

L'onde électrique

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

● 9^e Colloque International de Commutation : le double succès ● La simulation au service du contrôle des liaisons téléphoniques ● EIP compte automatiquement jusqu'à 40 GHz ● Le LCIE fait la chasse aux parasites électriques ● Teradyne teste tous les CI linéaires ●

Les nouveaux semiconducteurs de puissance.

1979, année des fibres optiques : III. — Les câbles.

Les tubes hyperfréquences et leurs applications : état actuel et progrès récents.

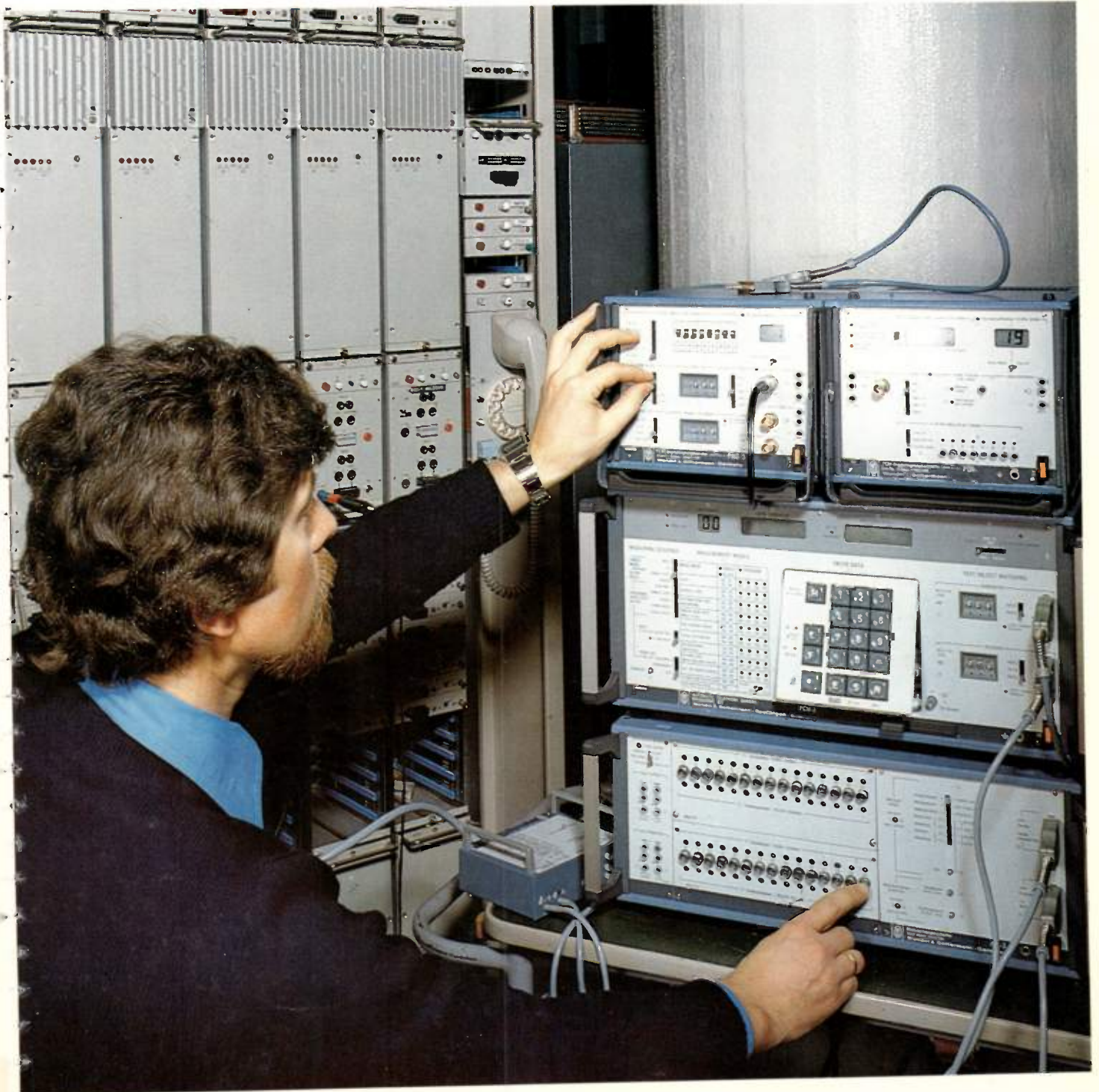
Nouveaux algorithmes de transformée de Fourier rapide.

LOCATION:

- ☐ Latest issue / staffroom
☐ C-current display
☒ Current shelves
☐ Bibliography shelves
☐ Other

RETENTION:

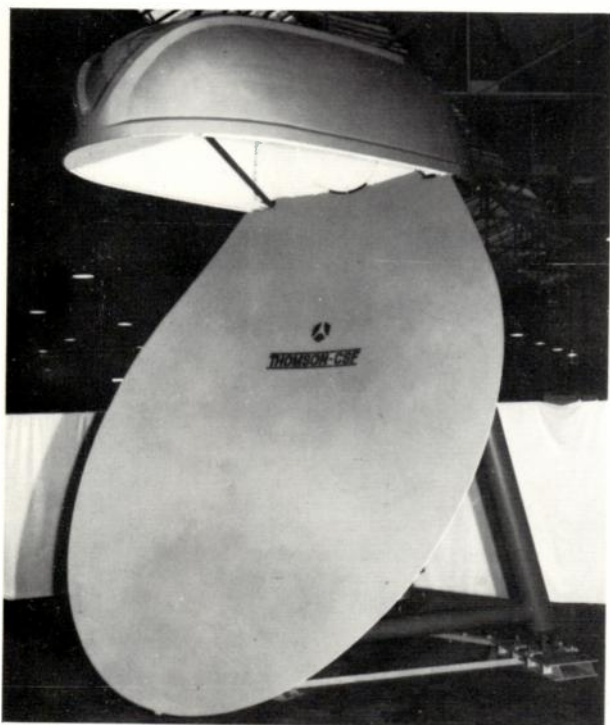
- ☐ Current year only
☐ Other



Antennes micro-ondes

Applications aux faisceaux hertziens

Par **NHU BUI-HAI**



Antenne multibande à visière
de BUI-HAI et MAGNE
(Vue de profil)

(Cliché appartenant
à Thomson - CSF)

Cet ouvrage traite des divers types d'antennes micro-ondes ; elles sont classées dans l'ordre des bandes de fréquences normalisées en faisceaux hertziens et analysées avec leurs caractéristiques, leurs utilisations et leurs performances. Les programmes de calcul des antennes sont donnés sous forme de listing en langage Fortran IV permettant une application immédiate sur ordinateur ; les techniques de mesures radio-électriques portant sur les éléments rayonnants ou non, les contrôles de tests mécaniques divers (précision du profil, dépointage de l'axe, etc...) et les essais climatiques sont également abordés. Cet ouvrage présente un caractère théorique mais aussi industriel et pratique ; il permet à ceux qui s'intéressent aux antennes micro-ondes, de concevoir et contrôler leur Antenne.

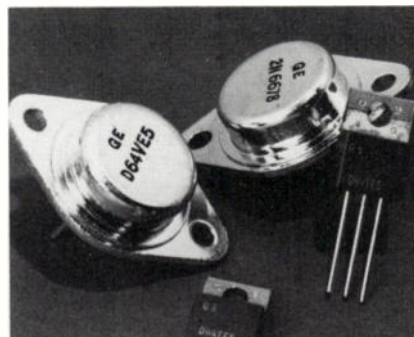
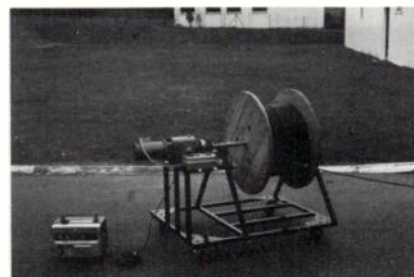
528 pages, 450 figures, 260 F
(prix indicatif M.L.S.)

Chez le même éditeur

Antennes sous la direction de E. Roubine. École supérieure d'électricité. Tome I. Introduction générale par E. Roubine et J.-Ch. Bolomey. Tome II. Applications par S. Drabowitch et C. Ancona. **Radars** Bases modernes par M.-H. Carpentier. **Antennes à large bande**. Théorie et applications par G. Dubost et S. Zisler. Monographies d'électronique.

Pour toute commande ou demande de documentation, adressez-vous à votre libraire ou aux Éditions Masson, 120, bd Saint-Germain, 75280 Paris Cedex 06.

MASSON 

**SSC à Tours**
(p. 5)**L'EIP 540**
(p. 10)**Semiconducteurs de puissance**
(p. 17)**Les câbles optiques**
(p. 27)**Tubes hyperfréquences**
(p. 56)**Événement :**

- 5 • 9^e Colloque International de Commutation : le double succès.
- 6 • Eurotechnica s'oriente vers les transmissions de données.
- 7 • La simulation au service du contrôle des liaisons téléphoniques.
- 10 • EIP compte automatiquement jusqu'à 40 GHz.
- 11 • NEC confirme son implantation en Europe.
- 12 • Le LCIE fait la chasse aux parasites électriques.
- 14 • Teradyne teste tous les types de CI linéaires.
- 15 • L'alarme téléphonique : un nouveau service pour les abonnés.
- 16 • La série 9900 de Racal : 13 compteurs-fréquence-mètres conçus autour d'un CI complexe en technologie CDI.

œ actualités :

- 17 • Les nouveaux semiconducteurs de puissance.
- 27 • 1979, année des fibres optiques : III. — Les câbles.

œ conférences et expositions.**œ applications :****39 Les nouveautés de l'Onde Électrique.****Composants :**

- 53 Les tubes hyperfréquences et leurs applications : état actuel et progrès récents, par *P. Guénard*.

Systèmes asservis :

- 61 Oscillateur sinusoïdal d'ordre 5/2, par *A. Oustaloup*.

Automatismes :

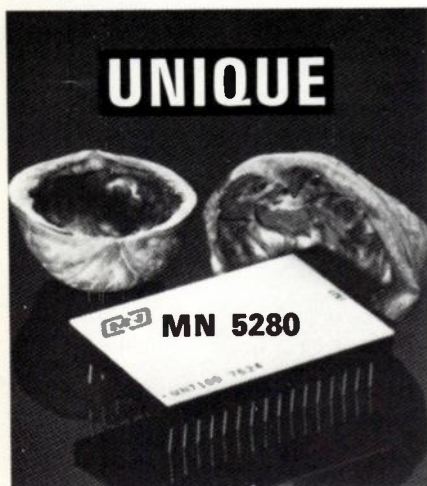
- 69 Simulation d'une commande automatique de gain de type homomorphe, par *M. Bernheim*.

Biomédical :

- 75 Ajustement d'un modèle électronique de simulation d'un électrocardiogramme, par *R. Hadj-Salem* et *Ch. Berger-Vachon*.

Traitement du signal :

- 81 Nouveaux algorithmes et transformée de Fourier rapide, par *M. Nussbaumer*.



ADC 16 bits

- Boîtier 32 broches DILP
- Entrée multigammes
- Temps de conversion 60 μ s.

ALIMENTEZ VOS CIRCUITS AVEC NOS ALIMENTATIONS ET CONVERTISSEURS MODULAIRES

- Alimentations Modulaires AC/DC
505 : ± 15 V/0,1 Amp. (200 F)
542 : ± 5 V/1 Amp. (200 F)
- Convertisseurs DC/DC
Série μ D : à partir de 165 F
Série μ LRD : à partir de 405 F

NOS PRIX SONT COMPÉTITIFS :
CONSULTEZ-NOUS !

MN 5240

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE/NUMÉRIQUE 12 BITS RAPIDE

- Interchangeable avec :
MN ADC 84/85
- Temps de conversion : 5 μ s.
- Disponible en gamme MILITAIRE
- Entrée Multigammes
- Boîtier 32 broches DILP

MICROEL

Avenue des Champs-Lasniers
«ALPHA 128»
91440 LES ULIS

Tél. : 907.08.24 Téléx 692493 F

l'onde électrique

contents

june-july 1979
vol. 59 - n° 6

17 New power semiconductors.

27 1979, the fiber optics year : III. — Cables.

Components:

53 Microwave tubes and their applications : present situation and recent improvements, by *P. Guénard*.

Locking systems :

61 5/2 order sinusoidal oscillator, by *A. Oustaloup*.

Automatisms :

69 Simulation of an homomorphic automatic gain control, by *M. Bernheim*.

Bioengineering :

75 Adjustment of an electronic machine built for electrocardiogram simulation, by *R. Hadj-Salem* and *Ch. Berger-Vachon*.

Signal processing :

81 New fast DFT algorithms, by *H. Nussbaumer*.

l'onde électrique à TELECOM79

du 20 au 26 septembre à Genève

FOIRE DU LIVRE Stand 642 - Hall DE

l'onde électrique

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



RÉDACTION

Rédacteur en chef : Gilles SECAZE.
Tél. : 329.21.60.

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. 638.40.69).
Adjoint : M. BON, CNET.

PUBLICITÉ

Chef de Publicité : Alain BUISSON.
Tél. : 329.21.60.

Régie Publicitaire des Périodiques Masson.
Directeur de la Régie : M. LEROY.

Représentant pour la Grande-Bretagne

Frank L. Crane Ltd, 16-17 Bride Lane, London
EC4Y 8EB.
Tél. : 01.353.1000. Télex : 21489.

Published monthly (except July and August) by Masson, 120, bd Saint-Germain, Paris, France. Annual subscription price : F 270. Second-class postage paid at Jamaica, N.Y. 11431 Air freight and mailing in the U.S. by Publications Expediting, Inc. 200 Meachan Ave., Elmont, N.Y. 11003.

POINT DE VUE

La stratégie de l'araignée

Décidément, nos amis japonais ne sont guère appréciés par les constructeurs français de matériels électroniques. Officiellement contestée à plusieurs reprises en ce début d'année, la politique nipponne d'exportation de produits industriels vient d'être tout récemment encore remise en cause par M. J. P. Bouyssonie, président du *Groupe des Industries Electroniques*, lors de la dernière conférence de presse qu'il a donnée avant de passer le flambeau à son successeur, M. André Mercier. Rappelant que la croissance du déficit commercial de la balance du commerce extérieur de la CEE avec le Japon n'était contestée par personne, M. Bouyssonie a relevé le caractère délibérément agressif de la pénétration japonaise dans les pays d'Europe et assuré qu'en laissant les industriels japonais s'installer dans la CEE, on affermit leurs marques dans l'esprit des acheteurs européens et, qu'en outre, non seulement le Japon oppose la plus extrême mauvaise volonté à l'importation de produits européens manufacturés, mais en plus il est pratiquement impossible à un industriel européen de s'installer au Japon. C'est dans cet esprit qu'il a pu affirmer que le déficit commercial communautaire actuel ne pouvait se perpétuer et devait se réduire. D'où la menace : « le Japon doit ou importer ou s'autolimiter, faute de quoi la CEE ne pourra pas ne pas prendre de mesures restrictives. »

Deuxième thème développé, celui de la nécessité de la mise en service d'un satellite national de télécommunications. Là encore, après avoir rappelé l'exigence d'un tel équipement au plus tard en 1983 pour notre industrie des biens d'expressions, M. Bouyssonie a indiqué qu'à l'époque considérée, en effet, l'Allemagne et le Japon disposeront de satellites nationaux et, s'appuyant sur leurs propres marchés intérieurs, leurs industriels lanceront la fabrication en série des équipements de réception correspondants et chercheront de toute évidence à se tailler immédiatement la part du lion sur le marché mondial. Conséquence, selon le président du GIEL : « si notre industrie grand public ne se trouve pas alors dans la même situation que ses deux principaux concurrents, elle sera gagnée de vitesse et ne pourra jamais rattraper le temps perdu, non seulement sur le marché mondial, mais également sur son propre marché national. »

Troisième sujet de mécontentement, celui des biens d'expressions et des biens intermédiaires. Ainsi, selon M. Bouyssonie, l'*Orderly Marketing Agreement*, que viennent de lui imposer les U.S.A., contraint l'électronique japonaise à chercher de nouveaux débouchés et, par l'importance de ses marchés grand public et de composants, l'Europe est pour elle une proie toute désignée. D'autre part, au plan français, dans le domaine électroacoustique, par exemple, l'effort développé par l'industrie nationale pour reconquérir son propre marché va évidemment s'en trouver contrarié. A cela s'ajoute le fait que le brevet PAL tombe dans le domaine public à la fin de 1980 et que, n'étant plus tributaire de licences jusqu'ici parcimonieusement accordées par le détenteur du brevet, l'électronique japonaise s'apprête à inonder l'Europe de téléviseurs couleur.

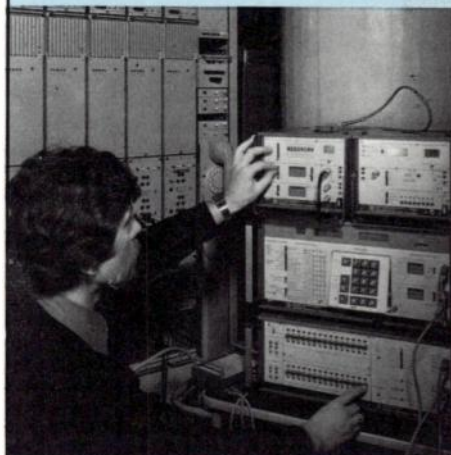
Certes, dans un premier stade les constructeurs français se trouveraient protégés par le Traité de 1963 et par les brevets SECAM, mais les difficultés que rencontrerait alors notre industrie des composants sur le marché européen auraient tôt fait de contre-réagir au niveau de l'électronique française toute entière, tant il est vrai que seule une industrie des biens d'expression saine et vigoureuse, par l'action d'entraînement et de régulation qu'elle exerce sur les fabrications de composants, permet de dégager les moyens indispensables à la recherche et par là-même de satisfaire aux besoins de l'électronique professionnelle.

Alors, faut-il réagir au niveau national ou bien, puisqu'Europe il y a, à l'échelle communautaire ? Faut-il, comme les USA, fermer nos frontières ou bien plus simplement limiter nos importations en provenance du pays du Soleil Levant ? De toutes façons, il faut réagir au plus vite car les industriels européens de tubes, de circuits intégrés ou de téléviseurs vont se trouver en péril (voir l'industrie britannique en ce domaine). Il n'est pas trop tard, loin s'en faut.

O.E.

Sur notre couverture :

BANC DE MESURE AUTOMATIQUE MIC PA - 3



Spécialiste de l'instrumentation en télécommunication, WANDEL ET GOLTERMANN a réalisé un ensemble de mesure automatique pour les voies téléphoniques.

Spécialement adapté aux mesures sur les multiplexeurs MIC, l'appareil est capable d'effectuer automatiquement toutes les mesures des paramètres analogiques ainsi que les mesures de qualité des codeurs ou des décodeurs.

Grâce à son utilisation simple, à sa conception modulaire permettant à chaque utilisateur de choisir « sa » configuration, et à ses performances élevées, cet ensemble est plus particulièrement destiné au laboratoire et au contrôle ainsi que pour les installations et la maintenance des systèmes téléphoniques MIC. Cet appareil trouve également de nombreuses applications dans les systèmes analogiques ainsi qu'en commutation temporelle.



Wandel & Goltermann France

APPAREILS DE MESURES ELECTRONIQUES

BOGARIS 156 - 94 534 RUNGIS CEDEX

☎ 887 32 70 - Télex 280008 WEG F

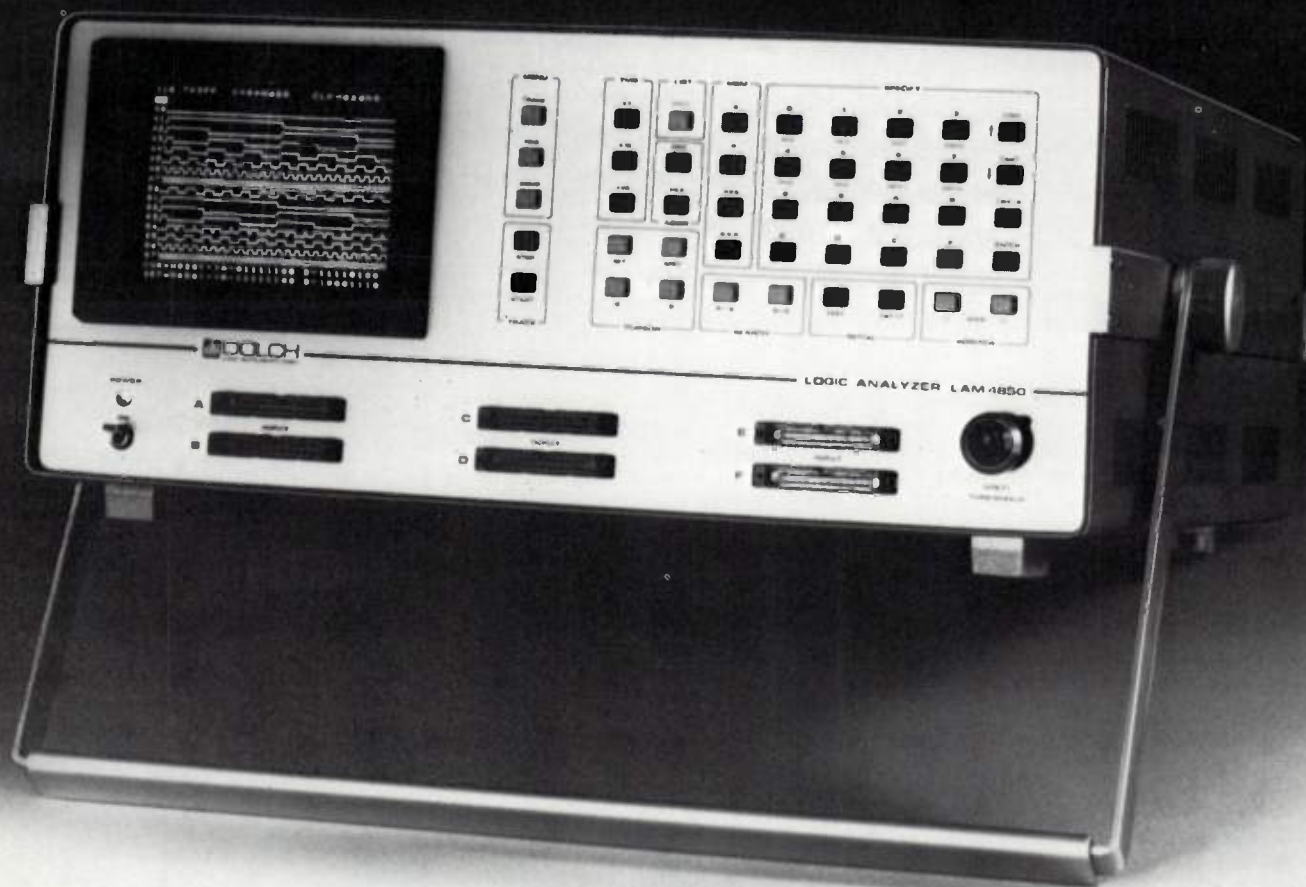
Le nouvel analyseur logique DOLCH LAM 4850, est le plus puissant de sa génération avec la possibilité d'analyser **48 voies** à des cadences d'échantillonnage pouvant aller jusqu'à **50 MHz**. La mémoire de **1024 bits** est organisée en **trois blocs indépendants** qui permettent à l'utilisateur de formater l'enregistrement et la restitution de multiples façons pour servir un nombre quasiment illimité d'applications. L'enregistrement simultané de données synchrones et asynchrones est possible.

Le système de déclenchement comprend **4 niveaux de reconnaissance séquentielle** avec cinq retards indépendants. Un autre système inédit de déclenchement permet la reconnaissance d'événements séquentiels à l'intérieur de deux limites d'un flot de données. La mémoire de comparaison de 1024 bits peut être organisée pour ne comparer que certaines sections. Enfin le LAM 4850 est entièrement programmable à distance par l'interface CCITT V24 ou le bus GPIB.



8, rue Sainte-Lucie • 75015 Paris
Tél.: (1) 577.95.70 • Télex : 260073.

analyseur logique DOLCH 48 voies • 50 MHz



La Bête!

9^e Colloque International de Commutation

Le double succès

Près de 2 000 personnes ! un chiffre qui dépasse tous les espoirs formulés lors de l'organisation du 9^e Colloque International de Commutation qui s'est tenu cette année à Paris du 7 au 11 mai dernier et qui a, incontestablement, marqué la victoire de la commutation temporelle.

Ce sont finalement 1955 personnes parmi lesquelles 708 Français et 1247 étrangers de 56 pays qui auront suivi assidûment les quelques 170 communications présentées au 9^e Colloque International de Commutation de Paris. Ouverte par MM. Segard, Secrétaire d'État aux Postes et Télécommunications, Thery, directeur général des Télécommunications, Dayonnet, président de la SEE et Libois, président du Colloque, la réunion aura permis de mettre en évidence les incontestables avantages des techniques de commutation électroniques et plus particulièrement de la commutation temporelle. Avantages liés aux progrès des composants électroniques et plus spécialement des circuits intégrés (microprocesseurs, notamment) sans lesquels l'évolution de la commutation n'aurait pu se faire.

Comme l'avait indiqué M. Lucas, président du comité scientifique du Colloque, lors de l'entretien qu'il avait accordé à l'Onde Électrique en avril dernier, quatre thèmes principaux auront été développés par les orateurs : les réseaux, pour lesquels on aura pu constater l'insistance des communications à l'égard des techniques numériques et de leurs avantages, les systèmes auxquels le temporel a donné toutes ses dimensions en insistant sur la décentralisation des fonctions de commande et l'intelligence répartie, les logiciels avec leur fractionnement découlant (ou à l'origine) de la notion d'intelligence répartie et la mise au point de langages de haut niveau, les services nouveaux enfin qui constituent le lien privilégié entre la technique et le public, services qui trouveront tout leur sens lorsque le réseau, dans sa totalité, sera électronique, autrement dit vers 1987 selon les déclarations de M. G. Thery, époque où il ne demeurera quasiment plus de commutateurs classiques.

En attendant, le prochain Colloque International de Communication aura lieu du 21 au 25 septembre 1981 à l'Hôtel Bonaventure de Montréal au Canada. Il devrait confirmer le succès remporté par celui de Paris et mettre en évidence l'évolution des techniques optiques qu'on aura malheureusement passées sous silence cette année.

Escalade à la puissance pour les composants de SSC

Avec 40 % du marché français des semiconducteurs de puissance, SSC a décidé d'attaquer le marché américain. Cette filiale du groupe Thomson devrait voir ses efforts récompensés quand on songe qu'elle a investi suffisamment pour adapter parfaitement ses produits.

L'usine SSC (*Le Silicium Semiconducteur*) de Tours regroupe en une seule unité les moyens nécessaires à la fabrication à grande échelle de toute la gamme de dispositifs semiconducteurs de puissance. De construction récente, 1973-74, cette usine a eu une croissance rapide (800 personnes aujourd'hui) : pour ce faire, SSC (160 MF), filiale de Thomson-CSF, s'est alliée à Alstom Atlantique qui fabriquait, depuis 1972, des composants de plus de 1 000 A, destinés au traitement de l'énergie (redresseurs, thyristors, triacs, transistors de commutation).

Toutes les opérations de fabrication, du silicium au produit fini (press pack), sont assurées sur place, grâce, en particulier, aux 8 000 m² climatisés et dépoussiérés qui com-

prennent deux salles blanches consacrées à la diffusion et à la photogravure et une salle grise pour l'encapsulation et l'assemblage.

De nombreux contrôles sont effectués : tirage, sciage, diffusion, glassivation, métallisation, découpe, tri des caractéristiques électriques, contrôle optique et emballage, contrôle qualité, et expédition, ainsi que des prélèvements. Il est à noter qu'un laboratoire de fabrication de monocristaux assure une partie des besoins en silicium des différentes lignes.

Les marchés actuels que SSC, qui poursuit les engagements de Alstom Atlantique, honore sont situés dans le domaine de la traction ferroviaire pour l'équipement notamment, des hacheurs de grosse puissance.

Contrôle des « presspacks » à SSC

Réaliser des produits parfaitement adaptés aux marchés internationaux.



ce (semiconducteurs rapides, thyristors et diodes) destinés au MF 77 (métro ferré 1977) et au TGV (train à grande vitesse), outre un échantillonnage pour le MI 79 (métro interconnexion). Le marché des semiconducteurs équipant les auxiliaires (onduleurs, convertisseurs, ponts mixtes) nécessaires également à la traction ferroviaire est aussi couvert. Le TGV, par exemple, pour lequel SSC détient, au travers d'Alstom, la moitié du marché, comporte un bloc hacheur nécessitant cinq types de composants différents (trois thyristors rapides et deux diodes rapides) et un bloc commun avec trois types différents (deux thyristors lents et une diode lente : les caractéristiques essentielles de cette dernière étant une tension de 3 400 V et un diamètre de 30 à 40 mm).

SSC, qui est fortement implantée sur le marché français des composants de puissance (40 %) en tant que fournisseur des grands programmes régionaux, et sur le marché européen (10 %), fait également un effort important aux USA depuis un an, et dans ce but cherche à adapter ses produits, dont elle exporte en moyenne entre 35 et 50 %.

Les perspectives futures sont, elles, soutenues par les recherches d'un laboratoire d'études et de développement travaillant, dit la direction, sur des technologies et des structures nouvelles. L'accent est mis sur l'amélioration de la fonction « interrupteurs » des dispositifs semiconducteurs : tous les constructeurs ont tenté d'augmenter les calibres avec des diamètres qui sont en moyenne, aujourd'hui, de 50 mm, mais les 100 mm

seront souvent atteints dans le futur. Pour les tensions, les 4 000 V sont envisageables ; cependant, tous les paramètres ne peuvent évoluer en même temps et le laboratoire de recherches a pour but de tenir les tensions en maintenant la rapidité et la robustesse, les prix et des pertes minima, ainsi que de diminuer les temps de commutation, ce qui signifie améliorer la technologie en maintenant les performances obtenues. Plusieurs axes sont donc étudiés dans l'élaboration des composants : des progrès ont été faits grâce à la transmutation nucléaire, ce qui a permis d'obtenir du silicium de type N et, par ailleurs, de contrôler leur durée de vie en soumettant les composants à une irradiation électrique au cours de laquelle on effectue une mesure précise de ceux-ci. On ne pouvait réaliser ces tolérances serrées, indispensables à la mise en série des dispositifs et à la mise en parallèle, avec les technologies classiques. Une autre visée d'avenir consiste en un développement des structures asymétriques (diodes en antiparallèle). On peut dire que la relève pour les transistors de puissance s'est faite à Tours.

Des structures plus ou moins proches du thyristor sont également à l'étude : les thyristors à GCO (gain de courant à l'ouverture) qui peuvent s'ouvrir par action sur la gachette. Dans un avenir plus éloigné, SSC pense à intégrer sur un même morceau de silicium les fonctions commande et puissance, mais les débouchés risquent d'être peu nombreux.

— Télécommunications —

Filiale de Cable and Wireless :

Eurotechnica s'oriente vers les transmissions de données

Filiale du groupe britannique *Cable and Wireless* (1,6 milliards de francs de chiffre d'affaires en 1978, près de 11 000 personnes) par l'intermédiaire de sa division européenne *Eurotech* (32 MF de CA et 110 personnes) qui réalise, à travers cinq filiales et sept représentations commerciales, des opérations dans les domaines des télécommunications et de l'informatique, *Eurotechnica* joue en France le rôle de consultant en matière de télé et péri-informatique en même temps que celui de distributeur et importateur de matériels destinés à ces secteurs d'activités.

Employant 22 personnes, Eurotechnica a réalisé en 1978 un chiffre d'affaires de plus de 8 MF. Elle dispose à son catalogue de produits provenant de neuf marques différentes dont les deux dernières constituent une nouvelle orientation dans les lignes de produits représentées. En effet, dans le domaine des télécommunications, Eurotechnica distribue les produits d'*Extel-Transtel* (télé-imprimeurs),

de *Data Control Equipment* (transcodeurs, lecteurs perforateurs, générateurs programmables d'en-têtes de messages), de *Secmat* (termineurs-signaleurs et de la maison-mère *Cable and Wireless* (équipements télégraphiques).

Dans le domaine des terminaux et des systèmes, elle représente *DTC* et ses unités centrales, *Newbury* et ses terminaux à écran et *Volker Craig* qui fabrique également des terminaux à écran.

Afin d'élargir son champ d'investigations, *Eurotechnica* a mis sur une ligne de produits touchant aux transmissions de données. Elle distribue ainsi les équipements frontaux d'ordinateurs et les modems de *Gandalf* et, depuis peu les multiplexeurs synchrones et asynchrones statistiques de 4 à 256 canaux de la firme *Infotron*.

Pour l'avenir, *Eurotechnica* a l'intention de fournir un effort commercial particulier dans le domaine des transmissions de données. Pour ce faire, la gamme *Infotron* sera complétée avec l'annonce

A noter...

• Une association européenne des constructeurs de matériels électroniques grand public (EACEM) a vu le jour grâce à sept organisations professionnelles (allemande, belge, françaises : SCART, SIERE ; anglaise : BREMA ; italienne : ANIE ; hollandaise : NERATU). Il s'agit de couvrir l'ensemble des biens électroniques d'équipement du foyer utilisés à des fins culturelles et demain les procédés faisant appel au téléviseur familial. Le secrétariat (11, rue Hamelin, Paris, 16^e) sera dévolu à M. René Bezard, secrétaire général du Groupement des Industries Électroniques (G.I.E.L.). Le président en est pour deux ans, M. Jacques Fayard, directeur général du groupe Grand Public de Thomson-Brandt, le vice-président le Dr. R. Köberle, gérant de la société allemande Saba, de Villingen.

• Utipac (Société des Utilisateurs de Transpac) a été constituée à Paris avec un capital initial de 2 MF. Le conseil d'administration se compose de M. Pierre Henry (président) et de onze personnes morales : l'Agence Havas (représentée par M. Jean-Louis Méral), Air France (M. Marc Denis), la Banque de France (M. Jean Leclère), la BNP (M. Jacques Pépin de Bonnerive), Crédit Agricole (M. Ngo Quang Minh), le Crédit Lyonnais (M. François Colin de Verdière), Péchiney-Ugine-Kulmann (M. Raymond Brun), la Régie Renault (M. Roger Pertuiset), Rhône-Poulenc Industries (M. Pierre Rouault), Saint-Gobain — Pont-à-Mousson (M. Pierre Bouchaud) et la Société Générale (M. Pierre Lhermitte).

• Au Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radiorécepteurs et Téléviseurs (SCART), M. Jean Soulas, qui a fait sa carrière chez Brandt, et qui est le directeur général et l'administrateur de plusieurs sociétés, prend la présidence à la place de M. André Mercier, nommé président d'honneur. MM. Jean-Claude Bonnet (à la direction générale de La Radiotechnique) et Jean Telias (président-directeur général d'ITT Océanic) sont vice-présidents et Jean-Pizon, trésorier.

• M. Christian Devin, administrateur directeur-général est devenu vice-président de Jeumont-Schneider (Puteaux).

• M. Lionel Salomon, directeur de recherche au CNRS, vient d'être nommé membre du conseil scientifique du Commissariat à l'Énergie Solaire (COMES).

• A l'Office National d'Études et de Recherches Aérospatiales, M. Jean-Claude Morin a été remplacé au conseil d'administration par M. Jean-Claude Wanner (conseiller pour la recherche technique de la DGRST).

• Direction Générale des Télécommunications : c'est M. Aimery de Narbonne qui a été nommé sous-directeur de l'action commerciale à la direction des affaires commerciales. Il était auparavant chef du service de la communication et des relations extérieures de l'Agence pour les économies d'énergie.



Le multiplexeur temporel classique divise les données de chaque ligne en blocs de longueur fixe, transmis séquentiellement sur une seule ligne haute vitesse.

Mais les terminaux transmettent rarement de façon continue à vitesse maximale. Il subsiste donc des blocs vides, inutilisés. Dans Supermux 480 d'Infotronics, la technique de multiplexage statistique utilisée supprime cet inconvénient en affectant dynamiquement la bande passante en fonction des débits de chaque canal. De plus, Supermux utilise un protocole conversationnel avec correction d'erreur automatique (ARQ). On aboutit en pratique à un rendement

de 200 % avec une transmission sans erreur.

Quelques spécifications sont à noter : Supermux 480 est un multiplexeur de type statistique, contrôlé par microprocesseur disposant de 4 ou 8 canaux (modulaire) et d'interfaces asynchrones, travaillant à des vitesses de 50 à 9600 bps selon les codes : Baudot, ASCII, IBM, à la vitesse maximale de sortie de 38,4 K bits/seconde.

Il travaille en sortie jusqu'à 9600 bps synchrone/asynchrone selon le protocole SDLC/X.25, par blocs de longueur variable, jusqu'à 128 caractères ; il dispose de la correction d'erreurs (ARQ) et des interfaces V24/V28.

défauts constatés sont enregistrés et, à la demande, imprimés en même temps que la date et l'heure auxquelles ils ont été constatés. Des compteurs indiquent en outre le nombre d'essais de liaisons effectuées et de défauts constatés. En l'absence de défaut, la réalisation d'une simulation par le VSE demande de 6,1 à 11,5 secondes selon le type de central. De sorte qu'en 24 heures de fonctionnement, l'appareil peut contrôler 90 000 à 160 000 liaisons. Si l'on souhaite, à des fins statistiques par exemple, effectuer un million de liaisons, il ne faudra guère plus de 6 à 11 jours au VSE. Une minuterie incorporée permet de choisir les tranches horaires pendant lesquelles les essais sont réalisés. Le VSE s'insère dans un espace de 37 cm de haut, 66 cm de large et 32 cm de profondeur.

Savez vous que...

● Telspace (groupement de CIT-Alcatel et Thomson-CSF) vient de se voir confier, par le gouvernement de la République de Guinée, la réalisation d'une station terrienne de télécommunications par satellite du réseau Intelsat. Celle-ci sera installée à Wonkifong, près de Conakry ; de type «Standard B» Intelsat, elle opérera sur le satellite de l'océan atlantique. Une antenne d'un diamètre de 14,50 m et 24 voies SCPC (porteuses monovoie) lui permettront d'assurer les liaisons téléphoniques, télégraphiques et télex ; la télévision pourra également être transmise. L'investissement total s'élève à 25 M F ; un crédit a été accordé par la Banque Française du Commerce Extérieur. Telspace confirme ainsi sa position de second sur le marché mondial, dans le domaine des télécommunications par satellite, avec plus de 50 stations en service ou en cours de réalisation.

● La Commonwealth Telephone Company vient de commander à ITT Transmission (Raleigh) le premier câble à fibres optiques (45 Mb/s) des USA ; il mesure 23 km de long, est composé de 5 fibres optiques à gradient d'indice protégées par une gaine contenant un gel et est destiné à assurer des liaisons téléphoniques publiques entre deux centraux ruraux. La moitié du système a été enterrée au moyen d'une charrue automatique d'enfouissage, après enrobage d'une gaine de polyéthylène basse densité et armature métallique, l'autre est constituée par un câble aérien auto-porteur sur poteaux.

● CIT-Alcatel a reçu de Bahrein la commande d'un central téléphonique temporel E-10 (9 000 lignes extensibles à 15 000) qui sera installé par Bahrein Telephones à Manama. Avant Bahrein, quatre pays arabes (le Maroc, la Syrie, l'Égypte et le Yémen) avaient déjà fait appel au système E-10.

● LMT a conclu un accord avec l'administration turque des PTT concernant le système de commutation téléphonique MT 20/25 destiné au réseau téléphonique turc, le premier central d'abonnés MT 25, de 20 000 lignes qui sera installé à Istanbul Tahtakale, et la création commune, entre les PTT turques et LMT, d'une société de production de centraux électroniques (capacité annuelle : 200 000 lignes).

prochaine de deux nouveaux multiplexeurs haut de gammes statistiques. Viendront ensuite enrichir et prolonger le catalogue Eurotechnica : un système de

raccordement et de concentration pour le réseau Transpac ; un système spécialisé de traitement de texte. Affaire à suivre... □

A l'étude chez SEL

La simulation au service du contrôle des liaisons téléphoniques.

Afin de contrôler le fonctionnement normal de centraux nouveaux ou étendus, il est indispensable de réaliser un grand nombre de liaisons et d'évaluer chacune des phases du processus de mise en communication. L'exécution manuelle de ces contrôles demandait un temps considérable. C'est pourquoi Standard Elektrik Lorenz (SEL), filiale allemande d'ITT, a mis au point

un appareil de simulation de trafic VSE. Verkehrrs - Simulations - Einrichtung). Conçu d'abord pour les propres besoins de SEL, le VSE s'est vite révélé assez utile pour que la Deutsche Bundespost en commande de premiers exemplaires. Le VSE peut réaliser simultanément douze liaisons téléphoniques simulées, en en contrôlant toutes les étapes. Les

L'avenir commence en

**Celui qui veut à l'avenir
avoir son mot à dire dans
la technique des communications
doit s'informer
en septembre à Genève**



L'ONDE ÉLECTRIQUE

sera présente à

« TELECOM 79 »

**et vous attend du 20 au 26 septembre
à GENÈVE**

**Hall DE Stand n° 642
Foire du Livre**

septembre!

En septembre 1979 auront lieu à Genève deux manifestations qui auront une influence sur l'évolution de la technique des télécommunications dans le monde entier: la Conférence administrative mondiale des radiocommunications (CAMR) où seront fixées les fréquences pour tous les services de radiodiffusion, de télévision et de radio du monde pour les 20 prochaines années, et la

3e Exposition mondiale des télécommunications, qui devrait être déterminante pour l'orientation des entreprises en électronique dans les pays industrialisés du globe. Votre opinion et votre contribution comptent en cela pour beaucoup!



Pourquoi devriez-vous venir à Genève?

Parce qu'il y aura à voir aujourd'hui la technique des télécommunications de demain. C'est elle qui est responsable de l'acquisition du développement d'installations de télécommunication. Vous trouverez à l'exposition des idées de nature à faciliter la tâche. Qui veut avoir son mot à dire? Il doit venir s'informer à Genève.

Ce qui vous attend à Genève:

La plus grande exposition électronique du monde avec des représentants de 40 pays, avec une abondance de techniques des communications. Vous ne rencontrerez nulle part ailleurs des spécialistes et des représentants de tous les secteurs. Et pour couvrir les besoins des maisons suisses de l'exposition, il y a une exposition suisse.

Pourquoi venez-vous à Genève?

Parce que vous ne pouvez pas manquer l'exposition suisse. Parce que vous ne pouvez pas manquer l'exposition suisse. Parce que vous ne pouvez pas manquer l'exposition suisse. Parce que vous ne pouvez pas manquer l'exposition suisse.

Demandez la documentation sur l'exposition au Secrétariat Pro Telecom, Case postale 2033, CH-3001 Berne.

Celui qui ne peut se déplacer à Genève, mais qui désirerait en savoir plus sur la technique suisse des communications recevra sur demande la brochure de Swisscom «Telecommunications - made in Switzerland».

Les maisons groupées dans le Pavillon suisse:

Amesa, CH-1211 Châtelineau-Genève
Atek Electronic SA, CH-6354 Vitznau
Autophon SA, CH-4500 Soleure
BBC Société Anonyme
Brown, Boveri & Cie, CH-5401 Baden
Câblex SA, CH-1110 Morges
Cerberus SA, CH-8708 Männedorf
Condensateurs Fribourg SA, CH-1700 Fribourg
Dätwyler SA, CH-6460 Altdorf
Eidophor SA, CH-8105 Regensdorf
Electrona SA, CH-2017 Boudry
Fabrique d'Accumulateurs Oerlikon, CH-8050 Zurich
Fabrique suisse d'Isolants, CH-4226 Breitenbach

Gfeller SA, CH-3018 Berne
Gretag SA, CH-8105 Regensdorf
Hasler SA, CH-3000 Berne
Howag SA, CH-5610 Wohlen
Huber + Suhner SA, CH-9100 Herisau
Leclanché SA, CH-1401 Yverdon
Nyfeler O. SA, CH-4013 Bâle
Oscilloquartz SA, CH-2002 Neuchâtel
Patek Philippe SA, CH-1211 Genève
Philips SA, CH-8027 Zurich
PTT, Direction générale, CH-3030 Berne
Radio-Suisse SA, CH-3000 Berne
Reichle + De Massari, CH-8510 Uster
Siemens-Albis SA, CH-8047 Zurich
Sodeco-Saia SA, CH-1211 Genève
Standard Telephon und Radio SA, CH-8055 Zurich
Sunwind-Energy, CH-2022 Bevaix
Swisscom, CH-8002 Zurich
Telectronic SA, CH-1211 Genève
Telesuisse, CH-3000 Berne
Velectra SA, CH-2501 Bienne
Von Roll SA, CH-3001 Berne
Zellweger Uster SA, CH-8634 Hombrechtikon

TELECOM 79



3e Exposition mondiale des télécommunications

Genève/Suisse
20 - 26 septembre 1979

problèmes!

EIP compte automatiquement jusqu'à 40 GHz

Les fabricants de compteurs hyperfréquences ne sont pas nombreux ; aussi est-ce un événement lorsque l'un d'entre eux annonce la commercialisation d'un instrument original reculant les limites de mesures en ce domaine. C'est le cas d'EIP, du groupe Jenoa (représenté en France par Racal-Dana Instruments SA) et de sa nouvelle série 540 qui compte les fréquences jusqu'à 40 GHz.

La série EIP 540 que vient de présenter récemment *Racal-Dana Instruments SA* est constituée par deux compteurs hyperfréquences, les modèles 545 et 548 qui

simple permet d'effectuer des décalages de fréquences ou de programmer des limites inférieures et supérieures de fréquences assurant ainsi la possibilité de travailler dans une bande plus ou moins étroite et prédéterminée.

La série EIP 540 est équipée d'un dispositif de discrimination d'amplitude offrant la sélection automatique du signal le plus large dans la gamme dynamique du compteur pour une séparation de 10 dB existant entre deux signaux.

Outre les possibilités de tests et de diagnostics propres aux instruments bâtis autour d'un microprocesseur, ces appareils peuvent assurer, sur options, la



La série 540 d'EIP

mesurent respectivement de 10 Hz à 18 GHz et de 10 Hz à 26,5 GHz avec la possibilité, sur option (une simple carte à enficher), de travailler jusqu'à 40 GHz (il faut également utiliser la sonde EIP 591 prévue à cet effet).

Utilisant la technique de conversion hétérodyne dont les avantages les plus significatifs ont trait à la vitesse de mesure élevée et aux larges tolérances FM, ces compteurs sont construits autour d'un microprocesseur assurant la gestion totale des mesures.

Hormis l'extension en fréquence jusqu'à 40 GHz (extension qui ne semble pas figée puisqu'EIP propose d'ores et déjà de commercialiser des sondes adaptées aux mesures jusqu'à 100 GHz), ces instruments disposent d'une sensibilité de -30 dBm et d'une protection en entrée de 5 W (+37 dBm). En outre, ils sont dotés d'un clavier dont la manipulation

mesure de puissance (avec une indication de précision de 1,5 dB) dont la résolution ne dépasse pas 0,1 dBm à 26,5 GHz et la conversion numérique-analogique pour enregistrement de trois chiffres affichés et préalablement sélectionnés (relié à un enregistreur, le compteur peut donner à l'utilisateur une indication des dérivées en fréquences). Enfin, ces matériels peuvent être équipés des interfaces GP-IB (IEEE 488) et BCD généralement prévues pour la programmation et l'enregistrement.

Dernier point, les prix : le modèle 545 est proposé à moins de 31 000 F et le 548 à moins de 38 000 F. A noter que l'option O6 (extension à 40 GHz) est disponible pour moins de 17 000 F.

Remettre de l'eau dans les batteries :

Avant ou après la charge ?

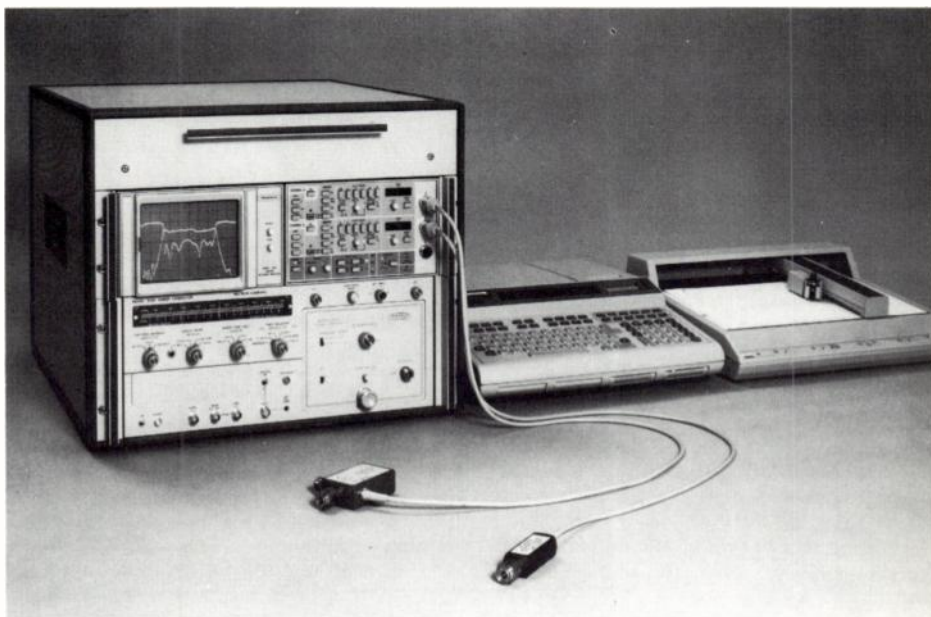
Selon vous, le meilleur moment pour ajouter de l'eau à votre batterie, est-ce avant ou après la charge ? Si vous dites « avant », vous avez tort. C'est en tout cas l'avis de C & D Batteries, une petite firme américaine, qui prétend que le meilleur moment en réalité se situe après la charge et explique pourquoi : les plaques déchargées retiennent l'électrolyte et la mise en charge la libère. Si la batterie a été remplie avant la charge, l'acide sulfurique dégagé par les plaques peut être à l'origine d'un « trop plein » et d'un débordement de l'électrolyte entraînant une corrosion éventuelle des surfaces métalliques. En outre, si ces pertes sont « remplacées » par de l'eau, la gravité spécifique est affaiblie et la capacité de la batterie réduite.

Ainsi, ajouter de l'eau pure pour compenser le niveau d'électrolyte d'une batterie pleinement chargée remplacera heureusement la part d'électrolyte perdu par évaporation. La bonne réponse est donc bien : « Après la charge ». Selon C & D Batteries.

Savez vous que

• L'électronique britannique, c'est ce que constitue de Larsen Sweeney Association. Cette dernière est une des plus grandes entreprises du monde. Elle est présente dans tous les pays industrialisés : 50 000 en France, 20 000-40 000 en Italie, 30 000 en Suède, 100 000 aux États-Unis. Les développements d'affaires sont à celles des US, à celles des autres pays et, à 1985, la production annuelle s'élève à 8 millions de dollars. Radio Equipment Association. L'association a 1 369 000 membres, 3 % par an. Les ventes (300 millions) sont de 13,8 millions de dollars. Les ventes d'appareils (582 millions) sont de 13,8 millions de dollars.

Wiltron a présenté un analyseur de réseau scalaire fonctionnant dans la plage de 10 MHz à 34 GHz



Analyseur de réseau scalaire de Wiltron

Wiltron (agent Elexience) vient d'introduire un analyseur de réseau scalaire programmable GPIB. Fonctionnant dans la gamme de 10 MHz à 34 GHz, l'analyseur modèle 560 permet d'effectuer, en volubilité, des mesures de perte ou de gain, de réflexion (TOS) et de puissance absolue. Deux mesures peuvent être faites simultanément. En outre, l'instrument possède une dynamique de 66 dB (+ 16 dBm à - 50 dBm), une directivité de 40 dB et est d'un coût modéré.

La précision de mesure est rendue possible par l'emploi d'un pont réflectomètre qui a une directivité de 38 ou 40 dB (selon le connecteur utilisé) dans toute la bande de 10 MHz à 18 GHz d'une mémoire qui moyenne les mesures faites en circuit ouvert ou en court-circuit ainsi que les parasites résiduels du système et les soustrait des mesures finales.

Les boutons de contrôle du panneau avant sont disposés de façon logique par groupes

fonctionnels. Les boutons poussoirs permettent de choisir les canaux A, B, R, A-R, ou B-R pour l'affichage de 1 ou 2 voies simultanément. Le positionnement précis de la trace est obtenu de façon continue par un potentiomètre.

La valeur de la perte de transmission, du gain, de la réflexion ou de la puissance absolue en n'importe quel point de la trace est affichée en dB ou dBm avec une résolution de 0,1 dB. En utilisant le 560 avec le vobulateur 610D/6247D de Wiltron, par exemple, on peut effectuer des

mesures de 10 MHz à 18 GHz sans interruption pour changer les composants ou le tiroir du vobulateur. N'importe quel calculateur peut être utilisé pour la commande à distance en GPIB. Les courbes sont alors digitalisées avec une résolution de 0,01 dB.

Quatre modes d'affichage sont possibles parmi lesquels le mode «Refresh» permet d'obtenir une courbe mémorisée mais actualisée à chaque balayage et d'avoir une trace stable sur l'écran sans aucun scintillement.

A noter...

• La position gouvernementale au sujet des importations de biens d'expression électroniques a été précisée par M. Deniau (ministre du commerce extérieur), en réponse à une question parlementaire de M. P.-B. Cousté.

Importations	1977		1978	
	(MF)	% CEE	(MF)	% CEE
Radiorécepteurs (autoradios exclus) . . .	986	42	978	39
dont - récepteurs portatifs	229	10	205	8
Téléviseurs noir et blanc	187	78	184	84
Téléviseurs couleur	678	82	753	81

608 000 chaînes électro-acoustiques ont été importées en 1977 (dont 40 % en provenance du Marché commun), puis 785 000 en 1978 (dont 44 %). La couverture insuffisante du marché intérieur de la haute fidélité par l'industrie française, alors que celle-ci semble disposer de tout le capital technologique nécessaire pour améliorer ses performances dans ce secteur, a conduit les pouvoirs publics à mener une action vigoureuse de politique industrielle pour promouvoir deux ou trois pôles français de production de ce type de matériel. L'administration soutient les nombreux fabricants d'enceintes français, parfois dans le cadre de contrats de croissance. Pour la fabrication des chaînes, deux pôles français sont constitués ou en cours de constitution : un groupe français fabriquera en 1980 la moitié des chaînes qu'il livrera sur le marché dans une usine installée à Moulins. Un autre industriel du secteur doit fabriquer en France 20 000 à 30 000 tuners par an dans le cadre d'accords avec un partenaire japonais. Dans le domaine des récepteurs de radio, les pouvoirs publics ont renoncé à intervenir, en raison des différences de salaires entre la France et les pays de l'Asie du Sud-Est. En ce qui concerne les téléviseurs couleur, les importations sont contingentées en provenance du Japon, de Hong-Kong et de Corée du Sud. Le marché national est couvert à 80 % par l'industrie française, dont le niveau d'exportation demeure peu élevé. Aussi, les pouvoirs publics ont-ils incité en priorité les industriels français du secteur, à faire de gros efforts pour développer leurs ventes à l'étranger. Cette politique commence à porter ses fruits, puisque les exportations ont augmenté depuis 1976 au rythme de 50 % par an, alors que les importations pendant la même période ne croissaient qu'au rythme de 14,5 % par an en milliers d'unités (rythme inférieur à la croissance de la consommation nationale).

Semiconducteurs

NEC confirme son implantation en Europe

NEC (Nippon Electric Co.) a profité de l'occasion donnée par l'inauguration de ses nouveaux locaux du Pont de Sèvres, à Paris pour faire le point sur ses activités et sur les matériels qu'elle fabrique. De création japonaise, NEC est devenue internationale et dispose actuellement de nombreuses filiales dans le monde et en Europe (Royaume-Uni, Hollande, Belgique, Irlande, Allemagne), qui emploient globalement plus de 60 000 personnes. Avec un chiffre d'affaires total de 15 milliards de francs, elle figure parmi les entreprises de pointe, en particulier dans les quatre grands domaines des télécommunications, des traitements de données et systèmes électroniques industriels, des composants électroniques et de l'électronique grand public. NEC fabrique tous les composants électroniques sauf les potentiomètres et les résistances ; les 14 000 produits créés sont commercialisés dans plus de 100 pays. Des

programmes de recherche et de développement permettent d'explorer de nouvelles technologies et d'améliorer la qualité. Sur ce point, NEC, comme ses concurrents, se targue de ne vendre que des produits hautement performants, même pour ceux qui sont bon marché, par exemple les transistors.

