la production de périphériques destinés aux miniordinateurs, PPS est passé à la réalisation de systèmes complets comprenant matériel et logiciel de base destinés généralement à des applications de gestion, scientifiques et industrielles. Actuellement la firme d'Irvine, en Californie, dispose à son catalogue de produits adaptés aux réseaux informatiques permettant de relier ses systèmes entre eux ou à des systèmes plus importants (IBM ou Univac). Pour 1980, Plessey Peripheral Systems a réalisé un chiffre d'affaires de 60 M\$ dont environ 40 % pour l'Europe. Elle envisage de franchir le cap des 100 M\$ d'ici deux ans. La répartition de ce CA compte 60 % pour les cartes mémoires et les périphériques et 40 % pour les systèmes. A raison de 500 personnes, elle a livré plus de 30 000 cartes et 3 000 systèmes dont 2 000 systèmes dans la seule période 79/80. En moyenne, PPS affirme installer 1 000 systèmes par an dans le monde. A noter que PPS réinvestit 10 % de son CA en recherches et développements (50 personnes). En France, la filiale de PPS, démarrée en 1975 par J.C. Yague, connaît un développement assez comparable à ce qui se

fait à l'échelon international. Avec un CA de 35 MF en 1980 et 40 personnes, elle compte 3 000 modules mémoires livrés 350 périphériques et 400 systèmes installés. Ces derniers équipements représentant 60 % de son CA. On comprendra cette particulière croissance de Plessey Peripheral Systems, essentiellement seconde source de matériels compatibles DEC, par le simple fait que les structures très légères lui permettent de garantir à sa clientèle (OEM) des délais de livraison que le géant DEC ne peut tenir. Ajoutons que dans le cadre de ses nouvelles résolutions, PPS vient d'annoncer un processeur microprogrammé de communications en mode interactif (compatible DEC, bien entendu) et une série de trois produits dont l'adoption du disque Winchester Priam, un terminal compatible VT 100 et un logiciel d'exploitation sur disque (le PCS 001 plus à compilateur Cobol).

Et Digital Equipment créa le réseau de commutation par paquets :

Après DECNET et INTERNET, voici PACKETNET ou comment, pour une firme comme Digital Equipment, ne pas laisser passer l'occasion de s'infiltrer sur un marché rendu alléchant par la multiplication des programmes de réalisation de réseaux de commutation par paquets. Et DEC répond présent avec deux premiers produits les Packetnet System Interfaces (PSI) ou interfaces aux réseaux de commutation par paquets pour Transpac en France et Datapac au Canada, font partie d'un programme qui comprendra à terme des produits similaires pour Tele-

net aux États-Unis, PSS au Royaume-Uni, Datex-P en Allemagne et DN 1 aux Pays-Bas. Le programme Packetnet est annoncé pour permettre aux clients de planifier leurs futurs achats en fonction des connexions aux réseaux X.25 et DECnet. La société prévoit une forte demande pour les interfaces aux réseaux publics de commutation par paquets parce qu'un grand nombre de ses clients sont pleinement acquis aux réseaux d'informatique répartie X.25 et qu'ils les considèrent comme l'un des moyens les plus efficaces et les moins coûteux pour relier des installations géographiquement dispersées et constituées de systèmes informatiques différents. Le programme permettra aux mini-ordinateurs PDP-11, super mini-ordinateurs VAX-11 et autres ordinateurs universels DEC-system-10 d'accéder aux possibilités offertes par X.25. Des produits logiciels propres à chacun des 6 pays autoriseront les ordinateurs et terminaux Digital à dialoguer entre eux ou à communiquer avec des systèmes non Digital connectés au réseau. Tous les progiciels du programme Packetnet respecteront l'avis X.25 du CCITT.

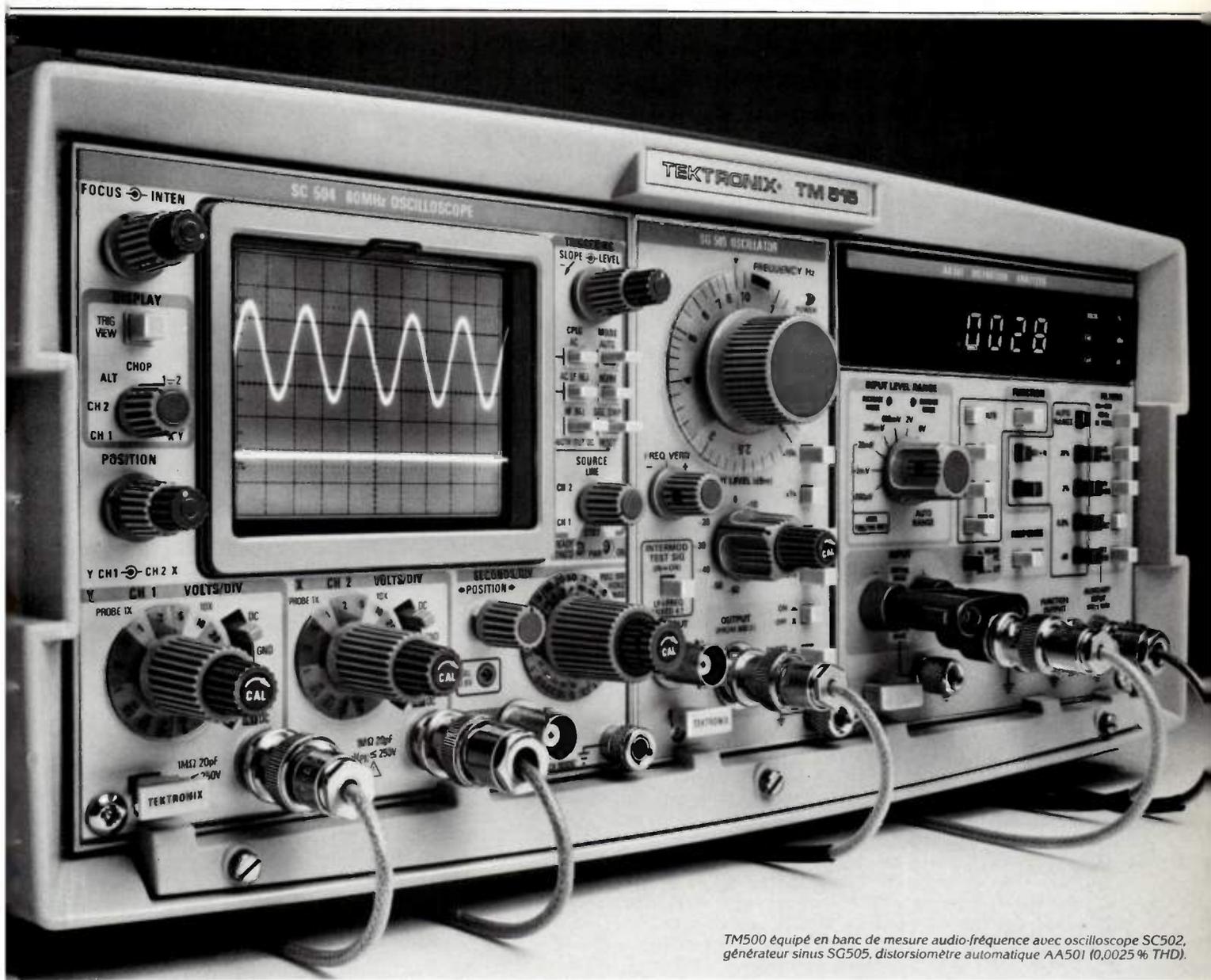
Electronica 80 : premières annonces :

A peine a-t-elle ouvert ses portes, qu'Electronica 80, qui s'est tenue à Munich du 16 au 12 novembre, a fait l'objet, de la part de quatre importants fabricants de semi-conducteurs, d'annonces pour le moins originales. En effet, au cours d'une conférence, Texas Instruments a fait savoir qu'elle était en train de développer un TMS 1000 intégrant un convertisseur analogique-numérique sur la même puce, de même qu'un circuit prédiffusé (Gate Array) en STL (Schottky Transistor Logic) dont le temps d'accès par porte est de 2,2 ns. Dans le même temps, Rockwell a annoncé une mémoire à bulles de 4 Mbits (traits de 1 μ m) qu'elle mettra sur le marché dès janvier 1981 (en même temps qu'une série de cartes, dont une de 256 Ko); fin mai, cette firme introduira un micro-ordinateur complet sur une seule carte, l'AIM 65/40. De son côté, SGS-Atès a annoncé la commercialisation, dès la fin de ce mois, d'un kit complet constitué par un micro-ordinateur de la série Nanocomputer et par 3 circuits intégrés linéaires de puissance, destiné à la commande complète et programmable de tous moteurs continus et pas à pas. Enfin, Intel, qui ne voulait pas être en reste, a révélé les caractéristiques de sa mémoire EEPROM 16 Kbits (2816) dont le temps d'effacement par octet est de 10 ms, et annoncé qu'elle serait à même de fournir, dès le 1^{er} trimestre 1981, les spécifications tant attendues de son micro-ordinateur intégré 32 bits. D'autre part, on a appris que Siemens avait passé avec Intel un accord de seconde source

Plessey Peripheral Systems a atteint sa majorité



Composez, complétez, perfectionnez votre banc de mesure.



TM500 équipé en banc de mesure audio-fréquence avec oscilloscope SC502, générateur sinus SG505, distorsiomètre automatique AA501 (0,0025 % THD).

Seule la série TM500 vous le permet. La modularité est votre garantie de disposer à moindre coût d'un ensemble de mesures performant, compact, parfaitement adapté à votre application et capable d'évoluer avec elle. De nouveaux tiroirs viennent constamment étendre les possibilités de cette série : générateurs de fonctions, générateur d'étalonnages programmable

(IEEE 488 - GPIB), distorsiomètre entièrement automatique, multimètres, fréquencemètres, etc. Pour en savoir davantage et recevoir la documentation concernant cette série ainsi que des notes d'application traitant de votre problème, retournez-nous le coupon ci-contre. **Tektronix, la référence en mesure électronique.**

Tektronix®

Division Mesure Electronique - B.P. 13 - 91401 Orsay - Tél. 907.78.27
Centres régionaux : Aix-les-Milles - Tél. (42) 26.62.03 - Lyon - Tél. (7) 876.40.03 - Rennes - Tél. (99) 51.21.16
Strasbourg - Tél. (88) 39.49.35 - Toulouse - Tél. (61) 40.24.50

Service lecteur : n° 906



Coupon-réponse à retourner à :
Tektronix Mesure SPV - B.P. 13 - 91401 Orsay.

M. _____

Société _____

Activité _____

Fonction _____

Adresse _____

Tél. _____

Désire recevoir, sans engagement de sa part :

- une documentation sur la série TM500,
- la visite d'un ingénieur commercial,
- des notes d'application.

pour la fabrication de micro-ordinateurs intégrés 8051. A noter, également, la présentation en dynamique d'un modulateur en optique intégrée 5 bits, par le LCR de Thomson-CSF.

Générateur photovoltaïque : la puce

La société Dionics, représentée par Comsatec, commercialise un générateur

photovoltaïque de 8V de tension de sortie, livrable sous forme de puce. Constitué par un réseau de 16 diodes placé sur une pastille de 0,89 x 1 mm contrôlant la porte d'un Mosfet, ce composant, selon Dionics, «pourra changer substantiellement la conception et le concept de construction des commutateurs et relais» grâce à sa tension de sortie élevée.

Le test automatique des cartes dans les années 80 :

Le point de vue de GenRad

Richard E. Anderson, directeur général adjoint du centre de recherche GenRad de Phoenix, a, au cours d'une réunion à Paris, présenté le point de vue de sa firme sur l'évolution probable du test de cartes dans les années à venir. Si il semble que peu de changement doive se produire en ce qui concerne les cartes analogiques, les problèmes les plus importants viendront probablement des cartes logiques avec les difficultés de test dynamique à grande fréquence d'horloge et celles de la simulation pour la localisation des défauts des cartes comportant des semiconducteurs LSI. Dans ce dernier cas les fabricants de semiconducteurs détiennent peut être la solution si, comme le souhaite M. Anderson, ils dotent leurs produits de capacité accrues de testabilité et d'autotest. Toujours est-il que, selon lui, les testeurs de cartes augmenteront en importance tandis qu'il voit se dessiner une tendance à l'utilisation de systèmes de test «hybrides» (fonctionnel et in situ) et au test distribué.

Test des cartes analogiques

En ce qui concerne le test des cartes analogiques, le résultat des coûts et les difficultés rencontrées avec les systèmes de test fonctionnel analogique, est que la conception du test d'inspection automatique analogique, qui démarra dans les années 60, subit une croissance rapide dans les années 70 au détriment des premiers. Cette orientation devrait se poursuivre dans les années 80. Pour M. Anderson la «plupart des efforts de développement iront vers un perfectionnement du logiciel de génération de test et une amélioration des caractéristiques de test». Il fait en outre remarquer qu'il se peut que quelques testeurs analogiques fonctionnels réapparaissent mais que «de toute façon, le grand changement dans le test des cartes analogiques viendra de la fusion des circuits logiques et analogiques sur les mêmes cartes, qui mènera directement à la question de savoir si les tests logiques et analogiques peuvent être combinés de la même façon».

Test des cartes logiques

Dans ce domaine, le test fonctionnel est la technique prédominante; bien que quelques tentatives aient eu lieu ces dernières années pour appliquer les phi-

losophies de test automatique aux cartes logiques, ces techniques qui peuvent fonctionner avec des circuits intégrés SSI et MSI paraissent très limitées pour traiter les familles LSI plus complexes et plus rapides qui apparaissent sur de nombreuses cartes.

Cependant, selon M. Anderson, le test logique d'inspection automatique s'améliorera dans les années futures, sans toutefois se substituer au test fonctionnel. Pour lui, «il sera utilisé pour un volume moins élevé de cartes, pour minimiser les coûts de programmation et, dans quelques cas, ces cartes iront directement au test final». Les améliorations que l'on peut espérer en ce qui concerne le test logique d'inspection automatique seraient en premiers lieu des tests beaucoup plus complets. Pour M. Anderson, «des structures bus plus importantes seraient utilisées pour permettre des tests plus complets des circuits intégrés complexes et les réponses à ces circuits intégrés seront testées à chacune des étapes du test. En plus, des bibliothèques standards plus grandes seront réalisées pour faciliter la tâche de la génération des programmes de test». D'autre part, «des améliorations d'adaptation sont, indispensables et apparaîtront pour minimiser le coût et pour manipuler les signaux de grande vitesse qui seront nécessaires pour le test des circuits intégrés et des cartes».

En ce qui concerne le test fonctionnel, qui, donc, restera prédominant dans ce domaine, la tendance sera à des «améliorations dans le matériel de test» cela, explique GenRad, à cause des vitesses plus grandes nécessaires pour ne pas perdre l'information des circuits intégrés dynamiques. C'est l'un des premiers problèmes que posent les circuits intégrés dynamiques, et à la question «Verrons-nous des testeurs de cartes 10 MHz ou 20 MHz» la réponse de Genrad est formelle : «non : les coûts de testeurs de cartes dynamiques ayant ces possibilités seraient beaucoup trop élevés». Ainsi deux orientations sont possibles de façon à pouvoir utiliser l'information sans pour autant travailler à ces fréquences : l'utilisation de bits mémoires derrière chaque broche excitateur/senseur ou, d'un autre côté, l'utilisation d'une broche additionnelle à grande vitesse qui génère des horloges de grande vitesse et rafraîchit les signaux pendant que le microprocesseur central du système génère les commandes de test normales.

Enfin, autre source de problèmes, due à la complexité que l'on peut supposer aux futurs semiconducteurs, les simulateurs qui auront sans aucun doute de grandes difficultés pour se maintenir au niveau des cartes des années 80. Pour M. Anderson : «ils continueront à fournir des outils utiles pour générer les programmes de test logique, mais ne rattraperont jamais l'état de l'art de la dernière technologie des cartes à tester».

Tendances des structures du système de test

Mis à part ses grandes orientations, développement du logiciel pour les cartes analogiques et du matériel pour les cartes logiques, Genrad insiste sur quelques tendances qui se font jour et qui devraient devenir prépondérantes dans un proche futur. Il s'agit, en premier lieu du test distribué, qui devrait devenir la loi dans les années 80, grâce à la diminution du coût des produits permis par les LSI; ainsi à la place d'une localisation centrale de test à laquelle toutes les cartes sont envoyées, il y aura un ou plusieurs testeurs à chaque ligne de production.

Une autre tendance, est l'utilisation du bus IEEE 488 pour permettre l'extension du système de test, et cela même pour les systèmes peu onéreux. Ce bus permet, en effet, l'adjonction d'instrumentation de mesures pour subvenir aux besoins de tests analogiques spécifiques.

Enfin, M. Anderson pense que «les sociétés importantes se rendront compte que les coûts du matériel de test ne représentent que la partie émergée de l'iceberg» face aux coûts de maintenance et que l'analyse du test se fera de façon globale au niveau de la société.

Sodilec

présente

brandenburg

→ alimentations haute tension pour laboratoires et équipements
 → alimentations pour photomultiplicateurs, tubes amplificateurs d'image, klystron...

- onduleurs statiques embarqués
- voltmètres haute tension
- fiches et embases haute tension



documentation sur demande



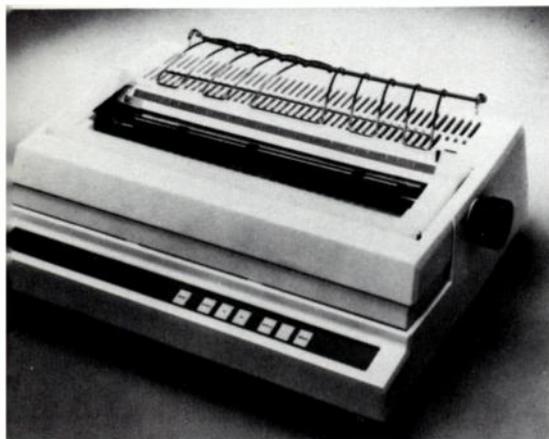
Sodilec

7, avenue Louise - 93360 NEUILLY-PLAISANCE - Tél. : 300.38.07 - Télex 212932 F

AGENCES : 12, rue André Aron - 38100 GRENoble - Tél. : (76) 96 87 26 - 61, avenue d'Italie - 31520 TOULOUSE - Tél. : (61) 73 00 29 et distributeurs agréés

Geveke poursuit sa progression :

Membre français du groupe européen Geveke Electronics, Geveke Electronique SA est aujourd'hui au premier rang des distributeurs de terminaux en France, délivrant 300 terminaux par mois en



moyenne. L'effectif de Geveke Electronique est aujourd'hui de 50 personnes, avec un chiffre d'affaires prévu pour 1980 de l'ordre de 38 Millions de francs (TTC) et une croissance de 31 % correspondant à plus du doublement en trois ans. Ces chiffres amènent la firme à servir aujourd'hui, en après vente, un parc de plus de 7500 terminaux. C'est à l'occasion du dernier Sicob que Geveke a annoncé quatre nouveaux produits : un terminal programmable PAT 1206 (CDI), une imprimante à marguerite, le modèle 630, un écran Hazeltine H 1421 compatible ADDS ADM 3A, Lear Ziegler et Consul 580 et un écran Hazeltine Executive 80 non éblouissant à lignes de 132 caractères.

Phylec sur le marché de la péri-informatique :

Il y a des secteurs d'activités où la présence française est timide, voire inexistante. En péri-informatique, par exemple, trop souvent, la clientèle se tourne vers des équipements d'importation, ce qui n'est pas fait pour renforcer notre balance commerciale. C'est à partir de cette constatation que Phylec, filiale de MB-Electronique, s'est soudain ressentie la vocation de fournir à cette clientèle frustrée, le matériel français dont elle a besoin. Le premier résultat se traduit par la présentation, au dernier Sicob, d'un terminal graphique UTC 8000, compatible Tektronix 4010, de conception modulaire, à tube vidéo à effacement sélectif. En mode graphique cette «unité de traitement conversationnelle» dispose d'une mémoire d'écran de 512 x 512 points adressables, d'un curseur réticulé mobile par touches dans les quatre directions (2 vitesses), de l'effacement sélectif, d'un générateur de vecteur et de l'identité absolue entre plan graphique et alphanumérique. En mode alphanumérique, l'UTC 8000 travaille sur 39 lignes de 73 caractères, dispose d'un curseur

clignotant dans les quatre directions, d'un jeu de 96 caractères ASCII (majuscule et minuscule), de l'affichage des caractères de contrôle, de la vidéo directe et inverse, totale ou partielle, ainsi que du soulignage. Cet équipement fonctionne en «half et full duplex» et est doté de l'interface RS 232-C (ou boucle 0-20 mA); il travaille de 110 à 9600 bauds et dispose d'une sortie 8 bits parallèles et d'une sortie vidéo composite pour la connexion de plusieurs moniteurs. Et ça n'est qu'un début ...

Tesdata affirme son orientation télécommunications :

«Les rumeurs faisant état d'une quelconque tractation en vue d'un regroupement de ma firme avec le groupe Thomson-CSF sont dénués de tout fondement». C'est à peu près en ces termes que M. Thomas E. Stone, président-fondateur de Tesdata a voulu mettre fin à des bruits de rachats ou de vente qui circulaient ici et là depuis quelque temps. Autrement dit, mon affaire est une affaire saine qui, malgré un chiffre d'affaires relativement modeste, rapporte beaucoup d'argent, compte tenu du créneau qui est le nôtre et de la place que nous y occupons. En effet, avec 260 personnes, Tesdata, créée en 1972, a réalisé l'an dernier un chiffre d'affaires de plus de 15 M\$ et tient 90 % du marché mondial de la métrologie industrielle, son domaine d'activités. Ce qui ne l'empêche pas d'avoir des ambitions et pour objectif, à court terme, de devenir, selon l'expression de son dirigeant, «number one in measurement of performance management». Tout un programme. Avec en plus l'assurance, dès cette année de progresser de plus de 30 %. Quant aux produits, depuis l'an dernier, la firme commercialise un matériel d'interconnexion local d'ordinateurs et de périphériques, l'Hyper Channel, a introduit le 109, périphérique du MS destiné à la surveillance des réseaux de télétraitement puis le RM 200, un système autonome de gestion des réseaux. En France, où d'ores et déjà 25 équipements ont été installés et où la filiale de Tesdata a réalisé en 1979, 2,1 M\$, le vent est également aux télécommunications : en effet, c'est sur notre territoire que vient d'être installée l'interconnexion par liaison MIC à 1 Mbits/s de deux réseaux locaux Hyper Channel destinée à relier les différents ordinateurs géographiquement dispersés du GETIA (groupement EDF-CISI). Ce qui a déterminé les dirigeants de Tesdata dans leur volonté de mettre en place une structure destinée à supporter les besoins spécifiques européens. D'autre part, un nouveau département vient d'être créé, particulièrement chargé d'explorer les marchés d'avenir les plus alléchants pour la firme, parmi lesquels celui des micro-ordinateurs. Quand on sait que la recherche et le développement absorbent plus de 10 % du CA global de Tesdata (et près

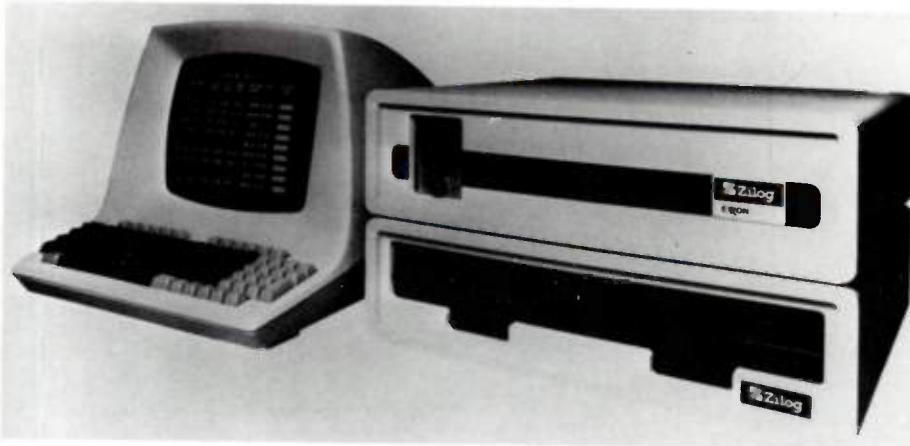
de 35 personnes), on comprend aisément que les moyens sont tout trouvés.

Perkin Elmer : bonne année, bonne santé :

Pendant le Sicob, Perkin-Elmer Data Systems (PEDS), qui n'y participait pas, faisait bande à part en présentant à l'hôtel Frantel une partie de ses produits, une nouveauté, la disponibilité du langage Pascal sur ses ordinateurs, ainsi que le bilan de l'année prenant fin le 31 juillet. La firme américaine, championne du 32 bits, regroupe en fait 5 divisions : PEDS (22 % du CA), Instrumentation (32 %), Optique (28 %), Metco (traitement de surfaces 10 %) et Bodenseewerk (9 %). Son chiffre d'affaires a été cette année de 996 millions de dollars, soit une augmentation de 30 %. En ce qui concerne la division informatique de Perkin - Elmer France, tous les records ont été battus avec une progression de 74 % du CA et un chiffre d'affaires s'établissant à 8500 dollars dû en grande partie aux ventes de mini 32 bits, dont le parc installé en France se monte aujourd'hui à 85 machines. Ces matériels sont répartis à parts à peu près égale dans les domaines scientifiques, industriels, gestion et CAO/FAO. Selon M. Forestier, pdg de PEDS France, Perkin-Elmer qui a bâti une bonne partie de sa réputation dans le scientifique va continuer sa percée vers la gestion, domaine qui, à l'évidence, s'avère porteur. Il confirme, d'autre part, l'orientation vers le logiciel que semble prendre l'industrie informatique qui, désormais, y consacre partie croissante de ses investissements. A cet égard, Perkin-Elmer investit aujourd'hui environ la moitié de ceux-ci dans le logiciel, contre 20 % il y a seulement quelques années. Quant à une éventuelle disparition du 16 bits, au profit du 32 bits, évoqué par certains, M. Forestier ne se montre pas inquiet, et considère qu'il existera toujours un créneau pour ce type d'ordinateurs. Enfin, à côté des ordinateurs, PEDS, qui produit également des mémoires magnétiques et des disques durs d'une part et des terminaux, d'autre part, travaille sur des disques durs de 33 Mo en technologie Winchester et prépare des terminaux couleurs qui devraient voir le jour d'ici deux ans.

Zilog à son tour s'intéresse aux réseaux :

Zilog vient à son tour de lancer dans la réalisation d'un réseau informatique en mettant en place le Z-net, une structure localisée, destinée à distribuer le plus possible, à l'intérieur d'une entreprise, des systèmes indépendants MCZ2 se partageant des ressources communes en périphériques (fichiers sur unités de disques, imprimantes rapides, etc.). La filiale d'Exxon veut ainsi aller à l'économie en simplifiant l'organisation du réseau car dans ce cas, tous les systèmes sont reliés entre eux à l'aide d'un simple câble sur lequel peuvent également être



connectées une ou plusieurs unités de disques ou des imprimantes; de cette façon, chaque système fonctionne de manière indépendante et peut à volonté être raccordé ou débranché sans perturber le réseau. L'utilisateur peut augmenter le nombre de ses systèmes lorsqu'il en a besoin puisque Z-net accepte jusqu'à 255 nœuds et qu'il fonctionne en commutation de paquets à 800 Kbits sur 2 km. Un contrôleur universel permet de connecter ce réseau à des systèmes différents acceptant des procédures asynchrones ou bisynchrones. Parallèlement

à cette innovation qui aura constitué, au dernier Sicob, un motif d'intérêt pour la firme, Zilog vient d'introduire un émulateur 16 bits intelligent ZSCAN 8000 conçu pour être utilisé dans le développement de produits-systèmes à base de Z 8000, ainsi qu'un système de développement complet sur carte micro-ordinateur, destiné à l'aide au développement des équipements à base de microprocesseur Z8. Quant au Z80B récemment annoncé, il s'agit d'une version à 6 MHz du microprocesseur 8 bits Z80; dans le même esprit, Zilog

tient maintenant à son catalogue une version 6 MHz de son 16 bits Z 8000. Enfin, succédant au MCZ1, les micro-ordinateurs MCZ2 auront été présentés au dernier Sicob et devraient précéder une nouvelle génération de machines à base de Z 8000.

HP innove en test de cartes à base de circuits ECL :

Un nouveau module de test de cartes Hewlett-Packard, fournit les signaux à fronts raides et les cadences logiques nécessaires à la vérification des cartes équipées de circuits ECL pour le système de test de cartes logiques DTS70. Il est dorénavant possible de contrôler les cartes équipées de circuits ECL à l'aide du système de test DTS70, que ce soit en réponse ou en stimuli. Le contrôle de tels circuits n'était possible jusqu'à présent qu'au niveau du composant. Ce nouveau système de test fonctionnel, qui permet aux ingénieurs de recherche et de développement ou de fabrication de tester les circuits ECL montés sur leurs cartes de stimulateur logique Testaid associé au DTS70, autorise les concepteurs d'ordinateurs, de systèmes de commutation numériques et de systèmes radar évolués à tester quelques trois cents circuits ECL in situ.

OPTO 80 : 2 700 participants

Les manifestations consacrées à l'optoélectronique se suivent et ne se ressemblent pas : Utrecht, San Francisco, New-York, Tokyo. Il ne manquait que Paris. C'est fait depuis qu'«Opto 80» a eu lieu, organisé par les Éditions Masson, du 30 septembre au 2 octobre dernier, avec un succès digne des plus grandes manifestations en ce domaine.

Point n'est besoin de long discours pour décrire le succès d'une rencontre professionnelle. Pour ce qui concerne «Opto 80», journées professionnelles de l'optoélectronique, il n'est que de constater le nombre de visiteurs : 2 700 personnes sont venues prendre connaissance des plus récents développements en matière de lasers, de dispositifs de visualisation, d'optique et de fibres optiques présentés, avec le patronnage du Syndicat Général de l'Optique et des Instruments de Précision, par plus de 86 constructeurs français et étrangers. Sur ces 2 700 personnes, près d'un millier (988 exactement) s'étaient précipitées aux diverses conférences et tables rondes organisées, sous l'égide du Comité Français de l'Optique, autour de thèmes aussi variés que le laser et la microélectronique, la technologie des fibres optiques, les composants pour communications optiques, les écrans et les dispositifs d'affichage, les composants pour l'optoélectronique, les nouvelles méthodes de contrôle optique, les systèmes de transmissions optiques ou les supports (méthodes et moyens de restitution) de visualisation. Sans compter

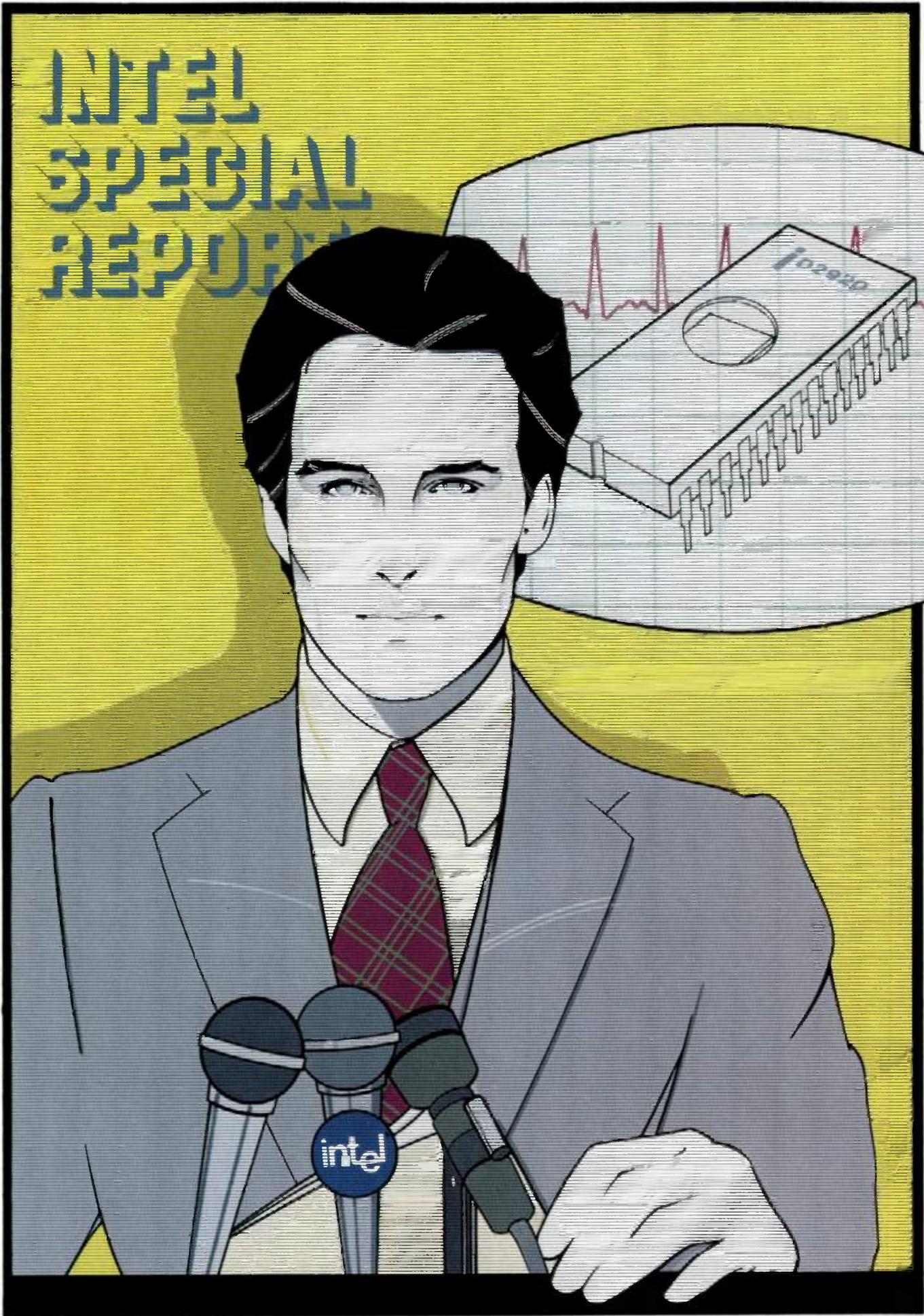
une remarquable session d'une demi-journée toute entière consacrée au laser médical et à ses applications thérapeutiques récentes; remarquable par les contributions prononcées par 17 conférenciers; remarquable également par la présence qui en disait long sur l'intérêt des conférences, de près de 180 médecins.

Quant aux matériels présentés par une trentaine d'exposants, on aura pu remarquer, pêle-mêle, dans le domaine des lasers, des dispositifs à colorant en anneau monomodes chez Coherent de même qu'un modulateur acousto-optique thermostaté et piloté par un synthétiseur de fréquences, un équipement HF/DF type 201 chez Cilas, un laser à CO₂ à excitation radioélectrique d'une structure en guide d'onde chez Laser Optronix ou un laser à argon refroidi par air mis au point par Lexel et commercialisé par Optilas.

Dans le cadre des fibres optiques, on aura pu noter la présence chez Souriau de capteurs et des systèmes de liaison «bus» à fibres, chez Cordons et Équipements des câbles à structure rainurée, chez Fort des câbles en faisceaux, des

câbles monovoie en fibre plastique et d'autres (multivoies) en fibre verre à saut ou gradient d'indice, chez ISA-Jobin Yvon le Stimax (qui a fait l'objet d'une très belle couverture du premier numéro de notre confrère Optoélectronique édité par Masson), un dispositif permettant de réaliser pour la mise en œuvre de fibres optiques, un montage dispersif parfaitement stigmatique à toute la longueur d'onde, chez LTT, les Tradan 1505, des modems optiques point à point de 1 km de portée, chez Perena des connecteurs pour fibres optiques en tous genres (ainsi que chez Socapex), chez TRT une gamme de matériels de transmission analogiques et numériques, sans compter les sources et détecteurs de lumières, proposés par Litronix, Spectronics, NEC ou RTC. Pour ce qui est du domaine de la visualisation, on aura pu enfin remarquer, les afficheurs à cristaux liquides de MIP (CP Électronique) les analyseurs d'images d'Hamamatsu TV (Inter Composants), les tubes de Clinton et de Raytheon (Gisco) ou ceux de RTC (en particulier un modèle à haute résolution, les afficheurs à plasma de Thomson-CSF, etc. En optique, on aura pu noter les réalisations des membres du SGOIP (Cerclo, Sopelem, Angenieux, par exemple) réunis, pour la circonstance sur un stand commun de même que les merveilleux hologrammes présentés par le Musée Français de l'Holographie. En tous points donc, une réussite qui ne devrait pas manquer d'être renouvelée.

INTEL SPECIAL REPORT



Percée LSI en Analogique

Le processeur de signal Intel® 2920, premier système universel temps réel intégré.

En franchissant un nouvel obstacle, INTEL ouvre de nouveaux horizons aux concepteurs de systèmes analogiques :

- le premier circuit LSI capable de traiter des signaux analogiques en temps réel
- un ensemble complet d'aide au développement qui permet d'être présent sur le marché, en un temps record.

Le module INTEL 2920 regroupe l'équivalent de 18000 transistors sur une seule puce et fonctionne des centaines de fois plus vite que les processeurs numériques actuels. Mieux encore : il n'est plus nécessaire d'utiliser des composants de précision, il suffit d'en programmer les valeurs dans la mémoire du module 2920.

Horizons nouveaux

Depuis son apparition, la technologie LSI a offert aux concepteurs des possibilités considérables : réduction de dimensions des produits, temps de conception et économie de fabrication. Jusqu'à présent, pourtant, la vitesse et la complexité du traitement analogique se heurtaient à un obstacle : le traitement des applications en temps réel par un circuit universel monolithique.

Aujourd'hui, le processeur de signal INTEL 2920 met la puissance et la souplesse de la technologie LSI au service du traitement analogique.

Par ses dimensions, le module 2920 s'intègre aux volumes qui demeurent trop restreints pour l'analogique traditionnelle. Programmable, le circuit 2920 réduit les délais de développement des systèmes. Enfin, en utilisant la technologie NMOS d'INTEL, le

2920 assure un niveau de fiabilité jamais atteint par les méthodes traditionnelles.

Applications par milliers !

Avec le module INTEL 2920, vous pouvez réaliser autant d'applications que l'esprit peut en imaginer. Programmable, la puce équivaut à un sous-système complet qui permet d'exécuter un grand nombre de fonctions modulaires standards : filtrage complexe, génération de signaux, modulation/démodulation, traitement adaptatif et même fonctions non linéaires.

Comme le microprocesseur numérique, le module INTEL 2920 est destiné à créer des catégories entièrement nouvelles d'applications : systèmes plus petits, plus simples et plus économiques. Il offre ainsi des avantages considérables aux entreprises spécialisées dans le contrôle de processus industriels,

pour concevoir dès aujourd'hui vos systèmes, en utilisant le 2920.

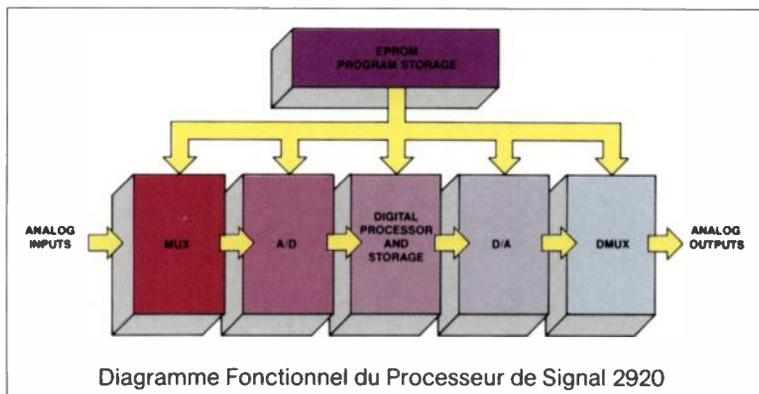
Le support logiciel INTEL SP 20 et le système de développement INTELLEC permettent, par simulation, de développer et de mettre au point votre système. Il suffit de programmer les fonctions de votre système puis de spécifier les paramètres d'entrées nécessaires.

Les aides au développement INTEL vous indiquent comment votre système fonctionnera avant même que vous en ayez construit le prototype. Mieux ! Puisque vous développez en code numérique, vos systèmes seront rigoureusement identiques à votre prototype.

Insufflez la force de l'innovation à chacun de vos systèmes !

Maintenant, vous avez tout pour concevoir une nouvelle génération de systèmes de traitement analogique en temps réel : le processeur de signal INTEL 2920, le support logiciel INTEL SP 20 et le système de développement INTELLEC.

Pour toute information complémentaire, et pour obtenir le programme complet des séminaires de formation INTEL 2920, n'hésitez pas à prendre contact avec :



les tests et l'instrumentation, les systèmes de guidage ou de contrôle, les télécommunications, le traitement de la parole, de signaux sismiques ou de sonar.

Simplicité de développement

L'apprentissage de la programmation du processeur de signal INTEL 2920 est facile, rapide.

Qui plus est, INTEL fournit le support matériel/logiciel et la formation dont vous avez besoin

INTEL CORPORATION S.A.R.L.
5, place de la Balance SILIC 223
94528 RUNGIS CEDEX
Tél. : (1) 687.22.21

intel delivers.

Les produits Intel sont également distribués par :
CEL DIS 53, rue Charles Frérot
94250 Gentilly Tél. : 546.13.13
FEUTRIER rue des 3 Glorieuses
42270 St Priest en Jarez Tél. : (77) 74 67 33
METROLOGIE Tour d'Asnières
4, av. Laurent Cély 92606 Asnières Tél. : 791.44.44
TEKELEC-AIRTRONIC Cité des Bruyères
rue Carle Vermet B.P. N° 2 - 92310 Sèvres
Tél. : 534.75.35

Lambda Électronique mise sur les alimentations à découpage

Diversité, qualité et sérieux : un slogan qui pourrait être adopté par bon nombre d'industriels. C'est en tout cas ce que revendique Lambda Electronique, fière d'être la filiale du numéro un mondial de l'alimentation stabilisée, et de très loin.

Avec 1250 salariés, le groupe *Veeco*, dont on connaît la notoriété dans les domaines des détecteurs de fuite à l'hélium ou les machines destinées à la fabrication des semiconducteurs, réalise un chiffre d'affaires de 110M\$. Lorsqu'on sait qu'au sein de ce groupe travaille une division baptisée *Lambda* et qu'elle réalise à elle seule près des deux tiers de ce chiffre d'affaires (70 M\$ très exactement), on comprend que la fille soit plus connue que la mère et qu'on ait généralement tendance, à inverser les rôles.

Cela étant, le succès de *Lambda* tient de ce que cette firme réalise et commercialise des produits de beaucoup plus grande diffusion que ceux de *Veeco* : des alimentations stabilisées série et à découpage. Rien qu'avec cela, elle a pu réaliser aux USA un CA de 45 M\$ qui la place au premier rang de tous les grands constructeurs de tels équipements sur ce marché estimé à 350 M\$. Quant à ses filiales internationales, elle ne semble guère plus malheureuse quand on note que *Lambda* au Japon réalise un CA de 12 M\$, près de 13 M\$ en Europe (dont 2,5 M\$ en RFA et 3 M\$ en Grande-Bretagne) et, surtout, 7 M\$ en France.

Créée en 1967, *Lambda Electronique* s'est, en quelques années, taillée un succès non négligeable puisqu'on considère généralement que cette filiale française de *Lambda* détient environ 25 % du marché français des alimentations standards.

Pour en arriver là, la firme de Gometz-le-Chatel s'est toujours appuyée sur la

diversité de ses productions et l'extraordinaire richesse de son catalogue (de l'alimentation série bas de gamme au modèle à découpage le plus élaboré), sur la qualité de ses fabrications avec une garantie de cinq ans pour chaque dispositif et l'avantage de la réalisation, par ses propres soins, de ses semiconducteurs, sur le sérieux des caractéristiques annoncées et enfin sur les prix très compétitifs et les délais de livraison relativement courts.

Ces affirmations peuvent relever de la pure nécessité commerciale. Il n'en reste pas moins que le fait de réaliser soi-même ses composants peut apparaître comme un gage sérieux de qualité. Et *Lambda* s'y emploie avec une division forte de 150 personnes (ancienne *Power Monolithics* acquise en 1973) qui réalise des circuits hybrides et monolithiques de régulation ainsi que des transistors de puissance ballast et Darlington (des VMOS sont à l'étude) dont 15 % sont produits pour les besoins internes de *Lambda* avec des équipements ultra-modernes fournis... par *Veeco*.

Ce qui conduit la firme à penser que si pour l'instant, les alimentations à découpage ne représentent que 9 % du CA, elles devraient, dans cinq ans, en assurer plus de la moitié. Et pour que cet objectif se réalise, tout est mis en œuvre afin de s'affranchir au maximum des problèmes d'ondulation résiduelle, de rayonnement parasite et de nombre de composants élevé inhérents à ce type d'équipements. Affaire à suivre...

Lambda Électronique à Gometz-le-Chatel



A noter...

- M. Jacques Oswald a été nommé directeur général du Laboratoire Central des Industries Électriques et a pris ses fonctions le 1^{er} septembre dernier; il succède à M. Philippe Olmer. Ancien élève de l'École Polytechnique, ingénieur de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications, M. Oswald était depuis 1970 directeur général des Laboratoires de Recherches de la CGE à Marcoussis.

- Control Data France a annoncé l'entrée dans son Département «Education» de Maurice Peuchot, expert en Enseignement Assisté par Ordinateur et connu comme auteur/concepteur de CMEAO (Conception Modulaire en Enseignement Assisté par Ordinateur).

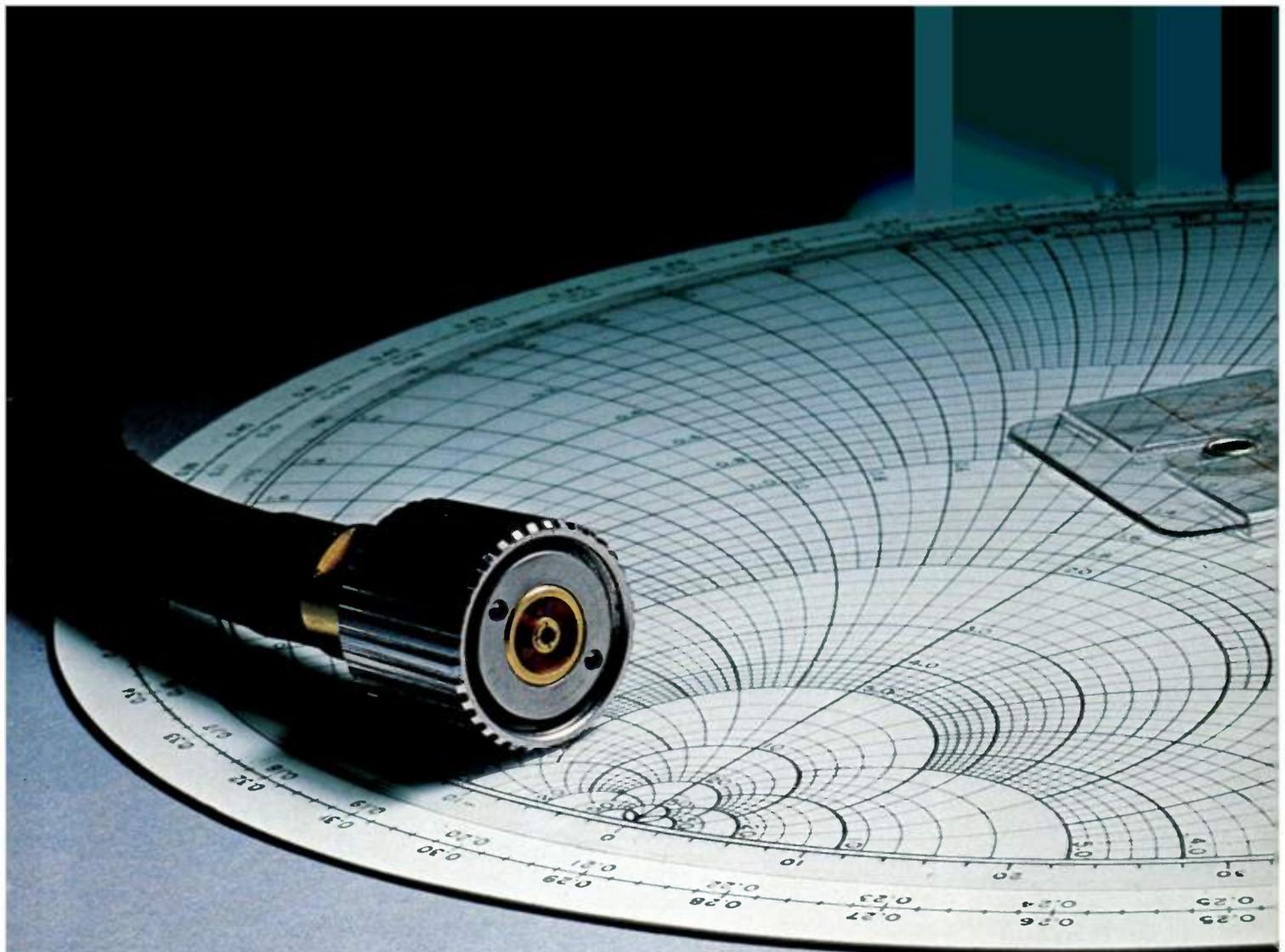
- MM. Philippe Fourteau et Basile de Gourko ont été nommés respectivement directeur général et directeur commercial de Calma Europe Ind, un des principaux constructeurs de systèmes de CAO.

- La société Pansophic s'agrandit et s'est installée à Nanterre. Nouvelle adresse : 72-78, avenue Georges Clémenceau, 92000 Nanterre. Tél. : 725.96.88.

- L'École Supérieure d'Ingénieurs de Marseille vient d'établir le calendrier des sessions de formation continue inter-entreprises de 1981 qui comprend de nombreux cours dans les domaines de l'énergétique, des énergies «nouvelles» (solaire...) de l'électrotechnique et l'électronique de puissance, de l'électronique et informatique (micro électronique, microprocesseurs...). *Renseignements* : École Supérieure d'Ingénieurs de Marseille, Service des Relations Extérieures et Industrielles, 28, rue des Électriciens, 13012 Marseille. Tél. : (91) 49.91.40.

- Premier marché mondial d'inventions, technologies et produits nouveaux (1000 nouveautés chaque année inédites, en provenance de 28 pays des 5 continents) le Salon International des Inventions et des Techniques Nouvelles se tiendra à Genève, du 28 novembre au 7 décembre. *Renseignements* : INNOVA Diffusion, 5, rue de la Baume, 75008 Paris.

- La société Sadar a transféré son siège social et ses services commerciaux dans des locaux neufs, au 62, rue d'Aubervilliers, Paris 19^e.



C'est notre APC 7.

Étudié, mis au point, breveté, fabriqué et testé dans nos laboratoires et ateliers depuis plus d'une décennie, il est garanti pour un ROS max. de 1,039 à f 18 GHz.

Les hommes et les moyens impliqués pour son élaboration réalisent quotidiennement nos connecteurs, relais et cordons coaxiaux "industriels", tels que SMA, SMB*, BNC*, N*,...

C'est pour vous la meilleure garantie.

*sous C.C.Q.

pour que vos idées tiennent

UMD - AMPHENOL

Direction des ventes : 19, rue Buot - 75013 PARIS
Tél. 588.86.82 - Téléc. : 260059.



INDUSTRIE SERVICE

A RETOURNER A UMD-AMPHENOL (service documentation) - B.P. 349 - 39105 DOLE CEDEX.

Je désire recevoir les documentations suivantes :

- | | | | |
|-------------------------------------|--|--|------------------------------|
| <input type="checkbox"/> APC 7. | <input type="checkbox"/> SMB (KMC). | <input type="checkbox"/> Cordons coaxiaux. | <input type="checkbox"/> FOC |
| <input type="checkbox"/> SMA (KMR). | <input type="checkbox"/> BNC (KBN) + N (KN). | <input type="checkbox"/> Relais coaxiaux. | <input type="checkbox"/> PIC |

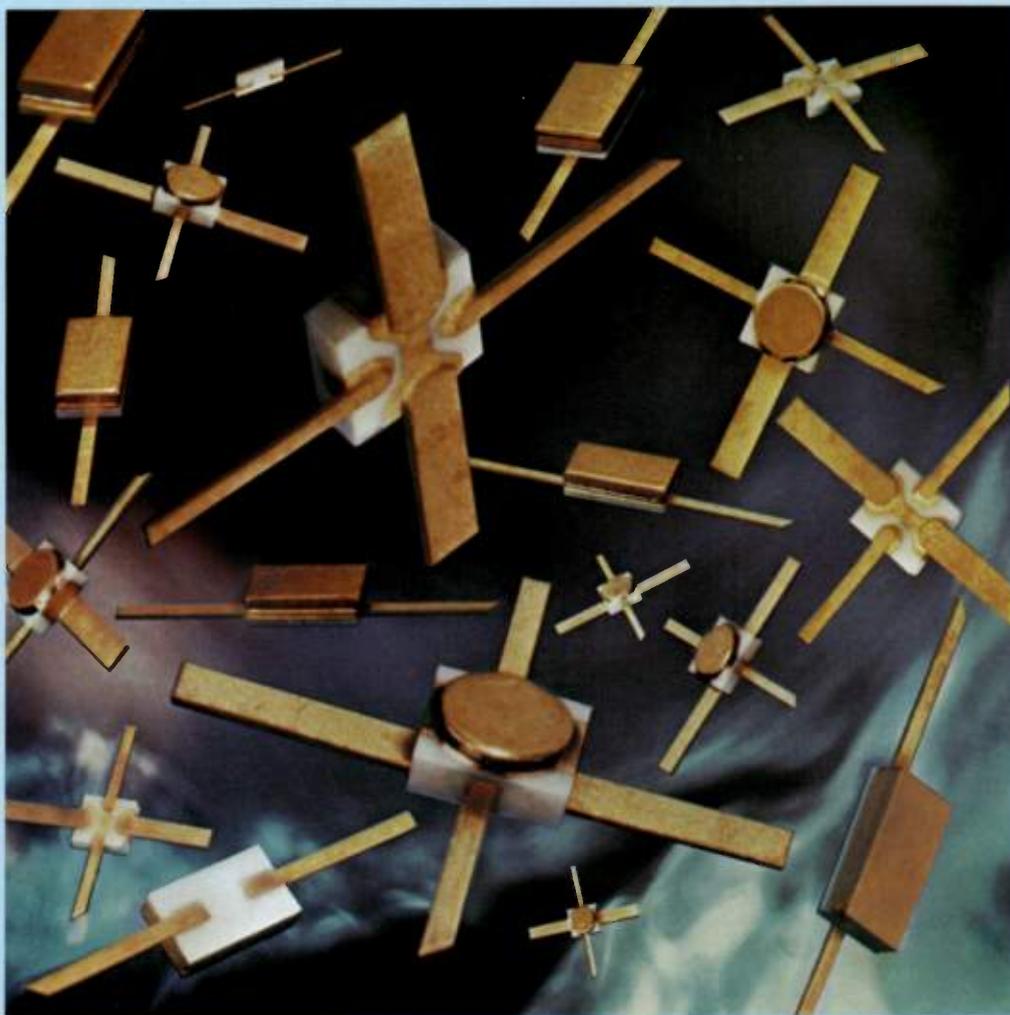
Nom _____ Fonction _____

Société _____ Tél. : _____

Adresse _____ Ville _____ Code postal _____

SURPRISE!

almex



Une famille complète de transistors HP à effet de champ à l'arséniure de gallium

Ces transistors sont maintenant disponibles et conviennent particulièrement à des applications nécessitant faible bruit, gain élevé et puissance linéaire dans une plage de fréquence de 1 à 20 GHz.

Cette gamme de transistors, en boîtier ou sous forme de puces, s'utilise dans des systèmes de télécommunications civiles ou militaires, les radars, l'instrumentation... Ils existent également en version haute fiabilité.

| | | |
|-------------------------|-------------|-------------------------------|
| Faible facteur de bruit | : HFET-2201 | 2,4 dB à 10 GHz |
| Dynamique étendue | : HFET-5001 | 100 mW typ. de sortie à 8 GHz |
| Usages généraux | : HFET-1001 | gain élevé, puissance moyenne |

almex

48, rue de l'Aubépine - Zone Industrielle
92160 ANTONY. Tél. : 666.21.12 - Télex : 250067 F



HEWLETT
PACKARD

CBP brqépub 906

Société
 Nom
 Adresse
 Fonction
 Tél.

Bulletin à détacher et à retourner à MEMBRAIN, Immeuble CARDIFF
 1, Place Gustave Eiffel - S.I.I.C. 259 - 94568 RUNGIS Cédex - Tél. : (1) 687.32.43 - Télex : 202973

Le MB 7760 allie l'économie, la productivité, la fiabilité et la simplicité d'utilisation.

MB 7760

Système de test **IN-CIRCUIT** pour cartes digitales, analogiques et hybrides, équipé d'une planche à crous compatible jusqu'à 1920 points de test.