La division des composants électroniques, qui représente un chiffre d'affaires de 220 MF dont 22,8 % à l'exportation, en 1978, est elle-même divisée en huit sous-groupes, parmi lesquels les semiconducteurs où NEC se trouve être dans le peloton de tête, avec trois usines hors du Japon : Malaisie, Californie, Brésil.

NEC est solidement implantée dans la branche des microprocesseurs et a misé sur la technologie MOS mais prévoit bien d'obtenir des rapidités analogues au bipolaire.

NEC France représentée par Alfatronic, Asap, Spatelec et Tekelec-Airtronic compte 9 personnes et a eu un chiffre d'affaires de 36 MF en 1978, soit une augmentation de 50 % par rapport à 1977. On s'attend à 60 MF en 1979 car NEC commercialise dès à présent en France la totalité de ses composants, et de ses matériels (optoélectronique) qu'elle importe plus particulièrement des usines d'Irlande et d'Allemagne ; son chiffre d'affaires en Europe est de 200 MF.

A noter...

• Le Comité de direction du Syname issu des élections de l'assemblée générale de 1979 est composé comme suit : le président : **M. René Casalis**, président-directeur général de la société Richard-Pekly ; le vice-président trésorier : **M. Jean Corboeuf**, directeur commercial des départements Alstom-savoisienne de la société Alstom-Unelec ; le vice-président : **M. Jean Tessera**, administrateur de la Compagnie de Construction Électrique ; le secrétaire : **M. Paul Cibert**, attaché à la direction générale de l'AOIP (Association des Ouvriers en Instruments de Précision) ; les Membres : **MM. Jean-François Bergont**, directeur à la société Landis et Gyr, **Jacques Brault**, directeur général de la Sté Sefram, **Raoul Cassard**, directeur technique et commercial de la Sté Sedeme, **Pierre Hardy**, directeur général de la Sté Chauvin Arnoux, **Jacques Lesur**, président-directeur général de la Sté Exaprecis, **Jean-Louis Mack**, directeur de la division Instruments et Systèmes de la société Enertec Schlumberger, **Alexis Westermann**, directeur du Marketing de la SPI-ITT. Par ailleurs, les présidents d'honneur du Syname sont **MM. Michel Durepaire**, **Pierre Fontaine** et **Henri Masbonson**.

• **M. Robert Moulin** a été nommé, au Secrétariat d'État aux Postes et Télécommunications, chef du service de l'inspection générale des P et T en remplacement de **M. Georges Clavaud** devenu président-directeur général et administrateur de la Compagnie Française de Câbles-Télégraphiques.

• **M. René Mitien**, directeur général d'Enertec, sera appelé à succéder, en tant que président-directeur général, à **M. Jean Tessera** atteint par la limite d'âge.

Métrologie

Le LCIE fait la chasse aux parasites électriques

Les problèmes de parasites, qui à l'origine concernaient seulement la protection de la réception radioélectrique, s'étendent aujourd'hui à tous les matériels électroniques de mesure, de contrôle ou de traitement de l'information. Les anomalies de fonctionnement provoquées par les parasites électriques sur ces ensembles souvent complexes peuvent avoir des conséquences techniques et économiques importantes.

C'est ainsi que le LCIE (Laboratoire Central des Industries Électriques) qui poursuit depuis de nombreuses années des travaux sur la mesure des parasites produits par les appareillages grand public (récepteurs TV, matériels électroménagers, etc.), est amené de plus en plus souvent à intervenir au profit d'utilisateurs, de constructeurs ou d'installateurs, dans une large gamme de domaines, parmi lesquels : aéronautique, spatial, militaire, informatique, télécommunications, constructions électriques, installations électriques industrielles.

Les principaux problèmes qui peuvent se présenter se ramènent finalement à des mesures que l'on peut classer dans les catégories suivantes : pouvoir perturbateur d'un appareil, immunité (ou susceptibilité aux parasites) d'un appareil, compatibilité électromagnétique entre appareils, ou entre un appareil et son environnement.

A ces trois ordres de problèmes principaux s'ajoutent des cas qui en dérivent et dont les deux plus fréquemment rencontrés sont : la « pollution » électromagnétique de l'environnement, résultant de parasites rayonnés et de parasites conduits par le réseau ou par toute autre liaison (il peut être, par exemple, nécessaire de connaître les parasites industriels sur un terrain où l'on désire implanter un calculateur ou un labo-

ratoire) et l'efficacité d'un dispositif de protection, permettant de se soustraire à une ambiance perturbée : cabine blindée pour se protéger d'un rayonnement direct, filtrage affaiblissant les parasites produits par un appareil perturbateur ; circuits d'arrêt augmentant l'immunité d'un équipement aux parasites extérieurs ; blindage d'un coffret d'électronique, etc.

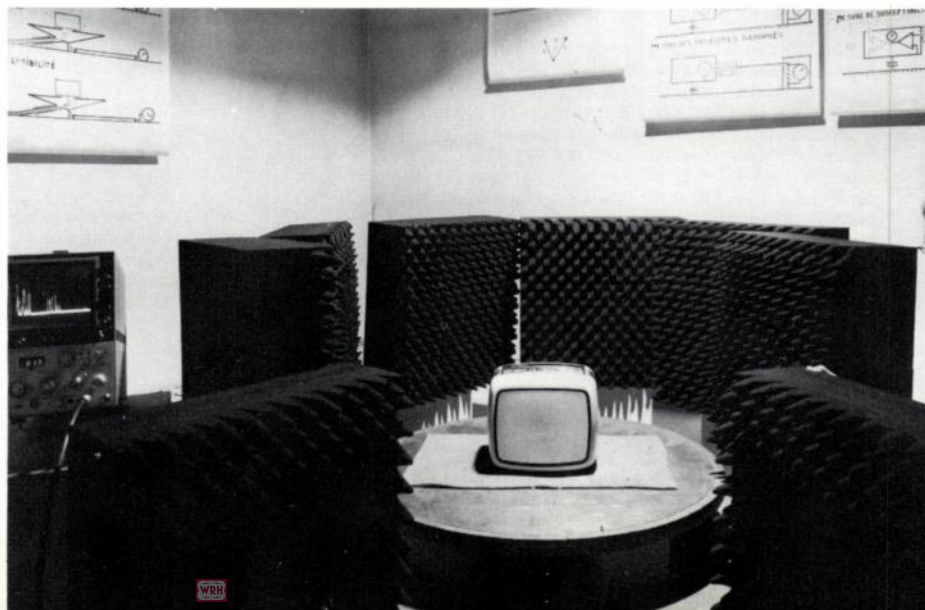
Laboratoire Central des Industries Électriques : l'organigramme se compose ainsi : à la Direction Générale : **M. Philippe Olmer**, **MM. Edmond Beau** (Secrétaire général) et **Gérard Wind** (ingénieur en chef) ; **MM. Jean Blouet** (délégué à la Métrologie) et **François de Lignac** (délégué aux Relations extérieures). **M. G. Wind** est le responsable des services techniques : division métrologie, division études et recherches techniques et services d'essais. Deux nouveaux services ont été mis en place : économies de matières et aide à l'exportation.

La plupart des mesures décrites sont évidemment nécessaires sur les équipements terminés. Le LCIE vérifiera ainsi si le niveau des perturbations ne dépasse pas les valeurs-limites fixées par les normes, ou les cahiers des charges, pour autant qu'ils existent. D'autre part, le LCIE peut aussi, et de préférence, intervenir dès la conception d'un équipement ou avant l'installation d'une chaîne.

Enfin, dans le cas d'une défaillance de fonctionnement d'un matériel due aux parasites, le LCIE peut tenter d'en déterminer les causes et d'orienter ainsi le constructeur ou l'utilisateur vers les solutions les mieux adaptées.

Mesures de parasites au LCIE

Une installation originale pour faire la chasse aux perturbations électromagnétiques

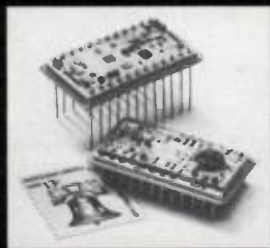




ILC DATA DEVICE CORPORATION

Echantillonneur/Bloqueur SH-8518

- Temps d'acquisition : 25 nanosecondes
- Fréquence d'échantillonnage : 2 MHz
- Erreur de linéarité : 0,05%
- Ampli tampon incorporé



TECHMATION

20 Quai de la Marne 75019 PARIS
Tél. : (1) 200.11.05

Service lecteur : n° 6008



Appelez INTERTECHIQUE 460.33.00

poste (332)

Pour le thermostat
de précision miniature
à rupture brusque.

- Réglé en usine pour toute valeur de -34°C à $+260^{\circ}\text{C}$.
- Contrôlé à 100 % en ambiance de -54°C à $+288^{\circ}\text{C}$.
- Utilisé en limiteur ou en régulation.



- Hysteresis au choix.
- Disponibilité de nombreux prototypes sous quelques jours.

INTERTECHIQUE

Elmwood Precision

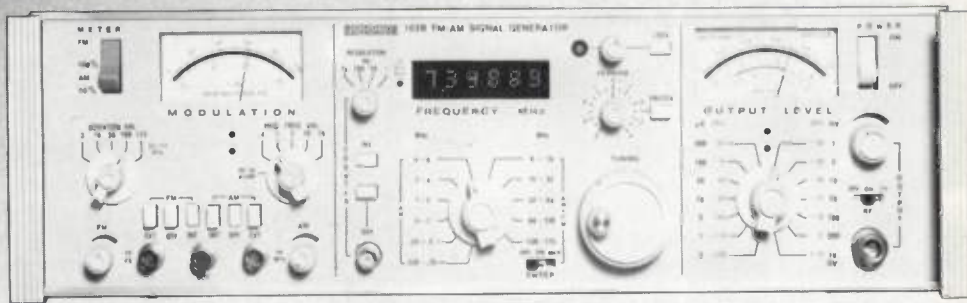
78370 PLAISIR FRANCE - Téléph. : (1) 460.33.00
Adresse télégraphique INTERTEC - Telex : IN 696242 F

Service lecteur : n° 6009



une mesure d'avance

Une nouvelle
génération de
signaux AM/FM
BOONTON



Caractéristiques	Série 102 C et D	Série 103 A et B
Gamme de fréquence	450 KHz à 520 MHz	125 KHz à 175 MHz
Niveau de sortie	-130 à $+13$ dbm 1 V/50 Ω	-130 à $+23$ dbm 3 V/50 Ω
Pureté spectrale	120 dB/Hz à 20 KHz de la porteuse	
Modulation FM	déviations 300 KHz crête — fréquence : continu à 200 KHz	
Modulation d'amplitude	0 % à 100 % — continu à 20 KHz	
Gamme de wobulation	± 30 KHz à ± 10 MHz	
Stabilité en verrouillage de phase	102D — 0,05 ppm/h	103B — 0,05 ppm/h

mB
électronique

Z.A.C. de Buc - B.P. 31 - 78530 BUC - Tél. : 956.81.31 - Télex 695.414

(suite de la p. 12)

Les interventions que propose le LCIE peuvent être de plusieurs sortes, et sont récapitulées comme suit :

- **Vérification de conformité à une norme ou à un cahier des charges.** Ces essais sont nécessaires chaque fois que l'acheteur, ayant imposé au constructeur de s'appuyer sur une norme, veut vérifier la conformité du matériel à celle-ci (notamment en vue de l'exportation) ou de la même façon, lorsque le maître-d'œuvre réclame à son sous-traitant la preuve de la conformité du matériel au texte en vigueur pour le marché. Il faut alors que les essais requis soient faits par un organisme compétent et équipé de moyens appropriés ; ces opérations peuvent, si nécessaire, avoir lieu en présence du bénéficiaire.

Le LCIE a décidé de se «régionaliser» ; dans un premier temps en Alsace, suivant en cela les directives actuelles du Gouvernement relatives aux Centres Techniques professionnels (centres qui n'existent pas dans le domaine électrique et électronique, mais dont le LCIE joue le rôle).

Compte tenu, cependant, des difficultés que représenterait l'implantation délibérée en province de moyens techniques autonomes et de personnel LCIE, deux voies non exclusives peuvent être empruntées pour mettre progressivement en place cette politique de délégations régionales :

- Désignation de délégués régionaux, ayant mission d'ausculter les besoins ressentis mais non encore exprimés, afin de les satisfaire en ayant recours aux Services du Laboratoire Central ;
- Utilisation éventuelle de structures régionales existantes (laboratoires) où des travaux tels qu'essais et étalonnages, voire assistance technique, pourraient être menés à bien sous le contrôle du LCIE, les certifications étant faites sous son unique responsabilité.

D'ores et déjà, le LCIE a décidé d'installer un délégué dans la région Alsace qui représente un potentiel technique important, en liaison étroite avec l'Institut de Recherches et d'Essais des Produits Alsaciens (IREPA) et l'Ecole des Ingénieurs et Physiciens de Strasbourg (EIPS).

des charges. Enfin, les travaux sur site peuvent consister à vérifier l'affaiblissement de cabines blindées (mesures d'efficacité du blindage).

Pour ce faire, le LCIE dispose de moyens originaux parmi lesquels :

- **Une grande salle blindée** pouvant recevoir des ensembles importants (informatiques par exemple) et équipée en alimentations de tensions et fréquences diverses : monophasé, triphasé, continu, 50 Hz, 400 Hz, etc.
- **Un mesureur de parasites** (ou récepteurs de mesure) pouvant fonctionner de 10 kHz à 1 GHz. Cependant des mesures peuvent être faites à des fréquences plus basses ou plus élevées, grâce à des matériels annexes.
- **Un dispositif de classement et d'enregistrement** des impulsions parasites en fonction de leur pouvoir perturbateur.

- **Des transducteurs** de mesure comprenant des réseaux d'adaptation d'impédance, des pinces ampèremétriques, des antennes diverses et des antennes spéciales pour évaluation de la susceptibilité, recherche des fuites de blindage, etc.

- **Des générateurs** (avec ou sans amplificateur) de fréquences sinusoïdales depuis quelques hertz jusqu'à 12,4 GHz, d'impulsions normalisées, d'impulsions à la demande (ondes de formes diverses et adaptables aux exigences des cas considérés) et de coupures.

Les moyens dont dispose le LCIE lui permettent d'exécuter des essais conformément aux normes et documents en vigueur.

Test automatique

Teradyne teste tous les types de circuits intégrés linéaires

C'est pratiquement une annonce simultanée aux États-Unis et en France que vient d'effectuer Teradyne à propos de toute une famille d'équipements de test et d'ajustage par laser de circuits intégrés linéaires, depuis l'amplificateur opérationnel le plus classique jusqu'au codec et autre convertisseur analogique-numérique.

Conçue, à l'origine, pour offrir aux utilisateurs de systèmes de tests automatiques des solutions économiques permettant de réduire au maximum les coûts d'ingénierie et de maintenir la compatibilité avec des équipements déjà installés, la famille A 300 se compose de sept sys-

tèmes et comprend trois grandes séries de produits : la série A 310 pour les circuits analogiques et LSI analogiques, la série A 320 pour l'ajustage des circuits analogiques hybrides en couches épaisses, et la série A 330 pour l'ajustage par laser des circuits monolithiques. Les systèmes les plus puissants sont respectivement le système de test de circuits LSI analogiques A 312, le système d'ajustage de circuits LSI hybrides A 321, et le système d'ajustage de circuits LSI monolithiques A 331. Ces trois systèmes sont équipés du module numérique rapide M 603 avec jusqu'à 84 générateurs-détecteurs, qui permet d'effectuer des tests fonctionnels à fréquence d'horloge (jusqu'à 5 MHz) sur des circuits mixtes

La famille A 300 de Teradyne

Pour tester et ajuster toutes les familles de CI linéaires.



- **Travaux d'investigation.** Ces travaux concernent les mesures effectuées sur un matériel dans le but de mieux connaître son pouvoir perturbateur et son immunité. Ces investigations, surtout lorsqu'elles sont exécutées avant la mise en fabrication d'un appareil, peuvent permettre d'améliorer les caractéristiques de l'équipement, voire de diminuer les coûts d'exploitation en réduisant la probabilité de dysfonctionnement. De tels travaux peuvent être exécutés sans aucune préoccupation de conformité à des normes.

- **Interventions sur site.** Leur but peut être de rechercher les causes de perturbations se produisant sur des matériels installés afin d'éliminer ces perturbations. Les travaux sur site peuvent aussi consister à mesurer l'environnement électromagnétique, soit avant une installation, soit en cas de litige, pour vérifier si les niveaux relevés sont compatibles avec les spécifications du cahier

(linéaires et numériques). Tous les systèmes A 300 peuvent évoluer vers les hauts de gamme.

Les éléments de base d'un système A 300 sont le poste de test et la centrale de mesure. La station de test reçoit les diverses panoplies (module enfichable, adaptateur de boîtier, bande-programme) qui permettent d'adapter le système à un type de circuit particulier. Les panoplies de test destinées aux nombreux testeurs de CI linéaires J 273 actuellement en service (plus de 400, paraît-il) sont directement utilisables sur les systèmes A 300. La station de test contient aussi de petits terminaux qui permettent à l'opérateur ou au chef de production de dialoguer avec le système pour demander un test, la répétition d'un test, les rendements par classe, les résumés de lots ou une fonction de maintenance. Comme ces terminaux d'exploitation englobent la totalité des fonctions nécessaires en production, des terminaux d'usage général sont superflus.

La station de test renferme également un ordinateur local avec jusqu'à 256 K mots de mémoire. La centrale de mesure, elle, regroupe toutes les fonctions de base du système et un certain nombre d'options.

Un terminal d'études est également disponible. Il peut être commun à plusieurs systèmes A 300. Ce terminal, qui comprend une console de visualisation et trois unités de disque souple *Teradyne*, permet l'élaboration et la mise au point des programmes en mode conversationnel.

Le « superviseur » de systèmes de test (Test System Manager) est une unité optionnelle autonome qui accomplit deux types de tâches particulièrement importantes : préparation et stockage des programmes de test pour plusieurs systèmes A 300, compilation et traitement des données ; gestion des programmes de test de façon à permettre aux unités de commande locales d'effectuer leurs mesures en parallèle dans une organisation analogique complexe. Le « superviseur » comprend un ordinateur DEC PDP 11/34 doté de deux disques de 5,2 M octets, d'une imprimante et d'une ou plusieurs consoles de visualisation.

Les principales options sont, outre le module numérique rapide déjà cité, un module « continu » de précision, un système de mesure de temps et un générateur-voltmètre BF.

Avec le module « continu » de précision, la linéarité est de 0,006 % de la valeur indiquée, et l'erreur systématique ne dépasse pas 10 μ V. Une technique de mesure hybride permet d'obtenir des temps de test très courts (600 μ s) dans les conditions de bruit propres à un environnement industriel.

Les systèmes d'ajustage de circuits monolithiques A 330 et A 331 sont les seuls produits actuellement disponibles sur le marché qui combinent toutes les fonctions de test et de découpe nécessaires à l'ajustage des caractéristiques des CI analogiques. Chacun comprend un positionneur de faisceau galvanométrique asservi ultra-rapide dont l'œil laser (une exclusivité *Teradyne*) permet un positionnement à 2,5 μ m près par rapport aux détails du circuit. Les fréquences (Q-rate) sont programmables jusqu'à 200 kHz et le manipulateur du type à répétition utilise un moteur Sawyer et un palier à air.

Différentes panoplies de test sont offertes pour des circuits spécifiques. Il en existe notamment pour les convertisseurs N - A et A - N, les codecs et les filtres actifs, les circuits audiofréquence, les régulateurs de tension, les comparateurs et les amplificateurs opérationnels. Ajoutons que la livraison des premiers systèmes A 300 est prévue pour la fin de l'année 1979 et que le prix d'une configuration de base ne dépasse pas 600 000 F.

Téléphone

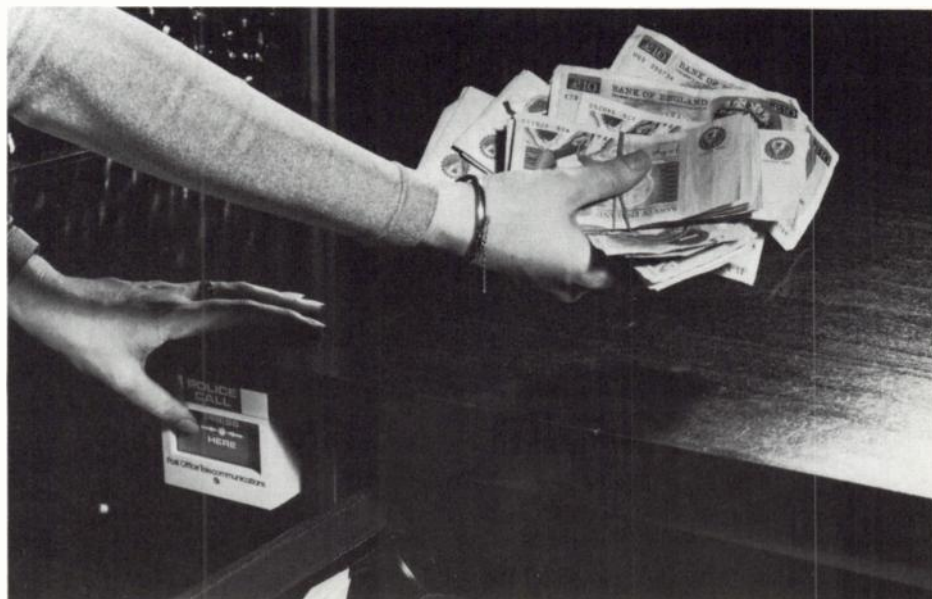
L'alarme téléphonique : Un nouveau service pour les abonnés

Les Postes britanniques ont mis au point un système d'alarme qui fonctionne avec un téléphone ordinaire et alerte les services de secours dans un délai de cinq secondes. Ce serait le seul système de ce genre existant actuellement et il devrait susciter un intérêt considérable dans d'autres pays. *Alarms by Carrier (ABC)* utilise les lignes téléphoniques normales. En cas d'urgence, l'abonné appuie simplement sur un bouton situé auprès de son appareil et en quelques secondes l'appel est

imprimé en code sur un télétype dans la salle de contrôle du service d'urgence requis.

Il existe bien depuis quelques années des systèmes d'alarme reliés directement aux commissariats de police et aux casernes de pompiers, mais ils nécessitent des circuits spéciaux extrêmement coûteux. L'avantage du système des Postes britanniques tient à ce qu'il utilise les lignes téléphoniques ordinaires. Dans les banques, les magasins ou les demeures pri-

Alerté par le système ABC, un officier de police prend connaissance des renseignements concernant l'appel sur sa table de contrôle.



En bref...

● **CII-Honeywell Bull** : mise en place d'un centre de recherche orienté sur les objectifs à moyen et long terme avec un effectif initial de 100 personnes réparti entre Louveciennes, Clayes-sous-Bois et l'Université de Grenoble et des activités concentrées sur l'opto-électronique, l'utilisation des circuits VLSI, la transmission par fibres optiques, les techniques magnétiques.

● **General Electric** annonce un nouveau triac qui semble être le plus petit actuellement sur le marché. Présenté en boîtier TO-92, il peut supporter 800 milli ampères efficaces et 400 volts crête. Sa sensibilité de déclenchement de 10 milli ampères lui permet de faire directement le lien entre les microprocesseurs et les circuits de puissance.

● **Le premier microprocesseur 16 bits totalement européen** présenté à Genève lors de l'« International Microcomputers Minicomputers Microprocessors 79 » c'est ce qu'indique Ferranti Computer Systems. En effet, le F100-L, c'est sa référence, aura été exposé sur le stand de la division Bracknell en même temps que les cartes associées, les systèmes de développement à logiciel résident (Coral 66), l'unité de multiplication/division rapide F101-L et autres interfaces mémoire (F113 et 114-L).

vées, au premier signe de danger, le client n'a qu'à appuyer sur le bouton d'alerte qui, par la voie des fils téléphoniques, transmet un signal au central téléphonique d'où il est retransmis au service de secours intéressé. Dans la salle de contrôle, un signal d'alarme retentit et un clignotant s'allume pour attirer l'attention du personnel de service qui peut alors obtenir un relevé imprimé des coordonnées du client. Le message est codé, mais l'heure, l'endroit et la nature de l'urgence peuvent être interprétés rapidement.

Si le même abonné désire être relié à la fois à la police et aux services de lutte contre l'incendie, il lui faut deux lignes téléphoniques, mais toutes deux fonctionnent de la même façon. La ligne fait l'objet d'une surveillance constante et les défauts qui peuvent se produire sont automatiquement enregistrés par le terminal du centre d'entretien des Postes. Ce système est fiable pratiquement à 100 % et les risques de sabotage sont réduits au minimum. Si, par exemple, un malfaiteur coupe le fil téléphonique aboutissant à une propriété équipée d'un dispositif ABC, le centre d'entretien enregistre un défaut et la police est alertée.

L'introduction du système en Grande-Bretagne se fera par étapes successives au cours des prochaines années et le matériel destiné à l'exportation devrait être mis en vente au début des années 1980.

Savez-vous que...

• Du 17 avril au 3 mai 1979 une **délégation de 10 représentants des laboratoires et organismes de métrologie française**, conduite par M. Denegre, secrétaire général du BNM, s'est rendue en Chine à l'invitation du Bureau d'État de Métrologie Chinois. Cette délégation avait pour mission de préciser le programme de coopération qui avait été décidé par l'accord sino-français, signé le 20 octobre 1978 par M. Aigrain, Secrétaire d'État à la Recherche, et M. Chao Tung-Wan, Vice-Ministre chargé de la Commission d'État pour les sciences et les techniques. Au cours de cette mission, les Instituts de Métrologie de Pékin et de Tchengtou (province du Setchouan) ont été visités ainsi que les bureaux régionaux de Tchengtou et Shanghai. Le BNM doit organiser, avec les syndicats professionnels, des rencontres afin de faire part aux industriels des différentes remarques et impressions.

• Une délégation de l'Agence Spatiale Européenne (ESA) invitée par la Société chinoise d'Électronique, et comprenant le directeur général de l'ESA accompagné de douze personnes a, du 12 au 19 février 1979, outre visité des organismes spatiaux à Pékin, Shanghai et Nankin, eu des discussions avec cette société,

avec la Société chinoise pour l'Astronautique et l'Académie des Sciences de Chine. On a décidé une coopération sur les programmes spatiaux actuels et futurs et, pour ce faire, une intensification des contacts.

• Un système de télétexte Antiope pourrait être installé à Riyad (Arabie Saoudite) en 1980 : la télévision saoudienne vient de demander à la Sofratev (Société Française d'Ingénierie TV) d'étudier des propositions d'installation dans ce sens. Par ailleurs, la Sofratev vient de signer un contrat avec l'émirat d'Abu Dhabi pour l'ingénierie du réseau de transmission d'une deuxième chaîne couleur. Aux États-Unis, après la CBS et la télévision publique PBS, c'est la NBC qui vient à son tour de décider de tester le télétexte français Antiope. D'autre part, une expérience de transmission d'Antiope par satellite et réseau micro-ondes est en cours à Washington pour permettre aux autorités fédérales américaines de juger le système. Enfin, des réseaux de « pay TV » cryptée, comme les « Selct TV » de l'American Subscription Television, pourraient s'intéresser à Antiope. Rappelons que la Sofratev a décidé d'ouvrir une filiale américaine pour la commercialisation du procédé.

Mesure

La série 9900 de Racal :

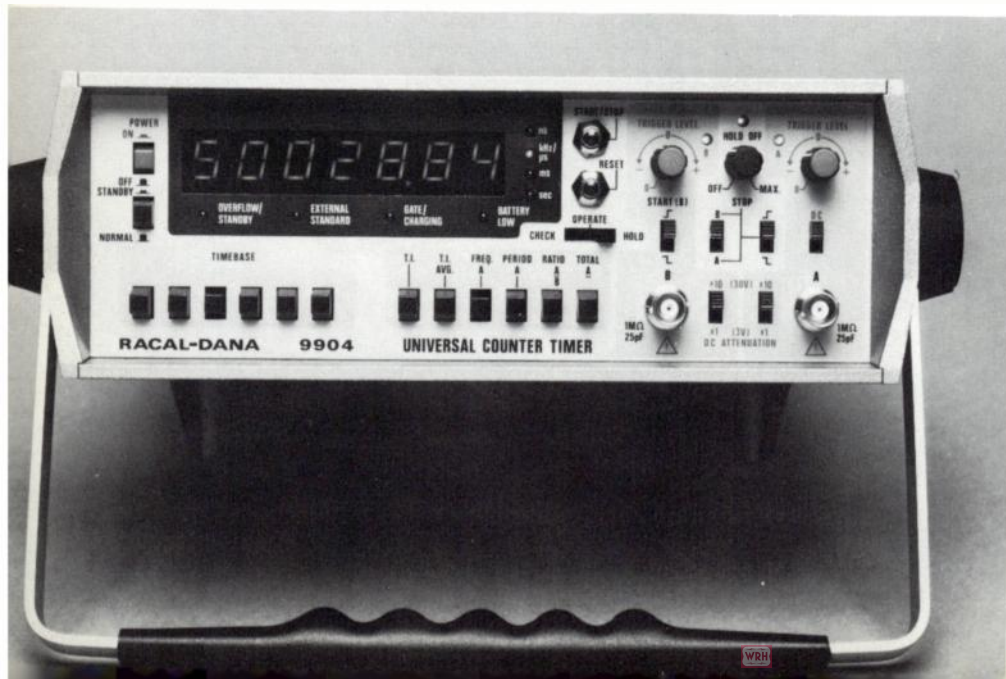
Treize compteurs-fréquencesmètres conçus autour d'un CI complexe en technologie CDI

Racal-Dana récidive. Après la série 9900 d'il y a quatre ans, la firme britannique annonce la commercialisation de la gamme 9900 constituée par treize

appareils, cinq compteurs et huit fréquencesmètres numériques, tous conçus autour d'un même circuit intégré complexe réalisé, pour Racal, par Ferranti.

Le 9904 de Racal-Dana

L'un des treize membres de la famille 99 Cents.

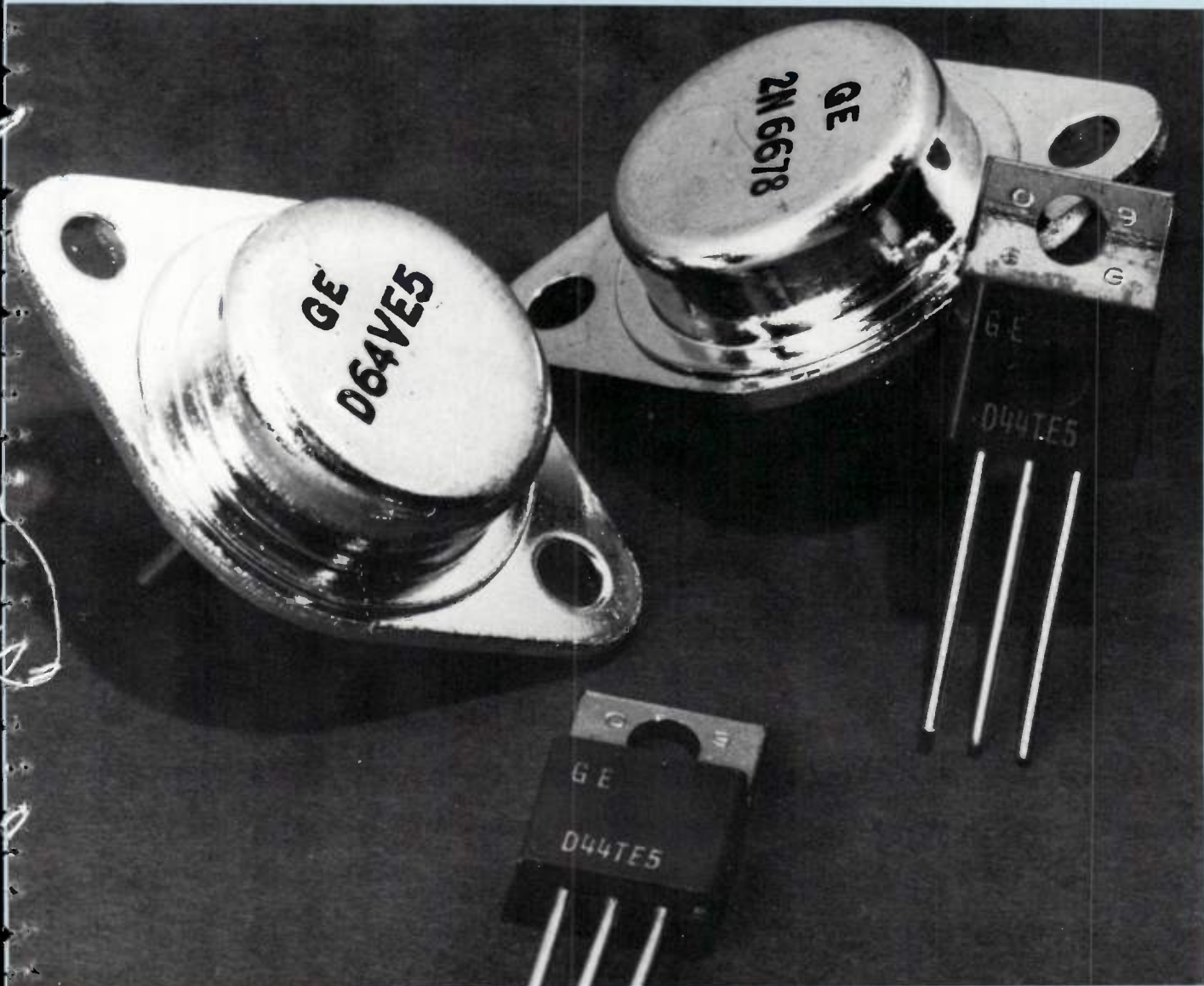


La série 9900 lancée à grands bruits en 1976 par Racal (dont le nom n'était pas encore rattaché à celui de Dana) était originale à plus d'un titre, n'était-ce que par le circuit intégré autour duquel étaient bâtis les divers types d'instruments. Quatre années ont passé et le succès relatif remporté par cette famille permet aujourd'hui à Racal-Dana de présenter la série 9900 (99 Cents comme la nomme familièrement ses promoteurs) également construite autour d'un circuit intégré complexe, compteur complet fonctionnant à 60 MHz, réalisé en technologie CDI par Ferranti selon les spécifications de Racal.

La gamme 9900 se compose donc de cinq compteurs universels et de huit fréquencesmètres couvrant respectivement la bande de 0 à 1,1 GHz et de 10 Hz à 3 GHz. Les compteurs disposent d'un affichage à diodes électroluminescentes de 11 mm de hauteur, fonctionnent sur batteries (sur option), ont une sensibilité de 10 mV, possèdent une protection contre les surcharges et peuvent réaliser la fonction intervalles de temps moyennés avec une résolution de 100 picosecondes. Les fréquencesmètres couvrent donc la plage de 10 Hz à 3 GHz avec une sensibilité de 10 mV, disposent (sur option) de l'interface GP-IB, d'un contrôle automatique de gain, d'une protection RF de 50 W, de la possibilité de comptage en « rafales », du mode « mesure d'impulsions » et, sur option, d'un fonctionnement sur batteries. Ajoutons à tout cela que tous les appareils de la série 99 Cents sont garantis deux ans et que le circuit intégré de base est, lui, garanti à vie. Qui dit mieux ?

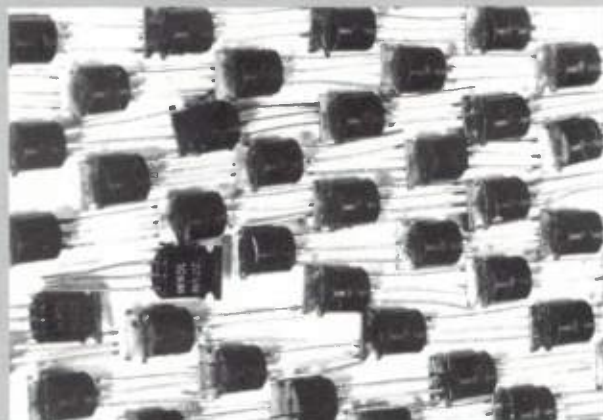
Les nouveaux semiconducteurs de puissance

TEC hyperfréquence, V-MOS, Darlington, « HEXFET », bien des mots pour désigner des semiconducteurs de puissance aux performances nouvelles et originales. Beaucoup de fabricants pour un marché dont l'effervescence pousse à étendre toujours plus les limites. Mais n'est-ce pas de l'émulation que naît le progrès ?



TOUT LE MONDE PARLE DES VMOS... !

Aujourd'hui, SILICONIX, en tant que leader, fait encore la différence en présentant une nouvelle famille de VMOS avec le VN 10 KM.



La technologie VMOS étant suffisamment maîtrisée, la production grande série est aujourd'hui une réalité qui permet l'introduction de dispositifs à faible coût.*

En utilisant des VMOS au lieu des bipolaires pour une même fonction, vous simplifiez vos schémas, vous diminuez le nombre de composants, vous augmentez la fiabilité, vous gagnez en prix de revient.

Spécifications du VN 10 KM :

	BV_{DSS}	60 volts
	$I_{D(on)}$	0.5 amp
	$R_{DS(on)}$	5.0 ohms
	P_D	1 watt
	$t_{(on)}, t_{(off)}$	7 ns.

* 2,96 F., prix par 1000 pièces (en France seulement).

La présentation est faite en boîtier plastique TO 237 (TO-92 plus) pour minimiser taille et prix du produit.

N'oubliez pas les avantages de la technologie VMOS : plus grande vitesse de commutation, fonctionnement linéaire, pas de second claquage, pas d'emballement thermique, aire de sécurité plus grande, pas d'équilibrage en fonctionnement parallèle.

Disponible sur stock

à notre siège ou chez nos distributeurs.

Pour obtenir les fiches techniques complètes, les renseignements techniques complémentaires, vous pouvez nous téléphoner au (1).377.12.51, ou nous écrire à SILICONIX, Echat 660, 70, avenue Général de Gaulle, 94022 Créteil Cedex.

Nos distributeurs : Région Parisienne : ALMEX 666.21.12; SCAIB 687.23.13; - Est : BALTZINGER : (88).33.18.52; Nord : SANELEC : (20).98.92.13; Ouest : OUEST COMPOSANTS : (99).36.00.58; ; Sud-Est : ALRODIS : (78).69.59.52; Sud-Ouest : AQUITAINE COMPOSANTS : (56).80.24.70.

 **Siliconix**

... SILICONIX LES PRODUIT A MOINS DE 3 F.

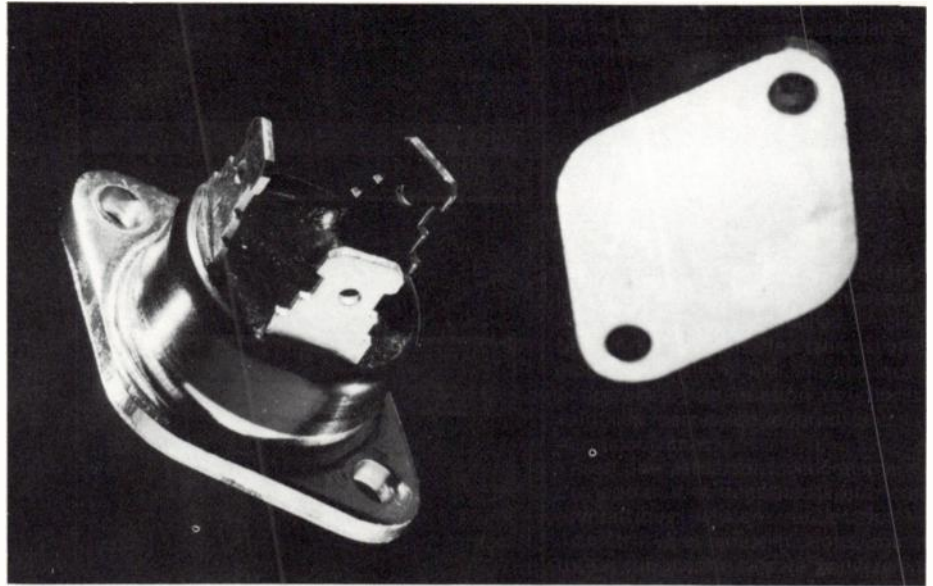
Le dernier Salon des Composants Électroniques aura été l'occasion de faire un petit tour des divers fabricants de semiconducteurs venus y exposer leurs toutes dernières productions. Et en matière de dispositifs de puissance — diodes, thyristors, triacs et transistors — les nouveautés n'auront pas manqué. Pas seulement du point de vue technologique mais aussi de celui des méthodes de production ou plutôt des « trucs » des fabricants pour repousser les limites et minimiser les paramètres gênants.

LES VMOS GAGNENT DU TERRAIN

Depuis qu'en 1976, *Siliconix* a présenté ses premiers transistors V-MOS (dispositif dans lequel le courant entre source et drain circule verticalement), diverses augures plus ou moins bien inspirées ne cessent de prophétiser la fin prochaine des autres technologies, le bipolaire principalement. Pourquoi pas ? Pour l'instant, il est vrai que les transistors VMOS, qui sont un avatar particulier des transistors MOS à effet de champ, commencent à se faire connaître comme étant aptes à se substituer, dans bon nombre d'applications, aux dispositifs classiques. Ainsi, chacun leur reconnaît leur impédance d'entrée élevée (assurant la commande en tension), leur vitesse élevée de commutation (quelques nanosecondes), leur absence de second claquage et d'emballage thermique, leur compatibilité logique avec les autres technologies, leurs caractéristiques de linéarité, leur absence de perte de courant à l'état bloqué, leur polarisation simple et leur mise en parallèle aisée.

TEC - MOS de puissance d'International Rectifier

Avec deux séries de transistors MOS à effet de champ travaillant près du kilowatt, International Rectifier fait son entrée dans ce domaine des semiconducteurs en pleine expansion. Elle commercialise également des transistors V-MOS et vient de mettre au point la technologie « HEX FET » assez comparable en performances au bipolaire avec tous les avantages des TEC dont la structure fait appel à de multiples cellules hexagonales formant un réseau de « gates » silicium véhiculant avantageusement le courant de drain.



Le nouveau boîtier « Iso-Top » de Sescosem

Ce boîtier est destiné à remplacer le TO-3 métallique classique trop souvent critiqué dans les applications de puissance.

Et les constructeurs qui commencent à croire aux V-MOS forment déjà un beau bataillon. *International Rectifier* (qui fabrique des dispositifs de ce type depuis 1975) prévoyait l'an dernier un marché de 500 M\$ en 1983; *Motorola*, qui fabrique également des transistors V-MOS, a réalisé une étude de marché dans le domaine de la puissance qu'il estime à 815 M\$ d'ici à 1980.

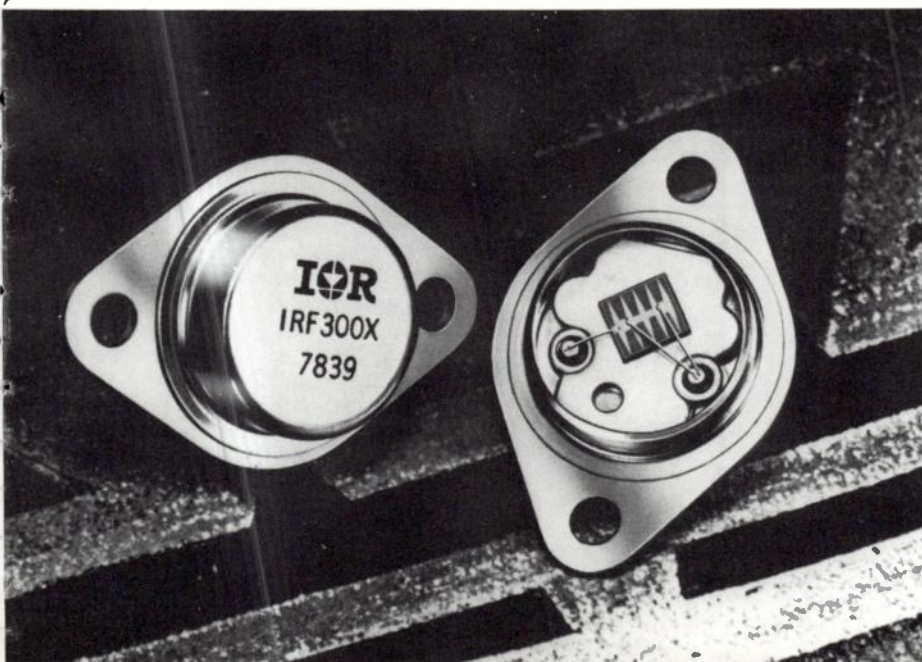
Siliconix a été le premier à commercialiser des transistors V-MOS rapidement suivi de *Fairchild*, qui avant de faire cavalier seul a proposé à son catalogue les produits de

Supertex (qui serait fournisseur de puces pour la plupart des constructeurs cités). D'autres constructeurs sont, depuis, venus aux V-MOS : *Texas Instruments* et *Intersil* (seconde source de *Siliconix*), *Sescosem* et bientôt *SGS-Atès* qui échantillonnera un modèle 80V - 10A. Sans oublier *CTC (Varian)* qui utilise ses V-MOS en UVHF (jusqu'à 100 W).

Quant aux applications, elles se limitent aujourd'hui principalement à la commutation et, petit à petit, au linéaire (le V-MOS est idéal pour les amplificateurs en classe D) et au domaine radiofréquence. Pour ce qui concerne la commutation, bien qu'aucun dispositif ne soit encore commercialisé, bon nombre de fabricants d'alimentations à découpage y voient une source intéressante de solutions originales : la fréquence de commutation élevée en est un des éléments essentiels. Malheureusement, les rendements obtenus en laboratoire sont encore trop mauvais.

Le prix est encore un obstacle aux développements des V-MOS (fabrication faisant appel à l'implantation ionique encore coûteuse), de même que certaines de leurs caractéristiques (tension drain-source élevée). Cela pour le linéaire. Par contre, dans d'autres domaines, les transistors V-MOS se substitueront avantageusement aux bipolaires : dans les systèmes à changement de fréquence, par exemple. Quant aux limites en puissance, elles semblent pouvoir être repoussées au plus loin si l'on en juge par ce qu'affirme *International Rectifier* qui assure pouvoir techniquement atteindre 800 V et 200 A.

International Rectifier est également présente, comme les autres fabricants de V-MOS d'ailleurs, sur le marché des MOS à effet de champ classiques (structure planar alors que le V-MOS a une structure verticale à quatre couches). *Siemens* possède à son catalogue de tels dispositifs à canal N mais pour les signaux faibles jusqu'à 1 GHz et jusqu'à 12 GHz avec barrière de Schottky. *Supertex* vient de commercialiser un transistor MOS à effet de champ à canal N, le VN 12 qui accepte 32 A crête jusqu'à



ISC**PUISSANCE ET
REDRESSEMENT**

La garantie d'une technologie

DELCO

- ☐ transistors triple diffusion TO3
V_{CEO} jusqu'à 1 400 V
I_c jusqu'à 10 A
- ☐ transistors TO36
gain > 10 à 10 A
V_{CEO} SUS de 325 V
- ☐ darlington haute tension
20 A - 600 V
gain garanti à 10 A
- ☐ amplificateur double
alimentation 12/18 V
entièrement protégé

KERTRON

- ☐ transistors planar
NPN-PNP complémentaires
2 à 60 A
- ☐ transistors haute tension jusqu'à
300 V-30 A
- ☐ transistors rapides
10/20 A en 40 ns
- ☐ chips

POWER TRANSISTOR CORP.

- ☐ modules
150 à 900 volts
40 à 600 ampères
- ☐ darlington intégrés
150 et 900 V
8-12-20 et 35 A

ELECTRONIC DEVICES INC.

- ☐ diodes haute tension miniatures
de 1 000 V-500 A
jusqu'à 15 000 V-25 A
- ☐ diodes à recouvrement rapide
200 à 250 ns
haute tension
- ☐ cartouches et modules
de 5 000 à 50 000 volts
jusqu'à 2,50 ampères
- ☐ ponts redresseurs
6-10-12-15-25 ampères
50 à 1 000 volts
mono ou triphasés
avec recouvrement rapide
- ☐ diodes TV pour multiplicateurs
pour fly back

HIGH VOLTAGE DEVICES

- ☐ multiplicateurs de tension série ou
parallèle standard et sur mesure
- ☐ diodes haute tension miniatures
1 500 à 30 000 volts
25 A à 1 ampère
- ☐ cartouches et modules
20 ampères/3 000 volts jusqu'à
4 ampères/72 000 volts

MICRO ELECTRONICS

- ☐ diodes boîtier plastique axial
1 - 2 - 3 et 6 ampères
50 à 1 000 volts
- ☐ ponts redresseurs
boîtiers standards
1-2-3-5-10-25 ampères
50 à 1 000 volts

**TRANSISTORS - DIODES - CIRCUITS INTÉGRÉS
OPTO-ÉLECTRONIQUE - RÉISTANCES - CONDENSATEURS**

Tous les composants courants des plus grands fabricants

Consultez notre Département DISTRIBUTION

ISC

27, rue Yves-Kermen, 92100 BOULOGNE

Tél. : 608.52.75 - Télex 250.030



Les V-MOS de Siliconix

Les premiers transistors V-MOS de puissance commercialisés.

90 V avec une résistance à l'état passant (R_{ON}) de 0,25 Ω ; la même firme devrait annoncer prochainement une version à canal P, le VP 12 acceptant 20 A crête.

TEC, BIPOLAIRES ET HYPERFRÉQUENCES

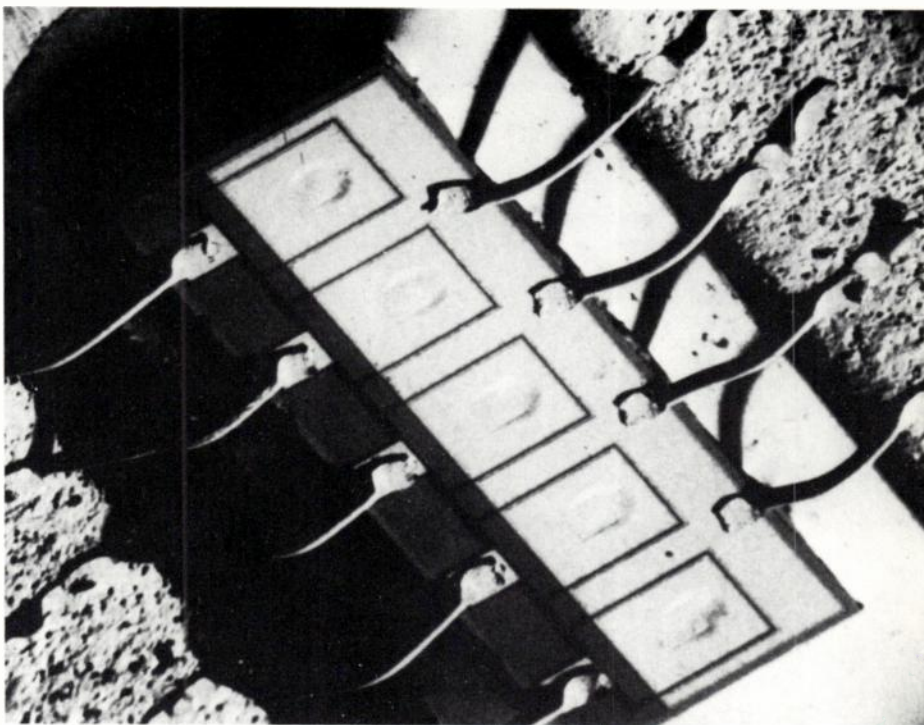
Puisqu'on est dans le domaine des TEC, restons-y pour s'attarder un peu sur les modèles travaillant en hyperfréquences. Ici, la course à la puissance va de pair avec celle de la surface de matériau semiconducteur AsGa ou silicium par watt. En France, Thomson-CSF travaille ardemment sur des transistors opérant au-dessus de 10 GHz; malheureusement les puissances atteintes ne dépassent pas le watt (pour 3,2 mm). Le laboratoire dont les travaux en la matière semblent les plus avancés en France serait, sans aucun doute, le LEP (Laboratoire d'Électronique et de Physique Appliquée) qui dispose d'ores et déjà de TEC de 1,7 W travaillant à 8 GHz et fait l'étude de deux projets, l'un financé par le CNET, l'autre par la DRET devant permettre de réaliser des dispositifs fournissant 5 W à, respectivement, 6 et 12 GHz; d'autres projets, à plus long terme, sont étudiés au LEP qui devraient permettre de réaliser des TEC hyperfréquences de 2 W/mm. Notons que le LEP a adopté pour ces composants une structure dite «à pilier» (une connexion sur trois est supprimée car on profite de la face arrière de la pastille) qui permet de réduire la surface des transistors en fonction de la puissance, sachant que, généralement, les TEC hyperfréquences de puissance sont des «multipuces».

Les concurrents du LEP sont nombreux: en France, on l'a vu, Thomson-CSF se défend fort bien; les autres sont américains, japonais ou britanniques. Ainsi, Bell Telephone a en projet un modèle 11 W - 4 GHz et un 7 W - 10 GHz, Rockwell un 10 W - 6 GHz (en projet), Texas Instruments un

5 W - 8 GHz, un 4 W - 10 GHz, un 2,5 W - 8 GHz, un 1,5 W - 16 GHz et un 0,8 W - 18 GHz, MCS un 10 W - 2,5 GHz, un 3,5 W - 8 GHz, un 1 W - 12 GHz et un 1 W - 18 GHz (à l'étude), RCA un 1 W - 10 GHz. Chez les Japonais, NEC a un TEC fournissant 4,5 W à 8 GHz et un autre 3,6 W à 8 GHz également (mais avec un bruit de 1 dB seulement), Fuji a un modèle fournissant 10,5 W à 4 GHz et Mitsubishi un 7 W - 6 GHz. Enfin Plessey a un TEC fournissant 0,6 W à 8 GHz, un 1 W - 13 GHz et un 0,4 W - 15 GHz.

Le LEP, encore lui, a réalisé un TEC fournissant 1 W à 10 GHz et insiste sur le fait que ses transistors possèdent, entre l'aluminium et le silicium, une couche de molybdène destinée à éviter la fameuse « peste pourpre » qui intervient au bout d'environ 30 000 heures entraînant de sensibles pertes en gain et dérives en tension.

Cela étant, est-ce le cas de Hewlett-Packard qui, lui, a misé sur le bipolaire en transistors de puissance jusqu'à 4 GHz et vient d'annoncer une série de moyenne puissance (inférieure à 1 W) travaillant donc en linéaire jusqu'à 4 GHz. Hewlett-Packard explique son choix en affirmant que : « non seulement les transistors bipolaires sont économiques mais leur mise en œuvre est plus simple et les utilisateurs y sont habitués ». Cela n'empêche pas la firme de Palo-Alto de proposer des TEC (ou plutôt des « MES-FET ») fournissant 12 dBm à 25 GHz (HP utilise de l'arséniure de gallium) avec un gain de 16 dB en mode amplificateur de type réflexion à bande étroite; Hewlett-Packard qui n'est pas avare de promesses a calculé une fréquence de transition extrapolée de 80 GHz; des utilisations seraient donc possibles non seulement en bande K mais également en bande Ka. Notons encore que ce transistor fait appel à une configuration en T, une porte de $0,5 \mu\text{m} \times 350 \mu\text{m}$ et à l'implantation ionique; quant à son facteur de bruit, on ne le connaît pas encore.



TEC hyperfréquence du LEP

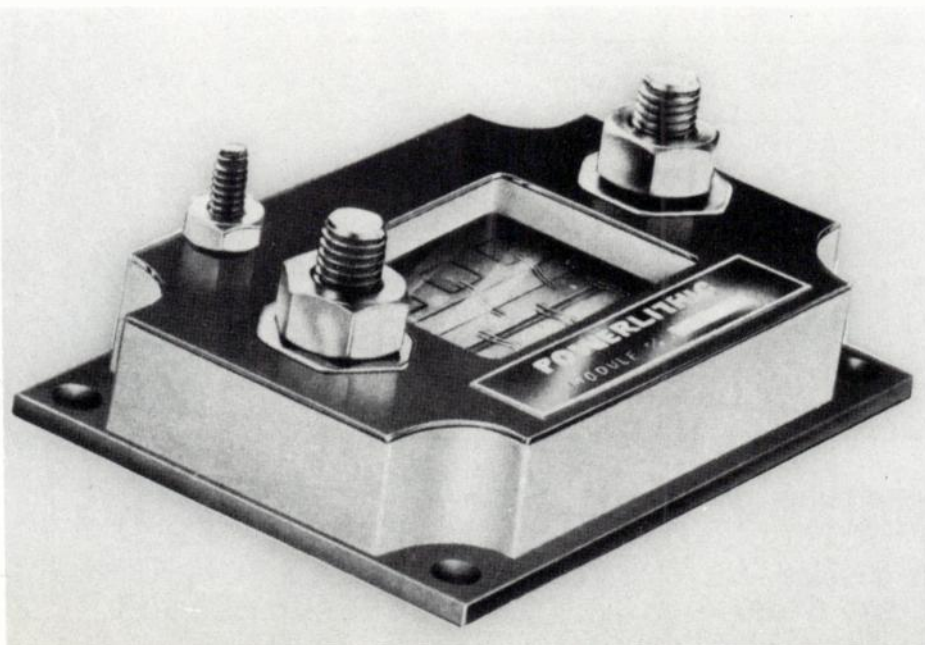
Le laboratoire d'Électronique et de Physique Appliquée travaille sur les transistors à effet de champ hyperfréquences. Il vient de mettre au point une série utilisable en bande I (8 à 10 GHz) et J (10 à 20 GHz).

Toujours dans le domaine des très hautes fréquences, il faut citer un cas particulier, celui de CTC, filiale de Varian qui ne fait que des transistors de puissance jusqu'à 3 GHz. On a vu qu'il s'intéressait aux V-MOS mais ses chevaux de bataille sont en technologie bipolaire. Ainsi, si pour lui les trois-quarts du marché des transistors de puissance RF se situent en UHF/VHF, cela ne l'empêche pas de mettre l'accent sur les bandes Tacan (transistors 250 W), DME (transistors équilibrés 600 W et 800 W) et IFF (ou DABS); rappelons que ces transistors équilibrés sont composés de deux puces de silicium dont les sorties sont rap-

prochées pour mettre leurs impédances en série, le tout sous un même boîtier. Ces composants travaillent généralement en large bande (30 à 400 MHz ou 100 à 500 MHz, par exemple); il en existe qui fonctionnent en classe A-B entre 600 et 960 MHz.

Au-delà de 1 GHz, CTC a adopté, pour ses transistors travaillant en bande L, une fabrication faisant appel à une métallisation or - cuivre - silicium et prévoit la commercialisation prochaine de modèles fournissant 40 W, 50 W et peut-être plus. Ses concurrents aussi : RTC - La Radiotechnique Compelec qui n'est pas en reste dans ces domaines ou TRW, par exemple.

Les modules de puissance Power Inc



ON NE CASSE PLUS LES TRANSISTORS

La fin des transistors bipolaires de puissance n'est certainement pas pour demain. Les améliorations sans cesse apportées par les fabricants à une technologie qui a fait ses preuves en sont témoins. Quant aux chiffres d'affaires de ces mêmes constructeurs, ils sont, en ce domaine, en perpétuelle progression. Ce qui ne doit pas empêcher la diversification ni l'étude de nouveaux dispositifs.

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 f_t est faible ($< 1 \text{ MHz}$). Motorola, avec sa « power base » obtient une meilleure répartition de courant entre collecteur et base d'où une meilleure répartition thermique; Sescosem, de son côté, a augmenté la vitesse de cette « astuce » et a baptisé son amélioration « fast power base ». Comme il se doit. ▶

voyez vous même ce que les transistors C^2R peuvent vous apporter

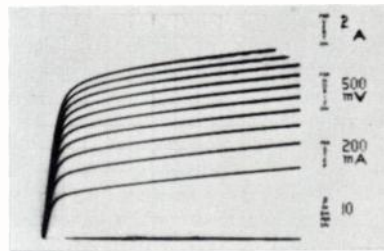
COMPAREZ
LE TRANSISTOR

C^2R

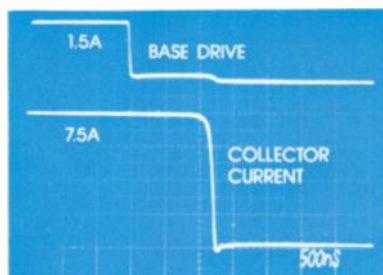
15 A - 400 V
AVEC SON
CONCURRENT
LE PLUS
PERFORMANT



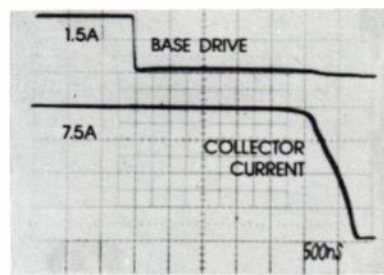
COMPAREZ LE GAIN C^2R



AUTRE TECHNOLOGIE



COMPAREZ LA VITESSE C^2R



AUTRE TECHNOLOGIE

NOUVEAUX PRODUITS

* Transistors C^2R en boîtiers isolés réduisant jusqu'à 20 db l'interférence mode commun en commutation, réduisant l'impédance thermique, accroissant la simplicité et la fiabilité.

Majoration de prix de 10% à 35% par rapport à la série standard.

Séries GHTR 10045-I (450 volts V_{ce0} , 850 volts V_{cbo} , 15 A, SOA : 450 Vx8A et 350 Vx10A).

* Séries transistors C^2R références GSTR.. exhibant une zone de sécurité de fonctionnement plus importante (400Vx12 A pour transistors 16A, 400Vx8A pour transistors 12 Ampères).



GENERAL
SEMICONDUCTOR
INDUSTRIES, INC.



C^2R SIGNIFIE: + RAPIDE
 C^2R SIGNIFIE: + DE GAIN
 C^2R SIGNIFIE: - DE SAT.

C^2R SIGNIFIE: - DE PERTES
 C^2R SIGNIFIE: 400 V - 15 A
 C^2R SIGNIFIE: 200 V - 50 A



composants et produits électroniques

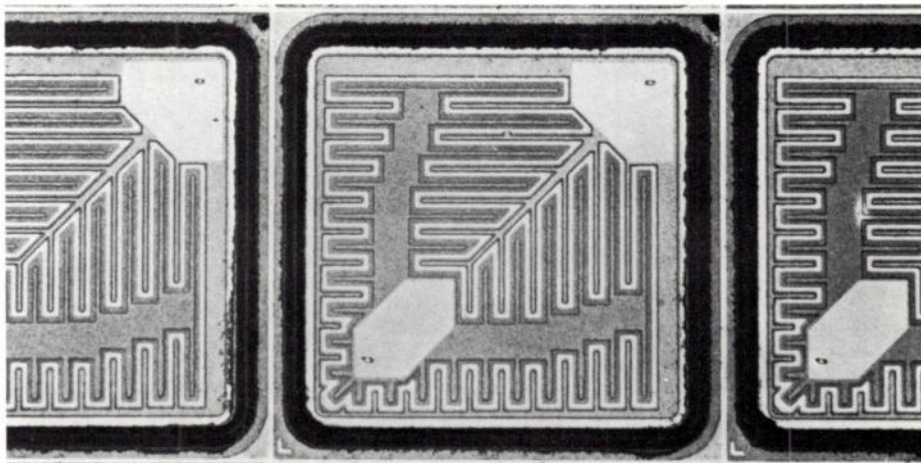
51, rue de la Rivière - B.P. 1 - 78420 CARRIERES-SUR-SEINE
Téléphone : 914.61.36 + Téléx : CPELEC 695 635 F

La base épitaxiée (Epibase) garantit une bonne aire de sécurité, un V_{CESAT} faible et donc une puissance dissipée minimale avec une f_t moyenne; toutefois, la jonction abrupte collecteur-base restreint leur tenue en tension. Afin d'éviter cet inconvénient, Sescosem modifie 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 Sescosem 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 cosse «fast-on» ou soudées, la mise en parallèle des transistors est aisée. Ce boîtier est échantillonné pour les composants de plus de 150 W.

C'est Sescosem qui, lors d'un séminaire sur les transistors de puissance tenu à Paris en octobre dernier, annonçait la naissance du concept de l'aire de surcharge permettant, à partir d'une meilleure connaissance des possibilités des transistors, de les



Transistors de commutation de SGS-Atès

SGS-Atès croit en l'avenir des alimentations à découpage.

faire fonctionner à un régime allant jusqu'à deux fois le régime maximal spécifié. Bref, le transistor de puissance ne doit plus «claquer».

DARLINGTON ET COMMUTATION

L'année 1979 est paraît-il celle, en matière de transistors de puissance, des Darlington qui seraient en passe de devenir les dignes successeurs des transistors de commutation classiques (les V-MOS sont aussi sur les rangs). Ainsi, Sescosem commercialise un modèle 40 A/850 V crête (450 V de $V_{CEO(SUS)}$), *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

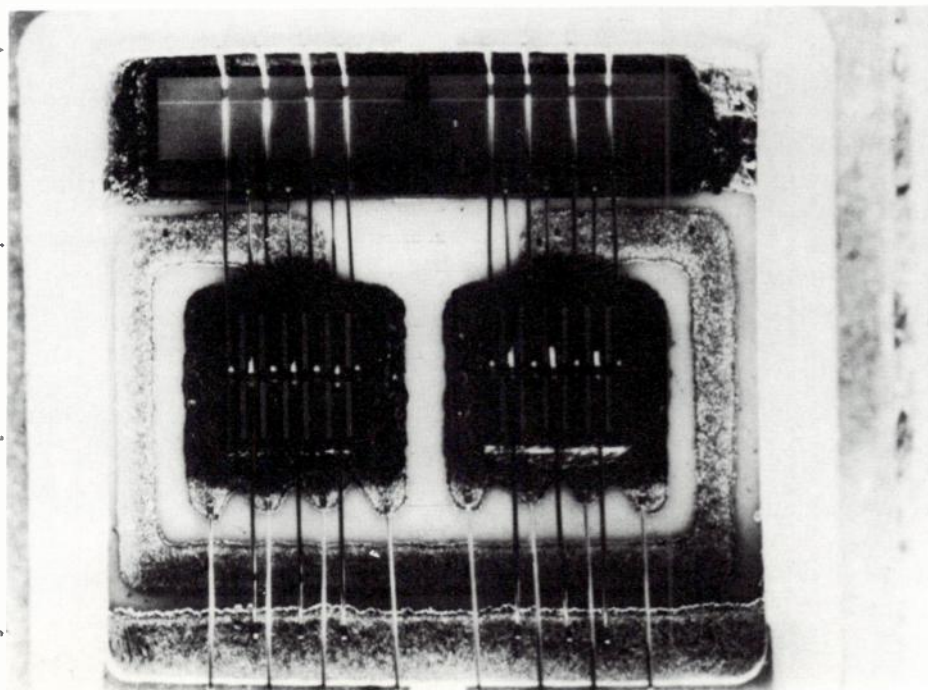
proposé des boîtiers plastiques pour Darlington de puissance, la série SOT-93 acceptant jusqu'à 125 W. Et SGS-Atès a présenté deux Darlington haute tension, les BU 806 et BU 807 proposés sous boîtier plastique TO-220.

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).

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 50 020 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 ...

TEC hyperfréquences de CTC



DEPUIS TOUJOURS, C'EST TERADYNE QUI CONSTRUIT LES SYSTEMES DE TEST ET D'AJUSTAGE DE CIRCUITS LINEAIRES LES PLUS PRODUCTIFS DU MONDE.

Depuis que le système de test de circuits linéaires J273 B existe, nous n'avons pas cessé de le perfectionner.

C'est ainsi qu'au cours des dernières années, nous avons introduit de nombreuses fonctions nouvelles pour le test des circuits intégrés utilisés en audiofréquence, dans les récepteurs AM, en télévision couleur, en VHF, ainsi que pour les amplificateurs opérationnels, les régulateurs de tension, etc. Et nous avons mis au point des panoplies standard qui permettent de tester la plupart des circuits de chaque famille.

Teradyne est un constructeur engagé... Dans le test des circuits intégrés linéaires... Au service de l'industrie dans tous les domaines : électronique industrielle ou grand public, automobile, télécommunications.

C'est pourquoi le J273 B reste le système le plus souple et le plus économique qu'on puisse trouver sur le marché.

Pendant la seule année 1978, le J273 B s'est enrichi d'une quinzaine de fonctions nouvelles, toutes compatibles avec les systèmes installés. Et ce n'est pas fini.

Avec près de deux cents systèmes en service dans le monde entier, le J273 B est de loin le testeur de circuits linéaires qui s'est vendu le plus. Il est considéré comme le système de référence par la plupart de ceux qui sont concernés par le contrôle et l'ajustage de grandes quantités de circuits au stade de la production.

Plus de 60 ingénieurs spécialisés dans l'art du test analogique.

Teradyne, c'est une puissante équipe de spécialistes du test des circuits linéaires, unique au monde. Comme en témoigne la page ci-contre, cette équipe est particulièrement féconde.

Chaque projet est mené à bien avec quatre objectifs : (1) rendre les opérations de test plus économiques ; (2) accroître les possibilités du matériel simultanément sur tous les fronts ; (3) limiter le recours ultérieur à des études d'application ; (4) garantir l'évolution des systèmes installés.

L'engagement de Teradyne ne se limite pas à l'étude et à la réalisation de systèmes. Analyses de marché, réseau commercial, service après-vente, formation, études d'application : nous sommes outillés pour servir efficacement le marché en rapide mutation qu'est celui des circuits intégrés linéaires.

Des atouts exceptionnels.

Le grand nombre de systèmes Teradyne installés permet à nos clients de bénéficier de la corrélation entre leurs clients et leurs fournisseurs. Notre expérience inégalée leur permet de gagner du temps et de l'argent de maintes façons.

Teradyne ne fournit pas seulement les meilleurs testeurs de circuits linéaires mais aussi le meilleur appui logistique.

Notre réputation, nous l'avons acquise en offrant ce dont l'industrie avait besoin, et la seule façon de conserver cette réputation est de nous surpasser.

Vous trouverez une présentation complète du système de test de circuits linéaires J273 B dans notre nouvelle brochure. Demandez-la à : Teradyne S.A., 10-12, rue de Chartres, 92200 Neuilly-sur-Seine. Tél. 745.17.60.



MAIS CETTE ANNEE TERADYNE A FAIT ENCORE MIEUX QUE TERADYNE.

Le module de calcul en virgule flottante du logiciel de commande offre des routines mathématiques exécutables en direct, avec mantisse de 36 bits, fonctions trigonométriques et logarithmiques, calculs de dB à haute résolution, etc.

L'interface pour bus IEEE permet de piloter des équipements additionnels destinés à effectuer des mesures spéciales.

Le générateur-voltmètre FI permet d'effectuer des mesures en courant alternatif dans la gamme de fréquences de 200 kHz à 12 MHz.

L'ampèremètre pour courants faibles élargit la gamme des courants mesurables par le J273B (10 pA à 10 A).

Le synthétiseur VHF couvre la gamme de 10 à 312 MHz.

Le générateur-détecteur numérique à 36 canaux permet de tester des circuits linéaires à entrées ou sorties numériques, ainsi que des circuits purement numériques.

Le générateur-voltmètre BF permet d'effectuer des mesures en courant alternatif de 20 Hz à 210 kHz en mettant à profit les possibilités de partage de temps du système.

Un poste d'ajustage par faisceau laser amélioré pour les circuits monolithiques (en option).

L'interface RS232C permet de transmettre des données à des récepteurs périphériques ou des ordinateurs plus importants compatibles avec cette interface.

De nouvelles techniques de partage de temps augmentent considérablement le rendement d'une chaîne multiposte.

L'unité de commande et de calcul M365M

est une nouvelle version, plus rapide, de l'ordinateur Teradyne, qui peut accroître la productivité du système de 30 %.

Le logiciel de réduction de données DR070 constitue un outil puissant, d'emploi facile, pour l'élaboration de bilans statistiques, de classements, d'histogrammes, de diagrammes cumulatifs et de courbes de corrélation.

L'alimentation haute tension porte à + 300 V (200 mA) la tension maximale de test.

TERADYNE

la mesure en télécommunications



Conçu et réalisé pour le contrôle des réseaux F.D.M., ce banc de mesure sélectif représente le "nec plus ultra" de la technologie en matière de mesure en télécommunications.

Le générateur de niveau TF 2356 et le voltmètre sélectif TF 2357 sont, chacun, pilotés par synthétiseur et par microprocesseur pour assurer une facilité de manipulation et une précision de mesures encore jamais atteintes.

Les 2 appareils sont compatibles G.P.I.B. et le générateur peut être utilisé comme contrôleur permettant un nombre de séquences de mesures automatiques programmées par le clavier.

marconi instruments

3, avenue du Maréchal Devaux, 91550 PARAY-VIEILLE-POSTE Tél. : 687.36.25 - Télex : 203882
Agences à Bordeaux, Lyon, Rennes, Toulon, Toulouse.

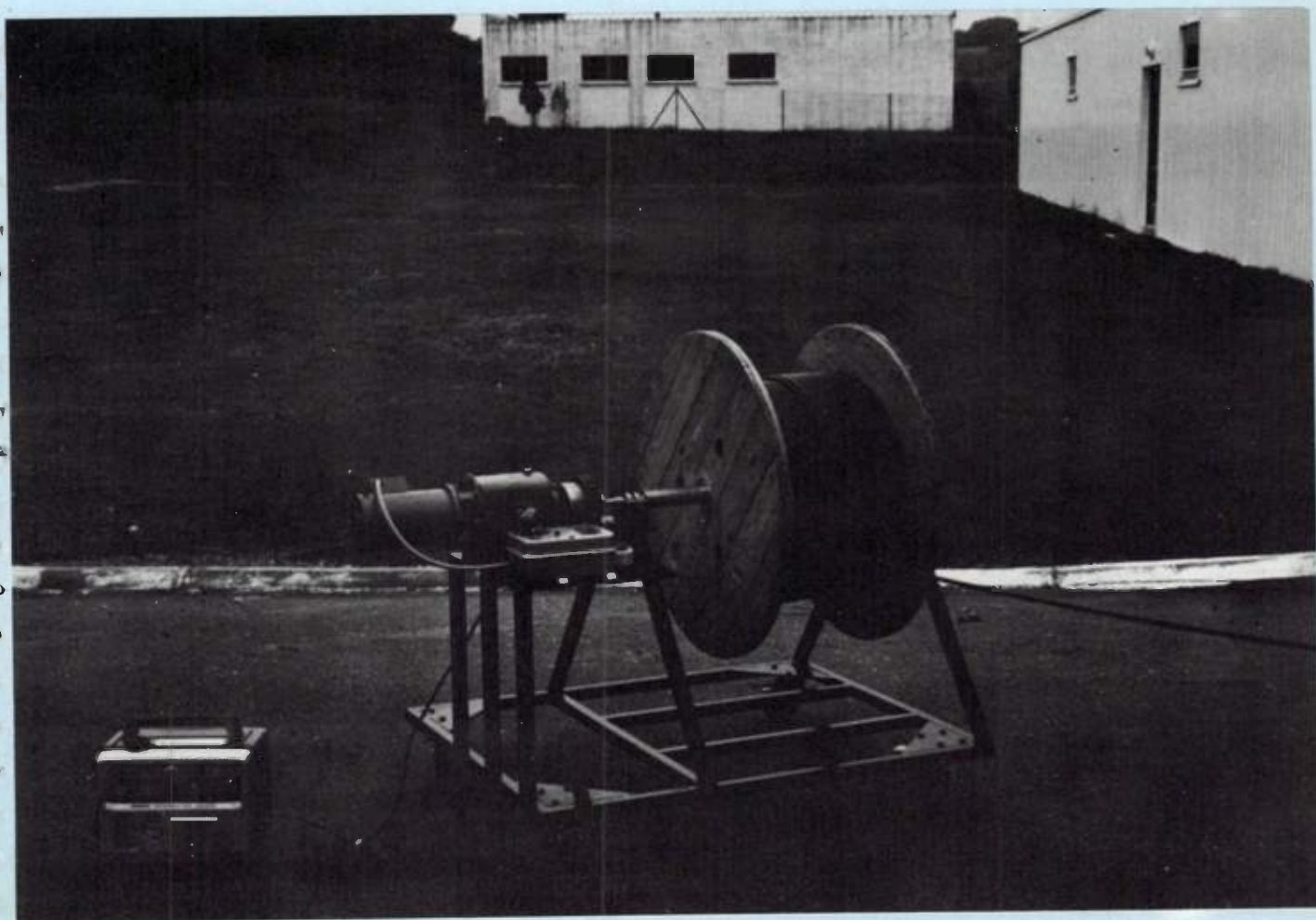
Service lecteur : n° 6015

Membre du Groupe GEC Marconi Electronics

1979 : année des fibres optiques

III. — Les câbles

Les deux premières parties de cette étude () traitaient des fibres elles-mêmes, des dispositifs de connexions, des sources et récepteurs de lumière. Le présent article expose les divers problèmes liés à la fabrication des câbles optiques, aux contraintes qu'ils doivent subir et montre quelles sont les structures les mieux adaptées à vos applications.*



fibres optiques

connecteurs SOCAPEX

- Connecteurs développés pour être compatibles avec l'ensemble des éléments constituant les liaisons optiques fibres et câbles, émetteurs et détecteurs.
- Connecteurs monovoies et multivoies.
- Connecteurs pour monofibre et faisceaux.
- Connecteurs pour liaisons courtes et longues distances.
- Connecteurs dérivés des normes :
NFC/UTE 93422 HE 301 B (MIL-C-26482 - PYGMY) HE 308 (MIL-C-38999 - LJT)
NFC/UTE 93563 KMR (MIL-C-39012 - SMA).
- Coupleurs • Dérivateurs • Epissures.

Documentation sur demande

SOCAPEX

Filiat THOMSON-CSF

10 bis, QUAI LÉON BLUM / BP 32 /
92151 SURESNES CEDEX / FRANCE / TÉL. (1) 772 91.13

3581

Spectronics

DISPONIBLE
EN FRANCE



Transmission par FIBRES OPTIQUES 2KM-10MBit/s min.

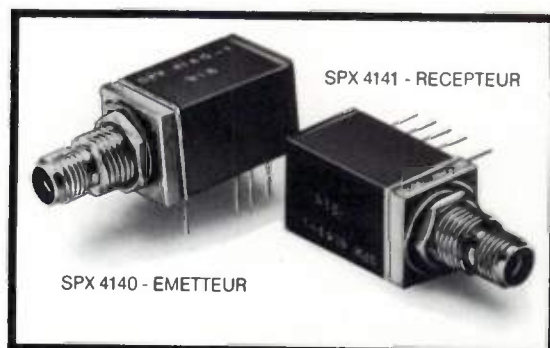
Couplage à une grande variété de câbles optiques (verre ou plastique) Siecor, Galite, Dupont...

SPX 4140 - SPX 4141

**2 modules compacts ultraminiatures
(12,7 × 12,7 × 33 mm)
pour émission et réception.**

Totalement compatible microprocesseur

Utilise une alimentation 5 V non régulée, fonctionne entre 0° et 70°C, totalement compatible TTL.



LE MISSING LINK®

Sous le nom de MISSING LINK, SPECTRONICS propose l'ensemble :
- module émission, module réception, connecteur,
10 mètres de câble pour liaison, manuel instruction, pour vos nouveaux développements.

ERN

20-22, rue des Acacias
75017 PARIS
Tél. 755.88.40
Télex: 640051 F

MIXIM 201

L'essor des télécommunications passe par l'évolution technologique, c'est évident. L'avènement des fibres optiques devrait conduire à reconsidérer l'état des moyens actuels et à tenir compte des besoins futurs. La connaissance des produits actuellement proposés sur le marché mondial des télécommunications par fibres optiques est largement assurée par la diffusion d'études et de publications faisant régulièrement le point sur les progrès accomplis en matière de fabrication de fibres optiques, de connecteurs, de composants électroniques et de câbles.

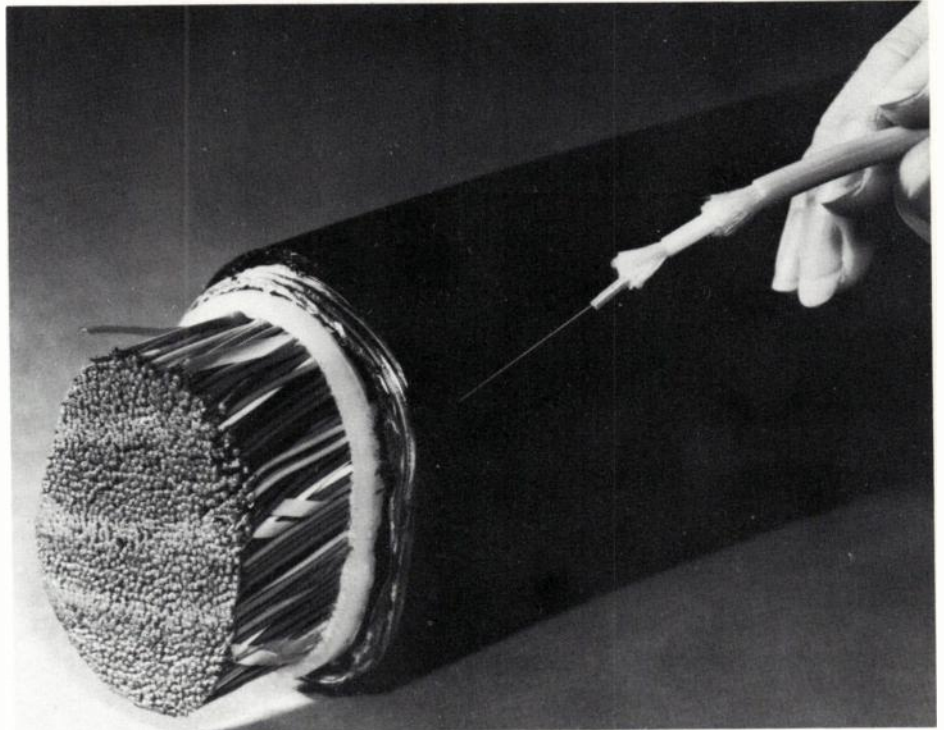
A deux reprises (cf. Onde Électrique nos 2 et 3, février et mars 1979), l'Onde Électrique a tenté de montrer quels étaient les paramètres essentiels définissant les critères de choix des composants d'une liaison optique. Le présent article fait le point des techniques généralement utilisées pour la production de câbles à fibres optiques et des propriétés importantes qui les distinguent en vue de leurs applications.

CONTRAINTES ET NÉCESSITÉS

Avant de voir quelles sont les diverses méthodes de production de câbles à fibres optiques, il semble intéressant de dresser la liste des «arguments» auxquels doivent répondre ces matériels et ce, en fonction des applications auxquelles ils sont destinés.

- De toute évidence, il est nécessaire qu'un câble optique puisse être manipulé de la même manière qu'un câble classique de communications;
- Il doit comporter des propriétés ou caractéristiques mécaniques et électriques compatibles et disposer des éléments nécessaires à l'alimentation des répéteurs ainsi que de la résistance idoine devant être opposée aux contraintes statiques et dynamiques;
- Il doit pouvoir être, en permanence, «épaisuré» et recevoir aisément un connecteur, cela sur le site et dans un laps de temps aussi court que possible;
- Le câble optique, s'il doit être compétitif sur le plan technique, doit être avant tout plus économique que son concurrent classique;
- Il doit posséder un taux d'atténuation inférieur à celui d'un câble classique mais au moins égal à celui de chaque fibre dont il est constitué;
- Les fibres optiques qu'il renferme doivent pouvoir être aisément identifiées et, ce, de manière individuelle.

Cela étant, la câble optique devra toujours être conçu de façon qu'il réponde à des normes de torsion, flexion et tension parfaitement contrôlables. Cela est important car certains câbles sont construits de telle sorte que le fait que les fibres soient disposées autour d'un jonc central généralement métallique (le Kelvar est largement



Fibres optiques contre cuivre

Ce guide d'ondes optiques fabriqué par Corning (à droite) et le câble toronné classique de 5 cm de diamètre (à gauche) ont la même capacité de transmission d'informations.

utilisé) entraîne l'apparition d'une tension ou d'une torsion.

De toutes façons, à partir des aspects inhérents à la fibre optique elle-même, on peut extrapoler et aisément déduire un certain nombre de caractéristiques dont devra disposer un câble tout d'abord bien adapté aux fibres. Ainsi, il faudra rechercher :

- La structure modulaire suffisamment performante pour permettre son application dans des systèmes à haut et bas débits;
- La structure élémentaire offrant un encombrement en rapport avec celui des fibres optiques;
- Le procédé de fabrication qui ne risque pas d'entraîner des ruptures de fibres ni de détériorer leurs qualités de transmission par l'apparition de micro-courbures et d'efforts de pression;
- De même, le procédé de fabrication le plus économique qui soit tenant compte de la discontinuité des fibres;
- La structure qui permette de réaliser les raccordements sans risque de rupture pour les fibres et aisément adaptable à des procédés industrialisables.

TROIS MÉTHODES DE FABRICATION

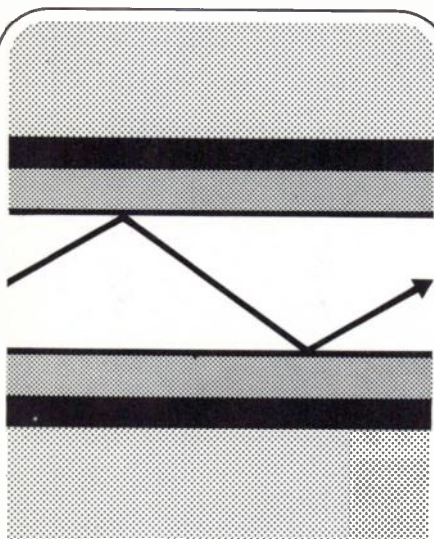
Entrer dans le détail de la production de câbles à fibres optiques n'avancerait en rien le lecteur désireux de ne connaître que les critères essentiels présidant au choix des composants d'une liaison optique. Il semble tout de même intéressant de

mentionner que les fabricants ont leurs formules et qu'on compte généralement trois méthodes principales de production de câbles optiques; trois procédés de base qui peuvent servir à la mise en œuvre de multiples configurations; trois grandes familles de structures généralement admises par les câblers :

- La structure à «ruban» qui assemble un nombre élevé de fibres en matrice formée de rubans en reportant le problème de la protection à la gaine extérieure du câble;
- La structure classique pour laquelle chaque fibre est individuellement protégée et menant à une constitution traditionnelle du câble;
- La structure cylindrique à cavités ou compartimentée dont le principe consiste à éviter la protection individuelle des fibres en prenant pour base un profilé cylindrique adapté. Autrement dit, la fibre ayant reçu un revêtement primaire est déposée dans un sillon gravé dans un support en plastique; cette technique permet, par un choix judicieux de la forme du support, de loger un grand nombre de fibres dans une faible section et facilite le repérage spatial nécessaire aux opérations ultérieures de connexion.

En outre, il existe deux principes de base généralement utilisés par les câblers pour «câbler» les fibres : la méthode dite à couches et celle dite à l'unité. Dans la première, les fibres sont torsadées en couches horizontales ou concentriques pour former l'âme du câble; dans la seconde méthode, les fibres gainées sont torsadées par petits groupes eux-mêmes torsadés en groupes plus importants. Dans les deux cas, on aura pris soin d'intercaler, entre les groupes ou les couches, un matériau amortisseur particulièrement conçu pour

(*) L'Onde Électrique, nos 2 et 3, mars et avril 1979.



CÂBLES OPTIQUES

- Câbles 1 à 6 fibres silice-silicone.
Gaine PCV renforcée Kevlar®
- Câbles 1 à 8 fibres silice dopée.
Gaine PCV ou polyuréthane renforcée Kevlar®.
- Câbles 1 à 8 fibres silice dopée avec conducteurs électriques.
Gaine PCV ou polyuréthane renforcée Kevlar.

- Fibre silice dopée, enrobée ETFE.
- Liaisons électro-optiques pour transmission en milieux industriels
 - modules vidéo
 - modules digitaux
 - câbles équipés.

®marque déposée du Pont de Nemours

Documentation sur demande.

CABELTEL

Filiale THOMSON-CSF

50, RUE JEAN-PIERRE TIMBAUD
B.P. 301 / 92402 COURBEVOIE CEDEX
TÉL. : (1) 788 50.60

3685

«absorber» les diverses contraintes, en particulier, celles perpendiculaires à l'axe des fibres.

PERTES DE CÂBLAGE

On l'a vu, le câblage de fibres optiques doit répondre à un certain nombre de définitions parmi lesquelles la plus importante réside dans le taux d'atténuation global. Les deux mécanismes qui tendent à accroître l'atténuation des fibres câblées sont les pertes de courbure et celles de microcourbures.

Les premières sont généralement faibles. Les autres sont dues aux légères contraintes asymétriques agissant sur les fibres de petit diamètre. Des imperfections mineures de toutes surfaces de câblage peuvent également être la cause de microcourbures. Afin de s'affranchir au maximum des pertes dans les câbles optiques, les fibres peuvent être disposées, on l'a vu, dans des cavités pratiquées dans un porteur flexible ou encore enrobées dans un matériau amortisseur destiné à absorber les contraintes diverses. Les pertes de courbures peuvent être largement atténuées en augmentant le diamètre du revêtement et l'ouverture numérique de la fibre et en réduisant le rapport du diamètre âme/revêtement.

De nombreux modèles mathématiques ont été développés pour prévoir les pertes en fonction des paramètres physiques d'une fibre enrobée ou câblée. Malheureusement, la plupart de ces modèles ne s'appliquent qu'à des cas spécifiques de matériaux de fibres et des conditions d'utilisation particulières.

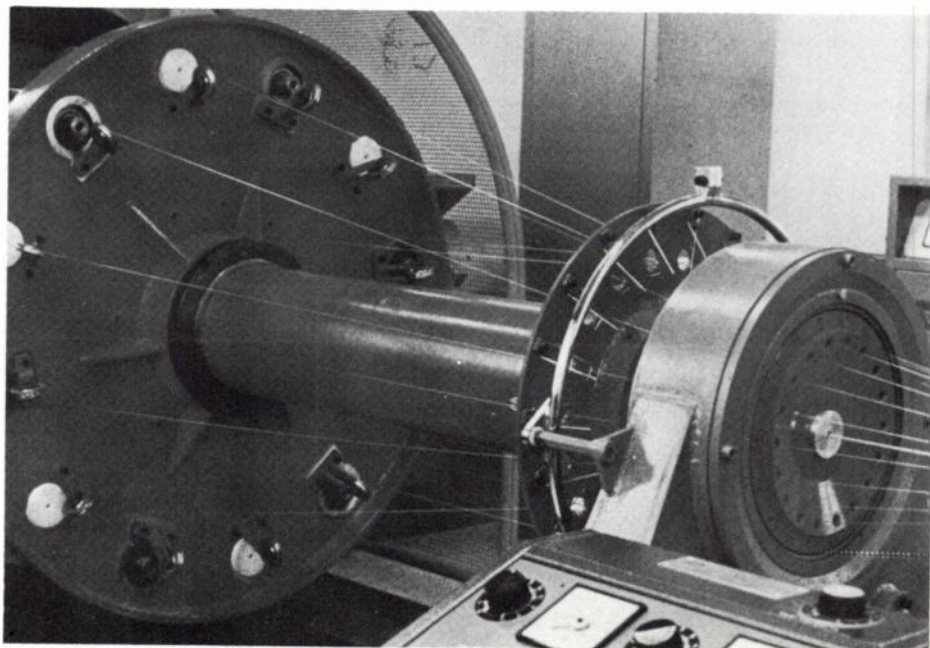
Mais rien ne vaut l'expérimentation *in situ*. C'est ainsi, par exemple, que le

Bell Telephone fait fabriquer ses câbles optiques par Simplex

Simplex Wire and Cable Co, une filiale de Tyco Laboratoires, vient de signer avec Bell Telephone Laboratories un contrat portant sur la mise en œuvre et la fourniture d'un procédé de fabrication d'un câble optique sous-marin. Pour Simplex, cela implique l'accroissement de la superficie de son unité de production de Portsmouth dont une bonne partie sera consacrée aux installations de test des propriétés mécaniques et optiques du câble. Notons encore que Simplex n'est pas un nouveau venu dans le domaine des câbles sous-marins mais s'intéresse aux fibres optiques depuis un peu plus de deux ans. Les câbles optiques qu'il a déjà conçus sont constitués de telle sorte que les fibres soient encapsulées dans une âme centrale placée dans une double couche de conducteurs en acier rigide destinée à la fois à la protection des fibres et à assurer la rigidité adéquate. Sachez, enfin, que ce contrat est assez inhabituel pour Bell Telephone qui ne soustraie que très rarement ses travaux de recherches et de développements. La firme accepte d'en fournir les termes mais il sera difficile d'en connaître le montant.

Une câbleuse au travail chez CLTO

Dans les méthodes de fabrication de câbles optiques généralement employées par les câblers, on torsade les fibres en couches horizontales ou concentrique; on peut aussi torsader des fibres gainées par petits groupes eux-mêmes torsadés en groupes plus importants.



CNET a, depuis trois ans, installé une liaison expérimentale de 750 m en conduite souterraine constituée par deux tronçons de câbles fabriqués par CLTO et raccordés sur le terrain. L'un des tronçons comporte 19 fibres d'atténuation 5dB/km et l'autre, 12 fibres d'atténuation légèrement supérieure. Depuis cette date, des relevés de mesure faits à intervalles réguliers ont permis de constater que rien n'avait changé au niveau de l'affaiblissement et de l'épaisseur. Un câble également fabriqué par CLTO d'une longueur de un kilomètre et constitué par six fibres à gradient d'indice, de 16Hz de bande passante était en cours d'installation en janvier dernier.

Un autre câble fabriqué par FORT et composé de 9 fibres en silice enrobée de silicone est également en service; ce câble, d'une longueur de 800 m présente une atténuation moyenne de 20dB/km et une bande passante de 20MHz/km. Ce câble est composé de fibres à saut d'indice utilisables uniquement pour un débit de 2Mbits/s. D'autre part, du fait de son atténuation relativement importante, ce type de câble convient mieux comme câble de distribution. On notera que les trois câbles de cette liaison sont des modèles à structure classique à fibres gainées individuellement et assemblées en toron.

Notons encore que le CNET a, depuis, réalisé des liaisons expérimentales du même type à l'aide de câbles à structure compartimentée fabriqués par LTT.

CÂBLES SOUS-MARINS

La conception de câbles de communications sous-marins doit tenir compte d'un certain nombre de facteurs de diamètre ou de poids, de bande passante de transport d'énergie, de manipulation et de stockage, de répéteurs et de modulateurs, des effets de l'environnement (pression, sel) et de durée de vie espérée.

Une liaison transatlantique idéale, par exemple, devrait donc être petite, légère, facile à installer, économique et plus avantageuse, à tous égards, qu'une liaison coaxiale classique. Ces paramètres peuvent prêter à sourire; toutefois ils constituent la pierre angulaire du développement de câbles optiques sous-marins. La comparaison est

Une liaison expérimentale de trois kilomètres au Salon du Bourget

Le Salon International de l'Aéronautique et de l'Espace aura été l'occasion d'une première dans le domaine des transmissions optiques puisqu'un réseau complet de distribution d'informations vidéo en large bande aura été mis en œuvre sur un site aéroportuaire particulièrement visité.

Réalisé par TRT et Quartz et Silice ce réseau aura assuré la distribution, en direct, d'images produites en exclusivité par TF1 des démonstrations en vol vers le stand TF1 (musée de l'air), le chalet de la présidence (en vidéo), le pavillon de la presse (en vidéo également), le stand TRT (en vidéo et son) et le stand Quartz et Silice (vidéo et son). Ce réseau, constitué par des terminaux optiques de la famille Tosca de TRT et par des câbles fabriqués par Precicâble à partir de fibres Quartz et Silice, aura couvert une distance supérieure à trois kilomètres. Les raccordements auront été réalisés à l'aide de connecteurs optiques Optall de Radiall. L'installation effectuée dans des conditions identiques à celle d'un équipement classique par câbles aura eu pour but de mettre en évidence les avantages d'insensibilité aux interférences électromagnétiques, d'immunité à la foudre, de simplicité de mise en œuvre et de résistance à l'environnement.

chiffable; le tableau ci-contre montre les différences de performances entre un câble coaxial classique et un câble optique, tous deux traversant 5 000 km :

Paramètres	Coaxial	Optique	Rapport coaxial/optique
Diamètre du câble (cm)	3,2	1,6	2
Poids du câble (kg/km)	1250	625	2
Poids total (kg)	6×10^6	3×10^6	2
Volume total m ³	4021	1005	4
Coût du câble (M\$)	35	25	1,4
Nombre de répéteurs	150	500	0,3
Coût de chaque répéteur (k\$)	60	10	6
Coût de tous les répéteurs (M\$)	9	5	1,8
Coût total (M\$)	44	30	1,5
Nombre de canaux	300	600	0,5
Coût par canal (k\$)	147	50	2,9

SOVIS



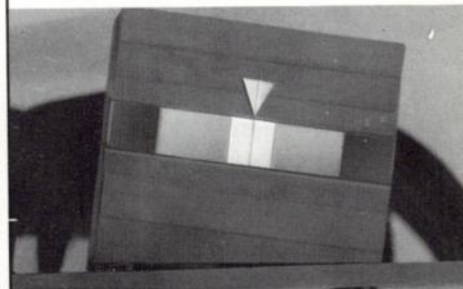
Tête de lecture de graduation pour la Société SFIM. Le dispositif d'un Ø de 20 mm est constitué de 5 nappes de fibre de 50 µ. Le pas des 4 nappes superposées est tolérancé de $\pm 4 \mu$.



Système transformateur de coordonnées pour le CEA entre l'objectif et une caméra à balayage ultrarapide pour filmer les explosions nucléaires. Réalisé en fibre de 100 µ.



Tête de lecture pour la Société MICROTEC, pour la lecture de marques imprimées par ordinateur. Chaque point de la matrice de lecture est composé d'un faisceau de lecture mélangé de manière homogène au faisceau éclairant.



Dispositif de visualisation d'informations pour l'aide à l'atterrissage des avions pour la Société SFENA. 32 bâtonnets de fibres sont rangés côte à côte sans séparation.

SOVIS

B.P. N° 1
77260 La Ferté sous Jouarre
Tél. : 022-00-12
Télex : 690054

*la révélation des supériorités FORT :
technologie et service*

la capacité totale



en fibres optiques

 **cabloptic**

Fibres optiques :

De 4 dB à 800 dB

Connecteurs TNC et SMA

Multi et Mono.

Composants jusqu'à 30 MHz.

Pour répondre à tous vos problèmes, nous mettons à votre disposition 10 ans d'expérience dans la conception des fibres et câbles optiques.

Un réseau international vous assurant un service permanent.

 **FORT**

16, rue Bertin-Poirée - 75001 Paris
Tél. (1) 233.61.37 Télex 240 316 F

Bureau Rhône-Alpes Méditerranée **FORETEC**
Pierre à Chaux - 42600 Montbrison Tél. (77) 58.28.79

Filiales en Allemagne, Angleterre, Italie,
Japon, et représentation dans 15 pays.

RAPY



CERCO

**OPTIQUES
D'AUJOURD'HUI
ET DE DEMAIN**

Calcul, étude
et fabrication d'appareils
de précision optique :

- Photo-réducteurs pour micro électronique
- Interféromètres laser
- Optique laser

CERCO



Siège social : 10, bd de Verdun,
92400 COURBEVOIE
Tél. 333.09.78 le matin

Fabrication : 5 passage de Melun 75019 PARIS
Tél. 202.09.39
Télex : 270105 F TX FRA/réf. 420

IRIS PUBLICITÉ

Qui fait des câbles optiques ?

La fibre optique c'est très bien mais sa commercialisation ne peut se faire, en télécommunications plus particulièrement, que sous forme de câbles. Les câbliers sont nombreux de par le monde à inclure des câbles optiques à leur catalogue. Il se répartissent de la manière suivante :

● *En France* : CLTO, FORT, Thomson-Brandt, Precicables, Cabeltel; SAT et Cordons et Equipements s'intéressent également aux câbles optiques.

● *En Italie* : Pirelli.

● *En RFA* : Siemens, AEG-Telefunken, Rheinshagenkabel Werke (Philips), Felten Guillaume (Philips), Schott, SEL (ITT), Klassing et Gore.

● *En Suède* : Asea Kabel et LM-Ericsson.

● *En Norvège* : Norsk Kabel.

● *En Finlande* : Oy Nokia (?).

● *En Suisse* : Cabloptic (groupe-ment de trois câbliers avec Cortailod et aide technique de l'Université de Neuchâtel).

● *En Belgique* : Opticable (groupe-ment de câbliers avec aide technique de l'Université de Mons).

● *En Hollande* : NKF (Philips) et De Regt.

● *En Grande-Bretagne* : STC (ITT), Telephone Cables (General Electric Company), Sterling Cables, Gore, BICC.

● *Aux USA* : Sicom, Belden Cables, Brand Rex, Essex Cables, Rochester Cables, General Cables, Comm Scope (Valtec), Revere Wires (Galileo), Gore, 3M, Tand & Ansley, Vector Cables, Raychem, Western Electric, Dupont de Nemours, Optelecom, Simplex.

● *Au Canada* : Canstar et Bell Northern.

● *Au Japon* : Sumitomo, Fujikura, Fujiwara, Oki, Dainichi.

● *En Corée du Sud* : Gold Star Cables.



Câble optique 7 voies

FORT fabrique une gamme intéressante de fibres et câbles optiques dont les revêtements peuvent être en polyéthylène, PVC, Tefzel ou polyuréthane. Ces câbles sont livrés généralement sur touret de bois par 500 m par exemple comme le montre la photographie de la page 27.

Les problèmes de courbures de fibres des câbles sous-marins sont, par ailleurs fort intéressants. En surface, le câble repose sur des chemins relativement plats et les rayons de courbures, dans certaines situations (égouts, conduits pour téléphone), sont suffisamment larges pour ne pas entraîner de pertes trop sensibles. Sous l'eau il est bien difficile de garantir un sol parfaitement plat : on ne sait que trop rarement si le câble va se déployer dans des conditions optimales : il y a des rochers, des crevasses, une flore abondante, des coraux et toutes sortes d'obstacles propres à entraîner des courbures indésirables.

On choisira donc un câble optique moins souple qu'un câble de surface qui devra comporter un jonc rigide de telle sorte qu'il n'épouse pas toutes les formes du fond sous-marin. On conçoit, généralement que pour qu'un câble optique sous-marin présente un minimum de pertes, il doive posséder un rayon de courbure inférieure à 6 cm

et être constitué par des fibres à diamètre de revêtement inférieur à 150 μm (il est certain que ce revêtement des fibres ne doit être ni trop large ni trop juste).

Enfin, selon les distances à parcourir, on prévoira un certain nombre de répéteurs; autrement dit, le câble optique devra disposer de conducteurs métalliques transportant l'énergie nécessaire à l'alimentation de ces relais. De ce fait, on tiendra compte des facteurs supplémentaires de poids et de résistance électrique qui, dans le cas de câbles très longs, deviennent particulièrement significatifs.

oe conférences expositions

JUILLET 1979

- Du 2 au 4 à Londres (GB) : Insulating Films on Semiconductors. *Renseignements* : IOP, 47 Belgrave Square, London SW1X 8 QX.
- Du 2 au 6 à Munich (RFA) : LASER Opto-Elektronik (4^e Congrès International avec Salon professionnel). *Renseignements* : Chambre Officielle franco-allemande de Commerce et d'Industrie, Service Foires et Expositions, 48, rue de la Bienfaisance, 75008 Paris. Tél. : 293.44.60.
- Du 16 au 20 à Graz (A) : 6th International Colloquium on Automata Languages and Programming. *Renseignements* : H. Maurer, Institut für Informationsverarbeitung, Techn. Universität Graz, Steyergasse 17, A-8010-Graz.
- Du 17 au 20 à New-York (USA) : Joint International Magnetism, Magnetism and Magnetic Materials Conference. *Renseignements* : Paul Shumate, Bell Laboratories Murray Hill, NJ 07974.
- Du 24 au 27 à Southampton (GB) : Video and Data Recording. *Renseignements* : IERE, 99 Gower St., London WC1E 6 AZ.

AOUT 1979

- Du 19 au 24 à Jérusalem (IL) : 12th International Conference on Medical and Biological Engineering. *Renseignements* : S. Jerushalmi, PO Box 16271, Tel Aviv.
- Du 24 août au 2 à Berlin (RFA) : Exposition Internationale de Radio et Télévision. *Renseignements* : Postfach P.O. Box 191740, D-1000 Berlin, 19. Tél. : (030) 301.55.11.
- Du 28 au 30 à Göteborg (S) : EUROMICRO, 5th International Symposium on Microprocessing and Microprogramming. *Renseignements* : Swedish Trade Fair Foundation, PO Box 5222, S. 40224 Göteborg, Tél. : (031) 20.00.00.
- Du 30 août au 2 à Munich (RFA) : ISPO (2^e session). *Renseignements* : Chambre Officielle franco-allemande de Commerce et d'Industrie. Service Foires et Expositions, 48, rue de la Bienfaisance, 75008 Paris. Tél. : 293.44.60.

SEPTEMBRE 1979

- Du 4 au 7 à Budapest (H) : EOQC (Les intérêts économiques de la qualité). *Renseignements* : AFCIQ, Service Formation, Tour Europe, Cedex 7, 92080 Paris La Défense. Tél. : 778.13.26 poste 4030.
- Du 4 au 7 à Lancaster (GB) : Conference on Land Mobile Radio. *Renseignements* : IERE, 99 Gower Street London WC1E 6 AZ.
- Du 10 au 15 à Lancaster (GB) : European Conference on Crystal Growth. *Renseignements* : M. F.W. Ainger, Secretary ECGC 2, Allen Clark Research Centre, the Plessey Company Limited, Caswell, Towcester, Northants NN1 8EQ.
- Du 14 au 23 à New-York (USA) : Exposition Internationale de l'Aviation et de l'Aérospatiale à Stewart. *Renseignements* : Worldwide aerospace and Marine Marketing Corp. 550 Mamaroneck Avenue, Harrison, NY 10528.
- Du 17 au 19 à Amsterdam (NL) : Integrated Optics and Optical Fiber Communication Conference. *Renseignements* : J.H.C. Van Heuven, c/o Philips Research Labs, Eindhoven, Netherlands. Tél. : (040) 74.31.93.

• Du 17 au 19 à Nottingham (GB) : Non destructive Testing Conference. *Renseignements* : Mrs. D. Barnes, BINDT, 53-55 London Road Southend on sea Essex SS1 1 PF.

• Du 17 au 20 à Brighton (GB) : Microwave Exhibition and European Microwave Conference. *Renseignements* : Microwave Exhibitions and Publishers Limited, Temple House, 36 High Street, Sevenoaks, Kent TN 131JG.

• Du 17 au 21 à Brighton (GB) : 9th European Microwave Conference. *Renseignements* : Temple House, 36 High Street, Sevenoaks, Kent TN13 1JG. Tél. : (0732) 595.33/4.

• Du 18 au 21 à Lyon (F) : 15^e Présentation de Matériel Scientifique. *Renseignements* : CAST, INSA Bat 705, 20, avenue A. Einstein, 69621 Villeurbanne Cedex. Tél. : (78) 68.81.12, poste 3086.

• Du 18 au 21 à San-Francisco (USA) : WESCON (Western) Electronic Show and Conv. *Renseignements* : WmC Weber Jr Gen Mgr. IEEE and ERA, 999 N Sepulveda B/vd, El Segundo CA 90245.

• Du 19 au 21 à Munich (RFA) : SYSTEMS (Les Systèmes d'ordinateurs et leurs applications). *Renseignements* : Chambre officielle franco-allemande de Commerce et d'Industrie Services Foires et Expositions, 48, rue de la Bienfaisance, 75008 Paris. Tél. : 293.44.60.

• Du 19 au 21 à Bologne (I) : SPACECAD (Computer Aided Design of Electronics for Space Applications). *Renseignements* : Mr. J.G. Ferrante, ESTEC (TMS) Noordwijk Holland. Tél. : 01719. 82776/82775.

• Du 19 au 28 à Paris (F) : SICOB. *Renseignements* : M. Hermieu, 6, place de Valois, 75001 Paris. Tél. : 261.52.42.

• Du 20 au 26 à Genève (CH) : TELECOM (3^e Exposition Mondiale des Télécommunications). *Renseignements* : ORGEXPO, 18, Quai Ernest Ansermet, Case Postale 65, CH 1211, Genève 4. Tél. : 21.95.33.

• Du 24 au 28 à Darmstadt (RFA) : Identification and System Parameter Estimation. *Renseignements* : IFAC, VDI/VDE, Gesellschaft Messe und Regelungstechnik (GMR) P.O. Box 1139, D-4000 Düsseldorf 1. Tél. : (0211) 621.42.26.

• Du 25 au 27 à Wiesbaden (RFA) : Military Electronics Defence Expo. *Renseignements* : Dr. F.L. Morritz, Industrial and Scientific Conference Management, Inc., 222 West Adams Street, Chicago, IL 60606, USA.

OCTOBRE 1979

• Du 1 au 4 à Huntsville (USA) : 1^{re} Conférence Internationale sur les systèmes informatiques répartis. *Renseignements* : Gérard Le Lann, Institut de Recherche et d'Automatique, Domaine de Voluceau, Rocquencourt, 78150 Le Chesnay. Tél. : 954.90.20 poste 565 319.

• Du 2 au 4 à Lausanne (CH) : Les microprocesseurs : un outil pour le futur. *Renseignements* : Journées d'Electroniques, EPFL DE 16 Ch. de Bellerive CH 1007 Lausanne.

• Du 2 au 6 à Toulouse (F) : Congrès National S.E.E. *Renseignements* : Tél. : 567.07.70.

— conférences et expositions —

• Du 9 au 13 à Bâle (CH) : INELTEC (Salon de l'électronique industrielle et de l'industrie électrotechnique). *Renseignements* : Case postale, CH-4021 Bâle. Tél. : (061) 26.20.20.

• Du 14 au 17 à Washington (USA) : Electronic and Aerospace Systems Convention. *Renseignements* : IEEE, 345 East 47th Street, New-York, NY 10017.

• Du 17 au 19 à Versailles (F) : 2^e Journées Internationales Analyse des données et informatiques. *Renseignements* : IRIA, Domaine de Voluceau, B. 105 Rocquencourt, 78150 Le Chesnay.

• Du 18 au 20 à Brighton (GB) : INTER NEPCON UK et Salon International de la micro-électronique. *Renseignements* : Kiver Communications Limited, Millbank House, 171-185 Ewell Road, Surbiton, Surrey KT6 6AX.

• Du 22 au 24 à Stuttgart (RFA) : Information Control Problems in Manufacturing Technology. *Renseignements* : IFAC VDI/VDE Gesellschaft Mess und Regelungstechnik, AH. H. Wiefels, Postfach 1139, D-4000 Düsseldorf 1. Tél. : (0211) 621.42.15.

• Du 23 au 25 à Berlin (RFA) : 1^{er} Symposium sur l'Informatique en temps réel et le contrôle de processus. *Renseignements* : Congress Organization Company (COC), John Foster Dulles Alle 10, D-1000 Berlin 21.

• A Montgomery (USA) : International Microelectronics Symposium. *Renseignements* : ISHM PO Box 3255, Montgomery, Alabama 36109.

NOVEMBRE 1979

• Du 6 au 8 à Chicago (USA) : MIDCON (Electronic Products expo and techn forum). *Renseignements* : IEE and ERA, 999 N Sepulveda Blvd, El Segundo, CA 90245.

• Du 6 au 10 à Munich (RFA) : PRODUCTONICA (Salon International pour la fabrication dans l'Électronique). *Renseignements* : Münchener Messe und Ausstellungsgesellschaft mbH Messegelände, Postfach 121009, 8000 München 12. Tél. : (089) 51971.

• Du 18 au 23 à Melbourne (AUS) : 9^e Conference Mondiale sur les essais non destructifs. *Renseignements* : COFREND, 32, boulevard de la Chapelle, 75880 PARIS Cedex 18. Tél. : 203.94.05 poste 270.

• Du 20 au 23 à Londres (GB) : Salon de l'Industrie des Composants Electroniques. *Renseignements* : Industrial and Trade Fairs Limited, Roadcliffe House, Blenheim VCourt, Solihull, West Midlands B 91286.

• Du 26 au 28 à Washington (USA) : National Telecommunications Conference. *Renseignements* : NJ. N. Birch, Magnavox Co, 8750 Georgia Avenue, Silver Spring, MD 20901.

DÉCEMBRE 1979

• Du 3 au 5 à Washington (USA) : International Electron Devices Meeting. *Renseignements* : IEEE Inc. 345. East 47th Street, New-York NY 10017.