NOUVEAU

le test automatique de cartes digitales, analogiques et hybrides
 le test automatique de cartes digitales, analogiques et hybrides
 le test automatique de cartes digitales, analogiques et hybrides
 le test automatique de cartes digitales, analogiques et hybrides

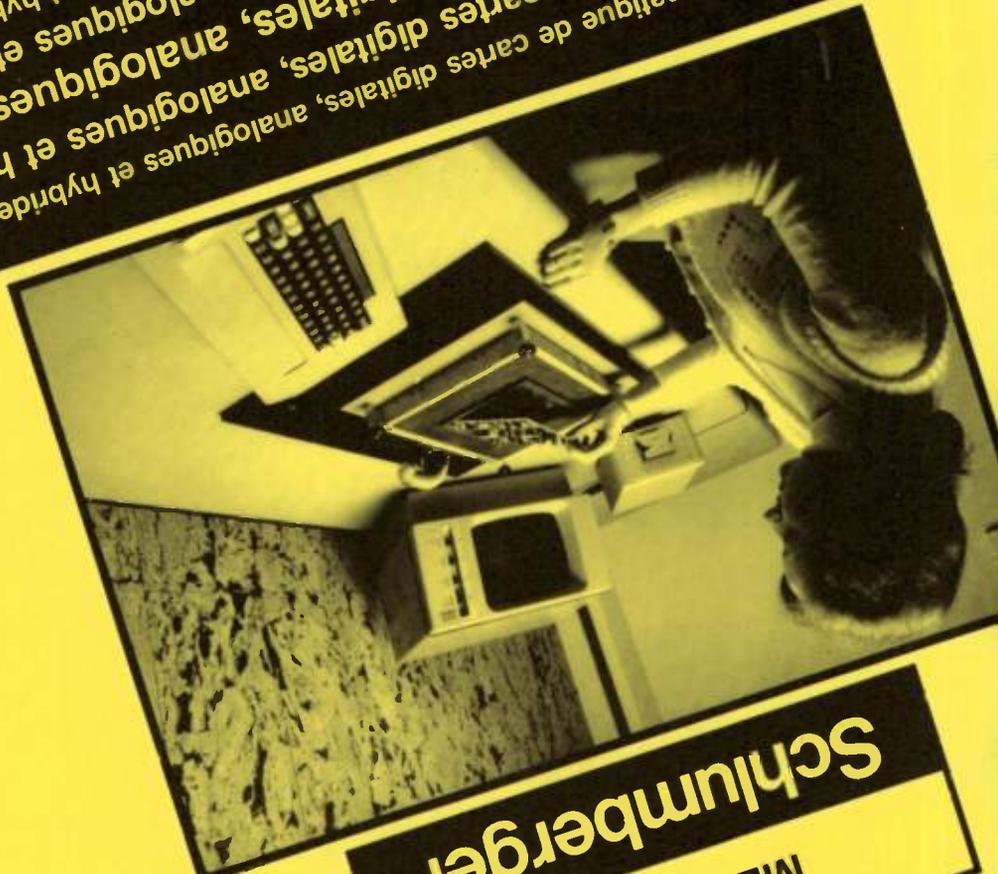
100% de compatibilité entre tous les systèmes de test automatique de la famille MB 7700.

MB 7790 Station de programmation autonome pour test fonctionnel et in-circuit.

MB 7770 Système universel de test fonctionnel pour cartes digitales, analogiques et hybrides.

MB 7730 Système de test fonctionnel pour cartes digitales et analogiques.

MB 7710 Système de test fonctionnel, transportable pour cartes digitales.



MEMBRAIN
Schlumberger

mimopub'

NOUVEAU

LOGICIELS

ASSET 2

Permet la simulation par logiciel de toute carte digitale fonctionnelle même celles équipées de LSI (6800, 8080, 8085, 2900...). ASSET 2 peut être intégré à tous les systèmes de la famille MB 7700 ou être autonome au sein de la station de programmation MB 7790.

HYPOINT 2

Logiciel de diagnostic des cartes digitales, analogiques et hybrides. HYPPOINT 2 permet la localisation précise des éléments défectueux par l'utilisation de sondes et clips divers.

MENTOR 2

Logiciel d'apprentissage à partir d'une carte réputée bonne. Cette carte pouvant être digitale, analogique ou hybride.

INTACT 2

Ce logiciel génère automatiquement les programmes de test "in-circuit". Ce logiciel permet un accès direct au composant digital, analogique défectueux.

LES SERVICES

LIVRAISON :

Assurée par nos soins directement par camion spécialisé et ce depuis notre usine située en Grande-Bretagne.

INSTALLATION :

Par nos techniciens et ingénieurs hautement qualifiés et dotés des outils adéquats.

FORMATION :

Les cours ont lieu régulièrement en français sur l'ensemble de nos produits, logiciels et services.

DOCUMENTATION :

NOUVEAU : Toute la documentation technique sur nos matériels, logiciels et services est en langue française.

CONTRAT DE SERVICE :

Couvrant la garantie du matériel, du logiciel de la documentation (incluant les mises à jour) pendant toute la durée de vie du système.

ASSISTANCE TECHNIQUE :

Permanente, présente, efficace et de qualité.

Nous ne vendons par un équipement nous résolvons vos problèmes par le service

ne vous mettez pas martel en test ...

... pensez MEMBRAIN

MB 7730

MB 7730 - Système de test fonctionnel pour cartes digitales et analogiques.

Principales caractéristiques :

- Contrôleur : 16 bits 200 ns
- Mémoire : 128 K octets + disques
- Nombre de points d'E/S : 512 max (nouveau)
- Rapidité : 5 MHz pour l'ensemble des 512 points d'E/S
- Précision : 20 ns pour l'ensemble des 512 points d'E/S
- 8 types différents de points d'E/S (de 0-5V à -12 + 24 V)
- Diagnostic par sonde et clip guidés,
- Diagnostic sur structure bus par le dispositif FLO-TRACER qui permet de localiser le boîtier réellement en défaut
- Technique de programmation manuelle, semi-automatique et automatique
- Test des cartes équipées de LSI familles 2900, 3000, 6800, 8080, 8085, etc ...

MB 7770

MB 7770 - Système de test universel pour cartes digitales analogiques et hybrides.

Mêmes caractéristiques que le MB 7730 avec lequel il est 100% compatible mais en plus :

- Vraie matrice 3 ou 6 fils de 488 ou 244 points d'E/S analogiques et universels
- Instrumentation analogique avec interface IEEE
- Diagnostic et sonde analogique (nouveau)

NOUVEAU

MB 7760

Le test "IN-CIRCUIT" chez Membrain

Le MB 7760 est compatible avec l'ensemble des équipements de test MEMBRAIN c'est-à-dire :

- Même structure
- Même modules
- Même maintenance
- Même ergonomie
- Même utilisation
- Même formation

Le MB 7760 permet le test des cartes digitales, analogiques et hybrides suivant la technique IN-CIRCUIT, c'est-à-dire par inspection individuelle des composants.

Ses principales caractéristiques sont :

- Jusqu'à 1920 points d'E/S
- 3 ou 6 fils (grande précision de mesure) pour la matrice
- vérifie tous les courts-circuits
- vérifie tous les ponts de soudures
- vérifie tous les composants :
 - leur présence ou non
 - leur positionnement
 - leur orientation
 - leur valeur (avec fourchette)
 - leur fonctionnement

Bulletin à détacher et à retourner à MEMBRAIN, Immeuble CARDIFF
1, Place Gustave Eiffel - Siliç 259 - 94568 RUNGIS Cédex - Tél. : (1) 687.32.43 - Télex : 202973

Société

Nom

Adresse

Fonction

Tél.

ACCORDS

● La Commission des Communautés Européennes a signé un accord aux termes duquel le Groupe CISI assurera auprès de la clientèle européenne et nord-américaine principalement, la diffusion télématique des fichiers CRONOS-EUROSTAT. Ces fichiers contiennent quelques 600000 séries macro-économiques mises en forme par l'Office Statistique des Communautés Européennes et collectées auprès des administrations nationales notamment. L'ensemble des fichiers sera rendu accessible en conversationnel d'ici début 81 par les réseaux Euronet, Transpac, etc...

● La société finlandaise Vaisala Oy vient de remporter un contrat portant sur la fourniture aux Services Britanniques de Météorologie de vingt stations Synoptic Automatical Weather Station (SAWS) et de dix unités directrices (Polling Units), destinées à la collecte automatique de données météorologiques. La livraison de ces équipements doit débuter en mars 1981.

● CIT Alcatel et la société américaine SPI (Semi Process Inc.), établie dans la Silicon Valley et spécialisée dans les circuits intégrés à la demande, ont conclu un accord en vertu duquel CIT Alcatel devient le seul partenaire industriel de SPI, en acquérant 25 % de son capital. L'accord comporte également un engagement pour SPI de transférer ses technologies à un centre de production CIT Alcatel situé en France, dans lequel SPI détiendrait une participation de 20 %. Un accord de coopération entre les parties prévoit, en outre, un échange permanent de technologies, au stade le plus avancé de leur développement. SPI a été constituée pour exploiter deux technologies uniques : une technologie C-MOS isoplanar rapide, ainsi qu'une technologie D-MOS (MOS à double diffusion) qui permet de réaliser des composants à haute tension, notamment pour la commutation téléphonique et les terminaux d'informatique.

● La société d'engineering Setpoint Inc. (Houston), spécialisée dans l'informatique industrielle et la commande de processus pétrochimiques, vient d'acquiescer les droits d'utilisation du package universel de commande de processus Idcom, fruit des recherches d'Adersa. La première application portera sur la commande multivariable d'un hydrocraqueur de la Société Gulf Canada.

● Sofragem-Ordisor annonce la signature d'une licence exclusive de commercialisation pour la France,

avec la Société RCA, concernant la mise à disposition du produit Price sur ses centres « temps partagé ». Ce progiciel permet l'évaluation des coûts de développement de projets spatiaux et nucléaires, d'armement, de systèmes de propulsion, de matériels électroniques et optiques, d'équipements de télécommunications, de logiciels, etc...

● Thomson-CSF a choisi la division Kelvin Hughes de la société britannique Smiths Industries Ltd pour assurer la distribution, l'installation et la maintenance des sonars Doppler de navigation pour la marine de commerce conçus et réalisés par la division Activités Sous-Marines de Thomson-CSF. L'accord ainsi conclu permettra d'accroître la pénétration de ce produit sur le marché international en élargissant le réseau de vente et de maintenance mondial.

● La société américaine KSW Electronics Corp. vient de confier la représentation de ses produits à Radio Equipements Antares (REA) KSW est spécialisé dans le développement de diodes PIN abruptes et hyper-abruptes fonctionnant entre 0,1 et 850 MHz. La première ligne de produits commercialisée par REA concerne des séries de diodes de puissance fonctionnant en bandes BLU 2 - 30 MHz.

MANIFESTATIONS

● Dans le cadre de la Formation Continue, l'Université de Technologie de Compiègne organise des stages s'adressant à des Ingénieurs et Techniciens. Au programme de ces stages : en février 1981 « Bases et applications industrielles de la mécanique des fluides » sur 5 jours consécutifs et « Expression écrite et orale » (2 fois trois jours). En mars « Application de l'analyse des systèmes aux processus technologiques » (3 jours consécutifs), « Bases et techniques de la métallurgie » (2 fois deux jours), « Capteurs et mesures industrielles dans les fluides » (5 jours consécutifs) et « La biotechnologie, un cadre pour l'innovation » (5 jours consécutifs). Enfin au mois d'avril « Bases de l'électronique » (8 fois 1 jour d'avril à juin). Renseignements : Université de Technologie de Compiègne, Centre Benjamin Franklin, Division Formation Continue, Rue Roger Coutolenc, B.P. 136, 60206 Compiègne Cedex. Tél. : (4) 420.99.77.

● Euromicro 81, le septième symposium international de microprogrammation et de microinformatique se tiendra à Paris du 8 au 10 septembre 1981. Les auteurs intéressés sont priés d'envoyer leurs études intégrales en 4 exem-

plaires avant le 15 mars 1981. Adresse : Prof. Lutz Richter, Universität Dortmund, Informatik, Postfach 500500, D-4600 Dortmund 50, Allemagne. Tél. : (49) (231) 755.2780.

● Les Présidents des trois expositions européennes de la construction électrique : ELEC (Paris), INTEL (Milan) et ELECTREX, (Birmingham) ont décidé la création d'un groupement composé de délégués des trois expositions. Ce groupe de travail aura pour objet la coordination de la promotion au plan international entre les trois manifestations. En attendant, le calendrier 1981-1986 a été établi de la façon suivante : INTEL se tiendra en mai 1981, mai 1983 et mai 1985, ELEC en décembre 1982 et novembre 1985 et ELECTREX en mars 1982, février 1984 et février 1986.

● La quatrième conférence internationale sur l'analyse et l'optimisation des systèmes se tiendra à Versailles du 16 au 19 décembre 1980. Renseignements : INRIA, Service des relations extérieures, Domaine de Voluceau, Rocquencourt, 78150 Le Chesnay. Tél. : (3) 954.90.20 poste 600. Les applications présentées au cours de ces journées couvriront les domaines de l'énergie, de la métallurgie, du traitement des images et des microprocesseurs en contrôle.

SERVICES

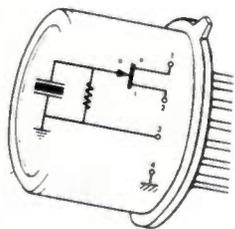
● Un label NF ayant été institué pour les appareils à incandescence, la société Claude a ouvert un laboratoire, en cours d'homologation, de vérification de conformité aux normes. Ce laboratoire sera également apte à juger de la conformité aux mesures des appareils fluorescents et à décharge pour lesquels il n'existe pas encore de label.

● Créée à l'initiative du BNM, des émissions de temps permanentes sont désormais diffusées sur les ondes par l'intermédiaire de France-Inter grandes ondes. Le principe retenu est celui du CNET qui consiste à coder ces informations par modulation de phase de la porteuse. Ce service donne les informations de l'année, du mois, du jour dans le mois et dans la semaine ainsi que heure, minute et seconde.

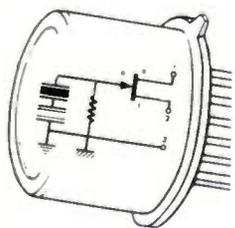
● Transpac plus cher à dater du 1^{er} janvier 1981, pour cause de TVA. En effet à cette date se terminera le régime de faveur dispensant la société Transpac des 17,6 % de TVA pour ses deux premières années de fonctionnement.

ISC
la garantie
d'une technologie

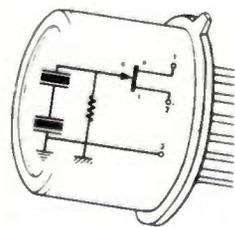
ELTEC



406 réponse en tension 275V/W



410 compensé en température



414 double détection

Détecteurs Pyroélectriques

amplificateur et adapta-
teur d'impédance intégrés

télécommunication
et optique
608.52.75 poste 419

27, rue Yves-Kermen
92100 BOULOGNE
Télex 250030

Maq. HERRY 283-58-81

NOMINATIONS

- La DGT a confié la sous-direction «télécommunications des entreprises» à la direction des affaires commerciales et télématiques, à M. Luc Guillet, qui succède à M. Edmond Guérin.

- Par l'intermédiaire de la plateforme écossaise, NEC est le premier japonais à créer une usine de montage et de diffusion de circuits intégrés en Europe. La mise en service de cette nouvelle usine est d'ores et déjà prévue pour avril 1982; son activité débutera par l'assemblage des circuits intégrés LSI et se poursuivra par la diffusion des «wafers» dès le début de 1984. Sur 160 000 m², cette usine devrait compter 800 employés en 1985.

- International Contacts Electronics Paris SA a été fondée à Paris (3, rue Colette, 75007) au capital de 0,1 million de F pour toutes activités de négoce de matériel électronique. Le conseil d'administration se compose de MM. Gérard Riquier président, Christophe Mehdaoui et Robert Berthet.

ÉQUIPEMENTS

- La société Lertie a effectué la connexion d'un disque dur Marskman (Century Data) de 17,5 millions d'octets avec une unité centrale du type 6800. L'utilisateur de micro-ordinateurs à base de 6800 (Exorciser, F1, X1...) pourra désormais adjoindre à son système une mémoire de masse importante (17,5 millions d'octets en ligne), d'une grande fiabilité (technologie Winchester) pour un coût au bit inférieur à celui des disques amovibles.

- Intel vient d'ouvrir son Centre Européen de test des circuits intégrés. Situé dans les locaux d'Intel France à Paris ce centre offre des services tels que l'évaluation et la caractérisation des produits lors de leur mise sur le marché, la qualification des produits et une assistance client au contrôle de qualité d'entrée

- CIT Alcatel vient de remporter à travers sa Division Graffenstaden-Machines-Outils, un contrat de fournitures à l'Etat thaïlandais concernant l'équipement d'une usine clé-en-mains pour un montant de 50 millions de Francs. L'usine sera équipée de tours fabriqués dans l'usine de Graffenstaden et de presses fabriquées par les Ateliers et Chantiers de Bretagne.

- L'échec du deuxième lancement d'Ariane (L02), le 23 mai 1980, est la conséquence d'une instabilité de combustion à haute fréquence (plus de 2000 Hz) apparue sur l'un des 4 moteurs du 1^{er} étage, 5,75 secondes après la mise à feu. Les travaux effectués par les spécialistes de la SEP de l'ONERA, de la SNIAS et du CNES ont permis de conclure que les instabilités de combustion à haute fréquence du moteur ont été entraînées par une dispersion des caractéristiques du système d'injection du carburant dans la chambre de combustion. Pour résoudre ce problème, il a été décidé, conjointement par l'ESA et le CNES, sur proposition de la SEP et après approbation d'un groupe de revue constitué d'experts indépendants du projet, de réajuster les tolérances de fabrication des injecteurs et de procéder à un tri de ces matériels au banc d'essai moteur.

SERVICES

- L'Union technique de l'Électricité vient d'éditer la norme française enregistrée NF C 93-011 relative aux codes de marquage des résistances et des condensateurs. Cette nouvelle norme annule l'édition 1968. Elle comporte, en plus des spécifications de cette dernière : le marquage par code de couleurs à cinq bandes pour les résistances ayant trois chiffres significatifs (employé pour les tolérances meilleures que 5 %) et le codage de la date de fabrication. Il est à noter que cette norme est conforme à la Publication 62 de la CEI, devenue document d'harmonisation du CENELEC sous la référence HD 334.

- Conçu et mis au point par un groupe de sociétés britanniques, System X, central téléphonique numérique entièrement électronique est officiellement entré en service le 11 septembre à Londres. Il est appelé à assurer dans un premier temps la commutation des appels entre les centraux téléphoniques desservant les différents quartiers de Londres. System X a été conjointement mis au point par le British Post Office, et trois constructeurs de matériel de télécommunications, GEC Telecommunications, Plessey Telecommunications et Office Systems and Standard Telephone and Cables, avec le concours de Marconi Communication Systems et de Pye TMC.

Semiconducteurs

Les objectifs de Motorola

Numéro un des discrets et « la volonté d'être leader des techniques MOS »

Dernièrement, *Motorola* organisait une conférence de presse toute entière consacrée au marché des composants discrets, à son évolution et aux nouveaux développements de la firme en ce domaine, parmi lesquels les premiers TEC MOS; c'est dire l'importance que la société, considérée comme le « numéro 1 » mondial des discrets par *Dataquest* accorde à ces composants qui, comme le notait M. André Borrel, directeur général de la division européenne des semiconducteurs « paient une bonne part de la facture face aux investissements considérables de l'industrie des semiconducteurs ».

Le marché

Motorola estime à 37 % l'augmentation du chiffre d'affaires des composants discrets d'ici à 1985 où il devrait se situer à plus de 5,5 milliards de dollars. A l'heure actuelle, et cela devrait rester inchangé, l'Europe est le plus gros « client » des discrets puisque sa consommation s'établit à 1354 millions de dollars, soit 33 %, tandis que la part des États-Unis représente 32 % du total, suivis par le Japon (24 %) et l'Asie (6 %), le reste du monde se partageant les 5 % restant.

Une enquête de *Dataquest* montre que 12 fabricants principaux couvrent 61 % du marché global. Parmi eux, 5 firmes américaines, dont *Motorola*, fière d'être numéro un mondial, trois sociétés européennes, dont *Philips* (numéro deux mondial) et quatre japonaises, dont *Toshiba* (numéro quatre), tandis qu'en 3^e position se trouve *Texas Instruments*.

Les applications : les discrets indispensables

Pour *Motorola*, les causes de cette croissance continue des composants discrets tiennent à diverses raisons. L'une des principales est la pénétration de plus en plus grande de l'électronique dans le secteur privé et industriel. Cette explosion électronique a donné naissance à de nouvelles applications irréalisables sans les composants discrets. Citons par exemple la demande d'alimentations de puissance commutées, née du besoin de réduction de la taille et du poids des alimentations qui provoque un accroissement de la demande de transistors de puissance, de redresseurs Schottky, de diodes Zener, de thyristors, etc...

Autre explication au développement des discrets, la crise de l'énergie qui crée, pour des besoins d'économie, de nouvelles applications de l'électronique (réduction de consommation des moteurs

électriques...). A cela s'ajoute la pénétration de l'électronique dans l'automobile : *Motorola* estime qu'en 1985 les composants discrets représenteront une somme de 12 dollars par voiture contre 4 en 1978, cela sans compter l'emploi massif de transducteurs de pression, de détecteurs, de fibres optiques, etc...

Enfin, le microprocesseur lui-même est un grand utilisateur de composants discrets puisque la valeur de ces composants utilisés dans la plupart des applications des microprocesseurs représente de 2 à 4 fois la valeur du microprocesseur lui-même.

Restent, bien sûr, quantité d'autres utilisations telles que le contrôle de l'environnement, la transmission de données, la production automatisée...

Les produits : les premiers TEC-MOS et les autres

Si *Motorola* se montre si disert à propos de ces composants et de leur utilisation, c'est, bien sûr, que la firme américaine offre une gamme complète

de ses produits (numéro un oblige) comprenant plus de 25 familles différentes depuis les diodes jusqu'aux capteurs et transducteurs en passant par les composants optoélectroniques, les transistors (TEC, de puissance, VHF, UHF) et les thyristors. A cette occasion ont été présentées de nombreuses nouveautés tels qu'un dispositif bipolaire de commutation capable de travailler jusqu'à 100 kHz et un nouveau boîtier qui fournira des transistors de puissance jusqu'à 200 A environ, devant être mis sur le marché en 1981.

Autre grande nouveauté : la sortie de transistors à effet de champ en technique MOS, consistant, chez *Motorola*, en une variante du procédé D MOS vertical baptisé T MOS. Une première famille de douze dispositifs vient de voir le jour avec des tensions nominales de 60 et 100 V sous 12 A, 350 et 400 V sous 5 A et 450 et 500 V sous 4 A. *Motorola* qui, selon M. Borrel « a la volonté de devenir un des leaders des techniques MOS » et qui a créé pour celles-ci un atelier spécialisé séparé de ceux destinés aux dispositifs bipolaires, compte offrir dans un proche avenir une gamme plus étendue avec des valeurs nominales de 1 à 25 A et des tensions atteignant 1000 V.

Parmi les autres dispositifs nouveaux on remarque également la présence de *Motorola* sur le marché des détecteurs avec un transducteur de pression différentielle, le MPX 100 D, fournissant une tension de sortie proportionnelle à la pression, cela de 0 à 100 kPa et utilisant une technique de jauge de contrainte à résistance piezo électrique. D'autres détecteurs état solide (pression, température, à effet Hall...) sont également en cours de développement.

Enfin, autre domaine où l'on peut découvrir la volonté de *Motorola* de s'imposer sur les marchés les plus porteurs, l'optoélectronique, avec un nouvel émetteur à 820 nm à base de GaAlAs et deux préamplificateurs de détecteurs intégrés.

F.B.

Savez-vous que...

• L'Industrial Equipment Group de Varian a mis sur le marché cinq systèmes de déposition sous vide. Désignés par l'appellation *Varian 3119*, ces systèmes spécialisés, conçus pour des technologies électroniques différentes, sont élaborés à partir d'une base commune. On trouve ainsi le 3119-M, Microelectronics Coater (pour la microélectronique) le 3119-R Resistor Coater (pour résistances) le 3119-S Solar Cell Coater (pour cellules photovoltaïques) le 3119-Q, Quartz Coater et le 3119-R & D Coater (pour la recherche et développement).

• Le marché mondial des équipements de mesure et d'automatisation dépassera 100 milliards de marks en 1980, indiquait-on à l'Interkama de Düsseldorf. Environ 15 % auront été livrés en RFA.

• RCA a mis au point une EPROM CMOS statique de 256 octets effaçable par de la lumière ultraviolette (2500 Å typiquement). Compatible avec le microprocesseur CDP 1802, cette EPROM CDP 18U42CD, est conçue pour des systèmes où priment la simplicité et une faible consommation.

Tendances et statistiques

• Dans le domaine des industries électroniques et informatiques, pour l'année 1979, l'excédent de la balance commerciale en biens d'équipement permet de compenser les déficits des autres secteurs (principalement machines de bureau) et amène pour la première fois une balance commerciale excédentaire (voir tableau ci-dessous). Le taux de croissance se situe à 16 %, légèrement supérieur aux années précédentes. Quant aux effectifs ils atteignent 305 000 personnes dont 216 000 pour l'électronique (20 300 grand public, 54 500 composants, 141 200 biens d'équipements), 47 000 pour l'informatique et 30 000 pour les SSCI.

Évolution de l'industrie électronique-informatique — Résultats 1979

| En MF courants | PRODUCTION | | | | | COMMERCE EXTÉRIEUR EN 1979 - FOB/FOB | | |
|---|---------------|---------------|--------------------|-----------------------------|-----------------------------|---|---------------|----------------|
| | 1977 | 1978 | 1979 | Taux de croissance 79/78 | Taux de croissance 74/79 | Exportations | Importations | Solde |
| Radio - TV | 4 054 | 4 376 | 4 371 | — | + 11,4 | 615 | 2 238 | - 1 623 |
| Électroacoustique | 577 | 703 | 754 | + 7,3 | + 6,2 | 603 | 2 609 | - 2 006 |
| Sous-total Grand Public | 4 631 | 5 079 | 5 125 | + 0,9 | + 10,5 | 1 218 | 4 847 | - 3 629 |
| Actifs ¹ | 2 858 | 3 310 | 3 824 | + 15,5 | + 9,0 | 2 729 | 2 647 | + 82 |
| Passifs | 4 155 | 4 717 | 5 476 | + 16,1 | + 10,4 | 2 438 | 2 416 | + 22 |
| Sous-total Composants ¹ | 7 013 | 8 027 | 9 300 | + 15,9 | + 9,8 | 5 167 | 5 063 | + 104 |
| Mesure, contrôle, régulation | 2 769 | 3 107 | 3 509 | + 12,9 | + 11,9 | 1 391 | 1 638 | - 247 |
| Médical | 782 | 948 | 992 | + 4,6 | + 14,7 | 895 | 1 072 | - 177 |
| Matériels professionnels | 8 890 | 9 652 | 12 710 | + 31,7 | + 19,8 | 6 322 | 620 | + 5 702 |
| Télécommunications | 10 053 | 11 446 | 11 746 | + 2,6 | + 13,8 | 1 250 | 580 | + 670 |
| Divers électronique ² | — | — | — | — | — | 2 033 | 2 082 | - 49 |
| Sous-total Biens d'Équipement | 22 494 | 25 153 | 28 957 | + 15,1 | + 16,0 | 11 891 | 5 992 | + 5 899 |
| Total Electronique | 34 138 | 38 259 | 43 382 | + 13,4 | + 13,8 | 18 276 | 15 902 | + 2 380 |
| Automatisme | 1 582 | 1 760 | 2 005 | + 13,9 | + 8,7 | n.d. | n.d. | n.d. |
| Informatique | 13 930 | 16 060 | 19 271 | + 20,0 | + 16,6 | 6 129 | 5 803 | + 326 |
| S.S.C.I. | 4 150 | 5 400 | 6 800 ³ | + 25,9 | + 21,9 | n.d. | n.d. | n.d. |
| Machines de bureau | 236 | 177 | 278 | + 57,1 | + 0,9 | 682 ⁴ | 2 879 | - 2 197 |
| Total informatique, automati- que, bureautique | 19 898 | 23 397 | 28 354 | + 21,2 | + 16,8 | 6 811 | 8 682 | - 1 871 |
| Total D.I.E.L.I. | 54 036 | 61 656 | 71 736 | + 16,3 | + 14,9 | 25 087 | 24 584 | + 503 |

Source : D.I.E.L.I.

¹ Hors marché captif d'I.B.M.

² Poste d'ajustement douanier.

³ Résultats provisoires.

⁴ Y compris réexportations.

• Du côté des industries électriques, le GIMEE communique les résultats provisoires des 6 premiers mois 1980. Les résultats sont bons avec une balance commerciale positive. Cependant, en gros matériel on constate un effondrement relatif du marché alors que le petit matériel basse tension se tient bien. Les effectifs quant à eux atteignent 89 737 personnes.

Fiche d'identité de l'équipement électrique

| | 1978 | 1979 | 6 mois 1980 | 6 mois 1979 | en % 78/79 | 6/79 6/80 en % |
|--|--------|--------|----------------|----------------|---------------|----------------------|
| Chiffres d'affaires global (en MF) | 15 269 | 17 164 | 9 734 | 8 467 | + 13,7 | + 15,0 |
| Exportation en pourcentage du C.A. global | 47 | 45 | 46,5 | 45,5 | + 8,65 | + 15,8 |
| Importation en pourcentage du C.A. global | 19 | 19 | 20,2 | 18,7 | + 10,8 | + 23,9 |
| Excédent commercial en pourcentage du C.A. global | 28 | 26 | 26,7 | 26,8 | + 7,2 | + 10,6 |
| Marché intérieur apparent Prod. — (Exp. + Imp.) (en MF) | 11 036 | 12 627 | 7 127 | 6 111 | + 14,4 | + 16,6 |

A noter...

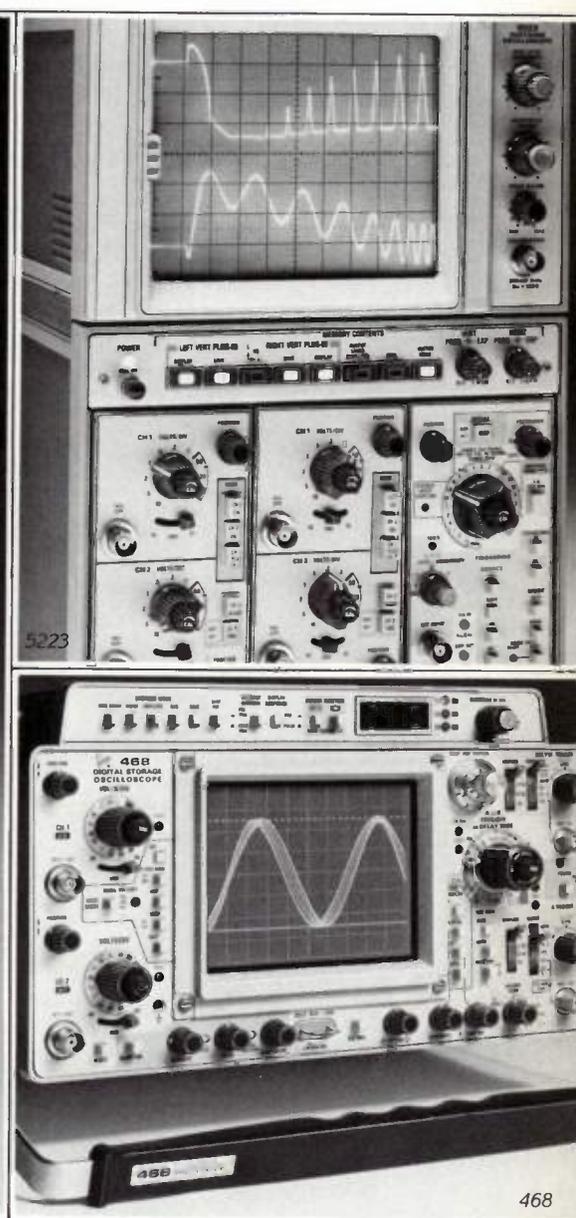
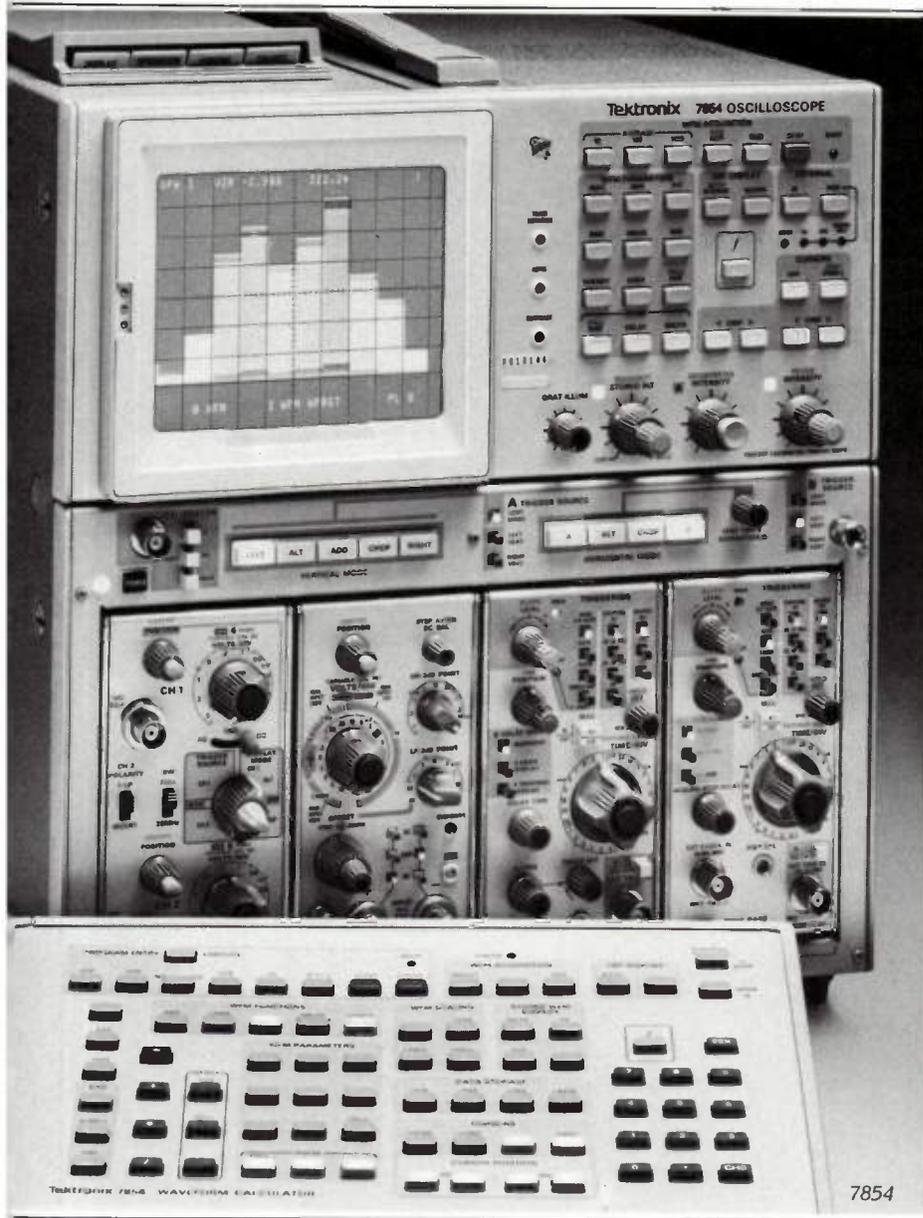
• Un groupe japonais vient de présenter un synthétiseur de voix LSI doté d'une mémoire morte intégrée. Cet équipement émet, au choix, une voix d'homme ou de femme, ou une combinaison de voix et de sons. Temps de « parole » : vingt secondes (63 mots en moyenne); il peut être allongé par l'adjonction d'une mémoire ROM supplémentaire; L'originalité de ce composant réside dans le fait que toutes les fonctions ont été regroupées sur une seule puce, qui contient environ 53 000 transistors sur une surface de 6 x 6 mm environ. Jusqu'ici les synthétiseurs utilisaient au moins trois puces.

• Réalisé initialement pour les besoins internes du CNES, par la société Eurosoft et le CNES, un logiciel de développement universel pour microprocesseur, STAR, est disponible au CNES. Il se présente comme un outil universel à double titre. Ce logiciel est en effet indépendant d'une part du microprocesseur, et d'autre part de l'ordinateur sur lequel est réalisé cette génération. Mis en œuvre à partir d'un terminal multiposte, STAR peut s'implanter sur tout ordinateur susceptible d'utiliser le langage Pascal ou l'APL. Ce logiciel de création de programmes permet de créer simultanément les programmes d'une application de type micro-informatique et de tester cette application sur maquette en temps réel.

• Motorola se lance dans le marché du microprocesseur d'enseignement et de loisir avec son nouveau système d'évaluation bon marché, le MEK 6802 D5E. Il est conçu pour permettre à l'utilisateur de se familiariser avec la famille des microprocesseurs M6800. Le cœur de ce système est un MC6802, qui possède exactement le même jeu d'instructions que le MC6800. Le MC6802 contient également 128 octets de RAM (réservés à l'utilisateur dans le D5), et un circuit d'horloge interne. Outre ces 128 octets de RAM le MEK 6802 D5E possède 1 024 autres octets de RAM utilisateur, 128 octets de RAM système et 2 048 octets de ROM contenant le programme du système d'exploitation D5BUG.

• ITT a annoncé la signature d'un contrat avec l'administration des téléphones de Finlande, concernant la livraison d'un central téléphonique numérique interurbain de 1 500 lignes, du type system 12.

L'intelligence, c'est l'analogique plus le numérique.



L'application par Tektronix des techniques numériques aux oscilloscopes, donne une nouvelle dimension à la mesure. Ces nouveaux oscilloscopes numériques augmentent la puissance, la précision, la rapidité et le confort de vos mesures. Affichage direct des résultats, expansion des traces mémorisées, prédéclenchement, stockage jusqu'à 40 traces, mode enveloppe, calculateur

d'onde programmable, bus GPIB, ne sont que quelques unes de leurs possibilités. Pour en savoir davantage sur la nouvelle génération d'oscilloscopes numériques Tektronix et recevoir la brochure traitant de leurs principes et applications, retournez-nous le coupon ci-contre.

Tektronix, la référence en mesure électronique.

Tektronix®

Division Mesure Electronique - B.P. 13 - 91401 Orsay - Tél. 90.77.27
Centres régionaux : Aix-les-Milles - Tél. (42) 26.62.03 - Lyon - Tél. (7) 876.40.03 - Rennes - Tél. (99) 51.21.16
Strasbourg - Tél. (88) 39.49.35 - Toulouse - Tél. (61) 40.24.50

Service lecteur : n° 913

Coupon-réponse à retourner à :
Tektronix Mesure SPV - B.P. 13 - 91401 Orsay.

M. _____
Société _____
Activité _____
Fonction _____
Adresse _____
_____ Tél. _____

Désire recevoir, sans engagement de sa part :
 une documentation sur les oscilloscopes numériques,
 la brochure "Principe des oscilloscopes numériques",
 la visite d'un ingénieur commercial,
 des notes d'application.

redresseurs rapides
ponts et zener
thyristors-triacs
jusqu'à 100A

QUALITÉ

Une gamme de produits clés :

- Diodes rapides de redressement épitaxiales et double-diffusées, trr à partir de 35 ns.
- Diodes Schottky.
- Thyristors et triacs en boîtiers plastiques et métalliques.

Une qualité prouvée et reconnue :

- Nombreuses homologations CECC : BYW 29. BYW 30. BYW 31. BYW 92. BYX 49. BYX 99. Séries 1N 3880. 1N 3889. BTW 45.
- Production de masse.
- Technologies modernes : soudure eutectique, passivation verre...

RTC

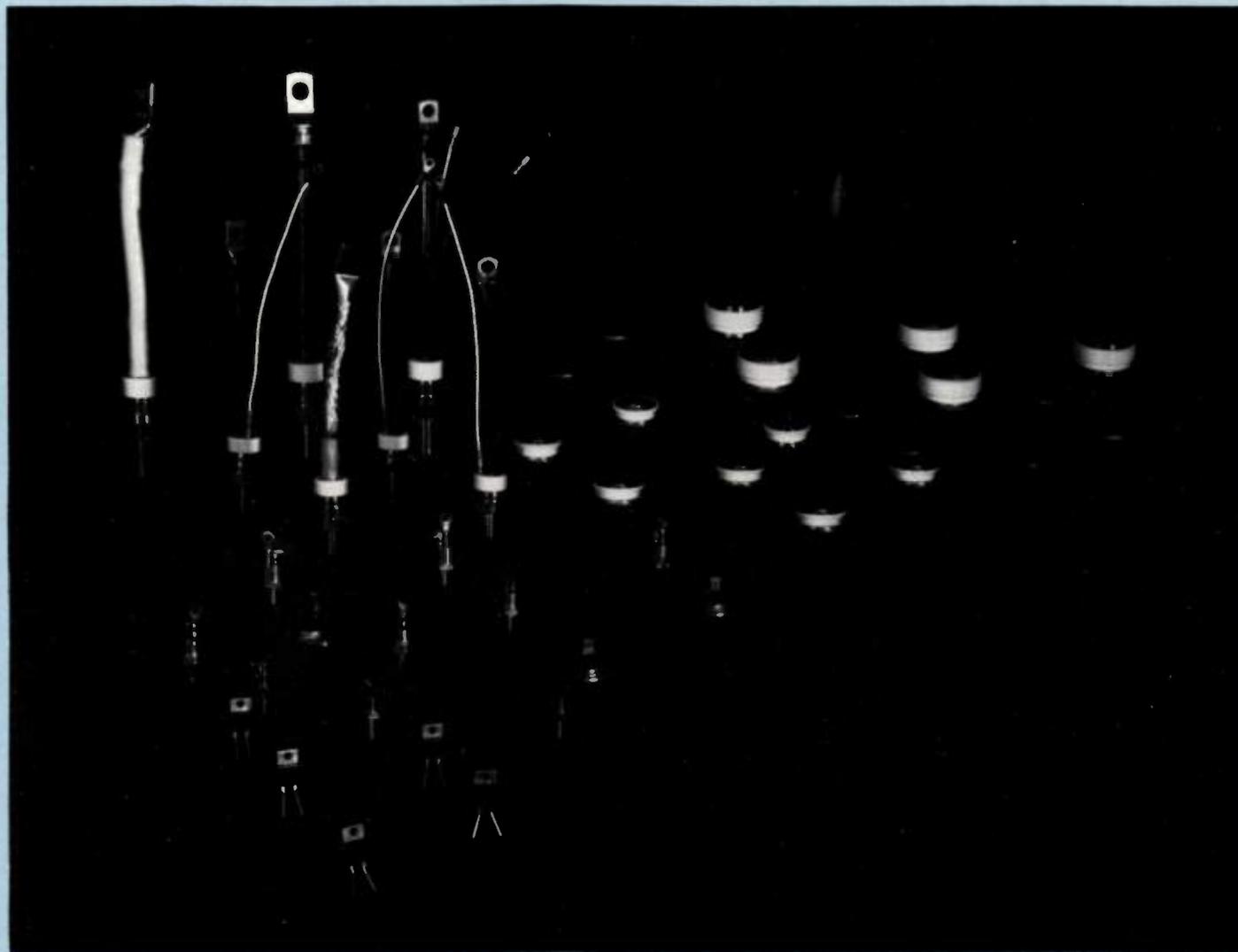
130, AVENUE LEDRU-ROLLIN - 75540 PARIS CEDEX 11 - TÉL. (1) 355.44.99 - TÉLEX : 680-495 F

Semiconducteurs de puissance

Le transistor MOS un peu partout

Hier encore considérés comme n'étant pas capables de rivaliser avec les tubes dans les applications de fortes puissances, les semiconducteurs, devenus majeurs, sont en passe de condamner à jamais ces ancêtres de l'électronique. Toutes technologies confondues, les transistors sont plus fiables, les thyristors et les diodes toujours plus rapides, pour le plus grand contentement des utilisateurs.

Un aperçu de la nouvelle gamme de semiconducteurs de puissance de Thomson-CSF



Tout dépend des applications

Problème éternellement posé, le fait de savoir si la technique crée de nouveaux besoins ou si la nécessité engendre de nouvelles techniques vaut pour toutes les activités. Dans le domaine des semi-conducteurs, par exemple, il s'avère aujourd'hui que des secteurs d'applications en expansion comme la commutation de puissance ou la commande de moteurs conduisent à la mise au point de nouveaux composants conçus pour satisfaire, à tous les niveaux, les besoins les plus multiples. Il en résulte une sorte d'émulation chez les constructeurs qui doivent faire preuve de toujours plus d'imagination pour concevoir le dispositif le plus original et le mieux adapté, remettant ainsi en cause les caractéristiques et les propriétés des technologies les plus prometteuses, encore tout récemment. Ainsi, les transistors MOS semblent prendre le pas sur les dispositifs bipolaires pour les applications de commutation alors que les bipolaires maintiennent leurs positions pour tout ce qui concerne les fortes puissances.

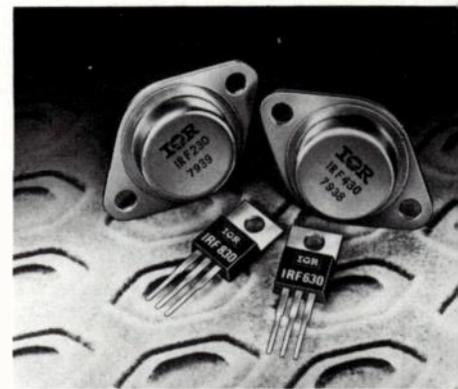
Déjà, l'an dernier, les « experts » s'accordaient à penser que l'année 1980 serait riche en annonce de produits nouveaux aux caractéristiques originales. C'est fait : en douze mois ont été commercialisés et annoncés les HEXFET d'*International Rectifier*, les SIPMOS de *Siemens*, les TMOS de *Motorola*, les ZMOS d'*Intersil*, cela pour les transistors MOS. Dans le domaine des transistors bipolaires, les industriels concernés n'ont pas été en reste puisqu'ils ont pu proposer des composants dotés de tensions de claquage supérieures à 800 V pour des courants de

maintien de l'ordre de 10 A ou des transistors de commutation pour des puissances inférieures à 100 W présentés en boîtier TO-66, supportant des courants de l'ordre de 5 A et des tensions de claquage de 400 V. Sans compter les séries de dispositifs Darlington en boîtier plastique TO-220AB supportant 400 V et 8 A ou celles de transistors destinés à la commande de moteurs dont les tensions de claquage dépassent 400 V pour des courants supérieurs à 50 A.

Un été mouvementé

Les MOS de puissance ont connu un été mouvementé. C'est *International Rectifier* qui a donné le ton en introduisant les versions canal P de ses HEXFET. Trois séries de transistors qui correspondent en fait à deux types de puces, sont disponibles en France depuis octobre 80, en quantité d'échantillonnage. Les IFR 9130 (en boîtier TO 3) et IFR 9530 (TO 220) sont les versions complémentaires des HEXFET canal N IRF 120 et 520. Ces deux séries ont des tensions d'utilisation de 100 V et des résistances de conduction de 0,3 Ω . Quant aux versions IFR 9520, ils constituent les complémentaires des futurs HEXFET de la série 1 qui auront des tensions de service de 100 V et des résistances de conduction de 0,6 Ω . En effet, les séries canal P, nécessitent une surface de puce plus importante que pour les canal N, ce qui explique que les séries 3 canal P sont complémentaires des séries 2 canal N.

Par ailleurs, *International Rectifier* a effectué depuis le 15 septembre, des



La famille HEXSET d'*International Rectifier*

La firme américaine a donné le ton en introduisant les versions à canal P de ses nouveaux transistors de puissance.

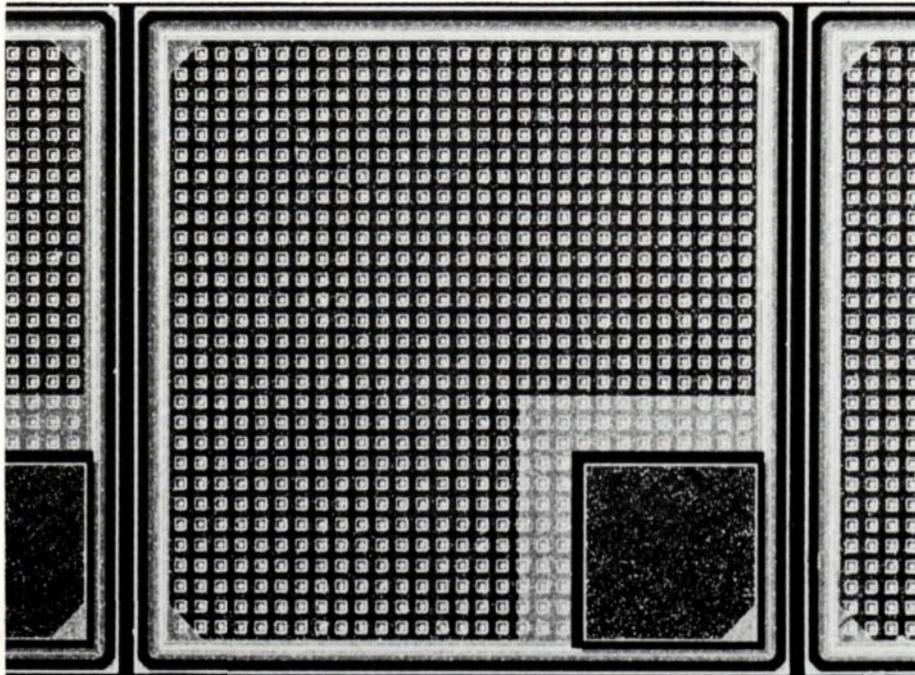
réductions de prix allant de 10 à 44 % selon les modèles sur les HEXFET canal N. Les différences de prix entre MOS et bipolaire s'amenuisent de jour en jour.

Pour *Intersil*, les développements des MOS de puissance sont passés par la mise au point de la famille IVN 6000 qui permet d'atteindre des tensions maximales de 450 V pour des résistances de conduction de moins de 3 Ω . La technologie employée par *Intersil* appelée Z-MOS, bien que basée sur un procédé planar à double diffusion (D-MOS), présente une géométrie particulière baptisée « dog-bone ». Cette structure correspond aux zones de diffusion P et découle de la conception assistée par ordinateur de la puce.

Les premiers composants de cette famille, référencés IVN 6000 KNR/KNS/KNT ont des tensions de services s'échelonnant de 350 V à 450 V. Tous sont en boîtier TO 3, le courant continu maximum est limité à 2,25 A et le courant de pointe, à 10 A. La tension de seuil est de 5 V maximum. Les temps de commutation (T_{on} , T_{off}) sont spécifiés à 10 ns maximum pour un ampère. La famille IVN 6000 doit s'étendre prochainement en particulier par l'introduction de boîtiers TO 220.

La technologie SIP-MOS a elle aussi connu des développements au cours de l'été. *Siemens* pourra en effet fournir des SIP-MOS 1000 V en quantité d'échantillonnage. Pouvant contrôler de 2 à 4,7 A de courant drain en continu, leurs résistances de conduction s'échelonnent de 2 à 3,5 Ω . Il est important d'ailleurs de préciser que la capacité d'entrée est supérieure au nanofarad, ce qui impose des précautions particulières en interfacement. Ce paramètre est sensiblement identique dans toutes les technologies et constitue une des limites pratiques des MOS de puissance dans leur utilisation avec des microprocesseurs.

La technique choisie par *Motorola* pour réaliser ses dispositifs de puissance est une amélioration personnelle du procédé D-MOS vertical à porte silicium, appelée



Une cellule SIPMOS de *Siemens*

La firme allemande devrait pouvoir être à même de fournir rapidement des transistors acceptant 1000 V et 2 à 4,7 A. Pour l'instant, rien ne permet d'affirmer que de tels dispositifs pourraient être livrés dans les semaines qui viennent, bien au contraire.

TMOS en raison principalement du chemin suivi par le courant drain.

Les douze premiers dispositifs que *Motorola* échantillonne sont groupés en six familles 60 V et 100 V sous 12 A; 350 et 400 V sous 5 A, et 450 et 500 V sous 4 A, les trois groupes étant disponibles en boîtier métallique TO-3 (suffixe M) et boîtier plastique TO-220 (suffixe P). Ce sont les MTM/MTP 1224 60 V/0,25 Ω /12 A; MTM/MTP 1225 100 V/0,25 Ω /12 A; MTM/MTP 564 350 V/1,5 Ω /5 A; MTM/MTP 565 400 V/1,5 Ω /5 A; MTM/MTP 474 450 V/2 Ω /4 A; MTM/MTP 475 500 V/2 Ω /4 A.

Parmi leurs autres caractéristiques, on peut noter : temps de commutation de 50 ns à 2,5 A; capacité d'entrée de 2 000 pF à 25 V.

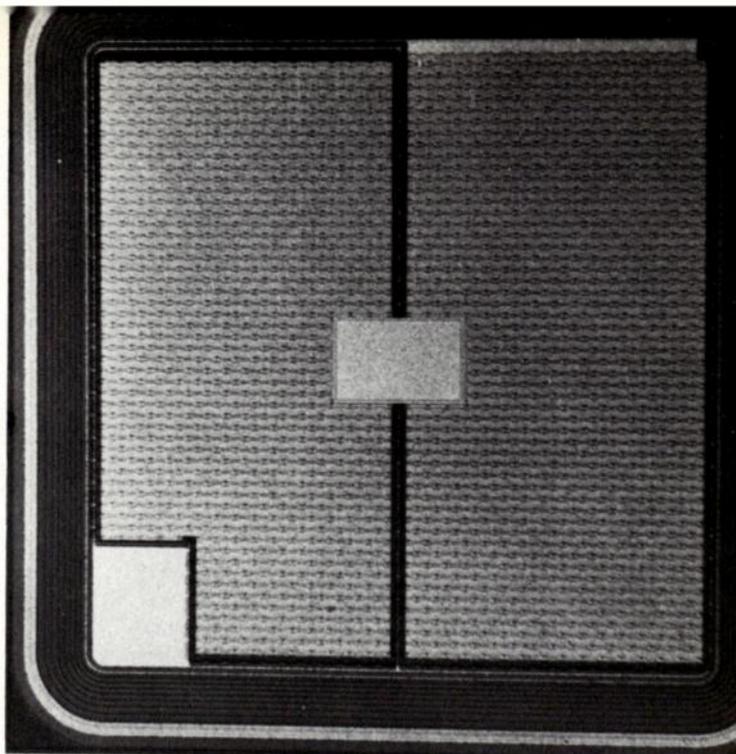
Ces produits ne sont que les premiers d'une gamme beaucoup plus étendue de 1 à 25 A, avec des tensions de 1 000 V ou plus et dans les basses tensions des résistances de condition aussi faibles que 0,02 Ω . Des TMOS en canal P devraient aussi être introduits dans le courant de l'année 1981.

Un composant TMOS est composé de plusieurs milliers de cellules élémentaires (100 000 par pouce carré) interconnectées en parallèle, ce qui permet d'avoir des canaux très courts et minimise ainsi la chute de tension en fonctionnement.

Pour réaliser ses TMOS, *Motorola* dispose d'une unité de diffusion parti-

Le ZMOS d'Intersil

Basée sur un procédé planar à double diffusion (DMOS), cette technologie présente une géométrie particulière baptisée « dog-bone ».



culière ayant une capacité initiale de 20 millions de pièces par an et comprenant : ligne de production de plaquettes 5 pouces, manutention automatique de celles-ci, impression lithographique par projection, implantation ionique, conception assistée par ordinateur, diffusion et métallisation contrôlées par microprocesseur, dépôt de vapeur chimique de silicium polycristallin à basse pression, atmosphère ultra-propre.

NEC le japonais vient de commercialiser une nouvelle famille de TEC en MOS de puissance caractérisée par un «turn-off» inférieur à 10 ns et un gain en courant pratiquement infini : le 25K277 et le 25K278 ont des tensions de claquage drain-source de 350 et 400 V, respectivement, pour 10 A. *Siliconix*, l'un des instigateurs du transistor VMOS étend le champ de leurs applications vers les très hautes fréquences avec des produits, tels le DV28120T, capables à 175 MHz de dissiper plus de 120 W sous 28 V et présentés en boîtiers céramique.