Generic PROMS



HARRIS
SEMICONDUCTOR
PRODUCTS DIVISION

Série HM-76 XX

57 modèles

8 K

HM-7680/81/83/08
1024 x 8

HM-7684/85/86/87
2048 x 4

4 K

HM-7640/41/47/48/49
512 x 8

HM-7642/43/44/45
1024 x 4

2 K

HM-7620/21
512 x 4

HM-7625/29
258 x 8

1 K

HM-7610/11
256 x 4

0,25 K

HM-7602/03
32 x 8

Stock important dans tous les modèles
Programmeur de mémoire à disposition

- gamme industrielle
et militaire
- boîtiers epoxy
et céramique

almex

48, rue de l'Aubépine - Zone Industrielle - 92160 ANTONY
Tél. : 666-21-12 - Télex : 250 067

Correspondant régional d'ALMEX : **dirélec**

19, Bd Lafayette
63000 CLERMONT FERRAND
Tél. (73) 91 69 80

2ter, rue du Professeur Calmette
69008 LYON
Tél. (78) 76 09 90

Les méthodes rapides de transformations du signal :

Fourier, Walsh, Hadamard, Haar.

J. Lifermann

**2^e édition de l'ouvrage « Théorie et applications
de la transformation de Fourier rapide »**



La transformation de Fourier a pénétré dans les domaines les plus divers du traitement de l'information (traitement du signal, des images, du bruit de fond ; analyse spectrale ; etc.), ainsi que dans l'analyse de nombreux systèmes (électriques, optiques, réacteurs nucléaires, etc.). La transformation de Fourier est indispensable à de nombreux utilisateurs grâce à une propriété fondamentale : la transformation de Fourier permet d'associer le domaine temporel au domaine des fréquences, et d'en déduire d'importantes informations (fonctions de transfert : théorème de Parseval, etc.) ; elle permet également de manipuler avec aisance les notions capitales mais compliquées de convolution et de corrélation.

D'autre part, la transformation de Fourier rapide ne constitue qu'un exemple d'une méthode générale, appelée à se développer dans l'avenir : la méthode des fonctions orthogonales. C'est pourquoi les transformations de Walsh, de Hadamard et de Haar ont été insérées dans cette seconde édition ; ainsi complétée, la transformation de Fourier sera un outil de grande valeur pour les ingénieurs et les physiciens.

208 pages, 73 figures,
88 F : prix indicatif M.L.S.

CLS

12, rue de l'Eperon, 75278 PARIS Cedex 06

En simulation de barrage hydroélectrique

Un automate programmable pilote des observations photogrammétriques

L'expérience à réaliser consistait à enregistrer les effets d'une rupture de barrage de retenue hydroélectrique, simulée sur modèle réduit construit par le Laboratoire National d'Hydraulique. Il s'agit donc de définir avec précision les conditions de propagation d'une onde et de déformation d'une surface constituée par de l'eau, l'expérience ne durant qu'un court laps de temps (quelques minutes).

La photogrammétrie semble à priori une méthode appropriée pour la double raison qu'elle enregistre un état global à un instant donné et qu'elle en reconstitue ensuite, en différé, les principales caractéristiques de situation et d'évolution. Rappelons qu'elle consiste à photographier un objet à partir d'au moins deux points de vue différents associés en couple.

La disposition des lieux et la précision désirée (quelques millimètres) réclamant l'emploi de six appareils photographiques, une télécommande était indispensable à partir d'un poste unique, pour assurer à la fois :

- Le fonctionnement des six appareils, c'est-à-dire les opérations successives d'ouverture du diaphragme (exposition du cliché), de déroulement du film et de réarmement de l'obturateur;
- La simultanéité rigoureuse, à la milliseconde près, des clichés pris à partir des six points de vue, cette simultanéité étant réalisée après prise en compte des inerties mécanique et électrique de transmission propres à chaque appareil photographique;
- La définition d'un système fixe de référence à la fois dans l'espace (repérage lié au bassin) et dans le temps (horloge unique commandant l'imprimante de l'automate);
- Le choix de la cadence de prise de vues : cadence à la fois rapide (1 à 5 images par seconde) et variable au cours de la même expérience, en fonction de la vitesse des écoulements;
- L'identification (par enregistrement numérique sur chacun des clichés) de l'appareil photographique, de l'expérience et du cliché dans la série de prises de vues consécutives;
- L'un contrôle de sécurité de bon fonctionnement des diverses commandes.

La SGPT a confié à la société TEC la télécommande, y compris l'identification des clichés. Le système utilise un automate programmable PLC 256 qui gère l'ensemble des signaux émis et reçus. La base de temps générale est le quartz du PLC 256.

Il y avait lieu d'effectuer des corrections de temps extrêmement précises : deux méthodes ont été réalisées simultanément au moyen de l'automate :

- Comptage logiciel d'horloge synchronisée avec le temps de cycle, donc le quartz de l'unité centrale, cela pour la définition de temps longs mais précis;
- Corrections fines (quelques centaines de microsecondes) par décalage d'ordres dans l'espace mémoire (cycle 5 millisecondes).

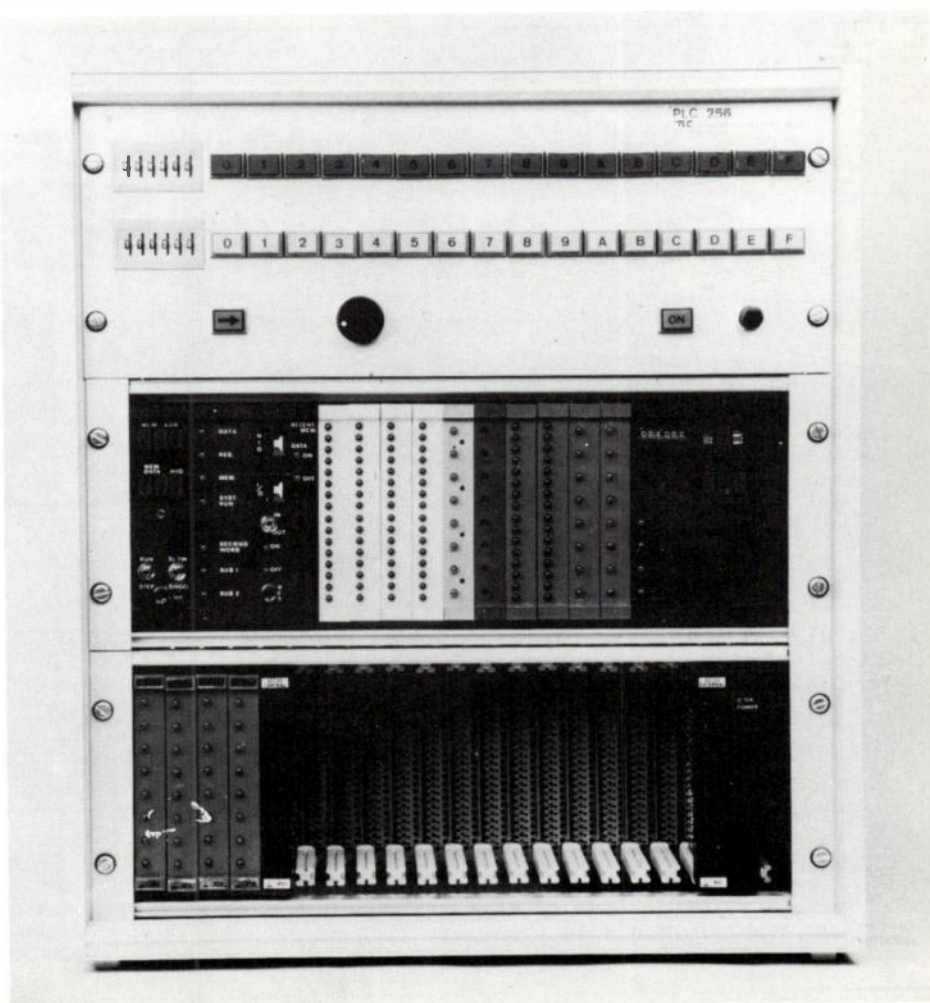
Il est à noter que les caractéristiques d'entrée du PLC 256 permettent une connaissance parfaite des temps de prise en compte. Le filtrage d'entrée est en effet numérique, la constante de temps d'intégra-

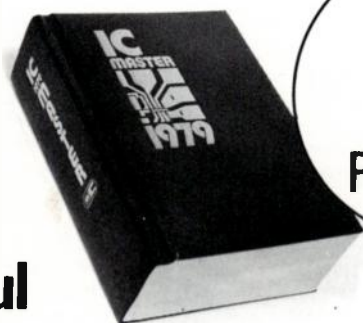
tion d'entrée pouvant être choisie de 1 à 500 millisecondes et cela de manière précise.

Les premières expériences réalisées à Chatou ont permis de constater la fiabilité du système : tous les clichés et les enregistrements annexes ont été obtenus dans les conditions prévues. Les exploitations sont en cours : la précision relative de 5 mm sur chaque point de surface de l'eau semble atteinte. On procède actuellement au traitement informatique de l'ensemble des données superficielles.

L'automate réalise donc : la génération de signaux d'horloge précis (comptage par logiciel de cycles d'instructions), la génération de temps de retard précis programmée par logiciel corrigeant l'inertie propre de chaque appareil (détermination des instants de commande), la génération des codes d'identification des expériences, des appareils ainsi que des numéros de clichés, l'automate transmettant sur câble téléphonique les numéros à impressionner sur chaque cliché, la commande de l'imprimante et les fonctions annexes (interruption programmée de prises de vues, en cas de défaillance, signalisation des défauts lignes).

TEC a réalisé cet automate programmable pour permettre les observations photogrammétriques.





1979
-
VIENT
DE
PARAITRE

le
seul
annuaire mondial des
CIRCUITS INTÉGRÉS
avec remise à jour trimestrielle

BON DE COMMANDE : Je vous passe commande d'un
IC MASTER 79, avec ses trois remises à jour, au prix
de 744,00 F T.T.C. et port compris.

NOM :

SOCIÉTÉ :

ADRESSE :

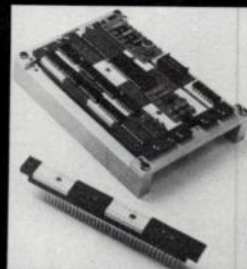
Ci-joint chèque bancaire ☐ C.C.P. ☐ de 744 F à l'ordre de :
CONSEIL ET PROMOTION, 1, rue Damiens, 92100 BOULOGNE BILLANCOURT

POUR ÉTUDE OU PRODUCTION

supports de C.I.
"mille pattes"

CAMBION®

- Supports à wrapper
3 niveaux,
2 x 40 points
- Lyre remplaçable,
dorée ou étamée
- Élimine le circuit
imprimé
- Tiroirs et mécanique
associés
- Sur stock

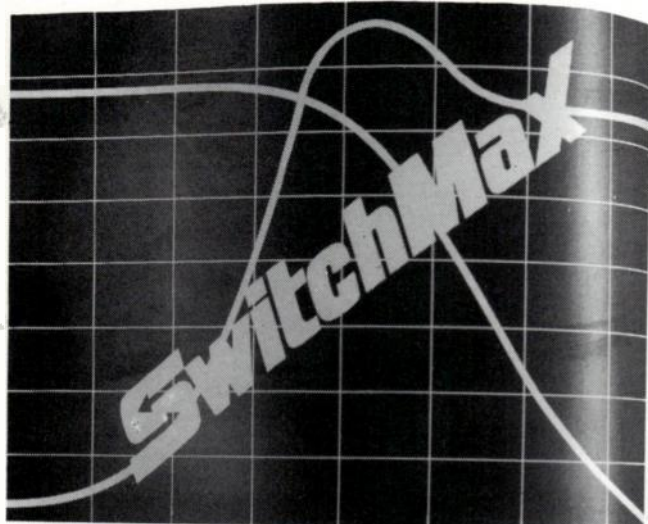


TECHMATION

20 Quai de la Marne 75019 PARIS
Tél. (1) 200.11.05 - Télégex 211541

Service lecteur : n° 6024

l'extraordinaire transistor SwitchMax de **RCA** Solid State



ses performances

I_C (sat)		5 A	10 A	15 A
V_{CEV}	450 V	2N6671	2N6674	2N6676
	550V	2N6672		2N6677
	650V	2N6673	2N6675	2N6678
CARACTERISTIQUES		Temp., T_C		
		LIMITES		
I_{CEV} (max) à $V_{CEV} = V_{CEV}$	25°C	0.1 mA	0.1 mA	0.1 mA
V_{CE} (sat) (max) à I_C (sat)	25°C	1 V	1 V	1 V
t_r (max) à I_C (sat)	25°C	0.5 μ s	0.6 μ s	0.6 μ s
t_s (max) à I_C (sat)	25°C	2.5 μ s	2.5 μ s	2.5 μ s
t_f (max) à I_C (sat)	25°C	0.4 μ s	0.5 μ s	0.5 μ s
t_c (max) à I_C (sat)	25°C	0.4 μ s	0.5 μ s	0.5 μ s

almex

48, rue de l'Aubépine, zone industrielle
92160 ANTONY
Tél. 666.21.12 - Télégex 250 067 F

Correspondant régional d'ALMEX : **direlec**
19, Bd Lafayette 2ter, rue du Professeur Calmette
63000 CLERMONT-FERRAND 69008 LYON
Tél.: (73) 91.69.80 Tél.: (78) 76.09.90

Service lecteur : n° 6025

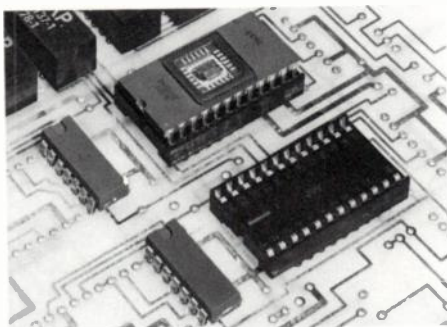
"les nouveautés de l'onde électrique"

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.

COMPOSANTS

SUPPORT DE COMPOSANTS ACTIFS «DIL»

Le support **AMP Diplomat** bas profil existe de 8 à 40 positions. L'originalité de ce support réside d'abord dans son contact : une large rampe métallique facilite l'insertion du composant sans risque de copeau post-isolant. Le contact mono-ressort assure un double point de contact métal sur métal. La borne de sortie tuilée renforce la rigidité et diminue les risques de détérioration ; son extrémité effilée rend plus aisée l'insertion du support sur la carte. Le logement du contact est prévu pour limiter le déplacement de celui-ci et le protège donc contre une déformation éventuelle par une patte hors tolérance ou détériorée. Les tolérances de perçage en sortie de bornes du boîtier sont calculées pour éviter les remontées de soudure et du flux de lavage. Les pieds de lavage du boîtier facilitent le nettoyage après soudure. Le boîtier est particulièrement par une entaille sur un de ses côtés, ce qui permet une identification du sens de montage. Un chiffre venu du moulage permet de repérer chaque contact. Enfin, les boîtiers sont juxtaposables sans rupture, au pas de 2,54 mm.



Service lecteur : n° 6101

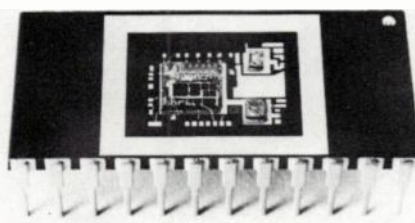
TOP POUR RADAR EN BANDE S

Pour les radars de veille aérienne à hautes performances, la Division Tubes Électroniques de **Thomson-CSF** développe actuellement un nouveau TOP de technologie «ring and loop», le TH 3594. Ce tube à large bande fonctionne entre 2,3 et 2,6 GHz ; sa puissance crête est de 10 kW, avec un facteur d'utilisation maximale extrêmement élevé de 3 %. Dans sa bande passante de 300 MHz, le TH 3594 présente un gain supérieur à 36 dB et un rendement élevé. La largeur d'impulsion maximale admissible est de 10 µs. Pour assurer à ce tube une focalisation hautement efficace, sans pour autant augmenter son poids, des aimants

en samarium cobalt lui ont été incorporés. Le refroidissement est assuré par circulation d'air forcée. La cathode imprégnée, de technologie récente, est une garantie de longue durée de bon fonctionnement.

Service lecteur : n° 6102

CONVERTISSEUR NUMÉRIQUE/ANALOGIQUE 12 BITS

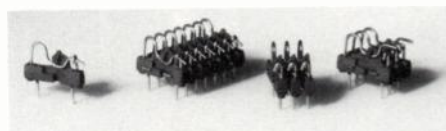


Analog Devices propose désormais une version améliorée et plus fiable du convertisseur numérique/analogique 12 bits DAC 85 déjà introduit chez d'autres constructeurs. Ce nouveau circuit n'est en effet constitué que de 3 puces ce qui lui procure une fiabilité, selon la norme MIL-HDBK-217B, 3 à 5 fois supérieure, à celle de ses concurrents qui comportent 11 à 12 puces. Ce produit AD DAC 85 est disponible en version sortie courant ou sortie tension, en code binaire ou en code BCD, et surtout existe en 3 gammes de température : 0 à 70 °C, - 25 °C à + 85 °C et - 55 °C à + 125 °C, pour cette dernière gamme les produits peuvent être fiabilisés suivant la norme MIL - STD - 883B. Temps de conversion 3µs en tension, 300 ns en courant. Le boîtier est de type céramique DIL 24 broches.

Service lecteur : n° 6103

COMMUTATEUR POUR CIRCUIT IMPRIMÉ

Siemens, Composants Électromécaniques (mandataire **SEDI**), présente un nouveau commutateur pour circuit imprimé au pas du DIL (7,62 x 2,54). Dans une version très simplifiée, intermédiaire entre le «strap», classique, et le commutateur en boîtier dual in line, il se présente sous la forme d'une barrette, tronçonnable à longueur, composée de 8 ou 24 interrupteurs, ou bien de 4 ou 12 inverseurs. Son principe en est



très simple, il peut être assimilé à celui de l'épingle à nourrice. Les contacts étant étamés, il est possible de réaliser par simple soudure un verrouillage : tension de commutation de 5 à 60 V, courant de commutation 0,5 A, pouvoir de coupure 5 VA.

Service lecteur : n° 6104

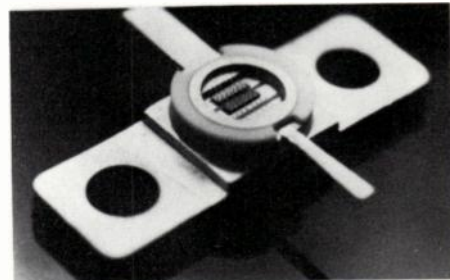
CELLULE SOLAIRE

SGS-Ates a développé une cellule solaire au silicium N⁺PP⁺ : SPV 050, pour utilisation dans les générateurs photovoltaïques à concentration, avec des valeurs de concentration jusqu'à 50, pour des applications terrestres. La cellule, qui est fabriquée à partir d'une plaquette de silicium monocristallin à 2 pouces, a un diamètre utile de 44 mm et délivre jusqu'à 13 W à température ambiante. Dans ces conditions elle a un rendement supérieur à 16 % avec un coefficient de remplissage de 75 %. La tension à vide est de 0,69 V et le courant de court-circuit de 25 A. La métallisation de la face avant est réalisée en titane, palladium et argent, tandis que la couche antiréfléchissante est formée d'oxydes de titane et de silicium. La cellule est montée sur un support en acier avec deux pattes de sortie pour un montage facile sur un dissipateur de chaleur et de bonnes connexions électriques.

Service lecteur : n° 6105

TRANSISTORS MICRO-ONDES BIPOLAIRES

RTC dispose actuellement de 62 types de transistors micro-ondes bipolaires conçus et fabriqués dans son centre de Caen. Parmi les types destinés à être utilisés en oscillateur, le MEB 1100 W permet de réaliser un oscillateur dans la bande 900 à 1200 MHz qui, pulsé à 1,09 GHz, délivre 45 W avec un rendement de 30 %. Parmi ceux destinés aux amplificateurs large bande, le PKB 21004 R délivre 5 W dans la bande 1,7 à 2,1 GHz, et le PKB 23007 U délivre 7,5 W à 2,3 GHz.



Pour les applications en fonctionnement linéaire, de nombreux transistors ont été définis en émetteur commun, tel le LJE 42004 T délivrant, à 4,2 GHz, 400 mW à 1 dB de compression de gain. Une vaste famille a été caractérisée en impulsion : le M 1011 B 300Y délivre une puissance crête supérieure à 300 W dans la bande IFF (1030 - 1090 MHz).

Service lecteur : n° 6106

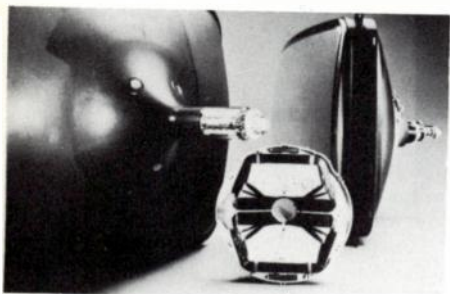
DIODE D'ÉMISSION A FIBRE SOURCE

La diode d'émission **ATI** est une LED «edge emitter» munie d'une fibre source. Longueur d'onde 850 nm, largeur de spectre 80 nm pour 80 %. Temps de montée 7 ns, 50 µW en extrémité de fibre source pour 100 mA permanent. L'extrémité de la fibre source reçoit un embout standard ATI.

Service lecteur : n° 6107

SYSTÈME DE TÉLÉVISION COULEUR 110°

Le nouveau système 30 AX tube-image/déviateur de RTC est d'une très grande simplicité d'emploi et sera disponible dans les 3 dimensions d'écran 51, 56 et 66 cm. Encore plus performant que le 20 AX, il bénéficie de tous les avantages de celui-ci : indépendance du tube et du déviateur, haute brillance, auto-convergence, technologie mini-arc... L'auto-alignement intrinsèque du tube et du déviateur simplifie la mise en œuvre et supprime tous les réglages mécaniques et électriques. Les corrections statiques de pureté et de convergence sont obtenues définitivement en fabrication par un anneau métallique magnétisé convenablement disposé dans le canon à électrons. Le 30 AX utilise un nouvel ensemble de canons à électrons

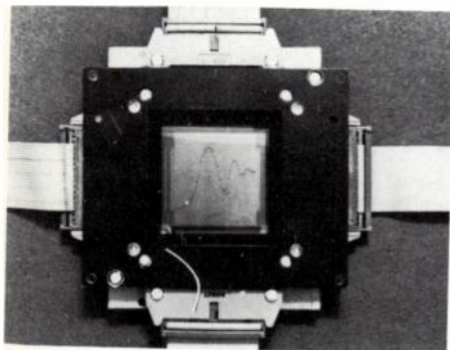


et des nouveaux luminophores filtrants rouge et bleu qui augmentent le contraste d'environ 30 %.

Service lecteur : n° 6108

ÉCRAN PLAT A CRISTAUX LIQUIDES POUR OSCILLOSCOPE

Cet écran matriciel (64 x 64), associé à un mode de commande électrique particulier (non multiplexé), est destiné à afficher une ou plusieurs courbes simultanément. Il a été développé par le LETI et ses principaux avantages sont une observation par réflexion à la lumière ambiante, une faible tension de commande (< 15 V), une très faible consommation. Cela permet la réalisation d'un oscilloscope portable, de faibles dimensions, à mémoire et dont les performances sont celles de l'électronique.



Service lecteur : n° 6109

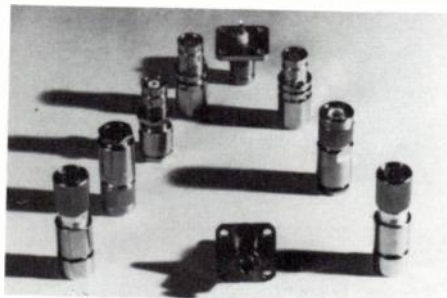
AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELLS

SGS-Ates propose les LS 107, 207 et 307 des amplificateurs opérationnels d'usage courant à faible intensité et tension d'offset possédant également une faible intensité d'entrée. Ils sont disponibles en boîtier TO-99, minidip et SO-8.

Service lecteur : n° 6110

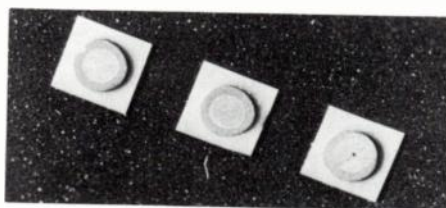
CONNECTEURS COAXIAUX DIN

Radiall commercialise deux nouvelles séries de connecteurs coaxiaux : la série 1,0/2,3 (DIN 47297), la série 1,6/5,6 (DIN 47295) et CEI 169-13. Ces connecteurs, destinés au matériel de télécommunication, sont compatibles avec les câbles coaxiaux standards ou spécifiques. La gamme de produits comprend toutes les fonctions principales : fiches et prises droites et coudées ; embases, raccords et cavaliers. De conception robuste et de mise en œuvre aisée, ces connecteurs garantissent la qualité de raccordement nécessaire aux nouvelles générations de matériels de télécommunication.



Service lecteur : n° 6111

DIODES HYPERFRÉQUENCES AU SILICIUM

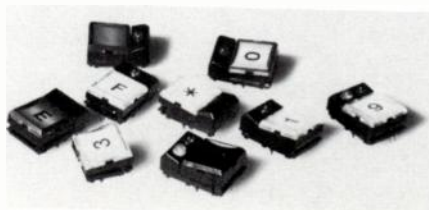


Thomson-CSF vient d'élargir sa gamme de diodes hyperfréquences au silicium en développant des diodes PIN de types mesa passivées à l'aide de verre. En plus d'une excellente fiabilité et de tension de claquage élevées (jusqu'à 3000 V), ces diodes présentent de multiples avantages par leur diversité d'utilisation, soit en puce, dans le domaine de la microélectronique, soit en boîtier pour la commutation jusqu'à de forts niveaux de puissance.

Service lecteur : n° 6112

TOUCHES POUR CLAVIER

Siemens Composants Électromécaniques (mandataire SEDI) a développé une gamme complète de touches à piquer sur circuit imprimé pour lesquelles les fonctions dispo-

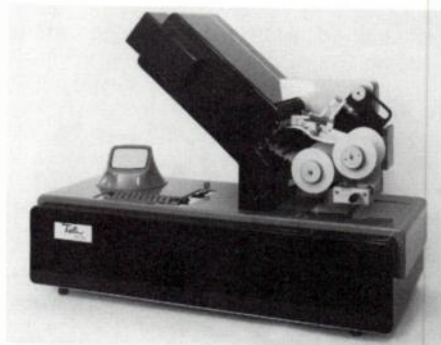


nibles par boîtier sont 1, 2 ou 3 inters et 1, 2 ou 3 inverseurs, leur action pouvant être fugitive ou maintenue, une visualisation étant prévue.

Service lecteur : n° 6113

LECTEUR RAPIDE DE BANDES-JOURNAL

La Société suisse Feller introduit sur le marché un lecteur de bandes journal, le Feller OCR 2100. Les fonctions de l'appareil sont mises en route à partir d'un clavier qui permet également, en relation avec un écran de visualisation, d'effectuer les corrections. D'une vitesse de lecture de 1000 lignes par minute pour une densité de 6 lignes par pouce on peut y utiliser les

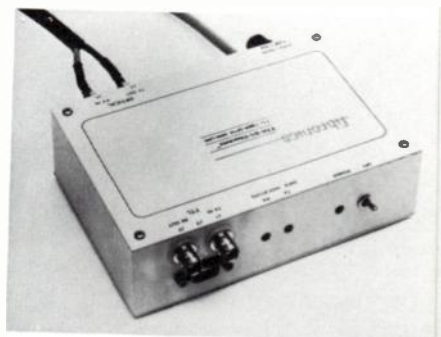


genres de caractères OCR-A, OCR-B, IBM 1428 et NCR-NOF. Notons que cet appareil peut recevoir des bandes de largeur 30 à 120 mm et de longueur 110 à 137 m, en rouleau pouvant atteindre 120 mm, la broche du dérouleur ayant un diamètre normalisé selon ECMA de 12 mm.

Service lecteur : n° 6114

TRANSMISSION DE DONNÉES EN FIBRE OPTIQUE

Fibronics Ltd, représenté par Tekelec-Airtronic, propose deux modèles d'éléments de liaison pour transmission de données TTL en fibre optique. Le modèle TTK

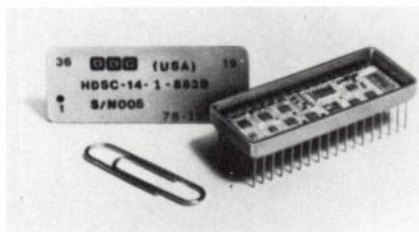


fournit des données à une fréquence de 10 MBPS, sur une distance de 1 Km. Le modèle TTH fonctionne à 3 MBPS sur 100 m. Les deux modèles fonctionnent entièrement en duplex. L'élément de liaison possède, à chacune de ses extrémités, un transmetteur optique, un récepteur optique et une alimentation autonomes. L'entrée et la sortie du signal électrique se font soit par un câble coaxial, terminé par des connecteurs BNC, soit par TTL différentiel.

Service lecteur : n° 6115

CONVERTISSEUR HYBRIDE

Le plus récent convertisseur 14 bits hybride de **TLC** permet de convertir un angle numérique en synchro soit en résolveur avec une précision de ± 4 mn. Se présentant sous boîtier 36 broches, le modèle **HDSC-14** n'est pas seulement le plus petit convertisseur N/S ou N/R, mais aussi un générateur de fonctions versatile. Une grande variété de fonctions peut être réalisée grâce à l'entrée référence qui accepte toutes les formes avec une fréquence du continu à 1 kHz. La sortie est de ± 2 mA efficace et est protégée.



Service lecteur : n° 6116

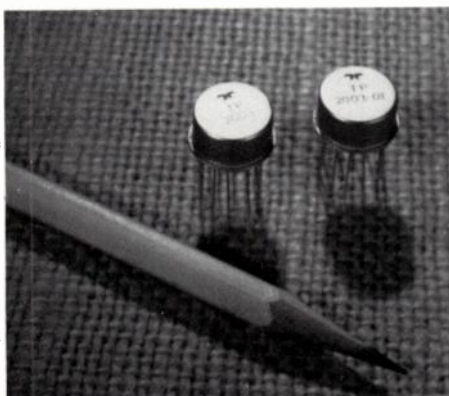
DIODES MILLIMÉTRIQUES

Les diodes Gunn de **Thomson-CSF** disponibles délivrent 175 mW à 40 GHz avec un rendement de 3,2 % et 10 mW à 90 GHz. Les diodes Schottky ont fait l'objet d'une qualification spatiale des technologies utilisées jusqu'à 15 GHz et 5,5 dB de bruit à 40 GHz. Les diodes paramétriques disponibles aujourd'hui offrent une fréquence de coupure de 2000 GHz. Pour une amplification à très faible niveau elles permettent d'obtenir une température de bruit de 35° à 4 GHz et 120° à 11 GHz.

Service lecteur : n° 6117

BOOSTER

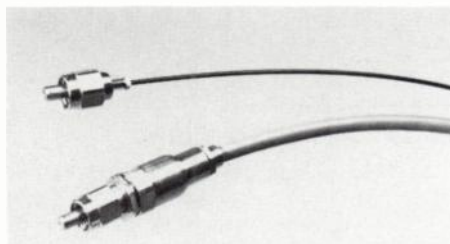
Teledyne Philbrick annonce la sortie d'un booster, en boîtier TO 8 qui offre la



particularité d'avoir une bande passante de 8 MHz, un temps de montée de 500 V/ μ s, un courant de sortie de ± 400 mA. La résistance d'entrée est de $2,0 \times 10^6 \Omega$, la résistance de sortie est de 2Ω . L'alimentation bipolaire est de ± 5 V à ± 20 V. Il fonctionne dans sa version civile de 0 à 75 °C et de -55 °C à +125 °C dans la version militaire.

Service lecteur : n° 6118

MODULES ÉMISSION ET RÉCEPTION POUR LIAISON A HAUT DÉBIT PAR FIBRE OPTIQUE



ATI Électronique commercialise des modules destinés à être intégrés directement dans des équipements avec implantation sur circuit imprimé. Raccordés par fibres optiques, ils permettent des transmissions de données à grand débit, à haute immunité, avec un découplage galvanique total. La diode d'émission ATI est une LED «émetteur effet» munie d'une fibre source (temps de montée 7 ns) associée à un circuit Schottky (3 ns). La diode de réception est normalement du type PIN. Pour les longues distances elle est du type APD (avalanche) alimentée par un module convertisseur haute tension. Un blindage de protection du module assure la rigidité mécanique et la dissipation thermique.

Service lecteur : n° 6119

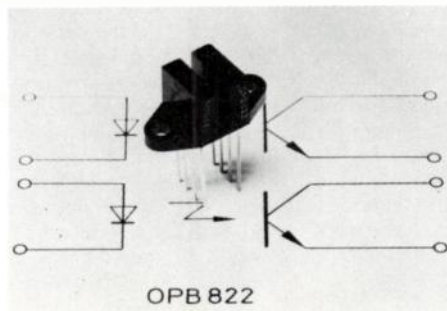
COMPARATEURS QUADRUPLE

Le circuit **TDX 0139** de **Sescosem** est constitué par quatre comparateurs de tension indépendants dont la tension de décalage à l'entrée est de 2 mV max et de faible offset. Ce circuit a été conçu pour fonctionner, avec une seule alimentation dans une gamme de tension étendue. Ces comparateurs ont aussi la caractéristique unique de pouvoir accepter la masse comme tension ou mode commun quand il fonctionne avec une seule alimentation. Son domaine d'application comprend les comparateurs de limite, les convertisseurs analogiques digitaux simples, les opérateurs d'impulsions ou d'ondes rectangulaires, les temporisateurs, les circuits d'horloge pour circuit MOS, les multivibrateurs et opérateurs logiques haute tension. Ce circuit est compatible TTL et C-MOS.

Service lecteur : n° 6120

DOUBLE DÉTECTEUR OPTIQUE

Optron, représenté par la société **CP Électronique**, introduit une nouvelle fourche constituée par 2 émetteurs à diodes infrarouge et 2 récepteurs à phototransistors.



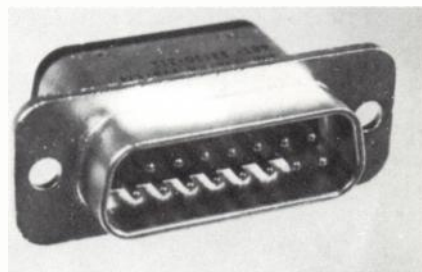
OPB 822

Le courant de lumière est de 0,1 mA pour IF = 20 mA. La détection de la rotation est une application typique de ce produit. Le module **OPB 822** est disponible avec un filtre infrarouge qui assure la protection contre la lumière extérieure.

Service lecteur : n° 6121

CONNECTEURS FILTRES

UMD Amphenol propose des connecteurs filtres, série 481, selon les normes MIL 24 308 et NFC 93425 (mode 1 HE 501).



Le type de boîtier est avec embase unique-ment et on a de 9 à 37 contacts. Ses caractéristiques sont : type de circuits : P1, C, LRC, CLR; température : -55 °C/+150 °C; fréquence de coupure : du continu à -3 dB en deux bandes FC 200 kHz, 4,5 MHz; tension : contacts filtres : 50 à 175 V eff, contacts de puissance : 300 V eff.

Service lecteur : n° 6122

TUBES HYPERFRÉQUENCES POUR TRANSMISSION TV

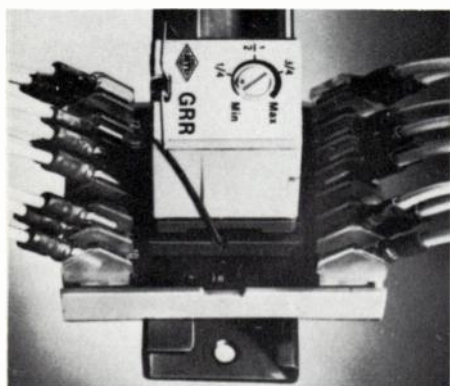
La transmission par satellite des signaux de télévision offre un nouveau champ d'utilisation aux klystrons. En plus de sa gamme de klystrons UHF de puissance jusqu'à 10 à 55 kW, **RTC** présente un klystron amplificateur de 1 kW à 12 GHz (bande VI) pour station terrienne réémettrice. Ce nouveau tube a permis d'émettre expérimentalement sur une région équipée de convertisseurs d'antenne bande VI/bande UHF usuelles développés dans les laboratoires RTC.



Dans un autre domaine, RTC mène des études en vue du choix éventuel du klystron comme émetteur embarqué par satellite. RTC présente également des triodes à grand gain et d'excellente linéarité pour les réémetteurs UHF de télévision de puissances entre 25 et 600 W. Pour des puissances supérieures jusqu'à 10 kW, RTC présente des tétrodes de technologie nouvelle.

Service lecteur : n° 6123

RELAIS MULTISOURCES



MTI-ITT élargit sa gamme pour les premiers relais industriels français multisources avec son temporisateur GRR ET et GRR MT à émission et à manque de tension avec potentiomètres réglables en face avant et sa prise arrière pour câblage wrappé équipée de broches de section 0,79 x 1,6 mm, de longueur 18 mm pour fils de jauge de 20, 24 ou 26.

Service lecteur : n° 6124

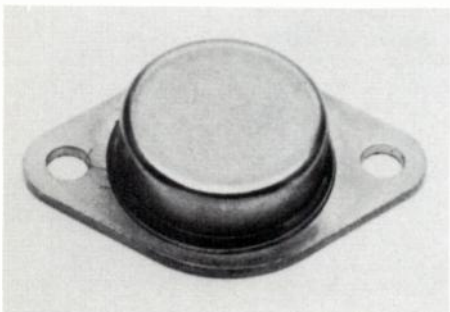
CIRCUIT INTÉGRÉ
POUR LE BALAYAGE VERTICAL
DES TÉLÉVISEURS

Ce circuit, le DA 1104 SP de Sescossem contient toutes les fonctions nécessaires au balayage vertical : oscillateur synchronisable, étage de sortie pour attaque directe de tous types de déviateurs ($I_0 = \pm 2,5$ A), circuits de correction et d'effacement, et les circuits de sécurité : protection thermique, effacement automatique en cas d'absence de balayage, circuit de synchro anti-bruit, protection contre les court-circuits. Il peut être utilisé directement pour les déviateurs basse impédance, ou avec générateur externe de fly-back pour les déviateurs haute impédance.

Service lecteur : n° 6125

TRANSISTORS HAUTE TENSION POUR
ALIMENTATIONS A DÉCOUPAGE

Poursuivant son action dans le domaine des composants pour alimentations à découpage, RTC présente trois nouvelles familles de transistors haute tension en boîtier TO-3 qui permettent de réaliser, à partir du secteur 220 et 380 V, des alimentations à découpage délivrant de 200 W à 2000 W. Ces transistors BUS 11/11A, BUS 12/12A et BUS 13/13A sont caractérisés par des tensions élevées : $V_{CB0} > 400$ V, $V_{CES} > 800$ V, des temps de commutation rapides : $t_f = 0,8$ μ s, ce qui leur permet de



fonctionner en toute sécurité à des fréquences élevées (25 à 50 kHz). Ils possèdent une jonction collecteur-base passivée par une couche de verre qui assure la stabilité totale des paramètres inverses.

Service lecteur : n° 6126

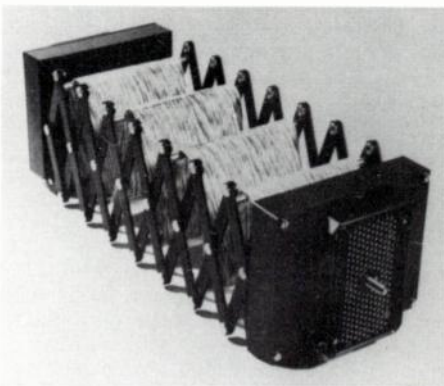
REFLEX A FIBRES OPTIQUES

Jay-Electronique offre un système reflex RHR à émission infra-rouge modulée constitué par un boîtier étanche (IP 67) comportant les circuits électroniques, la diode d'émission et la photodiode de réception et un système optique relié au boîtier amplificateur par un faisceau de fibres optiques sous gaine métalloplastique (longueur jusqu'à 10 m). Sa portée utile est de 5 m. Ses applications principales sont les suivantes : installations anti-déflagrantes ou énergie nucléaire. Il a comme alimentation : 24 - 48 - 110 - 127 or 220 V alternatif, avec des relais : 5 A/220 V unipolaire inverseur.

Service lecteur : n° 6127

TRAINARDS
TYPE «PARALLÉLOGRAMME»

Sogie, le département multicontacts de Radiall, fabrique et commercialise une gamme complète de trainards type «Parallélogramme» suivant spécification Marine N°540 a AGT/T. On a le trainard 104 points, le trainard 208 points, version A-B-C-D-E, le trainard type Bus. Ces trainards utilisent des connecteurs et des contacts de la série MMC - HE 621-622. Un modèle version 158 points est également disponible. Chaque type peut être équipé d'un câblage à la demande.



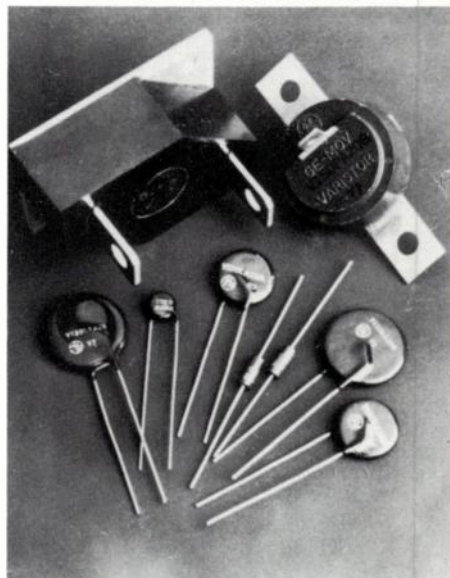
Service lecteur : n° 6128

THERMISTANCES
POUR L'AUTOMOBILE
ET L'ÉLECTROMÉNAGER

L'électronique se développe rapidement dans les secteurs automobile et électroménager. Parallèlement il en résulte un besoin en capteurs de température. Cette fonction peut parfaitement être remplie par des thermistances à coefficient de température négatif (CTN) dont la fabrication est bien stabilisée. En effet, fournissant un signal électrique qui évolue en même temps que le paramètre physique et possédant une bonne sensibilité elles répondent au besoin de l'électronique digitale et des automatismes. C'est dans ce but que LCC développe une nouvelle génération de CTN qui devra répondre aux impératifs techniques demandés.

Service lecteur : n° 6129

VARISTANCES A L'OXYDE DE ZINC



General Electrics vient d'introduire une nouvelle série de varistances à l'oxyde de zinc. Il s'agit de modèles pour haute énergie permettant la dissipation de 200 à 600 J. Ces nouvelles varistances ont une tension de 130 à 660 V eff., et des courants de crête de 15 000 à 25 000 A. Elles sont montées dans un boîtier avec embase isolée. Les varistances GE-MOV II offrent une meilleure tenue en courant de crête, et permettent l'absorption de plus d'énergie. En outre les GE-MOV II ont une tension nominale, ainsi qu'une plus grande stabilité.

Service lecteur : n° 6130

MÉMOIRE DYNAMIQUE 16 K
MONOTENSION

Intel propose une mémoire dynamique 16 K fonctionnant uniquement sous 5 V et encapsulée dans un boîtier 16 broches référencée 2118, elle consomme 130 mW en opération et 15 mW au repos et a un temps d'accès de 100 ns.

Service lecteur : n° 6131

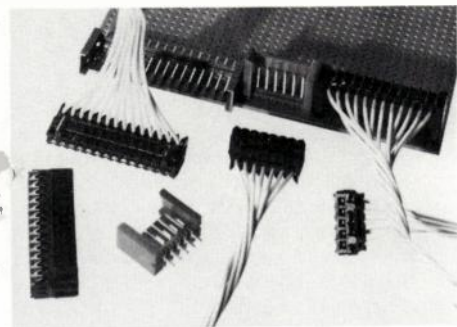
CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES

Sprague commercialise des condensateurs électrolytiques aluminium longue durée référence 732 DX qui sont présentés en neuf tailles de 36,0 x 55,8 à 76,2 x 142,9 pour des capacités et des tensions de 330 000 μ F/6,3 V à 22 000 μ F/100 V et sur une plage de température de -55 °C à $+85$ °C.



Service lecteur : n° 6132

SYSTÈME D'INTERCONNECTION



AMP propose un système d'interconnexion carte/fil 2 pièces de petites dimensions au pas de 2,54 et 5 mm avec une gamme de connecteurs allant de 2 à 20 positions et conçu pour un cablage semi-automatique et automatique. Les constituants du système sont des boîtiers mâles permettant une sortie verticale ou horizontale par rapport au circuit imprimé et des boîtiers femelles pré-chargés utilisant la technologie du contact auto-dénudant qui permet d'éviter le dénudage pour des fils rigides ou souples. Le système est avant tout destiné aux câbles unitaires. Une gamme d'outillage très étendue culmine avec une machine semi-automatique qui permet d'obtenir des limandes ou des sous-faisceaux de fils de longueurs égales ou différentes, insérés à chaque extrémité dans un boîtier femelle ou inséré d'un côté et dénudé à l'autre extrémité. Les connecteurs femelles GMTS peuvent se monter sur les broches mâles des boîtiers CIS; les boîtiers mâles GMTS peuvent s'accoupler avec les boîtiers CIS équipés de contacts femelles à sertir.

Service lecteur : n° 6133

AMPLIFICATEUR
MOYEN NIVEAU VHF/UHF

SGS-Ates présente le BFR 96 un transistor NPN en technologie épitaxiale planar de très grand gain ayant un f_T de 5 GHz à $I_C = 60$ mA ainsi qu'une sortie de 0,6 V à 800 MHz, -60 dB, 3 tons en intermodulation.

Service lecteur : n° 6134

MULTIPLEXEURS
4 VOIES DIFFÉRENTIELLES,
8 VOIES SIMPLES

Teledyne Philbrick annonce la sortie de multiplexeurs type 4553/4554 fabriqués en C MOS protégés contre les surtensions sur les entrées qui possèdent des déclenchements de schmitt. Notons que ces circuits



sont disponibles en version civile ou militaire en boîtier DIP 16 dissipant 725 mW.

Service lecteur : n° 6135

ÉMETTEURS POUR FIBRE OPTIQUE

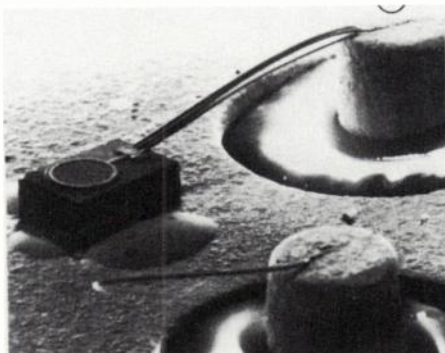
Asea, représenté par **CP Électronique**, commercialise une nouvelle série d'émetteurs fibres optiques capable d'être modulés jusqu'à 120 MHz. Cette performance est obtenue par couplage composé d'un chip épitaxié haute radiance placé directement en contact avec la fibre et ce dans le même boîtier. Une puissance de 100 uW à 100 mA peut être facilement couplée à l'intérieur d'une monofibre.



Service lecteur : n° 6136

DIODE EROS

Cette diode Eros de **Thomson-CSF** fonctionne alternativement en émetteur diode électroluminescente standard et en récepteur photodiode à avalanche à faible tension d'avalanche. La transmission d'informations par duplexage ne nécessite donc plus qu'une seule fibre optique. La double possibilité de fonctionnement est obtenue sans altération des caractéristiques de la diode fonctionnant en émetteur. Des débits très élevés d'informations (supérieurs à 10 Mbits) peuvent ainsi être obtenus.



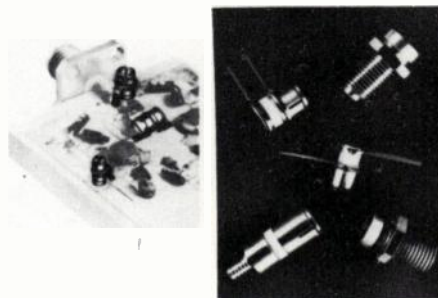
Service lecteur : n° 6137

CONVERTISSEUR DE COURANT
FAIBLE FRÉQUENCE

Le CCF, développé par **CEA-Leti**, est un double convertisseur courant faible fréquence dont l'un assure la compensation en température de l'autre. Réalisé en technologie MOS canal P à enrichissement déplétion, il peut être alimenté sous 24 V, 5 mA non régulé. Sa sensibilité ($5 \cdot 10^{-14}$ A) et sa dynamique (10^5) le rendent particulièrement attrayant pour toutes les mesures de cou-

rants faibles telles que : mesures de rayonnements, photométrie, etc.

Service lecteur : n° 6138

CONDENSATEURS AJUSTABLES
POUR HYPERFRÉQUENCES

Tekelec annonce les Gigatrimms (gigahertz-trimmers) qui sont des condensateurs ajustables subminiatures trouvant leur application dans le domaine des fréquences supérieures aux gigahertz. Leur taille très réduite les rend particulièrement bien adaptés au montage sur les circuits striplines et hybrides. Les Gigatrimms sont présentés en 4 configurations standard et ont une gamme de capacité de 0,3-1,2 pF à 0,8-8 pF. Ils sont utilisables dans les circuits d'adaptation des transistors hyperfréquences, pour le réglage «série» ou «shunt» des striplines ou pour le réglage fin des sources à état solide.

Service lecteur : n° 6139

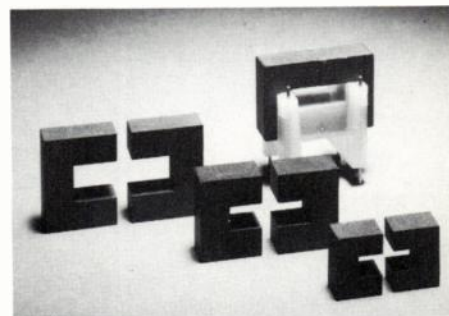
CANAL SON INTÉGRÉ

Sprague propose le ULN-2212B, un canal son intégré FM monolithique 1 W complet alimenté entre 10 et 18 V pouvant commander directement un HP 8 ou 16 Ω . Le dispositif situé dans un boîtier DIL 16 broches a un seuil limite d'entrée de 150 mV, une réjection AM > 50 dB, une réjection d'ondulation de 20 dB, la plage de réglage de la puissance étant de 70 dB.

Service lecteur : n° 6140

NOYAUX MAGNÉTIQUES EN U

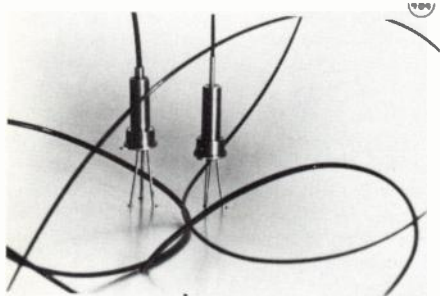
LCC Division Ferrites agrandit la gamme des noyaux U rectifiés. Après le GUP 20 x 16 x 7, deux nouveaux circuits magnétiques le GUP 15 x 17 x 7 et 25 x 19 x 7 en Ferrinox B 50 font leur apparition. Ces nouveaux circuits sont particulièrement bien adaptés aux utilisations en transformateurs de moyenne puissance, et à l'anti-parasitage des alimentations à découpage, etc.



Service lecteur : n° 6141

COMPOSANTS POUR FIBRES OPTIQUES

RTC introduit sur le marché une gamme de composants optoélectroniques pour émission et réception d'informations transmises par fibres optiques, utilisables dès maintenant aussi bien en automobile qu'en télécommunications à courte distance (< 1 km) et faible débit (< 30 MHz). Cette gamme de composants comporte les types OF 840/OF 841 : émetteurs infrarouge à barreaux, de longueur d'onde 830 nm, pour utilisation dans des connecteurs optiques ; OF 842/OF 843 : émetteurs infrarouges à éléments de fibres, de longueur d'onde 830 nm, pour utilisation avec raccordement fibres à fibres ; OF 844/OF 845 : photodiodes rapides à barreaux et à éléments de fibres utilisables jusqu'à 100 MHz de bande passante.



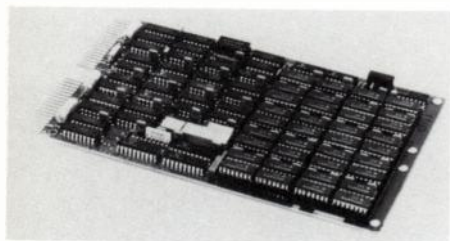
Service lecteur : n° 6142

TRANSISTOR DE PUISSANCE

Sescosem commercialisera en 1979 une série de transistors V/MOS à canal N, grille aluminium ayant les caractéristiques suivantes : VDS de 30 à 90 V, IDS_{on} de 1,5 à 2 A, boîtier TO 39. Cette série sera étendue dans le futur à des tensions et des courants plus élevés. Ces nouveaux composants ne se présentent pas en concurrence directe avec les transistors bipolaires de commutation (RDS_{on} plus élevés), mais offrent une complémentarité intéressante dans bien des domaines, une interface de puissance pour microprocesseurs, une amplification audio, un driver de solénoïdes, un driver des transistors bipolaires, etc.

Service lecteur : n° 6143

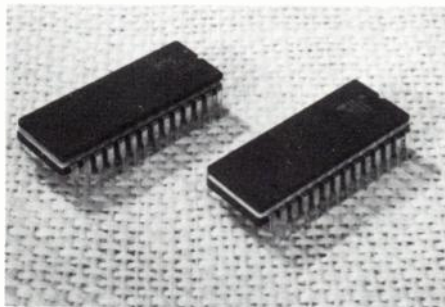
CARTE MÉMOIRE 64K



National Semiconductor présente la NS 11/2P, une carte mémoire demi-format de 64 K octets compatible LSI 11, LSI 11/2 et PDP 11/03. La NS 11/2P a un temps d'accès à la lecture de 250 ns, une durée de cycle de lecture de 500 ns, un temps d'écriture de 130 ns par octet, une durée de cycle d'écriture de 545 ns et un temps d'accès

lecture/modifications/écriture de 250 ns par octet. Notons que l'alimentation nécessaire est de 2 A à + 5 V, à + 12 V et en attente 2 A à + 5 V et 0,2 A à 12 V.

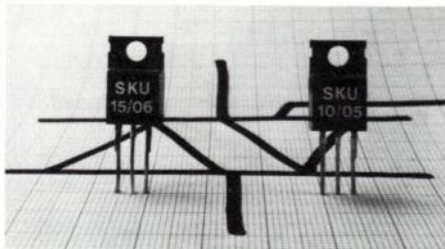
Service lecteur : n° 6144

MULTIPLEXEURS
8 VOIES DIFFÉRENTIELLES

Télédyne Philbrick a mis au point des multiplexeurs fabriqués et référencés 4551-01/4552-01 en C-MOS, possédant en entrée des « triggers de schmitt », de très faible coût, protégés contre les surtensions même avec une tension nulle. Les applications sont les systèmes d'acquisitions, la distribution multi-canaux des données ; le boîtier est à 28 connexions de sortie et est scellé hermétiquement. La version civile existe aussi en 0 à 75 °C.

Service lecteur : n° 6145

TRIACS



Semikron propose les SKU 10 et SKU 15 deux triacs de résistance élevée aux charges intermittentes et de grande stabilité de blocage (tensions de blocage 500 V et 600 V). Notons qu'à une température ambiante de 45 °C, les courants admissibles sont respectivement de 6,5 A et 7,5 A pour SKU 10 et SKU 15 quand ils sont montés sur un châssis en tôle d'acier de 200 x 200 mm² en 0,5 mm d'épaisseur.

Service lecteur : n° 6146

CARTE MICROPROCESSEUR
A 4 PROCESSEURS

Intel propose l'iSBC 569, une carte microprocesseur bâtie autour du 8085 A et 3 processeurs esclaves UPI 41. Elle a 16 K octets de mémoire EPROM ou ROM et 2 K octets de RAM double accès. Notons que cette carte est particulièrement adaptée au contrôle industriel.

Service lecteur : n° 6147

MICROMOTEUR RECTANGULAIRE

Escap (R) M 915 L est la dénomination d'un nouveau micromoteur pour des puissances jusqu'à 100 mW mis au point par **Portescap**. Il ne mesure que 9 mm sur 15 mm avec une hauteur allant de 22,4 mm à 35,3 mm suivant le rapport de réduction du réducteur intégré. Voici les détails les plus importants de cette construction innovatrice : aimant samarium-cobalt, rotor sans fer à très faible inertie avec collecteur doré à 5 segments, balais en or, 11 rapports de réduction allant de 3,66 : 1 à 2440 : 1 et permettant un couple de sortie de 2 Ncm.



Service lecteur : n° 6148

AMPLIFICATEUR A TOP A
HAUT RENDEMENT

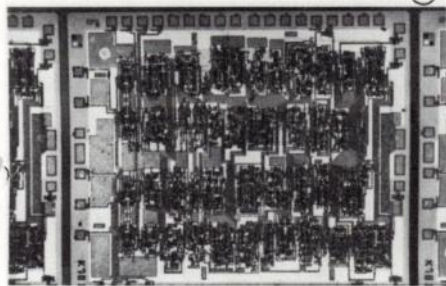
Le TH 21606 s'ajoute à la famille des amplificateurs à TOP (ATOP) à haut rendement pour faisceaux hertziens numériques de **Thomson-CSF**. Cette famille, conçue pour les nouvelles liaisons hertziennes à grande capacité, se compose de tubes dérivés des TOP



Thomson-CSF pour satellite et d'alimentations à l'état solide spécialement adaptées et conçues dans ses propres laboratoires. L'emploi d'un double collecteur déprimé et d'une hélice à pas progressif de conception originale confère au tube un rendement élevé.

Service lecteur : n° 6149

FAMILLE STANDARD LOGIQUE



Développée au centre industriel **RTC** de Caen, la famille **ECL 100 K** est maintenant en production et introduite progressivement sur le marché. Elle est destinée aux marchés européen et U.S. principalement dans le domaine des gros ordinateurs. Elle constitue la famille logique rapide des systèmes actuellement en développement, avec un temps de propagation par porte de 0,75 ns et un facteur de mérite de 28 pJ. Elle comprendra 80 % de circuits MSI et CMSI, ce qui la destine aux calculateurs de grande complexité. On peut notamment citer le circuit 100-181, unité arithmétique et logique ultra-rapide qui permet d'effectuer 8 opérations logiques et 8 opérations arithmétiques binaires ou binaires codées décimales.

Service lecteur : n° 6150

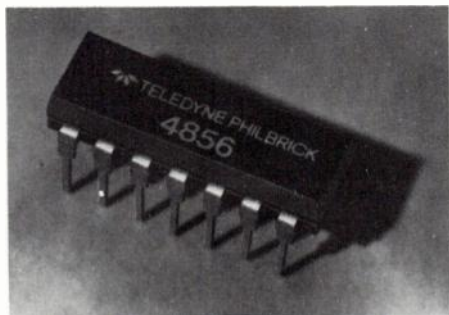
MICRORUPTEUR

La société **Cherry**, représentée par **Techno-Profil**, a sorti un nouveau microrupteur **E21** qui complète sa gamme répondant aux normes DIN 41635 forme A. Le nouveau modèle est muni de barres d'or croisées et donc plus particulièrement conçu pour les applications de faible intensité : 0,1 A/125 V. Les autres modèles répondant aux normes VDE 0630 (CEE 24) ont pour références : E 23/E 24/E 33/E 34.

Service lecteur : n° 6151

ÉCHANTILLONNEUR BLOQUEUR

Télédyne Philbrick commercialise un échantillonneur bloqueur idéal pour les applications qui demandent une très haute vitesse et un faible encombrement. La bande passante de ce dispositif référencé 4856/4856-01, est égale à 2 MHz, le temps d'acquisition est inférieur à 4 ns, la linéarité meilleure que 0,005 %, le temps de montée égal à 5 V/ns. Cet échantillonneur-bloqueur est disponible en version civile 0 à 75 °C et en version militaire - 55 °C à + 125 °C. La présentation est en boîtier DIP.



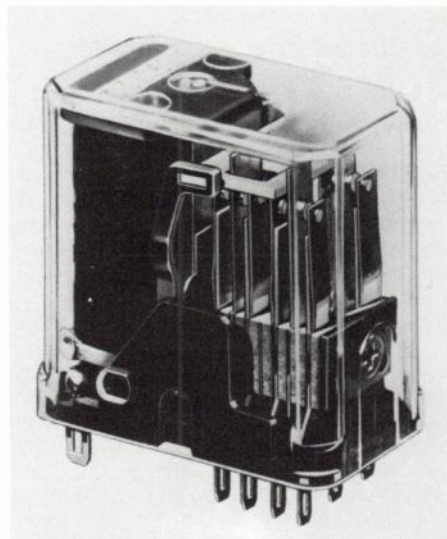
Service lecteur : n° 6152

TRANSISTOR FET A FAIBLE BRUIT

Crystalonics annonce la commercialisation du nouveau transistor FET ultra faible bruit type **CM 860**. La nouveauté réside dans le boîtier **TO 72** à quatre sorties dont l'une est reliée au boîtier et les trois autres (drain, source porte) isolées. Cela entraîne une réduction des capacités parasites et permet une plus grande souplesse de conception de circuit. En ce qui concerne les autres caractéristiques, elles sont identiques au produit déjà existant type **2 N 6550**, c'est un transistor FET jonction faible bruit à grand rapport gm/ID pour utilisation en amplificateur bas niveau. Le gm minimum de 25000 $\mu\Omega$ assure un gain de 25 avec une charge de drain de 1 k Ω .

Service lecteur : n° 6153

RELAIS MINIATURE



Elesta commercialise le relais miniature type européen appelé **GPR** du groupe anglais **Pye**. Ce relais possède une garniture de contacts 2,4, 6 RT avec des contacts simples ou jumelés, des bobines étant disponibles pour toutes les tensions continues standard.

Service lecteur : n° 6154

CONDENSATEURS

LCC a mis au point de nouveaux condensateurs destinés aux variateurs électriques. Ces condensateurs, dénommés **H.CAP**, sont utilisés dans la commutation (hacheurs à thyristors), le découpage (hacheurs à transistors). Ses principales caractéristiques sont : diélectrique film plastique sec (polypropylène ou polytéréphthalate d'éthylène glycol), présentation en bobine nue permettant la fixation directe du condensateur sur le radiateur du semiconducteur, réduction des selfs de câblage.

Service lecteur : n° 6155

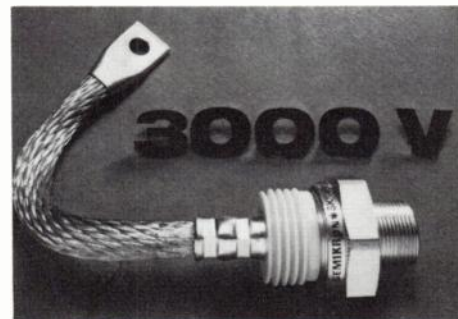
COMPTEUR 16 ÉTATS

Un nouveau compteur 16 états, le **HBF 4706**, a été annoncé par **SGS-Ates**. Destiné à être utilisé comme circuit de base de temps, le **HBF 4706** a les caractéristiques suivantes :

faible consommation au repos, large plage d'alimentation (3 - 16 V) et complète protection des entrées. De plus, ses entrées, avec ou sans inversion, rendent ce composant particulièrement adapté à l'utilisation dans les oscillateurs à quartz. Construit en technologie **COS/MOS**, le **HBF 4706** est disponible en boîtier plastique dual in-line 8 broches.

Service lecteur : n° 6156

DIODE DE REDRESSEMENT



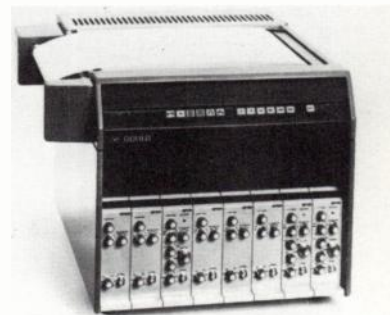
Semikron commercialise la **SKN 400**, diode de redressement admettant des tensions inversées de pointe répétitive allant de 1800 à 3000 V, le courant direct moyen étant de 400 A et le I²t de 400 000 A²s. Elle est présentée dans un boîtier à vis au filtrage **M 24 x 1,5** dont l'hexagone mesure 41 mm sur plats.

Service lecteur : n° 6157

INSTRUMENTATION

ENREGISTREUR ÉLECTROSTATIQUE

L'enregistreur graphique **ER 1000** de **Gould** utilise l'inscription électrostatique pour enregistrer jusqu'à 16 canaux analogiques. Chaque canal peut occuper la largeur totale de 250 mm d'un papier de 279 mm de largeur. Sa réponse en fréquence atteint 10 kHz. La vitesse du papier va de 5 à 250 mm/s. Le papier peu coûteux est insensible à la lumière et se conserve parfaitement. L'appareil imprime un choix de quadrillages, indique tous les réglages en caractères alpha-numériques, possède une base de temps à quartz, imprime le temps réel et des messages d'origine extérieure. Il peut contenir 8 ou 16 modules enfichables, à choisir parmi une douzaine de modèles, dont un interface de commande du type **IEEE-488**. Son prix est comparable à celui d'un enregistreur à stylets à grand nombre de canaux.



Service lecteur : n° 6158

MULTIMÈTRE

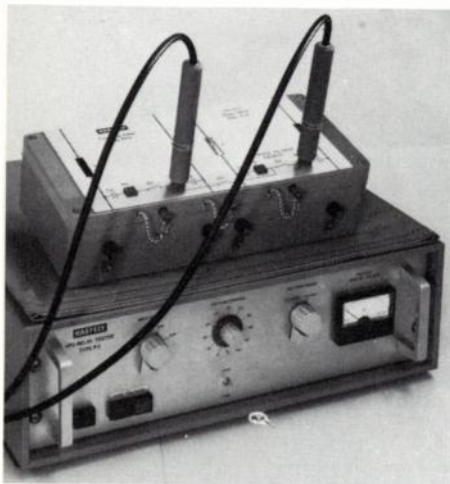
CEM commercialise le **Metravo 1 H** un multimètre universel $20 \text{ k}\Omega/\text{V} = 1/4 \text{ k}\Omega/\text{V} \approx$. Cet appareil possède 36 gammes dont celles en tension qui s'étendent de 0,15 V à 1 000 V en continu et 1,5 V à 500 V en alternatif; les gammes de courant, elles, vont de 50 μA à 5 A = et 0,5 mA à 5 A $\approx$.



Service lecteur : N° 6159

FILTRE DE COUPLAGE

Haefely commercialise le **FP-3** filtre de couplage pour le générateur de perturbations HF, type P3. Nous trouvons dans un boîtier de 365 x 160 x 90 mm. mis à la terre, 4 inductances $\geq 1 \text{ mH}$ et 4 condensateurs de 0,5 μF commutables de l'extérieur. Notons que l'alimentation se fait en 380 V 10 A 50 Hz courant alternatif ou continu.



Service lecteur : n° 6160

PONT DE MESURE A MICROPROCESSEUR

Wayne Kerr représenté par **Tekelec-Airtronic** lance sur le marché un pont automatiquement RLC, le 605 avec micro-

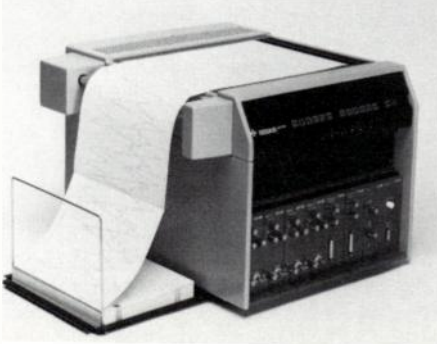


processeur à gamme automatique et à auto-calibrage. Avec une précision de 0,1 % il donne sur un affichage digital de 99 999 points la valeur du composant, le coefficient de qualité et l'angle de perte. Notons, en outre, trois fréquences de mesure 100 Hz, 1 KHz, 10 KHz et la possibilité de mesure «série» et «parallèle» par commutation.

Service lecteur : n° 6161

ENREGISTREUR ÉLECTROSTATIQUE AUTOMATIQUE

Gould Allco annonce la mise sur le marché d'un enregistreur électrostatique présentant de nombreuses caractéristiques originales. Cet appareil a été étudié et est fabriqué par Gould Allco en France. L'enregistreur ES1000 n'a aucune pièce mobile dans son système d'inscription, ce qui supprime tous les défauts liés à l'inertie. Il utilise un papier très peu coûteux d'une largeur de 279 mm. Les canaux d'enregistrement sont au nombre de 8, extensibles à 16. Chacun d'eux peut occuper la totalité de la piste utile de 250 mm. La réponse en fréquence va du continu à 10 000 Hz avec une atténuation inférieure à 20 %. A 1 000 Hz, l'atténuation est inférieure à 2 %. La réponse en fréquence est indépendante de l'amplitude et du nombre de canaux. La vitesse du papier est réglable en 6 échelons de 5 à 250 mm/s. L'appareil standard comporte 4 marqueurs d'événement et une télécommande TTL de toutes les fonctions. L'appareil de base est muni de logements pour 8 modules enfichables. Les modules suivants sont actuellement disponibles : un module analogique avec préamplificateur, une règle lumineuse permettant de surveiller la position de toutes les traces analogiques et des marqueurs d'événement, un module imprimant en caractères alphanumériques, un module inscrivant en clair les noms des grandeurs mesurées. Il possède une mémoire pour 16 noms ou phrases de 16 caractères, un sélecteur de quadrillage, offrant en plus du quadrillage de base 3 autres quadrillages, qui peuvent même être programmés par



l'utilisateur et un module permettant d'inscrire 20 événements sur une piste de 50 mm. D'autres modules sont en préparation : l'horloge temps réel et chronomètre, l'entrée numérique pour les courbes, le module permettant d'imprimer un texte de 20 lignes de 80 caractères, l'interface de commande IEEE-488 et le préamplificateur à haute sensibilité, suppression de zéro et entrée flottante.

Service lecteur : n° 6162

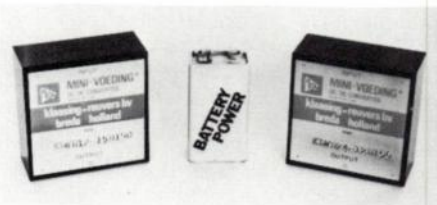
ANALYSE LOGIQUE DES MICROPROCESSEURS

Hewlett Packard commercialise le 10264A un système permettant d'adapter un analyseur logique, comme par exemple le HP 1611A, à n'importe quel μP afin de visualiser l'activité d'un système en temps réel. L'affichage peut atteindre 36 bits de large, 16 d'entre eux étant réservés aux adresses, et il se fait en format octal ou hexadécimal dans les espaces adresses et données; les espaces pouvant être en binaire ou dans la même base que les précédents.

Service lecteur : n° 6163

CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU

Klaasing-Reuvers Produktie BV, représenté par la Division Diffusion Composants de **SPI-ITT**, lance une nouvelle série de convertisseurs continu miniature avec une plage de tension d'entrée de 50 %, destinés à tous systèmes logiques ou analogiques devant être alimentés par batterie, informatique et périinformatique, équipements



industriels, machines outils. Les plages standard de tension d'entrée sont : 9,6 à 14,4 V — 19,2 à 28,8 V — 38,4 à 57,6 V. Ils se caractérisent par une régulation secteur et charge de 0,05 % — une très faible réinjection (< 1 % de V_e), une résiduelle inférieure à 30 mV crête à crête, une isolation supérieure à 300 V continu et un rendement pouvant atteindre 65 %. Réalisés en boîtier de 51 x 51 x 23 mm, ils peuvent être fournis selon les deux implantations habituellement utilisées dans l'industrie. Les tensions de sortie standard sont : 5 V/600 mA, 12 V/300 mA, $\pm 12 \text{ V}/\pm 150 \text{ mA}$ et $\pm 15 \text{ V}/150 \text{ mA}$.

Service lecteur : n° 6164

PROLONGATEUR TRANSPARENT

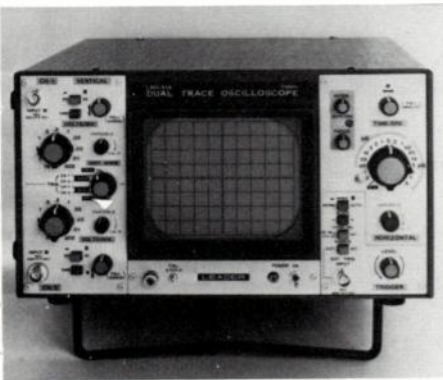
Hewlett Packard commercialise le HP 37201 A un «prolongateur transparent» permettant aux utilisateurs d'interface HP-1B (IEEE-488), d'étendre le fonctionnement du bus jusqu'à 1 000 m en raccord direct et jusqu'aux limites du réseau téléphonique en raccord par modems. Les informations en parallèle provenant du bus de base sont mises en série et leur transmission est soit asynchrone, soit synchrone jusqu'à 20 Kbit/s. Notons que le modem satisfait aux normes V24 et RS 232 C.



Service lecteur : n° 6165

OSCILLOSCOPE DOUBLE TRACE L BO 514 «LEADER»

Leader, représenté par Tekelec-Airtronic, propose un oscilloscope double trace 2 x 10 MHz avec une sensibilité de 1 mV/div à 25 V/div, précision $\pm 3\%$. Il a un temps de montée de 33 ns et une impédance d'entrée 1 M Ω /35 pF. La base de temps s'étend de 0,5 μ s à 200 ns/div avec un multiplicateur X 5. Doté d'un écran de 8 x 10 cm alimenté par une THT de 1,8 kV, l'appareil a ses amples protégés jusqu'à 600 V.



Service lecteur : n° 6166

ANALYSEUR LOGIQUE

L'analyseur logique 10 MHz type 401 introduit sur le marché par Katji Electronique présente 8 voies + 1 (marqueur quartz), une mémoire 1 k octet, un échantillonnage de 100 ms à 100 ns (10 MHz), intérieur ou extérieur + ou -, une entrée normale ou mode Latch, un arrêt retardé de 0 à 9999, un pointeur (compteur bidirectionnel 0 à 9999), une visualisation par oscilloscope extérieur ou affichage 5 digits LED 7 segments, 3 digits pour le pointeur, 2 pour le contenu mémoire en hexadécimal.

Service lecteur : n° 6167

GÉNÉRATEUR PROGRAMMABLE

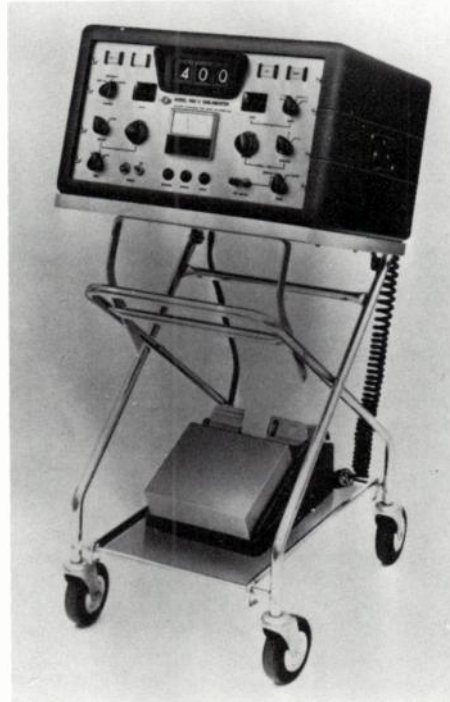


Le générateur programmable à distance PM 5190 de Philips délivre un signal sinusoïdal triangulaire ou carré avec fréquence variant de 1 mHz à 2 MHz avec niveau de sortie variable de 0 à 20 continu. Il a une tension continue superposable variable de 0 à ± 10 V, une tension de sortie, un niveau continu et une fréquence du signal affichés séparément via afficheurs LED 7 segments. La programmation de toutes ces fonctions se fait, soit par un clavier, soit à distance par l'interface IEC-BUS monté à l'origine dans l'appareil. L'impédance sortie est de 50 Ω et la sortie séparée TTL. On a une entrée indépendante pour modulation d'amplitude extérieure (0 $\rightarrow$ 20 kHz, 0 $\rightarrow$ 90 %). Ses dimensions sont de 140 x 310 x 365 mm (HxLxp) et son poids est de 10 kg.

Service lecteur : n° 6168

TESTEUR DE CABLES ÉLECTRIQUES

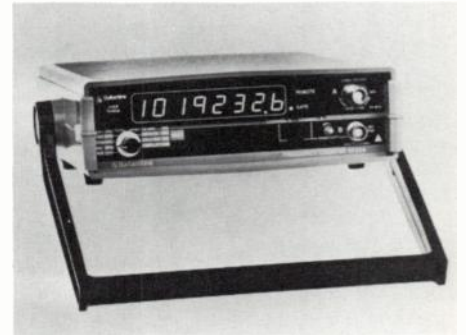
Câble Master, représenté par Tekelec Airtronic, propose un testeur de câbles électriques. Pouvant aller jusqu'à 1 200 extrémités, il assure un contrôle automatique pour les isollements de 1 à 5 000 M Ω , pour les continuités de 0,5 à 59 Ω et pour les courants de 0,5 à 3 A. La cadence des tests est de 120 par minute. Un imprimante permet d'assurer en permanence l'enregistrement des mesures.



Service lecteur : n° 6169

FRÉQUENCEMÈTRE

Ballantine représenté par Tekelec-Airtronic lance sur le marché le 5722 A, un fréquencemètre 8 digits mesurant des fréquences de 10 Hz à 1,25 GHz en 5 gammes. Notons une résolution de 0,01 Hz en une seconde pour des signaux de 20 Hz à 1 KHz et de 0,1 Hz pour ceux de 20 Hz à 10 KHz.



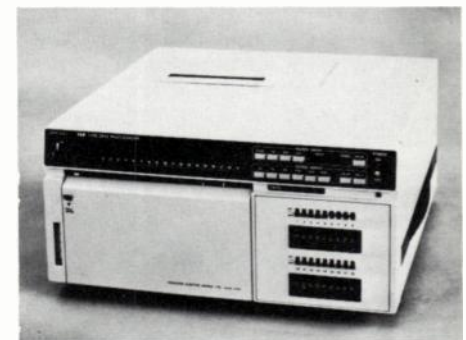
Service lecteur : n° 6170

WATTMÈTRE DE PRÉCISION

Le wattmètre de précision D 4155 de Norma (représenté en France par Nadisco) est un appareil de mesure de grande précision type double wattmètre, destiné à la mesure de la puissance efficace mono et polyphasés de charges et de cosinus quelconque. La plage de fréquence de cet appareil est comprise entre 15 Hz et 1 kHz. Il se caractérise par une haute résolution avec affichage maximal : 28 500 points, pratiquement pas de consommation propre, une utilisation sur courants déformés, une haute tenue aux surcharges, une interface IEEE 488, une mémorisation, une synchronisation par circuit PLL intégré, une classe de précision de 0,1 %.

Service lecteur : n° 6171

ENREGISTREURS OSCILLOGRAPHIQUES



Yokogawa représenté par Tekelec-Airtronic propose une gamme d'enregistrement UV compact 9, 18, et 24 voies pouvant utiliser trois types de largeur de papier (152 mm, 178 mm et 203 mm). Il est possible de synchroniser jusqu'à 10 appareils simultanément (c'est-à-dire 240 voies) et 12 vitesses de défilement de 10 cm/mn à 400 cm/s. Notons que ces enregistreurs pourront être équipés d'amplificateurs de sensibilité 1 à 10 mV/cm suivant les modèles; avec $Z_e = 1$ M Ω .

Service lecteur : n° 6172

TESTEUR DE COMPOSANTS

Huntron Tracker représenté par **Tekelec-Airtronic** commercialise un testeur de composants offert sous la forme d'un petit coffret portable incluant un scope, 3 gammes d'impédance suivant le composant à tester, et un jeu de pointes de touches. Des figures visualisent l'état du composant sous test : en court-circuit, fuite ou coupé.

Service lecteur : n° 6173

THERMOMÈTRE NUMÉRIQUE

Le «métratherm 1200 d» de **CEM** est un thermomètre numérique pour la mesure de température (de surfaces, liquides et gaz) s'étendant de -70 à $+1200$ °C. Des sondes interchangeables à thermo-élément Ni Cr - Ni de mesure superficielle et à immersion sont disponibles en plusieurs versions avec l'appareil.

Service lecteur : n° 6174

ANALYSEUR LOGIQUE 32 BITS

Un analyseur logique 32 bits, 250 mots de mémoire, 21 modes de trigger a été créé par **Paratronics** (agent **Eurotron**). Il se caractérise par une visualisation en hexadécimal ou binaire sur visu propre ou sur oscilloscope standard et une analyse de signature. Ses options : programmable IEEE 488 ou RS 232, contrôle actif sur microprocesseur, capteur de parasites (15 ns), test de communication série. Il reçoit une nouvelle option, la sonde 70, interface série permettant la simulation et/ou l'analyse du RS 232, CCIT V 24 et des boucles 20 mA, pouvant identifier les problèmes de Telecoms (erreurs de protocole, de câblage, bruits de lignes et les problèmes intermittents).



Service lecteur : n° 6175

MULTIMÈTRE DE PRÉCISION

Norma représenté en France par **Nadisco** produit le multimètre numérique D 4045 de précision 28 500 points qui possède un changement de gamme automatique ou commandé une bande de fréquence, continu et jusqu'à 300 kHz; 27 gammes de mesures, un filtre d'entrée commutable, une mémorisation, une haute tenue aux surcharges (1400 V), un zéro automatique, une interface IEEE 488 et la commutation distance/local.

Service lecteur : n° 6176

FRÉQUENCEMÈTRE NUMÉRIQUE

Sinclair représenté par **Tekelec-Airtronic** propose le PFM 200 un fréquencemètre 200 MHz 8 digits, pesant 170 g. Il est présenté dans le boîtier du PDM 35, le multimètre numérique de la même société. Ses principales caractéristiques, en dehors de la gamme de mesure s'étendant de 20 Hz à 200 MHz, sont une sensibilité de 10 mV type 10 MHz, un temps de comptage de 10 s (résolution 0,1 Hz) à 0,025 (résol. 1 KHz), une précision de ± 1 digit, une stabilité de $0,3 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$, une dérive de $1 \cdot 10^{-5}/\text{an}$ et une alimentation de 9 V par pile ou adaptateur secteur.



Service lecteur : n° 6177

GÉNÉRATEUR DE BRUIT ROSE

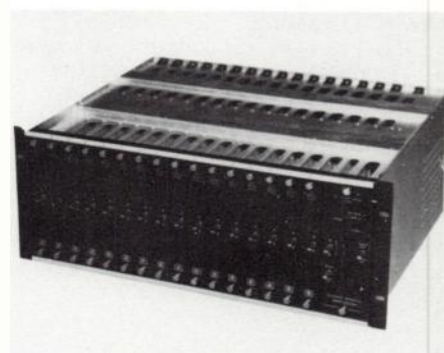
Ivie représenté par **Reditec** commercialise le IE-20A un générateur de bruit rose. Il est doté d'un alternateur permettant d'affaiblir le signal jusqu'à 58 dB par bond de 2 dB. Construit en technologie C MOS le système tient dans un boîtier 69 x 69 x 39 mm.

Service lecteur : n° 6178

MULTI-ANALYSEUR MULTICANAUX

Tracor introduit un système appelé TN 4000 représentant huit analyseurs de 4 096 canaux en un seul appareil contrôlé par un système «informatique» composé d'une unité centrale à μP LSI 11/2, d'une unité de visualisation gérée par un μP indépendant et de périphérie d'E/S classiques.

Service lecteur : n° 6179

SYSTÈME DE COMMUTATION

Atlantic Research, représenté par **Tekelec-Airtronic**, propose le RCS 100, un système destiné à la commutation des lignes de transmission (V24 ou lignes téléphoniques), chaque module de commutation étant assimilable à un commutateur A B. Le RCS 100 est commandé manuellement ou électriquement, localement ou à distance et géré par un microprocesseur dont le logiciel peut fournir une grande variété de fonctions de commutation pour une commande donnée. Notons que le RCS 100 peut gérer 16 lignes dans un rack 19 pouces.

Service lecteur : n° 6180

MILLIVOLTMÈTRE RF

Nouveau développement de **Ballantine**, le millivoltmètre RF Modèle 3440A mesure les signaux de 10 kHz à 1,2 GHz. La réponse est efficace vraie jusqu'à 30 mV. Au-delà de 30 mV, l'appareil indique la valeur crête d'un signal sinusoïdal calibrée en valeur efficace vraie. Huit calibres de mesure depuis 1 mV pleine échelle à 3 V pleine échelle. Echelle en dB référencée à 0,221 V (0 dBm = 1 mV/50 Ω).

Service lecteur : n° 6181

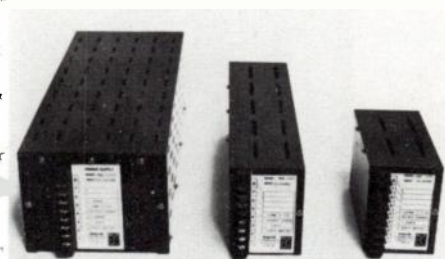
FRÉQUENCEMÈTRE PORTABLE

Data Precision (agent **Eurotron**) a mis au point un fréquencemètre portable 5800 de laboratoire 8 digits LED, 520 MHz, avec 0,6 ppm/mois, 0,3 sur option, 10 mV jusqu'à 50 MHz, 25 mV à 520 MHz, entre 1 M Ω jusqu'à 250 MHz, entre 50 Ω 5 MHz à 520 MHz, ainsi que lecture directe et fonction sur secteur, accus ou pile alcaline.



Service lecteur : n° 6182

GROUPES D'ALIMENTATION A COMMUTATION



Une série de groupes d'alimentation en courant à commutation et à refroidissement par ventilateur, étudiés pour applications où l'espace est mesuré, est disponible chez **ACDC Electronics**, division de **Emerson Electric Company**. Désignés par série JF, ces groupes peuvent recevoir une gamme étendue de tensions d'entrées 90-132 ou 180-264 V alternatif, 47-63 Hz monophasé. Trois modèles sont disponibles : JF 120 (5 V, 120 A), JF 180 (5 V, 150 A) et JF 102. Ce dernier groupe d'alimentation est disponible en deux versions de sortie : 5,2 V sous 16-80 A et 2,2 V sous 0-50 A et il est destiné spécialement à fournir le courant à des ECL.

Service lecteur : n° 6183

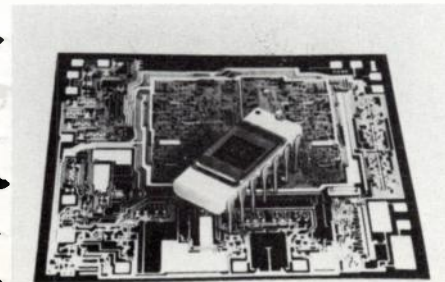
FRÉQUENCÉMÈTRES PROGRAMMABLES

Systron Donner introduit sur le marché trois nouveaux fréquencesmètres entièrement programmables aux normes IEEE. Ces trois appareils (100 MHz - 512 MHz - 1 250 MHz) se signalent par un encombrement réduit (45 mm de hauteur), une programmation complète à distance ou pas, un affichage de 8 chiffres, un rappel en face avant de l'adresse et de l'état de travail en mode programmé et une protection contre les surcharges accidentelles... Ce sont quelques-uns des avantages de la série 6040, étudiée et adaptée à toutes les mesures de fréquences en télécommunications.

Service lecteur : n° 6184

GÉNÉRATEUR MULTIFRÉQUENCE

Réalisé en différentes versions, de technologies bipolaire, LSI, I2L, le générateur multifréquence pour poste téléphonique à clavier, créé par **AB Rifa** se caractérise par sa conformité aux spécifications CEPT. Il nécessite un minimum de composants discrets. Il a un très court temps de réponse, une très bonne stabilité à haute température, une stabilisation interne des signaux.

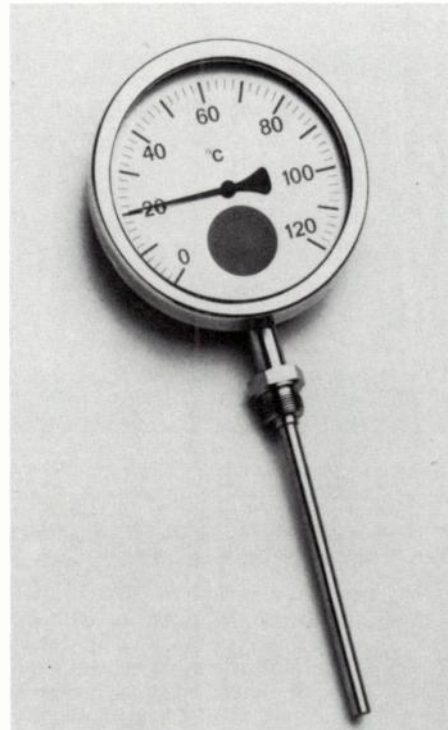


Il existe 2 versions avec ou sans circuit de transmission. Il est modifiable aux caractéristiques DC sur demande. Il est en quartz standard (3,58 MHz).

Service lecteur : n° 6185

THERMOMETRE DE PRÉCISION

Richard-Pekly commercialise un nouveau thermomètre de précision (à partir de 0,6 %) à action directe (dilatation de gaz) pour des mesures de - 180 °C jusqu'à + 600 °C. Tout inox et étanche, il est principalement utilisé dans les industries et laboratoires et surtout apprécié dans les industries alimentaires, pharmaceutiques, chimiques et pétro-chimiques : en effet l'élément de mesure est chargé à l'azote, gaz inerte donc non polluant. De plus le Secutherm ne risque pas la corrosion puisque tout inox, et il est linéaire. Il remplace avantageusement les appareils à tension de vapeur, à dilatation de



liquide ou d'autre gaz, surtout au mercure (pas de problème de pollution en cas d'incident : l'azote s'échappe sans aucun risque). Il existe en 2 versions : mesures locales ou à distance.

Service lecteur : n° 6186

OSCILLOSCOPE LOGIQUE

Philips vient de commercialiser un oscilloscope PM 3540 à 2 voies (2 mV/div) 25 MHz et analyseur logique 16 entrées, 10 MHz. En fonction oscilloscope, il a les mêmes caractéristiques que le PM 3212. Partie analyseur logique, il comprend une mémoire de 64 mots de 16 bits (en plus d'une mémoire référence d'égale capacité pour le mode comparaison). L'affichage en hexadécimal, octal ou binaire, le retard numérique jusqu'à 9999 impulsions d'horloge. Il possède 3 qualificateurs d'horloge et extension du mot de déclenchement par groupe de 8. Ces deux appareils en un permettent de déclencher l'oscilloscope par un mot logique sélectionné par l'analyseur



logique, soit : analyse du signal en temps réel et en analogique vrai avec possibilité de retour à l'analyse logique pure. Il a une utilisation en maintenance (SAV) et dans l'enseignement. Ses dimensions sont 150 x 330 x 445 et son poids est de 8 kg environ.

Service lecteur : n° 6187

ANALYSEUR ÉLECTRO-ACOUSTIQUE

Neutrik représenté par **Reditec** propose le 3201 un appareil de mesure permettant d'obtenir sur papier millimétré les caractéristiques de réponse de n'importe quel système ou dispositif électro-acoustique. Cet appareil est muni de tous dispositifs permettant d'obtenir les caractéristiques d'amplitude linéaire ou logarithmique en fonction du temps ou de la fréquence.

Service lecteur : n° 6188

DIVERS

KIT EXPÉRIMENTAL POUR FIBRES OPTIQUES

Pour permettre aux laboratoires d'expérimenter les transmissions par fibres optiques, **AMP** propose un kit de montage qui comprend tous les éléments actifs et passifs permettant la réalisation de 8 lignes complètes. Pour la partie Émetteur, le montage peut être fait soit avec une diode à infra-rouge (DEL) ou avec une diode à phase liquide épitaxiale infra-rouge (laser) IRED. L'entrée de l'émetteur peut être câblée pour accepter des niveaux logiques TTL ou CMOS. La vitesse d'émission est supérieure à 1 M-bit/s. Un émetteur peut s'accoupler à tous les récepteurs. Dans la partie Récepteur, les circuits intégrés fournis permettent le montage de 4 types de récepteur ayant des vitesses respectives de 1 K-bit, 10 K-bit, 100 K-bit et 1 M-bit. Les détecteurs comprennent des photo-diodes, des photo-transistors et des photos darlington correspondant à la vitesse et à la sensibilité requises.



Service lecteur : n° 6189

POUR L'INITIATION A LA MICRO-INFORMATIQUE



L'Instructeur 50 de **RTC** est un outil puissant d'enseignement permettant de s'initier facilement et rapidement au microprocesseur et d'acquérir une bonne expérience dans l'écriture et la mise au point de petits programmes. Destiné aux micro-amateurs, il permet d'aborder de façon simple, pratique et économique le domaine de la programmation. Construit autour du microprocesseur Signetics 2650, il comprend tous les éléments nécessaires à l'écriture, l'exécution et la mise au point de programmes en langage machine. Un clavier fonctions à 12 touches et un clavier hexadécimal à 16 touches permettent d'entrer des données et de réaliser différentes fonctions systèmes associées à l'Instructeur. Le moniteur résidant USE guide l'utilisateur pour la mise en œuvre du système en affichant des messages et des réponses sur un afficheur LED.

Service lecteur : n° 6190

TRANSMISSION D'IMAGES TV PAR LIGNE TÉLÉPHONIQUE

Robot Research représenté par **Comsatec**, présente un équipement réf. 630 permettant l'envoi ou la réception d'images TV en utilisant la bande 1200-2300 Hz. La restitution, sur n'importe quelle distance, d'une image en 256 X 256 avec 64 niveaux de gris est obtenue ainsi que la transmission des images toutes les 8 secondes en version 128 x 128 points.

Service lecteur : n° 6191

MINISYSTÈMES DE GESTION

R2E annonce le 80-30 de sa série 80, un minisystème dont les logiciels et langages Bal, Fortran, Cobol sont ceux de la série 80. Les caractéristiques de ce système sont une unité centrale LSI, mémoire de 32 K, 64 K octets; cycle de base de 500 ns; écran de 1024 ou 1920 caractères avec majuscules et minuscules; double unité de disques souples de 280 ou 560 K octets; procédures de télécommunications BSC, TMM/RB, X25; E/S

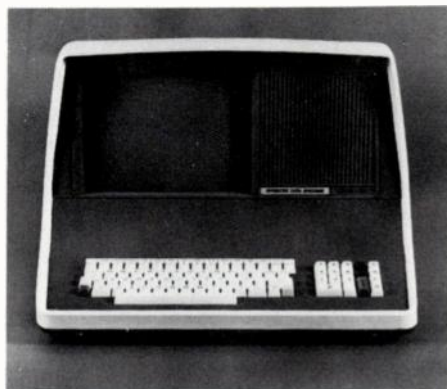


bus GPIB, interface standard IEEE 488; E/S série; imprimantes de 60 cps à 180 cps. Notons que ce système dispose d'une unité de disques à cartouche amovible de 10 millions de caractères avec un terme d'accès de 70 ms.

Service lecteur : n° 6192

TERMINAL ALPHANUMÉRIQUE

Intertec Data System introduit sur le marché par l'intermédiaire de **Sored** un terminal alphanumérique appelé «Intertube». Cet appareil permet l'affichage de 24 lignes de 80 caractères ASCII et 11 symboles spéciaux. On remarquera parmi les caractéristiques d'«intertube» une transmission «half ou full duplex» de 75 à 9600 bauds, une connexion imprimante suivant les normes V24 (RS232), la possibilité d'affichage d'une ligne indicateur d'état du terminal et la possibilité de fonctionnement en mode conventionnel, message ou page.



Service lecteur : n° 6193

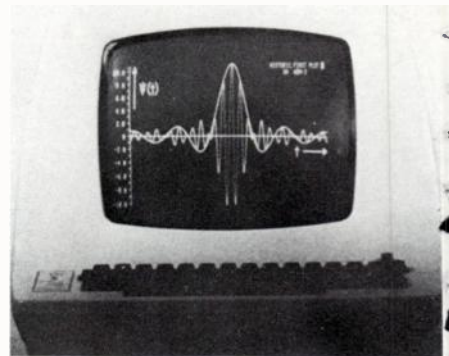
CROSS-ASSEMBLEURS ULTRA-RAPIDES POUR MICROPROCESSEURS

The Boston Systems Office (BSO) (agent Spetelec) annonce la sortie de systèmes complets de développement multi-utilisateurs et multi-microprocesseurs. Ces systèmes sont disponibles pour des configurations allant de 1 à 50 utilisateurs simultanés. Des programmes peuvent être développés pour tous les microprocesseurs existant sur le marché. Un support pour d'autres microprocesseurs peut être ajouté à n'importe quel moment pour un prix minime. Non seulement ces systèmes sont plus rapides et plus flexibles que les autres, mais leur coût par utilisateur est inférieur. Dans certains cas, on peut même en réduire le coût, en ajoutant des programmeurs de PROM, des systèmes de développement du fabricant (de microprocesseurs) et d'ordinateurs déjà en place (DEC 10, DEC 20, PDP 11, Nova ou Eclipse).

Service lecteur : n° 6194

TRANSFORMATION EN TERMINAL GRAPHIQUE

Technology Resources commercialise la carte Retro-Graphics RG 512 qui a été conçue pour étendre les possibilités d'affichage de la console de visualisation alphanumérique «Lear Siegler» ADM 3A. Dans le mode graphique, l'écran est transformé en une matrice rectangulaire de 512 x 250



points qui permettent l'affichage de graphiques et de dessins tout en conservant les possibilités alphanumériques de la console. D'un point de vue fonctionnel, la RG 512 est en série avec l'ADM 3A. Elle reçoit les données du calculateur et, suivant la valeur des codes ASCII reçue, réalise 3 fonctions : mode Alpha, mode Vecteur, mode Point. Elle est compatible en logiciel avec le mode Alpha 4010 Tektronix, et fournit l'échelle automatique, la lecture d'état et la provision pour une copie d'écran.

Service lecteur : n° 6195

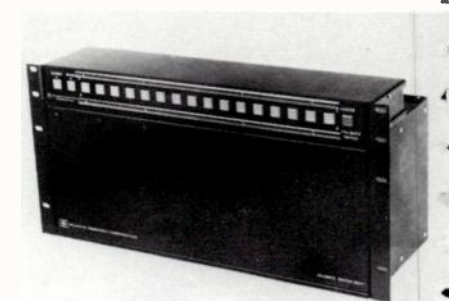
RÉCEPTEUR DE TÉLÉVISION PAR SATELLITE

Ferranti présente un poste de réception d'émission relayé par satellites léger et de faible encombrement, se composant principalement d'une antenne parabolique de 3 m de diamètre, d'un convertisseur à faible bruit et d'un récepteur modulaire, l'ensemble marchant sur réseau photovoltaïque, au silicium débitant 200 W.

Service lecteur : n° 6196

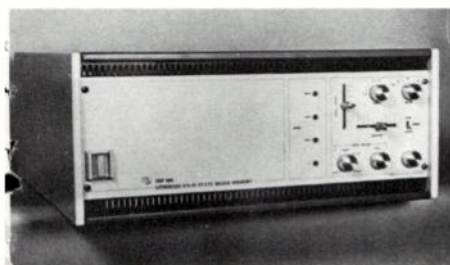
SYSTÈME DE COMMUTATION DE JONCTIONS V 24

Atlantic Research représenté par **Tekelec-Airtronic** commercialise le système de commutation de jonction V 24 appelé FBS I qui est un moyen rapide et fiable pour commuter jusqu'à 16 jonctions V 24, entre une position dite active et une position de repli ou de secours. Cette commutation est accomplie par des relais magnétiques à verrouillage; la commande étant fournie par le module AP 2-1.



Service lecteur : n° 6197

TRANSFERT D'IMAGE DE VOS TERMINAUX GRAPHIQUES SUR ÉCRAN TV



Princeton Electronic Products représenté par **Tekelec-Airtronic** distribue le PEP 500 qui convertit les signaux XY du terminal graphique en signal vidéo composite au standard EIA compatible avec n'importe quel moniteur TV. Notons que cet appareil offre la possibilité d'inversion vidéo, un Zoom 6 X, la mémorisation d'image et la visualisation de 4 images simultanément.

Service lecteur : n° 6198

TRANSMISSIONS DE DONNÉES

Fibronics, représenté par **Tekelec-Airtronic**, propose un ensemble pour transmissions de données RS-232C, asynchrone et fonctionnant en duplex, conçu pour les applications aux périphériques d'ordinateurs. Destiné aux utilisateurs ayant peu ou pas d'expérience de la fibre optique, transmetteur de données accepte le connecteur électrique 25 broches RS-232C en entrée et transforme les données électriques en données optiques. La sortie est connectée directement à un câble duplex en fibre optique. Chaque extrémité de la liaison contient récepteur, émetteur, alimentation et prise de courant. Il n'y a rien d'autre à acquérir. La capacité de transmission va du continu à 20 Kb/s sur une distance de 1 km. Grâce au RS-232C, l'utilisateur peut se passer d'un modem, il bénéficie d'une installation sûre, économique et insensible à l'environnement parasite. La liaison et les câbles équipés de connecteurs optiques sont disponibles chez Fibronics sous 4 à 6 semaines.



Service lecteur : n° 6199

DÉTECTEURS D'INCENDIE

Cette gamme de détecteurs (fumée, température, flamme) est développée par la société **Sicli**. Le traitement des signaux est entièrement analogique et est effectué par des circuits intégrés réalisés en technologie MOS. Ces circuits ont été étudiés au **LETI** et sont fabriqués par la société **Efcis**.

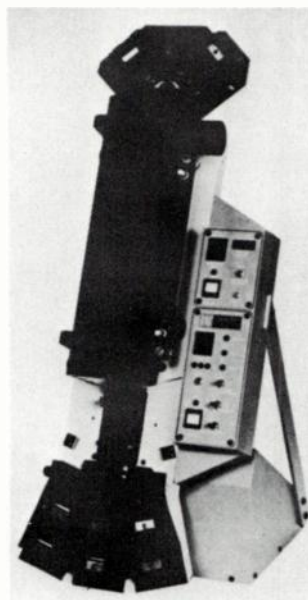
Service lecteur : n° 6200

TOLERIE INDUSTRIELLE

La société **Techno-Profil** vient de sortir son nouveau catalogue complet de tôlerie industrielle pour l'électronique concernant la gamme complète de ses boîtiers, châssis, tiroirs, armoires, pupitres, profilés au mètre et poignées, la totalité de ce matériel étant en stock à Vincennes. Y figurent notamment les nouveautés suivantes : les coffrets type 13 aux normes DIN avec 3 hauteurs : 72 - 144 - 288, 5 largeurs : 144 - 192 - 288 - 384 - 432, 4 profondeurs : 147 - 197 - 247 - 297, les boîtiers de table type 16 (27 modèles), les châssis porte-cartes aux normes DIN (20 modèles).

Service lecteur : n° 6201

HANDLER CHAUFFANT 125°C



Trigon, représentée par **Tekelec-Airtronic**, annonce la sortie d'un «handler» chauffant 125°C. L'originalité de ce «handler» réside dans le fait que le composant est amené à la température requise dans une chambre thermique par un flux d'air chaud. Cette méthode est beaucoup plus efficace que celle du rail chauffant car la tête de mesure est la même température que le composant. Un affichage digital et une régulation permettent une précision de 1°C.

Service lecteur : n° 6202

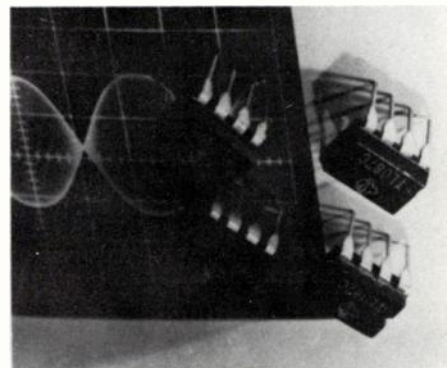
COUPLEURS OPTIQUES

Désignés par les références 4 N 47, 4 N 48 et 4 N 49, les nouveaux coupleurs optiques

de **Texas Instruments France**, ont des rapports de transfert en courant élevés (400 pour cents) et de faibles courants d'entrée (1 mA). La tension d'isolation est de 1 000 volts. On a une configuration des sorties non Darlington, un boîtier métallique T05, un fonctionnement de - 55 à + 125°C et des applications : contrôle vitesse des moteurs, contrôle numérique, relais, appareils de mesure, isolations à la masse.

Service lecteur : n° 6203

DÉPHASEUR COAXIAL MINIATURE

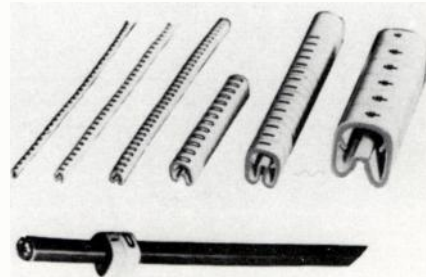


«Micronde», un département de **Radiall**, vient d'enrichir sa gamme de produits d'un nouveau composant : un déphaseur coaxial miniature. Le T.O.S. et les pertes d'insertion sont très faibles et ne perturbent pas la transmission entre les 2 composants. On a un réglage de la phase même jusqu'aux fréquences les plus élevées. La fréquence d'utilisation est de 0 à 18 GHz, les pertes d'insertion de l'ordre de $< 0,1 \sqrt{F} \text{ (GHz) dB}$; la variation de phase de $10^\circ \times F \text{ en GHz}$ et la variation de phase par tour : $0,6^\circ \times F \text{ en GHz}$; le T.O.S. est de $< 1,30$ à 18 GHz.

Service lecteur : n° 6204

BAGUES DE REPÉRAGE

La **Société Electrique Sterling** propose des bagues **Pliotex** en PVC jaune (classe M 2 difficilement inflammable) qui se présentent sous forme de chenilles et pouvant se glisser sur les câbles électriques pour composer un repérage très lisible. Une gamme de 6 grandeurs de bagues facilite le repérage des câbles électriques de 1 à 25 mm de diamètre. La particularité de cette bague réside dans sa forme spéciale qui lui permet de s'adapter à plusieurs diamètres de câble. L'impression est noire et résiste aux agressions chimiques et mécaniques.



Service lecteur : n° 6205

**PHOTO
MULTIPLICATEURS
XP 2013B
applications industrielles
XP 2008
hautes énergies
XP 2000
médical**

QUALITÉ

**CHACUN DE NOS TUBES
EST LIVRÉ AVEC SA FICHE QUALITÉ**

Dans l'usine de Brive, chaque tube est testé à toutes les étapes de sa fabrication, en particulier la formation des photocathodes est contrôlée en temps réel par ordinateur.

Par ailleurs toutes les informations sont enregistrées et disponibles immédiatement sur une console reliée à un ordinateur.

RTC

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

Les tubes pour hyperfréquences et leurs applications : état actuel et progrès récents

COMPOSANTS

L'onde électrique
1979, vol. 59, n° 6-7

Par P. GUÉNARD

RÉSUMÉ

Après avoir rappelé et classé les types de tubes actuellement fabriqués, on examine les développements qu'ont entraînés leurs applications principales. Ces développements ont donné lieu, au cours des dernières années, à des travaux particulièrement importants dans la domaine des ondes millimétriques avec l'apparition de la famille des gyrotrons, dans le domaine des TOP à hélice spatiaux et dans celui des TOP à cavités couplées ; les travaux portant sur ces trois points sont brièvement examinés.

SUMMARY

Microwave tubes and their applications : present situation and recent improvements

Having listed and classified the types of tubes that are manufactured at present, we examine the developments that have been necessitated by their principal applications. During the last few years, these developments have created extensive work programs in various fields ; millimeter waves with the appearance of the gyrotron, space helix TWT's, and coupled-cavity TWT's. The work concerned with these three sectors is briefly examined.

I. LES TUBES POUR HYPERFRÉQUENCES

Depuis une quarantaine d'années, les tubes pour hyperfréquences ont fait l'objet d'importants travaux d'étude et de développement, travaux qui ont donné naissance à des tubes de principes, de fonctionnement et de structures très divers. Cette grande diversité a été suivie, au cours des dix ou quinze dernières années par une décantation, qui a permis de concentrer les efforts sur un petit nombre de familles de tubes, jugés aptes à satisfaire la grande majorité des besoins. Par ailleurs, l'apparition des dispositifs à semi-conducteurs a fait disparaître tout les tubes à faible bruit et entamé le marché des tubes de faible puissance (jusqu'à quelques watts).

Les tubes qui figurent actuellement dans les catalogues peuvent être classés d'après leur structure comme l'indique le tableau I :

Ce tableau appelle les commentaires suivants :

- n'y figurent pas les triodes et les tétrodes, qui, à côté des tubes mentionnés dans le tableau sont utilisés dans la partie basse de la gamme des hyperfréquences,

- n'y figurent pas non plus des développements récents, suscités par les problèmes de chauffage des plasmas et qui d'ailleurs ne figurent pas encore dans les catalogues,

- la distinction entre amplificateur et oscillateur correspond à l'emploi le plus simple du tube. Tout amplificateur peut être transformé en oscillateur en établissant un couplage entre deux points du circuit d'amplification. Tout oscillateur peut être piloté, apparaissant ainsi comme un amplificateur à résistance négative muni d'une connexion unique servant à la fois à l'entrée et à la sortie du signal,

- le carpitron qui est un oscillateur à onde régressive⁽¹⁾ piloté possède la particularité d'avoir une entrée et une sortie séparée tout comme l'amplifitron, amplificateur à onde régressive qui fonctionne dans des conditions où il ne peut atteindre l'oscillation,

- la famille des amplificateurs à champs croisés qui pourrait compter de très nombreux modèles différents (onde progressive ou régressive, faisceau électronique se fermant sur lui-même ou non, cathode courte ou longue, froide ou chaude...) tend à se simplifier et à ne laisser subsister que deux ou trois modèles. Dans cette famille on a, pour simplifier les dénominations, particularisé les sens très généraux de TPOM et CFA, aux tubes amplificateurs à onde progressive⁽²⁾ à champs croisés, à faisceau injecté d'une part et à cathode continue d'autre part.

Les tubes mentionnés dans le tableau I peuvent exister sous des formes ou avoir des conditions d'emploi assez différentes pour justifier la division en sous-familles : TOP à hélice et TOP à cavités couplées, klystrons en régime permanent et en impulsions, magnétrons à structure coaxiale ou classique, etc.

TABLEAU I

circuit faisceau	à cavités résonnantes	à ligne à structure périodique		
		à onde progressive	à onde régressive	à onde stationnaire
amplif. linéaire (tubes O)	klystron amplificateur à plusieurs cavités 	tube à onde progressive (TOP) 		
osc.	klystron reflex autoosc. à 2 cavités 		carcinotron O 	oscillateur à ligne à retard résonnante 
amplif. à champs croisés (tubes M)		TPOM 	CFA 	amplifitron 
osc.			carcinotron M 	magnétron 

II. APPLICATIONS ET ÉVOLUTION DES TUBES POUR HYPERFRÉQUENCES

Les tubes pour hyperfréquences ont vu le jour dans les années 1930 pour trois applications : source de mesure en physique, liaison hertzienne et détection électromagnétique. Ces trois applications initiales ont donné naissance aux trois grands groupes d'applications actuelles :

- radars et contre-mesures,
- télécommunications,
- applications industrielles, médicales et scientifiques.

Les principales de ces applications ont déterminé l'évolution des tubes pour hyperfréquences et continuent de les guider.

(*) Membre de la S.E.E.

(1) Initialement appelé à onde inverse.

(2) Initialement appelés à onde directe.

Radars et contremesures

Ils se sont développés autour des magnétrons [1], encore utilisés dans beaucoup d'entre eux. Ce tube, dans des conditions de puissance et de fréquence données, est certainement le plus simple et le plus compact. Certains types spécialement conçus peuvent être accordés dans une bande de fréquence assez étroite. Son rendement (60 %) est rarement dépassé. Cependant l'évolution des radars a fait apparaître des besoins, en particulier de cohérence de phase, qui ont conduit à remplacer les magnétrons oscillateurs par des amplificateurs. Trois types d'amplificateurs sont actuellement utilisés : les klystrons, les amplificateurs à champs croisés et les TOP à cavités.

Les klystrons, grâce à leur structure robuste et à leur collecteur séparé de la zone d'interaction, sont imbattables en ce qui concerne la puissance, en valeur de crête comme en valeur moyenne, ou en régime permanent. Leur gain ne pose pas de problème et en augmentant le nombre de leurs cavités, on peut déterminer la structure du tube de façon à accroître sa bande passante, bande qui peut atteindre 10 % aux puissances de crête élevées (quelques mégawatts) [2]. Cette bande reste étroite aux puissances de quelques dizaines de kilowatts. La focalisation par bobines, sauf aux faibles puissances et aux très hautes fréquences, un rendement modérément élevé, lui font trouver sa place dans les radars fixes de grande puissance.