TECHNOLOGIE EN TRANSISTORS DE PUISSANCE (d'après Motorola)

| Structure de base | Variantes | Caractéristiques générales |
|---|---|---|
| Diffusion simple | Home taxial Base | Courbe de réponse dans les basses fréquences. Bon I_S/b . Utilise de «grandes» puces. Basse tension (< 100 V). |
| Mesa à base épitaxiale | Epibase (Pour semer la confusion, un fabricant parle de «diffusion simple» Powerbase | Courbe de réponse dans les moyennes fréquences. I_S/b moyen à bon. Utilise de «petites» puces. Basse tension (< 200 V). |
| Planar | Biplanar Planar à double diffusion. Planar à triple diffusion. | Courbe de réponse dans les hautes fréquences. I_S/b mauvais à moyen. Basse et moyenne tension (< 400 V). |
| Mesa | A triple diffusion. Épicollecteur à double diffusion. Épicollecteur ainsi que base et émetteur diffusé. | Courbe de réponse dans les moyennes à hautes fréquences. I_S/b moyen à bon. Moyenne à haute tension (400 à 1 500 V). |
| TEC de puissance VFET (TEC vertical) | MOS à sillon en «V». MOS à sillon en «U». «Planar» type VFET. | Courbe de réponse dans les hautes fréquences. Basse à moyenne tension. Tension élevée à l'état passant par rapport aux bipolaires pour la même taille de la puce. |

Les bipolaires aussi changent

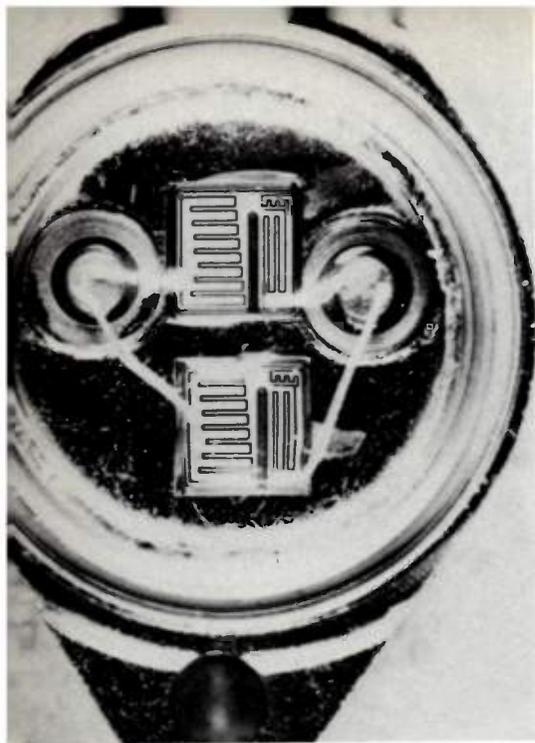
De leur côté, les transistors bipolaires n'en restent pas moins «actifs». Un exemple : bien que les modèles NPN semblent reléguer au musée leurs cousins PNP, ces derniers, loin de s'essouffler, montrent le bout de leur nez. Et cela pour la raison bien simple qu'il est bien utile qu'ils existent dans les applications exigeant des alimentations de puissance fournissant des tensions négatives.

Ainsi, *Motorola* dispose, à son catalogue, d'une série de transistors de puissance PNP de puissance (MJ6503 et MJ6502) capables selon les versions d'un V_{CE0} de 400 V ou de 250 V, le tout sous boîtier TO-3 avec un temps de stockage sur charge inductive de 3 μ s avec 4 A crête de débit collecteur et de 2 μ s sur charge résistive.

Chez *SGS-Atès* on trouve également des transistors de puissance PNP (les BUW 22, 23 et 32) dont les tensions de claquage émetteur-collecteur dépassent - 350 et - 400 V pour des courants de l'ordre de 10 A. Sous boîtier TO-3 ces dispositifs sont capables de dissiper 100 W à 25 °C, voire même 125 W.

Pour ce qui est des modèles NPN, *Solid State Devices* présente ses versions SPT6502 et 6503 en boîtier TO-66 alors que ces transistors ont des tensions

N.B. : EPIBASE est un nom commercial de Motorola.
HOMETAXIAL BASE est un nom commercial de RCA.
BIPLANAR est un nom commercial de SGS Atès.



Chez Motorola aussi les transistors PNP se maintiennent

émetteur-collecteur de l'ordre de 700 V à 800 V sur 2 A avec des temps de stockage de 3 μ s et de 0,7 μ s de temps de descente, ce qui les rend particulièrement intéressants pour les applications en commutation.

De son côté, *RCA* commercialise des transistors 5 A-900 V présentés en boîtier acier hermétiquement scellé de type TO-204 MA (un quasi TO-3), les modèles RCA 9153 A, B et C (800 V, 850 V et 900 V respectivement de tension collecteur-émetteur) les temps de commutation sont de 0,45 μ s.

Pour *Unitrode* également les transistors bipolaires sont d'actualité : qu'on en juge avec le 2N6546 et le 2N6547 qui, en boîtier TO-3 et TO-22AB, travaillent à 300 et 400 V respectivement, sur 15 A; leur gain à 10 A est de 30 et leur temps de commutation de 0,7 μ s.

Un effort important a été, on vient de le voir, réalisé au niveau du boîtier comme à celui de la structure des composants. Les améliorations technologiques touchent ainsi à la base homogène (Homobase) qui procure une aire de sécurité maximale et une excellente tenue au second claquage; les transistors ainsi traités sont robustes et économiques, par contre leur *ft* est faible (< 1 MHz). *Motorola*, avec sa «power base» obtient une meilleure répartition de courant entre collecteur et base d'où une meilleure répartition thermique; *Thomson-CSF* de son côté, a augmenté la vitesse de cette «astuce» et a baptisé son amélioration «fast power base». Comme il se doit.

La base épitaxiée (Epibase) garantit une bonne aire de sécurité, un V_{CESAT} faible et donc une puissance dissipée minimale avec une *ft* moyenne; toutefois, la jonction abrupte collecteur-base restreint leur tenue en tension. Afin d'éviter cet inconvénient, *Thomson-CSF* modifie

— SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE —

cette technologie en multi-épitaxial : sur le substrat N⁺ on dépose plusieurs couches épitaxiales de moins en moins dopées N, avant d'arriver à la dernière qu'on dope P. On obtient ainsi un champ électrique plus progressif dans la jonction améliorant de cette façon la tenue en tension.

D'autre part, les boîtiers plastiques promettent d'accepter des puissances toujours plus importantes. Ainsi, après le TO-220 voici le TO-3P ou «TOP-3» qui est, en fait, un TO-3 plastique économique et fiable : il est parfaitement adapté au montage des pastilles haute tension qui sont protégées par une double passivation minérale leur assurant une bonne tenue à l'humidité et une meilleure stabilité des courants de fuite à haute température.

Le boîtier *Iso-Top* de *Thomson-CSF* remplace le TO-3 métallique très justement critiqué dans les applications de puissance; *Iso* parce que la pastille est électriquement isolée du boîtier par de l' Al_2O_3 ou du BeO_2 ce qui supprime l'isolant en mica, les rondelles et le perçage du radiateur. Résultats : amélioration sensible de la résistance thermique. *Top* car les trois sorties se situent sur la face supérieure du boîtier : les connexions sont robustes, les prises de contact se font par cosses «fast-on» ou soudées, la mise en parallèle des transistors est aisée. Ce boîtier est commercialisé pour les composants de plus de 150 W.

C'est *Thomson-CSF* qui, lors d'un séminaire sur les transistors de puissance, annonçait la naissance du concept de l'aire de surcharge permettant, à partir

d'une meilleure connaissance des possibilités des transistors, de les faire fonctionner à un régime deux fois supérieur au régime spécifié.

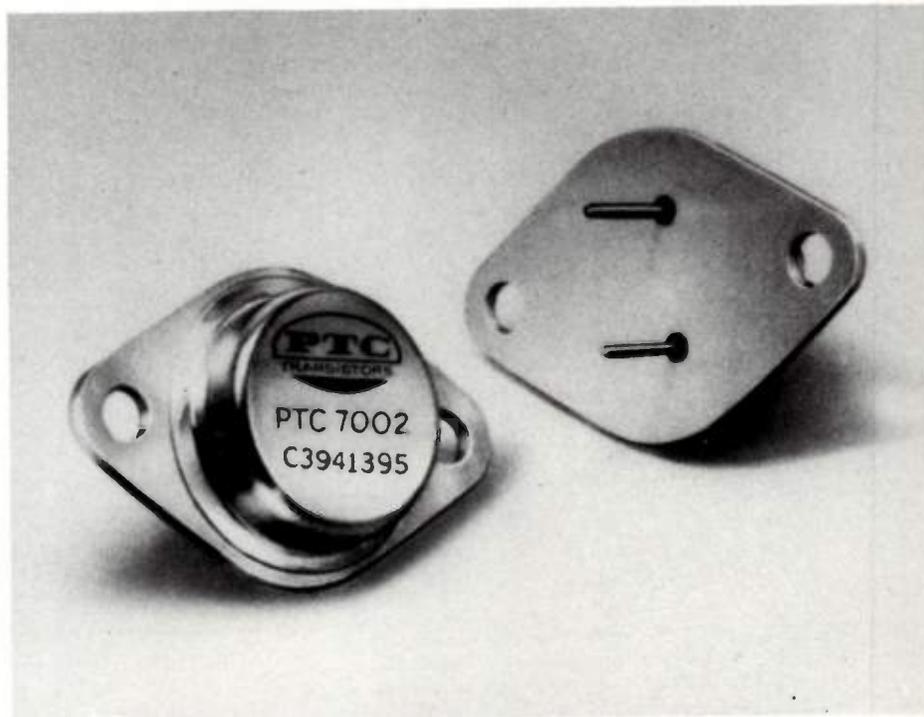
Et c'est très bientôt, si ce n'est déjà fait, que le fabricant français va faire circuler les premiers échantillons de transistors bipolaires 700 V/36 A proposés selon deux familles dont l'une est conçue autour de pastilles au silicium de 18 mm de diamètre et l'autre autour de pastilles de 23 mm. Ces transistors, présentés en boîtiers «press-pack» peuvent travailler à 50 voire 100 kHz avec des pertes raisonnables.

Quant à *Westinghouse*, elle vient de révéler qu'elle mettrait demain sur le marché des transistors diffusés sur plaquettes de 33 mm capables, pour 450 V en $V_{CEO(SUS)}$, d'atteindre 1920 A en fonction transistor et 277 A en Darlington avec un gain de 50. *Westinghouse* estimant, en effet, avoir résolu le délicat problème du contact de base des transistors de forte puissance, assure du même coup être à même, à très court terme, de pouvoir diffuser sur des pastilles, jusque là utilisées pour les diodes ou thyristors, des transistors aux performances quasiment illimitées (on parle de 656 A/450 V avec des pastilles de 51 mm).

En deçà de 100 V, d'autres dispositifs existent encore. Entre autres, *General Electric* a annoncé un modèle monopuce 400 V/ 100 A et *Toshiba* dispose à son catalogue de modèles en boîtiers «Press-pack» (2 SD 697 et 2 SD 647) de 100 A/450 V et 600 V. Quant à *RTC*, elle a proposé des boîtiers plastiques pour

Le 7000 de PTC

Les Darlington en commutation gagnent du terrain



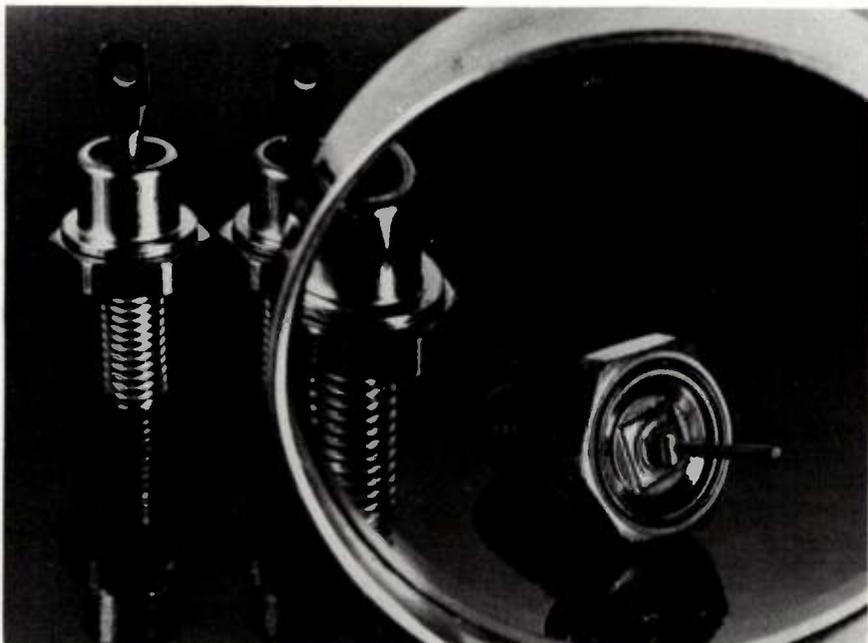
Ne pas oublier les diodes Schottky !!!

Il est certain qu'aucun dossier consacré aux semiconducteurs de puissance ne saurait être complet s'il n'abordait pas le domaine des

particulière doit être apportée au respect des conditions de stabilité thermique. Dans une structure de cette sorte, le courant qui traverse

jonction classique, il est constitué par des porteurs minoritaires. La durée de vie des premiers porteurs était beaucoup plus courte que celle des seconds, il en découle un temps de recouvrement ne dépassant pas 10 ns.

En dehors de Motorola qui a inventé la diode Schottky en 1968 et qui dispose à son catalogue de produits dans diverses tensions inverses de 20 à 45 V, TRW est bien placé sur le marché international avec son cheval de bataille SD-41 (qui assure 45 V de tension inverse), une nouvelle SD-51 qui supporte 60 A et une double diode SD-241 en boîtier TO-3 supportant 30 A. Tous ces modèles sont également commercialisés, sous des références différentes par FMC, Unitrode, ou par RTC (BYV21-30 ou 45). International Rectifier commercialise une diode Schottky (la 150 KQ) tenant 150 A pour une tension inverse de 30 à 45 V, le tout en boîtier DO-8 et AEI Semiconductors (GEC-Composants) la série MFS 15, 30 et 50 (15 A - 40 V, 30 A - 40 V et 50 A - 40 V) avec une chute de tension à 30 A de 0,55 V.



Motorola qui a inventé la diode Schottky dispose à son catalogue d'une vaste famille de produits dans diverses gammes de tensions inverses de 20 à 45 V.

diodes. Quel que soit le dispositif et son importance, il n'est pas pensable de passer de l'alternatif au continu sans faire appel aux diodes de redressement. Et, compte tenu du fait que les applications des semiconducteurs nécessitent de travailler à des fréquences et des vitesses toujours plus élevées, les seules diodes actuellement aptes à répondre à ces nécessités semblent être les diodes Schottky.

la diode est un courant de porteurs majoritaires alors que dans une

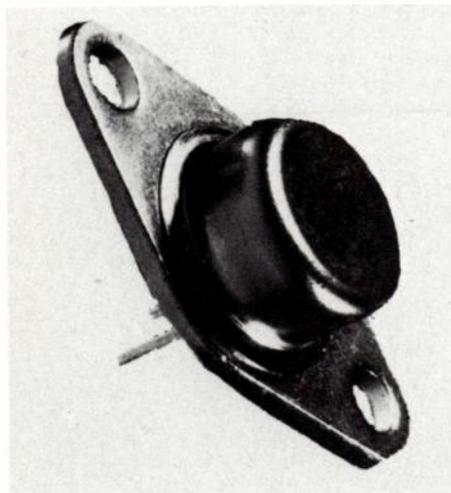
Une jonction particulière métal-semiconducteur est à l'origine des performances en vitesse de ces composants; elle a pour effet de baisser la hauteur de barrière bien en dessous de celle d'une jonction PN traditionnelle. La très faible chute de tension directe qui en résulte est un des avantages principaux de ces diodes. Toutefois, il faut tout de même compter avec un accroissement de courant inverse. La dissipation inverse n'étant pas négligeable, une attention toute

Avec son cheval de bataille le SD-41, TRW est bien placé sur le marché international des diodes Schottky



Darlington de puissance, la série SOT-93 acceptant jusqu'à 125 W. Et SGS-Atès a présenté deux Darlington haute tension, les BU 806 et BU 807 proposés sous boîtier plastique TO-220.

Les Darlington en commutation gagnent du terrain, c'est certain. Cela n'empêche pas les constructeurs de proposer des transistors de commutation en puissance classiques mais originaux. Qu'on en juge avec le transistor à mémoire G64LS que propose *General Electric* : Il s'agit d'un modèle PN-PN qui s'apparente au thyristor tout en offrant un certain nombre des avantages du transistor et qui peut subir des tensions de blocage très élevées et un courant de surcharge important. La même firme présente une gamme de transistors de commutation en boîtiers TO-3 et TO-220AB, dont la structure particulière de l'émetteur devrait réduire très sensiblement les pertes de commutation et ainsi améliorer le rendement aux valeurs maximales de courant et de tension. Ces transistors sont référencés D64VP3-5 et 2N6676-8 pour les TO-3 15 A - 300 à 400 V (temps de commutation sur charge de moins de 300 ns) et D44TD3-5 pour les modèles en TO-220AB (300 à 400 V et 2 à 4 A).



Le PMD 28 K de Lambda

Deux nouvelles séries de transistors Darlington NPN et PNP élargissent la gamme du constructeur américain jusqu'à 50W-4A.

General Semiconductor dispose à son catalogue de la série GSTR 12030, 35 et 40 fonctionnant sous 300, 350 et 400 V pour 16 A (25 A crête) avec une tension de saturation de 0,8 V. Du même constructeur le GSDS 50020 dont la tension de saturation n'est que de 0,6 V à 50 A, les temps de montée, de descente et de stockage étant respectivement de 0,2 μ s, 0,75 μ s et 0,18 μ s pour 50 A également; le tout sous 200 V seulement.

SGS-Atès qui croit en l'avenir des alimentations à découpage a mis à son catalogue, en plus des V-MOS de puissance, une nouvelle gamme de transistors NPN haute tension en technologie

multi-épitaxial Mesa, les BUW 44, 45, 46 dont le V_{CBO} est compris entre 500 et 900 V et les temps de commutation de l'ordre de 0,2 μ s ce pour $I_c = 10$ A. Dans le même esprit, *SGS-Atès* travaille sur des transistors PNP qu'elle devrait prochainement présenter. Affaire à suivre...

Plus vite et plus puissant

La lutte contre la pollution du secteur électrique par le découpage à thyristors, entraîne l'utilisation de plus en plus fréquente d'un découpage rapide après redressement et filtrage. Ce filtrage est plus aisé quand la fréquence de découpage augmente. En outre, un découpage rapide permet une plus grande souplesse d'utilisation de la charge. Cette double tendance était nettement affirmée au Powercon 80, à Munich. On notera dans cette optique le C703 de *General Electric*, pastille de 53 mm, 1000 A moyens, 2600 V, pouvant supporter 100 A/ μ s répétitif, la série C376, C377, C378, 1000 A efficaces, 1400 V, à gachette interdigitée, fonctionnant jusqu'à 25 kHz. Le CA 386 est un thyristor asymétrique, destiné aux montages comportant une diode en antiparallèle 100 A, 1400 V, pouvant fonctionner jusqu'à 50 kHz maximum, ainsi que toute la gamme de diodes rapides associées. Des technologies de pointe, comme l'implantation ionique, permettent un contrôle précis de la fabrication et notamment de réaliser le meilleur compromis entre le temps d'extinction et la chute de tension directe, que l'on peut sur certains types programmer au choix de l'utilisateur.

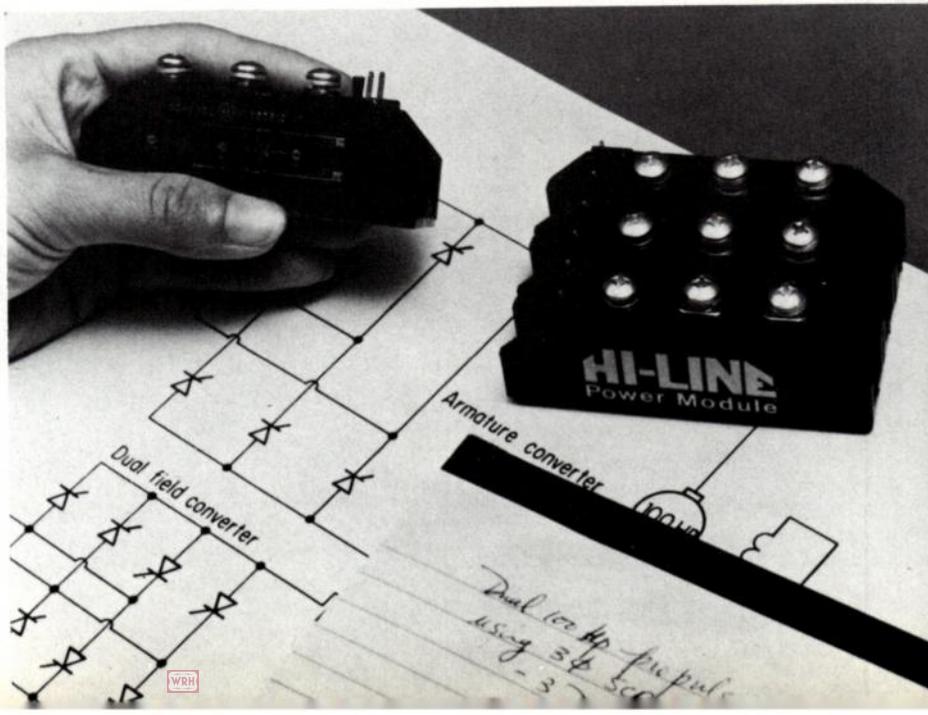
La technologie HiLine de *General Electric* permet d'obtenir des composants de puissance à moindre coût en conservant un niveau élevé de fiabilité. L'augmentation des prix des boîtiers traditionnels métal - céramique a conduit les fabricants à s'orienter vers le plastique, moins onéreux. Mais pour les pastilles de puissance, 50 A et au delà, l'enrobage direct du silicium, même passivé, par du plastique, entraîne des dégradations à long terme, dues entre autre aux différences de coefficients de dilatation entre le silicium et les matières plastiques. *GE* a donc développé une nouvelle technologie, dans laquelle la pastille de silicium est montée sur une plaque de molybdène qui est isolée du support cuivre par de l'oxyde de beryllium.

La pastille de silicium est passivée par un polyamide spécialement développé dans les laboratoires *GE* de Schenectady. L'ensemble est alors monté dans un boîtier spécial en plastique, comportant une chambre remplie d'azote, et une autre d'une résine époxy spéciale qui scelle les traversées et assure l'étanchéité. Les performances d'un tel boîtier sont assimilables à celles d'un boîtier métal-céramique du point de vue tension de blocage, stockage, tenue à l'humidité et à la température, cyclage thermique, et étanchéité. Le test de fuite à l'hélium, notamment, donne un taux inférieur à 10^{-8} cm³/s. Dans cette technologie existent, dès à présent, des bras de ponts diodes, thyristors, et thyristors/diodes, ainsi que les transistors Darlington série D66D et D67D.

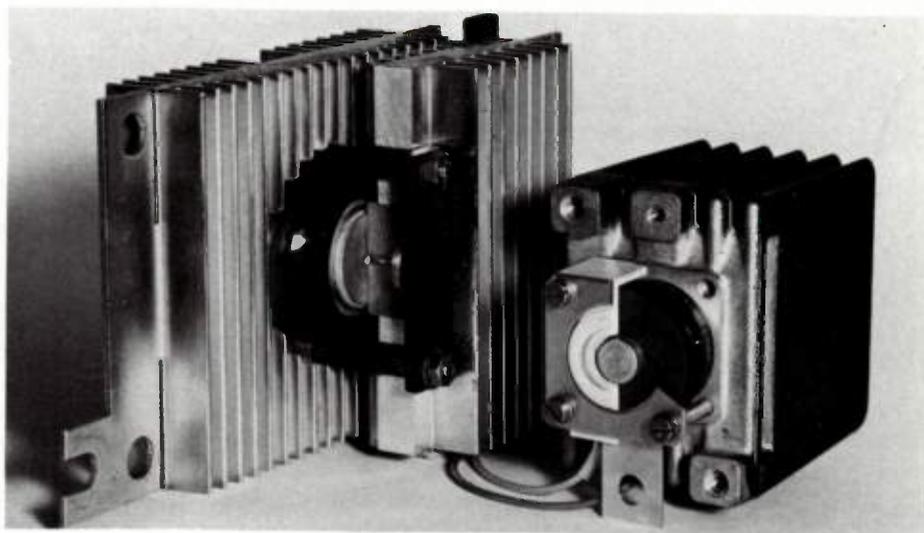
Chez *AEG-Telefunken*, on joue la carte des fortes puissances. Qu'on en juge par le très complet catalogue que la firme

La série Hi-Line de General Electric

Obtenir des composants de puissance à moindre coût en conservant un niveau élevé de fiabilité



allemande propose pour 1981 : la gamme complète de thyristors en boîtier «Press-Pack» plastique, lents ou rapides, en 41 mm lents (T 178 N - T 218 N - T 358 N) ou rapides (T 128 F - T 178 F - T 188 F - T 308 F) et 50 mm lents (T 388 N - T 508 N) ou rapides (T 318 F - T 408 F - T 698 F) fournissant de 300 A à 1100 A et 400 à 1800 V selon modèles pour les lents et pour les rapides : 18 μ s à 50 μ s de «turn off», AEG dispose également d'un thyristor de 2000 A, type T 760 F, 2000 à 2400 V, «turn-off» de 120 à 150 μ s, d'une gamme complète de modules moulés «Power Block» rapides, compatibles avec les gammes existantes du commerce (équipée de 2 thyristors TT 18 F, TT 25 F, TT 35 F, TT 45 F ou équipée de 2 diodes rapides DD 22 S ou DD 31 S), équipée d'1 thyristor en plus d'une diode rapide TD 18 F, TD 25 F, TD 35 F) d'un thyristor à gâchette amplifiée de forte puissance et faible temps de «turn-off», le T 630 S (1400 à 2000 V, 1500 ARMS 40 μ s), d'une gamme de triacs en TO 220 en exécution passivée-glassivée TW 7 N, TW 9 N, TW 11 N (100 à 800 V 7 à 12 A) et, enfin, d'une gamme de thyristors de très forte puissance avec jonction de 3 pouces (TX 1150 N, TX 1350 N, TX 1650 N, TX 1900 N, de 3 à 4,8 kA pour des tensions jusqu'à 4400 V inverses. Enfin, parmi une gamme très complète



Les Power Block d'AEG-Telefunken
Équipés de 2 thyristors ou de deux diodes rapides

de thyristors, AEI Semiconductors vient tout juste de commercialiser la famille de thyristors asymétriques ACR25U à verre passivé supportant des tensions allant de 400 V à 1200 V et caractérisée par de très faibles pertes en commutation, toute désignée pour des applications haute fréquence, telles que les onduleurs haute fréquence, les alimentations régulées

en puissance, les cyclo-convertisseurs, les générateurs ultrasoniques, la cuisson ou le chauffage inductif, le soudage ou la commutation de puissance jusqu'à 40 kHz. Ces thyristors ont une combinaison exceptionnelle de «turn-on» «turn-off»; le di/dt est de 2000 A/ μ s et le dv/dt de 1000 V/ μ s à 125 °C boîtier.



IOR

INTERNATIONAL RECTIFIER

$R_{D(on)}$: 0,055 Ω

V_{DS} : 500 V

t_f : 50 ns

CANAL P

Ce Mosfet n'existe pas encore, mais chacune de ces caractéristiques se trouve dans un des produits d'INTERNATIONAL RECTIFIER, leader en technologie de Mosfets de puissance, qui présente la gamme la plus étendue et la plus performante du marché.

Mosfets de puissance canal N et canal P

Tension de 60 à 500 V

Courant de 2 à 28 A (régime continu)

Dans des boîtiers TO-3 et TO-220.

TOUTE LA GAMME EN STOCK.

DIODE

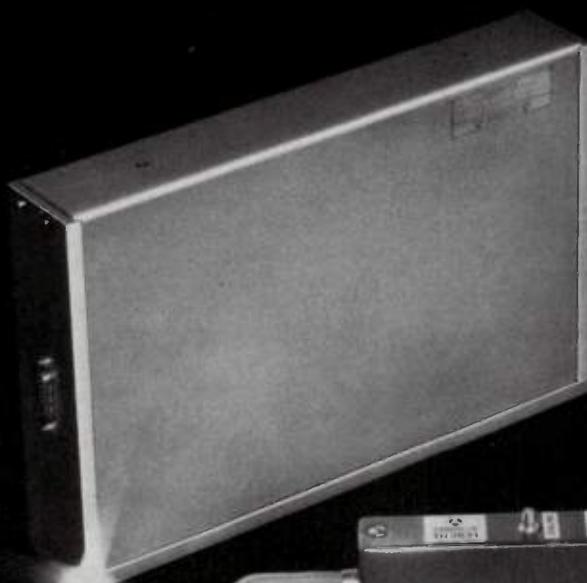
666.98.01 VOTRE DISTRIBUTEUR



DIODE-FRANCE 1, ALLEE DES PLATANES Z.I. SOFILIC 419 94263 FRESNES TEL. 666.98.01 TELEX 200 743 F

Service lecteur : n° 915

Une gamme complète... un seul nom!



- TOP et ATOP de 10 W et 20 W pour faisceaux hertziens numériques et analogiques et stations terriennes de télécommunications.
- Tubes et amplificateurs à hautes performances couvrant les bandes 6, 7, 8 et 11 GHz.
- Économie d'énergie appréciable due à un rendement global élevé (30% pour la plupart des produits).
- Fiabilité et longue durée de vie, dues à l'utilisation judicieuse de la technologie du domaine spatial.
- Une valeur sûre pour un coût minime.

**THOMSON-CSF, Division Tubes
Électroniques, un nom auquel vous
pouvez vous fier.**



**THOMSON-CSF
COMPOSANTS**

THOMSON-CSF DIVISION TUBES ÉLECTRONIQUES
38, RUE VAUTHIER / B.P. 305 / 92102 BOULOGNE-BILLANCOURT CEDEX / FRANCE / TÉL. (33.1) 604 81.75

Service lecteur : n° 916

La simulation des profils de dopage dans le silicium^(*)

COMPOSANTS

L'onde électrique
1980, vol. 60, n° 11

par G. KAMARINOS⁽¹⁾, G. PANANAKAKIS et F. ZADWORNY.

RÉSUMÉ

Nous présentons les bases physiques servant à l'établissement du système d'équations différentielles relatives à la diffusion des impuretés dans le silicium.

Nous précisons ainsi le problème de la diffusion. Après avoir défini ce qu'on entend par programme de diffusion nous mettons en exergue les qualités qu'un tel programme doit posséder pour répondre aux besoins de la recherche et de la fabrication des Circuits Intégrés modernes (VLSI).

Nous présentons brièvement le programme DIFFUSI et le programme SUPREM et nous donnons quelques exemples issus du programme DIFFUSI. Nous citons ensuite les méthodes mathématiques de résolution numérique du problème de la diffusion et nous insistons particulièrement sur l'importance de la précision de la méthode employée. Quelques simples exemples relatifs au problème de la précision illustrent notre contribution.

La bibliographie que nous présentons est sélectionnée pour être simplement représentative et opérationnelle.

SUMMARY

Simulation of diffusion profiles in silicon

In this paper the physics serving for the establishment of the system of differential equations relative to the diffusion of impurities in silicon are presented.

Afterwards the authors discuss the qualities that a program of diffusion must own, particularly for being efficient both for the research and the fabrication of modern Integrated Circuits (VLSI). A concise description of DIFFUSI and SUPREM diffusion programs is given. Some examples issued from DIFFUSI are presented. The mathematical methods of numerical resolution of the diffusion problem are reviewed and the importance of the precision of calculations is underlined. Some examples relative to the precision problem are given. Finally we notice that the references of the paper are chosen as the more representative and operational.

INTRODUCTION

Il est inutile de rappeler ici l'importance de la diffusion des impuretés dans les semiconducteurs lors des processus de réalisation des composants électroniques et des circuits intégrés.

Les profils de diffusion des impuretés lors de la réalisation des dispositifs en microélectronique (sur silicium massif ou sur silicium sur isolant - SSI -) doivent être connus avec précision si l'on veut maîtriser et modéliser correctement le fonctionnement électrique des composants.

Une simulation réussie des profils de diffusion doit donc constituer la première étape d'une modélisation électrique d'un composant. Nous notons par ailleurs que les problèmes (surtout mathématiques) de cette deuxième étape sont assez proches de ceux que nous rencontrons ici [1].

Nous devons signaler en outre, que les premiers travaux dans ce domaine ont été réalisés en France, il y a dix ans environ, au sein des équipes du LETI/CEA à Grenoble ; un essai de liaison entre la simulation des profils de diffusion et la modélisation électrique avait même été effectué au niveau du transistor MOS [2].

Cet article a un caractère de « mise au point ». Nous exposons ainsi les problèmes que la simulation des profils de dopage rencontre et nous citons les techniques pour leur résolution. Nous présentons le programme de simulation DIFFUSI en exemple car, à notre avis, c'est le meilleur programme qui existe quant à la prise en compte des mécanismes physiques détaillés de la diffusion. Cependant,

l'utilisation du programme SUPREM (élaboré aux États-Unis) se généralise grâce à son architecture qui le rend « accueillant et amical ».

1. LIAISON TECHNOLOGIE-MODÈLES; LA NÉCESSITÉ DES CALCULS NUMÉRIQUES

Si la liaison automatique technologie-modèles semble être à l'état actuel de la technique, une utopie, le développement des « programmes de diffusion » est ressenti comme un premier besoin [3].

La VLSI exige à la fois une connaissance précise des profils de diffusion et une liaison opérationnelle entre la technologie et les modèles physiques relatifs aux différentes étapes de fabrication d'un composant ou d'un circuit intégré.

Le flux \vec{J} d'une impureté dans un solide est régi par la première loi de Fick :

$$\vec{J} = -D\nabla C \quad (1)$$

et l'équation de conservation de masse :

$$\frac{\partial C}{\partial t} = -\nabla \cdot \vec{J} \quad (2)$$

où D est le coefficient de diffusion (cm^2/s), et C la concentration (cm^{-3}).

Le profil des impuretés diffusantes est calculé après résolution de l'équation de diffusion :

$$\frac{\partial C}{\partial t} = \nabla(D\nabla C)$$

Si D est constant l'équation ci-dessus se simplifie :

$$\frac{\partial C}{\partial t} = D\nabla^2 C \quad (3)$$

(*) Article issu de la journée d'étude de la SEE du 24 octobre 1979 sur « La modélisation de la Technologie et des Composants Actifs ».

(1) Maître de Recherche en C.N.R.S.

(2) Maître Assistant I.N.P.G.

(3) Professeur I.N.P.G.

Cette dernière (3) est la conséquence directe des deux premières et elle est aussi connue sous le nom de « deuxième équation de Fick ».

La résolution de l'équation (3) (avec une condition initiale et deux conditions aux limites) constitue un vieux problème de la physique. Signalons qu'il y a des solutions analytiques pour tous les cas qui intéressent la technologie moderne des circuits intégrés ([4, 5, 6, 7, 8], etc...). Cependant ces solutions sont établies pour :

- i) des espèces diffusantes non interagissantes,
- ii) pour des coefficients de diffusion D indépendants de la concentration C ,
- iii) pour des géométries unidimensionnelles (dans la plupart des cas).

Nous savons que les situations ci-dessus constituent actuellement des hypothèses trop simplificatrices qui s'avèrent incompatibles avec l'exigence de la précision de la VLSI...

Il est donc nécessaire de recourir à des méthodes de solutions numériques de l'équation de diffusion pour déduire et simuler le profil des impuretés.

2. LE PROBLÈME DE LA DIFFUSION

Pour établir le problème mathématique de la diffusion on doit :

- i) préciser l'interaction des espèces diffusantes,
- ii) écrire correctement le coefficient de diffusion,
- iii) écrire correctement les équations couplées de diffusion de différentes espèces diffusantes avec les conditions initiales et les conditions aux limites appropriées.

La solution de ce problème correspond à une étape technologique déterminée.

2.1. Les interactions entre espèces diffusantes

Il peut y avoir interactions entre deux impuretés (C_1 et C_2) comme entre une impureté et un défaut ponctuel du cristal (par exemple interaction entre une impureté C et une lacune V).

L'interaction peut être électrostatique; par exemple lors de la diffusion l'équation de Poisson s'écrit :

$$+ \frac{q}{\epsilon} (n - p + C_1^- - C_2^+ + V_1^- + V_2^- + \dots) = \nabla^2 U \quad (4)$$

où ϵ est la constante diélectrique du cristal, n et p les concentrations des électrons et des trous libres et C_1^- , C_2^+ , V_1^- , ... sont les concentrations des espèces diffusantes ionisées.

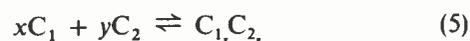
U est le potentiel à l'intérieur du cristal. On suppose couramment que le champ électrique interne est très lentement variable; ainsi l'équation (4) s'écrit sans second membre :

$$\nabla^2 U \simeq 0$$

Cette hypothèse, dite de « la neutralité électrique », a été récemment étudiée par R. Shrivastava et A. H. Marshak [10]; ils concluent qu'elle est sans influence sur la précision des profils d'impuretés tant que la concentration d'impuretés en surface reste inférieure à celle qui provoque la dégénérescence du semiconducteur; (hypothèse valable, par exemple, pour $C_0 = 10^{21} \text{ cm}^{-3}$ à 1050°C). Cependant une erreur de l'ordre de 50 % — profondément dans le volume — est à craindre pour des concentrations qui dégènerent le matériau.

L'interaction « de type chimique » est une autre interaction possible et fréquente entre deux espèces diffusantes.

En général un tel type d'interaction s'exprime par la réaction chimique :



Une loi d'action de masse régit les concentrations des espèces de la réaction (5). Ceci a pour conséquence l'introduction des termes de génération ou de pertes dans l'équation de continuité et par conséquent dans l'équation de diffusion.

Dans ce type de formalisme sont inclus les effets de piégeage et d'émission des impuretés diffusantes (cf. par exemple : l'inclusion — « clustering » — de l'Arsenic [11, 12]).

2.2. Le coefficient de diffusion

La formule qui donne le coefficient de diffusion D d'une impureté doit tenir compte :

- i) de la dépendance (de D) de la température selon une relation d'Arrhenius ([13, 14]) :

$$D_i = D_{i0} \exp\left(-\frac{\Delta E}{KT}\right)$$

- ii) de l'effet de lacunes ionisées. En effet, il est actuellement généralement admis que la diffusion de la plupart des impuretés intéressant le Si s'effectue par un mécanisme lacunaire mettant en cause la concentration des défauts chargés ([15, 16]).

iii) de l'effet d'entraînement des impuretés dû au champ électrique interne. Ce champ résulte de l'équilibre électrochimique déduit de l'équation (4) et il est fonction uniquement des concentrations des espèces diffusantes et de la concentration intrinsèque n_i de porteurs du semiconducteur à la température de diffusion.

- iv) de la génération de défauts due à la déformation plastique du cristal ou/et à l'émission d'une dislocation ou/et à la dissolution d'une autre phase, etc...

A titre d'exemple nous donnons ci-dessous une expression du coefficient de diffusion qui se trouve actuellement dans la plupart des programmes de diffusion existants :

$$D = D_i \left(\frac{1 + \beta \frac{C}{n_i}}{1 + \beta} \right) \left(1 + \left(1 + \frac{4n_i^2}{C^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \right) g(C) \left[1 + \frac{C^2}{C_0^2} \right] \quad (6)$$

ou : $D = D_i \cdot (a) \cdot (b) \cdot (c) \cdot (d)$.

Dans cette formule nous reconnaissons les facteurs D_i , (a) et (b) qui correspondent aux points i), ii) et iii), cités ci-dessus.

Dans le facteur (a), le paramètre β caractérise le processus de diffusion lacunaire. En effet, si on admet que le coefficient de diffusion D doit être proportionnel à la densité totale des lacunes C_v , on écrit :

$$D = D_i \frac{C_v}{C_{vi}}$$

où C_{vi} est la densité des lacunes dans le matériau intrinsèque; cette relation se transforme facilement en :

$$D = D_i \frac{C_v^0 \left[1 + \beta \frac{n}{n_i} \right]}{C_v^0 (1 + \beta)} \approx D_i \frac{1 + \beta \frac{C}{n_i}}{(1 + \beta)} \quad (\text{pour } C \gg n_i)$$

où C_v^0 est la densité des lacunes neutres ne dépendant que de la température, n et n_i sont respectivement les densités des électrons libres dans le matériau dopé et intrinsèque,

$$\beta = g_v \exp \frac{E_i - E_v}{KT} = \xi^i,$$

g_v est le coefficient de dégénérescence de spin relatif à la statistique Fermi-Dirac concernant le niveau E_v (ici accepteur) des lacunes et E_i est le niveau intrinsèque.

De ces définitions ressort aisément que :

a)
$$\beta = \frac{\text{Diffusivité par mécanisme de lacunes chargées}}{\text{Diffusivité par mécanisme de lacunes neutres}}$$

b)
$$\frac{C_v}{C_{vi}} = \frac{1 + \beta \left[\frac{C}{2n_i} + \sqrt{\frac{C^2}{4n_i^2} + 1} \right]}{1 + \beta} \approx \frac{1 + \beta \frac{C}{n_i}}{1 + \beta}$$

Le facteur (c) est relatif à la dégénérescence du niveau énergétique de l'impureté et de la lacune qui l'accompagne.

Le facteur (d) correspond, dans cet exemple, à la génération des défauts dus uniquement à la déformation plastique du cristal sous l'effet de la pénétration des atomes qui n'ont pas la taille des siens [9, 17]. Il sous-tend l'hypothèse d'un équilibre stationnaire des lacunes avec le réseau du cristal et le profil des impuretés à un instant donné [17a]. C_0 est une constante.

Remarquons que, si le facteur (b) est toujours compris entre 1 et 2, β peut prendre des valeurs allant de 0,01 à 300 selon l'impureté considérée ([9, 18, 19] et [20]). D'habitude et assez grossièrement on prendra $\beta = 0,01$ pour les donneurs et $\beta = 100$ pour les accepteurs [9].

Ceci constitue évidemment une sérieuse cause d'imprécision dans les profils. Seule la connaissance précise et approfondie des interactions entre impuretés et défauts peut améliorer la précision de détermination des profils.

Si l'on ajoute à cela que la valeur de la constante n_i n'est pas prise sans beaucoup d'hésitations ([18, 21]) on comprend bien que l'écriture de la formule du coefficient de diffusion constitue toujours un problème ouvert.

2.3. Les équations couplées de diffusion

Si l'on considère deux espèces diffusantes et les lacunes (C_1 , C_2 et V) nous devons, pour un processus lacunaire, écrire selon une dimension X , les trois équations suivantes :

$$\frac{\partial C_1}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial X} \left[D_{1i} \frac{C_v}{C_{vi}} \left(1 + \frac{C_1}{C_{si}} \right) \left(\frac{\partial C_1}{\partial X} + \frac{\partial \ln \gamma_1}{\partial \ln C_1} \frac{\partial C_M}{\partial X} \right) \right] \quad (7_1)$$

$$\frac{\partial C_2}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial X} \left[D_{2i} \frac{C_v}{C_{vi}} \left(1 + \frac{C_2}{C_{si}} \right) \left(\frac{\partial C_2}{\partial X} + \frac{\partial \ln \gamma_2}{\partial \ln C_2} \frac{\partial C_M}{\partial X} \right) \right] \quad (7_2)$$

$$\frac{\partial C_v}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial X} \left[D_{vi} \left[\frac{\partial C_v}{\partial X} + \frac{C_v}{C_s} \left(\frac{\partial C_1}{\partial X} + \frac{C_1}{\sqrt{C_1^2 + 4n_i^2}} \frac{\partial C_M}{\partial X} + C_s \left(\frac{\partial \ln \gamma_v}{\partial \ln C_1} \frac{\partial C_2}{\partial X} + \frac{\partial \ln \gamma_v}{\partial \ln C_2} \frac{\partial C_2}{\partial X} \right) \right) \right] \right] + 0,1\eta \frac{\partial C_M}{\partial t} \quad (7_3)$$

Dans ces équations :

D_{1i} , D_{2i} et D_{vi} sont les coefficients de diffusion des impuretés C_1 , C_2 et des lacunes V dans le Silicium intrinsèque (ou très peu dopé).

C_v et C_{vi} sont respectivement les concentrations des lacunes durant la diffusion couplée et dans le silicium intrinsèque (à l'équilibre).

C_{si} est la concentration des atomes du silicium.

γ est le coefficient d'activité (γ_1 pour C_1 , γ_2 pour C_2 et γ_v pour C_v); il est donné par :

$$\gamma_{1,2} = \frac{1 + \zeta_{1,2}^i}{1 + \zeta_{1,2}^i \left(\frac{C_M}{2n_i} + \sqrt{\frac{C_M^2}{4n_i^2} + 1} \right)} = \frac{1 + \zeta_{1,2}^i}{1 + \zeta_{1,2}^i}$$

$$\gamma_v = \frac{1 + \xi^i}{1 + \xi} \approx \frac{1 + \beta}{1 + \beta \frac{C_M}{n_i}}; \quad (\xi^i = \beta)$$

dans ces formules :

$$C_M = C_1 - C_2; \quad \zeta_{1,2}^i = g_{1,2} \exp \frac{E_{1,2} - E_i}{KT};$$

$$\zeta_{1,2} = g_{1,2} \exp \frac{E_{1,2} - E_F}{KT}; \quad \xi^i = g_v \exp \frac{E_i - E_v}{KT} = \beta$$

(dans le cas où les lacunes ionisées sont du type accepteur C^-)

$$\xi = g_v \exp \frac{E_F - E_v}{KT}$$

$g_{1,2,v}$ sont les coefficients de dégénérescence de spin et $E_{1,2,v}$ sont les niveaux énergétiques de C_1 , C_2 et V ,

C_s est la concentration des sites du réseau cristallin du silicium.

Le dernier terme de (7₃) est dû à la génération des lacunes ($\eta = 0$ ou $\eta = 1$); il correspond à un modèle différent de celui du dernier paragraphe mais il semble moins contesté ([22, 23]).

Il est évident que pour écrire les trois équations de diffusion précédentes [système (7)] nous n'avons pas choisi le modèle qui donne exactement la formule du coefficient

D du paragraphe précédent. En effet la formule (6) n'est qu'approximative et dans maints cas ne rend pas compte de la réalité selon une précision satisfaisante ([24]). Par contre le système (7) approche mieux les mécanismes de diffusion couplée lacunaire de deux impuretés (cf. [9, 22, 25, 26, 27, 28]).

Les hypothèses qui ont servi pour établir les 3 équations précédentes sont :

- i) neutralité électrique locale ($\nabla^2 U \simeq 0$, cf. § 2.1.),
- ii) non dégénérescence du semiconducteur ($C < 3 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$),
- iii) les flux de diffusion sont dus à des forces résultant des gradients de potentiels électrochimiques.

Il a été démontré [24] que la solution numérique du système (7) achoppe à des instabilités numériques dues aux énormes différences allant jusqu'à 8 ordres de grandeur entre les diffusivités des impuretés et des lacunes. Ainsi une quatrième hypothèse réaliste devient nécessaire :

- iv) les lacunes sont toujours en état stationnaire ($\frac{\partial C_v}{\partial t} = 0$).

Ceci conduit à remplacer l'équation différentielle (7₃) par l'équation algébrique suivante :

$$\frac{C_v}{C_{vi}} = \left[1 + \xi^i \left[\frac{C_M}{2n_i} + \left(1 + \frac{C_M^2}{4n_i^2} \right)^{1/2} \right] \right] / 1 + \xi^i = \frac{1 + \xi}{1 + \xi^i} = \frac{1 + \beta \frac{C_M}{n_i}}{1 + \beta} \quad (8)$$

Il est intéressant de remarquer maintenant que, dans le cas d'une impureté diffusante et avec l'hypothèse (iv) valable, nous pouvons facilement, à partir de l'équation (7₁) retrouver l'expression du coefficient de diffusion du paragraphe précédent au terme $\left(1 + \frac{C_1}{C_{si}} \right)$ près (en fait ce terme est très proche de l'unité).

D'abord le report de (8) dans (7₁) nous fournit immédiatement le facteur (a) de l'équation (6).

Ensuite la dérivée $\frac{\partial \ln \gamma_1}{\partial \ln C_1}$ exprimant l'influence du champ électrique interne peut s'écrire [16, 22] :

$$\frac{\partial \ln \gamma_1}{\partial \ln C_1} \simeq \frac{\partial \ln (\zeta_1^i / \zeta)}{\partial \ln C_1} = \frac{\partial \left[\ln \left(\exp \frac{E_F - E_i}{KT} \right) \right]}{\partial \ln C_1} = \frac{\partial \left[\ln \left[\frac{C_M}{2n_i} + \sqrt{\frac{C_M^2}{4n_i^2} + 1} \right] \right]}{\partial \ln C_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4n_i^2}{C_M^2}}}$$

Ainsi le facteur $\frac{\partial C_1}{\partial X} + \frac{\partial \ln \gamma_1}{\partial \ln C_1} \frac{\partial C_M}{\partial X}$ pour une impureté diffusante s'écrit :

$$\frac{\partial C_1}{\partial x} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4n_i^2}{C_1^2}}} \right);$$

nous retrouvons donc l'effet d'entraînement dû au champ électrique interne et nous reconstituons ainsi le coefficient D exprimé par l'équation (6).

Pour résoudre le système des équations (7₁), (7₂) et (8) il faut maintenant deux conditions initiales et quatre conditions aux limites. Ces conditions sont déterminées par l'étape technologique que l'on veut simuler.

Signalons que ce problème n'est jamais résolu dans sa généralité; néanmoins V. Arandjelovic et Lj. Miljkovic l'ont résolu dans des cas spéciaux concernant les profils du Phosphore [24].

3. LES PROGRAMMES DE DIFFUSION; LES PROGRAMMES EXISTANTS

3.1. Qualités requises pour les programmes de diffusion

Un programme de diffusion doit simuler une suite complète des étapes technologiques relatives à la réalisation d'un type de composants. Il doit comprendre ainsi la simulation du prédépôt, des oxydations, des diffusions de diverses impuretés, des redistributions des impuretés, des croissances épitaxiales etc... jusqu'à la finition du composant.

Un programme de diffusion doit par conséquent, revêtir un aspect « universel », c'est-à-dire il doit pouvoir être utilisé pour la fabrication des composants très différents (MOS et bipolaires) et il doit ainsi simuler tous les cas de procédures technologiques même si certains d'entre eux ne servent que « rarement ».

Un programme de diffusion est donc une suite de « modules » de simulations de profils de diffusion, où chaque module résout un problème particulier de diffusion (cf. § 2).

Un programme de diffusion assure donc la liaison entre les modèles et la technologie et doit servir autant à la Recherche Fondamentale qu'à celle du Développement. C'est justement son aspect « général » qui requiert de lui certaines qualités indispensables ([3, 29]) :

i) il doit être d'un « accueil amical »; ceci signifie qu'il doit pouvoir être utilisé même par des chercheurs (ou des ingénieurs) qui n'ont que des connaissances rudimentaires d'informatique;

ii) il doit être implantable et exploitable sur des machines de taille « moyenne » pour ne pas dire « machines de table »;

iii) il doit être entretenu, enrichi, et approfondi constamment pour être en phase non seulement avec les modèles les plus raffinés issus des études fondamentales mais aussi pour être en phase avec les exigences mouvantes de la technologie des circuits intégrés et aussi les développements du logiciel et matériel informatiques;

iv) il doit évidemment être précis. C'est-à-dire qu'il doit simuler aussi vraisemblablement que possible la réalité expérimentale (technologie).

Il peut être soutenu que les deux premières exigences ne soient pas du ressort de la Recherche Fondamentale tandis

que la troisième doit être satisfaite par un groupe du type « Société de Service » en étroite liaison avec les chercheurs et les utilisateurs industriels du programme.

En ce qui concerne la précision du programme nous lui consacrerons le paragraphe 4 de notre contribution.

3.2. Les programmes existants

Dans ce paragraphe nous décrivons très brièvement le programme DIFFUSI développé en France et le programme SUPREM II développé aux États-Unis et dont l'utilisation se généralise à l'heure actuelle.

Nous consacrerons plus de place à la description de DIFFUSI (bien que nous ne préconisons pas son utilisation). Ceci pour deux raisons :

- i) pour présenter, dans ce texte, en exemple le premier programme de diffusion, à notre connaissance,
- ii) pour montrer que DIFFUSI fut une réalisation puissante et viable.

3.2.1. LE PROGRAMME DIFFUSI

C'est un programme développé au LETI/CEA en collaboration avec l'IMAG.

Une description détaillée du programme DIFFUSI se trouve dans la thèse de J. Monnier (1971) [31] ou dans la note technique LETI/MEA n° 1192 (1976) [30].

Le programme DIFFUSI concerne la modélisation de la diffusion du Bore (à partir des sources B₂O₃ ou BN) et du Phosphore (à partir des sources POCl₃ ou SiP₂O₇) dans le silicium. Il peut aussi simuler la diffusion couplée B - P.

Une recherche assez poussée au niveau de la prise en compte des mécanismes d'interaction « impureté-défauts » caractérise DIFFUSI.

Pour le Bore le modèle généralement adopté réside dans le choix d'un coefficient de Diffusion contenant le paramètre β du type donné par la formule (6) du paragraphe 2.2. L'interaction entre deux impuretés est simulée via le terme du champ électrique :

$$1 + \frac{C_1/2n_i}{\sqrt{\frac{C_M^2}{4n_i^2} + 1}}$$

Pour le Phosphore plusieurs modèles ont été testés. Finalement un coefficient de diffusion suivant le modèle de Thai [17]

$$D = D_i \left[1 + \left(\frac{C}{C_0} \right)^2 \right]$$

est choisi surtout pour des raisons d'économie de temps de calcul [30] et [19].

L'analyse mathématique s'effectue selon la méthode matricielle des Différences Finies (cf. § 4). Le programme simule la diffusion selon une dimension spatiale. Signalons néanmoins que le programme DIFFUSI a été rédigé très tôt (1969-1970) selon deux dimensions spatiales et qu'il a donné des résultats tout à fait satisfaisants par rapport aux exigences de la technologie de cette époque.

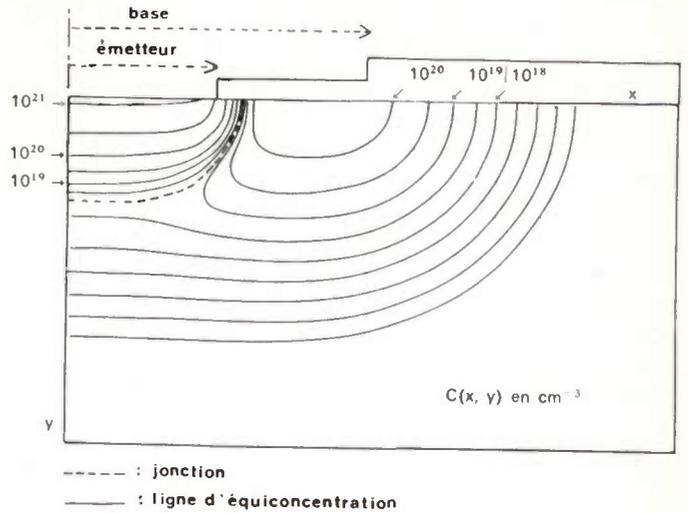


Fig. 1 (d'après [31]).

Sur la figure 1, nous donnons un exemple de simulation à deux dimensions. Cependant le Programme n'a pas été optimisé et des profils à deux dimensions demandent un temps de calcul prohibitif (environ 1 h CPU sur un IBM/360).

Le tableau I donne un exemple de simulation d'une série d'étapes technologiques où la diffusion couplée « Bore + Phosphore » est prise en compte.

Sur la figure 2 les résultats de simulation de la diffusion couplée sont représentés et comparés aux résultats expérimentaux.

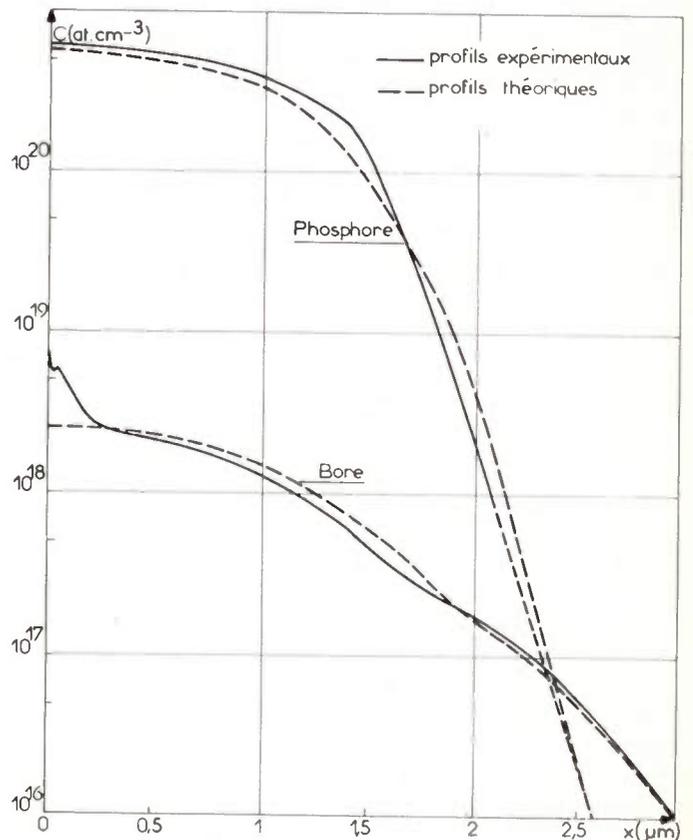


Fig. 2.

Nous remarquons ici que le programme DIFFUSI simule une poussée de l'émetteur ; c'est la poussée appelée « push-in » résultant du couplage Bore-Phosphore via le terme du champ électrique. Il faut cependant noter que cet effet est différent de celui appelé « push-out » et dû au mécanisme lacunaire de diffusion ([7], p. 66).

Il est vraiment regrettable que le Programme DIFFUSI ne soit pas entretenu, modernisé et « apprivoisé » (l'accueil qu'il réserve à son utilisateur est loin d'être « amical ») de façon qu'il puisse être utilisé d'emblée actuellement. Il est né, peut-être, trop tôt, ... peut-être était-il en avance sur les exigences de son époque (1970).

3.2.2. LE PROGRAMME SUPREM

Le programme de simulation et de modélisation des processus de fabrication de circuits intégrés SUPREM existe en deux versions I et II, la deuxième étant plus perfectionnée que la première. Nous nous contenterons donc dans ce paragraphe de la présentation de SUPREM II. Il est décrit en détail dans une notice de l'Université de Stanford [18].

Le programme prend en considération des modèles de prédépôt par :

- i) implantation ionique,
- ii) déposition chimique à travers la surface, en phase gazeuse ou solide.

D'autres processus, comme l'oxydation et la croissance épitaxiale, qui interviennent lors de la fabrication de circuits intégrés sont également pris en compte.

Dans tous les cas cités, SUPREM calcule les profils de diffusion des impuretés (jusqu'à trois espèces différentes) qui migrent sous l'effet de la température. Le coefficient de diffusion tient compte aussi bien de l'effet du champ électrique que des interactions impuretés-défauts. L'étude s'applique au cas de la diffusion du Bore, du Phosphore et de l'Arsenic. Le coefficient de diffusion utilisé est du type présenté au § 2.2 [relation (6)].

Lors du processus de l'oxydation, le déplacement de l'interface oxyde silicium ou bien de l'interface silicium épitaxié-silicium, pour le cas de l'épitaxie, est pris en compte dans le modèle par l'introduction d'un flux de diffusion supplémentaire.

L'algorithme utilisé par SUPREM II appartient aux méthodes implicites (matricielles) aux différences finies. Il est complété par une subroutine qui arrête les calculs si la concentration atteint de très faibles valeurs (inférieures à 10^{13} cm^{-3}) dépourvues de signification physique, ce qui permet des gains appréciables de temps CPU.

En ce qui concerne la précision de l'algorithme utilisé, l'utilisation pratique du programme montre qu'un pas spatial de 100 Å est satisfaisant pour la plupart des cas traités. De toute manière, il faut toujours faire un compromis entre la valeur du pas et le temps CPU comme nous le verrons (§ 4.2.4). Si le processus examiné comporte plusieurs profils de diffusion, c'est le profil le plus « abrupt » qui imposera la valeur optimum du pas spatial. Quant au pas temporel, le programme prévoit une augmentation de ce dernier (loi parabolique) lorsque le

temps global de diffusion croît, car les profils devenant moins « raides » l'erreur de calcul due aux approximations numériques diminue. On peut ainsi réaliser des gains supplémentaires de temps CPU.

Nous devons signaler cependant que d'après les points de vue des utilisateurs de ce programme ([32a, 32b]), certains processus physiques (prédépôt de nitrure de Bore, croissance épitaxiale, influence du champ électrique sur la diffusion, interactions entre impuretés) ne sont pas pris en compte de manière satisfaisante. De même, compte tenu des exigences de la VLSI, le modèle unidimensionnel utilisé (dans l'espace) constitue une autre limitation, de loin la plus importante.

TABLEAU I (d'après [30]).

| Nature de l'opération | Conditions de réalisation | Suppression oxyde |
|----------------------------------|--|-------------------|
| Prédépôt base | Diffusion BN, 30 mn, 1 000 °C | |
| Réoxydation de suppression verre | Oxydation vapeur, 10 mn, 900 °C | OUI |
| Réoxydation base | Cycle : 10 mn sèche + 50 mn humide + 10 mn sèche, 1 150 °C | OUI |
| Prédépôt émetteur | Diffusion POCl ₃ | |
| Réoxydation émetteur | Cycle : 10 mn sèche + 27 mn humide + 20 mn N ₂ , 1 000 °C | OUI |

Diffusion couplée Bore + Phosphore

Les opérations technologiques citées sont simulées par le Programme DIFFUSI.

- Les différents types d'oxydation (vapeur sèche ou humide) répondent à des lois de croissance du type :

$$e = -K_1 + \sqrt{K_1^2 + K_2 t}$$

où K_1 et K_2 sont des coefficients cinétiques dépendant exponentiellement de $\left[-\frac{1}{T}\right]$.

- Le flux de l'impureté en surface répond à une loi du type :

$$F = \frac{hG}{HKT} (C_{st} - C_s) \quad (\text{cf. [7], p. 10}).$$

- Le coefficient de partage $m = \frac{C_{Si}}{C_{SiO_2}}$ est pris pour le Bore dépendant de la température

$$\left[m = 6,87 \exp\left(-\frac{0,316 \text{ eV}}{KT}\right) \right]$$

tandis qu'il est supposé constant ($m = 4$) pour le Phosphore.

- La diffusion dans la Silice est supposée s'effectuer selon un coefficient classique :

$$D_{ox} = D_{iox} \exp\left[-\frac{E_{ox}}{KT}\right].$$

4. PRÉCISION DE LA SIMULATION

4.1. Introduction

Par « précision » on entend, dans ce chapitre, la précision du profil calculé par rapport au profil théorique exact correspondant aux mécanismes simulés.

La démonstration de l'existence et de l'unicité de la solution d'un système d'équations différentielles non-linéaires aux dérivées partielles [tel que le système (7) de la diffusion] est en général très difficile [33].

Plusieurs méthodes de résolution numérique d'équations différentielles existent. Nous pouvons citer principalement :

- i) Différences Finies.
- ii) Éléments Finis.

Nous commenterons ici les méthodes aux Différences finies et aux Éléments Finis et nous discuterons le problème de précision pour la méthode des Différences Finies car cette méthode est celle qui est utilisée jusqu'ici aux programmes de diffusion existants.

La première étape de notre étude (exposée ici) concerne la diffusion à une dimension spatiale dans les cas où la solution analytique existe et est unique. Il nous est permis ainsi d'étudier la précision des méthodes numériques. Signalons que si la complexité du problème augmente on n'obtient plus de solution analytique et il n'est pas possible de calculer la précision du résultat. Cette étude nous aiderait seulement à estimer la précision d'un calcul correspondant à un problème physique réel (plus complexe).

4.2. Méthode des Différences Finies

4.2.1. GÉNÉRALITÉS

Selon le principe de la méthode, les variables apparaissant dans les équations différentielles étudiées sont définies pour des valeurs discrètes; les dérivées partielles (spatiales ou temporelles) sont ainsi remplacées par des différences, en utilisant le développement en série de Taylor. On obtient de la sorte un ensemble d'équations aux différences qui se prêtent au calcul sur ordinateur. Selon que l'on utilise des expressions itératives ou des systèmes matriciels, on distingue respectivement, deux méthodes de discrétisation : les méthodes explicites et les méthodes implicites [34].

En utilisant comme critère l'approximation ainsi réalisée et les erreurs d'arrondis cumulées, on constate que les méthodes implicites satisfont à ces critères beaucoup mieux que les méthodes itératives [34].

Dans le cas que l'on examine (cas où il existe une solution analytique unique) le coefficient de diffusion D est indépendant de C ($C \ll n_i$) et l'équation de diffusion à une dimension (échantillon de profondeur x_0) et pour une impureté devient :

$$\frac{\partial C(x, t)}{\partial t} = D \frac{\partial^2 C(x, t)}{\partial x^2} \quad (9)$$

avec la condition initiale

$$C(x, 0) = 0 \quad (10)$$

et les conditions aux limites

$$C(0, t) = C_0 \quad (11)$$

et

$$C(x_0, t) = 0. \quad (12)$$

4.2.2. SOLUTION ANALYTIQUE

Par séparation des variables on obtient [35] :

$$C(x, t) = C_0 \left(1 - \frac{x}{x_0} \right) - \frac{2C_0}{\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} \left[\frac{1}{n} \sin \left(\frac{n\pi x}{x_0} \right) \exp \left(- \frac{D\pi^2 n^2 t}{x_0^2} \right) \right] \quad (13)$$

Si $x_0 \rightarrow \infty$ ($\sqrt{Dt} \ll x_0$), la solution analytique est donnée par :

$$C(x, t) = C_0 \operatorname{erfc} \left(\frac{x}{2\sqrt{Dt}} \right) \quad (14)$$

La solution (14) est par conséquent une solution analytique approximative [36].

4.2.3. MÉTHODES DE RÉOLUTION NUMÉRIQUE PAR DIFFÉRENCES FINIES.

La solution numérique de l'équation de diffusion étudiée par la méthode des Différences Finies peut se faire par une méthode implicite ou par une méthode explicite. Nous nous contenterons d'utiliser dans cette étude des pas de discrétisation constants. Les variables x et t seront donc discrétisées en posant :

$$x_i = I \Delta x \quad \text{et} \quad y_j = J \Delta t$$

La dérivée partielle temporelle sera posée égale à :

$$\frac{\partial C(x_i, t_j)}{\partial t} = \frac{C(I, J+1) - C(I, J)}{\Delta t}$$

a) Méthode explicite des Différences Finies (non matricielle).

Dans la méthode explicite la dérivée spatiale $\left[\frac{\partial^2 C}{\partial x^2} \right]$ est prise à l'instant J , c'est-à-dire que l'on pose pour l'équation de diffusion :

$$\frac{C(I, J+1) - C(I, J)}{\Delta t} = D \left[\frac{C(I+1, J) - 2C(I, J) + C(I-1, J)}{\Delta x^2} \right]$$

On obtient l'algorithme suivant [37] :

$$C(I, J+1) = \lambda C(I+1, J) + (1-2\lambda)C(I, J) + \lambda C(I-1, J)$$

où

$$\lambda = D \frac{\Delta t}{\Delta x^2}$$

Une étude par séparation des variables montre que l'algorithme précédent est instable pour $\lambda > 1/2$ [34].

Or pour $\lambda = \frac{1}{6}$ l'équation précédente représente la

meilleure approximation [34], c'est-à-dire en Δx^4 de l'équation de diffusion.

Nous avons donc réalisé un programme itératif correspondant à l'équation :

$$C(I, J+1) = \frac{1}{6}C(I+1, J) + \frac{2}{3}C(I, J) + \frac{1}{6}C(I-1, J)$$

b) Méthode implicite des Différences Finies (matricielle).

Dans cette méthode la dérivée spatiale est définie à l'instant $J+1$. C'est-à-dire que l'on pose l'équation de diffusion :

$$\frac{C(I, J+1) - C(I, J)}{\Delta t} = D \left[\frac{C(I+1, J+1) - 2C(I, J+1) + C(I-1, J+1)}{\Delta x^2} \right]$$

On obtient l'algorithme :

$$\lambda C(I-1, J+1) - (2\lambda + 1)C(I, J+1) + \lambda C(I+1, J+1) = -C(I, J)$$

où λ est défini comme précédemment (§ 4.1.3a).

Une étude par séparation des variables montre que l'algorithme obtenu reste stable quelles que soient les valeurs de λ . Or comme dans l'étude explicite la meilleure approximation, de l'ordre de Δx^4 , de l'équation de diffusion est obtenue pour $\lambda = \frac{1}{6}$. Nous avons donc réalisé un programme de calcul matriciel, utilisant la méthode d'élimination de Gauss, pour résoudre le système d'équations :

$$\frac{1}{6}C(I-1, J+1) - \frac{4}{3}C(I, J+1) + \frac{1}{6}C(I+1, J+1) = -C(I, J)$$

c) Solution pour la méthode de Crank-Nicolson [34, 38].

Nous avons défini, ci-dessus, les solutions implicites et explicites. Il est possible d'étudier une solution intermédiaire à l'aide d'un coefficient de pondération γ tel que $0 \leq \gamma \leq 1$.

On pose alors pour l'équation de diffusion à étudier :

$$\frac{\partial C}{\partial t} \Big|_{i,j} = D \left[\gamma \frac{\partial^2 C}{\partial x^2} \Big|_{i,j} + (1-\gamma) \frac{\partial^2 C}{\partial x^2} \Big|_{i,j+1} \right]$$

Pour $\gamma = 1$ on obtient la solution explicite et pour $\gamma = 0$ la solution implicite, étudiées précédemment.

Pour $0 < \gamma < 1$ la solution est obtenue de manière matricielle et reste stable en Différences Finies quel que soit le paramètre λ . On dit que la solution reste implicite (en particulier pour $\gamma = 1/2$ on définit la solution de Crank-Nicolson [34, 38]).

L'algorithme s'écrit alors (pour $0 \leq \gamma < 1$) :

$$-\gamma\lambda C(I+1, J+1) + (1+2\lambda\gamma)C(I, J+1) - \gamma\lambda C(I-1, J+1) \\ = \lambda(1-\gamma)C(I+1, J) + [1-2\lambda(1-\gamma)]C(I, J) \\ + \lambda(1-\gamma)C(I-1, J)$$

$$\text{où } \lambda = D \frac{\Delta t}{\Delta x^2}$$

Pour $\gamma = 1/2$ on obtient :

$$-\frac{\lambda}{2}C(I+1, J+1) + (1+\lambda)C(I, J+1) - \frac{\lambda}{2}C(I-1, J+1) \\ = \frac{\lambda}{2}C(I+1, J) + (1-\lambda)C(I, J) + \frac{\lambda}{2}C(I-1, J)$$

4.2.4. PRÉCISION DES SOLUTIONS NUMÉRIQUES OBTENUES PAR LES DIFFÉRENTES MÉTHODES DES DIFFÉRENCES FINIES

Les solutions $C_n(x)$ obtenues numériquement ne peuvent qu'être approximatives. En effet elles appartiennent à un sous-espace H_n qui est confondu avec l'espace H des solutions exactes $C(x)$ lorsque le nombre des pas de discrétisation n tend vers l'infini. Il est évident que dans la pratique on ne peut pas considérer un nombre de pas infinis. En effet, si on prend des pas Δt et Δx aussi petits que possible, le nombre des points de discrétisation croît très rapidement et il se pose des problèmes d'occupation de la mémoire même en utilisant des ordinateurs très performants (solution matricielle) et par conséquent de temps de calcul. Ainsi qu'il est signalé dans [39] il est décevant de constater que malgré la quantité de travail effectuée dans ce domaine, en pratique la solution de nombreux problèmes à conditions initiales épuise la capacité des machines modernes.

Les problèmes à deux dimensions spatiales demandent facilement beaucoup d'heures de calcul. Forsythe et Wasow [34], pp. 11-14 ont estimé qu'une semaine de calcul est nécessaire pour un tel problème ayant été discrétisé selon 10 000 nœuds... Un problème tri-dimensionnel demanderait facilement 1 000 ans ! [39], p. 429.

Par ailleurs, les erreurs d'arrondis, pour les très faibles pas, deviennent importantes, ce qui implique le choix des pas optimaux.

Exemples.

Les exemples numériques qui suivent concernent la diffusion du Bore à $T = 1\,070^\circ\text{C}$. A cette température la valeur de la concentration des porteurs intrinsèques est prise égale à :

$$n_i = 8,37 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$$

selon le modèle de Morin et Maita [21a]. [Signalons cependant que ce modèle n'est plus sans contestation (cf. § 2.2).]

La concentration à la surface est constante et prise égale à :

$$C_0 = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$$

$$\left[C_0 \ll n_i; C_0 = 2,5 \cdot 10^{21} \exp\left(\frac{-0,29}{KT}\right) \right]$$

Le coefficient de diffusion est, sous ces conditions, constant (indépendant de C) et il est pris égal à :

$$D = 2 \cdot 10^{-13} \text{ cm}^2 \text{ s}^{-1} \left[D = 2,8 \cdot 10^{-2} \exp\left(\frac{-2,97}{KT}\right) \right]$$

La profondeur de l'échantillon est prise très faible : $x_0 = 0,34 \mu\text{m}$.

Ce choix est fait pour deux raisons :

- i) pour s'approcher des conditions de la VLSI (Silicium sur Isolant);
- ii) pour tester les solutions numériques obtenues par rapport à la solution exacte et dépendante de x_0 [cf. équation (13)].

Pour les calculs numériques le pas de discrétisation dans le temps Δt est pris égal à 10 s. Pour la valeur optimale de $\lambda\left(\frac{1}{6}\right)$ on déduit le pas de discrétisation dans l'espace :

$$\Delta x = \sqrt{6D \Delta t}.$$

Nous avons calculé les profils de $C(x, t)$ pour $t = 10$ s, 100 s et 200 s.

Il est évident que pour $t = 10$ s le nombre de pas pour la discrétisation est insuffisant ; mais même dans ce cas là on peut observer des différences de précision parmi les méthodes citées ci-dessus.

Pour des temps de diffusion supérieurs ($t = 100$ s et $t = 200$ s) les différences de précision observées sont naturellement moins marquées (fig. 3). Sur la même figure

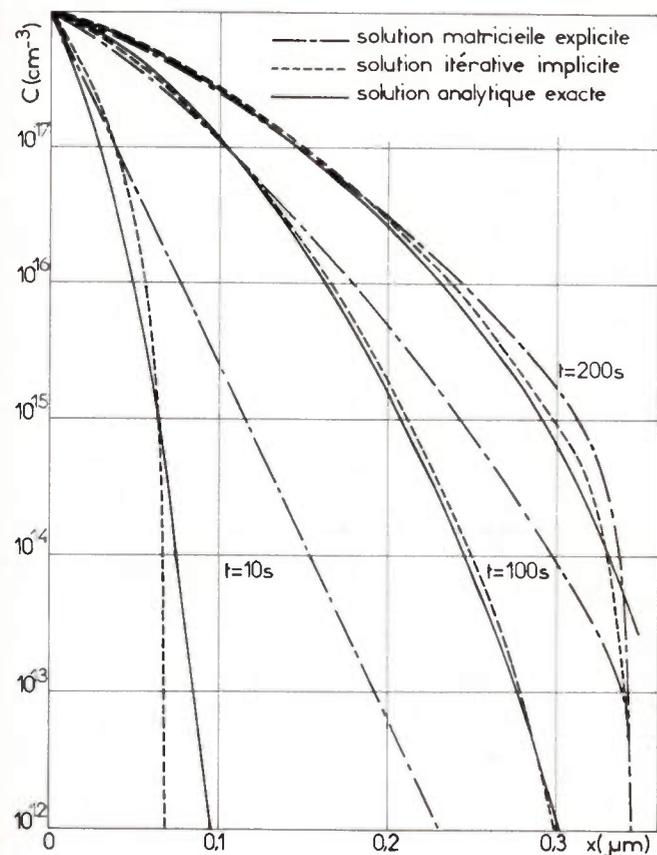


Fig. 3.

nous avons tracé la solution analytique exacte (série). La solution analytique en série est représentée aussi sur la figure 4 ; elle est comparée à la solution analytique en erfc. Nous observons qu'elle donne des concentrations inférieures à celles de la fonction en erfc (pour la même abscisse x).

L'effet d'un facteur de pondération $\gamma = 1/2$ (méthode Crank-Nicolson) est montré sur la figure 5, en comparaison avec la méthode explicite et la méthode matricielle.

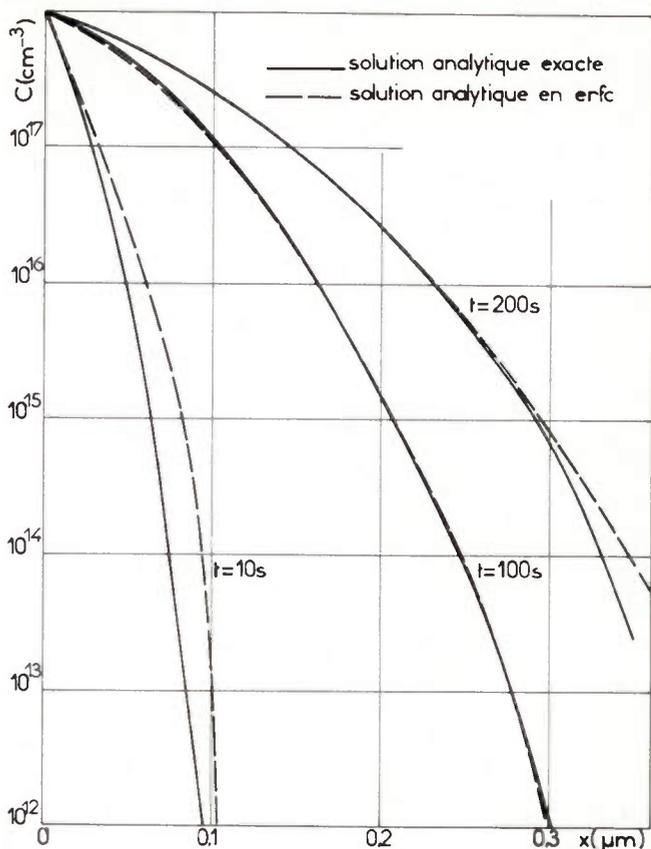


Fig. 4.

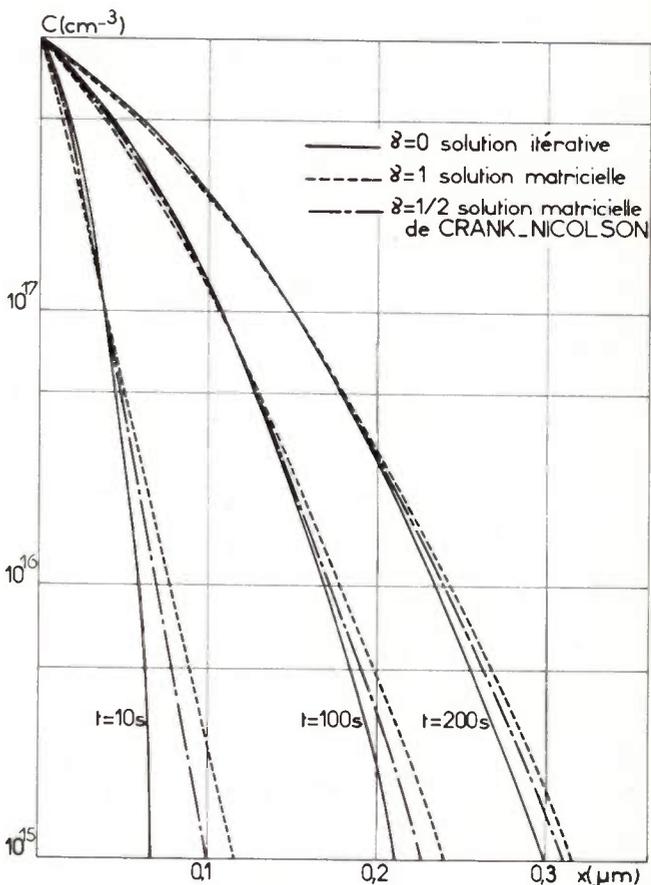


Fig. 5.

Dans le cas où le plan Boltzmann-Matano existe, ce qui permet de poser ([5], p. 16, [9]) :

$$Z = \frac{x}{\sqrt{2Dt}},$$

on peut utiliser la méthode numérique de Runge-Kutta modifiée par Gill [40] qui réalise un développement en série de Taylor d'ordre 5. Les calculs étant considérablement simplifiés, il est possible de choisir un pas beaucoup plus fin sans augmentation importante du temps de calcul.

Nous obtenons ainsi des résultats proches des solutions analytiques citées plus haut. Ceci confirme que l'hypothèse Boltzmann-Matano est valable pour le cas traité dans cet exemple (D indépendant de C).

L'effet du choix de Δx pour un λ donné est montré pour la méthode de Crank-Nicolson (fig. 6). Si Δx décroît, le profil calculé tend vers la solution analytique (en erfc), tandis que le temps de calcul croît rapidement, comme prévu.

La figure 7 montre 3 profils déterminés expérimentalement dans le cas du Bore (méthode SIMS). Ces profils sont comparés avec les résultats théoriques obtenus par la méthode de Runge-Kutta (de pas Δx très fin).

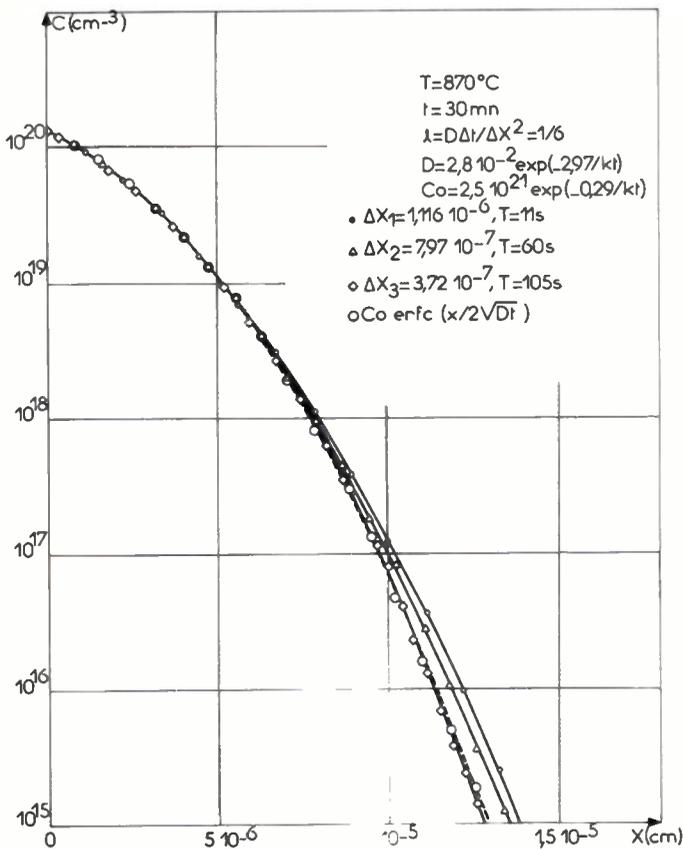


Fig. 6.

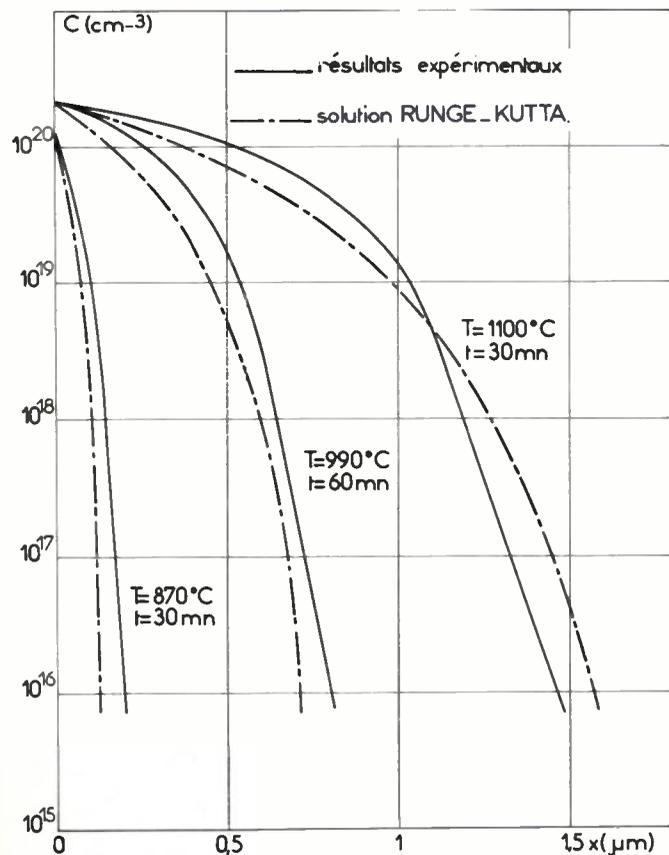


Fig. 7.

4.3. La méthode des Éléments Finis

Dans la méthode des Différences Finies, la discrétisation est du type « rectangulaire ». Cette décomposition est trop rigide et souvent inadaptée dans le cas d'un problème complexe bien que l'on puisse faire appel à des pas variables.

L'idée de base de la méthode des Éléments Finis peut être exposée brièvement [41] : il faut d'abord choisir un espace de dimensions finies M et une base (W_1, W_2, \dots, W_n) dans cet espace.

D'après la méthode de Galerkin [41] on doit trouver une approximation V de la solution exacte u du problème différentiel (faisant intervenir le temps) en posant :

$$V = \sum_{j=1}^{j=N} \alpha_j W_j$$

Les coefficients α_j ne dépendent que du temps tandis que les fonctions de la base ne dépendent que des variables de l'espace. Les coefficients sont déterminés en résolvant un système d'équations (méthode matricielle) en tenant compte de l'équation différentielle, des conditions initiales et des conditions aux limites. Le choix de l'espace M et de la base est primordial pour la réussite de la méthode.

Une autre méthode conduisant souvent à la même solution approchée que la précédente est celle des Rayleigh-Ritz. Elle est fondée sur le fait que beaucoup de problèmes peuvent être formulés en termes du calcul des variations. C'est ainsi que la recherche de la solution approchée se ramène à la recherche du minimum d'une fonctionnelle.

Les deux méthodes sont largement utilisées pour la résolution de problèmes à plusieurs dimensions sous le nom de la méthode des Éléments Finis.

Cette méthode permet l'utilisation d'un découpage de géométrie quelconque. Elle est ainsi généralement d'emploi plus souple que celle des Différences Finies ([34, 42, 43, 44]).

Il faut souligner ici que la méthode des Éléments Finis présente d'autres avantages [45] :

- Adaptation facile du maillage (très fin dans les zones perturbées, plus grossier ailleurs),

- Prise en compte de manière naturelle des lois physiques de conservation même avec un maillage grossier,
- Prise en compte de manière naturelle des conditions aux limites du type Neuman.

Du point de vue des programmes la méthode a une structure très modulaire et il existe déjà un grand nombre de modules développées (exemple : MODULEF de l'IRIA).

Bien que jusqu'ici aucun programme de Diffusion basé sur la méthode des Éléments Finis n'ait vu le jour, nombreux sont ceux qui croient que cette méthode doit être plus efficace (pour le problème de la diffusion) que celle des Différences Finies. Cependant le travail de Hohl et Hamilton ([37, 46]), non seulement ne partage pas cet optimisme mais il met en exergue (pour le problème à une dimension spatiale) la supériorité de la méthode des Différences Finies...

Nous pensons néanmoins que la discussion ne vient que de commencer et le proche avenir tranchera sur l'opportunité de l'emploi de la méthode des Éléments Finis pour la résolution du problème de Diffusion à deux ou trois dimensions spatiales.

5. CONCLUSION

Tout le long de cet article nous avons essayé de mettre en exergue la nécessité que représente pour la VLSI un nouveau programme de diffusion.

Ce nouveau programme doit tenir compte de deux dimensions et, si possible, de trois dimensions spatiales. En outre, il doit être plus fin sur les modèles d'interactions entre les différentes impuretés et les défauts ([28, 47]).

Les interactions Arsenic-Bore et Bore-Phosphore sont loin d'être bien simulées actuellement. Le modèle physique de leur interaction doit être affiné. L'influence des défauts du réseau (lacunes et divers complexes par exemple) doit être pris en compte plus précisément. Mais le problème le plus passionnant et en même temps le plus ardu est celui qui est posé par la miniaturisation des composants et l'avènement de la VLSI : les dopages deviennent de plus en plus forts ($C > 10^{19} \text{ cm}^{-3}$) et les modèles physiques actuels sont de plus en plus défaillants... En effet, dans ces conditions l'impureté n'est plus « diluée » dans le réseau ; elle forme avec le S_i un « nouveau matériau » dont on doit définir les nouvelles constantes thermodynamiques.

Nous devons aussi signaler ici les difficultés relatives à la caractérisation des profils de diffusion ([28], p. 106) : il n'y a pratiquement que la sonde ionique (SIMS) qui donne des résultats incontestables vers les hautes concentrations. Il manque d'ailleurs cruellement une méthode de caractérisation bidimensionnelle et une méthode de révélation du profil « électrique » (impuretés actives) acceptables.

En dépit de ces difficultés et parce que le besoin d'un Programme de Diffusion pour la VLSI est grand, des équipes des plus grands laboratoires des Composants de par le monde travaillent pour la réalisation de cet outil.

De notre côté, il nous semble pragmatique de forger cet

outil à partir d'une « appropriation » et une assimilation critique du Programme SUPREM II.

Évidemment, une telle tâche doit être entreprise au sein d'une équipe de recherche en étroite collaboration entre physiciens, mathématiciens et informaticiens.

Bibliographie.

- [1] MERCKEL G. — Contribution à l'Analyse Physique du Transistor MOS dans son évolution vers les Microstructures. *Thèse*, Grenoble, 1979.
- [2] BOREL J., MERCKEL G., MONNIER J., SAINTOT P., VANDORPE D. — A connection between Technologie and Models using a Computer analysis. *ISSCC Philadelphie*, 1973, 102-103.
- [3] VANDORPE D. — Recensement des besoins industriels. *Communications à la journée d'étude organisée par la SEE*. « La modélisation de la technologie et des composants actifs » (Gif-sur-Yvette, 24-10-1979).
- [4] CARSLAW H. S., JAEGER J. C. — Conduction of heat in solids. *Oxford University Press* (2nd éd.), 1959 (recueil des solutions de l'équation de diffusion).
- [5] ADDA Y., PHILIBERT J. — La diffusion dans les solides (2 volumes), P.U.F. édit., Paris, 1966 (ouvrage général sur la diffusion ; recueil des solutions dans le tome I).
- [6] RUNYAN W. R. — Silicon Semiconductor Technology ; *Mc Graw Hill*, New York, 1965 (cf. particulièrement les chapitres 6, Doping procedures et 7 Diffusion).
- [7] GROVE A. S. — Physique et Technologie des dispositifs à semiconducteurs *Dunod*, édit., Paris, 1970.
- [8] CHURCHILL R. V. — Fourier series and boundary value problems, *Mc Graw Hill*, New York, 1941 (cf. pour « la mathématique » de l'équation de diffusion).
- [9] NUYS W., Van OVERSTRAETEN R. — Computer calculations of impurity profiles in Silicon (I) and (II). (a) *Phys. Stat. Sol. (a)*, 1973, 15, 329-341. (b) *Phys. Stat. Sol. (a)*, 1973, 15, 455-472.
- [10] SHRIVASTAVA R., MARSHAK A. H. — Charge neutrality and the internal electric field produced by impurity diffusion. *Sol. Stat. Electr.*, 1980, 23, 73-74.
- [11] SCHWENKER R. O., PAN E. S., LEVER R. F. — Arsenic clustering in silicon. *J. Appl. Phys.*, 1971, 42, 3195-3200.
- [12] FISTUL V. I. — Heavily doped semiconductors. *Plenum*, New York, 1969, p. 245.
- [13] CAHN R. W. — Physical metallurgy ; *North Holland*, Amsterdam, 1970. (Cf. P. G. SHEWMON, Chapter 8, Diffusion, pp. 383-401).
- [14] BOLTAKS B. — Diffusion et défauts ponctuels dans les semiconducteurs, Éditions *MIR*, Moscou, 1977.
- [15] SEEGER A., CHIK K. P. — Diffusion mechanisms and points defects in silicon and germanium (review article), *Phys. St. Sol.*, 1968, 29, 455-542.
- [16] HU S. M., SCHMIDT S. — Interaction in sequential diffusion processes in semiconductors, *J. Appl. Phys.*, 1968, 39, 4272-4283.
- [17] THAI N. D. — Anomalous diffusion in semiconductors. A quantitative analysis. *Sol. St. Electr.*, 1970, 13, 165-172 ; THAI N. D. — Concentration-dependant diffusion of boron and phosphorous in silicon. *J. Appl. Phys.*, 1970, 41, 2859-2866.
- [18] ANTONIADIS D. A., HANSEN S. E., DUTTON R. W. — SUPREM II. A program for IC process modeling and simulation Integrated Circuits laboratory. Stanford electronics Laboratories, *Stanford University*, Stanford, CA 94305. Technical report, n° 5019-2 (juin 1978).
- [19] CHAMBERT G. — Contribution à l'étude des mécanismes de diffusion du phosphore dans le silicium. *Thèse*, Grenoble, 1973.
- [20] DEQUIDT A. — Modélisation et caractérisation des phénomènes de diffusion du bore dans le silicium. *Thèse*, Toulouse, 1975.
- [21] MORIN F. J., MAITA J. P. — Electrical properties of silicon containing arsenic and boron. *Phys. Rev.*, 1954, 96, 28-35 ; JAIN R. K. — Calculation of the Fermi level minority carrier concentration effective intrinsic concentration and Einstein relation in *n* and *p*-type germanium and silicon. *Phys. St. Sol.*, 1977, 42, 221-226.
- [22] HU S. M. — General theory of impurity diffusion in semiconductors via the vacancy mechanism. *Phys. Rev.*, 1969, 180, 773-784.
- [23] PRUSSIN S. — Generation and distribution of dislocations by solute diffusion. *J. Appl. Phys.*, 1961, 32, 1876-1881 ; JOSHI M. L., MA C. H., MAKRIJ J. — Residual strains in phosphorous-diffused silicon. *J. Appl. Phys.*, 1967, 38, 725-734.
- [24] ARANDJELOVIC V., MILJKOVIC Lj, TJAPKIN D. — The numerical analysis of anomalous doping profiles of phosphorous in silicon. *Sol. St. Electr.*, 1979, 22, 355-359.
- [25] SWALIN R. A. — Model for solute diffusion in crystals with diamond structure. *J. Appl. Phys.*, 1958, 29, 670-674.
- [26] FLYNN C. P. — Point defects and diffusion. *Clarendon Oxford Press*, 1972 (cf. aussi la bibliographie de l'article de SEEGER, réf. [15]).

- [27] KENDALL D. L., DE VRIES D. B. — Diffusion in silicon, Semiconductor Silicon, *The electrochemical society*, 1969.
- [28] COHEN J., KAMARINOS G., PANANAKAKIS G., ZADWORNY F. — « Dopage : Problèmes posés par la VLSI ». Rapport de synthèse GCIS, *ENSERG*, décembre 1979.
- [29] Table ronde animée par M. EYMARD (DIELI) lors de la *Journée SEE* du 24 octobre 1979 sur « La modélisation de la technologie et des composants actifs ».
- [30] BAYLAC B., MERCKEL G., MONFRET A., FROTH J. F. — Liaison technologie-modèles. *Note technique LETI/MEA*, n° 1192 (24 novembre 1976).
- [31] MONNIER J. — Simulation numérique de la diffusion d'impuretés dans un semiconducteur. *Thèse*, Grenoble, 1971.
- [32] M. DE BRIBISSON. — Exemple d'utilisation du programme SUPREM. *Journée SEE* du 24 octobre 1969 (cf. réf. [3]); KRANZER D., FICHTER W., GUERRERO E., RYSSEL H. — A test of the process modeling program SUPREM from the users point of view. Abstract n° 138, vol. 79-1, *spring meeting of the Electrochemical society*; (Boston, Mass., may 6-11 1979).
- [33] VANDORPE D. — Étude mathématique de la fabrication et du fonctionnement des dispositifs à semiconducteurs. *Thèse*, Lyon, 1971.
- [34] FORSYTHE G. E., WASOW W. R. — Finite difference methods for partial differential equations. *John Wiley*, London, 1960.
- [35] Cf. [5], p. 187 (établissement du régime stationnaire et détermination d'une période d'induction. 1^{er} cas de la diffusion à travers une plaquette).
- [36] Cf. [5], p. 136 (solutions supposant D constant), cf. aussi [5], p. 143 (2^e méthode par séparation des variables).
- [37] HOHL J. H., HAMILTON D. J. — Errors in calculations of predeposition diffusion profiles by iterative numerical methods. *J. Electr. Soc. (Sol. St. Sc. Techn.)*, 1977, 124, 1912-1914.
- [38] CRANK J., NICOLSON P. — A practical method for numerical evolution of solutions of partial differential equations of heat-conduction type. *Proc. Cambridge Philos. Soc.*, 1947, 43, 50-67.
- [39] WEXLER A. — Computation of electromagnetic fields, *IEEE Trans. on microwave theory and techniques*, *MTT 17*, 1969, 416-439.
- [40] RALSTON A., WILF H. S. — Mathematical methods for digital computers, *Wiley*, New York, 1960 (cf., p. 160).
- [41] FAIRWEATHER GRAEME. — Finite element galerkin methods for differential equations *M. Dekker*, New York, 1978.
- [42] ZIENKIEWICZ O. C. — The finite element method in engineering science, *Mc Graw Hill Book*, New York, 1971.
- [43] ZADWORNY F. — La méthode des éléments finis. *Rapport interne, ENSERG*, 1979.
- [44] SRANG G., FIX G. — Analysis of the finite elements method : series in automatic computation. *Prentice Hall*, London, 1973.
- [45] DECARPIGNY J. N. — Rapport de la réunion GCIS du 24 oct. 1979 au LAAS, Toulouse sur les éléments finis. *Lettre d'information du GCIS*, n° 11 (14 novembre 1979).
- [46] HOHL J. H. — Techniques for modeling multidimensional effects in integrated circuits. *Ph. D. dissertation*, University of Arizona, 1976.
- [47] RYSSEL H., HABERGER K., HOFFMANN K., PRINKE G., DÜMKE R., SACHS A. — Fraunhofer Institut für Festkörpertechnologie, München, R.F.A. *Communication* (polycopiée). Réunion de Travail de Louvain la Neuve, 1980.

**G. KAMARINOS**

Maître de Recherche au CNRS.
Ingénieur Diplômé de l'Université Nationale Technique d'Athènes (1963).
Docteur Ingénieur (Grenoble, 1969).
Docteur ès Sciences (Grenoble, 1974).
Directeur du Laboratoire PCS de l'ENSERG, Enseignant à l'ENSERG.

**G. PANANAKAKIS**

Maître-Assistant.
Ingénieur diplômé de l'Université Nat. Techn. d'Athènes (1968).
Ingénieur électronique de l'ENSEHI (Toulouse, 1969).
Docteur Ingénieur (1974) et Docteur ès Sciences (1979).
Enseignant à l'ENSERG.

**F. ZADWORNY**

Professeur de l'Université.
Docteur ès sciences (Grenoble, 1965).
Enseignant à l'ENSERG.

Laboratoire « Physique des Composants à Semiconducteurs », E.N.S.E.R.G., 23, avenue des Martyrs, F 38031 Grenoble Cedex (tél. : (76) 87.69.76).

Un modèle de transistor MOS pour programme de simulation électrique

par P. COTTIN (1) et J. MONTARON (2).

RÉSUMÉ

Le modèle proposé est un modèle du type contrôlé par la charge. Le potentiel du substrat est utilisé comme potentiel de référence, ce qui permet de conserver une symétrie totale source-drain pour le modèle. L'utilisation des concentrations en porteurs aux extrémités du canal permet d'avoir une expression unique de courant. Les effets dynamiques grands signaux sont introduits directement sous forme de générateurs de charges électriques.

SUMMARY

A MOS model for computer aided circuit design

We propose an improved MOS model of the controlled charge type. The Bulk potential is used as the voltage reference in order to keep a total symmetry with respect to source and drain. We use carriers concentrations at both channel ends to get a single current formulation. Dynamic effects induced by large signal inputs are modelled in a straight forward manner by electric charge generators.

Arguments for the proposed model are supported by several runs on the ASTEC C.A.D. program.

INTRODUCTION

Le présent article a pour but de fournir aux utilisateurs de programmes de simulation un modèle de transistor MOS bien adapté, en particulier au programme ASTEC [1, 7]. Parmi tous les types de modèles existants, nous avons retenu le modèle proposé par Merckel [2, 3, 4] auquel nous avons apporté quelques modifications portant essentiellement sur trois points.

- Le potentiel de référence dans les calculs sera le potentiel de substrat au lieu du potentiel de source [5]; cela pour éviter, dans les formules, de différencier source et drain qui, technologiquement, peuvent tenir le même rôle.

- On utilisera les concentrations en porteurs aux extrémités du canal comme variables intermédiaires pour les calculs des courants et des charges. Cette formulation permet de n'avoir qu'une expression de courant drain dans les deux régimes (ohmique et saturé), les concentrations étant calculées aux moyens du potentiel de grille et des tensions aux bornes des jonctions source-canal et drain-canal [5, 6].

- Enfin, les effets dynamiques grands signaux seront introduits directement sous forme de charges calculées à partir des concentrations définies précédemment.

ÉTUDE STATIQUE

Évaluation de la densité de charge dans le canal. Rappels

Considérons la structure N^+PN^+ de la figure 1 où sont reprises les notations classiques :

- L : largeur du canal,
- d : longueur du canal,

- Q_n : $Q_n = q \int_0^d n dx =$ charge par unité de surface au point, d'abscisse y du canal d'inversion,
- n : concentration en électrons dans le canal,
- d : épaisseur du canal,
- h : épaisseur d'oxyde,
- x_0 : épaisseur de la zone de charge d'espace sous le canal,
- U_T : tension thermodynamique,
- Q_B : charge par unité de surface dans la zone de charge d'espace sous le canal,
- N_A : dopage substrat,
- V_B : potentiel substrat = potentiel de référence = 0,
- V_s, V_D, V_G = respectivement les potentiels source, drain et grille,
- V : potentiel au point d'abscisse y du canal,

auxquelles sont ajoutées : V_{JS}, V_{JD} = respectivement les tensions aux bornes des jonctions source-canal et drain-canal.

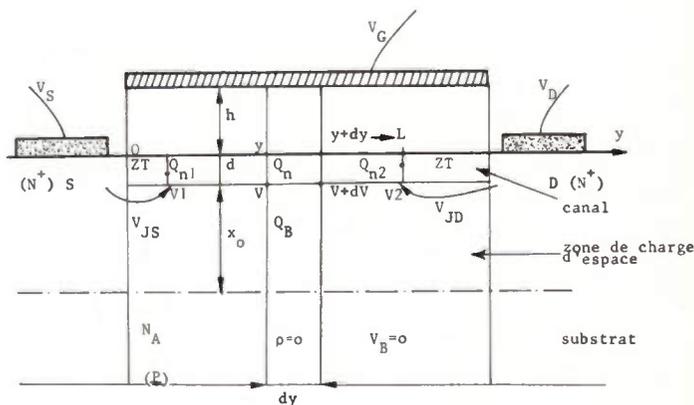


FIG. 1. — Coupe transversale d'un transistor MOS.

En appliquant le théorème de Gauss à l'élément de longueur dy , on obtient :

$$Q_n + Q_B = -C_{ox}(V_G - V_{ss} - V) \quad (1-1)$$

(1) Ingénieur à EFCIS.

(2) Ingénieur au CUST, Clermont II.

où $C_{OX} = \frac{\epsilon\epsilon_{OX}}{h}$ est la capacité de grille en Farad/unité de surface,

et V_{SS} est la contribution des effets autres que le substrat sur la tension du seuil.

Or

$$Q_B = -qN_A x_0 \quad \text{avec} \quad x_0 = \left| \frac{2\epsilon_0\epsilon_{S_1}}{qNA} (2\Phi_F + V) \right|^{\frac{1}{2}}$$

calculé en intégrant l'équation de Poisson dans la zone de charge d'espace où $2\Phi_F$ est le potentiel de diffusion. D'après (1-1) on a donc :

$$Q_n = -C_{OX}[(V_G - V_{SS} - V) - K(2\Phi_F + V)^{\frac{1}{2}}] \quad (1-2)$$

en posant

$$K = \frac{(2q\epsilon_0\epsilon_{S_1}N_A)^{\frac{1}{2}}}{C_{OX}}$$

Si on suppose que $V \ll 2\Phi_F$, on peut écrire :

$$K(2\Phi_F + V)^{\frac{1}{2}} \simeq K(2\Phi_F)^{\frac{1}{2}} \left[1 + \frac{V}{4\Phi_F} \right]$$

Alors, (1-2) devient :

$$Q_n = C_{OX}[V_T - V_G + V(1 + \delta)] \quad (1-3)$$

avec

$$\delta = \frac{K}{2\sqrt{2\Phi_F}} \quad \text{et} \quad V_T = V_{SS} + K(2\Phi_F)^{\frac{1}{2}}$$

2. Calcul du courant-drain.

Au point d'abscisse y , le courant de conduction du canal est :

$$I = -\mu Z Q_n \frac{dV}{dy} \quad (1-4)$$

où μ est la mobilité moyenne des électrons dans le canal.

Or, (1-3) permet de calculer $dV = \frac{dQ_n}{(1 + \delta)C_{OX}}$ et l'intégration de (1-4) à V_G constant le long du canal donne :

$$I \int_0^L dy = \frac{\mu Z}{(1 + \delta)C_{OX}} \int_{Q_{n_2}}^{Q_{n_1}} Q_n dQ_n$$

d'où

$$I = \frac{\mu Z}{2LC_{OX}(1 + \delta)} (Q_{n_1}^2 - Q_{n_2}^2) \quad (1-5)$$

En remarquant sur la figure 1 que

$$V_{JS} = V_1 - V_S \quad \text{et} \quad V_{JD} = V_2 - V_D \quad (1-6)$$

on a d'après (1-3)

$$Q_{n_1} = C_{OX}[-(V_G - V_S) + (V + \delta V_S) + (1 + \delta)V_{JS}]$$

$$Q_{n_2} = C_{OX}[-(V_G - V_D) + (V_T + \delta V_D) + (1 + \delta)V_{JD}]$$

D'autre part, d'après Boltzmann on peut dire, en première approximation que :

$$Q_{n_1} = -\alpha(e^{V_{JS}/U_T} - 1)$$

$$Q_{n_2} = -\alpha(e^{V_{JD}/U_T} - 1) \quad (1-7)$$

où α est un coefficient de proportionnalité.

Posons $Q_1 = -Q_{n_1}$. D'après (1-6) et (1-7) on a :

$$Q_1 = C_{OX}[V_G - V_S - (V_T + \delta V_S) - (1 + \delta)V_{JS}]$$

$$= \alpha(e^{V_{JS}/U_T} - 1)$$

Pour des tensions V_G et V_S données, Q_1 doit donc vérifier à la fois une équation linéaire et une équation exponentielle en fonction de V_{JS} .

C'est-à-dire que dans le plan (Q_1, V_{JS}) de la figure 2, la valeur Q_1 est égale à l'ordonnée du point d'intersection de l'exponentielle $\alpha(e^{V_{JS}/U_T} - 1)$ avec une droite du réseau à pente constante

$$-C_{OX}(1 + \delta)V_{JS} + f(V_G, V_S)$$

avec

$$b = f(V_G, V_S) = C_{OX}[V_G - V_S - (V_T + \delta V_S)] \quad (1-8)$$

Ces points sont notés par le symbole « X » sur la figure 2.

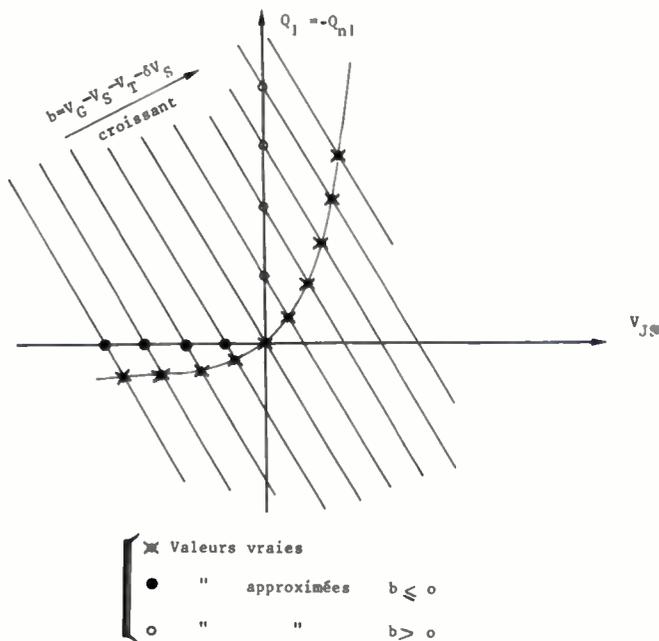


FIG. 2. - Approximation de la relation exponentielle.

3. Approximations

D'une manière quantitative, les points « X » de la figure 2 peuvent être approximés de la manière suivante

$$S_i f(V_G, V_S) \leq 0 \quad \text{alors} \quad Q_1 = 0$$

points notés du symbole « • ».

$$S_i f(V_G, V_S) > 0 \quad \text{alors} \quad Q_1 = f(V_G, V_S)$$

points notés du symbole « O ».

Dans un programme de simulation du type ASTEC [1] [7] on écrira donc pour un canal N, en utilisant (1-8)

$$S_i[V_G - V_S \leq V_T + \delta V_S] \quad \text{alors} \quad Q_1 = 0$$

sinon

$$Q_1 = C_{OX}(V_G - V_T - (1 + \delta)V_S) \quad (1-9)$$

De même, bien entendu pour le calcul de $Q_2 = -Q_{n_2}$

4. Modèle de base type N

Un premier schéma équivalent statique peut alors être bâti sur le principe du modèle de la figure 3 en remarquant que, si on appelle respectivement ρ_{BS} et ρ_{BD} les conductances des diodes source - substrat et drain - substrat :

Si $V_D > V_B$ alors $\rho_{BD} =$ forte valeur,
 sinon $\rho_{BD} =$ faible valeur. (1-10)

De même, bien entendu pour la valeur de ρ_{BS} .

Les relations (1-5), (1-9), (1-10) permettent d'écrire les relations relatives à la figure 3 sachant que $V_B = 0$ potentiel de référence.

Si $V_S \geq 0$ alors $R_{SB} = IE9$ sinon $R_{SB} = IE2$

Si $V_D \geq 0$ alors $R_{DB} = IE9$ sinon $R_{DB} = IE2$

Si $(V_G - V_S \leq V_T + \delta V_S)$ alors $Q_1 = 0$

sinon $Q_1 = C_{Ox}(V_G - V_T - (1 + \delta)V_S)$

Si $(V_G - V_D \leq V_T + \delta V_D)$ alors $Q_2 = 0$

sinon $Q_2 = C_{Ox}(V_G - V_T - (1 + \delta)V_D)$

$$I(D \rightarrow S) = \frac{\mu Z}{2LC_{Ox}(1 + \delta)} (Q_1^2 - Q_2^2).$$

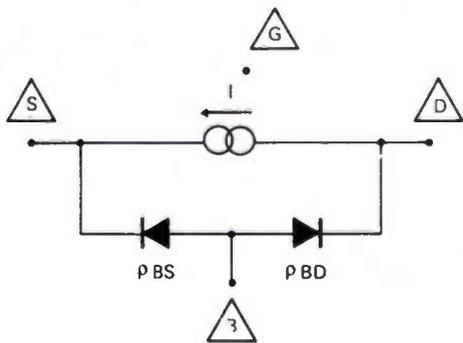


FIG. 3. - Structure du schéma équivalent statique. Canal N.

5. Exemple

Supposons la source et le substrat reliés $V_S = V_B = 0$ et le transistor débloqué :

$$V_G - V_S > V_T + \delta V_S.$$

Alors

$$Q_1 = C_{Ox}(V_G - V_T).$$

• Si $V_G - V_D < V_T + \delta V_D$: le transistor est alors en régime saturé et

$$Q_2 = 0 \quad \text{d'où} \quad I = \frac{\mu Z C_{Ox}}{2L(1 + \delta)} (V_G - V_T)^2 = J_{DSS}.$$

• Si $V_G - V_D > V_T + \delta V_D$: le transistor est en régime ohmique et

$$Q_2 = C_{Ox}(V_G - V_T - (1 + \delta)V_D)$$

$$\text{d'où} \quad I = \frac{\mu Z C_{Ox}}{L} \left[V_D(V_G - V_T) - \frac{V_D^2}{2}(1 + \delta) \right]$$

6. Améliorations

Ces améliorations ont déjà été proposées dans les modèles simplifiés [2, 3, 4].

a) Effet « Early ». Cet effet traduit la variation de la longueur du canal en régime de saturation. Si V_{DSS} est la tension drain-source correspondant au changement de régime, on utilise la formule [4]

$$I = J_{DSS} \frac{|V_D - V_S| + V_E}{V_{DSS} + V_E}$$

où V_E est la tension d'Early

et J_{DSS} le courant calculé précédemment.

b) Mobilité des porteurs. On utilisera la formule classique :

$$\mu = \frac{\mu_0}{1 + \theta(V_{GS} - V_T)}$$

Pour tenir compte de la variation de la mobilité due aux champs électriques dans le canal.