Les amplificateurs à champs croisés sont soit à onde progressive (TPOM et CFA), soit à onde régressive (ampliftron). Ces tubes ont un gain faible (10 à 15 dB), une bande passante en général assez large (15 % pour le TPOM et pour le CFA, 10 % pour l'ampliftron). Le rendement, d'environ 40 % dans le TPOM, [3, 4] est amélioré dans le CFA [5, 6], par la réinjection à l'entrée de l'espace d'interaction du courant arrêté par le collecteur dans le TPOM (faisceau rentrant), le signal transporté par ce faisceau étant pratiquement supprimé dans un espace de dégroupement qui sépare la sortie de l'entrée. On atteint ainsi un rendement de 50 %. Par ailleurs, l'emploi d'une cathode située en face du circuit, comme dans le magnétron, permet d'utiliser comme seule source de courant l'émission secondaire. La cathode est alors froide, et le démarrage, instantané, du tube sous tension est obtenu par l'application du signal d'entrée. Des essais sont en cours pour faire passer le gain de ce tube de 15 à 30 dB [7], en appliquant le signal d'entrée à une cathode froide réalisée sous forme de circuit à retard. L'ampliftron [6, 8], de structure analogue à celle du CFA, mais avec une ligne à onde régressive courte et sans espace de dégroupement, est remarquable par son rendement, qui atteint 80 %, mais son gain est faible (10 dB). Sa bande passante est limitée par la dispersion inévitable de la ligne à onde régressive. La tension de fonctionnement, qui, à courant constant, est déterminée par le mécanisme d'interaction, augmente avec la fréquence et ceci permet d'atteindre une bande de 10 %. Sa faible atténuation à froid (< 0,5 dB) en fait un tube de sortie commode pour les

applications où le fonctionnement à pleine puissance est temporaire (protection contre le brouillage). Le bruit de phase de ces tubes à champs croisés, bien que supérieur à celui des tubes « O », reste en général dans des limites acceptables.

Le TOP à cavités présente sur les tubes à champs croisés l'avantage d'un gain plus grand (> 30 dB). Sa ligne a, dans des conditions de fréquence et de puissance données, un pas plus long que celui des tubes à champs croisés et n'est bombardée que par la petite fraction du faisceau qui échappe à la focalisation. Ceci, aux fréquences élevées, en fait un tube plus puissant que les tubes à champs croisés. Par rapport au klystron, il a l'avantage d'une bande passante beaucoup plus large à puissance de crête modérément élevée (quelques dizaines de kW par exemple) la puissance moyenne que l'on peut en tirer restant grande grâce à la bonne dissipation thermique de son circuit et à son collecteur séparé. C'est donc un tube indiqué *a priori* pour les radars de la bande X et au-delà, mais il présentait au départ de graves inconvénients : rendement faible et emploi d'un focalisateur en bobine lourde, encombrant et consommant de l'énergie. Les efforts faits sur ce tube ont donc porté tant sur l'amélioration de ses caractéristiques que sur l'emploi d'un focalisateur léger à aimants permanents. Leur résultat permet maintenant d'utiliser le TOP à cavités sur des radars aéroportés.

L'objectif militaire des contremesures est de brouiller les radars adverses. La plus grande bande possible est souhaitée pour ces brouilleurs, la fréquence à brouiller n'étant pas connue et le radar adverse pouvant en changer pour échapper au brouillage. Ce besoin d'une grande bande a fait le succès des carcinotrons « M » [9], pour cette application (et de TOP de petite puissance pour la détection). Cependant, les progrès des radars ont conduit à la réalisation de brouilleurs plus « intelligents » utilisant des amplificateurs qui, à cause de la large bande demandée, doivent être des TOP à hélice, et parfois des TPOM [10]. Les TOP à hélice ont pu atteindre des puissances notables, malgré la fragilité thermique de l'hélice, par la brasure de celle-ci à des supports diélectriques conducteurs de la chaleur (glucine), permettant ainsi d'obtenir plus de 2 kW en régime permanent dans la bande X [11]. La largeur de bande des TOP à hélice atteint et dépasse une octave. Elle est limitée par l'apparition dans l'onde émise, en bas de bande, d'un niveau élevé du deuxième harmonique. Par injection à l'entrée du deuxième harmonique, avec une amplitude et une phase convenables, on peut pallier ce défaut et atteindre deux octaves [12]. Un difficile problème posé par le brouillage est celui des tubes à deux régimes : superposition au fonctionnement en régime permanent d'impulsions dont on souhaiterait que la puissance instantanée fût dix fois supérieure à celle du régime permanent ; ce résultat n'est encore aujourd'hui que partiellement atteint, l'introduction d'une grille de contrôle, ne donnant à large bande qu'un rapport de puissance de deux, par suite des difficultés de focalisation de courants d'intensités différentes. Par ailleurs, le fonctionnement à puissance élevée

en impulsions est limité par l'apparition d'une oscillation à onde régressive ; des moyens d'éviter cette oscillation ont été étudiés [13].

Télécommunications

Ce groupe d'applications qui a démarré sur une liaison hertzienne [14] avec un tube de petite puissance maintenant disparu, s'est développé sous la forme de faisceaux hertziens utilisant dans tous les relais à grande capacité des TOP à hélice n'émettant pas plus d'une vingtaine de watts. Le TOP apportait l'avantage d'une large bande permettant non seulement de satisfaire les besoins du signal transmis (50 MHz autour de la fréquence centrale par exemple) mais aussi et, sans aucune modification, les déplacements de la fréquence centrale imposés d'un relais à l'autre. Les liaisons troposphériques exigeant une puissance plus élevée, 1 kW par exemple, mais une bande étroite, ont fait appel aux klystrons, ainsi d'ailleurs que la radiodiffusion de la télévision dans la bande UHF (jusqu'à 50 kW, avec aussi des tétrodes jusqu'à une dizaine de kW). Une importante évolution a été apportée dans les TOP pour télécommunications par l'apparition des télécommunications spatiales. Leurs exigences pour les tubes embarqués sur satellite : poids global faible et donc grand rendement, fiabilité élevée, ont conduit à des progrès considérables dans leurs caractéristiques, progrès dont ont bénéficié les tubes utilisés dans d'autres applications. Ces progrès, initialement faits sur des TOP à hélice, pour communications de point à point, ont été étendus à des TOP à cavités de plus grande puissance, destinés par exemple à la diffusion de la télévision à partir de satellite. Les stations terriennes pour liaisons spatiales exigent en général des puissances de quelques kW, dans une bande instantanée limitée (50 MHz) mais déplaçable à l'intérieur d'une bande plus grande (500 MHz). Le klystron peut satisfaire ce dernier besoin grâce à l'accord mécanique de ses cavités, accord qui peut être simplifié par la réalisation d'une commande unique. Le TOP, soit à hélice brasée (1,5 kW-6 GHz) [15], soit à cavités pour l'obtention de grandes puissances plus élevées (2 kW-14 GHz), couvre toute la bande sans aucun accord. Une solution originale à ce problème utilise le carpitron, carcinotron M piloté dont la compacité peut faire envisager son emploi dans un satellite [16].

Applications industrielles, scientifiques et médicales

Les hyperfréquences sont utilisées dans des chauffages par pertes diélectriques à 2 450 MHz avec des applications diverses [17]. Le magnétron est utilisé jusqu'à 5 kW et ensuite le klystron. Un progrès important sur le rendement de ce dernier tube a été obtenu par une modification simple de structure ; allongement d'un espace de glissement. Ceci a permis au rendement de dépasser 60 % [18, 19]. On peut également mentionner l'application du chauffage par hyperfréquences à la réalisation de fours destinés au réchauffage des plats cuisinés et même à la cuisine. Ces applications de type

« grand public » ont conduit à produire en grande série des magnétrons bon marché. Parmi les nouvelles applications envisagées dans le futur, on peut citer le chauffage des plasmas éventuellement utilisé pour la fusion thermonucléaire contrôlée [20] et la transmission au sol d'énergie produite, à partir du rayonnement solaire, par une station spatiale [21].

Dans les applications scientifiques, les klystrons de grande puissance en impulsions ont permis de faire des accélérateurs de très grande énergie, jusqu'à 20 GeV avec 250 klystrons de 25 MW [22]. Les mesures en physique qui ont autrefois suscité la réalisation des magnétrons expérimentaux à courte longueur d'onde [23] utilisent encore des tubes dans le domaine des fréquences très élevées. Ces tubes, des carcinotrons « O » ont permis d'aller jusqu'à 1 THz ($\lambda = 0,3$ mm) avec des puissances de quelques mW.

Dans le domaine médical, des accélérateurs linéaires sont utilisés dans le traitement des tumeurs, soit par électrons, soit par rayons γ [24]. Ces accélérateurs, utilisés également en applications industrielles pour la gammagraphie, emploient un seul tube, klystron pour une trentaine de MeV, magnétron autour de 5 MeV [25]. On envisage également d'utiliser de tels accélérateurs, équipés de klystrons donnant en régime permanent plusieurs centaines de kW, pour l'assainissement des boues industrielles. Il existe par ailleurs des appareils de diathermie à 2 450 MHz, équipés de magnétrons de quelques centaines de W.

Parmi les nombreux progrès réalisés sur presque tous les types de tubes pour hyperfréquences, se dégagent trois points saillants :

- amélioration considérable des caractéristiques des TOP à hélice,
- poussée des TOP à cavités vers des applications de grande puissance,
- apparition de nouveaux tubes pour ondes millimétriques.

Ces trois points sont examinés plus en détail dans les paragraphes suivants.

III. TOP POUR SATELLITES

Ces tubes se classent en deux catégories, suivant leur application :

- d'une part, les TOP pour satellites de télécommunications fournissant une puissance comprise entre 5 et 20 watts dans des bandes de 500 MHz au voisinage de 4 GHz, 11 GHz et 20 GHz (l'emploi de cette dernière fréquence étant encore au stade de l'étude), qui permettent d'assurer les télécommunications classiques à longue distance telles que le téléphone intercontinental, la transmission de programmes de télévision (Mondovision), la transmission de données, etc.
- entre centres spécialisés (satellites OTS et Intelsat, par exemple),
- d'autre part, des TOP de puissance comprise entre 100 et 400 watts aux alentours de 11 et 12 GHz, permettant la couverture simultanée de grandes surfaces (satellite

canadien CTS) ou encore la télédiffusion directe, c'est-à-dire l'utilisation du satellite comme émetteur de télévision dont l'énergie est directement rayonnée vers les récepteurs (munis d'antennes appropriées) du grand public (projet HSAT).

Le fait que des TOP soient embarqués à bord de satellites leur imposent deux conditions :

fiabilité élevée (la durée de bon fonctionnement demandée à un satellite est de plusieurs années, sept ans pour les satellites de télécommunications),

masse réduite, non seulement du tube, mais de tout ce qui lui est directement associé : source d'énergie et alimentation, ainsi que le radiateur qui dissipe l'énergie non transformée en hyperfréquences. Cette dernière condition a exigé une augmentation considérable du rendement, qui pour les premiers tubes de télécommunications ne dépassait pas 10 % dans la bande des 11 GHz.

Ces conditions ont entraîné l'emploi systématique de nouveaux matériaux et de nouvelles techniques :

Le nitrure de bore est utilisé comme isolant (en particulier comme support d'hélice) pour ses excellentes qualités diélectriques (faible constante diélectrique, faibles pertes) et thermiques.

Les nouveaux aimants à terres rares, tels le samarium-cobalt (SmCo_5) sont les seuls à permettre, grâce à l'importance de leur énergie magnétique ($BH_{\text{max}} = 16 \cdot 10^6$ Gauss-Oersted), la focalisation des TOP de forte puissance à 12 GHz ou celle des TOP de puissance moyenne à 20 GHz.

La nécessité d'un rendement aussi élevé que possible a entraîné l'apparition de collecteurs multi-étages. Ces collecteurs sont constitués par une série d'électrodes annulaires portées à des potentiels décroissants à mesure que l'on progresse à l'intérieur. On parvient ainsi à recueillir les électrons du faisceau avec de faibles énergies résiduelles, bien que le faisceau, après interaction, soit constitué d'électrons ayant une distribution de vitesse très étalée. Un tel collecteur comportant dix étages a été étudié par la N.A.S.A. et monté sur le tube de puissance (200 W) du satellite CTS. On a ainsi obtenu un rendement global de 50 %. Pour les tubes de moyenne puissance, l'amélioration du rendement par l'augmentation du nombre d'étages du collecteur est contrebalancée par la complexité croissante de l'alimentation et la perte de rendement qui en résulte. C'est pourquoi on limite généralement à 3 le nombre des étages pour ces tubes. Les collecteurs des tubes de puissance sont réalisés en graphite, ce qui permet de rayonner directement la chaleur dans l'espace et diminue d'autant la surface des radiateurs du satellite.

Aux conditions auxquelles sont soumis tous les tubes embarqués à bord de satellite viennent s'ajouter des conditions spéciales pour les tubes de télécommunications :

diminution de la non linéarité de phase, c'est-à-dire du déphasage entre régime linéaire et saturation, exprimé soit par la variation totale de phase entre ces deux régimes, soit par le coefficient de conversion

AM/PM (variation de phase liée à une faible variation du niveau d'entrée (1 dB) lorsque le tube travaille en régime non linéaire), soit encore avec plusieurs porteuses par le coefficient de transfert AM/PM (variation de phase d'une porteuse entraînée par une variation d'amplitude de 1 dB de l'autre porteuse). Cette diminution de la distorsion de phase est importante pour réduire la diaphonie dans les multiplex à modulation de fréquence, le taux d'intermodulation dans le fonctionnement à plusieurs porteuses et le taux d'erreur dans les transmissions par modulation codée de phase ;

dans certains cas, fonctionnement à plusieurs niveaux d'émission que l'on peut commuter par une télécommande simple.

Un exemple des développements faits dans ce domaine est donné par le tube TH 3535, étudié pour répondre à une telle demande, et qui a été développé dans le cadre d'un contrat *INTELSAT/COMSAT*. Ce tube fonctionne dans la bande des 11 GHz à trois niveaux de puissance 20 W, 8 W, 4 W et avec un déphasage total inférieur à 30° [26].

On passe rapidement en revue dans ce qui suit les différents points dont l'étude a conduit à ce tube :

a) *Fiabilité* : La fiabilité a fait l'objet d'études assez longues dont le résultat final est actuellement un tube en vol depuis plus de 20 000 h sur le satellite canadien CTS sans incident. Les causes qui peuvent nuire au bon fonctionnement du tube pendant une longue durée (7 ans) peuvent être classées en deux catégories :

- les pannes qui peuvent survenir à n'importe quel moment, pannes contre lesquelles on lutte par les méthodes bien connues dans la réalisation de composants fiables, définition précise de procédures de fabrication, des pièces détachées et des matériaux employés, réalisation de ces derniers par lots homogènes soigneusement contrôlés et de fiabilité connue, mesure de la fiabilité des sous-ensembles importants et du tube terminé par des essais de durée effectués sur un certain nombre d'échantillons et exploités au moyen de méthodes statistiques bien établies ;
- l'usure ou la détérioration continue de certaines pièces qui leur donne une vie limitée. Parmi ces pièces, on peut citer :

- la cathode,
- son élément chauffant,
- les isolants susceptibles de se métalliser.

Toutes ces pièces doivent faire l'objet d'études spéciales destinées à leur garantir une durée de vie supérieure à la durée de bon fonctionnement demandée, condition indispensable pour que les mesures de fiabilité du tube soient valables. La détermination de la durée de vie de ces éléments, durée de vie qui décroît quand la température croît, se fait en général par une mesure de la durée de vie en fonction de la température, en donnant à celle-ci des valeurs suffisamment élevées pour que la durée de vie soit alors accessible à une expérimentation de relativement courte durée (jusqu'à quelques mois) et en extrapolant ensuite à la température de fonctionnement [27, 28, 29].

D'autre part la structure de l'élément et sa

température de fonctionnement doivent être convenablement choisies. Pour la cathode, par exemple, qui est du type imprégné, la composition en Ba, Ca, Al de l'imprégnant, la porosité du support en tungstène ainsi que la température doivent être déterminées de façon à assurer pendant une longue durée un recouvrement convenable de la surface de la cathode en Ba, résultant d'un équilibre entre son évaporation et les divers mécanismes qui assurent sa production dans la cathode et sa diffusion à la surface [30]. En ce qui concerne l'élément chauffant, un bon contact thermique avec la cathode en abaissant sa température de fonctionnement augmente sa durée de vie.

b) *Masse* : Les études précédentes avaient déjà conduit à un tube léger. Cette masse a été encore réduite par l'emploi systématique de magnésium passivé pour le capot, la plaque de support et le guide de sortie. On est ainsi passé de 650 g à 400 g. La diminution de la masse des équipements qu'exige le tube pour son fonctionnement est obtenue essentiellement par une augmentation du rendement de ce dernier, de façon à réduire au maximum la puissance que le collecteur doit dissiper. En général cette puissance est dissipée par un panneau rayonnant, cependant il est possible de faire rayonner directement le collecteur en le réalisant en graphite pyrolytique.

c) *Rendement* : L'augmentation du rendement provient tout d'abord de l'emploi d'un collecteur à plusieurs étages portés à des potentiels plus bas que celui de l'hélice et choisis de façon à freiner au maximum les électrons de diverses énergies avant leur capture, et, dans une moindre mesure, de l'utilisation d'une hélice à pas variable.

Dans les tubes fonctionnant à saturation, les essais précédents ont montré [29] que l'emploi de trois étages apporte peu d'amélioration par rapport à l'emploi de deux étages, technologiquement plus simple. Ici par contre, le fonctionnement à trois niveaux de sortie par simple variation du courant de faisceau, impose que le tube, saturé au niveau le plus élevé (20 W) ne soit pas saturé aux deux niveaux les plus faibles (8 et 4 W). Dans ce cas, un troisième étage (fig. 1) porté au potentiel le plus bas, capte un courant élevé et contribue notablement à l'amélioration du rendement. Ce dernier est bien sûr plus faible aux niveaux les plus bas, mais il lui correspond une puissance totale à dissiper inférieure à celle du niveau le plus haut. C'est ce que montre le tableau suivant de mesures effectuées à 11,575 GHz sur un tube de tension d'hélice 3 230 V, tensions des collecteurs 1 450 V, 900 V, 510 V.

Niveau de sortie	Rendement	Puissance à dissiper
20 W	45,4 %	24,1 W
8 W	29,9 %	18,8 W
4 W	18,5 %	17,6 W

Ces rendements (rapports de la puissance utile à la puissance totale consommée) varient peu avec la fréquence dans la bande 11-11,6 GHz.

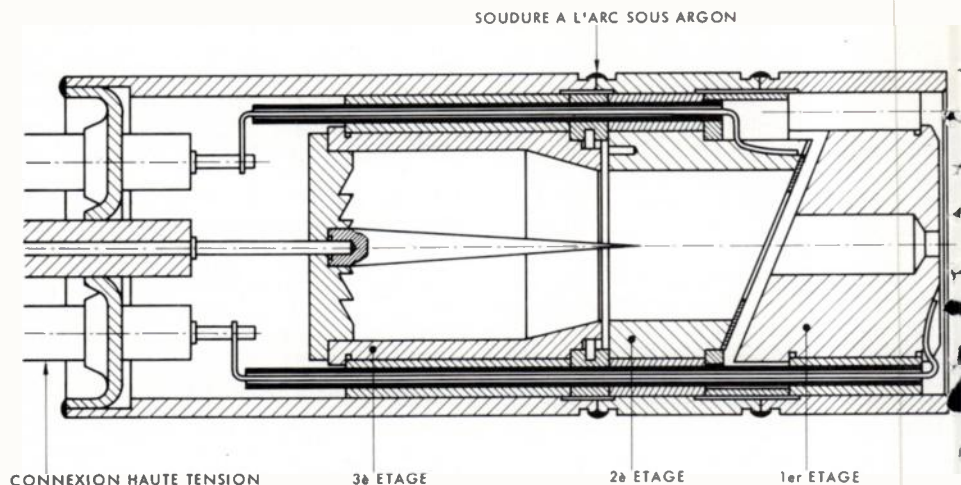


Fig. 1. — Section d'un collecteur à trois étages

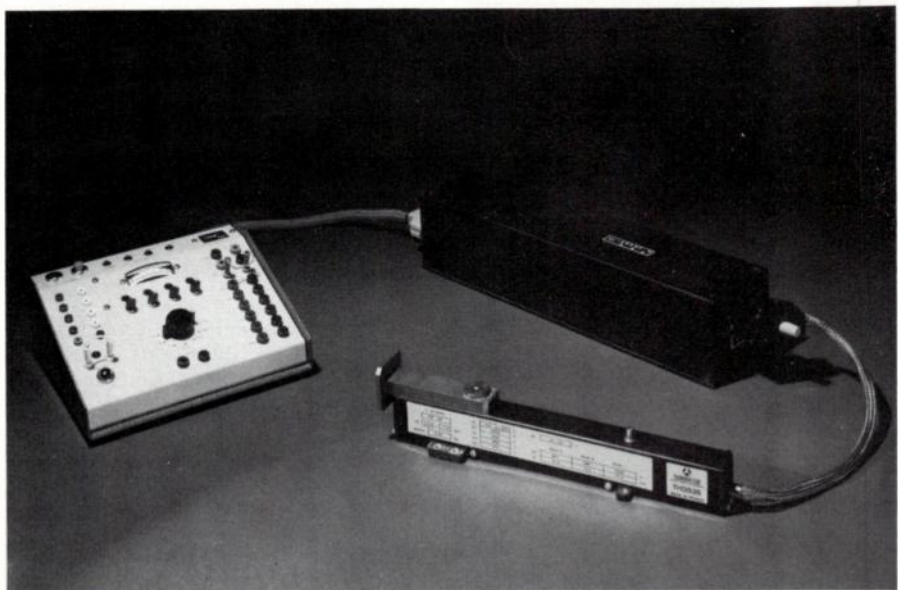


Fig. 2. — Photographie du tube TH 3535 avec son alimentation et un moniteur de contrôle.

d) *Variation de phase* : La réduction du déphasage entre régime linéaire et saturation est obtenue par une hélice à pas variable dans laquelle une ou plusieurs sections à pas agrandi apportent un déphasage positif qui compense, au moins partiellement, le déphasage négatif que l'on observe normalement dans un tube à pas constant. La forme de cette variation, compromis entre ses effets sur le déphasage et sur le rendement aux trois niveaux de fonctionnement, ne peut être déterminée que sur ordinateur. Avec la forme la meilleure, le déphasage ne dépasse pas 22°, dans la bande 11-11,6 GHz. Elle est naturellement plus petite aux niveaux inférieurs non saturés (14° à 8 W et 10° à 4 W). La valeur maximale du coefficient de transfert de modulation pour deux porteuses d'amplitude égale conduisant le tube à saturation est alors de 2,5/dB.

e) *Augmentation du rendement de l'alimentation* : l'étude d'augmentation du rendement de l'alimentation a conduit à un rendement global entre la source continue à 60 V et la puissance de sortie de 37 % à 20 W, 22 % à 8 W et 14 % à 4 W, ce qui respective-

ment donne des puissances à dissiper de 34 W, 28 W et 25 W. La figure 2 représente une photographie du tube, de son alimentation et du moniteur de contrôle.

Toutes les études concernant les tubes spatiaux ont bénéficié aux autres tubes et en particulier aux tubes pour faisceaux hertziens [28].

IV. TOP A CAVITÉS COUPLÉES

Dans ce TOP, le circuit est constitué d'une suite de cavités couplées entre elles par des fentes dans les parois communes (fig. 3). L'onde fondamentale d'une telle structure est régressive et le tube fonctionne sur le premier harmonique d'espace (déphasage entre cavités compris entre π et 2π). Les avantages de cette structure par rapport à l'hélice sont manifestement une grande robustesse mécanique et une bonne capacité de dissipation thermique qui permettent au TOP à cavités couplées de donner nettement plus de puissance que le TOP à hélice. Par

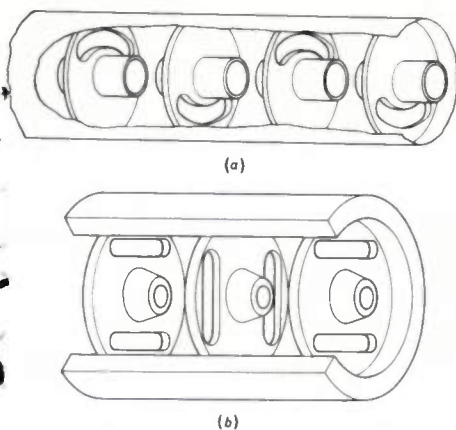


Fig. 3. — Lignes à cavités couplées.

a) avec une fente de couplage.
b) avec deux fentes de couplage.

contre ce dernier a un avantage important en ce qui concerne la bande passante, la bande du tube à cavités couplées étant analogue à celle des amplificateurs à champs croisés et ne pouvant guère dépasser 20 %, aux puissances de l'ordre de quelques dizaines de kilowatts. Dans ce domaine de puissances, il marque donc un avantage substantiel sur le klystron (bande de 1 à 5 %); par contre la bande du TOP diminue aux puissances élevées, et à 1 MW tombe en dessous de 5 %; elle est alors inférieure à celle du klystron. La dispersion de la ligne à cavités couplées, qui limite sa bande passante, augmente sa résistance de couplage et le rendement de conversion. Toutefois le rendement du tube, amélioré par un collecteur déprimé, ne dépasse guère celui du TOP à hélice (40-50 %). Le gain du TOP à cavités couplées, comme celui du tube à hélice et du klystron est grand (> 30 dB).

Pour que les TOP à cavités puissent donner le maximum de leur puissance, il faut que la focalisation y soit aussi bonne que possible, ce qui s'obtient en produisant le champ magnétique de focalisation par un solénoïde. Le TOP à cavités peut alors donner une puissance supérieure à celle des amplificateurs à champs croisés, et même supérieure à celle des klystrons aux fréquences élevées (au-delà d'une vingtaine de GHz). L'emploi d'un focalisateur à aimants alternés, beaucoup plus léger, limite la puissance du tube, qui reste cependant supérieure à celle des tubes à champs croisés, au-delà d'une dizaine de GHz.

La figure 4 représente la photographie d'un tube complet, avec son focalisateur à solénoïde, étudié, il y a quelques années, avec le soutien de l'administration des PTT, pour les stations terriennes de télécommunication, dans la bande 14-14,5 GHz [31] et actuellement en cours de production. Ce tube, refroidi par air force, donne une puissance de plus de 2 kW avec un rendement de conversion de 23 %. Un collecteur déprimé lui donne un rendement total de 37 % (sans tenir compte de l'alimentation du focalisateur). Le gain, d'environ 40 dB en régime linéaire, varie dans la bande et peut être rendu constant par l'emploi d'un égaliseur, placé à l'entrée du tube (fig. 5). Les figures 6 et 7 montrent deux grandeurs importantes

pour l'application du tube : le coefficient de conversion amplitude-phase et l'intermodulation d'ordre trois; le déphasage total à saturation est compris entre 30° et 50°.



Fig. 4. — Photographie du tube TH 3517.

Un tube de ce type peut convenir à une station terrienne, mais serait inutilisable pour une application aéroportée ou portée par satellite à cause de son encombrement et de son poids (40 kg) ainsi que de l'alimentation de son solénoïde de focalisation (3 kW). Il est alors indispensable, comme dans les tubes à hélice, d'utiliser une focalisation par aimants alternés, beaucoup plus légère et qui ne consomme pas d'énergie. Cependant la solution simple et efficace utilisée dans les tubes à hélice, aimants et pièces polaires associées complètement extérieures au tube, n'est pas applicable ici à cause du diamètre beaucoup plus grand du circuit à cavités. Laissant les aimants à l'extérieur, il faut alors

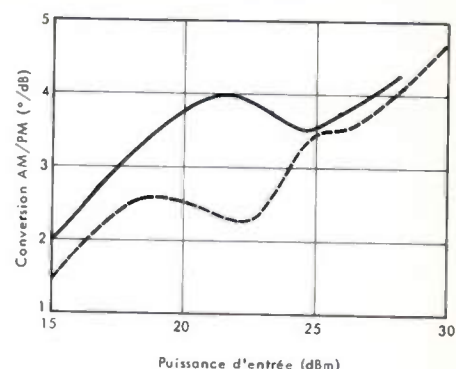


Fig. 6. — Caractéristiques de conversion amplitude phase.

— F = 14,1 GHz; — — — F = 14,4 GHz; la saturation apparaît à un niveau d'entrée de 27 dBm.

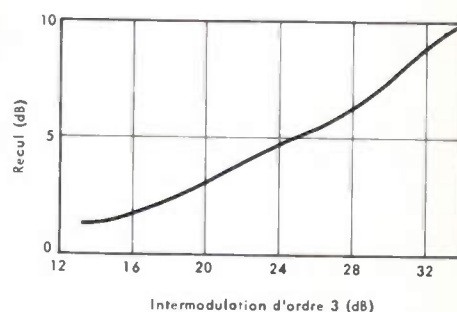


Fig. 7. — Caractéristique d'intermodulation d'ordre 3.

amener les pièces polaires jusqu'au voisinage du faisceau, en les intégrant aux cavités. Cette intégration, qui doit respecter la qualité électrique des cavités se fait au détriment de leur conductibilité thermique. Ce type de focalisation, facilité par l'emploi d'un faisceau de plus faible pénétrance, conduit à des tubes de puissance plus petite que la focalisation par solénoïde [32].

Il est par ailleurs souhaitable d'améliorer les caractéristiques électriques de ces tubes, par exemple la constance du gain dans la bande, sans détériorer et même en améliorant

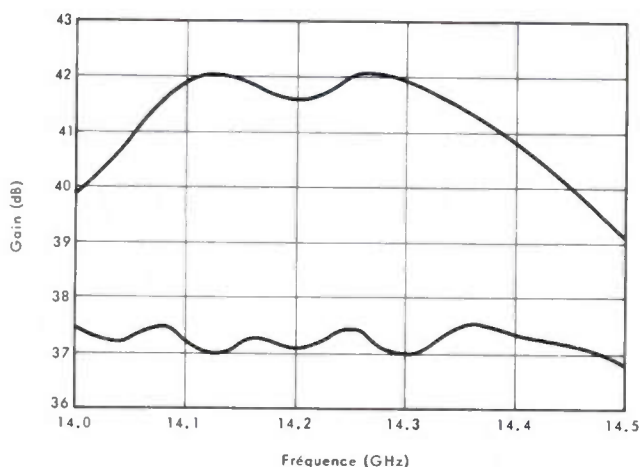


Fig. 5. — Gain du tube TH 3517 avec (1) et sans (2) égaliseur.

rant le rendement. Comme dans les tubes à hélice, l'emploi d'une ligne à pas variable permet d'atteindre ce résultat. La conception d'un tel tube, qui dépend d'un très grand nombre de paramètres, s'appuie sur l'emploi de programmes de calcul où on peut introduire les caractéristiques individuelles des cavités et de leur couplage aux cavités voisines. La réalisation du tube pose encore un problème délicat qui est celui de l'atténuation centrale, réalisée, dans les tubes à hélice, par un dépôt sur ses supports diélectriques. Ici, elle est réalisée par la suppression du couplage de deux cavités voisines situées au centre de la ligne. Les deux tronçons de ligne ainsi obtenus, couplés à leurs extrêmes l'un à l'entrée l'autre à la sortie, doivent être terminés à leurs extrémités voisines par des atténuateurs à réflexion très faible et capables de dissiper une puissance relativement élevée; ces atténuateurs font appel à des matériaux spéciaux (glucine + graphite, par exemple). Avec toutes ces améliorations, il est possible d'obtenir un gain sensiblement constant dans la bande avec un rendement de conversion dépassant 25 % et avec un collecteur déprimé à un seul étage, un rendement global de plus de 40 %. Un tel tube est alors utilisable dans un radar aéroporté. Son fonctionnement en impulsions est facilité par l'emploi d'une grille de contrôle ne consommant pas de courant grâce à une technique permettant de supprimer l'émission de la cathode en face des barreaux de grille [33].

V. NOUVEAUX TUBES POUR ONDES MILLIMÉTRIQUES ET SUBMILLIMÉTRIQUES : LES GYROTRONS

En vue, en particulier, du chauffage des plasmas, un effort accru de développement a été, pendant ces dernières années appliqué à des tubes appelés masers à résonance cyclotronique ou gyrotrons dont l'intérêt vient de ce que leur structure leur permet de fonctionner efficacement à des longueurs d'ondes très courtes, inférieures à la limite de bon fonctionnement des tubes habituels pour hyperfréquences.

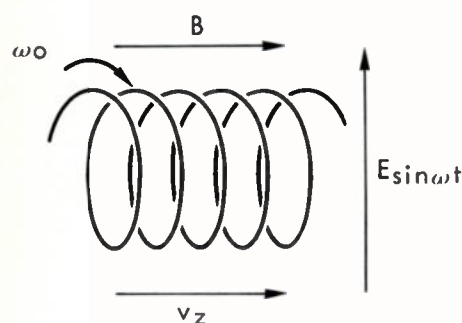


Fig. 8. — Trajectoire électronique et champ dans l'espace d'interaction d'un gyrotron.

Dans la partie active d'un tel tube (fig. 8) où règne un champ magnétique longitudinal B le faisceau est injecté de telle façon que la majeure partie de l'énergie des électrons soit de l'énergie de rotation à la fréquence

cyclotronique liée au champ B. Cette fréquence angulaire vaut :

$$\omega_0 = eB/m$$

où m , masse de l'électron, dépend de sa vitesse totale v_0 suivant

$$m = m_0 (1 - v_0^2/c^2)^{-1/2}$$

Cette dépendance relativiste de ω_0 avec l'énergie de l'électron

$$\omega_0 = \omega_c (1 - v_0^2/c^2)^{1/2} \quad \omega_c = \frac{eB}{m_0}$$

est essentielle dans le fonctionnement du gyrotron.

Si les électrons tournant avec la vitesse angulaire ω_0 se trouvent dans un champ électrique transverse $E \sin \omega(t - z/v_\phi)$ se déplaçant avec la vitesse de phase v_ϕ les variations du champ sont en synchronisme avec le mouvement de l'électron si

$$\omega(1 - v_z/v_\phi) = n\omega_0$$

où v_z est la vitesse de déplacement longitudinal des électrons, $n\omega_0$ un harmonique de la fréquence de rotation. Les effets de freinage ou d'accélération produits par le champ se cumulent alors au cours des rotations successives.

Les électrons accélérés acquièrent une vitesse transversale plus grande. Leur vitesse

totale v'_0 est supérieure à v_0 , leur fréquence de rotation diminue, $\omega'_0 < \omega_0$ et leur phase recule par rapport à celle de l'électron en synchronisme. Inversement les électrons freinés ont une vitesse v''_0 inférieure à v_0 , leur vitesse de rotation ω''_0 est supérieure à ω_0 et leur phase avance par rapport au synchronisme. Naturellement, les rayons des trajectoires électroniques varient de telle façon que :

$$v'^2_0 = \omega'^2_0 r'^2_0 + v'^2_z$$

et

$$v''^2_0 = \omega''^2_0 r''^2_0 + v''^2_z$$

C'est ce que montre la figure 9b où on a reporté la position des électrons de phase initiale $0^\circ, 45^\circ, \dots, 315^\circ$ après quelques tours en présence d'une force électrique F_{el} variant en synchronisme avec la rotation des électrons. On voit que les électrons se mettent en phase autour de 270° , les électrons 1, 0 et 7, ayant gagné de l'énergie et reculé en phase alors que les électrons 3, 4 et 5, ayant perdu de l'énergie, ont avancé en phase. Malheureusement, à 270° le champ électrique est perpendiculaire à la trajectoire des électrons et sans action sur la paquet d'électrons formé autour de cette phase.

C'est une situation analogue à celle des TOP où un synchronisme parfait entre les électrons et l'onde conduit à la formation de paquets dans une région de champ longitu-

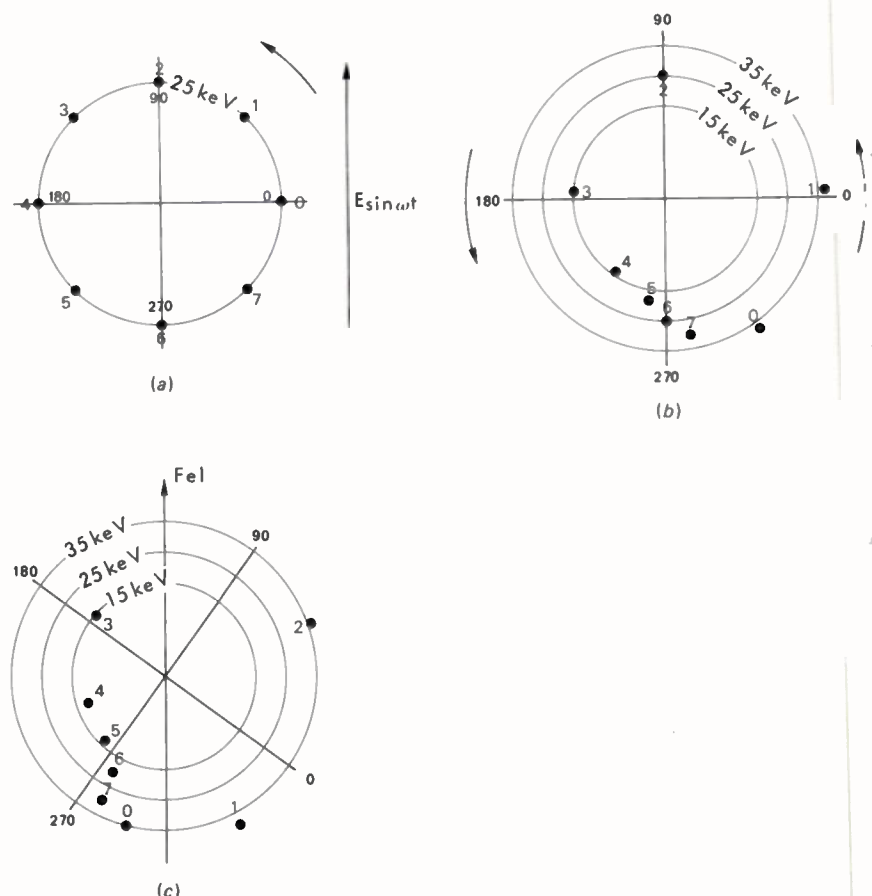


Fig. 9. — Position de quelques électrons :

- a) initialement,
 - b) après une dizaine de tours dans un champ dirigé suivant F_{el} et en synchronisme avec les électrodes,
 - c) après une dizaine de tours dans un champ de fréquence de variation ω légèrement supérieure à la fréquence ω_0 de rotation initiale des électrons : la phase du champ avance de 36° entre a et c.
- Les cercles indiquent les rayons des trajectoires d'électrons de différentes énergies.

dinal nul. Dans ce dernier cas, un léger écart au synchronisme, vitesse des électrons un peu plus grande que la vitesse de l'onde, permet de former les paquets dans une région où le champ longitudinal les freine. Dans le cas des gyrotrons, les électrons freinés ayant une vitesse de rotation accrue, il faut donc que la fréquence ω soit légèrement supérieure à celle qui correspond au synchronisme. C'est ce que montre la figure 9c. Les électrons 3, 4, 5, 6, 7 et 8 sont tous dans une région où le champ électrique les freine.

Une différence importante entre TOP et gyrotrons réside dans leurs conditions de synchronisme.

$$v_z = v_\phi \text{ pour le TOP}$$

$$1 - \frac{v_z}{v_\phi} = \frac{n\omega_0}{\omega} \text{ pour les gyrotrons}$$

Alors que la condition de synchronisme du TOP impose l'emploi d'une onde lente ($v_\phi \ll c$) avec toutes les conséquences que cela entraîne : ligne à structure périodique de diamètre intérieur et de pas petits par rapport à la longueur d'onde, donc difficile à réaliser avec précision, mécaniquement et thermiquement fragile aux fréquences très élevées, la condition de synchronisme du gyrotron s'accommode d'une onde rapide $v_\phi > c$ telle qu'on la rencontre dans un guide d'ondes résonnant sur un mode TE, guide d'ondes dont le diamètre peut largement dépasser la longueur d'onde si on utilise un mode supérieur.

Un gyrotron peut être réalisé ainsi que l'indique schématiquement la figure 10 : la cathode C d'un canon à électrons émet des électrons qui, accélérés dans un champ magnétique croissant de 0 à B ont un mouvement comportant dans le résonateur R une composante importante de rotation à la fréquence cyclotron. Le résonateur R est un élément de guide circulaire fonctionnant sur un mode TE au voisinage de la fréquence de coupure et limité en longueur par des variations de diamètre. L'une de ses extrémités se prolonge directement par le guide circulaire de sortie G fermé par la fenêtre F. Les parois du guide de sortie constituent un collecteur de grande dimension pour le faisceau électronique. Cette figure met en évidence l'intérêt des gyrotrons lié à la simplicité de leur structure et à leurs dimensions, grandes par rapport à la longueur d'onde.

L'histoire du développement de ces tubes, les résultats obtenus ainsi qu'une théorie assez complète figurent dans des articles récemment parus et comportant une abondante bibliographie [34]. Le tube de la figure 10 rappelle le klystron à cavité unique qui a été connu sous le nom de monotron. On peut concevoir des gyrotrons analogues aux klystrons à deux cavités, aux TOP et aux carcinotrons.

Le rendement de ces tubes peut atteindre 40 %, il décroît naturellement quand la fréquence augmente. Parmi les résultats obtenus on peut citer : à 2,78 mm de longueur d'onde, 12 kW de puissance en régime permanent avec 31 % de rendement, sous 27 kV et avec un champ magnétique de 4,05 T : à 0,92 mm de longueur d'onde, 1,5 kW en régime permanent avec 5 % de rendement

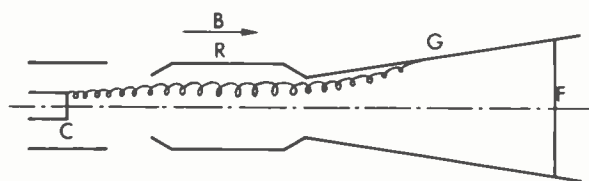


Fig. 10. — Schéma d'un gyrotron.

sous 27 kV et avec un champ magnétique de 6,06 T.

Les gyrotrons constituent ainsi une nouvelle classe de tubes « O » et des tubes « M », classe de tubes permettant de prolonger vers les fréquences élevées le domaine des générateurs de puissance. Ils trouveront, à côté du chauffage des plasmas, des applications, en particulier dans le domaine militaire.

VI. CONCLUSION

Les tubes pour hyperfréquences, qui offrent actuellement la seule possibilité de génération et d'amplification de grandes puissances aux hyperfréquences, ont évolué dans ces dernières années à la fois par une réduction de la grande variété des types de tubes autrefois réalisés et par une spécialisation plus poussée des divers modèles de tubes (3). Les développements auxquels ils ont donné lieu, ont été basés tant sur de nombreux progrès technologiques que sur une utilisation accrue des calculs sur ordinateur qui ont permis de mettre en œuvre des idées parfois émises depuis longtemps. Cette évolution qui va vers une plus grande fiabilité et une plus grande durée de vie, et pour chaque modèle de tube, vers une amélioration des caractéristiques spécifiques de ses applications, n'est certainement pas terminée. Par ailleurs le catalogue des tubes sera un jour complété, dans le domaine millimétrique, par des tubes nouveaux encore en cours de développement.

(3) Les études menées à THOMSON-CSF et citées dans cet article ont bénéficié du soutien de diverses Administrations : DRET (ex DRME), STCAN, STTA pour les tubes militaires, CNES, CNET, ESA, (ex ESRO), COMSAT pour les tubes de télécommunications.



Pierre GUENARD

École Normale Supérieure (Sciences).
Ancien Directeur Scientifique de la Division Tubes Électroniques de Thomson-CSF.

Bibliographie

- [1] PONTE M. — *L'Onde Électrique*, 1934, 13, 993.
- [2] METIVIER R. — Broadband klystrons for multimewatt radars. *Microwave J.*, Avril 1971.
- [3] WARNECKE R., KLEEN W., LERBS A., DÖHLER O. and HUBER H. — The magnetron-type traveling-wave amplifier tube. *Proc. I.R.E.*, 1950, 38, 468-495.
- [4] KANTOROWICZ G., NALOT J. and VIAL P. — High-power TPOM amplifiers. *Proc. of the 4th Int. Congress on Microwaves*, Scheveningen (Pays-Bas) (Sept. 1962), pp. 146-150.
- [5] Mc DOWELL H. L. and FEINSTEIN J. — The SFD crossed-field amplifier. *Proc. of the 4th Int. Congress on Microwave Tubes*, Scheveningen. Pays-Bas, Sept. 1962, pp. 179-185.
- [6] SKOWRON J. F. — The continuous cathode (emitting sole) crossed-field amplifier. *Proc. I.E.E.E.*, 1973, 61, 3, 330-356.
- [7] Mac MASTER G. and NICHOLS L. — High gain crossed-field amplifier tubes. *Int. Electron Devices Meeting*, Washington, December 1977.
- [8] BROWN W. C. — Description and operating characteristics of the platinotron, a new microwave device. *Proc. I.R.E.*, 1957, 45, 1209-1222.
- [9] WARNECKE R., GUENARD P., DÖHLER O. and EPSZTEIN B. — The M-type carcinotron tube. *Proc. I.R.E.*, 1955, 43, 413-424.
- [10] MOATS R. R. — CFA's and TWT's for ECM systems. *Microwave J.*, 1973, 16, 33-38.
- [11] FLEURY G., GOSSET P. and KANTOROWICZ G. — CW X-band 1 kW helix TWT. *Proc. of the 8th. Int. Conf. on Microwaves and Optical Generation and Amplification*, Amsterdam, Sept. 1970, 111-115.
- [12] GARRIGUS W. E. and GLICK M. I. — Multioctave high power TWT. *Microwave J.*, 1975, 18, 5, 35-36.
- [13] HOBRECHT C. E. — Resonant loss for helix traveling wave tubes. *Int. Electron Devices Meeting*, Washington, December, 1977.
- [14] CLAVIER A. G. and GALLANT L. C. — The anglo-french microray link between Lympe and St-Inglevert. *Electr. Communication*, 1934, 12.
- [15] FLEURY G. and LAFUMA P. — High power brazed helix telecommunication TWT's. *Int. Electron Devices Meeting*, Washington, December, 1977.
- [16] GERBER R. — The carpitron as a power amplifier on a communication satellite. *Int. Electron Devices Meeting*, Washington, December, 1977.
- [17] FAILLON G., COUASNARD C. and MALONEY E. D. — New uses of microwave power in the food industry. *J. Microwave Power*, 1977, 12, 19-86.
- [18] LIEN E. L. — High efficiency klystron amplifiers. *Proc. of the 8th Conf. on Microwave and Optical Generation and Amplification*, Amsterdam, 1121-1127.
- [19] MALONEY E. D. and FAILLON G. — A high power klystron for industrial processing using microwaves. *J. Microwave Power*, 1977, 12, 79-85.
- [20] GUÉNARD P. et PALLUEL P. — Tubes électroniques de grande puissance pour le chauffage des plasmas. *Rev. Phys. appliquée*, 1977, 12, 1163-1170.

- [21] Special issue on satellite power station and microwave power transmission to earth. *J Microwave Power*, 1970, 5, 4.
- [22] NEAL R. B. — The Stanford two-mile accelerator. *W. A. Benjamin Inc.*, 1968.
- [23] CLEETON C. E. and WILLIAMS N. H. — Electromagnetic waves of 1.1 cm wavelength and the absorption spectrum of ammonia. *Phys. Rev.*, 1934, 45, 234.
- [24] LEBOUTET H. — Les accélérateurs de particule en médecine. *Rev. gener. Électric.*, 1971.
- [25] AZAM G. — Neptune, un accélérateur médical de 6 Mev. *Rev. Thomson-CSF*, 1973, 5, 669-701.
- [26] HENRY D., PELLETIER A. and STRAUSS R. — A triple-power-mode advanced 11 GHz TWT European Microwave Conference, September 1977.
- [27] LÉVI B. et METIVIER R. — Tubes électroniques pour les télécommunications spatiales. *L'Onde Élec., fr.*, 1974, 54, 155-164.
- [28] FLEURY D. et MARÉCHAL J. C. — Tubes à onde progressive pour faisceaux hertziens à grande capacité. *Cables et Transmission*, 1976, 586-603.
- [29] FIRMAIN G. — Tube à onde progressive pour liaisons spatiales. *Conférence SEE*, Janvier 1976.
- [30] FORMAN R. — Surface studies of barium and barium oxide on tungsten and its application to understanding the mechanism of operation of an impregnated tungsten cathode. *J. Appl. Phys.*, 1976, 47, 5272-5279.
- [31] FLEURY G. and LAFUMA P. — A coupled-cavity TWT delivering 2 kW CW at 14 GHz. *Int. Electron Devices Meeting*, Washington, Décembre 1974.
- [32] STAPRANS A. — High power microwave tubes. *Int. Electron Devices Meeting*, Washington. Décembre 1976.
- [33] MIRAM G. V. — A new approach to the design of non intercepting gridded-guns for pulsed high power microwave tubes. *Proc. of the 8th Int. Conf. on Microwave and Optical Generation and Amplification*, Amsterdam, September 1970, 528-533.
- [34] FLYAGIN V. A., GAPONOV A. V., PETELIN M. I. and YULPATOV V. K. — The gyrotron. *I.E.E.E. Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 1977, 25, 514-521.
- HIRSHFIELD J. L. and GRANATSTEIN V. L. — The electron cyclotron maser, an historical survey, *ibid*, 522-527.
- SPRANGLE P. and DROBOI A. T. — The linear and self-consistent non-linear theory of the electron cyclotron maser instability, *ibid*, 528-544.

RÉSUMÉ

Après un bref rappel des expressions des fréquences d'oscillation de quelques oscillateurs à résistances et condensateurs, considérés comme fondamentaux en matière de générateurs sinusoïdaux basse fréquence, nous montrons comment réaliser à partir d'un filtre passe-bas du demi-ordre très peu courant, un nouvel oscillateur sinusoïdal, remarquable quant à ses performances.

Celui-ci, d'ordre demi-entier comme le filtre qu'il utilise, présente une incomparable stabilité fréquentielle, sa fréquence d'oscillation ne dépendant essentiellement que d'une seule résistance et d'un seul condensateur, ce qui constitue un résultat assez inhabituel dans le domaine de la génération d'oscillations sinusoïdales basse fréquence à faible taux de distorsion.

1. INTRODUCTION

Certains oscillateurs de relaxation présentent une fréquence de fonctionnement dont la valeur ne dépend essentiellement que d'une seule constante de temps. Bien que cette propriété soit d'un grand intérêt pratique, il n'existe actuellement aucun oscillateur sinusoïdal basse fréquence qui en bénéficie.

En effet, leur structure actuelle conduit toujours à des fréquences d'oscillation dont la valeur est une fonction d'au moins deux constantes de temps; si l'on tient compte que chacune d'elles résulte du produit d'une résistance et d'une capacité, une bonne stabilité fréquentielle impose au minimum quatre composants étalons (quatre pour le pont de Wien et six pour le phase shift).

Industriellement, cela se traduit par un coût relativement élevé, le rapport entre les prix des condensateurs de grande précision et du type grand public pouvant atteindre couramment une cinquantaine.

En fait, d'une manière générale, le minimum d'éléments étalons destinés à équiper un système à haute performance, constitue toujours un critère de qualité.

L'oscillateur d'ordre 5/2 que nous proposons satisfait à ce critère puisque sa fréquence d'oscillation peut ne dépendre pratiquement que d'une seule constante de temps. Son originalité tient à sa configuration qui permet de minimiser à volonté l'influence des autres constantes de temps, donc de s'affranchir de leurs éventuelles variations.

Bien que réalisé à partir d'un filtre passe-bas du demi-ordre très peu courant qui lui confère un ordre *demi-entier*, il utilise la structure classique des oscillateur à réaction.

II. OSCILLATEUR A RÉACTION

Un oscillateur à réaction, dont le schéma fonctionnel est représenté figure 1 (a), comprend un amplificateur et un

SUMMARY

5/2 order sinusoidal oscillator

After a brief review of the oscillation frequencies of some basic oscillators, we describe how, using an unusual half-order low-pass filter, one can obtain a sinusoidal oscillator with remarkable performances.

Due to an half-integer order imposed by the half-order filter, this new oscillator shows a much better frequency stability than the classical oscillators previously described.

The oscillation frequency depends only on one resistor and one capacitor, which gives an unusual result for low frequency sinusoidal oscillators.

circuit de réaction admettant respectivement pour réponses en fréquences $A(j\omega)$ et $B(j\omega)$.

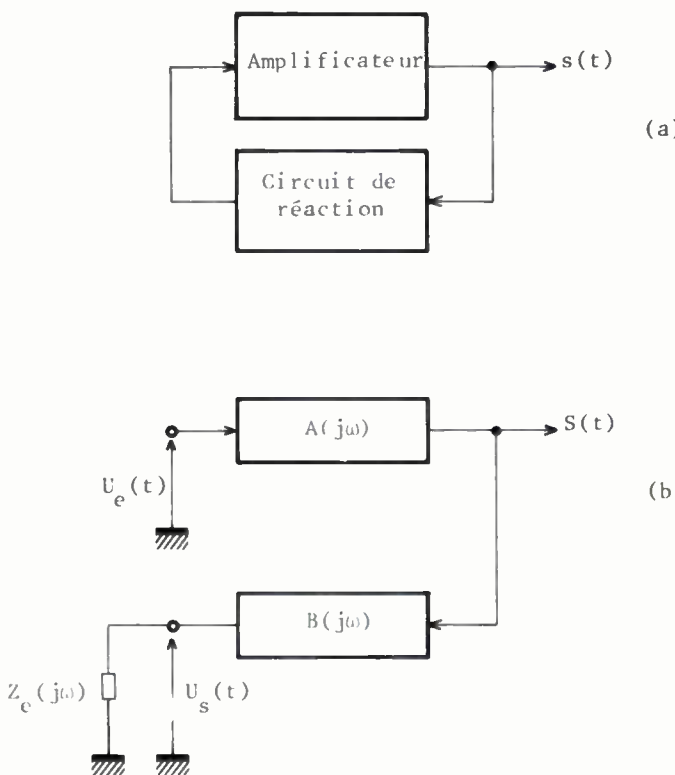


Fig. 1.

La réponse en fréquences en boucle ouverte $\beta(j\omega)$, déterminée à partir du schéma fonctionnel de la figure 1 (b), est définie comme l'opposé du rapport des quantités complexes associées aux grandeurs sinusoïdales de sortie et d'entrée de la boucle ouverte, sa sortie étant alors chargée par son impédance d'entrée :

$$\beta(j\omega) = - \frac{U_s(t)}{U_e(t)} = - A(j\omega) \cdot B(j\omega). \quad (II-1)$$

L'ouverture de la boucle s'effectue généralement entre l'entrée de l'amplificateur et la sortie du circuit de réaction (fig. 1b). Aussi, l'impédance d'entrée $Z_c(j\omega)$ de la boucle ouverte n'est autre que l'impédance d'entrée de l'amplifica-

(1) Ce système a fait récemment l'objet d'une demande de brevet d'invention enregistrée à l'I.N.P.I. sous le N° 78 35728.

(2) Ingénieur ENSERB.

teur, que l'on considère d'ailleurs souvent très grande dans la plupart des calculs d'oscillateurs à réaction.

Si à la fréquence ω_0 le rapport $U_s(t)/U_e(t)$ est égal à un, le système est le siège d'auto-oscillations de fréquence ω_0 lorsqu'on referme la boucle. Le système est alors juste oscillant et la condition d'entretien des oscillations s'exprime par le critère de Barkhausen :

$$A(j\omega_0)B(j\omega_0) = 1, \quad (\text{II-2})$$

$$\text{soit :} \quad \beta(j\omega_0) = -1, \quad (\text{II-3})$$

relation qui traduit les conditions d'entretien sur le gain et la phase en boucle ouverte :

$$|\beta(j\omega_0)| = 1 \quad (\text{II-4})$$

$$\text{et} \quad \arg \beta(j\omega_0) = -\pi. \quad (\text{II-5})$$

L'ordre d'un oscillateur à réaction est donné par celui du système en boucle ouverte, donc par l'ordre de sa réponse en fréquences en boucle ouverte $\beta(j\omega)$. Or, l'amplificateur, qu'il soit ou non inverseur selon le type d'oscillateur réalisé, présente généralement une réponse en fréquences réelle ($A(j\omega) = A$), du moins dans le domaine des fréquences où il est utilisé pour entretenir les oscillations. Aussi, $\beta(j\omega)$ dont la forme se réduit alors à

$$\beta(j\omega) = -AB(j\omega), \quad (\text{II-6})$$

admet comme ordre celui de la réponse en fréquences $B(j\omega)$.

C'est dire qu'en ce qui concerne les systèmes oscillants à réaction, l'ordre est d'une manière générale imposé par le circuit de réaction.

III. FRÉQUENCES D'OSCILLATION DES PRINCIPAUX OSCILLATEURS À RÉSISTANCES ET CONDENSATEURS

Le caractère particulier de l'oscillateur d'ordre 5/2 tient non seulement à son ordre, mais à la forme de sa fréquence d'oscillation. Afin de la comparer d'une manière non restrictive à celles obtenues avec les oscillateurs sinusoïdaux basse fréquence déjà existants, il est indispensable de faire un rappel de leurs fréquences d'oscillation.