II. ÉTUDE DYNAMIQUE

1. Calcul de la charge totale portée par la grille

On sait que la charge totale portée par l'électrode de grille est :

$$Q_T = C_{Ox} Z \int_0^L (V_G - V) dy. \quad (2-1)$$

Nous avons vu dans le calcul du courant-drain ($Q = -Q_n$) que :

$$I dy = \frac{\mu Z}{C_{Ox}(1 + \delta)} Q dQ$$

et
$$V = \left(V_G - V_T - \frac{Q}{C_{Ox}} \right) \frac{1}{1 + \delta}$$

$$I = \frac{\mu Z}{2LC_{Ox}(1 + \delta)} (Q_1^2 - Q_2^2).$$

En utilisant ces trois relations l'équation (2-1) peut se mettre sous la forme :

$$Q_T = A \int_{Q_2}^{Q_1} f(Q) dQ \quad (2-2)$$

où

$$A = \frac{2ZL}{(1 + \delta)(Q_1^2 - Q_2^2)}$$

et

$$f(Q) = [C_{Ox}(V_T + \delta V_G) + Q]Q.$$

2. Répartition des charges.

Pour une certaine polarisation Drain-Source, la charge dans la couche d'inversion n'est pas répartie d'une manière uniforme. Dans un modèle destiné aux programmes la simulation de circuits, il serait trop coûteux de discrétiser

finement le long du canal pour représenter très fidèlement les phénomènes.

Nous allons nous borner à décomposer cette charge en deux parties

Une partie côté source :

$$Q_S = A \int_{Q_1}^{\frac{Q_1+Q_2}{2}} f(Q) dQ$$

et l'autre côté drain :

$$Q_D = A \int_{\frac{Q_1+Q_2}{2}}^{Q_2} f(Q) dQ.$$

On retrouve bien sûr

$$Q_T = Q_S + Q_D$$

Après intégration, nous obtenons :

$$Q_S = Q_{S_1} + Q_{S_2}$$

$$\text{avec} \begin{cases} Q_{S_1} = \frac{ZL}{12(1+\delta)} \left(3Q_1 + Q_2 + \frac{4Q_1^2}{Q_1 + Q_2} \right) \\ Q_{S_2} = \frac{ZL}{4(1+\delta)} \left(1 + \frac{2Q_1}{Q_1 + Q_2} \right) (V_T + \delta V_G) \end{cases} \quad (2-3)$$

et

$$Q_D = Q_{D_1} + Q_{D_2}$$

$$\text{avec} \begin{cases} Q_{D_1} = \frac{ZL}{12(1+\delta)} \left(3Q_2 + Q_1 + \frac{4Q_2^2}{Q_1 + Q_2} \right) \\ Q_{D_2} = \frac{ZL}{4(1+\delta)} \left(1 + \frac{2Q_2}{Q_1 + Q_2} \right) (V_T + \delta V_G) \end{cases} \quad (2-4)$$

et par suite :

$$Q_T = \frac{2ZL}{3(1+\delta)} \left(Q_1 + Q_2 - \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2} \right) + \frac{C_{OX} 2L}{1+\delta} (V_T + \delta V_G).$$

3. Modélisation sur ASTEC

Le programme ASTEC dispose de générateurs de charges (Q_X). Ces éléments ont la caractéristique suivante : le courant qui les traverse est égal à sa propre dérivée par rapport au temps :

$$I_{QX} = dQ_X/dt$$

quel que soit le potentiel à ses bornes. Nous verrons plus loin que l'on peut obtenir des capacités C_{GS} et C_{GD} fonctions des potentiels. V_G , V_D et V_S par dérivation de ces charges. En toute rigueur, l'utilisation de ces capacités n'est valable qu'en petits signaux.

Leur utilisation en grands signaux ne permet pas de conserver la charge [8, 9]. L'utilisation des générateurs Q_X pallie cet inconvénient.

On peut donc disposer Q_S entre grille et source et Q_D entre grille et drain en utilisant les relations (2-3) et (2-4).

Cependant, certaines difficultés numériques peuvent apparaître au cours d'un calcul lorsque l'on utilise cette formulation ; en particulier dans certaines configurations lorsque les générateurs Q deviennent infiniment petits.

Pour remédier à cela, on utilisera les générateurs :

$$Q_{GS} = Q_{S_1} + \frac{Q_{S_2} + Q_{D_2}}{2}$$

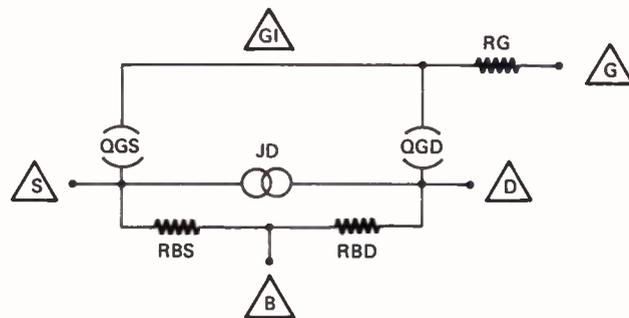
$$Q_{GD} = Q_{D_1} + \frac{Q_{S_2} + Q_{D_2}}{2}$$

En remarquant que

$$\frac{Q_{S_2} + Q_{D_2}}{2} = \frac{C_{OX} ZL}{2(1+\delta)} (V_T + \delta V_G).$$

La figure 4 représente le schéma équivalent et sa description en langage ASTEC.

Dans ce modèle, on a volontairement négligé les capacités de recouvrement et les autres éléments parasites afin de mettre en évidence les résultats théoriques concernant l'évolution des charges dans le canal.



```

@ MODELE DE TRANSISTOR M.O.S
$DESC
#UNITES:V, MCA, MCS, MGOMM, MCMETRE, PEPS=1=CANAL N
#LA MOBILITE EST EXPRIMEE EN CM2/V.S, D'OU LE 1E2 DE FK
#MODELE TMS(S-D-G-B):
#ELEMENTS
JD(D-S:PEPS) ; QGS(GI-S:PEPS) ; QGD(GI-D:PEPS) ;
RBS(S-B:PEPS) ; UGB(GI-B:PEPS) ; RBD(D-B:PEPS) ;
RG(G-GI)1E-3 ;
#POLARISATION DES JONCTIONS
SI (VRBS.PE.0) ALORS RBS=1E-3 SINON RBS=1E2 ;
SI (VRBD.PE.0) ALORS RBD=1E-3 SINON RBD=1E2 ;
#DETERMINATION DES CONCENTRATIONS AUX EXT.DU CANAL P1 ET P2
PR1=PDELTA*VRBS+PVTH ; PR2=PDELTA*VRBD+PVTH ;
SI (VQGS.PE.PR1) ALORS P1=0 SINON P1=VQGS-PR1 ;
SI (VQGD.PE.PR2) ALORS P2=0 SINON P2=VQGD-PR2 ;
#DETERMINATION DE LA SOURCE
SI (VJD.GE.0) ALORS FVDS= VJD, FVGS=VQGS
SINON FVDS=-VJD, FVGS=VQGD ;
#CALCUL DU COEFFICIENT DE CORRECTION D'EARLY
FVDS=(FVGS-PVTH)/PDEL ; FVE=FKE*PL ; PDEL=1+PDELTA ;
SI (VQGS.PE.PR1. OU. VQGD.PE.PR2) ALORS FEAR=(FVE+FVDS)/(FVE+FVDS)
SINON FEAR=1 ;
#CALCUL DE LA MOBILITE
PMU=PMUO/(1+PTG*(FVGS-FVTH)) ; PCO=PCOX*FZ*PL ;
#CALCUL DU COURANT DRAIN(*1E2 POUR NORMALISATION EN MCA)
FK=1E2*PCOX*FZ/PL/PDEL/2 ; JD=FK*FEAR*PMU*(P1+P2)*(P1-P2) ;
#CALCUL DES CHARGES
POEF=PCOX*FZ*PL/PDEL/12 ;
QGS=POEF*((3*P1+P2+4*P1*P1/(P1+P2+1E-10))+6*(FVTH+PDELTA*UGB)) ;
QGD=POEF*((3*P2+P1+4*P2*P2/(P1+P2+1E-10))+6*(FVTH+PDELTA*UGB)) ;
ITYPE TMS.N : PEPS = 1 ; PDELTA = 0.9 ; FVTH = 1.4 ;
FKE = 15 ; FPMUO = 400 ; FTG = 0.04 ; FCOX = 3E-4 ;
FZ = 50 ; FL = 50 ;
ITYPE TMS.P : PEPS = -1 ; PDELTA = 0.2 ; FVTH = 1.4 ;
FKE = 7 ; FPMUO = 250 ; FTG = 0.04 ; FCOX = 3E-4 ;
FZ = 50 ; FL = 50 ;
    
```

FIG. 4. - Schéma équivalent et description en langage « ASTEC ».

4. Calcul des capacités petits signaux

En posant $V_{GS} = V_G - V_S$ et $V_{GD} = V_G - V_D$, on peut obtenir les expressions analytiques des capacités petits signaux C_{GS} et C_{GD} à partir de la différentielle totale :

$$dQ_T = \frac{\partial Q_T}{\partial V_{GS}} dV_{GS} + \frac{\partial Q_T}{\partial V_{GD}} dV_{GD}$$

où

$$\frac{\partial Q_T}{\partial V_{GS}} = \frac{dQ_T}{dV_{GS}} \text{ à } V_{GD} \text{ constant} \quad (2-5)$$

représente, au signe près, la capacité C_{GS} de même

$$\frac{\partial Q_T}{\partial V_{GD}} = \left(\frac{dQ_T}{dV_{GD}} \right)_{V_{GS} = C^{te}} \quad (2-6)$$

représente, au signe près, la capacité C_{GD} or de l'équation (2-5), nous obtenons :

$$dQ_T = \frac{2ZL}{3(1 + \delta)(Q_1 + Q_2)^2} [(Q_1 + 2Q_2)Q_1 dQ_1 + (Q_2 + 2Q_1)Q_2 dQ_2] + \frac{\delta ZLC_{OX}}{1 + \delta} dV_G \quad (2-7)$$

Comme lors de la justification du modèle de base, on supposera que le transistor canal N est polarisé normalement : $V_D > V_S$ que le substrat est relié électriquement à la source : $V_S = 0$ (potentiel de référence), qu'il conduit :

$$V_G - V_S > V_T + \delta V_S$$

et qu'il est en régime ohmique :

$$V_G - V_T > V_T + \delta V_D$$

D'après le modèle de base, il vient :

$$Q_1 = C_{OX}(V_{GS} - V_T) \quad (2-8)$$

d'où :

$$dQ_1 = C_{OX} dV_{GS} \quad (2-9)$$

et,

$$Q_2 = C_{OX}(V_{GS} - V_T - (1 + \delta)V_{DS}) = C_{OX}(V_{GD}(1 + \delta) - V_T - \delta V_{GS}) \quad (2-10)$$

d'où :

$$dQ_2 = C_{OX}[(1 + \delta) dV_{GD} - \delta dV_{GS}] \quad (2-11)$$

A partir de la relation (2-5) et en utilisant les équations (2-8), (2-9), (2-10) et (2-11) C_{GS} a pour expression :

$$C_{GS} = \frac{ZLC_{OX}}{3(Q_1 + Q_2)^2} \left[2Q_1(Q_1 + 2Q_2) + \frac{\delta}{1 + \delta} (Q_1 - Q_2)^2 \right]$$

soit encore :

$$C_{GS} = \frac{ZLC_{OX}}{3[2V'_{GS} - (1 + \delta)V_{DS}]^2} \left[2V'_{GS}[3V'_{GS} - 2(1 + \delta)V_{DS}] - \delta(1 + \delta)V_{DS}^2 \right] \quad (2-12)$$

avec $V'_{GS} = V_{GS} - V_T$.

De même, de la relation (2-6) et en combinant les équations (2-8), (2-9), (2-10) et (2-11) C_{GD} est donnée par :

$$C_{GD} = \frac{2ZLC_{OX}}{3} \left[1 - \frac{Q_1^2}{(Q_1 + Q_2)^2} \right]$$

soit encore :

$$C_{GD} = \frac{2ZLC_{OX}}{3} \left[1 - \frac{V_{GS}^2}{[2V'_{GS} - (1 + \delta)V_{DS}]^2} \right]$$

On pourra remarquer qu'en posant $\delta = 0$ (formule simplifiée du courant drain) dans les relations (2-12) et (2-13), on retrouve bien les capacités petits signaux classiques.

En particulier, pour $V_{DS} = 0$, on a

$$C_{GS} = C_{GD} = \frac{1}{2} C_{OX}ZL;$$

D'autre part, au delà du point de pincement ($Q_2 = 0$), on a

$$C_{GD} = 0 \quad \text{et} \quad C_{GS} = \frac{2}{3} ZLC_{OX}$$

III. TRACÉ DES COURBES C_{GS} et C_{GD} EN FONCTION DE V_{DS}

Nous avons vu que ces capacités sont respectivement définies de la manière suivante :

$$C_{GS} = \left(\frac{dQ_T}{dV_{GS}} \right)_{V_{GD}} = C^{te}$$

$$C_{GD} = \left(\frac{dQ_T}{dV_{GD}} \right)_{V_{GS}} = C^{te}$$

Elles ne sont donc valables en toute rigueur qu'en petits signaux autour d'un point de polarisation. D'autre part, on pourra les normaliser en les divisant par :

$$C_0 = ZLC_{OX}$$

Nous allons donc les calculer avec le module ALTER (natif) du programme ASTEC de la manière suivante :

$$C = \left| \frac{dQ_T}{dV} \right|,$$

où $V_{MAX} \sin \omega t =$ tension d'excitation,

donc :

$$C = \left| \frac{1}{\omega V_{MAX} C_{OS} \omega t} \frac{dQ_T}{dt} \right|$$

Si l'on choisit $V_{MAX} = 1$ volt et $\omega = 1$ radian/s on remarquera que la capacité C et le courant grille $I_G = \frac{dQ_T}{dt}$ ont le même module.

Les deux schémas suivants, figures 5 et 6, permettent de calculer les capacités C_{GS} et C_{GD} d'un transistor de type N, dont les paramètres sont mentionnés figure 4, grâce aux courants dans les générateurs de tension E_{G_i} .

La figure 5 montre le réseau de courbes $C_{GS}/C_O = f(V_{DS})$ pour différentes valeurs de polarisation grille. Les lettres correspondent aux simulations sur ASTEC 3 à partir du modèle décrit, les courbes en traits pleins à l'application de la formule (2-12).

De même, la figure 6 montre le réseau de courbes $C_{GD}/C_O = f(V_{DS})$ obtenu par simulations et par application directe de la formule (2-13).

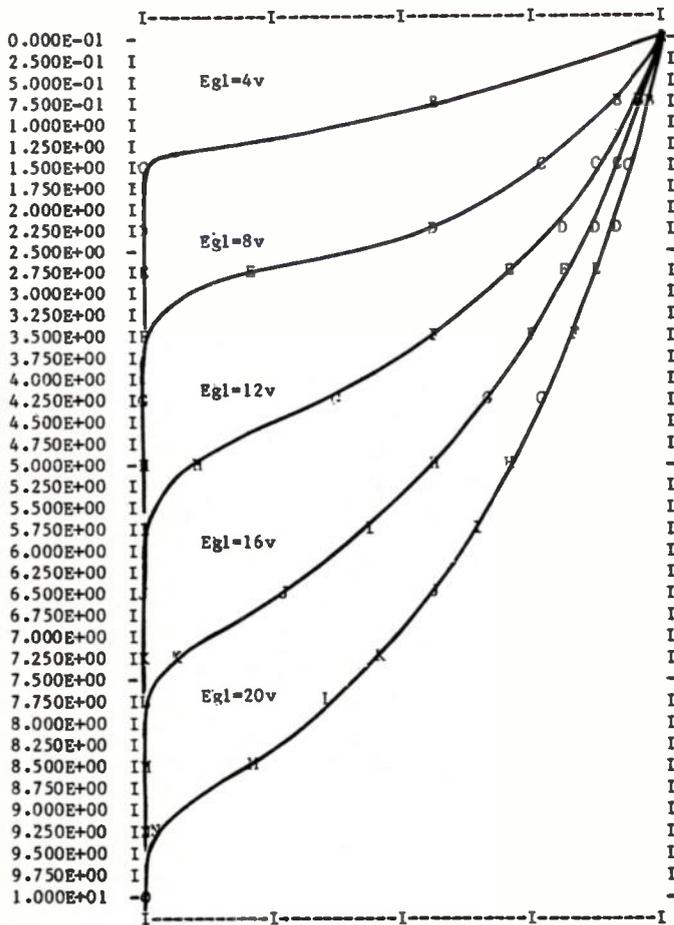
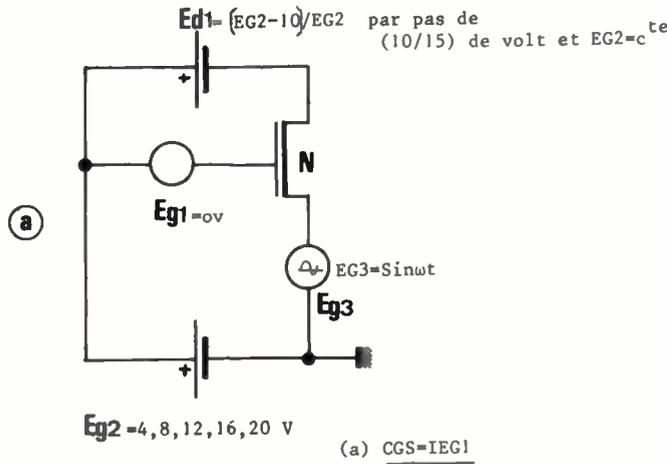


FIG. 5. - Schéma électrique simulé et courbes C_{GS} (normalisée) $\sim f(V_{DS})$.

- Les courbes définies par les points A, B, C, D, E, F, représentent les résultats des simulations avec le modèle.
- Les courbes en traits pleins représentent les mêmes grandeurs calculées directement à partir de la formule (212).

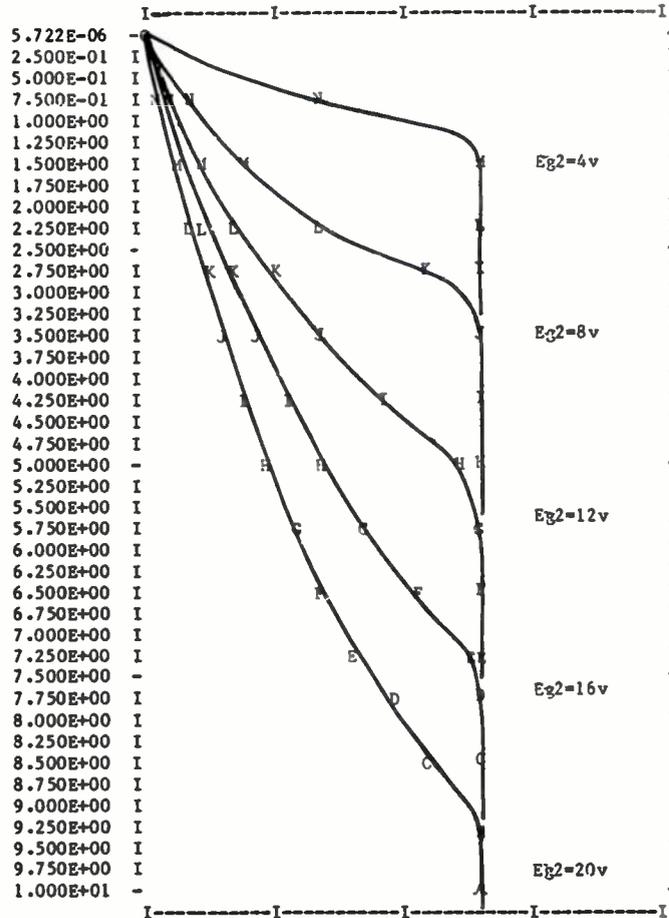
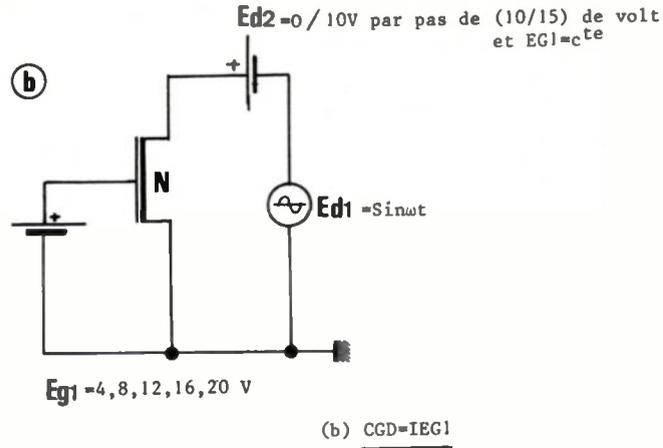


FIG. 6. - Schéma électrique simulé et courbes C_{GD} (normalisée) $= f(V_{DS})$.

- Les courbes définies par les points A, B, C, D, E, F, représentent les résultats des simulations avec le modèle.
- Les courbes en traits pleins représentent les mêmes grandeurs calculées directement à partir de la formule (2-13).

CONCLUSION

La formulation globale du modèle proposé permet de conserver la symétrie des formules; particularité intéressante lorsque, en cours de fonctionnement, les rôles de sources et de drain sont permutés (retournement).

Ce modèle présente surtout l'avantage d'être valable en régime dynamique grands signaux. L'utilisation des générateurs Q_X du programme ASTEC permet, en effet

assurer la conservation de la charge contrairement aux capacités petits signaux. On observe enfin une meilleure convergence du programme d'intégration numérique au cours du calcul transitoire des circuits.

Bibliographie

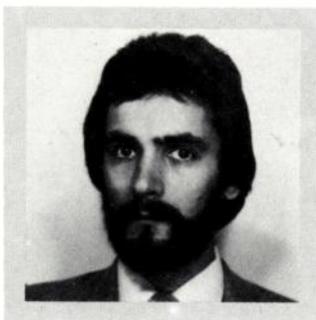
- HEYDEMANN M. — General Purpose Circuit Analysis Program efficient through input processing and sparse tableau, *ISCAS*, 1977.
- MERCKEL G., CUPCEA N. Z. — Le transistor MOS. Théorie. Schéma équivalent. Conception de circuits intégrés. *Note technique LETI/ME*, 1970, n° 633.
- MERCKEL G., CUPCEA N. Z., BOREL J. — An accurate large, signal MOS transistor model for use in C.A.D. *IEEE Trans. on Electron Devices*, 1972, *ED 19*, n° 5.
- MERCKEL G. — Shorts channels. Scaled down MOSFET's, NATO Course on process and device modelling (Éd. F. Van de Wiele *et al*), Noordhoff, Leyden, 1977, 705-724.
- COTTIN P. — Applications du modèle de LINVILL. Modèle BF de MOSFET large signaux. *Journées d'études DGRST* sur les modèles de composants semi-conducteurs, 29-30 mars 1971, LAAS, CNRS, Toulouse.
- COTTIN P., PINEL J. — CMOS/SOS Transistor Model under ionizing irradiation. *ISCAS*, 1978, New York.
- BAROCAS M. — ASTEC 3 logiciel de simulation de circuits électriques et de systèmes analogiques, SPACECAD, 1979, *International Symposium* (Bologna, Italy).
- MEYER J. E. — MOS models and circuit simulation, *R.C.A. Rev.*, 1971, 32.
- WARD D. E., DUTTON R. W. — A charge oriented Model for MOS Transistor capacitances. *J. Sol. State Circuits*, 1978, *SC 93* NO. S.
- CHATELAIN J. D. — Dispositifs à semi-conducteurs, *Georgi*, Saint-Saphorin, 1979, chap. 8.



P. COTTIN

Ingénieur au CEA/DAM
Actuellement
Chef du département CIC/EFCIS

45, avenue de l'Europe, F 78140
Vélizy. (Tél. : 946.97.19).



J. MONTARON

Ingénieur CUST/Clermont II, DEA
d'électronique
Actuellement Stagiaire Ingénieur-
Docteur au CEA/DAM

CEA, BP 561, 92542 Montrouge,
Cedex. (Tél. : 490.92.80).

Performances de la procédure de télécommunication HDLC et adaptation aux exigences d'une haute sécurité de transmission

par J. HOEFFELM

Résumé

Cet article présente le protocole HDLC sous l'angle de la sécurité et du rendement de transmission des messages avec comme objectifs les exigences de la téléconduite des postes à haute tension. L'accent est mis sur la dégradation des performances en raison des mécanismes de synchronisation et de transparence propre au HDLC.

Des méthodes simples, qui n'impliquent pas de modification du matériel, sont proposées pour atténuer ces faiblesses, ou même pour atteindre le degré de sécurité élevé exigé en matière de télécommande.

SUMMARY

Performance of the HDLC telecommunication procedure and adaptation to high security transmission requirements

The present paper deals with the HDLC protocol, with regard to reliability and efficiency of message transmission, the being the requirements of remote control high voltage stations. Decreasing performances due to the own HDLC synchronization and transparency mechanisms are focused on.

Simple methods which do not involve hardware changes are proposed in order to diminish these failings or even to achieve the high reliability level required for remote control.

INTRODUCTION

Le développement des protocoles de liaison entre calculateurs et l'apparition sur le marché de circuits intégrés spécialisés capables de les utiliser a conduit les spécialistes des réseaux électriques à examiner ces protocoles sur le plan des performances et de la sécurité en vue de leur utilisation éventuelle dans la téléconduite des postes à haute tension.

L'intérêt de ces protocoles réside dans leur souplesse d'utilisation, leur facilité de mise en œuvre et surtout la grande compatibilité qu'ils permettent entre des matériels de marques ou de types différents.

Parmi ces protocoles un des plus répandus est le HDLC, (*High Data Link Control*) proposé par l'ISO et dérivé directement du SDLC (*Synchronous Data Link Control*) d'IBM.

On s'est attaché, dans les paragraphes qui suivent, à mettre en lumière les performances auxquelles on peut objectivement s'attendre de l'usage d'une telle procédure de transmission.

A titre de référence sont reprises à la *figure 1* les différentes classes de performance auxquelles doit répondre un protocole de télécontrôle selon l'IEEE [4].

La classe A correspond aux messages dont le niveau de sécurité peut être faible comme c'est le cas par exemple pour des télémesures rafraîchies cycliquement.

La classe B correspond à la plupart des informations spontanées telles que télésignalisations et alarmes.

Enfin la classe C est de rigueur lorsqu'un très haut degré de sécurité doit être atteint comme c'est le cas normalement pour les télécommandes.

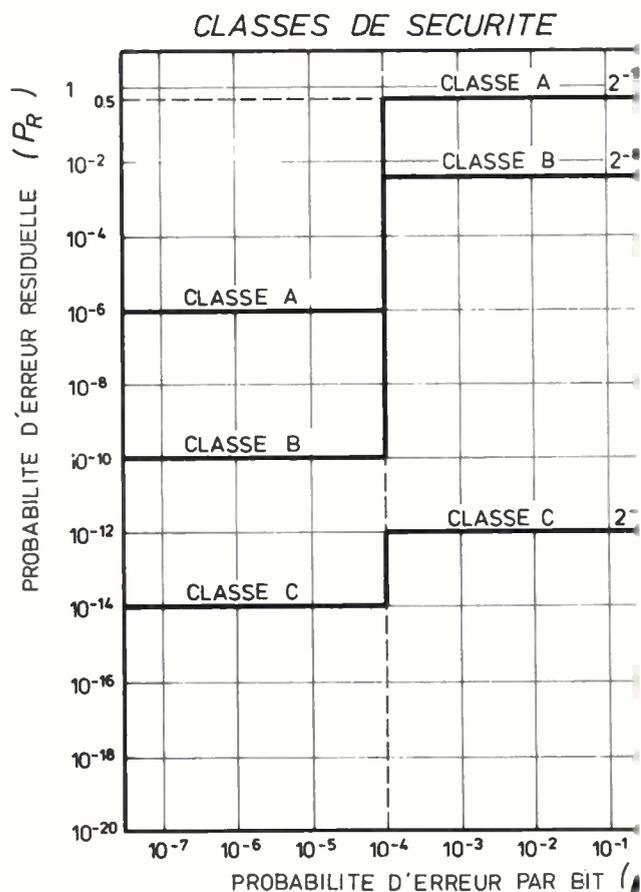
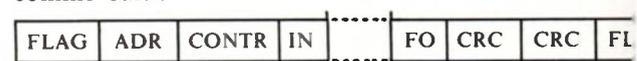


Fig. 1.

2. RAPPEL DES PRINCIPALES PROPRIÉTÉS DU HDLC

La trame de base d'un message HDLC se présente comme suit :



(1) Ingénieur à Laborelec.

Rôle des différents champs.

Flag (ou drapeau). Octet servant à la synchronisation du message. Il comporte six bits 1 entourés de deux 0. Soit 0 1 1 1 1 1 0.

Un mécanisme spécial de transparence veille à ce qu'il ne puisse se produire à l'intérieur d'un message.

Adresse. Octet spécifiant dans un réseau à plusieurs stations le numéro de la station secondaire d'où provient ou à laquelle est destiné ce message.

Contrôle. Octet pouvant avoir plusieurs fonctions.

Il sert principalement à spécifier la classe du message (message d'information, de supervision, dernier message à émettre, etc...) et à acquitter, les messages reçus. A cette fin il comporte en général deux groupes de trois bits servant de compteur modulo 8 respectivement aux messages émis et aux messages reçus. Il est ainsi possible d'acquitter les messages par blocs (de maximum 7 messages).

Information. Le champ d'information a une longueur quelconque limitée à 32.735 bits. Son contenu est absolument libre.

C.R.C. (Cyclic Redundancy Check). Code cyclique de 16 bits assurant la protection par redondance (voir § 3.1) il porte sur tout le message, flags exclus.

Mécanisme de transparence. A l'émission, un 0 supplémentaire est introduit après toute suite de cinq 1 consécutifs (hormis lors de l'émission d'un flag). A la réception, le mécanisme inverse a lieu avant décodage.

Une interruption de message (abort) peut être obtenue par l'envoi de 7 bits 1 consécutifs (8 en SDLC).

3. DEGRÉ DE PROTECTION DU PROTOCOLE HDLC

3.1. Protection vis-à-vis d'erreurs mutuellement indépendantes, de probabilité p .

Le protocole HDLC fait usage, en vue d'assurer la sécurité de la transmission, du code cyclique défini par le polynôme générateur

$$C(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$$

(code BCH préconisé par ECMA et CCITT).

La probabilité résiduelle d'erreur P_{RO} obtenue avec un tel code est normalement donnée par l'expression [1]

$$P_{RO} = \frac{1}{n'+1} \sum_{i=4,6,\dots}^{n'-1} \left[1 + (-1)^{\frac{i}{2}} \frac{3,5 \dots (i-1)}{(n'-2)(n'-4) \dots (n'-i+2)} \right] \binom{n'}{i} p^i (1-p)^{n'-i} \quad (1)$$

avec $n' = 2^{15} - 1 = 32\,767$: longueur totale du message, flags exclus pour laquelle l'expression est rigoureuse et p la probabilité d'erreur par bit.

Si $p \ll 0,5$ la formule se réduit à :

$$P_{RO} = \frac{1}{n'} \binom{n'}{4} p^4 (1-p)^{n'-4} \quad (2)$$

Cette expression montre que la distance de Hamming obtenue est de quatre.

En pratique cependant la longueur n des messages est beaucoup plus courte que n' et l'expression (2) devient (cf. [2]) :

$$P_{RO} \approx 2^{-15} \binom{n}{4} p^4 q^{n-4} \quad (p \ll 0,5) \quad (3)$$

avec $q = 1 - p$.

Cette dernière forme de P_{RO} n'est valable que dans la mesure où n n'est pas trop petit. Ainsi pour $n = 80$ la formule 3 donne encore un résultat par défaut d'un facteur 3 environ, tandis que pour $n = 40$ ce facteur dépasse 10 !

Pour des messages aussi courts mais courants en téléconduite, il faut recourir au calculateur pour déterminer le degré de protection du code, d'autant plus que pour les probabilités d'erreur par bit élevées ($p > 10^{-2}$) il n'existe pas, à notre connaissance, d'autres méthodes; or il est exclu de négliger cette zone de probabilité en téléconduite contrairement à la plupart des transmissions de données classiques sur support de haute qualité.

Il y a cependant un point de cette zone ($10^{-2} < p \leq 0,5$) qui se détermine facilement : c'est la probabilité résiduelle d'erreur P_R pour un message entièrement noyé dans le bruit, c'est-à-dire pour $p = 0,5$ (canal de transmission symétrique).

Dans ce cas en effet :

$P_{RO} = 2^{-r}$ ou r est le nombre de bits de redondance r' du code utilisé augmenté du nombre de bits connus a priori au récepteur (par exemple les flags).

Dans le cas d'un message HDLC on a donc typiquement :

$$P_{RO}(0,5) = 2^{-32} \quad (4)$$

Entre $p \approx 10^{-3}$ et $p = 0,5$, P_{RO} passe par un maximum qu'il y a lieu de déterminer par calcul numérique mais qui reste inférieur à 2^{-r} pour un code optimum comme c'est le cas ici.

Les méthodes numériques utilisées sont de deux types :

La première revient simplement à calculer la formule (1) en tenant compte de l'approximation réalisée dans l'expression (3) pour $n < n'$, elle donne de bons résultats pour $n > 100$ et dans tous les cas l'allure des courbes à droite du maximum.

La seconde méthode revient à effectuer le dénombrement de toutes les configurations d'erreur non détectées et d'en déduire les coefficients du développement

$$P_{RO} = \sum_{i=1}^n A_i p^i q^{n-i}$$

Elle est complémentaire de la précédente car elle fournit des résultats rigoureux mais n'est exploitable que pour des valeurs de n pas trop élevées en raison du temps de calcul considérable qu'elle implique. Nous avons utilisé pour réaliser ces calculs un programme mis au point par le département EIN des Ateliers de Construction Électrique de Charleroi.

Par ailleurs, dans la zone des faibles probabilités d'erreurs ($p < 10^{-2}$) une série de phénomènes propres au HDLC réduisent considérablement la protection assurée par le code. Ces phénomènes sont décrits ci-après.

3.1.1. MÉCANISMES RÉDUISANT LA PUISSANCE DU CODE CYCLIQUE UTILISÉ EN HDLC.

3.1.1.1. Mécanisme de synchronisation.

On sait qu'un message normal ne peut contenir six bits successifs à 1 à l'exception des flags, faute de quoi un flag intempestif est reconnu au récepteur. En effet, ce dernier scrute en permanence la configuration de message et dès l'apparition d'un flag il considère qu'il s'agit d'un début ou d'une fin de message; dans ce dernier cas il utilise les 16 derniers bits précédant le flag comme bits de redondance. Si ce flag résulte d'erreurs de transmission, ces 16 bits sont des bits quelconques et non ceux du code cyclique (CRC); la protection qu'ils assurent est donc bien moindre⁽¹⁾, et le risque est grand que le faux message (message tronqué) soit accepté.

Sachant qu'il suffit d'une erreur simple pour faire apparaître un flag dans un texte arbitraire codé en HDLC, on en déduit que la distance de Hamming du code se réduit à un !

Le calcul de la probabilité résiduelle d'erreur peut être approché de la façon suivante :

- un flag comporte 8 bits.
- La probabilité que sur 8 bits il y ait au moins une erreur vaut :

$$1 - (1 - p)^8 = 1 - q^8.$$

- La probabilité que 8 bits forment une configuration déterminée (flag exclu) vaut $1/(2^8 - 1)$.
- La probabilité que 8 bits d'un message se transforment intempestivement en flag vaut donc :

$$P_F = \frac{1 - q^8}{2^8 - 1} \approx \frac{1}{32} p \quad (\text{pour } p \ll 0,5) \quad (2) \quad (5)$$

- Les règles du HDLC excluent les messages inférieurs à 32 bits entre flags (CRC : 16, adresse : 8, contrôle : 8)⁽³⁾; donc tout flag simulé par erreur dans les quatre premiers octets d'un message sera détecté.

- La probabilité qu'aucun flag intempestif ne soit simulé dans les $n - 32$ bits restant du message vaut

$$(1 - P_F)^{n-32}.$$

⁽¹⁾ REMARQUE: La seule protection qu'ils assurent provient de la probabilité que le reste de la division du polynôme message par le polynôme générateur soit différent des 16 bits en question.

Or la probabilité que ces 16 bits soient égaux à ceux du reste est simplement 2^{-16} . La probabilité résiduelle d'erreur sera donc celle qu'un flag intempestif soit généré multiplié par 2^{-16} . On constate ainsi que les 16 bits utilisés pour détecter les erreurs n'augmentent aucunement la distance de Hamming puisque le facteur 2^{-16} est indépendant de p .

⁽²⁾ En réalité le mécanisme de transparence rend la proportion de 0 supérieure à celle des 1 dans un texte HDLC de sorte que P_F vaut au premier ordre $\frac{1}{31} p$ et non $\frac{1}{32} p$, Cf. Funk [3].

⁽³⁾ Éventuellement 24 si l'utilisateur décide de supprimer les champs d'adresse et de contrôle et de les remplacer par un champ qui lui est propre.

- La probabilité qu'au moins un flag soit ainsi simulé et que le CRC ne le détecte pas vaut donc

$$P_R (\text{Flag simulé}) = [1 - (1 - P_F)^{n-32}] 2^{-16}$$

ou

$$P_R (\text{Flag simulé}) = 4,9 \cdot 10^{-7} (n - 32)p \quad (6)$$

A ce terme il faut encore ajouter la probabilité qu'un flag final soit accidentellement détruit sans que cette erreur ne soit détectée, ce qui peut se produire par inversion d'un ou plusieurs des six bits 1 du flag

$$P_R (\text{Flag détruit}) = (1 - q^6) 2^{-16} \approx 9,2 \cdot 10^{-5} p. \quad (7)$$

La probabilité résiduelle d'erreur devient ainsi :

$$P_{RI} = P_{RO} + 4,9 \cdot 10^{-7} (n - 32)p + 9,2 \cdot 10^{-5} p. \quad (8)$$

3.1.1.2. Mécanisme de transparence.

Si par suite d'une erreur de transmission, une séquence de cinq bits 1 consécutifs apparaît au récepteur, celui-ci va automatiquement supprimer le bit 0 qui suit provoquant ainsi la perte d'un bit utile. Parallèlement si une séquence de cinq 1 consécutifs est détruite accidentellement au cours de la transmission, le récepteur omettra d'enlever le bit 0 qui avait été inséré par l'émetteur à la suite de la séquence et conduira ainsi au gain d'un bit intempestif.

Un tel gain ou perte de bit provoque le glissement d'une partie du message et réduit fortement la puissance du code cyclique (CRC) pour une raison identique à celle évoquée pour le mécanisme de synchronisation, à savoir que les bits utilisés pour détecter les erreurs ne sont pas ceux qui ont été générés à l'émission.

Funk a montré [3] que la probabilité de perdre un bit 0 à un endroit déterminé d'un message valait :

$$P (\text{perte}) \approx \frac{16}{31} \cdot \frac{5}{63} p (1 - p)^6 \approx 0,041 p \quad (9)$$

De même la probabilité de gagner un bit 0 à un endroit déterminé vaut :

$$P (\text{gain}) \approx \frac{5}{62} p (1 - p)^6 \approx 0,081 p \quad (10)$$

Au niveau du message il en résulte la probabilité globale résiduelle d'erreur (calcul analogue au § 1.1.1 ci-dessus).

$$P_{RA} \approx P_{RI} + [1 - (1 - 0,122 p)^{n-7}] 2^{-16} \quad (11)$$

soit

$$P_{RA} \approx P_{RO} + 4,9 \cdot 10^{-7} (n - 32)p + 9,2 \cdot 10^{-5} p + 1,9 \cdot 10^{-6} (n - 7)p \quad (12)$$

Ici encore la distance de Hamming est réduite à l'unité.

Le graphique 2 présente pour différentes longueurs de message la probabilité résiduelle d'erreur d'un message codé en HDLC en fonction de la probabilité d'erreur par bit.

On voit clairement les pentes asymptotiques correspondant à la distance de Hamming de 1.

A titre de comparaison ont également été portées sur ce graphique les courbes théoriques résultant d'un usage correct du code cyclique, c'est-à-dire en l'absence des

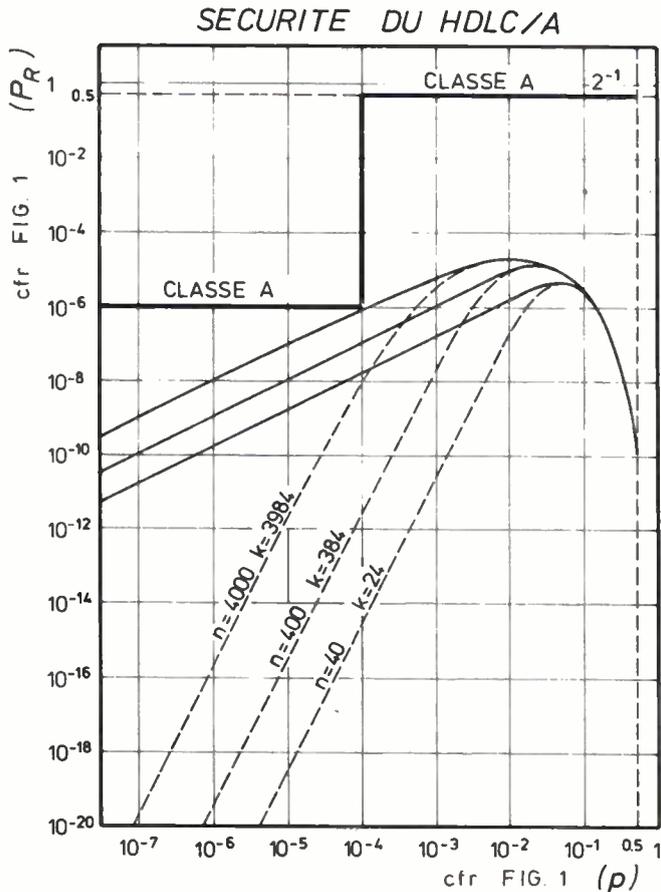


Fig. 2.
 n : } voir fig. 3 et 4.
 k : }

mécanismes de transparence et de synchronisation (courbes pointillées).

La dégradation des performances apparaît de façon flagrante.

Sur ce même graphique apparaît le gabarit « classe A », préconisé par l'IEEE; c'est la seule classe de sécurité à laquelle le HDLC satisfait. Nous le notons HDLC/A par opposition à des variantes plus performantes présentées aux paragraphes suivants.

3.1.2. MOYENS PRÉCONISÉS EN VUE D'AMÉLIORER LES PERFORMANCES DU HDLC EN MATIÈRE DE SÉCURITÉ DE TRANSMISSION.

Tout protocole de transmission doit en vue d'assurer la synchronisation des messages et leur transparence sacrifier l'un ou l'autre paramètre. La plupart du temps il faut ajouter un certain nombre de bits de redondance pour y arriver (cf. par exemple le protocole DDCMP de D.E.C.). Dans le cas du HDLC on a voulu limiter cet accroissement de redondance tout en laissant de surcoût à l'utilisateur le libre choix de la longueur des messages, avec les conséquences que l'on sait pour la sécurité de transmission.

C'est précisément en restreignant ce degré de liberté qu'il est possible d'améliorer les performances. On a vu en effet

que toutes les erreurs simples entraînant une modification de la longueur des messages mettent en défaut le CRC. Il suffit donc de contrôler cette longueur pour résoudre, du moins en partie, le problème.

Ce contrôle peut se faire :

- soit en imposant la longueur a priori (quitte à ce que celle-ci puisse être modifiée par consigne),
- soit en insérant dans le message une indication de la longueur du message (comptage).

Mais dans ce dernier cas il y a risque que ce comptage à son tour soit détruit par une erreur simple.

Le flag de fin de message sur lequel il pointe est alors un octet quelconque dont la probabilité d'avoir été transformé

en flag est donnée par (5) : $\frac{1}{31} p$.

La probabilité que le comptage soit détruit valant $(1 - q^c)2^{-16}$ (avec c : nombre de bits du comptage), la probabilité résiduelle d'erreur correspondante vaut alors :

$$P_R(\text{comptage}) = \frac{1}{31} p (1 - q^c)2^{-16} \approx 5 \cdot 10^{-7} cp^2 \quad (13)$$

Lorsque le comptage n'est pas détruit mais qu'il y a eu un glissement suite à la perte ou au gain d'un bit, il pointe alors sur un flag décalé d'un bit et différent d'un flag normal par au moins 2 bits (une fois sur deux par au moins 3 bits). Le dernier terme de (12) se trouve ainsi multiplié par $\frac{p^2}{2}$ et les termes provenant du mécanisme de synchronisation disparaissent.

La distance de Hamming est ramenée à 2 et il y a lieu de tenir compte de la probabilité cumulée de gagner et de perdre successivement un bit (mécanisme de transparence).

Sachant que les deux bits faussés doivent être à une certaine distance l'un de l'autre pour que le glissement ne soit pas considéré comme un paquet d'erreur (voir § 3.2 ci-après) on dénombre toutes les combinaisons de deux bits dans les $n - 12$ restantes et on les multiplie par les probabilités (9) et (10) puis par deux pour tenir compte de ce que pour chaque combinaison de deux erreurs, la perte d'un bit peut avoir lieu avant le gain ou vice versa. On obtient ainsi la probabilité d'erreur résiduelle suite à une compensation :

$$P_R(\text{compensation}) \approx 2 \binom{n}{12} \cdot P(\text{perte}) \cdot P(\text{gain}) \cdot 2^{-16} \approx 5 \cdot 10^{-8} (n - 12)^2 p^2 \quad (14)$$

Si on rassemble les différentes causes de probabilité résiduelle d'erreur on arrive à l'expression :

$$P_{RB} = P_{RO} + 5 \cdot 10^{-7} (n - 7) p^3 + 5 \cdot 10^{-7} cp^2 + 5 \cdot 10^{-8} (n - 12)^2 p^2 \quad (15)$$

Pratiquement on a intérêt à choisir une longueur de message multiple de 8 ou 16 bits ce qui permet d'utiliser un comptage de mots plutôt qu'un comptage de bits. L'indication de longueur de message comportera un ou deux octets ($c = 8$ ou 16) et le second et troisième terme de

P_{RB} pourront être négligés devant le dernier. La probabilité d'erreur résiduelle globale se réduit à :

$$P_{RB} \approx 5 \cdot 10^{-8} (n - 12)^2 p^2 + P_{RO} \quad (16)$$

avec

$$P_{RO} \approx 3,1 \cdot 10^{-5} \binom{n}{4} p^4 q^{n-4} \text{ pour } n > 100.$$

Les courbes ainsi obtenues pour différentes valeurs de n sont notées HDLC/B et portées en graphique à la figure 3.

Le gabarit classe B de l'IEEE y est également repris.

3.2. Protection vis-à-vis des erreurs groupées

Les liaisons utilisées en télécontrôle peuvent être caractérisées d'une manière simplifiée par deux états : l'état normal faiblement perturbé correspondant à un certain rapport signal/bruit : S/N_0 et l'état « perturbé » caractérisé par un niveau de bruit élevé pendant une période plus ou moins longue.

Si cette période est longue on pourra parler d'un nouveau rapport signal/bruit S/N_1 conduisant à une nouvelle probabilité d'erreur par bit p . Par contre si cette période est courte vis-à-vis de la durée d'un message, la notion d'erreur par bit perd de son sens et fait place à celle d'erreurs groupées ou par paquets. Théoriquement on appelle paquet d'erreurs de longueur s tout ensemble de s

bits d'un message, dont le premier et le dernier sont erronés, tout autre bit faux du message étant inclus dans cet ensemble.

Un code cyclique de degré r' est capable de détecter tout paquet d'erreurs de longueur $s < r'$. En particulier le code cyclique du CCITT peut donc détecter un paquet d'erreur de longueur $s < 16$.

Les paquets d'erreurs de longueur supérieure à $r' + 1$ (soit ici : 17) échappent à la détection dans la proportion de un sur 2^r soit un paquet tous les 65536. Ce résultat est logique et conforme à la remarque 1 du § 3.1.1.1.

3.3. Protection vis-à-vis des erreurs par glissement.

Un glissement a lieu lorsque la synchronisation des messages a été incorrectement acquise (détection du flag) ou a été perdue au cours de la transmission.

On sait par ailleurs que la probabilité qu'un code cyclique ne détecte pas un glissement de t bits est proportionnelle à 2^{-t} ce qui est catastrophique : un message sur deux après glissement d'un bit n'est pas détecté ; ceci provient de ce que toute permutation circulaire d'un mot du code conduit à un autre mot du code.

Pour pallier cette faiblesse le HDLC fait usage d'un côté dérivé du code cyclique (*coset*) en additionnant au message,

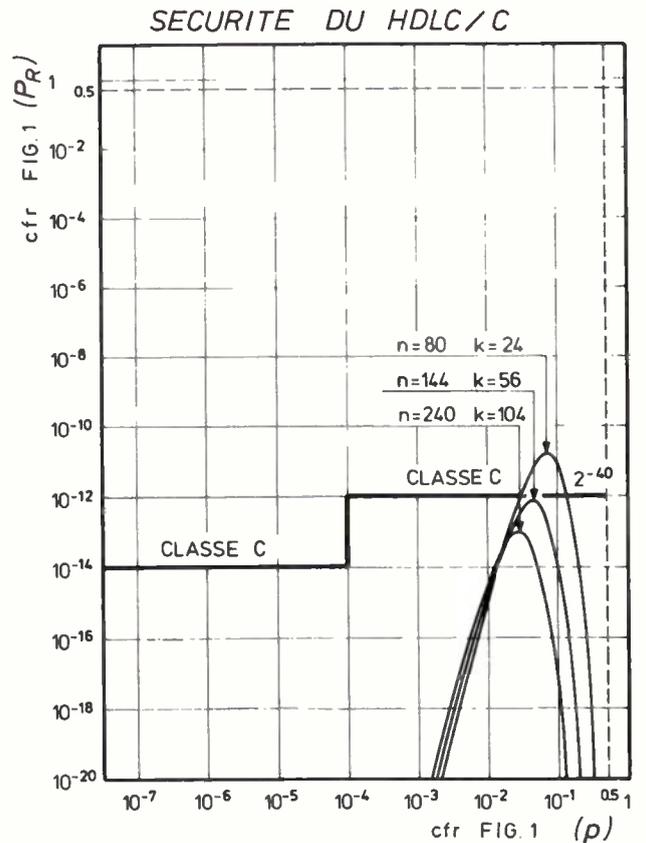
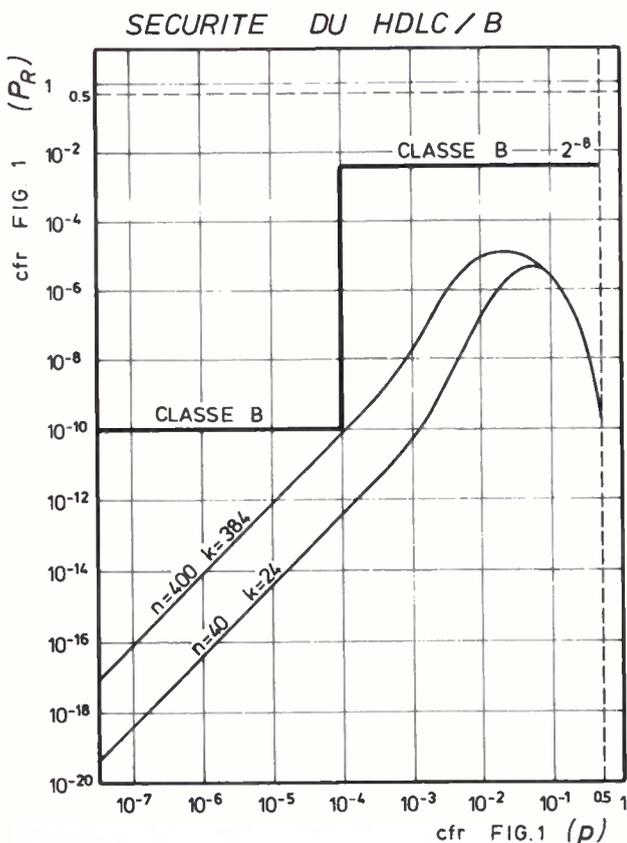


Fig. 3 et 4.

n : Nombre total de bits de la trame HDLC, flags exclus.
 k : Nombre de bits d'information y compris les bits de contrôle et d'adresse.

à bit et modulo 2, un mot clef constant et connu à l'origine du récepteur (4).

Si un glissement se produit, lorsque le récepteur déchiffre ce mot du message, il sera décalé et introduira un nombre important d'erreurs que le C.R.C. détectera facilement. Dans tous les cas il faudra au minimum deux essais supplémentaires pour que le glissement passe inaperçu.

L'usage d'un coset étant une opération purement locale, les propriétés du code cyclique initial ne sont pratiquement pas altérées.

Il est important de noter, cependant que l'usage d'un coset qui ne porte que sur les 16 premiers et derniers bits d'un message n'a quasi aucune influence sur les glissements locaux au message provoqués par le mécanisme de transparence.

Probabilité d'erreur résiduelle résultant de la perte du synchronisme des messages

Indépendamment des performances du code coset il est intéressant de calculer la probabilité que la synchronisation d'un message ne soit pas acquise correctement. Cette probabilité peut être déduite du calcul suivant :

La probabilité que le flag de début de message soit détruit vaut :

$$P_0 = 1 - q^8 \approx 8p.$$

La probabilité qu'un flag intempestif soit généré dans un message vaut (6) :

$$P_R(\text{Flag simulé}) \approx 4,9 \cdot 10^{-7} (n - 32)p \times 2^{16}.$$

La probabilité combinée de ces événements vaut :

$$P_0 + P_R(\text{Flag simulé}) = P_1 \approx 0,26(n - 32)p^2$$

En cela il faut encore ajouter la probabilité que le flag simulé emprunte une partie de ces bits au flag détruit, soit :

$$P_2 \approx 3p^2.$$

D'autre part la probabilité que le comptage d'octet erroné sur le flag final du message vaut :

(comptage) = 2^{-8} (pour un champ de comptage de 8 bits).

(4) En réalité l'opération est un peu plus complexe : soit $M(x)$ de degré $k - 1$ le polynôme représentant les bits utiles du message,

$$L(x) = \sum_0^{15} x^i.$$

On calcule d'abord le reste $R(x)$ après inversion des 16 premiers bits du message :

$$x^{16}M(x) + x^kL(x) = G(x)Q(x) + R(x)$$

Le message codé à transmettre devient : (avant intervention du mécanisme de transparence)

$$T(x) = x^{16}M(x) + R(x) + L(x).$$

À la réception on calcule le reste $R'(x)$

$$x^{16}T(x) + x^{16+k}L(x) = G(x)Q'(x) + R'(x).$$

Le reste doit valoir

$$R'(x) = x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^3 + x^2 + x + 1.$$

Enfin la probabilité combinée que ces événements se produisent et ne soient pas détectés par le CRC vaut :

$$P_R(\text{synchro}) \approx (P_1 + P_2) \cdot P(\text{comptage}) \cdot 2^{-16}$$

ou

$$P_R(\text{synchro}) \approx 6 \cdot 10^{-8} [0,26(n - 32) + 3]p^2 < 2 \cdot 10^{-8} np^2$$

Cette probabilité est extrêmement faible et petite devant les autres probabilités résiduelles d'erreur.

On peut en conclure a fortiori que, conjointement à l'usage du code coset, la probabilité résiduelle d'erreur due à une perte de la synchronisation des messages est négligeable.

3.4. Messages à très haute sécurité de transmission

On a vu dans les paragraphes précédents que moyennant un contrôle adéquat de la longueur des messages il était possible d'obtenir une sécurité conforme aux prescriptions IEEE de la classe B tout en n'exploitant pas de façon optimum les possibilités du code cyclique.

L'utilisateur qui souhaite atteindre les performances de la classe C (par exemple pour émettre des télécommandes) doit, quel que soit le protocole utilisé, faire usage d'une redondance élevée ; à savoir, un minimum de 40 bits (5) sans compter les mots de synchronisation et éventuellement le mécanisme de transparence.

En ce qui concerne le HDLC, il existe une méthode permettant de formater des messages satisfaisant à la classe C moyennant un léger complément de logiciel et tout en utilisant les mêmes coupleurs HDLC, c'est-à-dire les mêmes supports physiques, qu'en classe B. Nous la notons HDLC/C.

L'encodage se fait de la façon suivante :

- On envoie un premier message codé normalement.
- On le fait suivre immédiatement d'un second message identique au précédent mais dont tous les bits ont été inversés préalablement à l'encodage (c'est-à-dire tous les bits à l'exception des flags et du CRC).
- À la réception, les deux messages décodés sont comparés bit à bit avant d'être acceptés.

Par cette méthode relativement simple on pallie les faiblesses introduites par les mécanismes de transparence et de synchronisation.

En effet, en ce qui concerne la probabilité de générer un flag intempestif, il faudra toujours un minimum de 8 bits erronés répartis judicieusement entre les deux messages. Quant à la probabilité d'un double décalage consécutif à la perte et au gain d'un bit dans les deux messages, on peut montrer qu'elle est négligeable par suite de la position différente des bits 0 dans les deux messages (voir annexe).