Ceux-ci se divisent en deux groupes bien distincts :

- les oscillateurs du deuxième ordre non fondamentaux dont le circuit de réaction est un réseau sélectif à deux constantes de temps ;
- les oscillateurs du troisième ordre fondamentaux et non fondamentaux pour lesquels le circuit de réaction est un réseau déphaseur à trois constantes de temps.

III.1. Oscillateurs du deuxième ordre non fondamentaux : oscillateurs à réseau sélectif

Que les oscillateurs caractérisés par deux fréquences transitionnelles soient à réseau sélectif du type RC-CR (fig. 2), CR-RC (fig. 3), ou à pont de Wien (fig. 4), leur fréquence d'oscillation s'exprime toujours par une relation de la forme :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}, \quad (\text{III-1})$$

ω_1 et ω_2 représentant les fréquences de coupure de chacune des cellules ($\omega_1 = 1/R_1 C_1$ et $\omega_2 = 1/R_2 C_2$).

L'affaiblissement apporté à cette fréquence par le circuit de réaction est donné par l'expression :

$$B(j\omega_0) = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{\omega_2}{\omega_1}} \quad (\text{III-2})$$

dans le cas du réseau RC-CR,

$$B(j\omega_0) = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{\omega_1}{\omega_2}} \quad (\text{III-3})$$

pour le réseau CR-RC, et enfin

$$B(j\omega_0) = \frac{1}{2 + \frac{R_1}{R_2}} \quad (\text{III-4})$$

quant au réseau à pont de Wien.

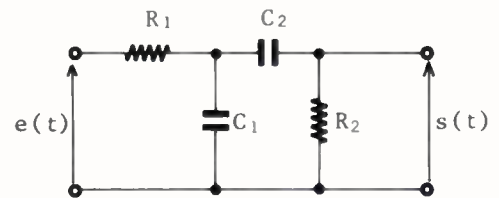


Fig. 2.

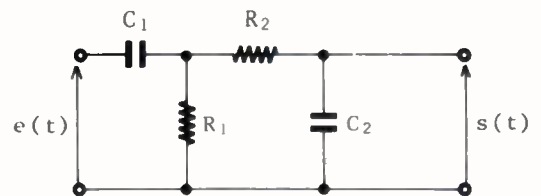


Fig. 3.

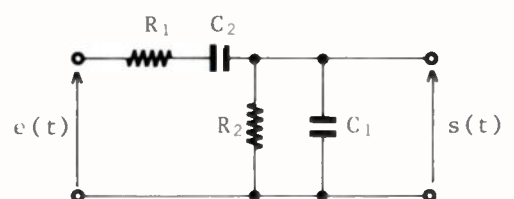


Fig. 4.

III.2. Oscillateurs du troisième ordre : oscillateurs à réseau déphaseur

Les fréquences d'oscillation des oscillateurs à trois constantes de temps sont, en désignant par ω_1 , ω_2 et ω_3 les fréquences de coupure respectives de chacune de leurs cellules, données par des relations de la forme :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2 + \omega_2 \omega_3 + \omega_3 \omega_1} \quad (\text{III-5})$$

pour les oscillateurs phase shift à cellules RC (fig. 5) caractérisés par un rapport important entre les capacités de deux cellules consécutives ($C_1 \gg C_2 \gg C_3$), et

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_1 \omega_2 \omega_3}{\omega_1 + \omega_2 + \omega_3}} \quad (\text{III-6})$$

quant aux oscillateurs phase shift à cellules CR (fig. 6) dont les résistances de deux cellules consécutives sont dans un rapport suffisamment élevé ($R_3 \gg R_2 \gg R_1$).

A ces fréquences correspond le même affaiblissement :

$$B(j\omega_0) = - \frac{1}{2 + \frac{\omega_1}{\omega_2} + \frac{\omega_2}{\omega_1} + \frac{\omega_1}{\omega_3} + \frac{\omega_3}{\omega_1} + \frac{\omega_2}{\omega_3} + \frac{\omega_3}{\omega_2}} \quad (\text{III-7})$$

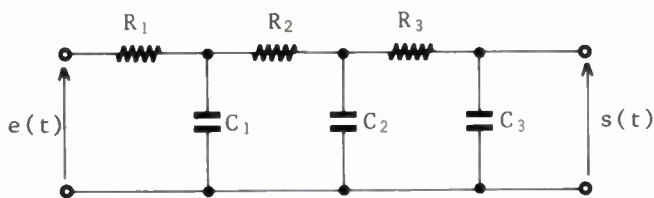


Fig. 5.

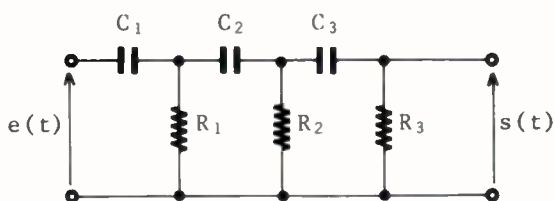


Fig. 6.

IV. INCONVÉNIENT DES OSCILLATEURS D'ORDRE ENTIER

L'inconvénient majeur des oscillateurs sinusoïdaux basse fréquence d'ordre entier, résulte de la forme même de leur fréquence d'oscillation.

En effet, les expressions données par les relations III-1, 5 et 6 font toutes intervenir le *produit* d'au moins deux fréquences de coupure. Il devient alors impossible d'accroître autant qu'on le désire, la *contribution* sur la fréquence d'oscillation de l'une quelconque de ces fréquences. Pour mettre ce résultat en évidence, il suffit d'exprimer la variation relative des différentes expressions de ω_0 .

La relation III-1 permet d'écrire :

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} + \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} \quad (\text{IV-1})$$

La relation III-5 conduit à :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = & \frac{1}{2} \frac{\omega_1(\omega_2 + \omega_3)}{\omega_1\omega_2 + \omega_2\omega_3 + \omega_3\omega_1} \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} \\ & + \frac{1}{2} \frac{\omega_2(\omega_1 + \omega_3)}{\omega_1\omega_2 + \omega_2\omega_3 + \omega_3\omega_1} \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} \\ & + \frac{1}{2} \frac{\omega_3(\omega_1 + \omega_2)}{\omega_1\omega_2 + \omega_2\omega_3 + \omega_3\omega_1} \frac{\Delta\omega_3}{\omega_3} \end{aligned} \quad (\text{IV-2})$$

Enfin, de la relation III-6, on tire :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = & \frac{1}{2} \frac{\omega_2 + \omega_3}{\omega_1 + \omega_2 + \omega_3} \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} \\ & + \frac{1}{2} \frac{\omega_1 + \omega_3}{\omega_1 + \omega_2 + \omega_3} \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} \\ & + \frac{1}{2} \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_1 + \omega_2 + \omega_3} \frac{\Delta\omega_3}{\omega_3} \end{aligned} \quad (\text{IV-3})$$

Supposons que l'on désire que la contribution de ω_1 sur la valeur de ω_0 , soit prédominante par rapport à celle des autres fréquences. Afin de se rendre compte de la manière dont peut varier cette contribution en fonction même de ω_1 , il faut exprimer les relations IV-1 à 3 en considérant successivement ω_1 très petit puis très grand devant les autres fréquences de coupure.

Le premier cas conduit à :

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} + \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2}, \quad (\text{IV-4})$$

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{1}{2} \frac{\omega_1(\omega_2 + \omega_3)}{\omega_2\omega_3} \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} + \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} + \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega_3}{\omega_3} \quad (\text{IV-5})$$

et

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} + \frac{1}{2} \frac{\omega_3}{\omega_2 + \omega_3} \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} + \frac{1}{2} \frac{\omega_2}{\omega_2 + \omega_3} \frac{\Delta\omega_3}{\omega_3} \quad (\text{IV-6})$$

Pour le second cas, les relations IV-1 à 3 deviennent respectivement, la relation IV-1 restant comme dans le premier cas inchangée (relation IV-4) :

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} + \frac{1}{2} \frac{\omega_2}{\omega_2 + \omega_3} \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} + \frac{1}{2} \frac{\omega_3}{\omega_2 + \omega_3} \frac{\Delta\omega_3}{\omega_3} \quad (\text{IV-7})$$

$$\text{et} \quad \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{1}{2} \frac{\omega_2 + \omega_3}{\omega_1} \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} + \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} + \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega_3}{\omega_3} \quad (\text{IV-8})$$

L'interprétation des relations IV-4 à 8 fait l'objet de la conclusion de ce paragraphe.

— La relation IV-4 montre que dans les oscillateurs à réseau sélectif, il n'est pas possible de favoriser la contribution de l'une ou l'autre des fréquences de coupure, la contribution de ω_1 étant la même que celle de ω_2 .

— Les relations IV-5 et 8 exprimant que la contribution de ω_1 est la plus faible, ne présentent aucun intérêt quant au but recherché.

— En ce qui concerne ce but, les relations IV-6 et 7 sont par contre intéressantes, car elles traduisent que la contribution de ω_1 est la plus importante.

Cependant, et c'est en cela que tient le défaut majeur des oscillateurs d'ordre entier, il n'est pas possible de minimiser à souhait la contribution des autres fréquences de coupure.

En effet, les deux derniers termes des relations considérées montrent que si le rapport entre les fréquences ω_2 et ω_3 peut faire varier les coefficients de leurs variations relatives, il n'en reste pas moins que ceux-ci varient en sens inverse, ce qui est évidemment préjudiciable à une bonne minimisation. D'ailleurs, pour des variations relatives de fréquence similaires ($\Delta\omega_2/\omega_2 \simeq \Delta\omega_3/\omega_3 \simeq \Delta\omega/\omega$), les expressions IV-6 et 7 peuvent s'écrire :

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} + \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega}{\omega}, \quad (\text{IV-9})$$

relation qui exprime que la contribution sur ω_0 des fréquences ω_2 et ω_3 ne tient absolument pas compte de leurs valeurs respectives, et que par conséquent il ne peut exister entre elles un rapport optimum qui minimise leur action sur ω_0 .

Ce dernier, situé entre les filtres du premier ordre fait, par son impédance d'entrée constante et par sa très faible impédance de sortie, office d'étage « tampon ». Il est réalisé à partir d'un réseau de 5 cellules du type RC, donc de 6 branches compte tenu de la résistance $(\alpha - 1)R$, ce nombre étant suffisant pour couvrir une plage de fréquences relativement importante. Si l'écart entre les fréquences de coupure des différentes cellules reste suffisamment faible (α voisin de 1), on montre, par des calculs longs et difficiles (2), que dans le domaine des fréquences que couvre l'ensemble des cellules, la réponse en fréquences admet comme expression approchée :

$$I(j\omega) = - \frac{A_3}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_3}\right)^{1/2}}, \tag{VI-1}$$

$$A_3 = (\alpha - 1) \frac{R}{R'} \tag{VI-2}$$

$$\omega_3 = \frac{\eta}{RC} \tag{VI-3}$$

est le gain statique

la fréquence de coupure à - 1,5 dB.

Dans le cas où α est supérieur à 3, le coefficient η s'exprime avec une assez bonne précision par la relation (2) :

$$\eta = \frac{2}{5\alpha}. \tag{VI-4}$$

Tenant compte des relations VI-1 à 4, la réponse en fréquences du circuit de réaction peut s'écrire sous la forme :

$$B(j\omega) = - \frac{B_0}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_1}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_2}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_3}\right)^{1/2}}, \tag{VI-5}$$

en posant :

$$B_0 = \frac{A_3}{2} = \frac{\alpha - 1}{2} \frac{R}{R'}, \tag{VI-6}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}, \tag{VI-7}$$

$$\omega_2 = \frac{2}{R' C_2}, \tag{VI-8}$$

et

$$\omega_3 = \frac{2}{5\alpha RC}. \tag{VI-9}$$

L'application du critère de Barkhausen à la relation VI-5, détermine l'équation que doit vérifier la fréquence d'oscillation :

$$\arctg \frac{\omega_0}{\omega_1} + \arctg \frac{\omega_0}{\omega_2} + \frac{1}{2} \arctg \frac{\omega_0}{\omega_3} = \pi. \tag{VI-10}$$

En considérant toujours le cas de la figure 8 où ω_1 impose pratiquement ω_0 ($\omega_1 \gg \omega_2$ et ω_3), les différents termes de la relation VI-10 se réduisent respectivement à :

$$\arctg \frac{\omega_0}{\omega_1} = \frac{\pi}{4} + \frac{1}{2} \frac{\omega_0 - \omega_1}{\omega_1},$$

$$\arctg \frac{\omega_0}{\omega_2} = \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_2}{\omega_0}$$

et

$$\arctg \frac{\omega_0}{\omega_3} = \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_3}{\omega_0},$$

et conduisent à une équation du second degré en ω_0 :

$$\omega_0^2 - \omega_1 \omega_0 - \omega_1 (2\omega_2 + \omega_3) = 0, \tag{VI-11}$$

de laquelle on tire, moyennant les approximations légitimes :

$$\omega_0 = \omega_1 + 2\omega_2 + \omega_3. \tag{VI-12}$$

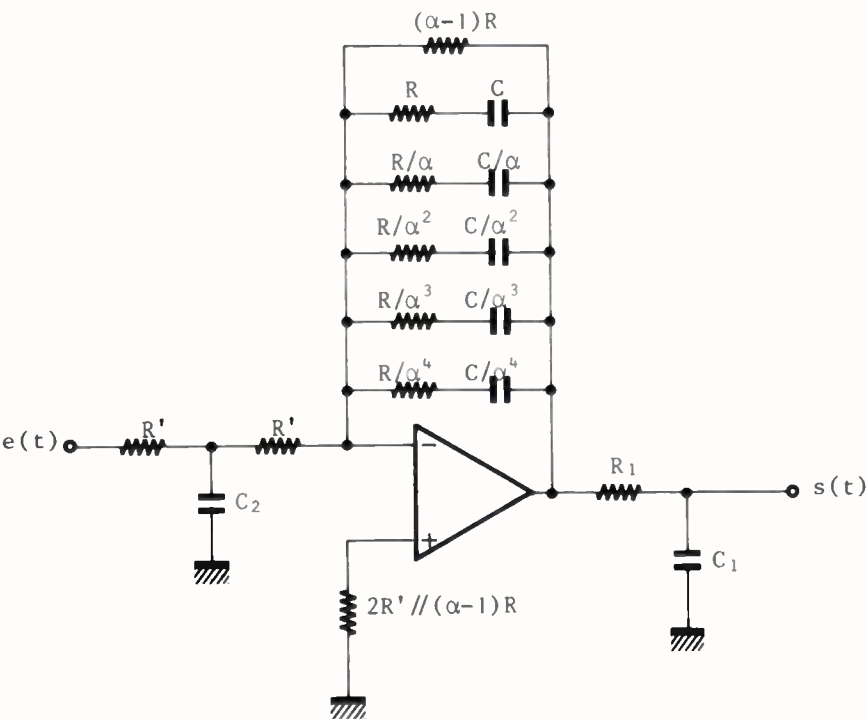


Fig. 9. - Circuit de réaction d'ordre 5/2.

Compte tenu de la condition entre les différentes fréquences transitionnelles, l'affaiblissement apporté à la fréquence ω_0 par le circuit de réaction se réduit à une expression de la forme :

$$B(j\omega_0) = \frac{B_0}{\sqrt{2}} \frac{\omega_2}{\omega_1} \left(\frac{\omega_3}{\omega_1} \right)^{1/2}, \quad (\text{VI-13})$$

soit, d'après VI-6 à 9 :

$$B(j\omega_0) = (\alpha - 1) \frac{RR_1C_1}{R'^2C_2} \left(\frac{R_1C_1}{5\alpha RC} \right)^{1/2}. \quad (\text{VI-14})$$

La relation VI-12 fait apparaître un résultat remarquable, en ce sens qu'elle traduit que l'expression de la fréquence d'oscillation ne fait plus intervenir comme pour les ordres entiers (relations III-1, 5 et 6), le *produit* des fréquences de coupure, mais leur *somme* à un facteur multiplicatif près. La variation relative de ω_0

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} + 2 \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} + \frac{\omega_3}{\omega_1} \frac{\Delta\omega_3}{\omega_3}, \quad (\text{VI-15})$$

explicite d'ailleurs l'importance de ce résultat, tant par son principe que par son intérêt pratique. En effet, contrairement aux expressions données par les relations IV-4 à 8, les coefficients des variations relatives des fréquences ω_2 et ω_3 sont fonctions de ω_1 , et qui plus est inversement proportionnels : il devient alors possible avec ce type d'oscillateur de minimiser à souhait la contribution de ces fréquences, en les choisissant aussi faibles que possible devant ω_1 .

De cette manière, le problème soulevé par les ordres entiers quant à la contribution d'une seule constante de temps sur la fréquence d'oscillation, se trouve avantageusement résolu par le choix de l'ordre 5/2.

VI.2. Amplificateur

Le fait que $B(j\omega_0)$ soit positif (relations VI-13 et 14), impose, compte tenu de la relation II-2, une amplification positive à l'amplificateur.

Du type non inverseur, celui-ci, dont le schéma de principe est représenté figure 10, constitue un système non linéaire en ce sens que son gain est une fonction de l'amplitude du signal de sortie. Il est réalisé à partir d'un amplificateur opérationnel et d'un transistor à effet de champ, utilisé en résistance variable entre drain et source, et commandé par la grille par

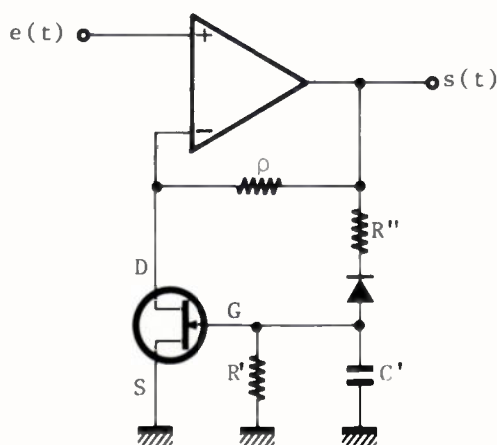


Fig. 10. — Amplificateur non linéaire.

une tension continue négative, proportionnelle à l'amplitude du signal de sortie.

En désignant par $r_0 = r_{DS_{min}}$ la résistance drain-source minimale du F.E.T. correspondant à $V_{GS} = 0$, et par $V_p = V_{GS_{off}}$ sa tension de pincement, l'amplification A (fig. 11) s'exprime en fonction de l'amplitude s_m de $s(t)$ par les relations :

$$A = 1 \quad \text{pour} \quad s_m > V_p/\gamma \quad (\text{VI-16})$$

et

$$A = 1 + \frac{\rho}{r_0} \left(1 - \frac{\gamma}{V_p} s_m \right) \quad \text{pour} \quad s_m < V_p/\gamma, \quad (\text{VI-17})$$

avec

$$\gamma = - \frac{1}{\pi \left(\frac{R''}{R'} + \frac{1}{2} \right)}. \quad (\text{VI-18})$$

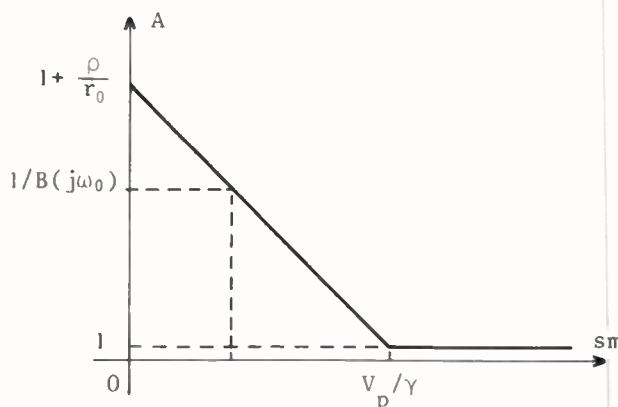


Fig. 11.

VI.3. Réalisation pratique et performances

La figure 12 représente le schéma de réalisation d'un oscillateur d'ordre 5/2, dont la fréquence d'oscillation est fixée approximativement à un peu plus de 1 KHz par l'intermédiaire de la résistance ajustable de 22 K Ω et du condensateur de 10 nF.

La valeur attribuée à α doit être compatible avec les valeurs normalisées des résistances et des capacités, ce qui impose, tenant compte de la relation que vérifie le rapport de deux valeurs normalisées consécutives d'une même classe de précision :

$$\alpha^k = 10, \quad \text{avec } k \text{ entier positif.}$$

Si on veut que α soit supérieur à 3 afin que la relation VI-4, soit vérifiée, il faut donc que sa valeur satisfasse à la relation :

$$\alpha^2 = 10,$$

d'où l'on tire :

$$\alpha \simeq 3,16.$$

Les valeurs normalisées correspondantes sont alors :

$$2,7; \quad 8,2; \quad 27 \quad \text{etc...}$$

Les différentes fréquences de coupure ont respectivement pour valeurs :

$$\begin{aligned} f_1 &= 1\,061 \text{ Hz} & \text{pour} & R_1 = 15 \text{ K}\Omega, \\ f_2 &= 56,8 \text{ Hz} & \text{et} & f_3 = 7,4 \text{ Hz.} \end{aligned}$$

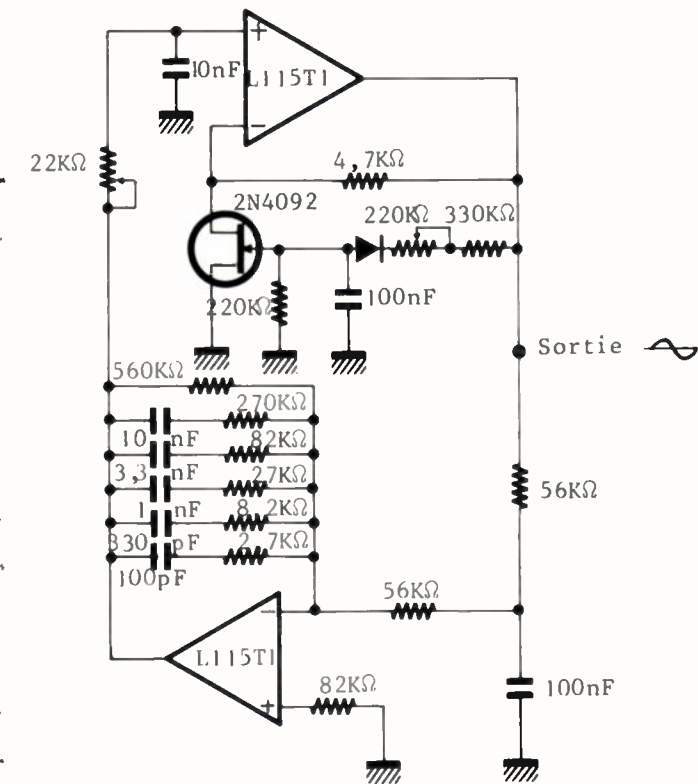


Fig. 12. — Oscillateur sinusoïdal d'ordre 5/2.

Portées dans VI-12, elles conduisent à :

$f_0 = 1\,182\text{ Hz.}$

L'écart entre les fréquences f_0 et f_1 a été choisi suffisamment important, de manière à faciliter la mesure de l'écart relatif de la fréquence d'oscillation dû aux variations respectives de f_1, f_2 et f_3 . Malgré cela, il n'en reste pas moins que si chacune de ces fréquences varie de 10 %, la première fait également varier f_0 de 10 %, la seconde, seulement de 1 %, et enfin la troisième, uniquement de 0,07 %.

VII. CONSIDÉRATION D'UN OSCILLATEUR D'ORDRE 7/2

Le circuit de réaction d'un oscillateur d'ordre 7/2, résulte simplement de l'adjonction d'un filtre passe-bas d'ordre 1 supplémentaire au circuit de réaction d'ordre 5/2 représenté figure 9. Situé entre la cellule R_1C_1 et l'entrée de l'amplificateur, ce filtre peut être constitué par une cellule R_4C_4 .

Si la capacité C_4 est choisie de manière à satisfaire à la relation $C_1/C_4 \gg 1$, la réponse en fréquences du nouveau circuit de réaction se réduit au produit de celle du circuit de réaction d'ordre 5/2 par celle de la cellule R_4C_4 , soit par conséquent :

$$B(j\omega) = - \frac{B_0}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_1}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_2}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_3}\right)^{1/2} \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_4}\right)},$$

(VII-1)

où ω_4 désigne la fréquence de coupure de la cellule supplémentaire ($\omega_4 = 1/R_4C_4$).

Dans la mesure où les différentes fréquences de coupure

vérifient la double inéquation :

$\omega_4 \gg \omega_1 \gg \omega_3 \quad \text{et} \quad \omega_2,$

des calculs du même type que ceux développés pour l'ordre 5/2, conduisent aux expressions de la fréquence d'oscillation et de l'affaiblissement apporté à cette fréquence par le circuit de réaction :

$$\omega_0 = \omega_1 + 2\omega_2 + \omega_3 - 2 \frac{\omega_1^2}{\omega_4}, \quad \text{(VII-2)}$$

soit
$$\omega_{0_{7/2}} = \omega_{0_{5/2}} - 2 \frac{\omega_1^2}{\omega_4} \quad \text{(VII-3)}$$

et
$$B(j\omega_0) = \frac{B_0}{\sqrt{2}} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right) \left(\frac{\omega_3}{\omega_1}\right)^{1/2} \quad \text{(VII-4)}$$

La variation relative de ω_0 s'exprime par la relation :

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \left(1 - 4 \frac{\omega_1}{\omega_4}\right) \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} + 2 \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} + \frac{\omega_3}{\omega_1} \frac{\Delta\omega_3}{\omega_3} + 2 \frac{\omega_1}{\omega_4} \frac{\Delta\omega_4}{\omega_4}. \quad \text{(VII-5)}$$

Celle-ci traduit le peu d'intérêt que peut susciter un oscillateur d'ordre 7/2, ou tout au moins par rapport à son homologue d'ordre 5/2. En effet, si l'on compare les relations VI-15 et VII-5 obtenues respectivement avec les ordres 5/2 et 7/2, on constate que l'ordre 7/2 diminue la contribution sur ω_0 de la fréquence ω_1 et augmente celle des autres fréquences de coupure, ce qui va à l'encontre du but recherché.

VIII. CONCLUSION

Les expressions des fréquences d'oscillation des oscillateurs à réaction sinusoïdaux basse fréquence d'ordre entier, font toutes intervenir le produit d'au moins deux fréquences transitionnelles ; cela se traduit par l'impossibilité d'accroître ou de minimiser à souhait, la contribution de l'une quelconque de ces fréquences sur celle de l'oscillation. Celle-ci ne peut alors en aucun cas résulter d'une seule constante de temps, et de ce fait être imposée par une seule résistance et un seul condensateur, ce qui constitue le facteur préjudiciable de ces oscillateurs quant à leur utilisation dans la pratique et plus particulièrement en métrologie.

Une solution originale permettant de remédier avantageusement à cet inconvénient tient à la considération d'un oscillateur d'ordre 5/2. Celui-ci est obtenu à partir d'un filtre du demi-ordre à -3 dB/octave très peu courant, dont nous avons exprimé ses caractéristiques essentielles, à savoir son gain statique et sa fréquence de coupure à $-1,5\text{ dB}$, afin que sa mise en œuvre ne constitue pas une source d'obstacles au praticien.

Bien qu'il soit comme les oscillateurs du troisième ordre fondamentaux et non fondamentaux, caractérisé par trois fréquences transitionnelles ω_1, ω_2 et ω_3 , l'expression de sa fréquence d'oscillation ω_0 ne fait pas apparaître leur produit, mais leur somme : ceci permet alors de réduire à volonté la contribution sur la fréquence d'oscillation des fréquences ω_2 et ω_3 par exemple.

Pour des variations relatives similaires de ces fréquences

($\Delta\omega_2/\omega_2 \simeq \Delta\omega_3/\omega_3$), l'écart relatif de la fréquence d'oscillation montre que la contribution de chacune de ces fréquences est la même lorsqu'elles sont dans un rapport deux ($\omega_3/\omega_2 = 2$). Par exemple, pour

$$\omega_2 = \omega_1/40 \quad \text{et} \quad \omega_3 = \omega_1/20,$$

si les fréquences ω_1 , ω_2 et ω_3 varient respectivement de 1 %, la première fait varier ω_0 de 1 %, alors que chacune des deux autres, uniquement de 0,05 % : il devient alors inutile d'imposer les fréquences ω_2 et ω_3 au moyen de composants étalons.

En outre, ce type d'oscillateur doit une excellente acuité d'accord aux variations importantes de la phase et du gain, que présente sa réponse en fréquences en boucle ouverte au voisinage de sa fréquence d'oscillation.

Si un oscillateur d'ordre 7/2 peut présenter des avantages très spécifiques sur les oscillateurs d'ordre entier, il n'en reste pas moins qu'il suscite moins d'intérêt que son homologue d'ordre 5/2. En effet, il diminue la contribution sur la fréquence d'oscillation de l'une des fréquences transitionnelles alors qu'il augmente celle des autres, ce qui est évidemment contraire au but recherché en matière d'oscillateurs à grande stabilité fréquentielle.

A. OUSTALOUP.

Maître-ès-sciences, Docteur ingénieur.
Chercheur du Laboratoire de Spectroscopie Moléculaire.



Université de Bordeaux I 351, cours
de la Libération F 33405 Talence
Cedex (tél. : 80.69.50 postes 210-383).

Bibliographie

- [1] OUSTALOUP A. — Étude comparative de systèmes asservis d'ordre 1/2, 1, 3/2 et 2, *Onde Électrique*, 1979, 59, 41-47.
- [2] OUSTALOUP A. — Étude et réalisation d'un système d'asservissement de la fréquence d'un laser, *Thèse*, Bordeaux I, 1975.
- [3] OUSTALOUP A. — Étude de la fonction régulation d'un système asservi au moyen d'un nouvel abaque, *Onde Électrique* 1978, 58, 543-546.
- [4] GILLE J. CH., DECAULNE P., PELEGRIN M. — Théorie et calcul des asservissements linéaires, 5^e édition, *Dunod*, Édité. Paris, 1971.
- [5] BARGER R. L., SOREM M. S., HALL J. L. — *Appl. Phys. Lett.*, 1973, 22, 573.
- [6] DIENES A., IPPEN E. P., SHANK C. V. — *IEEE, J. Quant. Elect.*, 1972, QE8, 384.
- [7] CARFORT F. de, FOULARD C. — Asservissements linéaires continus 2^e édition, *Dunod*, Édité. Paris 1971.

Simulation d'une commande automatique de gain de type homomorphique

RÉSUMÉ

Certains fréquencesmètres analogiques comprennent un étage de mise en forme du type écrêteur.

Cet étage est sensible à une modulation d'amplitude du signal de l'ordre de 10 % à 20 %. Par nature non linéaire, cet étage transforme tout bruit d'amplitude en un bruit de phase qui, démodulé en fréquence, est dérivé et provoque une remontée spectrale du bruit.

On a fourni une solution numérique à ce problème qui consiste en un traitement homomorphique du signal d'entrée.

On a simulé de façon originale sur ordinateur, le fonctionnement du fréquencesmètre avec tous les bruits qu'il comporte. On a ainsi pu juger de l'efficacité de la compensation proposée.

Enfin, on propose un schéma de fréquencesmètre numérique basé sur une Commande Automatique de Gain (C.A.G.) homomorphique.

SUMMARY

Simulation of an homomorphic automatic gain control.

Some analog frequencymeters feature a clipping-type forming stage.

This stage is sensitive to signal amplitude modulation of about 10 % to 20 %. Since non-linear, this stage transforms any amplitude noise into a phase noise which, after frequency demodulation, is derived and causes the noise spectrum to raise.

A digital solution has been applied to this problem ; it consists of an homomorphic processing of the input signal.

The operation of the frequencymeter — with its inherent noises — has been simulated on a computer to determine the efficiency of the proposed compensating system. Then, a circuit diagram of a digital frequencymeter based on an homomorphic automatic gain control is proposed.

1. INTRODUCTION

Les fréquencesmètres fonctionnant par détection du passage à zéro du front montant du signal présentent des limitations lorsque le signal à traiter est fortement modulé en amplitude. Ces limitations sont dues principalement à :

- a) une erreur de mesure lors du passage à zéro,
- b) une hystérésis de cette mesure,
- c) une accumulation des charges possibles d'une alternance à l'autre.

Pour pallier ces effets et augmenter la précision du fréquencesmètre, on peut être amené à utiliser une Commande Automatique de Gain (C.A.G.).

La compensation proposée permet en outre de concevoir un fréquencesmètre instantané entièrement numérique qui améliore le rapport signal à bruit par rapport aux fréquencesmètres traditionnels.

Le système obtenu est simple à concevoir. Bien que le problème soit non linéaire, la solution sous-optimale proposée fournit des résultats probants en simulation.

1.1. Position du problème.

1.1.1. SIGNAL PORTEUR.

MODULATIONS DE FRÉQUENCE ET D'AMPLITUDE.

Étant donné un signal périodique :

$$s(t) = A(t) \sin \theta(t) \quad (1.1)$$

La fonction du fréquencesmètre est de déterminer à chaque instant, la pulsation $\omega(t)$ de ce signal.

Cette pulsation est par définition :

$$\omega(t) = \frac{d\theta}{dt}$$

(1) Ingénieur IMAG.

Les signaux que nous allons traiter appartiennent à la classe des signaux modulés en amplitude et en fréquence. Seule la fréquence contient l'information utile.

$s(t)$ peut s'écrire de façon développée :

$$s(t) = A(t) \sin \left\{ \omega_0 t + \int_0^t x(\tau) d\tau + b(t) \right\} \quad (1.2)$$

avec :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad \text{fréquence porteuse}$$

$x(\tau)$: signal basse fréquence par rapport à f_0 , contenant l'information utile,

$A(t)$: amplitude modulée à fréquence plus basse que f_0 ,

$b(t)$: bruit cardinal, bande de fréquence plus basse que f_0 .

De façon plus explicite, cette équation signifie que l'on est en présence d'un signal porteur de type sinusoïdal :

$$\sin \left\{ \omega_0 t + \int_0^t x(\tau) d\tau + b(t) \right\}$$

$\int_0^t x(\tau) d\tau$ est une certaine fonction modulant la pulsation ω_0 .

La grandeur que l'on cherche à atteindre est $x(t)$.

$b(t)$ représente le bruit physique existant sur la phase du signal.

Quant à $A(t)$, il représente la modulation d'amplitude dont est affecté ce signal pseudo-sinusoïdal.

$A(t)$ peut s'écrire sous la forme $A(t) = A_0(1 + B(t))$ avec A_0 constante et on fera l'hypothèse $|B(t)| \leq 0.2$. Lorsque $\max \{B(t)\} = 0$, on parlera d'un taux de modulation de 20 %. $A(t)$ ne modifie donc pas l'instant des passages à zéro du signal, mais uniquement son amplitude.

Finalement le signal $s(t)$ a la forme approximative suivante :

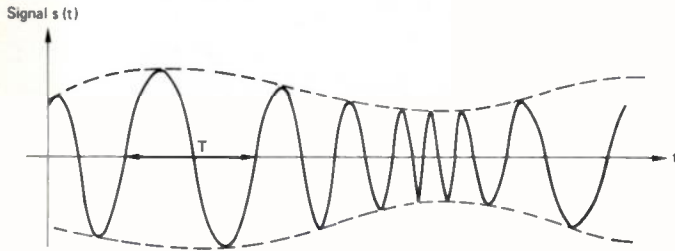


Fig. 1. — T est la période instantanée à mesurer.

1.1.2. PRINCIPE DE FRÉQUENCEMÈTRE UTILISÉ.

Avec l'expression (1.2) du signal, le fréquencesmètre doit mesurer :

$$T = \frac{2\pi}{\omega(t)}$$

où :

$$\omega(t) = \omega_0 + \frac{d}{dt} \int_0^t x(\tau) + \frac{d}{dt} b(t)$$

$$\omega(t) = \omega_0 + x(t) + b'(t)$$

Il s'agit bien de la pulsation instantanée $\omega(t)$ — ou de la période instantanée T — du signal. On parlera donc de fréquencesmètre instantané. En fait, seul $x(t)$ contiendra l'information utile.

Pour mesurer la pseudo période T , le fréquencesmètre utilisé détecte les fronts de passages à zéro du signal (fronts de montée). Un tel appareil devrait donc rester insensible à des variations de l'amplitude $A(t)$. En effet $A(t)$ ne modifie pas l'instant des passages à zéro.

Or, l'analyse de la densité spectrale de la sortie (fréquence)

pour une entrée sinusoïdale non modulée en fréquence mais modulée en amplitude, montre une remontée spectrale du type bruit de phase en p^α et voisin de 1.

Cet effet peut provenir de deux phénomènes :

a) un bruit additif sur le signal d'entrée : Soit v ce bruit, δ_v son écart type

$$s(t) = A(t) \sin \theta(t) + v(t)$$

D. Batchelor a montré dans [9] que si $\frac{\delta_v}{A} \ll 1$, $v(t)$ peut rentrer sous le sinus soit :

$$s(t) = A(t) \cdot \sin \{ \theta(t) + b(t) \}$$

avec :

$$\delta_b \simeq \frac{\delta_v}{E(A)}$$

δ_b étant l'écart-type de b et $E(A)$ la valeur moyenne de $A(t)$.

Nous ne nous étendrons pas plus sur $b(t)$, car la méthode que nous allons proposer n'a pas trait à la réduction de ce type de bruit.

b) L'autre phénomène, typiquement non linéaire, est dû aux défauts propres à l'étage de mise en forme du fréquencesmètre (effets de seuil, retard au déblocage de transistors lors de la désaturation, etc...).

Ce bruit a été modélisé par la quantité $K \cdot A^2(t)$ ajoutée, directement à la mesure de la pseudo-période du signal. K est une constante choisie de telle façon que l'effet soit conforme à celui du montage électronique. Ces effets seraient éliminés si l'amplitude du signal pouvait être rendue constante à l'entrée du fréquencesmètre. C'est le but de la C.A.G.

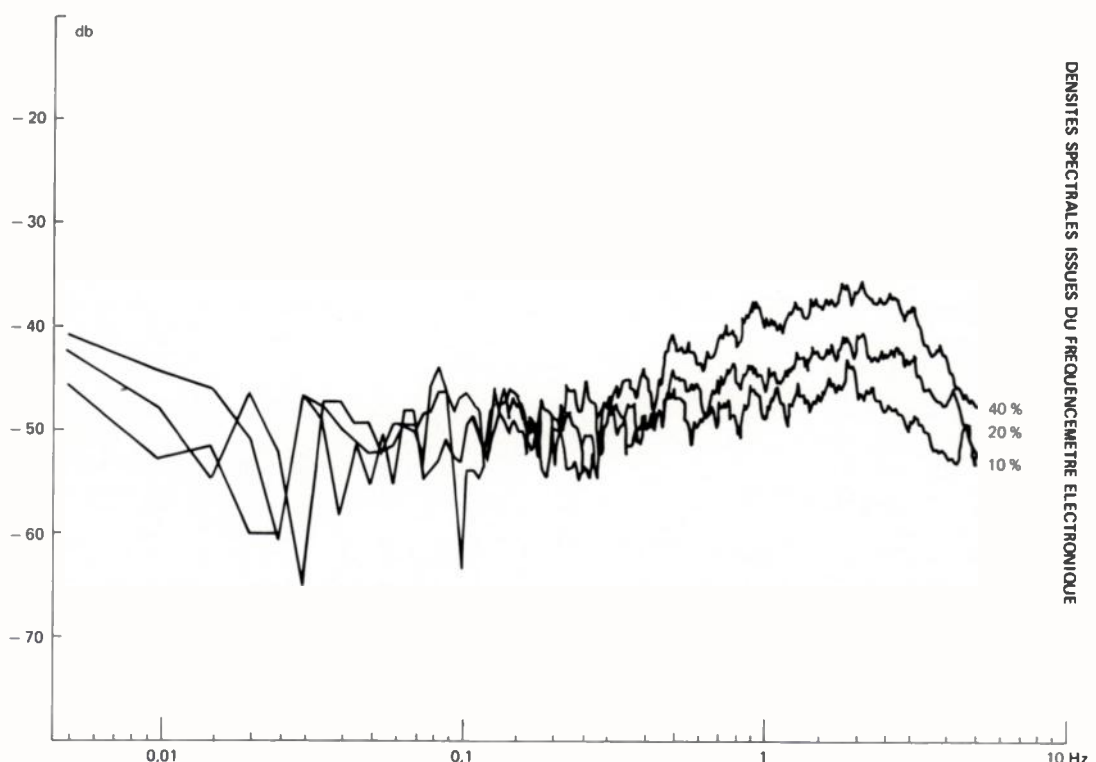


PLANCHE I. — Densités spectrales issues du fréquencesmètre électronique.

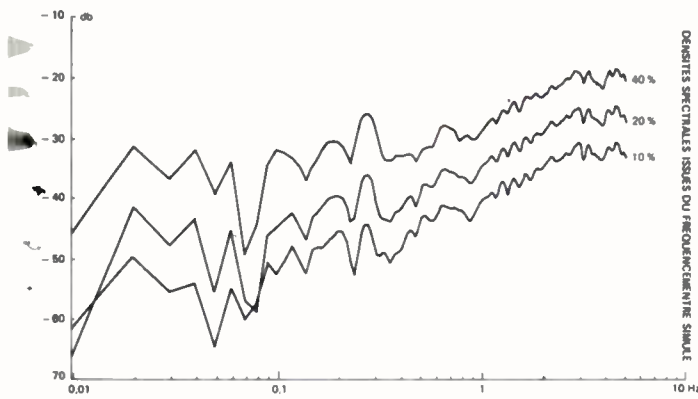


PLANCHE 2. — Densités spectrales issues du fréquencemètre simplifié.

2. C.A.G. : COMPENSATION AUTOMATIQUE DE GAIN

2.1. Principe de la C.A.G.

On aura supprimé l'effet perturbateur dû à la modulation d'amplitude du signal d'entrée dans le fréquencemètre, si on sait rendre constante l'amplitude de ce signal.

Cette opération est appelée Commande Automatique de Gain, en abrégé : C.A.G.

En fait, nous recherchons une fréquence instantanée. L'opération C.A.G. doit donc être faite avec précaution. En particulier tout retard qui serait apporté entre l'instant où l'amplitude (gain) est identifiée et l'instant où elle sert à la compensation, serait extrêmement néfaste et annulerait l'effet du C.A.G. C'est en cela que réside la difficulté du problème.

2.2. Rappel sur les transformations homomorphiques.

Soient deux grandeurs x_1 et x_2 quelconques appartenant à un espace $\mathcal{E}$ et une fonction f de $\mathcal{E}$ vers un autre espace $\mathcal{F}$.

Dans $\mathcal{E}$ on a défini une opération $\times$ et dans $\mathcal{F}$ une opération $+$.

On pose y_1 et y_2 tels que :

$$\begin{aligned} y_1 &= f(x_1) & y_1 \text{ et } y_2 \text{ appartenant à } \mathcal{F} \\ y_2 &= f(x_2) \end{aligned}$$

Il y a homomorphie entre $\mathcal{E}$ et $\mathcal{F}$ pour les opérations $\times$ et $+$; si l'on a toujours la relation suivante :

$$y_1 + y_2 = f(x_1 \times x_2) \text{ quels que soient } x_1 \text{ et } x_2.$$

Exemple : la fonction logarithme définit une homomorphie entre le corps des réels et lui-même pour l'opération multiplication et addition des nombres réels.

En effet : $\log(a \times b) = \log(a) + \log(b)$.

2.3. Application au C.A.G. envisagé.

Rappelons la forme générale du signal :

$$s(t) = A(t) \cdot \sin \int_0^t f(t) dt = A(t) \cdot F(t) \quad (2.1.)$$

où :

$F(t)$ est une fonction de fréquence essentiellement élevée (la porteuse),

et :

$A(t)$ l'amplitude basse fréquence du signal. $A(t)$ est positif ou nul.

Si l'on arrive à identifier $A(t)$, on sait réaliser une compensation.

— Pour parvenir à cette identification on linéarise au préalable l'équation (3.1.). Dans notre cas on peut utiliser la fonction log citée en exemple précédemment.

$$\log |s(t)| = \log A(t) + \log |F(t)|$$

L'équation ainsi linéarisée est susceptible d'être traitée par un filtre linéaire.

a) *Méthode indirecte.* — On utilisera un filtre passe-bas pour ne conserver que $A(t)$ [4, 5, 6].

Enfin, la fonction exponentielle nous permet de restituer $A(t)$ dans sa grandeur initiale et d'effectuer la compensation.

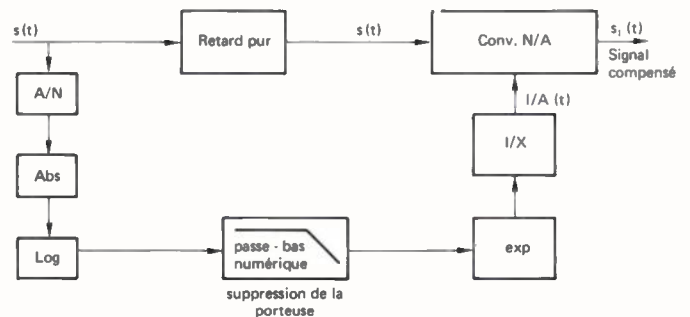


Fig. 2.

Le retard inséré dans la branche directe, a pour effet de tenir compte du retard apporté par le filtre passe-bas (tout filtre passe-bas physiquement réalisable, déphase).

b) *Méthode directe.* — On utilise un filtre passe-haut et l'on identifie directement $\log |F(t)|$. Cette méthode est plus simple car elle s'affranchit du retard pur à apporter sur le signal et de la compensation de $A(t)$.

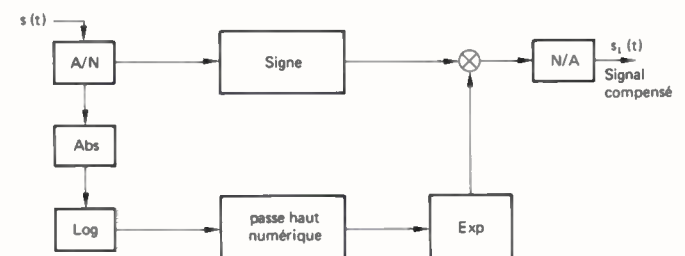


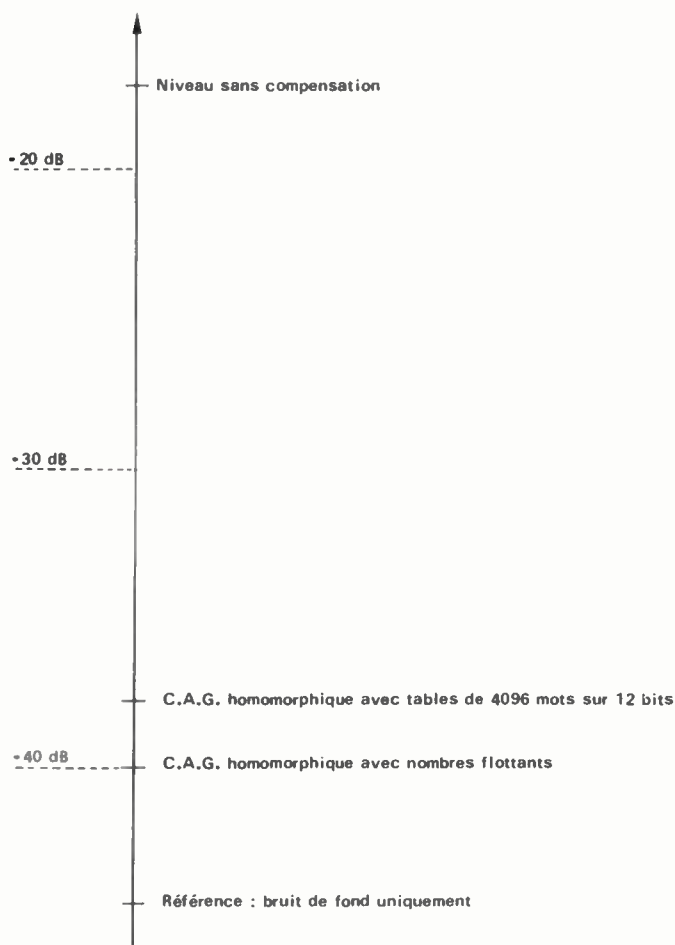
Fig. 3.

2.4. Résultats.

Seule la méthode indirecte (a) a été testée.

— On a mis à l'entrée du fréquencemètre un signal non modulé en fréquence mais modulé en amplitude.

On constate la conformité entre montage électronique



PANCHE 3. — Niveaux de bruit (écart-types) en sortie du fréquencesmètre simulé. Comparaison des performances obtenues par le C.A.G. pour une modulation d'amplitude en bruit pseudo-blanc de taux 20 %.

(planche 1) et fréquencesmètre simulé sur ordinateur (planche 2). Les deux présentent la même remontée spectrale sans bruits de sortie.

— Pour la simulation de la C.A.G. numérique on a fixé une période d'échantillonnage égale au vingtième de la période de la porteuse $1/f_0$. On a utilisé un filtre d'ordre 2, les résultats numériques sont figurés sur les planches 3 et 4. L'abaissement du bruit est supérieur à 20 dB. L'extraction d'un signal modulé en fréquence est parfaite.

Si la fréquence maximale de la modulation d'amplitude est plus proche de la fréquence porteuse f_0 , il sera nécessaire d'employer un filtre à pente plus raide.

3. SIMULATION D'UN FRÉQUENCESMÈTRE SUR ORDINATEUR

Pour simuler le fonctionnement du C.A.G. il était nécessaire de faire un échantillonnage de l'espace temps à la cadence de bon fonctionnement du filtre numérique, contenu dans ce C.A.G. Soit environ $1/20^e$ de la période du signal porteur. Le temps nécessaire à une simulation (obtention de 1 024 points pour réaliser une densité spectrale) était donc assez long.

En fait une grande partie de l'étude consistait à simuler le fréquencesmètre en l'absence de C.A.G. pour vérifier la conformité du modèle avec le montage électronique. Étant donné le nombre de simulations qui ont été faites, il n'était pas question d'échantillonner l'échelle des temps cela aurait

SORTIES TEMPORELLES ISSUES DU FRÉQUENCESMÈTRE SIMULÉ

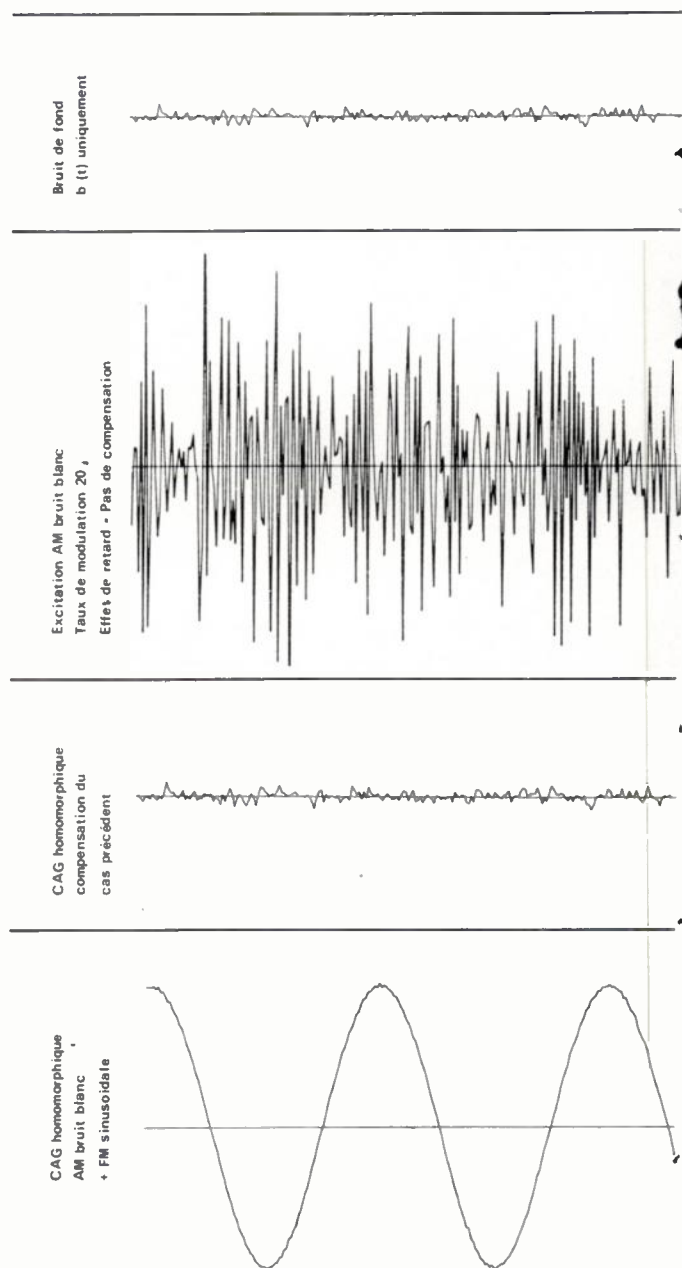


PLANCHE 4. Sorties temporelles issues du fréquencesmètre simulé.

conduit à un nombre très important de calculs de $s(t)$, pour trouver le point t_i , limitée par le pas d'échantillonnage.

En fait, nous avons pu montrer que t_i était solution d'une équation itérative du type point fixe [7, 8]. Il ne fallait donc que 2 ou 3 itérations de cette équation pour obtenir t_i avec une grande précision. Le principe étant original, il nous a paru intéressant de le mentionner.

Démonstration de convergence du procédé.

Prenons comme formule générale :

$$s(t) = A(1 + K_1 f_1(t)) \sin \{ \omega_0 t + K_2 f_2(t) + C(t) \} \quad (3.1.)$$

avec

$$|K_1| \cdot \|f_1\| \ll 1 \quad \text{et} \quad |K_2| \cdot \|f_2\| \ll 2\pi$$

Le symbole $\| \cdot \|$ étant celui de la norme uniforme : $\|f\| = \max |f(t)|$.

La pseudo-période de ce signal sera notée :

$$T \text{ est voisin de } \frac{2\pi}{\omega_0} = \frac{1}{f_0}.$$

$C(t)$ désigne le bruit additif. Ce bruit a été supposé de basse fréquence par rapport à f_0 . On fera donc l'approximation que $C(t)$ reste constant durant la pseudo-période T .

$s(t)$ a la forme approximative suivante :

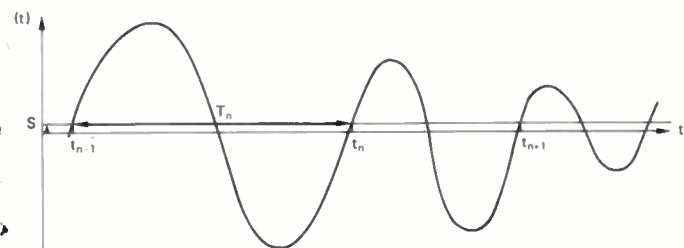


Fig. 4. — S est le seul de détection en montée du signal.

t_n est tel que :

$$S = A \cdot (1 + K_1 f_1(t_n)) \cdot \sin \{ \omega_0 t_n + K_2 f_2(t_n) + C(t_n) \}, \quad \forall n \quad (3.2)$$

Supposons t_{n-1} connu, $t_n = t_{n-1} + T_n$ est solution de l'équation (3.2) donc :

$$S = A \cdot (1 + K_1 f_1(t_{n-1} + T_n)) \cdot \sin \{ \omega_0(t_{n-1} + T_n) + K_2 f_2(t_{n-1} + T_n) + C_n \} \quad (4.3)$$

Sachant que le facteur dominant du deuxième terme de cette équation est $\omega_0(t_{n-1} + T_n)$ on est tenté de mettre (3.3) sous la forme suivante qui suggère immédiatement les itérations à faire pour trouver T_n :

$$T_n = \frac{1}{\omega_0} \left[\text{Arc sin } \frac{S}{A(1 + K_1 f_1(t_{n-1} + T_n))} - \omega_0 t_{n-1} - K_2 f_2(t_{n-1} + T_n) - C_n \right] \quad (3.4)$$

On fera donc les itérations suivantes :

$$T_n^{i+1} = \frac{1}{\omega_0} \left[\text{Arc sin } \frac{S}{A(1 + K_1 f_1(t_{n-1} + T_n^i))} - \omega_0 t_{n-1} - K_2 f_2(t_{n-1} + T_n^i) - C_n \right] \quad (3.5)$$

Initialisées avec : $T_n^0 = T_{n-1}$ car on sait que T_n est voisin de T_{n-1} .

Pour qu'il y ait convergence vers T_n montrons qu'il s'agit bien d'une contraction :

$$|T_n^{i+1} - T_n^{j+1}| \leq \frac{\pi}{2} \cdot \frac{S}{A} \cdot \frac{|K_1|}{\omega_0} \cdot (|f_1(t_{n-1} + T_n^i) - f_1(t_{n-1} + T_n^j)| + |f_2(t_{n-1} + T_n^i) - f_2(t_{n-1} + T_n^j)|)$$

Ceci obtenu en utilisant le fait que : $|K_1| \cdot \|f_1\| \ll 1$.