La probabilité d'erreur résiduelle P_{RC} résultant d'un tel procédé d'encodage est obtenue pour $p < 10^{-2}$ en

(5) $2^{40} \approx 10^{12}$.

multipliant la probabilité d'erreur résiduelle P_{RO} d'un message successivement par la probabilité que la même configuration d'erreur se produise dans le deuxième message, soit au premier ordre par $p^4 q^{(n/2)-4}$, et par la probabilité que les 4 flags soient reçus correctement soit q^{32}

$$P_{RC} \approx P_{RO} \cdot p^4 q^{(n/2)+28}$$

ou

$$P_{RC} \approx 2^{-15} \binom{n/2}{4} p^8 q^{n+24} \quad (\text{pour } n \text{ suffisamment grand})$$

Dans cette expression n représente le nombre total de bits du message complet ($n > 64$), les quatre flags étant exclus.

La figure 4 montre clairement les performances ainsi obtenues; on voit en particulier qu'elles sont conformes aux exigences de la classe C pour tous les messages de plus de 56 bits utiles. De manière générale, elles s'améliorent avec n car le nombre de bits de redondance est proportionnel à n .

4. RENDEMENT DE TRANSMISSION

Le rendement de transmission est le rapport du nombre de bits utiles (c'est-à-dire inconnus ou non déterminables a priori au récepteur) reçus et acceptés par unité de temps au nombre total de bits qui sont transmis ou qu'il est possible de transmettre dans le même laps de temps.

Pour les messages courts il dépend essentiellement du taux de redondance utilisé alors que pour les messages longs c'est essentiellement la probabilité d'erreur par bit qui est déterminante.

La procédure d'acquittement utilisée, si elle existe, influence aussi grandement le rendement. A ce sujet l'utilisation d'une fenêtre pouvant aller jusqu'à sept messages est une particularité favorable du HDLC.

Dans le cas où aucun acquittement n'est utilisé, le rendement peut s'exprimer par :

$$\eta = \left(\frac{1}{1+s} \frac{k_i}{n} \right) (q^{n(1+s)} + P_R) = \frac{1}{1+\tau} P_A$$

avec

- k_i : nombre de bits utiles d'un mot du code⁽⁶⁾
- n : nombre total de bits d'un mot du code
- $q = 1 - p$: probabilité qu'un bit soit reçu correctement
- s : pourcentage de bits alloués à la synchronisation
- τ : taux global de redondance des messages
- P_R : probabilité d'erreur résiduelle
- P_A : probabilité qu'un message soit accepté.

Les courbes de rendement du HDLC (A ou B) sont présentées à la figure 5. On a supposé pour dresser ces

⁽⁶⁾ Il y a souvent confusion entre le nombre k de bits utiles au sens de l'information qu'ils véhiculent et le nombre k de bits utiles au sens de la théorie des codes. Nous noterons le premier k_i pour plus de clarté avec toujours $k_i < k$.

RENDEMENT DU HDLC (sans acquittement)

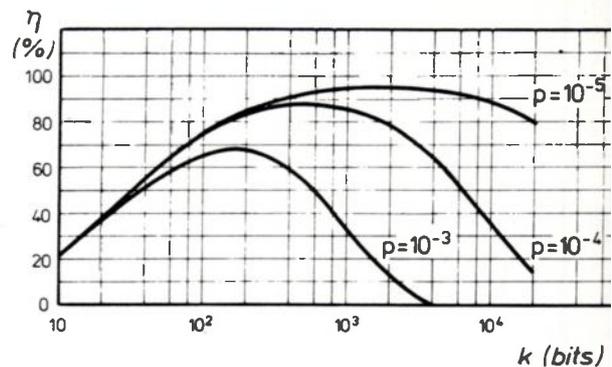


Fig. 5. — Nombre de trames perdues après détection d'erreur : Nombre d'octets « inutilisés » : 4.

RENDEMENT DU HDLC (avec acquittement)

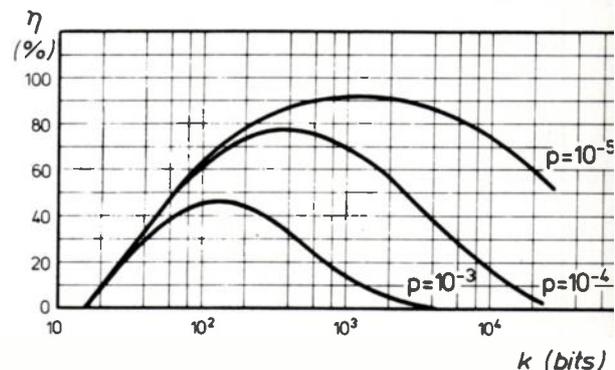


Fig. 6. — Nombre de trames perdues après détection d'erreur : Nombre d'octets « inutilisés » : 6.

courbes que seuls le CRC et les flags constituaient des « inutilisés » et qu'aucune procédure d'acquittement n'est utilisée.

Les mêmes courbes sont reprises également sur la figure 6 mais cette fois deux octets supplémentaires ne participent pas à l'information utile (par exemple adresse et comptage). De plus une procédure répétition en cas d'erreur suppose ici la perte de deux messages successifs⁽⁷⁾.

L'expression du rendement est dans ce cas donnée par

$$\eta = \frac{k_i}{n(1+s)} \frac{P_A}{P_A + m(1 - P_A)}$$

avec m : le nombre de messages perdus après détection d'erreur.

⁽⁷⁾ Hypothèse pessimiste.

Soit pour le cas particulier traité :

$$\eta = \frac{n - 32}{n \cdot 63/62 + 16} \frac{1}{1 - 3 \left[1 - \frac{1}{(1 - p^{(n \cdot 63/62 + 16)})} \right]}$$

En ce qui concerne le HDLC/C le rendement est évidemment beaucoup plus faible mais il n'a, en général, aucun sens dans la mesure où le trafic de ces messages est normalement discontinu.

CONCLUSION

L'intérêt du protocole HDLC (et de ses variantes SDLC, ADCCP) réside principalement dans son adoption par plusieurs organismes internationaux tels que l'ISO et le CCITT et dans la mise au point par des constructeurs de circuits intégrés et de matériels d'informatique d'interfaces capables de le mettre en œuvre.

La grande souplesse d'utilisation de ce protocole aurait pu conduire à son adoption immédiate à des fins de téléconduite par les responsables de réseaux électriques, s'il n'avait été démontré [2, 3] qu'elle était à l'origine même d'une dégradation importante de ses performances en matière de sécurité de transmission.

La présente étude montre cependant que, moyennant certaines restrictions mineures en matière de souplesse d'utilisation et une légère charge supplémentaire des calculateurs gérant la transmission, il est possible

[7] Bisci D., Fiorina M. — Technical Characteristics and Functional Performance of Equipment used for Operational Data Transmission in Large Power Systems. Conference Paper, Eurocon, 3-7.5.1977.
 [8] Easton M. C. — Batch Throughput Efficiency of ADCCP/HDLC/SDLC Selective Reject Protocols. IEEE Trans. Télécomm., February 1980, COM-28, n° 2.

*
* *

ANNEXE

Distance de Hamming de la procédure par répétition, inversion de bits et contrôle d'identité⁽⁸⁾ (HDLC/C)

On sait qu'il suffit de deux bits erronés pour provoquer un glissement interne non détecté par le code cyclique pour autant que la structure résultante soit équivalente à l'addition modulo 2 d'un mot d'erreur de poids supérieur à 3 et de longueur supérieure à 16 bits.

Étant donné, d'autre part, que tous les bits du second message ont été inversés, il est impossible d'y produire le même glissement par le mécanisme d'insertion de zéros, c'est-à-dire par seulement deux erreurs additives. Il faudra donc au minimum 4 erreurs additives correspondant aux 4 erreurs résultantes du premier message.

La distance de Hamming minimum est donc de 2 + 4 = 6. Un exemple d'une telle configuration d'erreur (éventuellement détectable par le CRC) est présenté ci-dessous :

| | | | |
|-------------------------|---|-------|----------------|
| | | > 16 | |
| Message original | ... 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 0 ... | | |
| Message HDLC envoyé | ... 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 ... | | |
| Erreurs de transmission | ... 1 | 1 | |
| Message HDLC reçu | ... 0 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1 0 1 1 1 0 0 ... | | (H2) message 1 |
| Message HDLC décodé | ... 0 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 0 1 1 1 0 0 ... | | |
| Erreurs résiduelles | ... 1 | 1 1 1 | |
| Original inversé | ... 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 1 | | |
| Message HDLC envoyé | ... 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 1 0 1 1 0 0 0 0 0 1 | | |
| Erreurs de transmission | ... 1 | 1 1 1 | |
| Message HDLC reçu | 1 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 0 1 0 1 0 0 0 1 1 | | (H4) message 2 |
| Message décodé | 1 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1 1 | | |
| Erreurs résiduelles | 1 | 1 1 1 | |
| Total : | | | H6 |

d'améliorer nettement la sécurité des messages et même d'atteindre les critères fixés par l'IEEE sans pour autant altérer sensiblement le rendement de la transmission.

Bibliographie

[1] PETERSON W. W., WELDON Jr. — Error, Correcting Codes. 2^e éd. M.I.T., 1972.
 [2] FUNK G. — Comparison of Data Reliability and Efficiency in various standard Protocols for Information Exchange in Computer Telecontrol Networks. Conference paper, Eurocon 3-7.5.1977.
 [3] FUNK G. — Insufficiencies of HDLC. Communication in Process Control Systems, BBC, Baden, 1978.
 [4] Manual, Automatic and Supervisory Station Control and Data Acquisition (P 565/d2, 2.1.1977), WG 72.2, IEEE Power Engineering Society.
 [5] GELEMBE E., LABETOULLE J., PUJOLLE G. — Performance Evaluation of the Protocol HDLC. Computer Network Protocols. (A. Danthine, éd.), Université de Liège, 1978.
 [6] Bisci D., Fiorina M., Lacapra F. — Evaluation and Comparison of two Industry Standard Protocols for High-Speed Data Transmission in Centralised Control Systems. ENEL (Italy).

On peut montrer cependant que la probabilité d'apparition d'une telle configuration est très petite et de peu de signification pratique.

La probabilité résiduelle d'erreur due à la compensation de la perte et du gain du bit (mécanisme de transparence) est donnée par [3] :

$$P_{R1}(\text{comp}) \pm 2 \binom{\frac{n}{2} - 12}{2} \left[\frac{16 \cdot 5}{31 \cdot 63} p(1 - p)^6 \right]$$

$$\text{ou} \quad \left[\frac{5}{62} p(1 - p)^6 2^{-16} \right]$$

$$P_{R1}(\text{comp}) \approx 5 \cdot 10^{-8} \left(\frac{n}{2} - 12 \right)^2 p^2 \quad p \ll 1$$

⁽⁸⁾ Les messages envoyés sont supposés individuellement être du type HDLC/B.

Valeurs de $P_{R1,2}(\text{comp}) + P_{R1,2}(\text{CRC})$:

| | $n = 64$ | $n = 80$ | $n = 144$ | $n = 240$ |
|---------------|---|---|---|---|
| $p = 10^{-2}$ | $6,4 \cdot 10^{-19} + 1,3 \cdot 10^{-16}$ | $1,2 \cdot 10^{-18} + 3,3 \cdot 10^{-16}$ | $5,8 \cdot 10^{-18} + 3,5 \cdot 10^{-15}$ | $1,8 \cdot 10^{-17} + 2,7 \cdot 10^{-14}$ |
| $p = 10^{-3}$ | $6,4 \cdot 10^{-25} + 1,3 \cdot 10^{-24}$ | $1,2 \cdot 10^{-24} + 3,3 \cdot 10^{-24}$ | $5,8 \cdot 10^{-24} + 3,5 \cdot 10^{-23}$ | $1,8 \cdot 10^{-23} + 2,7 \cdot 10^{-22}$ |
| $p = 10^{-4}$ | | | | $< 10^{-28}$ |

expression dans laquelle n est le nombre total de bits du message et de la répétition.

Par ailleurs la plupart des configurations susceptibles d'amener des erreurs indétectables par seulement six erreurs simples de transmission comprennent une suite d'au moins six zéros consécutifs dont la probabilité d'apparition vaut :

$$P(\geq 6) = \sum_{i=6}^{\infty} 2^{-i} = 2^{-5}.$$

Il existe des configurations ne présentant pas cette caractéristique mais elles sont largement compensées en nombre par celles qui la présentent et amènent des erreurs détectables.

Une approximation de la probabilité d'erreur résiduelle pour les deux messages formant un tout est donnée par :

$$P_{R1,2}(\text{comp}) P_{R1}(\text{comp}) \times P(\geq 6) \times p^4 \\ < 1,5 \cdot 10^{-9} \left(\frac{n}{9} - 12\right)^2 p^6 \quad P \ll 1$$

Cette probabilité est à comparer à la probabilité d'erreur résiduelle obtenue en l'absence de mécanisme de transparence :

$$P_{R1,2}(\text{CRC}) \approx 2^{-15} \binom{n/2}{4} p^8 \quad P \ll 1$$

Le tableau 1 rend compte de cette comparaison et

montre que $P_{R1,2}(\text{comp})$ reste toujours plus petit que $P_{R1,2}(\text{CRC})$ pour toute valeur significative de $P_{R1,2}$ et de n .

Pour $p > 10^{-2}$, $P_{R1,2}(\text{comp})$ est toujours négligeable devant $P_{R1,2}(\text{CRC})$.

On peut conclure de ce qui précède que la procédure HDLC/C a une distance de Hamming théorique de 6 et non de 4 comme on aurait pu s'y attendre (répétition de messages protégés par une distance de Hamming de 2).

Pratiquement le nombre de messages affectés d'une distance de Hamming de 6 est tellement faible par rapport à l'ensemble des messages possibles que la courbe donnant la probabilité d'erreur résiduelle en fonction de la probabilité d'erreur par bit est caractéristique d'un processus protégé avec une distance de Hamming de 8 et non de 6 dans toute la zone d'intérêt.



J. M. HOFFELMAN

Ingénieur Civil Électronicien (U.L.B.).
Ancien Assistant à l'Université Libre de Bruxelles.
Ingénieur à Laborelec (Laboratoire Central de l'Industrie Électrique en Belgique - 1640 Rhode Saint-Genèse).

Laborelec, BP 11, 1640 Rhode St Genèse, Belgique. Tél. : (2) 358.35.10 ext 135.

Propagation non linéaire des ondes élastiques dans un solide anisotrope

Ondes de surface

par M. PLANAT⁽¹⁾, G. THEOBALD⁽²⁾, J. J. GAGNEPAIN⁽³⁾

SUMÉ

Les moyens théoriques d'analyse, présentés sous leur forme générale dans l'article précédent, sont maintenant appliqués aux ondes de surface et utilisés pour déterminer les taux harmoniques et le défaut d'isochronisme. Des mesures sont effectuées sur des résonateurs à sillons gravés. Une comparaison des non linéarités de propagation des ondes de volume et des ondes de surface est faite pour la première fois.

SUMMARY

Non linear acoustic propagation in anisotropic solids. II. - Surface waves

The general mathematical tools, described in the previous paper, are applied to surface acoustic waves and used for calculating the harmonic generation and the amplitude-frequency effect. Measurements are performed on SAW grooved resonators. Comparisons between bulk and surface waves are presented for the first time.

INTRODUCTION

Dans la première partie de cet article, qui était consacrée aux ondes de volume [10], ont été présentées les lois générales de l'élasticité dans le cas de la théorie exacte des déformations d'amplitudes finies. La réduction des équations constitutives et d'équilibre conduit à l'écriture de l'équation de propagation non linéaire, les non linéarités ont été développées jusqu'au quatrième ordre dans l'expression de l'énergie.

Les solutions de cette équation de propagation seront maintenant appliquées aux ondes de surface, et plus particulièrement de Rayleigh. Il conviendra dans ce cas d'introduire la condition aux limites, qui exprime que l'onde se propage le long d'une surface libre de toute contrainte.

Un certain nombre d'études analytiques de la propagation d'une onde élastique de surface en régime non linéaire ont déjà été effectuées par plusieurs auteurs. Ces premières approches furent essentiellement phénoménologiques [6, 1]. Les modèles suivants permirent de relier l'intensité de certains phénomènes non linéaires aux constantes fondamentales du matériau mais furent toutes limitées à l'harmonique deux : Tiersten étudia le cas des corps isotropes [11] puis Vella [12, 14] les corps anisotropes comme le quartz et le niobate de lithium.

Les études expérimentales sont restées essentiellement limitées à la mesure de l'harmonique deux dans les mêmes matériaux par des méthodes radioélectriques ou optiques [2, 4, 13]. Cependant, quelques mesures des harmoniques supérieurs [1, 7] furent réalisées sur le niobate de lithium. Pour le quartz, très peu de données étaient disponibles, aussi bien théoriquement qu'expérimentalement.

ment, sur le niveau de l'harmonique trois et aucune sur les phénomènes qui lui sont associés comme l'anisochronisme et l'intermodulation.

2. ÉQUATIONS DE PROPAGATION ET CONDITIONS AUX LIMITES

Considérons une onde de Rayleigh qui se propage suivant la direction Oa_1 d'un cristal semi-infini, limité par un plan normal à l'axe Oa_2 , le sens positif de Oa_2 étant dirigé vers l'intérieur du matériau (fig. 1). Cette surface est libre de toute contrainte et la condition aux limites dans le système de référence lagrangien s'écrit :

$$P_{2j} = 0 \quad \text{pour} \quad a_2 = 0 \quad (1)$$

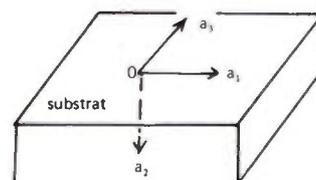


FIG 1. - Système d'axes de référence.

Rappelons, pour la commodité du lecteur, les expressions de l'équation d'équilibre :

$$\rho_0 \ddot{u}_j = P_{ij,i} \quad (2)$$

et du tenseur de Piola-Kirchoff P_{ij} :

$$P_{ij} = c_{ijkl} u_{k,l} + \gamma_{ijklmn} u_{k,l} u_{m,n} + \delta_{ijklmnpq} u_{k,l} u_{m,n} u_{p,q} \quad (3)$$

Les équations (1) et (2) dans lesquelles est substituée l'expression du tenseur P_{ij} constituent le système général d'équation de propagation - condition aux limites, exprimé jusqu'au 4^e ordre des non linéarités. La recherche des solutions correspondant à une onde de Rayleigh en régime non linéaire, s'effectue en utilisant aussi une méthode d'approximations successives. La solution est écrite sous la forme :

$$u_j = u_j^0 + u_j^1 + u_j^2 \quad (4)$$

⁽¹⁾ Chercheur au LPMO.
⁽²⁾ Chargée de Recherches au C.N.R.S.
⁽³⁾ Directeur de laboratoire au C.N.R.S.

où $\overset{0}{u}_j$ correspond à la solution linéaire habituelle et $\overset{1}{u}_j$ et $\overset{2}{u}_j$ aux termes correctifs obtenus respectivement en première et seconde approximation.

Par conséquent, $\overset{0}{u}_j$ est solution du système d'ordre zéro :

$$\rho_0 \overset{0}{u}_j - c_{ijkl} \overset{0}{u}_{k,li} = 0 \tag{5}$$

$$c_{2jkl} \overset{0}{u}_{k,l} = 0 \quad \text{pour} \quad a_2 = 0 \tag{6}$$

$\overset{1}{u}_j$ est solution du système d'ordre un :

$$\rho_0 \overset{1}{u}_j - c_{ijkl} \overset{1}{u}_{k,li} = \bar{\gamma}_{ijklmn} \overset{0}{u}_{k,li} \overset{0}{u}_{m,n} \tag{7}$$

$$c_{2jkl} \overset{1}{u}_{k,l} = -\gamma_{2jklmn} \overset{0}{u}_{k,l} \overset{0}{u}_{m,n} \quad \text{pour} \quad a_2 = 0 \tag{8}$$

Et enfin $\overset{2}{u}_j$ est solution du système d'ordre deux :

$$\rho_0 \overset{2}{u}_j - c_{ijkl} \overset{2}{u}_{k,li} = \bar{\gamma}_{ijklmn} (\overset{0}{u}_{k,li} \overset{1}{u}_{m,n} + \overset{1}{u}_{k,li} \overset{0}{u}_{m,n}) + \delta_{ijklmnpq} \overset{0}{u}_{k,li} \overset{0}{u}_{m,n} \overset{0}{u}_{p,q} \tag{9}$$

$$c_{2jkl} \overset{2}{u}_{k,l} = -\gamma_{2jklmn} (\overset{0}{u}_{k,li} \overset{1}{u}_{m,n} + \overset{1}{u}_{k,li} \overset{0}{u}_{m,n}) - \delta_{2jklmnpq} \overset{0}{u}_{k,li} \overset{0}{u}_{m,n} \overset{0}{u}_{p,q} \quad \text{pour} \quad a_2 = 0 \tag{10}$$

Dans ces équations, nous avons posé :

$$\bar{\gamma}_{ijklmn} = \gamma_{ijklmn} + \gamma_{ijmnkl} \tag{11}$$

$$\delta_{ijklmnpq} = \delta_{ijklmnpq} + \delta_{ijmnpqlk} + \delta_{ijpqmnlk} \tag{12}$$

afin de rétablir les symétries tensorielles qui avaient disparu par suite de l'introduction des termes non linéaires.

3. RÉOLUTION DU SYSTÈME LINÉAIRE

La solution du système (5, 6) pour un milieu purement élastique correspond à la superposition de trois ondes qui se propagent à la même vitesse V_0 suivant la direction Oa_1 et qui sont évanescentes suivant Oa_2 :

$$\overset{0}{u}_j = U_0 \sum_{r=1}^3 C_j^{(r)} e^{i(\omega t - k_0 a_1 - k_0 n_2^{(r)} a_2)} \tag{13}$$

k_0 est le nombre d'onde : $k_0 = \omega/V_0$.

La partie imaginaire des coefficients de pénétration $n_2^{(r)}$ doit être négative ; l'amplitude de l'onde de surface est normalisée à la valeur U_0 à la source ($a_1 = a_2 = 0$).

Les caractéristiques de l'onde sont déterminées en reportant la solution (13) dans le système (5-6), ce qui conduit aux systèmes aux valeurs propres et vecteurs propres :

$$(\rho_0 V_0^2 \delta_{kj} + c_{ijkl} \varepsilon_l^{(r)} \varepsilon_i^{(r)}) C_k^{(r)} = 0 \quad \forall r = 1, 2, 3 \tag{14}$$

$$\sum_{r=1}^3 c_{2jkl} \varepsilon_l^{(r)} C_k^{(r)} = 0 \tag{15}$$

δ_{kj} est le symbole de Kronecker et on a posé également :

$$\varepsilon_1^{(r)} = -i; \quad \varepsilon_2^{(r)} = -in_2^{(r)}; \quad \varepsilon_3^{(r)} = 0 \tag{16}$$

La résolution de ce système est classique [12], mais nécessite une méthode numérique dans le cas des milieux

anisotropes. Elle conduit aux valeurs de la vitesse, coefficients de pénétration et des composantes l'amplitude.

4. RÉOLUTION DU SYSTÈME D'ORDRE UN

Le système d'ordre un est linéarisé en remplaçant dans les seconds membres des équations (7) et (8) la solution par son expression (13) :

$$\rho_0 \overset{1}{u}_j - c_{ijkl} \overset{1}{u}_{k,li} = \frac{1}{2} k_0^3 U_0^2 \sum_{r,s} \{ D_j^{(r,s)} e^{2i\psi^{(r,s)}} + \bar{D}_j^{(r,s)} e^{i\varphi^{(r,s)}} \} = f_j$$

$$c_{2jkl} \overset{1}{u}_{k,l} = -\frac{1}{2} k_0^2 U_0^2 \sum_{r,s} \{ H_{2j}^{(r,s)} e^{2i\psi^{(r,s)}} + \bar{H}_{2j}^{(r,s)} e^{i\varphi^{(r,s)}} \} = T_j \quad \text{pour} \quad a_2 = 0$$

où

$$\psi^{(r,s)} = \omega t - k_0 a_1 - \frac{1}{2} k_0 (n_2^{(r)} + n_2^{(s)}) a_2$$

$$\varphi^{(r,s)} = k_0 (n_2^{(r)*} - n_2^{(s)}) a_2$$

Les termes d'excitation f_j et T_j se composent de termes à la fréquence 2ω et de termes indépendants du temps. Leurs amplitudes sont données en annexe 1.

La résolution du système (17-18) s'effectue recherchant d'abord une solution générale de l'équation de propagation (17). Cette solution doit ensuite vérifier la condition aux limites (18) à la surface et éventuellement une condition d'excitation au point source.

4.1. Équation de propagation

La solution de l'équation de propagation (17) est la superposition des solutions correspondant à chacun des termes du second membre. On distingue :

a) les termes indépendants du temps, pour lesquels la solution s'écrit

$$\overset{1}{u}_k = k_0 U_0^2 \sum_{r,s} \alpha_k^{(r,s)} e^{i\varphi^{(r,s)}}$$

Les constantes $\alpha_k^{(r,s)}$ sans dimension sont obtenues en reportant (19) dans l'équation de propagation. Elles s'expriment directement en fonction des amplitudes des termes d'excitation.

b) les termes vibrant à la fréquence 2ω : deux cas sont à considérer suivant les valeurs de r et s . La solution de l'équation de propagation à la fréquence angulaire 2ω de l'équation homogène

$$\rho_0 \overset{1}{u}_j - c_{ijkl} \overset{1}{u}_{k,li} = 0$$

s'écrit :

$$\overset{1}{u}_k = \lambda U_0^2 k_0 \sum_r C_k^{(r)} e^{2i\psi^{(r,r)}}$$

où λ est une constante à déterminer. Si $r \neq s$, les seconds membres de l'équation de propagation ne sont

chrones avec cette solution. On peut donc choisir une solution particulière du même type que le second membre de la forme :

$$u_k^1 = k_0 U_0^2 \sum_{r \neq s} \beta_k^{(r,s)} e^{2i\psi^{(r,s)}} \quad (22)$$

Les constantes $\beta_k^{(r,s)}$ sans dimension sont obtenues en portant (22) dans (17). Elles s'expriment en fonction de $\alpha_k^{(r,s)}$.

Par contre si $r = s$, les seconds membres de l'équation de propagation sont synchrones avec la solution de l'équation homogène (20). La solution particulière est dans ce cas choisie en perturbant la solution homogène (21)

$$u_k^1 = \lambda U_0^2 k_0 \sum_r (C_j^{(r)} + \Delta C_j^{(r)}) \times e^{2i\{\omega t - (k_0 + \Delta k_0)a_1 - (k_0 n_2^{(r)} + \Delta(k_0 n_2^{(r)}))a_2\}} \quad (23)$$

Un développement limité au premier ordre par rapport aux perturbations d'amplitude $\Delta C_k^{(r)}$, du nombre d'onde Δk_0 , et des coefficients de pénétration $\Delta(k_0 n_2^{(r)})$ donne :

$$\lambda U_0^2 k_0 \sum_r C_k^{(r)} \left(1 + \frac{\Delta C_k^{(r)}}{C_k^{(r)}} - 2i \Delta k_0 a_1 - 2i \Delta(k_0 n_2^{(r)}) a_2 \right) e^{2i\psi^{(r,r)}} \quad (24)$$

La solution perturbée (24) doit vérifier tout d'abord l'équation de propagation (17). La solution ainsi obtenue peut être décomposée en deux parties. La première est allée aux vecteurs propres $C_k^{(r)}$ et est toujours vérifiée en raison de la relation (14). La seconde permet de calculer la perturbation d'amplitude $\lambda \Delta C_k^{(r)}$ et la perturbation des coefficients de pénétration $\lambda \Delta(k_0 n_2^{(r)})$ en fonction de la perturbation du nombre d'onde $\lambda \Delta k_0$. A ce stade de l'étude, la seule inconnue qui subsiste est $\lambda \Delta k_0$ qui est alors déterminée à l'aide de la condition aux limites.

Condition aux limites

La solution générale de l'équation de propagation est la somme des solutions (19), (22) et (24). Elle doit également vérifier la condition aux limites (18).

Dans l'équation ainsi obtenue, la somme des termes dépendants du temps est nulle (ceci résulte de la forme des coefficients $\alpha_k^{(r,s)}$).

Les termes dépendants du temps à la fréquence 2ω sont éliminés par rapport à la variable d'espace a_1 et par rapport aux termes constants (indépendants de a_1). La

première équation obtenue est toujours vérifiée d'après la relation (15). La seconde permet de déterminer la perturbation du nombre d'onde $\lambda \Delta k_0$.

Le système équation de propagation - condition aux limites (17)-(18) est donc vérifié par la solution générale (19) + (22) + (24), et ceci quel que soit λ . Cette indétermination, qui n'est pas gênante pour la suite de l'étude en raison des approximations qui seront faites, peut cependant être levée en appliquant la condition d'excitation au point source ($a_1 = a_2 = 0$) qui exprime par exemple que l'amplitude de l'harmonique deux est nulle à la source. Cette condition ne peut être satisfaite rigoureusement avec la solution précédente; il est nécessaire d'ajouter une solution complémentaire qui correspond dans ce cas à la propagation d'une onde de volume à la fréquence 2ω .

4.3. Taux d'harmonique deux

La solution générale (19) + (22) + (24) comprend des termes dont l'amplitude est proportionnelle à la distance de propagation a_1 , à la distance de pénétration a_2 , ou constants. Les termes proportionnels à a_1 sont prédominants dans la mesure où :

$$a_1 \gg \lambda_0/2\pi \quad \text{et} \quad a_1 \gg a_2 \quad (25)$$

où λ_0 est la longueur d'onde.

Ces deux conditions sont toujours vérifiées pour une onde de surface car la distance de propagation est de l'ordre d'une centaine de longueurs d'onde et la profondeur de pénétration de l'ordre de 2 longueurs d'onde.

En appliquant cette condition, la solution se réduit à :

$$u_k^1 = - 2ik_0 \lambda \Delta k_0 a_1 U_0^2 \sum_r C_k^{(r)} e^{2i\psi^{(r,r)}} \quad (26)$$

Le taux d'harmonique deux est défini comme étant le rapport entre les amplitudes U_1 et U_0 des solutions aux fréquences 2ω et ω . Nous obtenons d'après (13) et (26) :

$$U_1/U_0 = 2iU_0 k_0 \lambda \Delta k_0 a_1 \quad (27)$$

Le module de la constante sans dimension $\lambda' = 2i\lambda \Delta k_0/k_0$ a été calculé numériquement dans le cas d'un cristal de quartz, pour les coupes cristallographiques Y, X, AT et ST. Les valeurs ainsi obtenues sont données dans le tableau I (méthode 1) et peuvent être comparées aux valeurs expérimentales de Gibson [4], Alippi [2] et Lopen [8], ainsi qu'aux valeurs théoriques de Vella [14].

TABLEAU I
Niveau d'harmonique deux ($U_1/U_0^2 k_0^2 a_1$) pour le quartz.

| | Théorie | | | Expérience | | |
|--------------|-----------|-----------|----------------------|------------|-------------|----------------|
| | Méthode 1 | Méthode 2 | Calcul de Vella 1979 | Lopen 1968 | Gibson 1974 | Alippi 1977 |
| Coupe Y - X | 0,04 | 0,02 | 0,07 | 0,18 | 0,065 | 0,035 0,068 |
| Coupe X - Y | 0,15 | 0,05 | 0,07 | | | |
| Coupe ST - X | 0,20 | 0,06 | | | | |
| Coupe AT - X | 0,30 | 0,07 | | | | |

REMARQUE :

La méthode qui a été utilisée conduit à l'expression complète de la solution à la fréquence 2ω , incluant les termes proportionnels aux variables d'espace a_1 et a_2 ainsi que les termes constants. L'amplitude du terme proportionnel à a_1 , qui est prépondérant, peut être obtenue directement en effectuant un bilan d'énergie : le travail des forces de volume f_j et de surface T_j est égal à la variation d'énergie totale du système par unité de temps, à la fréquence 2ω .

$$\iiint_{\text{vol}} \langle f_j, \dot{u}_j \rangle + \iint_{\text{surf}} \langle T_j, \dot{u}_j \rangle = d/dt \left\{ \iiint_{\text{vol}} \rho_0 \langle \dot{u}_j, \dot{u}_j \rangle \right\} \quad (28)$$

Cette méthode relativement rapide permet de calculer l'amplitude de l'harmonique deux. Les résultats correspondants sont présentés dans le *tableau 1* (méthode 2).

5. RÉOLUTION DU SYSTÈME D'ORDRE DEUX

Le système d'ordre deux (9) – (10) est linéarisé en reportant dans les seconds membres les solutions \dot{u}_j et \ddot{u}_j calculées préalablement. Ces seconds membres comprennent des termes à la fréquence 3ω , qui correspondent à l'harmonique trois, et des termes correctifs à la fréquence fondamentale ω qui sont à l'origine du défaut d'isochronisme. Le calcul de l'anisochronisme constituant l'essentiel de cette étude, seuls les termes à la fréquence fondamentale seront présentés dans la suite de l'exposé.

Le système (9) – (10) s'écrit sous sa forme linéarisée :

$$\rho_0 \ddot{u}_j - c_{ijkl} \dot{u}_{k,li} = k_0^3 U_0^3 a_1 \sum_{r,s} \bar{E}_j^{(r,s)} e^{i\bar{\psi}^{(r,s)}} + \dots \quad (29)$$

$$c_{2jkl} \dot{u}_{k,l} = -k_0^4 U_0^3 a_1 \sum_{r,s} \bar{I}_{2j}^{(r,s)} e^{i\bar{\psi}^{(r,s)}} + \dots \text{ pour } a_2 = 0 \quad (30)$$

avec

$$\bar{\psi}^{(r,s)} = \omega t - k_0 a_1 - k_0 (2n_2^{(s)} - n_2^{(r)*}) a_2.$$

Dans les seconds membres des équations précédentes n'ont été écrits que les termes dont l'amplitude est proportionnelle à la distance de propagation a_1 . Ils sont prépondérants devant les autres termes (en a_2 ou constants) d'après la condition (25). Les quantités $\bar{E}_j^{(r,s)}$ et $\bar{I}_{2j}^{(r,s)}$, qui sont calculées en *annexe 2*, ne dépendent que des constantes élastiques du 3^e ordre.

Remarquons que les termes négligeables dont l'amplitude est proportionnelle à la profondeur de pénétration a_2 , dépendent également des constantes élastiques du 3^e ordre. Enfin les termes d'amplitude indépendante de a_1 et a_2 sont fonctions des constantes élastiques du 3^e, mais aussi du 4^e ordre. Nous voyons donc que les constantes élastiques du 4^e ordre ont une contribution beaucoup plus faible que les constantes du 3^e ordre et n'apparaîtront pas dans la solution. Il s'agit là d'un point important car si dans le cas du quartz les

constantes du 3^e ordre sont bien connues, celles du 4^e ou n'ont pratiquement pas été mesurées. A la différence ondes de volume, il sera donc possible pour les ondes surface d'évaluer les effets non linéaires à partir constantes fondamentales du matériau.

5.1. Méthode de résolution

Comme précédemment, une solution de l'équation de propagation (29) est recherchée sous une forme suffisamment générale pour que la condition aux limites (30) puisse être également satisfaite.

Considérons tout d'abord la solution du système homogène :

$$\rho_0 \ddot{u}_j - c_{ijkl} \dot{u}_{k,li} = 0$$

Cette solution à la fréquence fondamentale ω s'écrit

$$\dot{u}_k = \mu U_0^3 k_0^2 \sum_r C_k^{(r)} e^{i\psi^{(r)}}$$

où μ est une constante sans dimension à déterminer.

Aucun des termes d'excitation du second membre de n'est synchrone avec la solution (32) du système homogène. Les solutions particulières du système inhomogène peuvent donc s'écrire directement sous une forme analogue à celle du second membre :

$$\dot{u}_k = U_0^3 k_0^2 \sum_{r,s} \{ k_0 a_1 \gamma_k^{(r,s)} e^{i\bar{\psi}^{(r,s)}} + \dots \}$$

Les constantes $\gamma_k^{(r,s)}$ s'expriment en fonction de \bar{E} . Comme précédemment, les termes suivants en a_2 constants sont négligeables.

A cette solution doit être superposée une solution générale de l'équation homogène. Elle est obtenue en perturbant la solution homogène (32) et en l'exprimant sous une forme développée à un degré supérieur d'approximation.

$$\begin{aligned} \dot{u}_k = & \mu k_0^2 U_0^3 \sum_r C_k^{(r)} e^{i\psi^{(r)}} \\ & \times \left\{ -i \frac{\Delta^2 k_0}{2} a_1^2 - i \frac{\Delta^2 (k_0 n_2^{(r)})}{2} a_2^2 - \Delta k_0 \Delta (k_0 n_2^{(r)}) a_1 a_2 \right. \\ & - i \frac{\Delta C_k^{(r)}}{C_k^{(r)}} [\Delta k_0 a_1 + \Delta (k_0 n_2^{(r)}) a_2] \\ & \left. + 1 + \frac{\Delta C_k^{(r)}}{C_k^{(r)}} - i \Delta k_0 a_1 - i \Delta (k_0 n_2^{(r)}) \right\} \end{aligned}$$

Les différentes perturbations intervenant dans l'expression sont calculées en fonction de $\mu \Delta^2 k_0$ reportant (34) dans l'équation de propagation (29).

La solution générale (33) + (34) de l'équation de propagation est reportée dans la condition aux limites afin de déterminer $\mu \Delta^2 k_0$. Les conditions (25) sont toujours vérifiées, le terme proportionnel à a_1^2 prépondérant et la solution se réduit à :

$$\dot{u}_k = -k_0^2 U_0^3 i \frac{\Delta^2 k_0}{2} \mu a_1^2 \sum_r C_k^{(r)} e^{i\psi^{(r)}}$$

5.2. Anisochronisme

Dans l'équation (35) la quantité $\mu' = (-i\mu/2) \Delta^2 k_0/k_0^2$ est généralement complexe :

$$\mu' = e_1 + if_1$$

La solution totale u_k à la fréquence fondamentale, somme de u_k^0 et u_k^2 s'écrit :

$$u_k = U_0 [1 + k_0^4 U_0^2 a_1^2 (e_1 + if_1)] \sum_r C_k^{(r)} e^{i\psi^{(r,t)}} \quad (36)$$

Le terme correctif dans cette solution est à l'origine à la fois de la perturbation d'amplitude et de vitesse de l'onde de Rayleigh. La solution perturbée s'écrit :

$$u_k = U(a_1) \sum_r C_k^{(r)} e^{i\omega \left(t - \frac{n_0^{(r)} a_1}{V_0} \right)} e^{-\frac{i\omega a_1}{V(a_1)}} \quad (37)$$

En développant $U(a_1)$ et $V(a_1)$ sous forme polynomiale et identifiant les relations (36) et (37), on obtient :

$$U = U_0 (1 + k_0^4 U_0^2 e_1 a_1^2) \quad (38)$$

$$V = V_0 (1 + k_0^3 U_0^2 f_1 a_1) \quad (39)$$

La perturbation de vitesse de l'onde de surface dépend donc de la distance parcourue (à la différence des ondes de volume où elle est constante).

Dans les expressions précédentes, seuls ont été conservés les termes de plus haut degré en a_1 qui contribuent de façon notable aux perturbations. En fait, un calcul complet nécessiterait l'introduction des termes de plus bas degré en a_1 , des termes en a_2 et des termes constants, les uns et les autres contribuant de façon généralement négligeable aux perturbations d'amplitude, de vitesse et de pénétration.

La modification de vitesse a été calculée pour diverses coupes de quartz, pour une distance de propagation de 100 longueurs d'onde et comparée aux valeurs obtenues dans le cas d'une onde de volume progressive. Ces résultats sont présentés dans le tableau II (méthode 1). Dans le cas des coupes ST et AT, le calcul conduit à un anisochronisme nul. En fait, il conviendrait alors dans ce cas précis de prendre en compte les termes supplémentaires qui avaient été négligés.

TABLEAU II

Calcul de l'anisochronisme $(1/k_0^2 U_0^2) \Delta V/V_0$ en ondes de surface (sur 100 longueurs d'onde) et en ondes de volume (indépendant du nombre de longueurs d'onde).

| | $(1/k_0^2 U_0^2) \Delta V/V_0$ | | |
|------------|--------------------------------|-----------|--|
| | Méthode 1 | Méthode 2 | anisochronisme O.V. anisochronisme O.S. |
| Coupe Y-X | 0,18 | 0,17 | 40 |
| Coupe X-Y | 2,0 | 2,1 | 3 |
| Coupe ST-X | ≈ 0 | ≈ 0 | très grand |
| Coupe AT-X | ≈ 0 | ≈ 0 | très grand |

A titre de comparaison, l'anisochronisme des ondes de volume a été également calculé. Dans les cas considérés, au 4^e ordre seule la constante c_{6666} intervient. Sa valeur a été

déterminée dans la première partie de l'article [10]. On peut remarquer que les ondes de surface présentent des effets non linéaires plus faibles que les ondes de volume.

6. MESURE DE L'ANISOCHRONISME

Le phénomène d'anisochronisme correspond à la variation de la vitesse de l'onde en fonction de l'amplitude de vibration. Il se traduit par une variation du retard dans une ligne, ou de la fréquence propre dans un résonateur. Ce phénomène est d'autant plus important que les puissances mises en jeu sont plus grandes. Cependant, en raison des pertes du matériau, l'augmentation du niveau d'oscillation entraîne une élévation de température qui modifie également la vitesse de l'onde, le retard et la fréquence. Au défaut d'isochronisme purement élastique se superpose un effet thermique. Les deux phénomènes peuvent toutefois être distingués car ils présentent des constantes de temps très différentes.

Dans le cas d'un résonateur, la variation relative de fréquence peut être écrite sous la forme :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = kI^2 + v\theta(I^2) \quad (40)$$

où I est l'amplitude du courant dans le résonateur. k est le coefficient d'anisochronisme, que l'on cherche à mesurer. Il dépend des caractéristiques non linéaires du matériau et pourrait être calculé en introduisant dans le modèle théorique précédent les propriétés piézoélectriques et diélectriques du cristal. v caractérise les effets thermoélastiques et introduit l'influence de la température θ , qui dépend également du carré du courant. Si le courant d'excitation I est modulé en amplitude à une fréquence Ω , il peut s'écrire sous la forme :

$$I = I_0 + I_1 \cos \Omega t \quad (41)$$

Dans ce cas les variations relatives de fréquence correspondantes seront composées de trois termes, l'un indépendant du temps et les deux autres oscillant aux fréquences Ω et 2Ω , provenant d'après (40) aussi bien de l'effet élastique que de l'effet thermique. Cependant, si la fréquence de modulation Ω est choisie suffisamment grande devant la fréquence de relaxation thermique, les composantes aux fréquences Ω et 2Ω d'origine thermique seront très fortement atténuées. Pour l'effet thermique, seule subsistera la composante continue. Les raies aux fréquences Ω et 2Ω seront donc d'origine purement élastique et leur mesure permettra, avec une certaine redondance, de déterminer la valeur du coefficient d'anisochronisme k [9].

Le dispositif expérimental utilisé est représenté sur la figure 2.

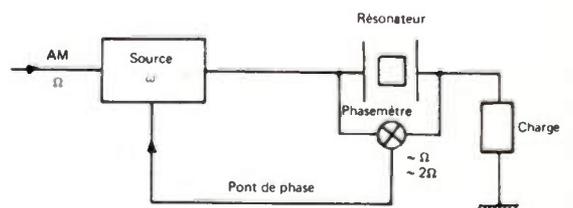


FIG. 2. - Dispositif expérimental de mesure du défaut d'isochronisme.

Cette méthode a été utilisée pour mesurer l'anisochronisme de résonateurs à sillons gravés à des fréquences de résonance voisines de 100 MHz [5]. Le substrat est une plaque de quartz de coupe ST. Les résultats des mesures effectuées à trois températures différentes et représentés sur la figure 3 montrent que l'influence de la température a bien été éliminée. Le tableau III présente la comparaison avec des résonateurs à ondes de volume de coupe AT, mesurés dans les mêmes conditions. Ces résultats montrent que l'anisochronisme des ondes de surface est beaucoup plus faible que celui des ondes de volume, par un facteur de l'ordre de 200.

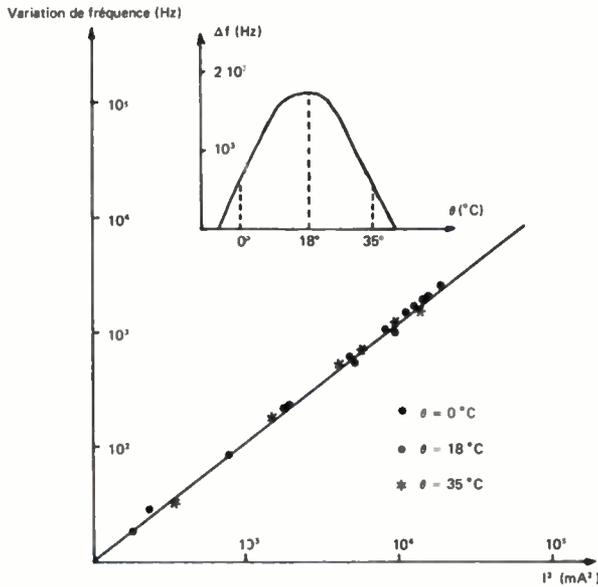


FIG. 3. — Anisochronisme d'un résonateur à quartz à ondes de surface de coupe ST.

7. MESURE DE L'INTERMODULATION

Lorsque le signal d'excitation présente deux composantes à des fréquences différentes ω_1 et ω_2 , situées toutes deux dans la bande passante du dispositif, les non linéarités quadratiques engendrent des raies aux fréquences $2\omega_1$, $2\omega_2$, $\omega_1 + \omega_2$ et $\omega_1 - \omega_2$, qui sont filtrées puisque très en dehors de la bande passante. Les effets non linéaires cubiques créent des raies aux fréquences fondamentales et harmoniques mais aussi des raies d'intermodulation aux fréquences $2\omega_1 + \omega_2$, $2\omega_2 + \omega_1$, $2\omega_1 - \omega_2$ et $2\omega_2 - \omega_1$. Ces deux dernières ne sont pas filtrées puisqu'elles se situent aussi dans la bande passante. La mesure de leurs intensités offre un second moyen de caractériser les non linéarités de la ligne ou du résonateur à ondes de surface.

Le dispositif expérimental est le même que celui qui avait été utilisé pour les ondes de volume. Le niveau d'intermodulation d'un résonateur à sillons gravés est représenté sur la figure 4. Une comparaison est également faite dans le tableau III entre ondes de surface et de volume en utilisant la position du point d'interception (interception entre les droites donnant les puissances du fondamental et de la raie d'intermodulation en fonction de la puissance du fondamental). On peut remarquer que de nouveau les ondes de surface présentent des effets non linéaires beaucoup plus faibles.

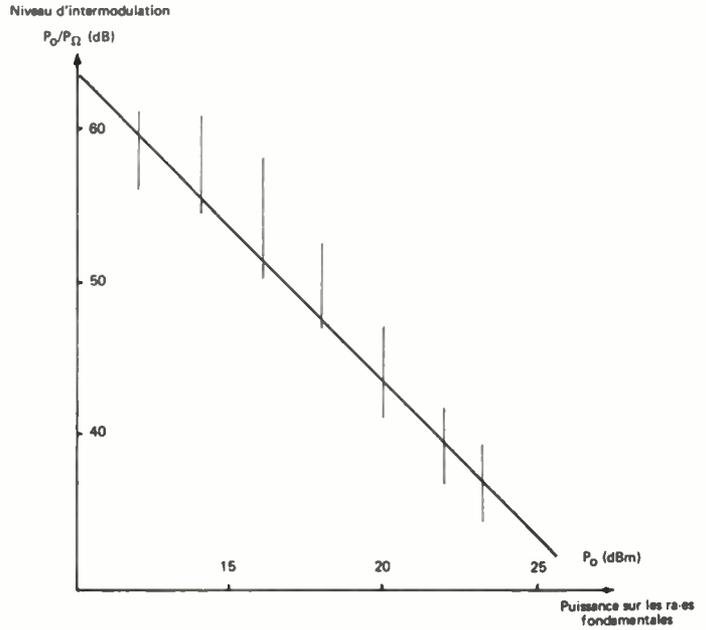


FIG. 4. — Intermodulation d'un résonateur à quartz à ondes de surface de coupe ST.

8. CONCLUSION

L'étude qui a été réalisée a mis en évidence le rôle prépondérant des constantes élastiques d'ordres supérieurs dans les phénomènes non linéaires tels que l'anisochronisme et l'intermodulation. Dans le cas des ondes de volume les constantes des 3^e et 4^e ordres interviennent avec le même poids. Si les premières ont été mesurées pour de nombreux matériaux et en particulier avec une très bonne précision pour le quartz, les secondes sont très peu connues. Il n'est donc pas possible de prévoir par la théorie les intensités des non linéarités des résonateurs et filtres à ondes de volume. Cependant, la démarche inverse est intéressante, et la mesure de

TABLEAU III

Comparaison de l'anisochronisme et de l'intermodulation de résonateurs à ondes de surface et de volume.

| | Coupe | Fréquence | Facteur de qualité | Constante d'anisochronisme k | Intermodulation (point d'interception) |
|-------------------------------|-------|------------------|--------------------------|--|--|
| Résonateur à ondes de surface | ST | 110 MHz | 26 000 | $1,1 \cdot 10^{-3}/A^2$ | 45 dBm |
| Résonateur à ondes de volume | AT | 100 MHz 5 MHz | 63 000 $2 \cdot 10^6$ | $2,5 \cdot 10^{-1}/A^2$ $2 \cdot 10^{-1}/A^2$ | 15 dBm |

l'anisochronisme et de l'intermodulation est un moyen d'accéder aux valeurs de certaines constantes du 4^e ordre.

Dans le cas des ondes de surface, la situation est différente. En effet, l'étude montre que les constantes du 3^e ordre ont en général un effet prépondérant en raison du grand nombre de longueurs d'ondes compris dans la distance de propagation, et que les constantes du 4^e ordre interviennent à un degré moindre. Il devient alors possible d'évaluer les effets non linéaires à partir des constantes fondamentales du matériau.

L'analyse théorique a été effectuée dans le cas d'ondes progressives, alors que les expériences ont été réalisées avec des résonateurs à sillons gravés. L'influence des réseaux réflecteurs de ces derniers n'a donc pas été prise en compte.

Pendant les comparaisons entre ondes de volume et ondes de surface montrent, aussi bien par la théorie que par l'expérience, que ces dernières présentent des non linéarités plus faibles, tout, au moins pour les configurations qui ont été étudiées et qui correspondent aux coupes AT, ST, X et Y.

Une exploration complète en fonction des coupes cristallines et directions de propagation peut être envisagée, pour rechercher les configurations optimales soit en réduisant encore les non linéarités dans les oscillateurs et filtres à fortes puissances, soit au contraire en augmentant ces mêmes non linéarités qui peuvent alors être avantageusement utilisées en traitement du signal dans des dispositifs tels que convoluteurs et corrélateurs acoustiques.

Bibliographie

- [1] ADLER E. L., BRIDOUX E., COUSSOT G., DIEULESAINT E. — Harmonic generation of acoustic surface waves in $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ and LiNbO_3 . *IEEE Trans. Son. Ultrason.*, 1973, SU 20, 13.
- [2] ALIPPI A., PALMA A., PALMIERI L., SOCINO G. — Phase and amplitude relations between fundamental and second harmonic acoustic surface waves in SiO_2 and LiNbO_3 . *J. Appl. Phys.*, 1977, 48, 2182.
- [3] DIEULESAINT E., ROYER D. — Ondes élastiques dans les solides. Édit., Paris, 1974, Masson, Édit., Paris, p. 181.
- [4] GIBSON J. W. and MEIJER P. — Non linearly generated harmonics and attenuation of Rayleigh waves on crystalline quartz. *J. Appl. Phys.*, 1974, 45, 3288.
- [5] LARDAT C. — Experimental performances of grooved reflective array compressors and resonators. 1976, *Ultrasonics Symp. Proc.*, IEEE Cat # 76CH1120-SU.
- [6] LEAN E.G., POWELL C. G. — Non destructive testing of thin films by harmonic generation of dispersive Rayleigh waves. *Appl. Phys. Letters*, 1971, 19, 356.
- [7] LEAN E.G., TSENG C. C. — Non linear effects in surface acoustic waves. *J. Appl. Phys.*, 1970, 41, 3912.
- [8] LOPEN P. O. — Second harmonic generation in an elastic surface wave in alpha-quartz. *J. Appl. Phys.*, 1968, 39, 5400.
- [9] PLANAT M. — *C. R. Acad. Sci (Paris)*, 1980, 290.
- [10] PLANAT M., THEOBALD G., GAGNEPAIN J. J. — Propagation non linéaire d'ondes élastiques dans un solide anisotrope I. Ondes de volume. *Onde Électrique*, 1980, 60, nos 8-9.
- [11] TIERSTEN H. F., BAUMHAUER J. C. — Second harmonic generation of surface waves in isotropic elastic solids, *J. Appl. Phys.*, 1974, 45, 4272.
- [12] VELLA P. J., PADMORE T. C., STEGEMAN G. I., RISTIC V. M. — Non linear surface wave interactions : parametric mixing and harmonic generation. *J. Appl. Phys.*, 1974, 45, 1993.
- [13] VELLA P. J., STEGEMAN G. I. — Surface-wave harmonic generation on $y - z$, $x - y$ and $41 \frac{1}{2} - x$ lithium niobate. *J. Appl. Phys.*, 1977, 48, 82.
- [14] VELLA P. J., STEGEMAN G. I., RISTIC V. M. — Analysis of parametric mixing and harmonic generation of surface acoustic waves. *J. Appl. Phys.*, 1979, 50, 81.

ANNEXE 1

Les coefficients intervenant dans la partie non homogène des équations de propagation et conditions aux limites du système d'ordre un sont donnés par les relations :

$$D_j^{(r,s)} = -i[2H_{1j}^{(r,s)} + H_{2j}^{(r,s)}(n_2^{(r)} + n_2^{(s)})]$$

$$\bar{D}_j^{(r,s)} = i\bar{H}_{2j}^{(r,s)}(n_2^{(r)*} - n_2^{(s)})$$

$$H_{ij}^{(r,s)} = \gamma_{ijklmn} \varepsilon_l^{(r)} \varepsilon_n^{(s)} C_k^{(r)} C_m^{(s)}$$

$$\bar{H}_{ij}^{(r,s)} = \gamma_{ijklmn} \varepsilon_l^{(r)*} \varepsilon_n^{(s)} C_k^{(r)*} C_m^{(s)}$$

ANNEXE 2

Les coefficients intervenant dans la partie non homogène des équations de propagation et conditions aux limites du système d'ordre deux sont donnés par les relations :

$$\bar{E}_j^{(r,s)} = -i[I_{1j}^{(r,s)} + (2n_2^{(s)} - n_2^{(r)*})I_{2j}^{(r,s)}]$$

$$\bar{Y}_{ij}^{(r,s)} = \gamma_{ijklmn} [\varepsilon_l^{(r)*} C_k^{(r)*} \varepsilon_n^{(s)} C_m^{(s)} + \varepsilon_n^{(r)*} C_m^{(r)*} \varepsilon_l^{(s)} C_k^{(s)}]$$

avec $C_k^{(r)} = \lambda' C_k^{(r)}$.

Remerciements. — Les mesures ont été effectuées sur des résonateurs à ondes de surface de la Société Thomson-CSF, Division des Applications Sous-Marines. Les auteurs remercient MM. LARDAT, MAERFELD et TOURNOIS, non seulement de leur avoir fourni ces résonateurs mais aussi des nombreuses discussions qu'ils ont eues avec eux.



M. PLANAT

Ingénieur ENSMM docteur ingénieur



G. THEOBALD

Chargée de recherche au C.N.R.S.
Docteur ès Sciences Physiques



J.-J. GAGNEPAIN

Directeur du Laboratoire de Physique et Métrologie des Oscillateurs du C.N.R.S.

Laboratoire de Physique et Métrologie des Oscillateurs (CNRS),
32, avenue de l'Observatoire, 25000 Besançon.
(tél. : (81) 50.39.67).

Il a fallu 10 ans en tête de la technologie du traitement du signal pour réaliser ces filtres elliptiques de pointe. Mais jugez-en : **115 dB/octave**, ou **230 dB/octave** avec fréquence de coupure programmable dans une large gamme ! et d'excellentes caractéristiques tant en bande passante qu'en bande atténuée... Chaque unité de base peut contenir 16 filtres modulaires passe-bas ou passe-haut programmables finement par deux chiffres et un multiplicateur à décade dans la gamme **1 Hz à 100 Hz**. Chaque voie fournit une pente d'atténuation de **115 dB/octave**. L'écart de phase entre voies ne dépasse pas 0,5 degré en pratique.

Voilà ce qu'il vous faut pour vos applications anti-repliement et de corrélation. Et il y a plus : une dynamique de plus de 80 dB ; un gain avant filtrage programmable de 0 à + 20 dB et un gain après filtrage programmable de 0 à + 40 dB. Une détection perfectionnée de surcharge qui vous guide dans le choix des gains pour une utilisation optimale visuelle ou sous-contrôle du programme ; et vous pouvez également stocker 16 jeux de paramètres indépendants pour chacune des 16 voies dans une mémoire protégée pendant 1000 heures ; et tout cela immédiatement et facilement sur le bus IEC-GPIB...



elexo

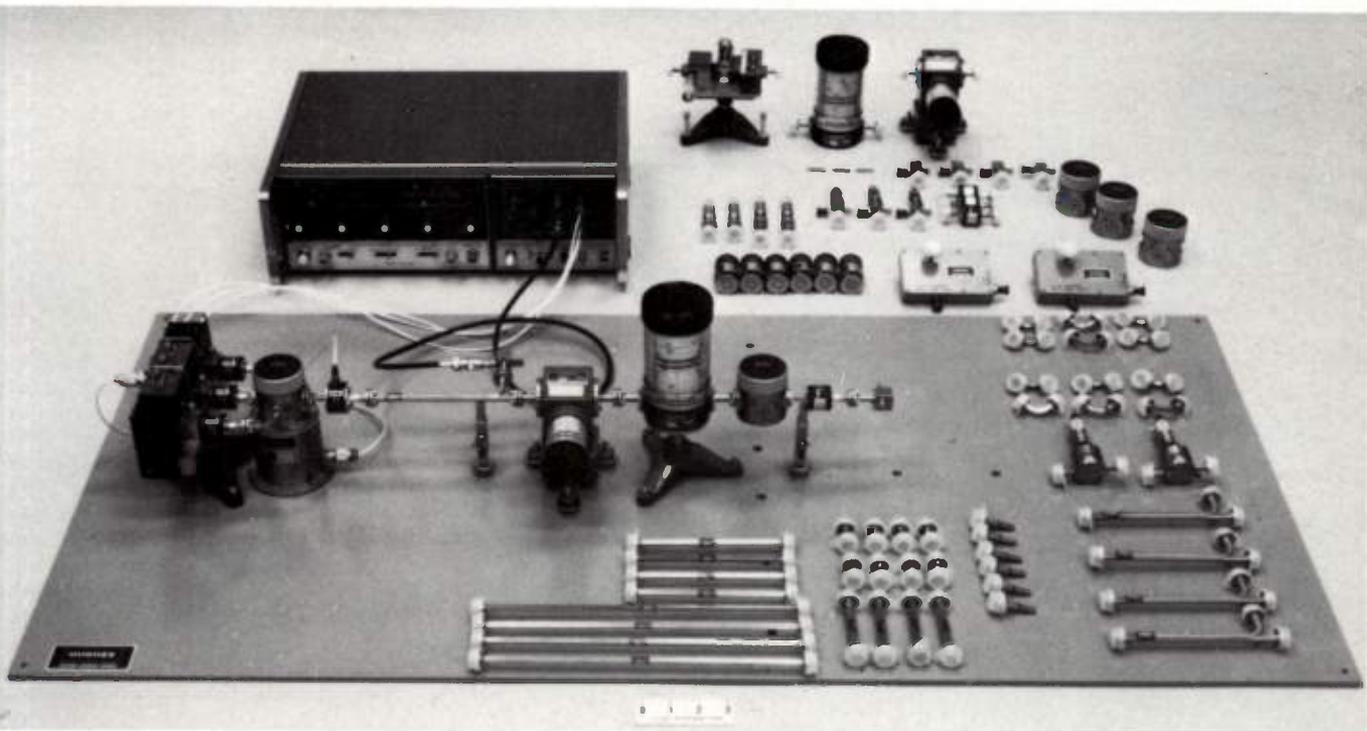
Z.A. des Godets - Rue des Petits-Ruisseaux
B.P. 24 - 91370 VERRIÈRES-LE-BUISSON
Tél. (6) 930.28.80 - Télex : 600517 F

filtres elliptiques système 716 WAVETEK/ROCKLAND

Programmable



A 115 dB/octave, le 716 est seul



Réfectométrie en ondes millimétriques

Il existe plusieurs techniques de mesure d'impédance en hyperfréquences, les lignes à fentes ou les ponts d'impédance. Cependant, les imprécisions dues au TOS résiduel, l'interférence de la sonde et le facteur de couplage limitent l'usage de ces dispositifs. Afin de dépasser ces limitations, on a tenté de mettre au point deux systèmes d'analyseurs de réseaux pour la mesure d'impédance. La première méthode consiste à utiliser une paire de réflectomètres parallèles avec des mélangeurs qui fournit un enregistrement en temps réel de l'impédance en fonction de la fréquence, si on l'utilise avec un analyseur de réseau basse fréquence. Cette méthode est efficace jusqu'à 40 GHz mais réclame un vobulateur verrouillé en phase en ondes millimétriques. La seconde technique, et la plus intéressante est celle, encore en développement, de l'analyseur de réseau à six portes.

Principe de la mesure

En l'absence d'instruments de mesure d'impédance fiables, en hyperfréquences, un système simple mais précis, de réflectométrie peut constituer une alternative intéressante. Cet article présente un réflectomètre hyperfréquences large bande, d'utilisation aisée et montre ses performances, ses caractéristiques, son étendue de mesure, ainsi que ses limites de précision.

Un schéma simple de réflectomètre idéal est donné figure 1. Le signal de la source émettrice est appliqué au système sous test et les puissances incidentes, réfléchies et transmises sont mesurées sur les portes I, R et T, respectivement. A partir de cette mesure, on détermine les pertes d'insertion (I), les pertes de retour (R), le coefficient de réflexion (T) et le TOS du dispositif, par les relations suivantes :

$$I = -10 \log (P_i/P_i) \quad (\text{en dB}) \quad (1)$$

$$R = -10 \log (P_r/P_i) \quad (\text{en dB}) \quad (2)$$

$$|\Gamma| = (P_r/P_i)^{1/2} \quad (3)$$

$$\text{TOS} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4)$$

où P_i , P_r et P_t représentent les puissances incidentes réfléchiées et transmises. On doit remarquer que les valeurs sont déterminées indirectement par la mesure de P_i' , P_r' et P_t' . Il est donc nécessaire de déterminer les facteurs de calibration du système.

Pour calibrer le système, les facteurs de calibration de puissance

$$K_i = P_i/P_i', \quad K_r = P_r/P_r'$$

et

$$K_t = P_t/P_t'$$

doivent être tout d'abord déterminées. Cela peut être réalisé d'une manière relativement rapide.

Pour effectuer une mesure, le dispositif à tester est placé dans le système et P_i et P_r' et P_t' sont mesurés. A l'aide des équations (1) à (4) et des substitutions suivantes :

$$(P_i/P_i) = (K_i/K_1)(P_i'/P_i') \quad (5)$$

$$(P_r/P_r) = (K_r/K_2)(P_r'/P_r') \quad (6)$$

les paramètres du dispositif sous test peuvent être déterminés.

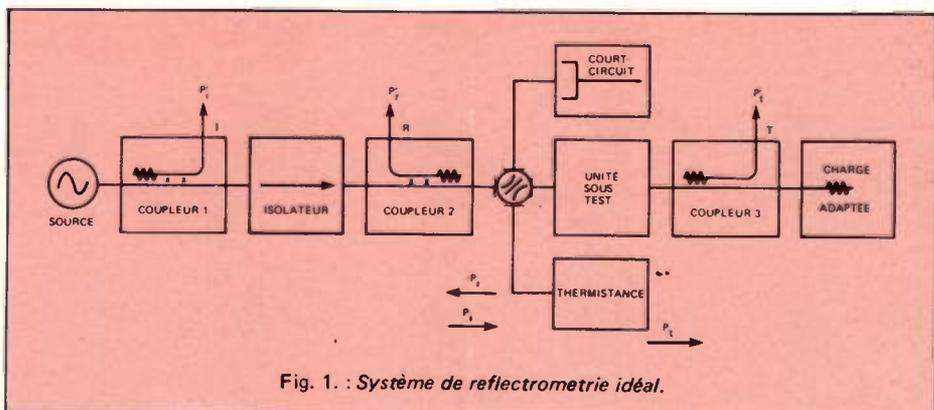
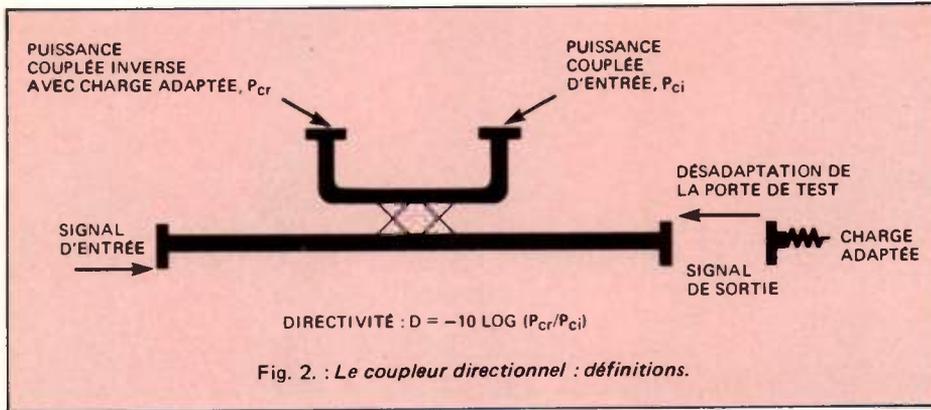


Fig. 1. : Système de réflectométrie idéal.



Précision des mesures

En pratique, on doit tenir compte de plusieurs sources d'erreur lors de la mesure et de la calibration. Une des causes d'erreur principale, si on a affaire à des pertes de retour importantes, tient à la directivité du coupleur. On peut voir, sur la figure 2, que la directivité D d'un coupleur dont l'une des portes est chargée est définie comme :

$$D = -10 \log (P_{cr}/P_{ci}).$$

Lorsque l'unité testée est placée sur la porte de test, le coefficient de réflexion qui lui est associé se combine à celui dû à la réflectivité du coupleur $2\Gamma_D = -10^{D/20}$. Selon les phases relatives des deux coefficients de réflexion, les pertes de retour résultantes seront :

$$-20 \log (|\Gamma| - |\Gamma_D|) \leq R \leq -20 \log (|\Gamma| + |\Gamma_D|) \quad (7)$$

A partir de cette relation, l'erreur maximale peut être estimée, comme le montre la figure 3, où l'erreur maximale est considérée comme fonction de la directivité du coupleur et des pertes de retour mesurées. Par exemple, une perte de retour de 22 dB, mesurée avec un coupleur de 40 dB de directivité, valeur typique pour des coupleurs directionnels hyperfréquences, conduit à une erreur de +1,2 dB et -1,0 dB. De ces valeurs, on déduit que le TOS d'entrée de l'unité se situe entre 1,15 et 1,20, soit :

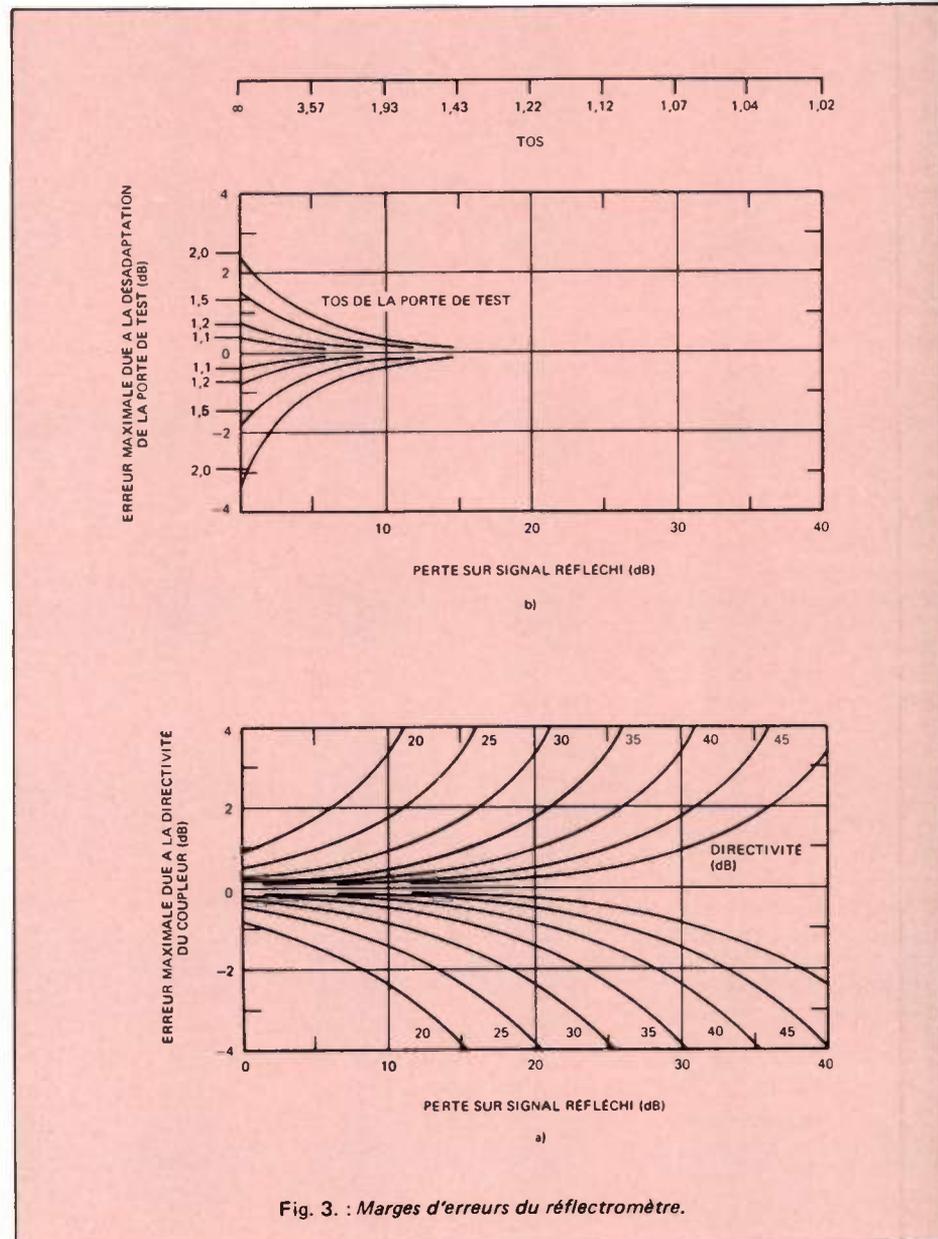
$$0,069 \leq |\Gamma| \leq 0,089.$$

Une autre source d'erreur se situe au niveau de la désadaptation de la porte test (voir figure 2). Une partie de la puissance réfléchie par le dispositif à mesurer est elle-même réfléchie par la porte test, à cause de sa désadaptation, et renvoyée vers le circuit. Ces réflexions multiples arrivent à la porte de mesure et introduisent une erreur, variable selon la phase des deux signaux. La figure 3b rend compte de cette erreur de mesure en fonction des pertes par réflexion mesurées pour différentes valeurs de la désadaptation. Par exemple, pour un dispositif donné, avec un TOS de 1,5 : 1, une perte par réflexion mesurée de 5 dB donne d'après la figure 3a, une erreur maximale comprise entre +0,55 dB et -0,60 dB.

tances que des détecteurs. Les thermistances offrent l'avantage de mesurer directement la puissance; toutefois leur dynamique est limitée. Quant aux détecteurs, leur temps de réponse court permet de travailler avec un modulateur et leur dynamique est élevée. Un inconvénient majeur, cependant, réside dans la nécessité d'une calibration.

Automatisation du système

Le réflectomètre décrit ci-dessus peut être automatisé en y adjoignant un ordinateur avec console de visualisation. Ce système automatique fournit une technique rapide et précise de mesure des paramètres des composants, présentant une erreur minimale. Grâce au ordinateur, on peut s'affranchir des facteurs de calibration K_r , K_p et K_s , de l'influence de la fréquence sur les pertes d'insertion, les coefficients de couplage et la réponse du détecteur.





Paul Crandell, responsable chez Hughes Aircraft des applications en ondes millimétriques.

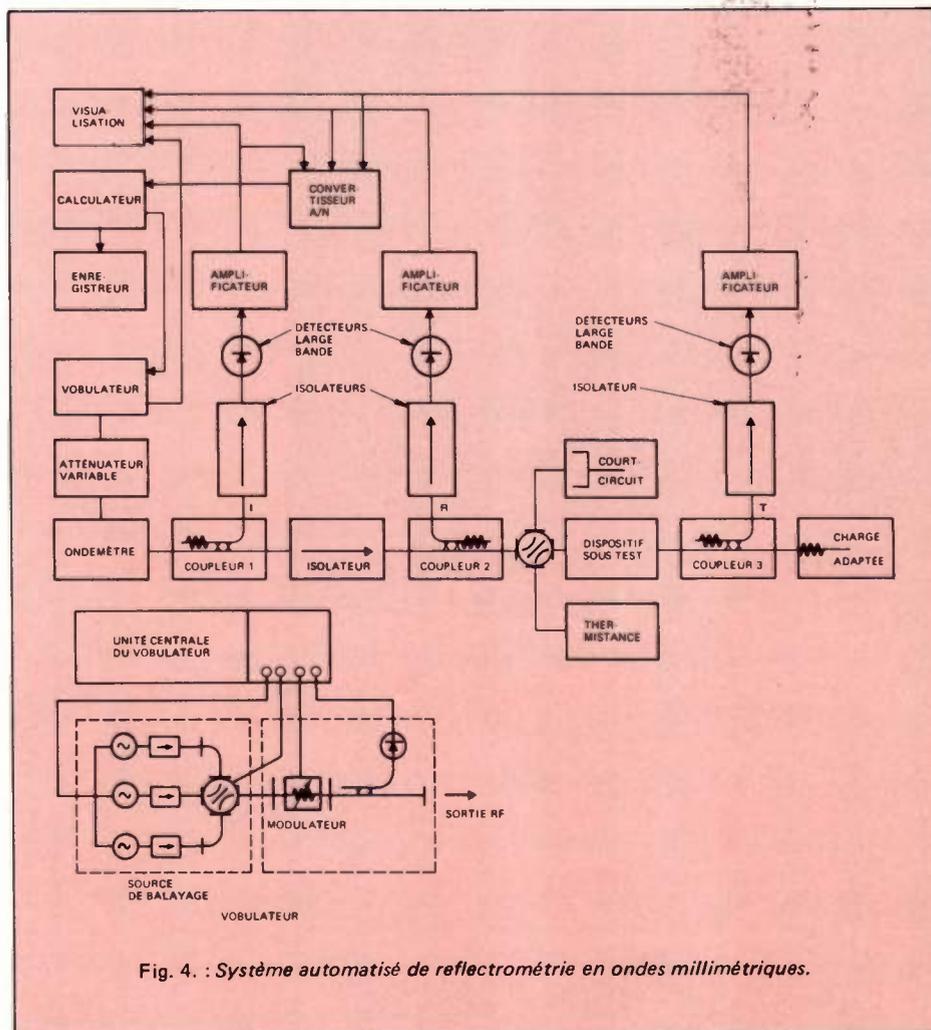
| Composants pour réflectométrie en ondes millimétriques | | | |
|--|----------|-------------|-------------------------------|
| Composant | Quantité | Modèle | Description |
| 1 | 1 | 4772XH | Vobulateur |
| 2 | 1 | 4572XH-1000 | Atténuateur à lecture directe |
| 3 | 1 | 4571XH-1000 | Ondemètre à lecture directe |
| 4 | 3 | 4532XH-010 | Coupleur directionnel |
| 5 | 1 | 4561XH-1000 | Charge adaptée |
| 6 | 3 | 4511XH-1000 | Isolateur à ferrite |
| 7 | 3 | 4732XH-1100 | Détecteur large bande |
| 8 | 1 | 4567XH-1100 | Court-circuit variable |

La figure 4 montre le schéma d'un ensemble de réflectométrie commandé par ordinateur. Une source Impatt est commandée en fréquence par la base du vobulateur. Le modulateur permet de moduler le signal de 1 kHz, et d'amplifier le signal détecté, augmentant ainsi la sensibilité et la dynamique. L'atténuateur variable, à atténuation constante en fonction de la fréquence, sert à régler le niveau de référence. L'ondemètre permet de mesurer des fréquences spécifiques et sert de marqueur. L'isolateur est placé entre les coupleurs 1 et 2 afin de diminuer les effets des réflexions parasites, particulièrement lors de la mesure de TOS importants. A chaque coupleur est associé un détecteur protégé par un isolateur. On dispose ainsi de trois signaux détectés correspondant aux puissances incidentes réfléchies et transmises. Dans chaque canal, l'effet de l'isolateur est de réduire la désadaptation du détecteur large bande. Les commutateurs de guide d'onde permettent d'éviter le démontage mécanique lors des mesures.

Les signaux des trois canaux sont amplifiés, convertis et dirigés vers le calculateur. La visualisation peut aussi être utilisée pour un contrôle et des réglages en temps réel. L'enregistreur prend en compte en permanence les données de test.

Le système de la figure 4 permet de travailler dans toute la bande du guide.

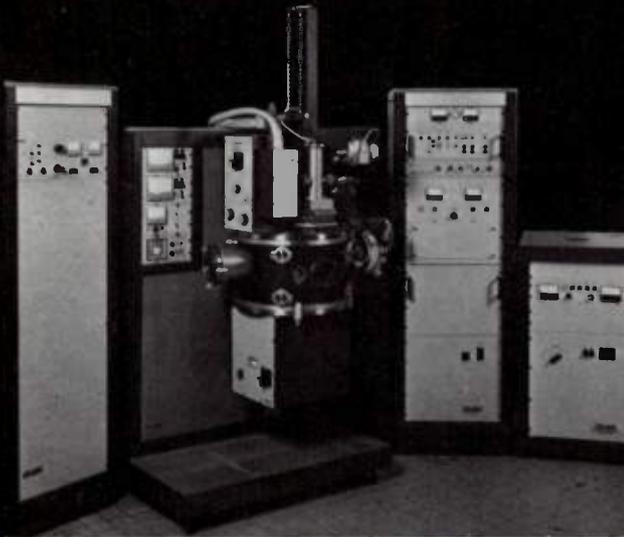
Hughes Aircraft construit des bancs de réflectométrie dans la gamme de 40 à 110 GHz. Le tableau donne une liste des composants nécessaires à leur réalisation.



d'après PAUL ET MARK CRANDELL
(Hughes Aircraft)

Le service lecteur de l'ONDE ÉLECTRIQUE est à votre disposition pour tout renseignement concernant les produits annoncés ou les « Nouveautés Techniques ». Si vous désirez des informations complémentaires sur ces produits, utiliser les cartes information en précisant votre fonction ou service ainsi que votre spécialisation.

dépôts sous vide
un SYSTEME de
PULVERISATION
CATHODIQUE
polyvalent,
modulaire



adaptable à vos problèmes
spécifiques de recherche
et de production

ELECTRONIQUE

Circuits intégrés, résistances, capteurs...

MECANIQUE

Anticorrosion, antiusure, durcissement...

OPTIQUE

Filtres, réflecteurs, absorbeurs...

NUCLEAIRE

Protection, sources ionisantes...

DECORATION

Couches colorées, métallisation, dorure, coloration...

marco eiffa



33, rue Emeriau 75725 PARIS Cedex 15

Tél. : (1) 578.61.65 - Téléx : ALCANUC 270 431

Documentation sur demande (sans engagement de votre part). Utilisez le coupon ci-après.

NOM : _____ OE.
 PRENOM : _____ Qualité : _____
 ENTREPRISE : _____
 ADRESSE : _____

 ACTIVITE : _____
 TELEPHONE : _____ POSTE : _____

Service lecteur : n° 918

oe conférences et

NOVEMBRE 1980

- Du 19 au 22 à Hamburg (RFA) : Exposition Internationale : Solartechnik'80. *Renseignements* : Humbenger Messe und Congress, Gmbh, Postfach 30 23 60, 2000 Hamburg, RFA.
- Du 23 au 26 à Rabat (M) : 3rd IFAC Conference on System Approach for Development. *Renseignements* : Prof. M. Najim, IFAC System Approach for Development, Faculté des Sciences, Avenue Ibn Batouta, BP 1014, Rabat, Maroc.
- Du 24 au 26 à Paris (F) : Journées Nationales de Métrologie et de Mesures Biomédicales. *Renseignements* : CNRS, 15 quai Anatole France, 75007 Paris.
- Du 24 au 26 à Paris : Journées Nationales de Métrologie et de Mesures Biomédicales. *Renseignements* : CNRS, 15 quai Anatole France, 75007. Paris.
- Du 24 au 27 à Nancy (F) : Congrès AFCET Informatique 80 (Logiciel et Matériel, Applications et Implications). *Renseignements* : AFCET, 156 Bd Pereire, 75017 Paris. Tél. : 766.24.23.

DÉCEMBRE 1980

- Du 1^{er} au 12 à Nantes (F) : Cours : La communication Graphique avec un Ordinateur. *Renseignements* : INRIA, Service Formation, BP 105, 78150 Le Chesnay. Tél. : 954.90.20.
- Du 2 au 4 à Londres (GB) : UK Automatic Testing. *Renseignements* : Network, Printers Mervs, Market Hill, Buckingham, Buckinghamshire, MK 18 1JX England.
- Du 4 au 8 à Paris (F) : International Conference on Radar. *Renseignements* : Secret. Gén. du Colloque International sur le radar, 11, rue Hamelin, 75783 Paris Cedex 16.
- Du 8 au 12 à Paris (F) : MIDEST (Marché International de la Sous-Traitance). *Renseignements* : MIDEST, BP. 1593, F 54027 Nancy Cedex. Tél. : (8) 351.09.01.
- Du 8 au 12 à Miami Beach (USA) : 51th International Conference on infrared and millimeter waves. *Renseignements* : K.J. Button, MIT National Maguet Laboratory, Cambridge, MA 02139 USA.
- Du 8 au 10 à Washington (USA) : International Electron Devices Meeting. *Renseignements* : Melissa Widerkehr courtesy associates, 1629 K. Street NW, Washington. DC 20006 USA.
- Du 8 au 13 à Paris (F) : 1^{er} Salon des Équipements Électroniques Professionnels et de Télécommunication (SEPTEL). *Renseignements* : SEPTEL, 20, rue Hamelin, 75116 Paris. Tél. : 505.14.37.
- Du 9 au 11 à Londres (GB) : 4th International online Information Meeting. *Renseignements* : Dr P. Molines, Beaver House Blackwells Ltd, Hythe Bridge Street, Oxford OX1 2ET, G.B.
- Du 9 au 11 à Atlantic City (USA) : PLANS'80, (Position Location And Navigation Symposium) avec exposition. *Renseignements* : M. Ed. Yannuzzi, Naval Au Development Center Deputy Director, Commaud Projects Code 10, Warminster, PA 18974, USA.

expositions

• Du 9 au 13 à Göteborg (S) : Scanautomatic 80, Foire Internationale de l'hydraulique, pneumatique et électronique. **Renseignements** : Chambre de Commerce française de Suède, Bureau de Paris, 46 av. Georges V, 75008 Paris. Tél. : 723.76.53.

• Les 11 et 12 à Nice (F) : Colloque International sur l'expérimentation des maisons solaires passives. **Renseignements** : M. Rodot, PIRDES, 15 Quai Anatole France, 75007 Paris. Tél. : 555.92.25.

• Du 16 au 19 à Versailles (F) : 4^e Conférence Internationale sur l'Analyse et l'optimisation des Systèmes. **Renseignements** : INFIA, Domaine de Voluceau, Rocquencourt, 78150 Le Chesnay. Tél. : (3) 954.90.20 poste 600.

• Les 17 et 18 à Perros-Guirec (F) : Aspects thermiques dans les Matériels de Télécommunications. **Renseignements** : M. Baron, CNET-LAB, BP 40 22031 Lannion.

JANVIER 1981

• Du 5 au 8 à Kansas City (USA) : URSI Symposium on Theory and Experiments on Active and Passive Microwave Sensing of the Surface of the Earth (Land and Sea). **Renseignements** : Pr. E. Schanda, Institute of Applied Physics, University of Berne, Sidlerstrasse 5, 3012 Berne, Suisse. Tél. : 031.65.89.11.

• Du 7 au 9 à San Diego (USA) : MIMI 81 14th International Symposium on Mini and Microcomputers. **Renseignements** : MIMI 81, P.O. Box 2481, San Diego, Anaheim, CA 92804, USA.

• Du 13 au 15 à Atlanta : Southcon 81. Electrical and Electronics Convention and Exhibit. **Renseignements** : S. Huey, ASSN Services, Atlanta, 220 Park Lane Dr., Suite 160, Atlanta, GA 30345 USA.

• Le 21 janvier à Liverpool (GB) : Low Temperature Plasmas. **Renseignements** : Dr. G.R. Jones, Dept. of Electrical Engineering and Electronics, University of Liverpool, Brownlow Mill, PO Box 147, Liverpool L69 3 BX G.B.

• Le 27 janvier à Londres (GB) : Mass Spectrometers for Industrial Control. **Renseignements** : The Meeting officer, The Inst. of Physics, 47 Belgrave Square; London SW 1 X 3GX, G.B.

• Les 27 et 28 à Lille (F) : Journées Nationales sur la Compatibilité Électromagnétique. **Renseignements** : P. Deganque, Université de Lille 1, Laboratoires Ondes Électromagnétiques dans le sol, Bat. P.3, 59655 Villeneuve d'Ascq Cedex; Tél. (20) 91.92.22, postes 2249 - 2247.

• Du 27 au 29 à Paris (F) : Palais des Congrès, Journées Techniques Hyperfréquences : HYPER 81. **Renseignements** : BIRP, 2, rue Lyautey, 75016 Paris. Tél. : (1) 525.84.88.

• Du 27 au 30 à Londres (GB) : Applications of Microprocessors in Automation and Communications. **Renseignements** : IERE Conf. Dept., 99 Gower Street, London WC 1E 6 AZ.

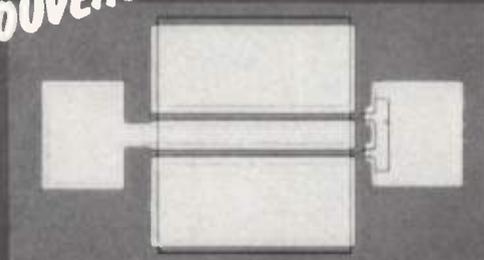
• Du 28 au 31 à Tokyo (J) : Microwave Communications 1981. **Renseignements** : Kiver Communications S.A., Millbank House, 171/185 Ewell Road, Surbiton, Surrey KT6 6AX, G.B.

Alpha

Industries Inc.

transistor faible bruit à effet de champs à l'AsGa

NOUVEAU 1 micron



| | |
|---|----------------|
| facteur de bruit | 0,9 dB à 2 GHz |
| $V_{DS} = 3,5 V - I_{DS} = 15 \% I_{DSS}$ | 1,5 dB à 4 GHz |
| | 2,5 dB à 8 GHz |

| | |
|-------------------------|---------------|
| pour un gain associé de | 14 dB à 2 GHz |
| | 12 dB à 4 GHz |
| | 9 dB à 8 GHz |

disponibles en boîtiers hermétiques ou en chips

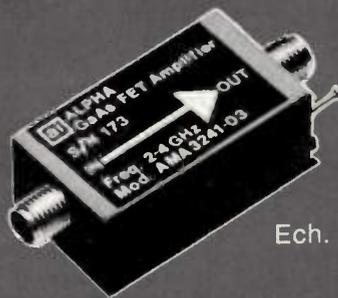
CB brochub 853

amplificateurs faible bruit à transistors à effet de champs à l'AsGa Série AMA 3000

NOUVEAU

Pour applications :

- large bande
- à l'octave jusqu'à 18 GHz
- télécommunications et radars



Ech. 1/1

Hermétique.

Normes MIL-E-5400 et MIL-E-16400

CB brochub 918

Catalogue détaillé sur demande



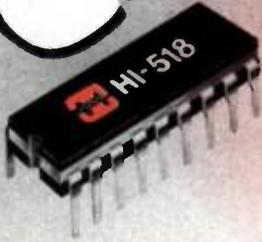
Kontron électronique

B.P. 99 - 6, rue des Frères Caudron
78140 VELIZY - VILLACOUBLAY
Tél. 946.97.22 - Télex 695673

PERFORMANCE



HARRIS
SEMICONDUCTOR
PRODUCTS DIVISION
A DIVISION OF HARRIS CORPORATION



Multiplexeurs analogiques

nouveaux types
ultra-rapides

HI - 516

16 canaux ou 8 canaux différentiels
temps d'accès : 100 ns typ.
temps d'établissement :
250 ns à 0,1 % typ.

HI - 518

8 canaux ou 4 canaux différentiels
temps d'accès : 80 ns typ.
temps d'établissement :
250 ns à 0,1 % typ.

et aussi :

HI - 506

16 canaux

HI - 507

8 canaux différentiels

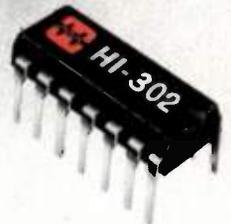
HI - 508

8 canaux

HI - 509

4 canaux différentiels

Ces 4 séries existent en
versions protégées "A"
jusqu'à ± 20 V par rapport
aux tensions d'alimentation



Commutateurs analogiques

nouveaux modèles
résistance :
35 ohms

temps de commutation :
300 ns max.

HI - 300 à 303

compatibles TTL

HI - 304 à 307

compatibles CMOS

HI - 381/384/387/390

compatibles TTL

et aussi :

HI - 200

commutateurs doubles

HI - 201

commutateurs
quadruples

HI-5040/HI-5050

séries à faible
résistance

50 à 75 ohms,

7 configurations
SPST - SPDT - ...

almex

48, rue de l'Aubépine, zone industrielle 92160 ANTONY

Tél. : 666.21.12 - Télex 250 067 F

Correspondant régional d'ALMEX : LED 18, rue Henri Poincaré 69008 LYON Tél. : (7) 876.09.90

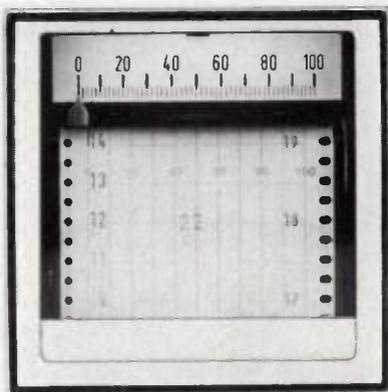
"les nouveautés de l'onde électrique"

Cette rubrique a exclusivement pour but l'information de nos lecteurs. Comme pour toutes les autres rubriques de l'Onde Électrique, aucune participation sous aucune forme n'est sollicitée ni acceptée pour sa réalisation.

INSTRUMENTATION

ENREGISTREUR MONO-COURBE

CEM «Instrumentation-Mesure» lance sur le marché un enregistreur à équipement magnéto-électrique destiné à enregistrer



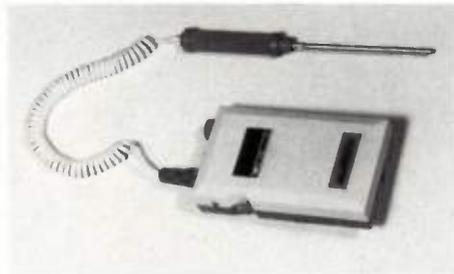
les grandeurs électriques, tension continue et courant continu. Avec différents convertisseurs on peut enregistrer des grandeurs physiques ou chimiques. L'enregistrement s'effectue sur papier paraffiné de 5 cm de large, longueur du rouleau de 16 m, avance papier 10 - 20 - 50 mm/h au choix. L'alimentation secteur est réalisée en 110/220 V, 50 ou 60 Hz, ou par batteries de 2 x 9 V, ce qui correspond à un déroulement du rouleau de 16 mètres à 20 mm/h, soit environ 1 mois. Le format de cet enregistreur est de 96 x 96 mm, sa profondeur encastree, de 180 mm. Le montage s'effectue sur tableau ou rack 19 pouces.

Service lecteur : n° 951

THERMOMÈTRE POUR MESURES D'AMBIANCE

Metrix annonce un complément à sa gamme de thermomètres numériques : le TH 4706, qui permet de réaliser des mesures d'ambiance de 0 à + 55 °C avec une précision de $\pm 2,5$ °C. Utilisant comme capteur une thermistance, ce thermomètre dispose également d'un affichage à trois diodes électroluminescentes de 7,5 mm. Sa résolution est de 0,1 °C et son alimentation est assurée par quatre piles pouvant être remplacées par des batteries. Ce thermomètre est doté d'un circuit de détection de coupure du capteur, ou de son câble et peut recevoir deux types de sondes : l'une prévue pour les mesures dans les fluides, gaz, poudres et granulés, l'autre

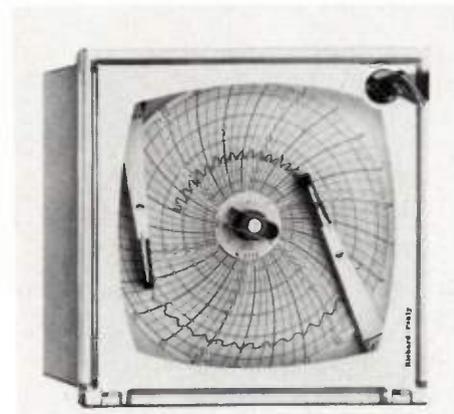
étant plus particulièrement destinée aux semi-solides et aux produits alimentaires.



Service lecteur : n° 952

ENREGISTREURS DE MESURES

La société Richard & Pékly présente une nouvelle gamme d'enregistreurs à actions directe 1 ou 2 voies, à tracé continu permettant d'effectuer des mesures ambiantes ou à distance, de température, pression, humidité. Cette gamme «économique» convient particulièrement bien aux mesures à faire en vue «d'économiser» l'énergie en ce qui concerne la température et l'humidité. La gamme comprend des modèles pour mesure à distance : thermomètre enregistreur 1 ou 2 voies, de 0° à 600 °C en plusieurs gammes, manomètres enregistreur 1 ou 2 voies, de 1 bar à + 25 bars, combiné manomètre-thermomètre et des modèles pour mesure ambiante : thermomètre



1 voie, de - 15 °C à + 65 °C en 2 gammes et thermo-hygromètre enregistreur, - 20 °C + 40 °C, de 20 à 100 % H.R. Ils peuvent être montés encastrés ou en saillie ou portables et être autonomes ou alimentés sur secteur.

Service lecteur : n° 953

ANALYSEUR LOGIQUE

Philips annonce que quelques caractéristiques techniques ont été modifiées sur l'analyseur logique PM 3540 lui donnant ainsi de nouvelles possibilités. La bande

passante de l'oscilloscope incorporé a été augmentée pour améliorer la représentation en analogique et en temps réel des signaux logiques. La base de temps comporte ainsi une nouvelle position, 0,1 μ s par division, vitesse de balayage autorisée par la nouvelle bande passante de 35 MHz (temps de montée 19 ns). La plage de variation du seuil de déclenchement a été élargie et s'étend maintenant de - 3 V à + 10 V donnant ainsi au PM 3540 la possibilité d'être utilisé avec de nouvelles familles logiques (ECL, par exemple). Le logiciel propre à l'analyseur logique a été amélioré afin de supprimer toute erreur quant à l'interprétation des données sur l'affichage.



Service lecteur : n° 954

TESTEURS DE CARTES NUMÉRIQUES ET HYBRIDES

Fluke FAS représenté par MB Électronique introduit une nouvelle famille de testeurs de cartes numériques et hybrides comprenant le système de test lui-même, une station de programmation, une baie IEEE-488 ainsi qu'un logiciel de dépannage. Ces systèmes permettent de tester les cartes complexes à microprocesseur à vitesse réelle tout en effectuant parallèlement des mesures analogiques par comparaison. Ils peuvent également piloter un bus IEEE-488 afin d'activer ou de mesurer, par l'intermédiaire d'instruments programmables, des signaux analogiques. Le système de test 3050 A reprend les possibilités du système 3040 A 240 : points logiques, émulation de défaut, calcul de l'exhaustivité du test, comparaison analogique..., mais offre de



nouvelles possibilités telles que le masquage individuel des broches, la prise en compte d'informations internes à la

— Oe nouveautés —

carte et la mesure des états de la carte lors de l'apparition d'un défaut. La station de programmation 3051 A permet la génération du programme de test et de dépannage et peut être utilisée en liaison avec la plupart des calculateurs, afin de recevoir ou d'émettre des données, ou avec la baie IEEE, afin de mettre au point le contrôle des instruments programmables. Cette baie IEEE permet d'utiliser n'importe quel instrument utilisant ce bus en cours de test pour générer ou mesurer un signal ou une grandeur analogique. Le logiciel de dépannage DMS, enfin, permet à l'opérateur d'avoir une vue d'ensemble sur ce qui se passe sur la carte et de dépanner les défauts, qu'ils soient ou non sur le bus.

Service lecteur : n° 955

STANDARD DE PRESSION NUMÉRIQUE

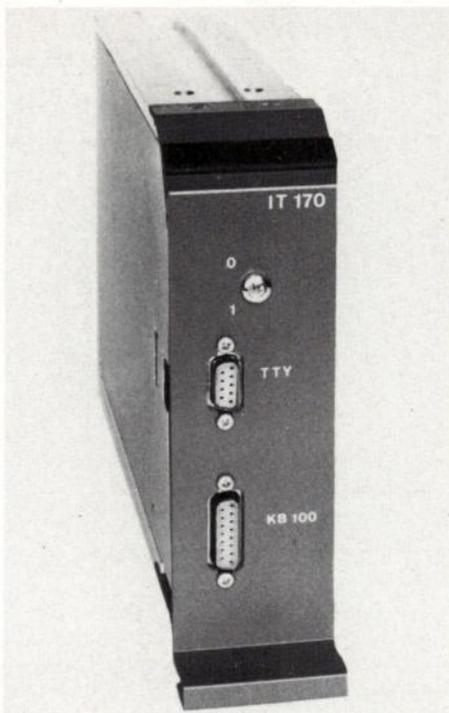


La société **Yokogawa**, représentée par **Tekelec-Airtronic**, propose deux standards de pression numérique. Le premier délivre une pression de 0 à 2 bars et de 0 à 200 kPa et le second de 0 à 2500 mmH₂O et 0 à 25 kPa : la série 2500 mmH₂O et 0 à 25 kPa. La précision est de 0,1 % de l'affichage ou 0,05 % de la pleine échelle. La pression affichée peut être divisée en 5 pas de 20 % ou 4 de 25 %. Cet appareil, type 2656, comprend une sortie analogique en standard et une programmation BCD en option. Il est conçu pour le contrôle des capteurs de pression en laboratoire et en fabrication.

Service lecteur : n° 956

MODULE POUR ENREGISTREUR ÉLECTROSTATIQUE

Gould Instruments SAF annonce la sortie d'un nouveau module enfichable, l'IT 170, destiné à son enregistreur électrostatique ES 1000. Ce module offre la possibilité d'imprimer jusqu'à 15 lignes de 80 caractères en même temps que d'autres éléments déjà disponibles tels que courbes, grilles et valeurs des réglages internes. L'impression se fait suivant une matrice 7 x 9 avec un choix de 64 lettres, chiffres et signes. Les sources de données peuvent être soit le clavier KB 100, soit une source au standard RS 232 C ou une boucle de courant de 20 mA. Le clavier peut commander une seule impression ou une impression répétée à chaque page, l'effacement d'une lettre, d'un



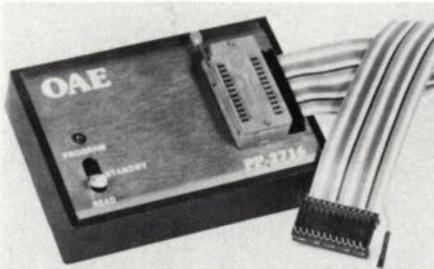
mot, d'une ligne ou du texte entier, le positionnement du texte sur la largeur utilisable du papier, ou l'addition d'un supplément de texte après une première impression. On peut imprimer une grille spéciale avec une piste vierge pour le texte lorsqu'on utilise le module IT 190. L'IT 170 fonctionne à l'aide d'un microprocesseur interne. Il comprend une mémoire RAM de 1200 caractères qui peut emmagasiner les données du texte à n'importe quelle vitesse jusqu'à 6000 bauds. La mémoire délivre les données à l'enregistreur ES 1000 à une vitesse qui correspond à la vitesse du papier.

Service lecteur : n° 957

COMPOSANTS

PROGRAMMATEUR D'EPROM

OAE (Oliver Advanced Engineering), représenté par **Microel**, annonce la commercialisation d'un appareil appelé PP-2708/16, qui permet de transformer un support mémoire 24 broches en un programmeur de table. L'appareil génère tensions et algorithmes nécessaires à la programmation. Il accepte les EPROM tri tension familles 2704, 2708 et 2716.



Service lecteur : n° 958

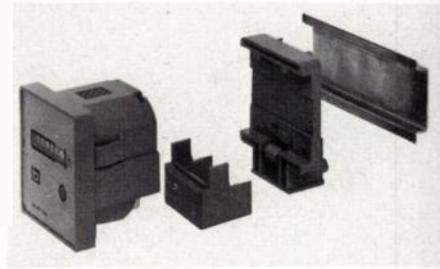
REDRESSEURS RAPIDES

RTC présente quatre nouvelles familles de redresseurs rapides à avalanche contrôlée couvrant la gamme 1,5 à 3 A - 200 - 1000 V. Deux boîtiers similaires sont utilisés : le SOD 57 pour les familles BYV 95 et BYV 96 ($I_{F(AV)} = 1,5$ A) et le SOD 64 pour les familles BYW 95 et BYW 96 ($I_{F(AV)} = 3$ A). Le cristal de silicium est monté sur un piston de molybdène par soudure dure. La jonction est recouverte d'un dépôt de poudre de verre qui, après pré-cuisson et frittage à haute température, assure la passivation de la jonction et forme un boîtier étanche ce qui permet d'employer ces redresseurs en tous milieux industriels, même le plus agressifs. La fabrication de ces diodes fait appel à la technologie double diffusion avec dopage au platine, dopage qui permet d'obtenir des courants de fuite moins élevés et des chutes de tension directe plus faibles à température élevée que le dopage à l'or actuellement utilisé pour la plupart de redresseurs disponibles sur le marché. Par ailleurs, les cristaux de ces diodes sont issus de deux matériaux différents, un pour la gamme de 200 - 600 V, l'autre pour la gamme de 800 - 1000 V, ce qui permet d'optimiser les performances en temps de recouvrement (inférieur ou égal à 250 ns pour les BYV et BYW 95, inférieur ou égal à 400 ns pour les BYV et BYW 96).

Service lecteur : n° 959

COMPTEURS HORAIRES

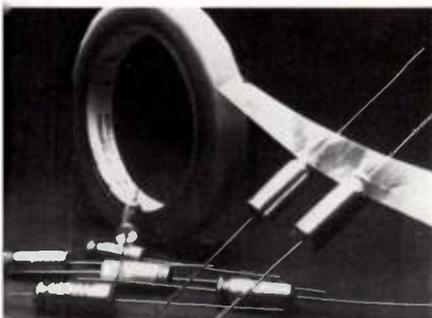
Les compteurs horaires **ROGO-Robert Goetz**, série 621 utilisent un étrier de serrage à fixation rapide pour modèle à encastrer, ce qui permet leur montage sur des parois allant jusqu'à 10 mm d'épaisseur. Pour le montage en saillie, une embase de connexion, qui peut être fixée sur panneau ou sur rail normalisé, est jointe au compteur qui reste débrochable. Ces compteurs présentent une capacité de 99999,99 h avec indication de fonctionnement. Les alimentations standard sont de 110 ou 220 V - 50 ou 60 Hz (tensions spéciales de 24 - 380 V sur demande). Le boîtier est réalisé en matière synthétique avec protection IP 54. Pour le raccordement électrique, la production est du type IP 00.



Service lecteur : n° 960

3M RUBAN ÉLECTRIQUE THERMORÉTRACTABLE

3M a mis au point un nouveau ruban électrique thermorétractable destiné aux condensateurs électrolytiques et/ou tantale où il sert à l'isolation et l'identification



des boîtiers. Le ruban Scotch 1320 est un film de polyester rétractable de 0,125 mm d'épaisseur enduit d'un adhésif acrylique sensible à la pression. L'adhésif peut être imprimé ce qui empêche l'effacement accidentel de l'identification du condensateur lors du nettoyage. Ce ruban a une excellente tenue à 125 °C : son extrémité ne soulève pas (pas de pli en drapeau), il n'y a pas de trace adhésive après la rétraction qui se fait régulièrement. Le ruban Scotch 1320 présente aussi une bonne résistance aux solvants, sans polymérisation de l'adhésif. Le ruban Scotch 1320 a une rigidité électrique de 5000 V, une résistance thermique de 1 x 10⁶ MΩ. Son adhérence sur l'acier est de 33 CN/cm et sa traction dans le sens de la longueur est de 18 % à 150 °C.

Service lecteur : n° 961

CONDENSATEURS CÉRAMIQUE

Vitramon propose une nouvelle série de condensateurs céramique multicouches à jacks enrobés, en 3 dimensions de boîtiers avec sorties au pas de 2,54 mm et une épaisseur de 5,08 mm, couvrant les gammes de valeurs suivantes : pour le type NPO (type 1), (0 ± 30 ppm/°C) de 1 à 1000 pF; pour le type X7R (type 2) de 100 pF à 1 µF. La tension de service est de 63 V et 100 V de -55 °C à 125 °C. Cette nouvelle série de produits enrobés possède des fils de sortie rigides à section rectangulaire avec épaulement en revêtu permettant un meilleur centrage et un meilleur positionnement, optimisant le préformage des fils de sortie tout en permettant une excellente tenue à la montée de soudure. Ces produits pourront être conditionnés pour l'insertion automatique.

Service lecteur : n° 962

RACAL - DANA CONTRE - ATTAQUE !



MULTIMÈTRES SÉRIE MICRO-5000

A MICROPROCESSEUR PROGRAMMABLES BUS-IEEE

- 5 1/2 digits, 200 000 points
- Résolution : 1 µV
- 3 fonctions de base
- Changement de gammes automatique
- Calibration automatique
- 33 lectures/seconde en systèmes (4 1/2 digits)

4 modèles programmables BUS-IEEE à partir de 9500 F. HT

- 5003 : Continu, alternatif RMS, ohmètre 4 fils
- 5004 : Fonctions microprogrammées
Ecart en pourcentage et tri
Minimum, moyenne, maximum
Mémoire des mesures
Séquences de mesure déclenchées par horloge interne
- 5005 : Identique au 5004 avec conversion AC, moyenne de précision et quotientmètre 4 fils
- 5006 : Identique au 5005 avec convertisseur AC/RMS, large bande

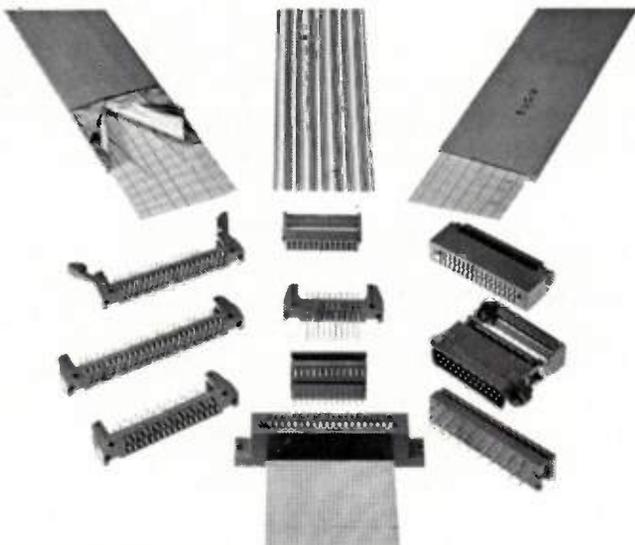
RACAL - DANA INSTRUMENTS S.A.

91, route des Gardes - 92190 Meudon Bellevue
Tél. (1) 534.75.75 + - Télex : 200 207 F

LYON (71)889.77.77 - TOULON (94)33.78.91 - NANCY (83)29.11.17 - VANNES (97)66.77.58 - TOULOUSE (61)78.49.00

ISCconnectique
et relais
608.52.75 poste 40527, rue Yves-Kermen
92100 BOULOGNE
Télex 250030**la garantie d'une technologie**

ALPHA

cables plats et connecteurs associés
une gamme complète au service de la technique

Service lecteur : n° 922

*un service à la carte
un menu alléchant***ISC**connectique
et relais
608.52.75 poste 40527, rue Yves-Kermen
92100 BOULOGNE
Télex 250030**la garantie d'une technologie**

Service lecteur : n° 923

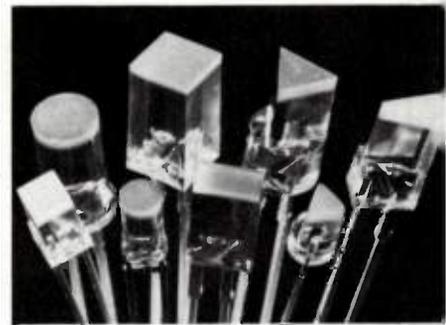
**EUROCARTE DE CONFIGURATION
UNIVERSELLE**

A sa gamme standard d'eurocarte Augat ajoute une carte de style universelle comportant une ou deux rangées (simple



ou double) additionnelles au pas de 2,54 mm. Ceci permet l'implantation de tous circuits intégrés ayant un entraxe de 2,54 mm à 22,86 mm. Le format simple (8136 UVG 5) possède 13 rangées de 49 contacts et des points d'alimentation et de masse. Le format double (8136 UVG 6) comporte 30 rangées de 49 contacts ainsi que des points d'alimentation et de masse. Ces cartes sont fournies avec ou sans connecteur DIN 64 ou 96 points, et avec un extracteur permettant les points de test

Service lecteur : n° 963

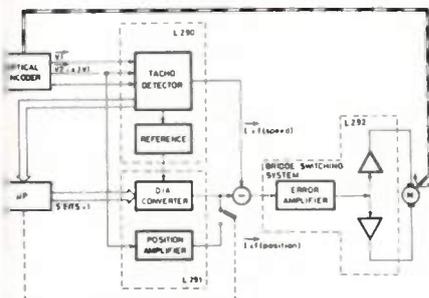
**DIODES ELECTROLUMINESCENTES
PLANES**Le programme des diodes électroluminescentes d'**AEG-Telefunken** a été enrichi d'une grande quantité de DEL planes. En plus des boîtiers normaux

et rectangulaires le programme contient maintenant des diodes carrées, rondes et triangulaires. Elles peuvent être ordonnées en diverses séries de symboles, comme par exemple les diodes rectangulaires pour indiquer une direction. Les formes des composants peuvent être combinées à volonté. Les propriétés qualitatives de ces diodes correspondent à celles de DEL déjà connues. La grande durée de vie ainsi qu'une insensibilité aux chocs et une grande luminosité sont les caractéristiques les plus remarquables.

Service lecteur : n° 964

ODEC EUROPÉEN

SGS-Atès a annoncé la parution du 1090, un codeur spécialement conçu pour le marché européen. Le M 090 est réalisé en technologie MOS canal N



comprend deux parties indépendantes : le codeur (ADC) qui converti le signal analogique d'entrée en informations logiques série, et le décodeur (DAC) qui restitue un signal analogique à partir des informations logiques série d'entrée. Le signal analogique d'entrée est échantillonné à 10 kHz. Chaque échantillon est ensuite converti en mots logiques de 8 bits pour la transmission. Le mot logique n'est pas directement proportionnel à la tension analogique d'entrée, mais suit le code européen standard qui est la loi de compression A. Dans les deux premières gammes chaque bit d'échelon représente, en terme analogique, 1,2 mV, dans la troisième gamme, 2,4 mV, dans la quatrième 4,8 mV, etc. doublant pour chaque gamme successive. Cette technique de compression réalise une conversion dont la résolution est de 11 bits pour les niveaux faibles d'entrée, et de 6 bits pour les niveaux élevés améliorant ainsi les performances globales en ce qui concerne le bruit.

Service lecteur : n° 965

GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS À FIBRE OPTIQUE

MCB présente un générateur d'impulsion à fibre optique, le GIFO 37. L'utilisation de fibres optiques permet de placer le capteur proprement dans un milieu hostile : température élevée (-55 + 200 °C) ambiance explosive, environnement de radiations ou zone à champs électro-magnétiques. En effet, aucun courant électrique ne circule dans le capteur, il n'y a donc pas d'éléments sensibles aux perturbations ci-dessus. La conversion optique-électronique est reportée dans une zone protégée, jusqu'à 100 mètres si nécessaire. Consistant en un boîtier en acier inoxydable d'une masse de 170 g, cet appareil, destiné aux applications en tachymétrie possède une fréquence maximale de lecture de 20 kHz.

Service lecteur : n° 966

P. M. 10 MESUREUR DE NIVEAU

Un très petit instrument
qui permet de contrôler
les niveaux entre
80 Hz et 20 kHz
sans commutation
de gamme de
- 50 à
+ 10 dBm



- Affichage par cristaux liquides résolution 0,1 dB
- Générateur 820 Hz incorporé avec deux niveaux de sorties fixes commutables
- Entrée de mesure protégée contre les tensions continues
- Batteries Cd - Ni ou pile incorporée
- Contrôle de l'état de charge de la batterie



Wandel & Goltermann France

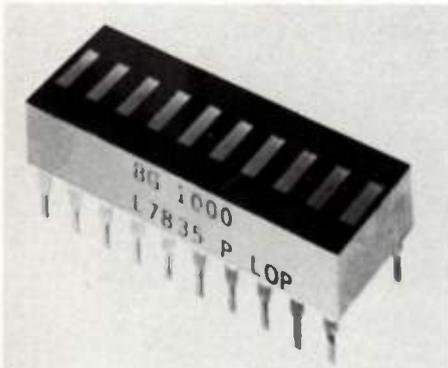
APPAREILS DE MESURES ÉLECTRONIQUES
SOGARIS 156 - 94 534 RUNGIS CEDEX
☎ 687.32.70 - Telex : 260006 W.et G.F.

Service lecteur : n° 924

— Oe nouveautés —

CONVERTISSEURS SYNCHRO-NUMÉRIQUE HYBRIDES

Memory Devices, département de Analog Devices commercialise deux convertisseurs synchro-numérique 12 bits réa-

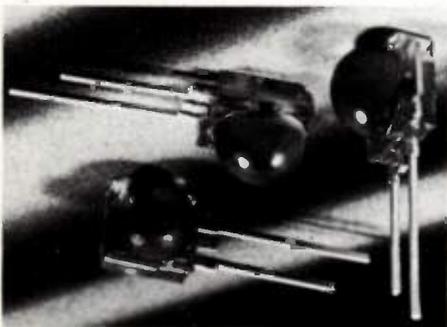


lisés en technologie hybride. Référencés SDC 1741 et SDC 1742, ils offrent des précisions respectives de ± 10 minutes d'arc ± 1 LSB et de $\pm 3,2$ minutes d'arc ± 1 LSB. Présentés en boîtier DIL 32 broches, ces convertisseurs ont leurs transformateurs de signal et de référence incorporés et présentent une logique de sortie 3 états. Les performances sont garanties dans la gamme de température militaire (-55 à $+125$ °C). En option, ils sont testés selon la norme MIL STD 883 méthode 5008, classe B.

Service lecteur : n° 967

DEL A 2 ANGLES DE RAYONNEMENT

La nouvelle diode AsGa type CQX 47 que AEG-Telefunken vient d'ajouter à son catalogue se distingue par deux angles de rayonnement différents : 55° dans la direction horizontale et 35° dans la direction verticale. Cette caractéristique de rayonnement est obtenue par un montage composé de deux éléments raccordés en série montés dans deux semi-rélecteurs. Ce montage assure une plus faible hauteur et une forte définition latérale. Avec une intensité lumineuse supérieure 25 mW/sr à 100 mA, on atteint une valeur supérieure aux diodes infrarouges déjà connues. Ce composant est destiné à la télécommande par infrarouges et, particulièrement, le fonctionnement par impulsions. Le pliage

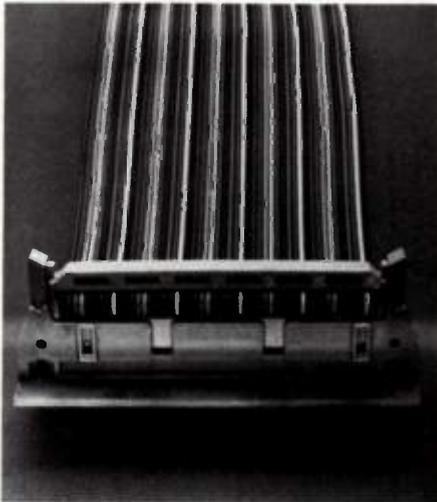


des fils de sortie lors du montage est inutile dans la plupart des cas car ceux-ci sont perpendiculaires à l'axe optique. La diode est encapsulée dans un boîtier plastique bleu.

Service lecteur : n° 968

CONNECTEURS POUR CABLES EN NAPPE

3M lance une nouvelle gamme de connecteurs Scotchflex pour câble en nappe. Cette nouvelle gamme comprend des connecteurs 10, 16, 20, 26, 34, 40, 50 et 60 contacts. Les connecteurs femelles de type WWP à monter sur câble sont équipés du contact en U auto-dénudant; les connecteurs mâles de transition à monter sur carte, existent



équipés ou non de verrous éjecteurs. L'ensemble peut être détrompé à l'aide de clé de polarisation optionnelle sans perte de contact.

Service lecteur : n° 969

KIT DE RÉPARATION POUR FIBRES OPTIQUES

Nec Electronics France présente une valise permettant tout dépannage de fibres optiques sur le terrain, sans échauffement nécessaire. Les deux extrémités de la fibre rompue sont raccordées bout à bout après avoir été glissées dans un tube fourni avec le kit et sont fixées sur une plaquette par de petites vis, une fois la fibre positionnée dans une rainure en V. Le tout est enfin scotché. Sans formation, il suffit de 5 à 10 minutes pour effectuer une telle réparation sur des fibres de 50/125 mm ou 50/150 mm, à l'aide de ce kit référencé OD-9500.

Service lecteur : n° 970

CAPTEUR DE PRESSION

Richard-Pekly commercialise un nouveau capteur de pression BLH Electronic



Le Beta est un capteur d'une précision de 0,5 % sur l'étendue de mesure, permettant de convertir les pressions de liquide ou de gaz en un signal électrique proportionnel. Il est présenté en 2 modèles : l'un mesurant des pressions relatives de 20 bar à 690 bars en 10 gammes, l'autre des pressions absolues de 6,9 bars à 34,5 bars en 4 gammes. Ce sont tous deux des capteurs à membrane équipée de jauges de contraintes permettant d'obtenir un temps de réponse rapide. Ils sont compensés en température; le signal de sortie pour l'étendue de mesure est de $3 \text{ mV} \pm 0,5 \%$.

Service lecteur : n° 971

TRANSISTOR DE COMMUTATION 250 W

Un transistor de commutation économique avec paramètres garantis à 40 A est introduit par Motorola. C'est le BUV 21N. Le BUV21N est caractérisé à 160 V (VCEO) et 220 V (VCEX). Il possède toutes les caractéristiques nécessaires pour des applications dans les régulateurs, alimentations à découpage, convertisseurs, inverseurs, oscillateurs de puissance, etc. Comme temps maximum, les t_{ON} , t_s , t_f sont respectivement de 1,2 μs , 1 μs , 0,2 μs à $I_C = 40 \text{ A}$, $I_{B1} = I_{B2} = 5 \text{ A}$. t_f typique est seulement de 65 ns à 40 A. Les caractéristiques supplémentaires du BUV 21N incluent un gain en courant minimum (h_{FE}) de 10 à 40 A, 15 à 60 à 20 A et une tension de saturation collecteur-émetteur de 1,8 V à 40 A/5 A. Le BUV21N est caractérisé pour résister jusqu'à 10 A à 25 V ou 0,5 A à 140 V pendant 0,5 s dans les conditions de claquage secondaires avec la base polarisée en direct. Le transistor est fourni dans un boîtier TO-3 modifié.

Service lecteur : n° 972

COLLOQUE INTERNATIONAL
PARIS 7-10 AVRIL 1981

les nouvelles orientations des circuits intégrés

new trends in integrated circuits

Aspects techniques

1. Les circuits à haut niveau d'intégration
2. Les circuits intégrés innovatifs
3. Les circuits intégrés mixtes

Tables rondes internationales

1. Aspects économiques de l'intégration.
Point de vue des fabricants de circuits intégrés.
2. Les fabricants de systèmes et l'évolution des circuits intégrés : certitudes et interrogations.
3. Vue prospective du marché mondial et stratégies techniques.
4. Impact de la microélectronique.
Profil de l'industrie des circuits intégrés dans la décennie 80 : les hommes et les structures industrielles.



PROGRAMME
INSCRIPTION

11 rue Hamelin 75783 Paris Cedex 16 - France
☎ 33 (1) 505 14 27 📠 SYCELEC Paris 611045 F

Service lecteur : n° 925

évènement en hyper :

les fréquencesmètres

6245 A et 6246 A

SYSTRON  DONNER



Performances : 20 Hz - 18 GHz (modèle 6245 A)
20 Hz - 26 GHz (modèle 6246 A)

Sensibilité : - 25 dBm

Dynamique réelle : 52 dBm

Grande tolérance FM : 1 GHz

Compatibilité totale avec le bus IEEE

Prix : 26 790 FHT (modèle 6245 A)
30 715 FHT (modèle 6246 A)

* Juin 80

EIB Brochure 726 A

compétence et performances



SYSTRON-DONNER

24, rue de Paris - 78560 LE PORT MARLY
Tél. : 958.48.63 - Télex 696 354

Sud-Est et Sud-Ouest : MEGA Sud - (68) 81.23.69

Est : INFORMEL - (88) 87.70.22

Ouest : BELLION Electronique - (98) 28.03.03

Rhône-Alpes : M.F. - (7) 825.72.47

Service lecteur : n° 926

— *Oe nouveautés* —

POTENTIOMÈTRES MOTORISÉS

La société suisse **Kifel**, représentée en France par **CP Electronique** annonce une série de potentiomètres motorisés équipés d'éléments bobinés de précision ou d'éléments en plastique conducteur. Les modèles proposés sont dotés, selon les spécifications des utilisateurs, d'un moteur



à courant continu, système Faulhaber, de 3 à 24 V ou d'un moteur à courant alternatif, d'un accouplement glissant, d'un réducteur et d'un ou plusieurs potentiomètres. Au sein de cette gamme, les modèles 718 LL peuvent compter jusqu'à dix sections et recevoir de nombreuses sorties intermédiaires. Un grand nombre de réducteurs permet d'adapter la vitesse de rotation des potentiomètres à chaque cas particulier.

Service lecteur : n° 973

TESTEUR/DUPLICATEUR D'EPROM

Oliver Advance Engineering, représenté par **Microel**, annonce la commercialisation d'un programmeur, testeur et duplicateur d'EPROM, le modèle UPP2700. Piloté par un microprocesseur 8048, il permet par une simple action sur la touche «AutoProg» de déclencher la séquence automatique complète : test électrique, test de virginité, programmation, comparaison et test électrique final. Il fournit un diagnostic de test (procédé breveté) en statique et en dynamique des Eprom (effacement et caractéristiques). Il assure la duplication de 1 à 16 mémoires à partir d'un maître. L'adjonction d'un second module de même capacité permet le chargement d'une unité pendant la séquence de duplication de l'autre. L'UPP2700 effec-



tue avant duplication le test électrique des courants de fuite vers la masse et la tension d'alimentation de chaque broche d'adresse, et de donnée, le test électrique des niveaux de courant et de tension sur chaque broche, de la mémoire. Le temps total d'exécution de la séquence automatique complète de duplication est de 130 s pour la mémoire 2708 et de 122 s pour la mémoire 2716.

Service lecteur : n° 974

ÉCHELLES LUMINEUSES EN QUATRE COULEURS

Litronix, représenté en France par **CP Electronique** propose une nouvelle gamme de trois échelles lumineuses de couleurs différentes : OBG-1000 (orange) YBG-1000 (jaune) et GBG-1000 (verte). Elles sont composées de 10 diodes électroluminescentes rouges, oranges, verte ou jaunes montées en ligne, constituant une échelle lumineuse. Les anodes et cathodes de chaque élément sont accessibles. Le boîtier, du type DIL 20 broche (25,4 mm de long), est conçu pour le montage en ligne en vue de la constitution d'échelles lumineuses de longueur désirée. La luminosité typique à 20 mA est, par diode, de 0,5 mcd (RBG-1000), 2 mcd (YBG 1000 et GBG-1000) et 2,5 mcd (YBG-1000).

Service lecteur : n° 975

INDEX DES ANNONCEURS

Publications

Techniques et Scientifiques

ANALYSIS

BIOCHIMIE

L'ONDE ÉLECTRIQUE

NOUVELLE

REVUE D'OPTIQUE

OPTO électronique

MASSON 
HIDELMEYER, VON BUNKE, LUOMI, PAVLANI

120, bd St-Germain
75280 Paris Cedex 06

Tél. : 329.21.60

Télex 260.946

| | |
|----------------------------|-------------------|
| THOMSON CSF/DSC..... | 1 ^{re} C |
| CLTO..... | 2 ^e C |
| MASSON/OPTO..... | 3 ^e C |
| QUARTZ & ÉLECTRONIQUE..... | 4 ^e C |

Pages

| | |
|---------------------------|----------|
| ALMEX..... | 16 et 74 |
| CIT ALCATEL..... | 72 |
| DIODE..... | 31 |
| ELEXO..... | 68 |
| GIEL..... | 81 |
| INTEL..... | 12 et 13 |
| ISC..... | 20 et 78 |
| KONTRON ÉLECTRONIQUE..... | 73 |
| MEMBRAIN..... | 17 et 18 |
| RACAL DANA..... | 77 |
| RTC..... | 24 |
| SEE..... | 85 |
| SODILEC..... | 9 |
| SYSTRON DONNER..... | 81 |
| TEKELEC AIRTRONIC..... | 4 |

| | |
|------------------------------|--------|
| TEKTRONIX..... | 7 et 2 |
| THOMSON CSF/DSC..... | |
| THOMSON CSF/DTE..... | 3 |
| UMD AMPHENOL..... | 1 |
| WANDEL & GOLTERMANN France.. | 7 |

L'ONDE ÉLECTRIQUE

n° 11 Novembre 1980



Ce numéro a été tiré à 7 700 exemplaires

Ce numéro comporte, entre les pages 1 et 19, un encart broché de 2 pages de la Société MEMBRAIN non folioté représentant les pages 17 et 18, un encart broché non folioté du Service Lecteur comportant un bulletin d'abonnement représentant les pages 83 et 84 et un encart broché non folioté de la SEE représentant les pages 85 à 87.

© Masson, Paris, 1980. Tous droits de traduction, d'adaptation et de reproduction par tous procédés réservés pour tous pays.

La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40).

Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal.

Le Directeur de la Publication : Philippe LUYT

MASSON, éditeur Paris
Imprimé par : Imprimerie Durand, 28600 LUISANT, (37) 21-14-87

Dépôt légal : 1980 - N° d'ordre : 5220

4^e trimestre 1980

Commission paritaire : n° 57 306

SOMMAIRE

| | |
|---|---|
| — Liste des groupes régionaux | P. III |
| — <u>Mercredi 10 décembre 1980 - Issy-les-Moulineaux.</u> | |
| Ce qui s'est dit à ISSLS 80 (demi-journée) | Sections 22 et 24 .. P. VI |
| — <u>Mardi 16, mercredi 17, jeudi 18 décembre 1980 - Perros-Guirec.</u> | |
| Les aspects thermiques dans les matériels de télécommunications (3 jours) | CNET, SFT et SEE (Groupe Ouest) P. VII |
| — <u>Jeudi 18 décembre 1980 - Paris.</u> | (I.S.F. et S.E.E. (Section 13) |
| Renouveau des petits moteurs électriques (journée) .. | P. V |
| — <u>Vendredi 16 janvier 1981 - Grenoble.</u> | |
| 3 ^e journée « Jeunes Electriciens » : La microélectronique et ses implications industrielles (journée) | P. II |
| — <u>Jeudi 22 et vendredi 23 janvier 1981 - Grenoble.</u> | |
| Evolution des réseaux à haute et très haute tension (2 jours) | Sections 12 et 15 Gr. Dauphiné-Savoie P. IX |
| — <u>Vendredi 20 mars 1981 - Paris.</u> | |
| Risque électrique du matériel médical (RELMED) .. | Section 27 |
| | P. IX |
| ANNONCES : | |
| — <u>De janvier à décembre 1981 - Gif-sur-Yvette.</u> | |
| Cycle d'étude : Haut enseignement d'énergétique comparée | P. X |
| — <u>Mardi 27 et mercredi 28 janvier 1981 - Lille.</u> | |
| Compatibilité électromagnétique | P. VIII |
| — Rectificatif à la liste des sections techniques | P. IX |
| — Supplément à l'annuaire S.E.E. de 1980 | P. IX |
| — Offres d'emploi | P. IX |

RAPPEL DES MANIFESTATIONS

(annoncées dans les numéros précédents)

| | |
|--|---------------------------------|
| — <u>Du 3 au 5 décembre 1980 - Paris.</u> | |
| 42 ^e Journées de la S.E.E. : L'électrotechnique des années 1980. | |
| — <u>Mercredi 3 décembre 1980 - Toulouse.</u> | |
| Applications énergétiques des microondes : point de vue industriel (journée) | Section 14 et Gr. Midi-Pyrénées |
| — <u>Vendredi 5 décembre 1980 - Issy-les-Moulineaux.</u> | |
| Transmissions en ondes millimétriques (demi-journée) | Sections 21 et 22 |
| — <u>Jeudi 11 décembre 1980 - Gif-sur-Yvette.</u> | |
| La télémesure du lanceur « Ariane » (journée) | Sections 17 et 23 |

VENDREDI 16 JANVIER 1981

GRENOBLE

3^e Journée « Jeunes Electriciens »

Journée à participation limitée, réservée en priorité aux élèves ingénieurs et aux étudiants à option « Electricité » qui auront demandé leur inscription à la Direction de leur école ou de leur université.

LA MICROELECTRONIQUE ET SES IMPLICATIONS INDUSTRIELLES

Programme

Rendez-vous : Ecole Nationale Supérieure d'Electronique et de Radioélectricté de Grenoble, 23, av. des Martyrs.

- 8 h 45 Ouverture de la journée.
9 h 00 L'évolution des technologies de fabrication des composants, par M. MARINE, Assistant du Directeur Recherche et Développement, Société EFCIS (filiale de Thomson-CSF et du CEA).
11 h 30 Visites à la carte : Hewlett-Packart, SEMS (Groupe Thomson-CSF), EFCIS (filiale Thomson-CSF et CEA), CNET.
13 h 30 Déjeuner-débat entre ingénieurs et élèves.
15 h 00 Application des microcomposants aux télécommunications, par M. CAMUS (CNET).
16 h 00 Perspectives : carrefour d'informations et d'échanges.

Conditions de participation

ETUDIANTS (inscrits par l'intermédiaire de leur école).

Droit d'inscription

Membre S.E.E. gratuit
Non-membre 60 F *

Logement éventuel

Quelques chambres disponibles pour la nuit du 15 au 16 janvier.
Prix approximatif 40 F

Journée « ski » le 17 janvier

Journée organisée par le Cercle des Elèves I.E.G. de Grenoble à l'Alpe-d'Huez.

Forfait 120 F
comprenant repas, coucher le 16 au soir, journée complète du 17 et location skis, bâtons, chaussures.

AUTRES (dans la limite des places disponibles).

Tarif normal

Membre S.E.E. 140 F *
Non-membre 235 F *

Universitaires et assimilés

Membre S.E.E. 70 F *
Non-membre 120 F *

* T.V.A. comprise.

VENDREDI 16 JANVIER 1981

GRENOBLE

3^e Journée « Jeunes Electriciens »

LA MICROELECTRONIQUE ET SES IMPLICATIONS INDUSTRIELLES

DEMANDE D'INSCRIPTION (non étudiant) à adresser avant le 8 décembre 1980 à :

SOCIETE DES ELECTRICIENS, DES ELECTRONICIENS ET DES RADIOELECTRICIENS (S.E.E.) 48, rue de la Procession, 75724 PARIS Cedex 15 - Tél. : 567-07-70

(Le secrétariat de la S.E.E. informera les intéressés de la suite donnée à cette demande avant le 18 décembre 1980)

Je, soussigné (Nom et prénom en capitales d'imprimerie.)

Adresse complète pour la correspondance : professionnelle - personnelle *

Téléphone :

Appartenance :

souhaite participer à la 3^e JOURNEE « JEUNES ELECTRICIENS ».

- Membre de la S.E.E. : (membre n°)
- Non-membre de la S.E.E. :

Date :

Signature :

* Rayer les mentions inutiles.



GROUPES REGIONAUX

(du 1^{er} juillet 1980 au 30 juin 1981)

Groupe AUVERGNE

Zone géographique : Allier, Cantal, Haute-Loire, Puy-de-Dôme

Adresse du groupe : E.D.F., 1, rue de Châteaudun, B.P. n° 87, 63003 Clermont-Ferrand Cedex
Tél. : (73) 92-42-33

Président : Ginette BERTHET, Professeur LERM
24, avenue des Landais, B.P. n° 45, 63170 Aubière
Tél. : (73) 26-41-10, poste 3097 ou (73) 26-42-94

Vice-Président : Jean RAYNARD, Ingénieur en Chef
Direction Régionale des Télécommunications
63033 Clermont-Ferrand Cedex
Tél. : (73) 30-33-22

Secrétaire : André HEBERT, Chef de Service
E.D.F., 1, rue de Châteaudun, B.P. n° 87, 63003 Clermont-Ferrand Cedex
Tél. : (73) 92-42-33

Trésorier : Jacques FONTAINE, Professeur
Centre Universitaire des Sciences et Techniques (CUST), 24, avenue des Landais, B.P. n° 48, 63170 Aubière - Tél. : (73) 26-41-10

Groupe CENTRE-OUEST

Zone géographique : Charente, Charente-Maritime, Corrèze, Creuse, Deux-Sèvres, Vienne, Haute-Vienne

Adresse du groupe : 123, rue Albert-Thomas, 87060 Limoges Cedex - Tél. : (55) 79-46-22

Président : Yves GARAULT,
Professeur à la Faculté des Sciences
123, rue Albert-Thomas, 87060 Limoges Cedex
Tél. : (55) 79-46-22

Vice-Présidents :
Poitou-Charente : Jean COMIRAN,
Chef de Production Schlumberger
147, avenue de Bordeaux, 89009 Poitiers
Tél. : (49) 41-46-14 ou 88-24-01

Limousin-Marche : Michel MONTADAT,
Directeur des Etablissements TRT
Route de Cosnac, 19100 Brive - Tél. (55) 74-90-10

Secrétaires :
Poitou-Charente : René VAUTHIER,
Professeur à la Faculté des Sciences
40, avenue du Recteur-Pineau, 86000 Poitiers
Tél. : (49) 46-26-30

Limousin-Marche : Jacques FRANÇOIS,
Directeur Régional des Télécommunications
8, rue Edouard-Vaillant, 87100 Limoges
Tél. : (55) 33-71-71

Trésorier : Albert PAPIERNIK,
Maître de conférences à la Faculté des Sciences
UER des Sciences, 123, rue Albert-Thomas,
87060 Limoges Cedex - Tél. : (55) 79-46-22

Groupe DAUPHINE-SAVOIE

Zone géographique : Isère, Savoie, Haute-Savoie, Drôme, Ardèche

Adresse du groupe : Maison des Ingénieurs,
9, rue Cornélie-Gémond, 38000 Grenoble

Président : Jean DEROCHE, Chef du Centre de distr.
E.D.F., B.P. 35, 37, rue Diderot, 38040 Grenoble
Tél. : (76) 96-48-51, poste 285

Vice-Président : Edouard LAVIRON,
Ingénieur au LETI
B.P. n° 85, 38041 Grenoble Cedex
Tél. : (76) 97-41-11

Sous-groupes :
Haute-Savoie : André GUIBERTEAU,
Chef du Centre de distribution E.D.F.
B.P. n° 334, 74011 Annecy - Tél. : (50) 57-82-87

Drôme-Ardèche : Jean PARDIGON,
Chef du Centre de distribution E.D.F.
24, avenue de la Marne, 26010 Valence
Tél. : (75) 42-91-88

Secrétaire : Jacques CHENAIS,
Ing. Dir. retraité Neyrpic
Chemin des Arriots, Montbonnot, 38330 St-Ismier
Tél. : (76) 90-01-64

Trésorier : Samuel BLIMAN, Professeur ENSERG
23, rue des Martyrs, 38031 Grenoble Cedex
Tél. : (76) 87-69-76 et 97-41-11

Groupe EST

Zone géographique : Bas-Rhin, Haut-Rhin, Moselle, Meurthe-et-Moselle, Meuse, Vosges, Haute-Marne, Territoire de Belfort, Haute-Saône, Doubs

Adresse du groupe : E.D.F. - CIME EST,
8, rue de Versigny, 54600 Villers-les-Nancy
Tél. : (8) 328-93-93

Président : Alain ROUSSEAU,
Directeur Adjoint du Délégué Inter-régional des
Télécommunications - Zone Est
1, rue Saint-Thiébaud, 54039 Nancy Cedex
Tél. : (8) 338-80-19

Vice-Présidents :
Richard EASTES, Ingénieur Technico-commercial
Division Electricité-Distribution
Compteurs Schlumberger
25, bd Joffre, 54000 Nancy - Tél. : (83) 52-99-37

Philippe PLUVINAGE, Docteur Es-Sciences Physique,
Faculté des Sciences et Techniques
25030 Besançon Cedex - Tél. (81) 80-43-60, p. 314

Edouard YVROUD
ENSEM, 2, rue de la Citadelle, 54000 Nancy
Tél. : (8) 332-39-01

Secrétaire : Jean-François THOLLOT,
CRCI, Maison de l'Innovation,
93, rue de Metz, 54000 Nancy - Tél. : (83) 37-45-58

Trésorier : Jean GALINDO,
Ingénieur, Chef du Service Exploitation Electricité
de Strasbourg
1, rue du 22-Novembre, 67000 Strasbourg
Tél. : (88) 20-90-50

Groupe MIDI-PYRENEES

Zone géographique : Haute-Garonne, Hautes-Pyrénées, Gers, Tarn-et-Garonne, Tarn, Aude, Pyrénées-Orientales, Ariège, Aveyron, Lot.

Adresse du groupe : ENSEEIHT, 2, rue Camichel, 31071 Toulouse Cedex - Tél. : (61) 62-10-10

Président : Armand SARAZIN,
Directeur de l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse (INSA)
156, avenue de Ranguell, 31077 Toulouse Cedex
Tél. : (61) 25-21-13

Vice-Président : Jean BOURDEL, Délégué Régional
Production et Transport du Sud-Ouest de l'E.D.F.
44, avenue de Muret, 31300 Toulouse
Tél. : (61) 42-94-61

Secrétaire : Max MARTY, Professeur ENSEEIHT
2, rue Camichel, 31071 Toulouse Cedex
Tél. : (61) 62-10-10

Trésorier : Henri DESMOUTIER,
Professeur à l'Université Paul-Sabatier
118, route de Narbonne, 31077 Toulouse Cedex
Tél. : (61) 53-11-20

Groupe NORD

Zone géographique : Nord, Pas-de-Calais, Somme, Aisne, Ardennes

Adresse du groupe : H.E.I., 13, rue de Toul, 59000 Lille - Tél. : (20) 30-83-14

Président : Jean RAVEL, Chef du Centre Régional
du Transport et des Télécommunications
E.D.F.-C.R.T.T. Nord
6, boulevard Vauban, 59003 Lille Cedex
Tél. : (20) 56-20-00

1^{er} Vice-Président : Gaston VANDECANDELAERE,
Directeur de l'ISEN
3, rue François-Baës, 59046 Lille Cedex
Tél. : (20) 30-83-14

2^e Vice-Président : Pierre STRAGIER,
Chef du Service des Centrales Electriques des
HBNPC
B.P. n° 75, 59505 Douai Cedex - Tél. (27) 08-73-33

Secrétaire : Michel VITTO,
Directeur des Etudes H.E.I.
13, rue de Toul, 59046 Lille Cedex
Tél. : (20) 30-83-14

Trésorier : Etienne MAES,
Chef du Service Industrie Alstom-Atlantique
Région Nord - « Zone Industrielle du Hellu »
Rue Paul-Langevin à Lézennes, 59260 Hellemmes
Tél. : (20) 56-93-04

Groupe OUEST

Zone géographique : Ille-et-Vilaine, Mayenne, Sarthe, Maine-et-Loire, Vendée, Loire-Atlantique, Morbihan, Finistère, Côtes-du-Nord

Adresse du groupe : Centre d'Electronique de
l'Armement, 35170 Bruz - Tél. : (99) 01-90-11

Président : Michel de LAUNET,
Directeur du Centre d'Electronique de l'Armement
35170 Bruz - Tél. : (99) 01-90-11

Secrétaire et Trésorier : Jean COMBAUD,
Ingénieur à E.D.F.
11, rue de la Motte-Picquet, 35100 Rennes
Tél. : (99) 67-22-22

Groupe RHONE-BOURGOGNE

Zone géographique : Rhône, Loire, Ain, Jura, Saône-et-Loire, Côte-d'Or, Nièvre

Adresse du groupe : 288, rue Du-Guesclin,
69003 Lyon - Tél. : (78) 71-49-93

Président : Jacques BOISSE
Direction Interdépartementale de l'Industrie
11, rue Marie-Curie, 69006 Lyon
Tél. : (78) 52-25-03

Vice-Président : M. RUHLA,
Professeur à l'Institut de Physique Nucléaire
Université Lyon I - Claude Bernard,
43, bd du 11-Novembre-1918, 69100 Villeurbanne
Tél. : (78) 52-07-04

Groupe SUD-EST MEDITERRANEE

Zone géographique : Bouches-du-Rhône, Gard, Lozère, Hérault, Vaucluse, Var, Alpes de Haute-Provence, Alpes-Maritimes, Hautes-Alpes, Corse

Adresse du groupe : Alstom-Atlantique, 65, avenue
du Prado, 13006 Marseille - Tél. : (91) 79-90-60

Président : Gérald de SARRAU,
Directeur Régional de la Distribution E.D.F.
470, avenue du Prado, 13008 Marseille
Tél. : (91) 76-42-00

Vice-Président : Philippe COQUARD
Direction Régionale S.N.C.F. Région de Marseille
Esplanade Saint-Charles, 13232 Marseille Cedex 1
Tél. : (91) 95-92-11

Sous-groupe de Nice
Vice-Président : René MAINGUY,
Chef des Services Techniques E.D.F.
125, avenue de Brancolar, 06100 Nice
Tél. : (93) 81-81-81

Secrétaire : Robert GARCIN,
Sous-Directeur Alstom-Atlantique
Agence de Marseille
65, avenue du Prado, B.P. n° 4,
13252 Marseille Cedex 2 - Tél. : (91) 79-90-60

Trésorier : Jean-Pierre DAVID,
Professeur à l'Université Aix-Marseille III
Rue Henri-Poincaré, 13397 Marseille Cedex 4
Tél. : (91) 98-09-01

Groupe SUD-OUEST

Zone géographique : Gironde, Landes, Pyrénées-Atlantiques, Lot-et-Garonne, Dordogne

Adresse du groupe : 14 bis, allées de Tourny,
33000 Bordeaux - Tél. : (56) 52-60-97

Président : Jean POUFET,
Ingénieur en Chef des Télécommunications
D.R.T., 1, terrasse du Front-de-Médoc,
33065 Bordeaux Cedex - Tél. : (56) 90-34-41

Vice-Président : René HUSTIN,
Directeur du Centre Thomson-CSF
Usine de Pessac
B.P. n° 94, 33605 Pessac - Tél. : (56) 45-38-88

Secrétaire : Jacques BETBEDER, Ingénieur auprès
de l'Attaché Technique Electricité
E.D.F.-G.D.F. - Direction Régionale
B.P. n° 87 - 83, bd Pierre-I^{er}, 33110 Le Bouscat
Tél. : (56) 50-84-02

Trésorier : François BONNE,
Chef du Service Qualité Produit
Usine IBM France - B.P. n° 27
33170 Gradignan - Tél. : (56) 89-84-89



RENOUVEAU DES PETITS MOTEURS ELECTRIQUES

Cette journée d'études est organisée par :

- la Commission « Industries Electriques et Electroniques » de la Société des Ingénieurs et Scientifiques de France - Président : M. Robert BONNEFILLE
- et la Section 13 « Energie et Systèmes Electriques Industriels » de la Société des Electriciens, des Electroniciens et des Radioélectriciens - Président : M. Robert CHAUPRADE.

Heure : 9 h 15.

Lieu : 19, rue Blanche, 75009 Paris.

Le développement spectaculaire de l'automatique et de la télématique, qui affecte toutes les branches de l'industrie, a fait naître des besoins nouveaux dans le domaine des petits moteurs électriques.

Aussi, assiste-t-on à un véritable renouveau de ces derniers dont la mise en œuvre fait appel à des technologies nouvelles affectant aussi bien les matériaux constituants (en particulier les aimants permanents à base de terres rares) que les morphologies même (moteurs pas à pas, moteurs à reluctance, moteurs linéaires). Par ailleurs, les progrès des convertisseurs électroniques (à thyristors et à transistors) qui leur sont obligatoirement associés constituent également un facteur de mutation de ces dispositifs.

Des spécialistes de ces différentes questions s'efforceront de faire le point au cours de cette journée qui s'adresse à tous ceux, concepteurs, constructeurs, utilisateurs et enseignants qui s'intéressent à ces techniques.

Programme

MATINEE : sous la présidence de M. Robert BONNEFILLE (Professeur au CNAM).

- 9 h 15 Ouverture de la journée, par M. BONNEFILLE.
- 9 h 30 à 10 h 00 L'évolution des moteurs à courant continu à aimants permanents, par M. Gérard LACROUX (Etablissements Ragonot).
- 10 h 00 à 10 h 30 Des moteurs à fort couple et à faible inertie, par M. Edouard BOST (Compagnie Electro-Mécanique).
- 10 h 30 à 11 h 00 Pause.
- 11 h 00 à 11 h 30 Les moteurs pas à pas à aimants permanents, par M. Jean JACQUIN (Ingénieur-Conseil).
- 11 h 30 à 12 h 00 Un nouveau moteur à reluctance Vernier, par M. Edmond GUDEFIN (Institut National Polytechnique de Lorraine).
Déjeuner servi sur place.

APRES-MIDI : sous la présidence de M. Robert CHAUPRADE (Ingénieur en chef - Jeumont-Schneider).

- 13 h 30 à 14 h 00 Les moteurs hybrides, par M. Alain MAILFERT (Institut National Polytechnique de Lorraine).
- 14 h 00 à 14 h 30 Mise en œuvre des moteurs pas à pas hybrides, par M. Jean-Pierre KELLER (Moteurs Patay).
- 14 h 30 à 15 h 00 Théorie des moteurs synchrones à aimants permanents, par M. Michel LAJOIE-MAZENC (ENSEEIH - Institut National Polytechnique de Toulouse).
- 15 h 00 à 15 h 30 Réalisation de moteurs synchrones à aimants permanents, par M. Jacques CAGNIART (Jeumont-Schneider).
- 15 h 30 à 15 h 45 Pause.
- 15 h 45 à 16 h 15 Les progrès récents dans les petits moteurs linéaires, par M. Gérard BERMOND (Compagnie Electro-Mécanique).
- 16 h 15 à 16 h 45 L'électronique, facteur du renouveau des petits moteurs électriques, par M. André JOSSE (Jeumont-Schneider).
- 16 h 45 à 17 h 30 Discussion générale.

Conditions de participation :

- Membres des associations organisatrices (S.E.E. et I.S.F.) 360 F (T.T.C.)
- Membres des associations scientifiques et techniques adhérant aux I.S.F. 410 F (T.T.C.)
- Autres participants 460 F (T.T.C.)
- Membres juniors I.S.F. ou membres I.S.F. n'exerçant plus d'activité 150 F (T.T.C.)

Le déjeuner servi sur place à tout inscrit est compris dans le prix d'inscription.

En cas de désistement :

- plus de 8 jours avant : remboursement de 70 % de la participation ;
- au-delà, aucun remboursement ne pourra être effectué.

Des modifications de programme ou de conférenciers peuvent intervenir indépendamment de notre volonté. Le nombre de places étant limité, les inscriptions sont enregistrées dans l'ordre d'arrivée au Secrétariat I.S.F. accompagnées du paiement correspondant.

16, 17 et 18 DECEMBRE 1980

PERROS-GUIREC

Journée d'études

LES ASPECTS THERMIQUES DANS LES MATERIELS DE TELECOMMUNICATIONS

BULLETIN D'INSCRIPTION

à retourner d'urgence à :

C.N.E.T., Secrétariat du département SER/ENV - B.P. 40 - 22301 Lannion Cedex (Tél. 96/38-35-69)

Nom : Prénom :

Société : Service :

Adresse :

Code postal : Localité : Tél. : Poste :

Moyens de transport (cocher la case correspondante) :

Avion : Train : Par vos propres moyens :

Arrivée : Date : Ville : Guincamp - Lannion - Heure :

Départ : Date : Ville : Guincamp - Lannion - Heure :

A l'arrivée comme au départ, un service de cars sera mis à la disposition des personnes participant aux journées d'études, entre les gares de Guincamp, de Lannion, l'aérodrome de Lannion et le Palais des Congrès de Perros-Guirec. Indiquer le nombre de places à réserver dans le cas correspondant :

Arrivée : Départ :

Hôtel : Les réservations sont à effectuer par les participants eux-mêmes directement auprès des hôtels dont la liste sera adressée sur demande à l'Office du Tourisme (tél. : 96/23-21-15).

Ci-joint un chèque de 500 F, à l'ordre de la S.E.E. Ouest Sous-Groupe Lannion, représentant les frais de participation, les résumés des conférences ainsi que les déjeuners des 17 et 18, le cocktail du 16 et les frais divers.

Chèque bancaire : Virement postal : C.C.P. Rennes 2882-32 T :

Préciser au dos du chèque : « Journées thermiques ».

Fait à, le

Programme page VII.

MERCREDI 10 DECEMBRE 1980

ISSY-LES-MOULINEAUX

Sections 24 et 22

Demi-journée d'études organisée par :

S.E.E. - Section 24 (Commutation, Réseaux et Télématique) - Président : C. ABRAHAM (SAGATEL).

- Section 22 (Télécommunications, Radiodiffusion, Télévision, Propagation) - Président : D. LOMBARD (CNET).

CE QUI S'EST DIT A ISSLS 80

(Symposium International sur les Systèmes et Services d'Abonnés Munich 15-19/09/1980)

Lieu : Centre de Relations des Télécommunications (CNET), 38-40, rue du Général-Leclerc, 92131 Issy-les-Moulineaux.

Heure : 14 h 15.

Programme

Président de séance : J.-M. PERSON (DGT/DPR).

— Transmission dans le réseau local, par G. PAYS (C.N.E.T.).

— Commutation et signalisation, par G. FERRIEU (T.R.T.).

— Réseau numérique intégré, par J.-M. CHADUC (DGT/DAII).

— Planification et optimisation des réseaux, par J.-F. LEGROS (C.N.E.T.).

— Nouveaux services, par B. ROCHE (C.N.E.T.).

— Développements, applications, par J.-M. PERSON (DGT/DPR).

— Introduction des fibres optiques, par J. PERNIN (CIT-ALCATEL).

La participation est gratuite pour les membres individuels de la S.E.E. à jour de leur cotisation. Il est donc recommandé de se munir de sa carte de membre.

Pour les non-membres, il sera perçu une participation aux frais de 70 F (35 F pour les universitaires), T.V.A. comprise.

SEE/VI

MARDI 16, MERCREDI 17
et JEUDI 18 DECEMBRE 1980

PERROS-GUIREC
C.N.E.T. Lannion
S.F.T.
S.E.E. - Groupe OUEST

Premières Journées d'études sur
LES ASPECTS THERMIQUES DANS LES MATERIELS DE TELECOMMUNICATIONS

Organisées par le Centre National d'Etudes des Télécommunications de Lannion B
avec le concours de la Société Française des Thermiciens
et de la Société des Electriciens, des Electroniciens et des Radioélectriciens - Groupe régional Ouest

Programme provisoire

Mardi 16 décembre

- 14 h 00 à 14 h 15 Ouverture des journées d'études, par M. BERNARD (Directeur du Centre National d'Etudes des Télécommunications).
- Session I : NOTIONS GENERALES** - Président : M. BARDON (Vice-Président de la S.F.T.).
- 14 h 15 à 15 h 15 Les différents modes de transfert de la chaleur, par M. FRAGNAUD (Laboratoire de Thermodynamique de Nantes).
- 15 h 15 à 15 h 45 Le phénomène de Résistance Thermique de contact - Notions fondamentales, par M. CASSAGNE (Laboratoire de Thermocinétique de Nantes).
- 15 h 45 à 16 h 00 Pause.
- 16 h 00 à 16 h 30 Analogie thermique - Analogie électrique, par M. J.-B. SAULNIER (ENSMA de Poitiers).
- 16 h 30 à 17 h 00 Contraintes d'environnement climatique des matériels de télécommunications, par M. J.-P. BARON (C.N.E.T. Laboratoire Lannion).
- 17 h 00 à 17 h 30 Influence de la température sur la fiabilité, par M. R. GOARIN (C.N.E.T. Laboratoire Lannion).
- 17 h 30 à 18 h 00 Sensibilisation aux problèmes thermiques dans les équipements électroniques, par M. G. PAULET (Thomson-CSF Corbeville).
- 18 h 30 Cocktail.

Mercredi 17 décembre

Session II : LA THERMIQUE DES COMPOSANTS - Président : J. JERPHAGNON (C.N.E.T., Directeur du Centre Lannion B).

- 8 h 45 à 9 h 10 Connecteur électrique et thermique pour substrat céramique, par M. BRICAUD (SOCAPEX).
- 9 h 10 à 9 h 35 Architecture thermique à base de composants spécifiques, par M. GENOT (SOURIAU-EUROPELEC).
- 9 h 35 à 10 h 00 Influence de la dérive thermique sur l'admittance apparente des composants actifs - Application à la caractérisation des échanges thermiques, par M. P. THERY (UER de Lille).
- 10 h 00 à 10 h 15 Pause.
- 10 h 15 à 10 h 40 Caractérisation thermique des circuits LSI-MOS, par MM. P. MORTINI et F. ROBERT (E.F.C.I.S.).
- 10 h 40 à 11 h 05 Stabilité thermique des diodes schottky de puissance, par M. D. DEJEAN (MOTOROLA).
- 11 h 05 à 11 h 30 Semiconducteurs de puissance - Comment augmenter le rendement ? par M. BAUDIER (SESCOSEM).
- 11 h 30 à 11 h 55 Problèmes thermiques posés par les composants analogiques, par M. L.-E. BENARET (IBM).
- 12 h 00 à 13 h 45 Déjeuner.
- 14 h 00 à 14 h 20 Matériaux plastiques de conductibilité thermique améliorée, par M. C. REINAUDO (CGE Marcoussis).
- 14 h 20 à 14 h 40 Dissipateur thermique à tube de chaleur à isolement électrique - Essais d'un dispositif expérimental, par MM. J.-D. MONTMAYEUR (D.A.T.E.) et A. PASCAL (S.E.M.S.).
- 14 h 40 à 15 h 00 Les caractéristiques des caloducs et leurs possibilités dans le domaine du refroidissement des composants électroniques, par M. A. TEYTU (INOTHERM).
- 15 h 00 à 15 h 20 Mise en œuvre de cellules à effet Peltier, par M. DECALAN (SEEM).
- 15 h 20 à 15 h 40 Aspects thermiques dans les composants optoélectroniques, par MM. R. AUFFRET et J. LE ROUZIC (C.N.E.T. Laboratoire Lannion).
- 15 h 40 à 15 h 55 Pause.
- 15 h 55 à 16 h 20 Etude du fonctionnement d'une tête d'écriture thermique sur papier, par MM. E. LE COQUIL, D. EVRARD, J.-P. BOULET (C.N.E.T. Lannion).
- 16 h 15 à 16 h 35 Application d'un logiciel de simulation de circuits électroniques analogiques à des problèmes thermiques dans les matériels électroniques, par M. G. PAULET (Thomson-CSF).
- 16 h 35 à 16 h 55 Prédétermination de la température des composants d'une carte de circuit imprimé, par MM. NEUVY et A. COURGENOU (E.M.D.).
- 16 h 55 à 17 h 15 Modélisation thermique d'une carte de composants électroniques : un outil d'aide à la conception, par M. J.-P. PATUREAU (Bertin et Cie).
- 17 h 15 à 18 h 00 Table ronde animée par MM. LE TRAON (C.N.E.T. Laboratoire Lannion) et ELBERG (CENG) : Les problèmes thermiques des composants peuvent-ils être résolus aujourd'hui ?
(Suite au dos.)

Jeudi 18 décembre

Session III : LA THERMIQUE DES SYSTEMES - Président : M. AUBRIOT (Direction de la Production à la Direction Générale des Télécommunications).

- 8 h 45 à 9 h 10 Refroidissement des stations terriennes à forte dissipation thermique, par M. E. MORVAN (DATENO).
- 9 h 10 à 9 h 35 Refroidissement des amplificateurs de radio-communications en HF, par M. SURAY (Thomson-CSF).
- 9 h 35 à 10 h 00 Contrôle thermique d'un segment spatial de Télécommunications, par Mme A.-M. POUZET (CNES).
- 10 h 00 à 10 h 15 Pause.
- 10 h 15 à 10 h 40 Problèmes thermiques rencontrés dans les charges utiles de satellites, par M. R. STOLL (Thomson-CSF).
- 10 h 40 à 11 h 05 Systèmes de refroidissement de baies pour faisceaux hertziens, par M. J.-C. PETIT (T.R.T.).
- 11 h 05 à 11 h 30 Problèmes thermiques liés à l'Ingénierie des faisceaux hertziens, par M. R. STOLL (Thomson-CSF).
- 11 h 30 à 11 h 55 Relevé des caractéristiques thermiques des centraux de commutation, simulation d'une défaillance de climatisation, par M. C. ARCHAMBAULT (C.N.E.T. Laboratoire Lannion).
- 12 h 00 à 13 h 45 Déjeuner.
- 14 h 00 à 14 h 25 Les économies d'énergie dans les installations des P.T.T. : équipements et bâtiments, par M. ROTH (Bertin et Cie).
- 14 h 25 à 14 h 50 Approche concrète de l'étude du refroidissement d'un système électronique en baie, par M. J.-C. PETIT (T.R.T.).
- 14 h 50 à 15 h 15 Etudes thermiques en commutation électronique, par MM. C. NOUET et C. SIMARD (C.I.T. Alcatel).
- 15 h 15 à 15 h 40 Dissipation de chaleur dans les équipements en baies Uniswep et système 12, par M. BUCQUET (C.G.C.T.).
- 15 h 40 à 15 h 55 Evaluation des paramètres thermiques d'un bâti téléphonique en convection naturelle à partir d'essais de dissipation. Conséquences sur les règles d'équipement dans les bâtis, par MM. BEN LOLO et SCHELCHER (LMT-Thomson-CSF).
- 16 h 00 Clôture des journées d'études, par M. J. SYROTA (Directeur des Affaires Industrielles et Internationales (DAII) de la Direction Générale des Télécommunications (DGT), Premier Vice-Président de la S.E.E.).

Formulaire d'inscription page VI.

27 et 28 JANVIER 1981

LILLE

JOURNEES NATIONALES SUR LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

Patronnées par : l'Union Radio Science Internationale (URSI) - Comité National Français de Radio Electricité Scientifique (CNFRS) et la Société des Electriciens, Electroniciens et Radioélectriciens (SEE).

But du colloque et thèmes :

Faire le point des travaux théoriques et expérimentaux effectués en France dans le domaine des perturbations électromagnétiques et de leurs effets sur les performances des systèmes. Une quarantaine de communications concernant aussi bien des approches expérimentales que des études théoriques approfondies seront présentées.

Les thèmes suivants seront abordés :

- Etude des sources de bruit naturel et artificiel et leur caractérisation ;
- Pénétration du champ électromagnétique dans les systèmes de couplage, blindage, ouvertures ;
- Effets du bruit sur les performances des systèmes ;
- Modèles numériques en propagation électromagnétique : application à la comptabilité ;
- Technique et système des mesures ;
- Solutions technologiques améliorant l'immunité aux perturbations ;
- Utilisation du spectre de fréquences.

Une exposition des constructeurs et distributeurs de matériels concernant la compatibilité électromagnétique se déroulera en parallèle à proximité de la salle du colloque.

Organisation : Le colloque se déroulera à l'Université des Sciences et Techniques de Lille et débutera le mardi 27 janvier à 9 heures.

Un bulletin d'inscription ainsi que le programme détaillé comprenant les titres des communications seront envoyés aux personnes en ayant fait la demande à : Professeur P. DEGAUQUE, Université de Lille 1 - Laboratoire Ondes Electromagnétiques dans le Sol - Bâtiment P 3 - 59655 Villeneuve-d'Ascq Cedex - Tél. : (20) 91-92-22, poste 2249 ou 2247.

SEE/VIII

Les 22 et 23 JANVIER 1981

à GRENOBLE

Journées d'études organisées par

le Groupe Dauphiné-Savoie et les Sections 12 et 15 :

EVOLUTION DES RESEAUX A HAUTE ET TRES HAUTE TENSION

Le programme a paru dans le bulletin d'octobre.

Inscriptions auprès de GRENOBLE ACCUEIL, avenue d'Innsbruck, 38029 Grenoble Cedex - Tél. : 76/22-18-18. Réservations de chambres auprès de ALPTOUR c/o GRENOBLE ACCUEIL, même adresse. Spécifier les nuits retenues et envoyer un acompte de réservation par chèque à l'ordre d'ALPTOUR. Suivant catégorie désirée, joindre un chèque de * 65 F, ** 110 F, *** 140 F, **** 250 F. ALPTOUR confirmera par lettre en indiquant l'hôtel retenu.

VENDREDI 20 MARS 1981

PARIS

Section 27

SYMPOSIUM INTERNATIONAL

SUR LE RISQUE ELECTRIQUE DU MATERIEL MEDICAL (RELMEDE)

au grand amphithéâtre de l'Hôpital Necker à Paris, 149-151, rue de Sèvres (15°).
sous l'égide de :

Société de Biophysique et de Médecine Nucléaire.

Société des Electriciens, des Electroniciens et des Radioélectriciens (Section 27. Président : H. LORINO).

Société Française d'Anesthésiologie, d'Analgésie et de Réanimation.

Société Française de Cardiologie.

Société Française de Radiologie.

Président : Professeur CARA, Chef du Département d'Anesthésiologie à l'Hôpital Necker.

Programme

NATURE DES RISQUES D'UTILISATION DE MATERIELS ELECTRIQUES DE TECHNIQUE MEDICALE.

- Exposés sur les effets physiologiques des courants et des champs électriques.
- Exposés traduisant le point de vue des utilisateurs.

PREVENTION DES RISQUES D'UTILISATION DE MATERIELS ELECTRIQUES DE TECHNIQUE MEDICALE.

- Mesures d'efficacité et de sécurité telles qu'elles sont envisagées par les normes et règlements.
- Exposés traduisant le point de vue des constructeurs et installateurs.

Programme et formulaire d'inscription dans le prochain bulletin.

Secrétariat général. — Tous renseignements concernant le symposium pourront être obtenus à l'adresse suivante :
M. CHANOURDIE - GLEM - 33, avenue du Général-Leclerc, 92260 Fontenay-aux-Roses - Téléphone : 645-21-84.

RECTIFICATIF A LA LISTE DES SECTIONS TECHNIQUES

parue page XIV du bulletin d'octobre 1980

Section 18 - Président : M. FRANCISCI, tél. : 920-84-75 (au lieu de 980-84-75).

L'ANNUAIRE 1980 de la SEE a été adressé à tous ses membres. Il y a lieu d'ajouter le nom suivant qui a été omis :
Jean DENAYROLLES - 60 - Dom. : 7, allée Vignolle 33800 Bordeaux.

OFFRES D'EMPLOI

O. 899 - Recherche Ingénieur Technico-Commercial. Mission : prospection commerciale dans le groupe et hors du groupe, préparation des propositions, négociation et suivi des contrats. Profil : homme de 40-45 ans avec expérience industrielle dans **domaine électronique**, culture scientifique étendue et bonne rédaction. Envoyer lettre manuscrite, curriculum vitae et photo.

O. 900 - Cabinet d'études recherche de jeunes Ingénieurs pour étoffer son équipe spécialisée dans la réalisation de simulations informatiques d'études de systèmes.

SEE/IX

**Cycle d'étude destiné à des Ingénieurs responsables
de la politique énergétique de leur entreprise
HAUT ENSEIGNEMENT D'ENERGETIQUE COMPAREE**

Comparaison technique et économique des méthodes existantes ou possibles de production, transport, stockage et utilisation de l'énergie

Comité de patronage : Président M. Ambroise ROUX.

Membres : MM. A. ANGELINI, J. BEGUIN, J. CARPENTIER, G. DELANNOY, P. DESPRAIRIES, J. DUCUING, H. DURAND, C. FREJACQUES, M. MAGNIEN, H. MALEGARIE, C. PIERRE, P. SALLEBERT, G. SCHUSTER, J. TEILLAC, F. de WISSOCQ.

Organisation : M. F. MESA (Direction des Etudes - Ecole Supérieure d'Electricité).

Le titre de ce haut enseignement, «Energétique Comparée», a été choisi pour bien marquer que les diverses formes d'énergie ne sont pas considérées en elles-mêmes, qu'aucun a priori n'est formulé vis-à-vis des modes de production plus ou moins classiques ou nouveaux de l'énergie, mais que l'on s'intéresse aux bilans d'obtention de l'énergie utilisable par l'homme, ces bilans doivent s'entendre aussi bien au sens économique et financier qu'aux sens technique, industriel et écologique. C'est ce que le sous-titre souligne, en précisant que l'énergétique ne concerne pas seulement la production mais aussi le transport, le stockage et plus encore l'utilisation de l'énergie.

Le public visé est à la fois celui des représentants des producteurs d'énergie, des constructeurs des équipements correspondants ainsi que des utilisateurs ayant des postes de responsabilités dans leurs entreprises. L'enseignement porte :

— d'une part, sur des connaissances de base correspondant à la réalité d'aujourd'hui (les ressources d'énergie primaires et leur répartition géographique - les techniques de conversion d'énergie - la gestion de l'énergie - les comparaisons économiques, les contraintes et les perspectives) ;

— d'autre part, sur des sujets spécialisés.

Ces derniers présentent trois caractéristiques :

— leur spécialisation et leur diversité ;

— l'évolution rapide des techniques ou des données correspondantes ;

— ils fournissent l'occasion d'illustrer de façon concrète et dans un domaine souvent bien délimité, les principes physiques et économiques développés dans l'enseignement de base.

Le programme comprend, d'une part, un enseignement de base décomposé en 22 modules d'une demi-journée, d'autre part, 10 sessions spécialisées de 1 à 2 journées.

L'ensemble du cycle se déroule sur 10 mois au rythme de 1 à 2 jours groupés toutes les 2 semaines. Il commencera le 14 janvier et se terminera en décembre 1981, une interruption aura lieu en juillet et août.

ENSEIGNEMENT DE BASE

1. Préliminaires.

- Rappels économiques : les coûts et les choix (M. M. BOITEUX).
- Rappels thermodynamiques (M. R. MARCHAL).
- Méthodes de prospective (M. J. LESOURNE).

2. Les ressources en énergie primaire et leur répartition géographique.

- Ressources en combustibles fossiles (M. P. DESPRAIRIES).
- Matériaux nucléaires fissiles et fertiles (M. J.-P. DEVILLIERS).
- Caractéristiques géographiques du rayonnement solaire (M. C. VAUGE).
- Les énergies solaires indirectes : hydroélectricité, énergie éolienne, énergie thermique des mers (M. J. VALEMBOIS).
- Autres ressources : géothermie, énergie mécanique des mers (M. P. JONON).

3. Techniques de conversion de l'énergie.

- Conversion de l'énergie en combustibles (M. J.-C. BALACEANU).
- Filières nucléaires et cycles du combustible associés (M. M. RAPIN).
- Energies renouvelables (M. H. DURAND).

4. La gestion de l'énergie.

- Transport de l'énergie (M. N.-Y. COJAN).
- Stockage de l'énergie (M. C. BIENVENU).
- Utilisation de l'énergie (M. P. MAILLET).

5. Comparaisons économiques et prospective.

- Coûts énergétiques actuels comparés (M. J. CARRIE).
- Les choix économiques en matière d'énergie - Problèmes et méthodes (M. J.-R. FRISCH).
- Equilibres besoins-ressources : perspectives mondiales et françaises (M. T. MASNOU).
- Panorama global des recherches entreprises dans le domaine énergétique et analyse de leurs possibilités d'impact (M. J. MONTET).

SESSIONS SPECIALISEES

- Le nouveau pétrole : exploitation des gisements marins et évolution des techniques de récupération (M. F. BERNARD).
- Les techniques de raffinage : évolution en fonction des bruts et produits à fournir (M. J. FEBVAY).
- La conversion du charbon : gazéification et liquéfaction (M. G. DELANNOY).
- Les filières nucléaires de l'avenir (M. M. ROZENHOLC).
- L'hydrogène dans le secteur énergétique (M. M. MAGNIEN).
- Les photopiles : perspectives des différentes filières (M. M. CLAVERIE).
- La fusion thermonucléaire (M. M. TROCHERIS).
- La production mixte de chaleur et d'électricité et son utilisation (M. J.-P. HAUET).
- Les économies d'énergie (M. D. MAILLARD).
- Energie et environnement (M. A. DEJOU).

Pour tous renseignements et pour obtenir le programme détaillé du cycle, s'adresser à la Direction des Etudes de l'Ecole Supérieure d'Electricité (Plateau du Moulon, 91190 Gif-sur-Yvette - Tél. : (6) 941-80-40).