Si les fonctions f_1 et f_2 sont lipschitziennes (*) (ce qui est le

(*) On rappelle qu'une fonction f est lipschitzienne d'ordre k , avec $k < 1$, si :

$$|f(x_1) - f(x_2)| \leq k \cdot |x_1 - x_2|$$

quels que soient x_1 et x_2 possibles.

cas des fonctions sinus) on obtient finalement :

$$|T_n^{i+1} - T_n^{j+1}| \leq \varepsilon |T_n^i - T_n^j|$$

avec $\varepsilon < 1$.

Il y a donc contraction, et l'itération donnée par (3.5) est du type point fixe.

4. RÉALISATION D'UN FRÉQUENCÈMÈTRE NUMÉRIQUE INSTANTANÉ

4.1. But.

La C.A.G. nécessite la mise en œuvre de moyens numériques. Son intérêt primordial est d'ouvrir la voie à un fréquencesmètre instantané entièrement numérique.

Si le bruit $b(t)$ n'est plus seulement un bruit basse fréquence par rapport à f_0 , mais possède également des composantes de fréquences voisines de f_0 , il devient intéressant de continuer à travailler à des fréquences supérieures à f_0 — comme le fait le C.A.G. — C'est le but du fréquencesmètre numérique.

4.2. Description du fréquencesmètre.

Reprenons l'équation du signal mesuré $s(t)$

$$s(t) = A(t) \sin \left\{ \omega_0 t + \int_0^t x(\tau) d\tau + b(t) \right\}$$

avec :

$A(t)$: modulation d'amplitude de basse fréquence par rapport à f_0 ,

ω_0 : pulsation porteuse,

x : signal à estimer (fréquence),

b : bruit pseudo-blanc.

Pour réaliser le fréquencesmètre numérique on procèdera en 2 étapes.

1^{re} étape : élimination de $A(t)$.

Cette étape n'est autre que celle du C.A.G. homomorphique qui a été exposée précédemment.

On récupère alors le signal $s_1(t)$:

$$s_1(t_i) = \sin \left\{ \omega_0 t_i + \int_0^{t_i} x(\tau) d\tau + b \right\}$$

2^e étape : estimer $x(t)$ à partir de $s_1(t)$, 10.

On calcule

$$\theta(t_i) = \text{Arc sin } s_1(t_i), \quad \text{si } s'_1(t_i) \geq 0 \\ \theta(t_i) = \pi - \text{Arc sin } s_1(t_i), \quad \text{si } s'_1(t_i) < 0 \quad (4.1)$$

$s'_1(t_2)$ étant la dérivée de s_1 au point t_i .

— On peut choisir comme période d'échantillonnage T , un vingtième de la période de la porteuse $1/f_0$.

$s'_1(t)$ sera estimé par

$$s'_1(t_i) = \frac{s_1(t_i) - s_1(t_i - T)}{T}$$

La division par T étant même superflue.

On obtient alors :

$$\theta(t_i) = \omega_0 t_i + \int_0^{t_i} x(\tau) d\tau + b(t_i)$$

Un filtre peut réduire l'influence de b .

Afin d'obtenir x on approxime numériquement la dérivée de $\theta(t)$ soit :

$$\hat{\theta}'(t_i) = \frac{\theta(t_i) - \theta(t_i - T)}{T} \quad (4.2)$$

Cette opération est licite vis-à-vis du bruit b car b est de basse fréquence devant $\frac{1}{T}$.

Néanmoins θ étant un angle défini à 2π près ; la dérivation ne se passera convenablement que si l'on a pris la précaution suivante :

$$\begin{aligned} \text{si } \theta(t_2) - \theta(t_1) &\geq \pi, \text{ faire } \theta(t_1) = \theta(t_1) + 2\pi \\ \text{si } \theta(t_1) - \theta(t_2) &> \pi, \text{ faire } \theta(t_1) = \theta(t_1) - 2\pi \end{aligned}$$

Puis on dérive selon (4.2).

$\hat{\theta}'(t_i)$ est en fait l'estimé de :

$$\theta'(t_i) = \omega_0 + x(t_i) + b'_f(t_i)$$

donc :

$$x(t_i) = \theta(t_i) - b'_f(t_i)$$

b'_f étant la dérivée de b filtrée d'où la fréquence $x(t_i)$ cherchée obtenue par filtrage de ω_0 et $b'_f(t_i)$.

Cette réalisation présente l'avantage par rapport au fréquencemètre analogique, de permettre de filtrer des bruits qui se trouvent dans la même bande que la porteuse et donc d'améliorer le rapport signal à bruit.

5. CONCLUSION

Dans un fréquencemètre de type instantané, recevant un signal modulé en fréquence et affecté d'une modulation d'amplitude, il est extrêmement imprudent de réaliser une compensation trop simple, de type détecteur de maximum par exemple. Une telle compensation apporte toujours un retard entre l'instant où la détection d'amplitude est faite et l'instant où elle est appliquée à la compensation. En effet un retard d'une demi période de la porteuse, crée déjà une erreur dans la mesure de la fréquence instantanée.

Il est donc nécessaire d'utiliser une méthode qui tienne compte de ce fait. On a montré par simulation, qu'un traitement de type homomorphique du signal d'entrée fournit une réponse originale à ce problème. Il s'agit en l'occurrence d'un apport nouveau dans les techniques de démodulation non linéaire.

La simulation du fréquencemètre sur ordinateur a été menée en se servant d'un outil de l'analyse numérique : le théorème du point fixe. Le lecteur pourra être sensibilisé par la puissance de résolution d'une telle méthode dont le principe est somme toute très simple.

Enfin on a montré comment réaliser un fréquencemètre instantané entièrement numérique, en prenant comme point de départ la compensation numérique de l'amplitude.

Aucun appareil n'a été réalisé à ce jour. Néanmoins les performances des fréquencemètres actuels se révélant insuffisantes, la mise en œuvre de tels dispositifs pourra se révéler nécessaire.

M. BERNHEIM

Service Études Générales.



Crouzet, Division Aérospatial et Systèmes, Rue Jules Védérines, B.P. 1014 26010 Valence Cedex (tél. 16/75.42.91.44).

Bibliographie

- [1] MIRA C. — Cours de systèmes asservis non linéaires. Dunod, Édit. Paris, 1969.
- [2] DARRICAU J. — Physique et théorie du Radar. Sodipe, 1973 (tomes 1 et 2).
- [3] VAN TREES L. — Detection Estimation and Modulation Theory John Wiley and Sons, London 1968 (tome 1).
- [4] RADIX J. C. — Introduction au filtrage numérique. Eyrolles, Paris, 1970.
- [5] LABARRERE M., KRIEF J. P. et GIMONET B. — Filtrage et Optimisation Stochastique. Cours à l'ENSAE, 1974.
- [6] OPPENHEIM A. V. — Digital Signal Processing. Prentice Hall, Inc., London.
- [7] LEGRAS J. — Méthodes et Techniques de l'Analyse Numérique. Dunod, Édit., Paris, 1971.
- [8] GASTINEL N. — Itérations, méthodes discrètes. Cours à l'ENSIMAG, 1968.
- [9] BATCHELOR B. — Error Performances of two-Channel Phase-measurement Systems. IEEE Transact. Aerosp. Electron. Systems, March 1975, p. 130.
- [10] WILLSKY A. S. — Estimation for Rotational Processes with one Degree of Freedom. IEEE Transact. Autom. Control, February 1975, p. 249.

Remerciements. L'auteur remercie J. P. R. LETOUZEY pour avoir attiré son attention sur l'emploi du traitement homomorphique.

Ajustement d'un modèle électronique de simulation d'un électrocardiogramme ⁽¹⁾

BIOMÉDICAL

L'onde électrique,
1979, vol. 59, n° 6-7

par R. HADJ-SALEM ⁽²⁾ et Ch. BERGER-VACHON ⁽³⁾

Un modèle électronique, constitué par un calculateur analogique, permet de simuler l'activité électrique du cœur et de produire des électrocardiogrammes. L'ajustement à l'aide d'un ordinateur des paramètres du modèle conduit à une simulation suffisamment précise pour aider à l'interprétation des électrocardiogrammes anormaux obtenus dans un certain nombre de cas pathologiques.

RÉSUMÉ

On considère une machine électronique conçue pour simuler des électrocardiogrammes. Cette machine est formée de deux parties :
— la première (63 éléments) produit des potentiels d'action semblables à ceux fournis par des cellules myocardiques,
— la seconde est un calculateur analogique simulant l'action à distance des potentiels myocardiques.

L'ensemble présente un grand nombre de paramètres que les auteurs se proposent d'optimiser mathématiquement pour que le simulateur produise une forme d'onde donnée, en tenant compte des hypothèses d'Einthoven d'une part, puis en supprimant les contraintes liées à la relation d'Einthoven d'autre part.

Le modèle est d'abord étudié sur ordinateur, puis les valeurs des paramètres obtenues sont reportées sur le simulateur électronique. Les principaux résultats obtenus sont présentés et discutés.

SUMMARY

Adjustement of an electronic machine built for electrocardiogram simulation.

We consider an electronic machine made for electrocardiogram simulation. This machine is in two pieces :

- the first one (63 elements) generates a voltage waveform similar to the action potential of myocardium cells,
- the second is an analogue computer which simulates the ECG action of myocardium cells potentials.

This machine has a large number of parameters which can be mathematically optimized to get a given electric waveform, first when Einthoven's hypothesis are considered, then when the model does not follow Einthoven's formulas.

The model is first studied on a digital computer, and the optimal parameters values are set on the electronic simulator. Main results are given and discussed.

INTRODUCTION

L'élaboration d'un modèle de l'activité électrique du cœur a pour but essentiel d'aider à la compréhension de la genèse du champ électrique cardiaque [1, 2, 3, 4]. Ceci implique que le modèle soit construit à partir de données anatomiques et physiologiques assez précises.

Lorsque certaines données font défaut, les hypothèses faites à leur propos doivent être vérifiées a posteriori, validant ainsi ou non, le modèle.

Le présent travail concerne l'étude d'un modèle électronique [1], conçu pour étudier l'activité électrique cardiaque dans le plan frontal et pour produire les électrocardiogrammes (E.C.G.) correspondants, avec une fréquence de 1 kHz, soit environ 10^3 fois la fréquence réelle d'un cœur normal (ce qui facilite la réalisation). On rappelle que le plan frontal est défini à partir d'un sujet *au garde-à-vous* : ce plan est vertical, à peu près parallèle au front, et il passe par les deux bras et les deux jambes. Les potentiels sont mesurés par des électrodes supposées placées à la racine des membres.

1. PRINCIPES DE L'AJUSTEMENT DU MODÈLE

1.1. Caractéristiques du modèle.

— Une cellule myocardique, unité fonctionnelle du cœur, est simulée en considérant le comportement électrique de sa membrane caractérisé par la génération d'une forme d'onde représentant le *potentiel d'action* (P.A.). Elle est assimilée à un générateur monostable commandé par des signaux. La forme du P.A. est indiquée sur la *figure 1*.

— La séquence de déclenchement des différentes cellules, correspondant à la propagation du stimulus physiologique dans le cœur, est donnée par les *zones d'iso-dépolarisation* publiées en 1970 par Durrer [5].

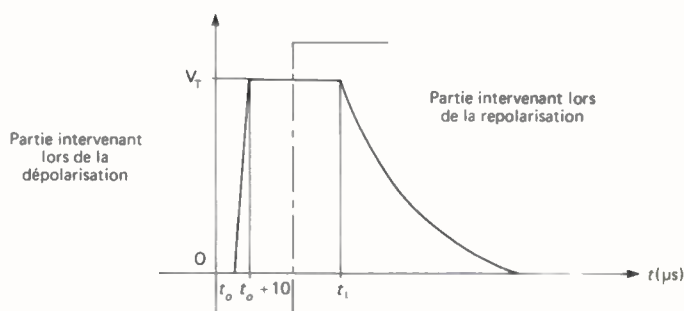


Fig. 1. — Forme du potentiel d'action (P.A.) moyen synthétisé par les cellules myocardiques du modèle électronique.

⁽¹⁾ Cet article est fondé sur les travaux conduits par R. Hadj Salem (sous la direction de C. Berger-Vachon) lors de la préparation de sa thèse de spécialité en électronique (Université de Lyon I, 1977).

⁽²⁾ Docteur spécialité Electronique ;

⁽³⁾ Ingénieur Electronicien INSA. Docteur es Sciences.

— On considère [6] que le terme principal de la répartition équivalente des charges au niveau du cœur est dipolaire et que les termes d'ordre supérieur sont négligeables.

— On suppose, enfin, que le corps humain, milieu entourant le cœur, est homogène et infini et que les électrodes exploratrices sont équidistantes du cœur.

Ces hypothèses nous éloignent des descriptions très précises habituelles aux physiiciens mais la complexité des problèmes traités en génie biomédical impose ces simplifications.

1.2. Relation entre potentiel cellulaire et potentiel cutané (figure 2).

Soient $V_1(t)$ et $V_2(t)$ les potentiels de deux cellules voisines. Dans l'approximation dipolaire, ces deux cellules créent en un point M de l'espace un potentiel $V_M(t)$, cf. figure 2, tel que :

$$V_M(t) = \frac{V_1(t) + V_2(t)}{2} + K V_2(t) - V_1(t) \cos(\theta) \quad (eq. 1)$$

où K est une constante ($K = \frac{a}{20M}$) et $\theta(M)$ l'angle que fait la direction de M au centre du cœur avec celle joignant les cellules 1 et 2 qui sont couplées pour former un dipôle cardiaque élémentaire. M peut être situé en l'un des trois points de prises R(Right), L(Left) et F(Foot) (fig. 2).

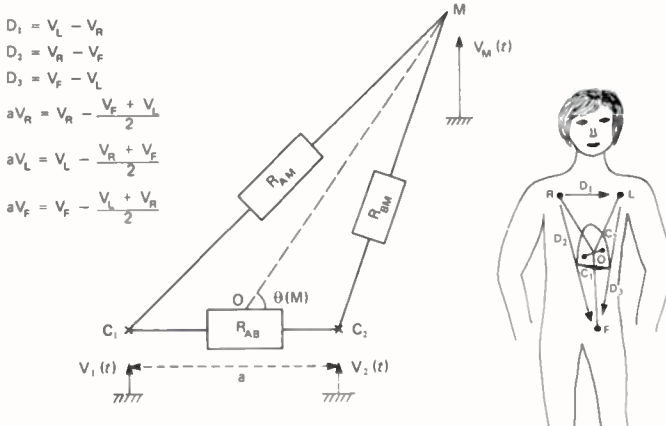


Fig. 2. — Potentiel dû à 2 sources dans un milieu résistif homogène, en un point M éloigné; on pose :

$$R_{BM} = R_0 - r_0 \quad R_{AM} = R_0 + r_0 \quad \text{avec} \quad R_0 \gg r_0$$

On indique aussi les positions (L, R, F) prises par le point M, lors de la mesure d'un ECG dans le plan frontal.

Comme les dérivations frontales ne font intervenir que des différences de potentiels, les termes $\frac{V_1(t) + V_2(t)}{2}$ s'éliminent. Il suffit donc de simuler les potentiels de la forme $K[V_2(t) - V_1(t)] \cos \theta$.

Le modèle est constitué de 63 cellules couplées, comme l'indique la figure 3, pour former 45 dipôles élémentaires. Il en résulte que le modèle est géré par les équations suivantes :

$$V_M(t) = K \sum_{i=1}^{45} [V_{2i}(t) - V_{1i}(t)] \cos \theta_i(M) \quad (eq. 2)$$

M prenant les positions R, L et F.

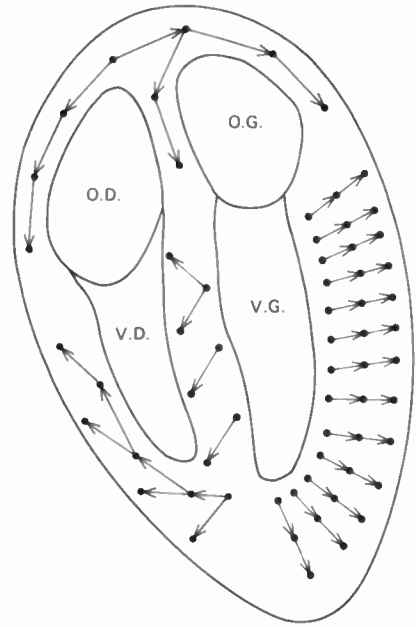


Fig. 3. — Discretisation du cœur et couplage dipolaire des différentes cellules du myocarde.

La synoptique du simulateur est donnée par la figure 4.

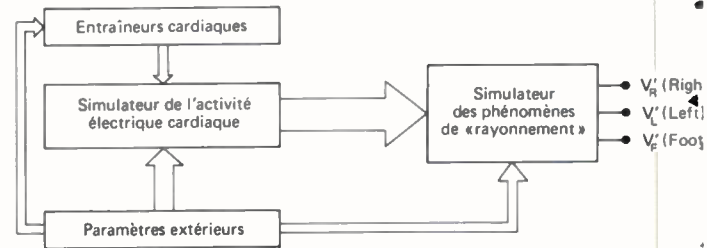


Fig. 4. — Synoptique du simulateur électronique.

1.3. Détermination des paramètres.

Le modèle que nous venons de présenter comporte de nombreux paramètres réglables; on se propose de l'ajuster au mieux pour en faire ensuite un outil de travail.

Cet ajustement est fait en effectuant d'abord une simulation informatique respectant les principes du modèle électronique. Nous avons programmé sur IRIS 80 le fonctionnement du modèle électronique et nous avons effectué sur l'ordinateur l'ajustement des paramètres (en recherchant le minimum d'une fonction d'erreur) pour que la réponse du simulateur informatique soit conforme à une forme d'ECG donnée. Ensuite nous avons interprété les résultats de l'optimisation et nous avons reporté sur le modèle électronique les valeurs optimales des paramètres calculées par l'ordinateur.

1.3.1. Bilan des paramètres.

Les paramètres que nous souhaitons optimiser sont :

- les instants de débuts de dépolarisation et de repolarisation pour chaque cellule (2×63 paramètres);
- les orientations dipolaires par rapport aux points de prise de mesures. En principe les $\cos \theta_i$ seront libres (ce qui fait 3×45 paramètres), c'est-à-dire non liés par les relations d'Einthoven. On rappelle que l'hypothèse d'Einthoven

consiste à placer les points R, L et F (cf. fig. 2) aux sommets d'un triangle équilatéral ;
- le facteur d'échelle K.

Il ya donc 262 paramètres à optimiser.

1.3.2. Séquence d'ajustement.

Nous savons que, sur un tracé électrocardiographique, chaque accident est dû à un groupe de cellules myocardiques [7, 8].

Nous voyons donc qu'une optimisation par morceaux est possible. Ceci permet d'alléger considérablement les calculs d'optimisation.

1.4. Technique mathématique d'ajustement.

Comme nous le verrons par la suite, il y a un grand nombre de paramètres à ajuster si on désire que le modèle reproduise une forme d'onde donnée. Soit F l'écart entre la forme d'onde produite et la forme souhaitée. Pour chaque valeur des paramètres, le calcul de F est assez long et il semble souhaitable de rechercher un minimum de F en limitant le nombre d'essais. Nous avons employé une technique s'appuyant sur la méthode du gradient et sur celle de Fibonacci. Sans entrer dans le détail des techniques utilisées, indiquons succinctement les principes mis en œuvre.

La méthode du gradient (fig. 5) consiste à approcher la valeur d'un minimum local de l'écart F par rapport à une variable x en déterminant à la k^e étape l'accroissement Δx_k que l'on écrit

Δx_k = - C_k (∂F / ∂x)_{x_k}

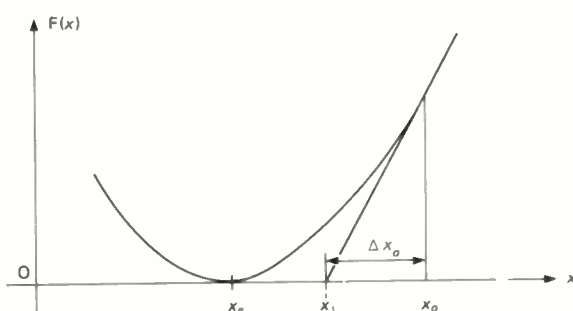


Fig. 5. - Représentation graphique de la recherche de la racine d'une équation F(x) par la méthode du gradient.

en vue d'obtenir F(x_k + Δx_k) = 0. L'approximation obtenue en limitant aux deux premiers termes le développement de Taylor de F(x_k + Δx_k) conduit à :

C_k = F(x_k) / (∂F / ∂x)_{x_k}².

On peut remarquer que si ∂F / ∂x → 0, alors que F(x) ≠ 0, la méthode diverge : elle permet donc d'approcher rapidement un minimum local, mais pas de l'atteindre.

La méthode de Fibonacci (fig. 6) consiste, ayant localisé le minimum x_m dans l'intervalle L_p compris entre a et b, à

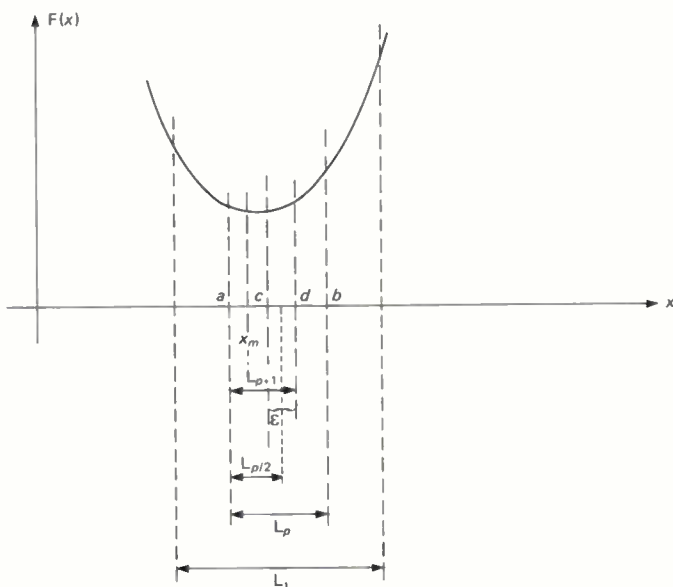


Fig. 6. - Localisation de l'optimum x_m d'une fonction F(x) par la méthode de Fibonacci [cas où F(c) < F(d)].

déterminer un intervalle L_{p+1} plus réduit de la façon suivante : on considère les points c et d distants de ± ε/2 du milieu de l'intervalle (a, b), et l'on continue ainsi :

- si F(c) < F(d), on suppose que a < x_m < d, et L_{p+1} est l'intervalle (a, d),
- si F(c) > F(d), on suppose que c < x_m < b, et L_{p+1} est l'intervalle (c, b)

d'où L_{p+1} = 1/2 (L_p + ε). Cette méthode suppose que la dérivée de la fonction F soit monotone entre a et b ce qui est souvent le cas si l'intervalle L a été déterminé correctement (par exemple par la méthode du gradient).

Nous avons utilisé une méthode mixte : pour chacun des paramètres, nous avons approché un minimum à l'aide d'une méthode proche de celle du gradient, suivie par l'ajustement de Fibonacci : nous avons appelé cette phase une boucle. Nous avons ensuite effectué de nouvelles boucles, les valeurs des paramètres déduites de l'une servant de point de départ pour la suivante. On comprend donc l'importance du choix des valeurs initiales des paramètres.

2. SIMULATION DE L'E.C.G. SELON LES HYPOTHÈSES D'EINTHOVEN

Nous avons étudié séparément les systèmes auriculaire et ventriculaire avec les hypothèses simplificatrices d'Einthoven, souvent utilisées dans les applications médicales [9].

2.1. Système auriculaire [10].

Nous avons étudié l'effet sur la dérivation D₁ (D₁ = V_L - V_R; voir fig. 2) de la propagation du stimulus aux différents temps de la dépolarisation auriculaire (cf. fig. 7), avec un temps élémentaire T = 10μs, le potentiel étant exprimé pour les temps t = nT (n de 0 à 10) en fonction des angles θ_i(L) pour les cellules 1 à 9 et d'un facteur d'échelle K. En partant d'une forme d'onde P, D_p(t),

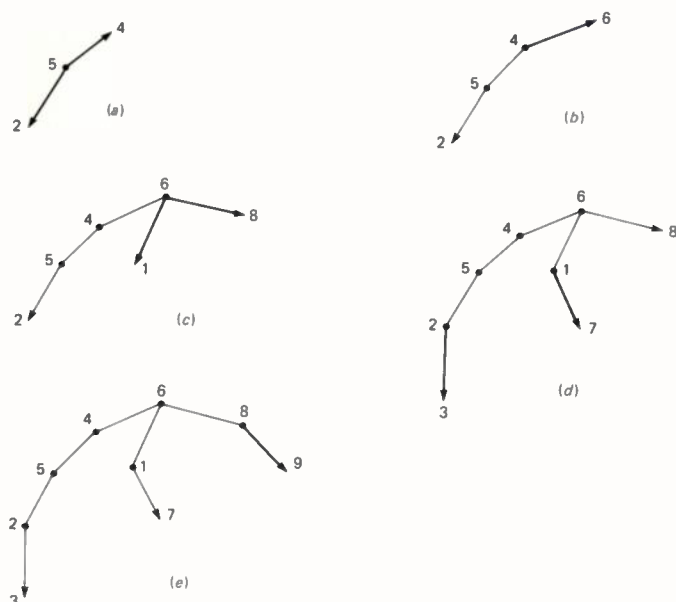


Fig. 7. — Configurations de l'état électrique (on ne représente que les cellules activées) de la fibre auriculaire aux différents temps de la dépolarisation. On représente en caractères gras le vecteur de dépolarisation.

correspondant à la dépolarisation auriculaire d'un cœur normal, on cherche à minimiser la valeur absolue de l'écart :

$$F = \sum_{n=0}^{10} |D_p(nT) - D_1(nT)| \quad (\text{eq. 3})$$

en optimisant K et les angles θ_i par la méthode du gradient [11, 12, 13] à l'aide de l'ordinateur.

La figure 8 donne les formes d'onde proposée et obtenue par le modèle, ainsi que la configuration de la fibre auriculaire. Les valeurs optimales ont été reportées sur le simulateur électronique et ont conduit à la forme souhaitée de l'onde P.

Appliqué à un cas pathologique, ce modèle a calculé les angles θ_i correspondant à la forme bifide du P mitral (onde P

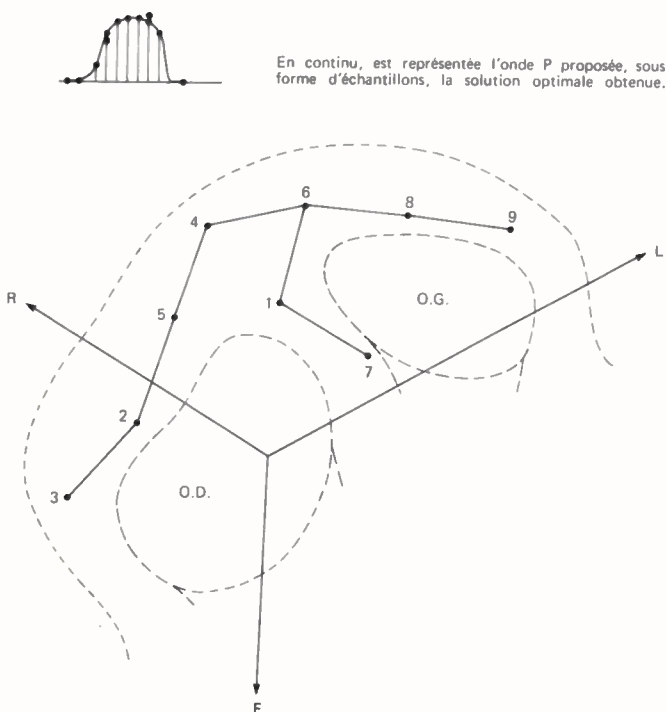


Fig. 8. — Configuration des oreillettes d'un cœur supposé normal.

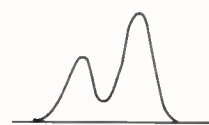


Fig. 9. — Forme d'onde du « P mitral » programmée.

du rétrécissement mitral, voir fig. 9) et nous avons obtenu une dilatation modérée de l'oreillette gauche, ce qui correspond aux données de la physiopathologie.

2.2. Optimisation de l'activité ventriculaire.

Nous avons essayé d'utiliser la même méthode pour étudier l'activité électrique ventriculaire, à l'aide de l'expression suivante du potentiel d'action (voir fig. 1) :

$$V(t) = \frac{V_T}{10} (t - t_0)[u(t - t_0) - u(t - t_0 - 10)] + V_T[u(t - t_0 - 10) - u(t - t_1)] + V_T \exp\left[\frac{t - t_1}{100}\right] u(t - t_1) \quad (\text{eq. 4})$$

$u(t)$ étant l'échelon-unité (fonction d'Heaviside) et t , t_0 , t_1 exprimés en μs .

Il n'a pas été possible de trouver à l'aide du programme une combinaison des paramètres θ_i donnant une approche de la forme souhaitée. Ceci semble dû à une contrainte technologique : les signes des différents cosinus sont fixés par la structure du modèle électronique et les signes correspondant à une bonne optimisation peuvent être différents.

C'est pourquoi nous avons préféré ajuster les paramètres du modèle en le libérant des contraintes géométriques.

3. OPTIMISATION DU MODÈLE LIBÉRÉ DES CONTRAINTES GÉOMÉTRIQUES

Le modèle électronique est alors défini par des potentiels V_L' , V_R' et V_F' de la forme :

$$V_M'(t) = K \sum_{i,j} [V_i(t) - V_j(t)] p_{ij}(M) \quad (\text{eq. 5})$$

où p_{ij} sont des pondérations liées aux dipôles élémentaires et ne tenant plus compte des relations géométriques d'Einthoven, mais la contrainte technologique est conservée (les signes des p_{ij} étant fixés a priori).

On a négligé en outre la repolarisation auriculaire devant l'activité électrique des ventricules.

3.1. Dépolarisation ventriculaire.

Nous avons étudié les dérivations D_3 et aVF ($D_3 = V_F' - V_L'$ et $aVF = V_F' - \frac{V_L' + V_R'}{2}$, voir fig. 2) dans le calcul de F (eq. 4).

Le problème primordial pour l'optimisation est celui des conditions initiales : nous partons d'un tracé de fibrillation ventriculaire (onde T aplatie sur la ligne de base) et nous essayons de minimiser F par la méthode du gradient.

L'erreur initiale F était de 427,30 et nous l'avons abaissée à 21,02 après 5 boucles sur l'ensemble des paramètres (après 5 boucles, aucune amélioration sensible sur F n'a été obtenue).

3.2. Repolarisation ventriculaire.

En maintenant constants le facteur d'échelle et les poids déterminés précédemment, nous avons ajusté les temps de repolarisation selon la méthode univariationnelle [13, 14].

L'erreur initiale sur F de 216,70 n'a été abaissée qu'à 66,30 après 30 boucles, ce qui montre une convergence plus faible que pour la dépolarisation ventriculaire.

3.3. Optimisation du système auriculaire.

En utilisant la même méthode, nous avons trouvé la solution optimale après la 8^e boucle, ramenant l'erreur F de 53,11 à 1,70.

La figure 10 donne la forme globale des dérivations proposées et obtenues pour D₃ et aVF.

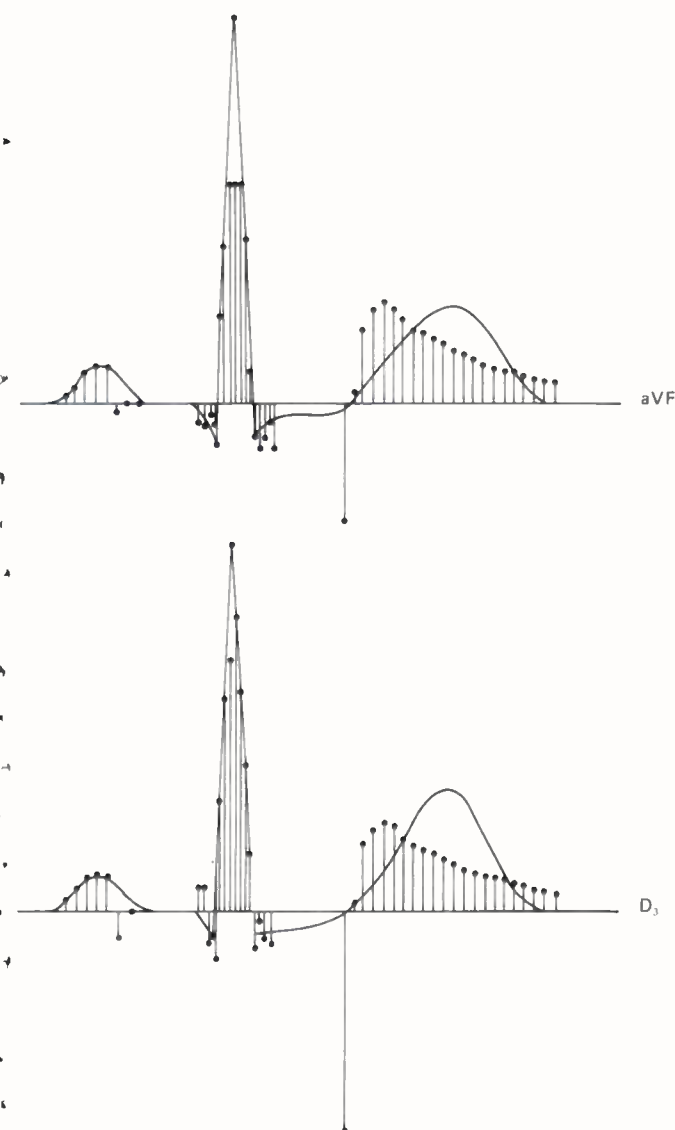


Fig. 10. — Formes d'E.C.G. synthétisées par le modèle électronique. On représente en continu les dérivations désirées et sous forme d'échantillons, les dérivations obtenues.

4. DISCUSSION DES RÉSULTATS OBTENUS ET CONCLUSION

4.1. Validité du modèle.

Partant des valeurs du facteur d'échelle, des temps de dépolarisation, des poids et des temps de repolarisation obtenus lors de l'ajustement du simulateur sur les dérivations D₃ et aVF, nous avons calculé les quatre autres dérivations du plan frontal (voir fig. 2).

Sur ces quatre dérivations, seules D₂ et aVL peuvent représenter au premier ordre des dérivations électrocardiographiques. Ceci est probablement lié au fait que D₃ et aVF sont des dérivations rendant surtout compte de la morphologie des individus ; D₁ et D₂, qui sont plus fiables sur le plan électrique, vont donc servir dans le futur à nos ajustements (nous avons choisi « a priori » D₃ et aVF pour pouvoir simuler des infarctus du bord inférieur du cœur).

4.2. Efficacité des méthodes mathématiques employées dans l'ajustement du simulateur.

Les valeurs optimales des paramètres du modèle, calculées par l'ordinateur, ont été reportées sur le simulateur.

Les dérivations D₂, aVL, aVR et aVF photographiées et représentées sur la figure 11 sont conformes à ce qui est donné par la simulation informatique.

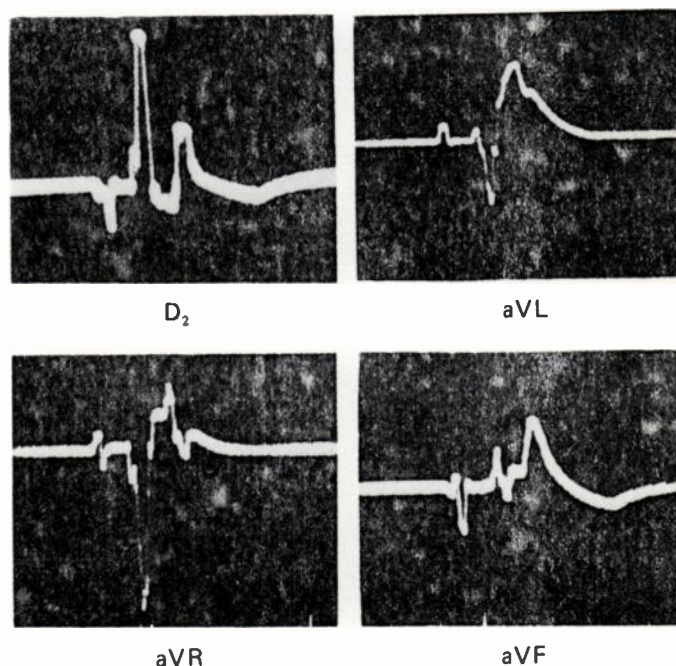


Fig. 11. — Photographies des dérivations engendrées par le simulateur électronique en utilisant les valeurs des paramètres optimisées sur ordinateur. Le premier des accidents correspond à l'onde P; nous n'avons pas ajusté sa valeur dans le cadre de cette étude du système ventriculaire.

L'écart observé entre les deux groupes de dérivations (électronique et informatique) peut s'expliquer par plusieurs facteurs :

- l'influence de la repolarisation auriculaire est éliminée lors de la simulation informatique mais elle persiste dans le modèle électronique,
- lors de l'optimisation du modèle informatique, nous avons programmé l'expression exacte du P.A. moyen. Par

contre, en électronique, l'incertitude sur la valeur des composants se reflète sur la forme du P.A. et ceci introduit des différences entre les cellules,

— l'introduction manuelle des valeurs des différents paramètres optimisés sur les potentiomètres, ne peut pas être d'une très grande précision,

— la plus faible largeur du P.A. synthétisé est supérieure à celle qui a été déterminée par le calcul.

Compte-tenu de tous ces facteurs, nous voyons que l'ajustement du modèle électronique par des méthodes mathématiques est tout-à-fait possible et donne des résultats satisfaisants.

4.3. Possibilités d'amélioration du simulateur.

La première modification que nous avons introduite a été la suppression de la contrainte sur les signes des poids p_{ij} . L'erreur à la fin de l'optimisation de la dépolarisation ventriculaire est de 5,64 alors qu'elle était de 21,2 auparavant.

Nous avons ensuite enrichi la représentation dipolaire du myocarde (fig. 12) ce qui permet de diminuer encore la fonction d'erreur et d'augmenter la convergence. Mais ce dernier modèle est surtout intéressant car il permet de rendre compte plus précisément de phénomènes pathologiques qui peuvent perturber la propagation du stimulus cardiaque dans la région sous-endocardique. Il est donc mieux adapté à l'étude de la pathologie, même si ses résultats ne sont pas sensiblement meilleurs que ceux donnés par le modèle précédent dans l'étude de l'E.C.G. normal.

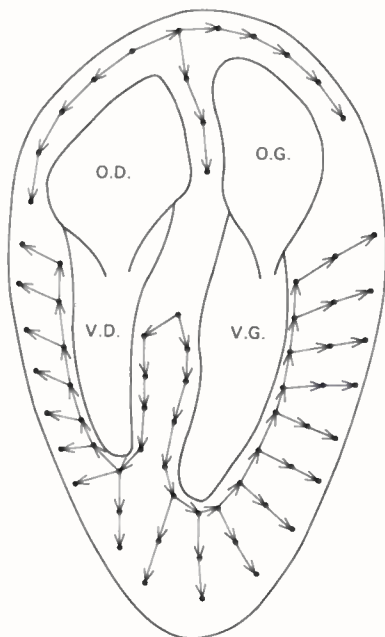


Fig. 12. — Discrétisation et couplage dipolaire selon la propagation du stimulus.

Nous pensons aussi qu'un modèle ne faisant pas intervenir la notion de dipôle présenterait une meilleure souplesse pour

la simulation des cas pathologiques, mais cela amènerait à s'éloigner des hypothèses à partir desquelles le modèle électronique a été conçu.



Rached HADJ-SALEM

Assistant à l'Université de Tunis.
Faculté des Sciences. Département
Physique. Campus Universitaire Bel-
védère Tunis.



Christian BERGER-VACHON

Maître-Assistant à l'

Université Claude-Bernard de Lyon,
physique électronique, 43, Boulevard
du 11 Novembre 1918, 69621 Villeur-
banne, Téléphone 52-07-04.

Bibliographie

- [1] SAUVET M. et MESNARD G. — « Conception et réalisation d'un simulateur de l'activité électrique cardiaque ». *Trans. IMACS*, 1976, 18, 101.
- [2] POUPOT C. — « La modélisation : un moyen d'étude de l'origine de la forme des signaux bioélectriques ». *Thèse Grenoble*, 1974.
- [3] JOUVE A. et coll. — « Étude du champ électrique créé dans divers volumes conducteurs par un modèle de cœur ». *Arch. Mal. cœur*, 1972, 57, 416-432.
- [4] LACOMBE J. et coll. — « Simulation sur ordinateur du champ électrique cardiaque dans un milieu tridimensionnel homogène ». *J. Physiol.*, 1972, 65, 251.
- [5] DURRER D. — « Total excitation of the isolated human heart ». *Circulation*, 1970, 41.
- [6] HADJ SALEM R. — « Étude de modèles de l'activité électrique du cœur ». *Thèse*. Lyon 1977.
- [7] GREMY F. et PAGES J. C. — « Éléments de biophysique ». Tome I, Éditions médicales Flammarion, Éd., Paris 1966.
- [8] BOUTKAN J. — « ABC d'électrocardiographie ». Dunod, Éd., Paris 1971.
- [9] CHALUMET J. P., BERGER-VACHON C. et MESNARD G. — « Principe de détermination du vecteur électrique maximal à partir de l'E.C.G. ». *Informatique et Automatique* 1975, 18-24.
- [10] HADJ SALEM R. — « Étude mathématique d'un modèle de cœur et optimisation de la dépolarisation auriculaire ». *Rapport de D.E.A. E.N.S.E.R.G.*, Grenoble 1976.
- [11] BERKEY C. A. et KARPUS W. J. — « Hybrid computation ». Wiley, New-York, 1968.
- [12] KORN G. A. et KORN T. M. — « Electronic, Analog and Hybrid computers ». McGraw Hill, New-York, 1972.
- [13] MENDEL J. M. et FU K. S. — « Adaptive, learning and pattern recognition systems, theory and application ». A.P., New-York, 1970.
- [14] WILDE D. — « Optimum seeking methods ». Prentice Hall, New Jersey, 1964.

Les auteurs remercient les personnes qui les ont aidés dans leur travail : M. le Pr. G. Mesnard de Lyon I, M. C. Poupot de l'E.N.S.E.R. de Grenoble, M. G. Gilles de Lyon I ainsi que le Pr Ag. P. Touboul de l'Hôpital cardiovasculaire de Lyon pour son aide lors de l'interprétation des E.C.G.

Nouveaux algorithmes de transformée de Fourier rapide ⁽¹⁾

RÉSUMÉ

Dans cet article, nous décrivons plusieurs algorithmes récents permettant de réduire notablement le nombre d'opérations arithmétiques nécessaires pour évaluer des transformées de Fourier discrètes. Nous présentons d'abord l'algorithme de Winograd, dont la structure est très différente de celle des algorithmes classiques de transformée de Fourier rapide et qui est basé sur la conversion des transformées de Fourier en corrélations multidimensionnelles et sur un calcul en chaîne de ces corrélations multidimensionnelles. Nous montrons ensuite que le calcul de transformées de Fourier peut être grandement simplifié, grâce à l'utilisation de transformées polynômiales qui peuvent être utilisées soit pour convertir des transformées de Fourier multidimensionnelles en transformées de Fourier monodimensionnelles, soit pour convertir des corrélations multidimensionnelles en corrélations monodimensionnelles.

SUMMARY

New fast DFT algorithms.

In this paper, we describe several new algorithms which improve significantly the efficiency of DFT computations over more conventional methods. We first present the Winograd algorithm and we show that this method, which maps large one-dimensional DFTs into multidimensional correlations, reduces significantly the number of multiplications, when compared to the FFT approach. We then introduce two polynomial transform methods which efficiently map large DFTs into one-dimensional DFTs, convolutions and polynomial products and we show that these methods greatly improve the computation of DFTs.

1. INTRODUCTION

Le traitement numérique du signal prend actuellement une importance croissante, du fait des avantages qu'il apporte par rapport au traitement analogique classique en ce qui concerne la précision, les facilités de maintenance et la souplesse d'emploi. La plupart des applications de traitement numérique du signal conduisent cependant à des charges de calcul importantes, particulièrement en ce qui concerne l'analyse spectrale et l'évaluation de processus de filtrage, convolutions et corrélations. Un effort important a donc été entrepris au cours de ces dernières années pour réduire la complexité de calcul des transformées de Fourier discrètes en vue de réduire le coût de l'analyse spectrale numérique et de simplifier le calcul des convolutions et corrélations.

La méthode classique de calcul des transformées de Fourier discrètes est l'algorithme de transformée rapide (FFT) introduit par Cooley et Tukey [1]. Cet algorithme, aujourd'hui largement utilisé, permet d'accroître de plusieurs ordres de grandeur, par rapport au calcul direct, l'efficacité de calcul des transformées de Fourier discrètes. Plus récemment, Rader et Brenner [2] ont montré qu'une modification simple de cet algorithme permettait de remplacer les multiplications complexes par des multiplications par des réels ou des imaginaires purs.

Nous présenterons ici un nouvel algorithme, dû à Winograd [3, 4], dont la structure est totalement différente de celle de l'algorithme classique de transformée rapide, et qui réduit sensiblement le nombre de multiplications par rapport à ce dernier. Nous introduirons ensuite des transformées définies dans des anneaux de polynômes, les transformées polynômiales [5-7], et nous montrerons que ces transformées, qui ont la propriété de convolution circulaire et peuvent être évaluées sans multiplications, conduisent à des algorithmes particulièrement efficaces pour l'évaluation de transformées de Fourier discrètes.

2. ALGORITHME DE WINOGRAD

L'algorithme de Winograd est basé sur la conversion d'une transformée de Fourier en corrélations multidimensionnelles. Afin d'en comprendre le mécanisme, notons d'abord qu'une transformée de Fourier de dimension N , avec N premier, peut être convertie en une corrélation de dimension $N - 1$ par la méthode de Rader [8]. En effet, la transformée de Fourier $\bar{X}_k$ de dimension N est définie par :

$$\bar{X}_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n W^{nk}, \quad (1)$$
$$k = 0, \dots, N-1 \quad W = e^{-j2\pi/N}$$

pour $k = 0$, $\bar{X}_0$ se réduit à :

$$\bar{X}_0 = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \quad (2)$$

pour $k \neq 0$, $\bar{X}_k$ devient :

$$\bar{X}_k = x_0 + \sum_{n=1}^{N-1} x_n W^{nk} = \sum_{n=1}^{N-1} (x_n - x_0) W^{nk}, \quad (3)$$
$$k = 1, \dots, N-1$$

puisque $W^N = 1$, les exposants de W sont définis modulo N . D'autre part, comme N est premier, il existe toujours un nombre entier, g , racine primitive modulo N , tel que, pour u prenant une fois et une seule toutes les valeurs possibles comprises entre 0 et $N - 2$, $n \equiv g^u$ Modulo N prennent une fois et une seule toutes les valeurs possibles comprises entre 1 et $N - 1$ [9]. La relation (3) peut donc être remplacée par :

$$\bar{X}_{g^v} = \sum_{u=0}^{N-2} (x_{g^u} - x_0) W^{g^{uv}}, \quad v = 0, \dots, N-2 \quad (4)$$

$$\begin{cases} n \equiv g^u \text{ Modulo } N \\ k \equiv g^v \text{ Modulo } N \end{cases} \quad (5)$$

Cette propriété peut être vérifiée facilement pour $N = 5$. Dans ce cas, 2 est une racine primitive modulo 5 et pour u prenant successivement les valeurs 0, 1, 2, 3, $n \equiv 2^u$ Modulo 5 prend successivement les valeurs 1, 2, 4, 3. La relation (4) peut être considérée comme une corrélation

⁽¹⁾ Article issu des *Journées d'Études* des 7-8 mars 1979 de la SEE.

⁽²⁾ Ingénieur ECP, Docteur es sciences.

circulaire de dimension $N - 1$ de la séquence $\{x_u - x_0\}$ avec la séquence $\{W^{g^u}\}$. Comme W^{g^u} est complexe, il pourrait sembler que toutes les multiplications requises pour calculer la corrélation de dimension $N - 1$ soient complexes. En fait, il est possible de remplacer toutes ces multiplications complexes par des multiplications par des réels ou des imaginaires purs en tirant parti des propriétés de symétrie de la séquence W^{g^u} . En effet, comme $g^{N-1} \equiv 1$ modulo N , $g^{(N-1)/2} \equiv -1$ modulo N et $W^{g^{u+(N-1)/2}} \equiv W^{-g^u}$. Les termes d'indices u et $u + (N - 1)/2$ des séquences d'entrée peuvent donc être regroupés deux à deux et les multiplications par les complexes W^{g^u} et W^{-g^u} peuvent être remplacées par des multiplications par les réels et imaginaires purs correspondant respectivement à

$$W^{g^u} + W^{-g^u} = 2 \cos(2\pi g^u/N)$$

et

$$W^{g^u} - W^{-g^u} = -2j \sin(2\pi g^u/N).$$

Cette méthode de calcul est indiquée schématiquement sur la figure 1 pour $N = 5$.

La méthode de Rader peut s'étendre facilement au cas où N n'est pas premier : une transformée de Fourier de 9 termes, par exemple, peut se calculer avec 5 multiplications et une corrélation de dimension 6. Le principal intérêt de cette méthode vient du fait qu'il existe des algorithmes très efficaces pour le calcul de corrélations de petites dimensions. Il est donc possible, en utilisant la méthode de

Rader, de calculer des transformées de Fourier de petites dimensions avec un nombre réduit d'opérations arithmétiques : une corrélation de dimension 4 peut, par exemple (fig. 1) être évaluée avec 5 multiplications, de sorte qu'une transformée de Fourier de dimension 5 se calcule avec 6 multiplications complexes qui peuvent être implémentées avec seulement 10 multiplications réelles non triviales (au lieu de 64 multiplications réelles non triviales pour le calcul direct).

Nous donnons, dans le tableau I le nombre d'opérations arithmétiques complexes pour différentes transformées de Fourier de petites dimensions calculées par la méthode de Rader. L'efficacité de cette méthode est particulièrement apparente dans le cas d'une transformée de Fourier de dimension 16 qui est calculée avec seulement 20 multiplications réelles et 148 additions réelles.

Pour $N > 16$, la méthode de Rader n'est pas très intéressante car l'efficacité des algorithmes de corrélation décroît lorsque le nombre de termes croît. Le principe de la méthode de Winograd consiste à combiner des transformées de Fourier de petites dimensions calculées par l'algorithme de Rader, de façon à construire des transformées de Fourier de grandes dimensions. Cette méthode est basée sur le fait qu'une transformée de dimension $N = N_1 N_2$, avec N_1 et N_2 premiers relatifs, peut être considérée comme une transformée bidimensionnelle de dimension $N_1 \times N_2$ [10]. En effet,

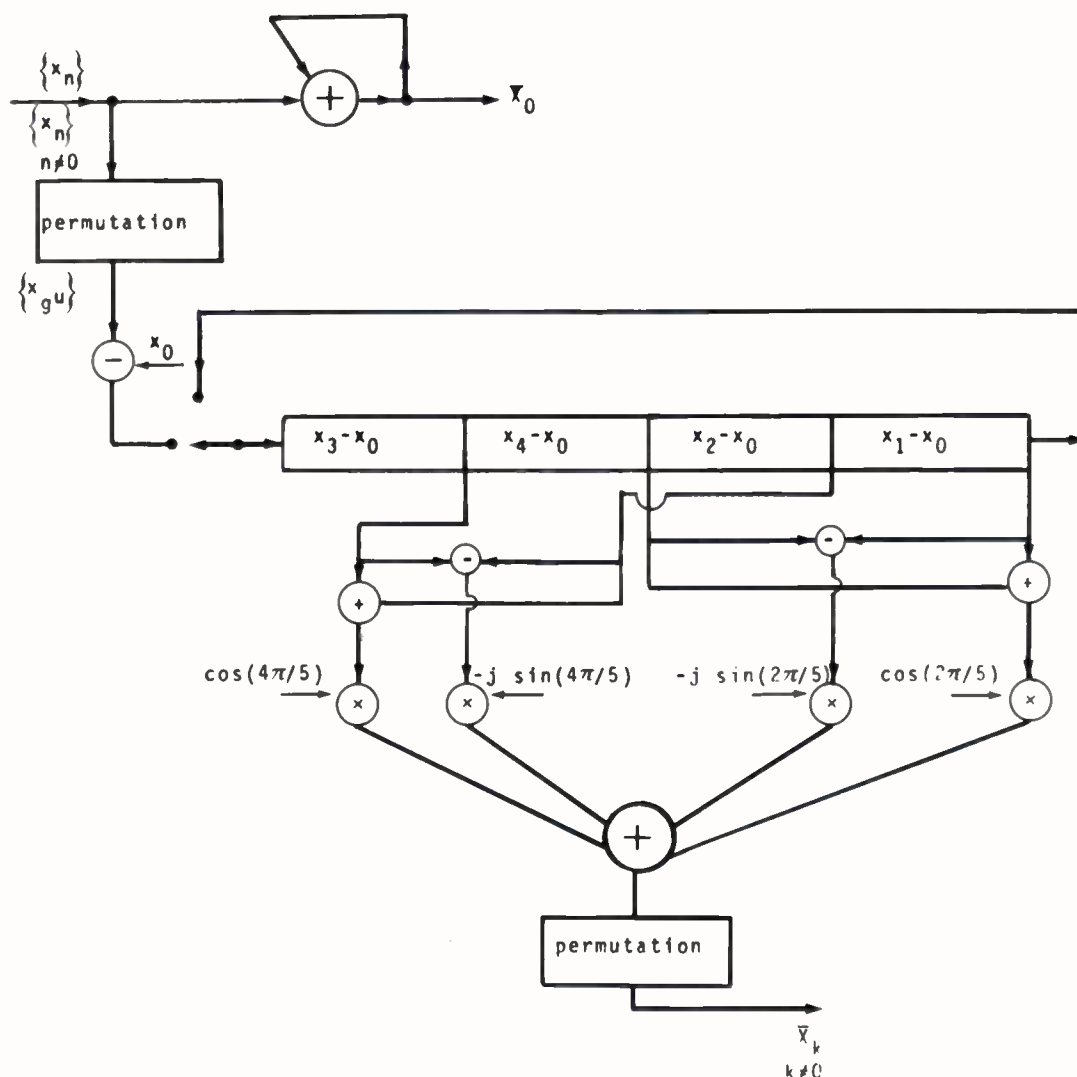


Fig. 1. — Calcul d'une transformée de Fourier de dimension 5 avec une corrélation de 4 termes par la méthode de Rader.

TABLEAU I

Nombre d'opérations complexes pour différentes transformées de Fourier calculées par corrélation.
Les multiplications triviales par ± 1 sont données entre parenthèses.
Chaque multiplication complexe correspond à deux multiplications réelles.

Dimension N	Nombre de multiplications complexes	Nombre d'additions complexes
2	2 (2)	2
3	3 (1)	6
4	4 (4)	8
5	6 (1)	17
7	9 (1)	36
8	8 (6)	26
9	11 (1)	44
16	18 (8)	74

dans la transformée $\bar{X}_k$ définie par (1), les exposants et les indices sont définis modulo N. Comme N_1 et N_2 sont premiers relatifs, il est possible d'opérer les changements d'indices suivants, basés sur le théorème des résidus [9] :

$$\begin{cases} n \equiv N_1 n_2 + N_2 n_1 \text{ Modulo } N & n_2, k_2 = 0, \dots, N_2 - 1 \\ k \equiv N_1 k_2 + N_2 k_1 \text{ Modulo } N & n_1, k_1 = 0, \dots, N_1 - 1 \end{cases} \quad (6)$$

Comme $W^{N_1 N_2} = 1$, la transformée de Fourier (1) devient :

$$\bar{X}_{N_1 k_2 + N_2 k_1} = \sum_{n_2=0}^{N_2-1} W_2^{N_1 n_2 k_2} \sum_{n_1=0}^{N_1-1} X_{N_1 n_2 + N_2 n_1} W_1^{N_2 n_1 k_1}$$

$$W_1 = e^{-j2\pi/N_1}, \quad W_2 = e^{-j2\pi/N_2} \quad (7)$$

Cette transformée bidimensionnelle peut donc être calculée, comme proposé par Good [10], avec N_2 transformées de dimension N_1 et N_1 transformées de dimension N_2 . Dans ces conditions, si M, M_1, M_2 et A, A_1, A_2 sont respectivement les nombres de multiplications et d'additions complexes correspondant aux transformées de Fourier de dimensions N, N_1, N_2 , on a :

$$M = N_1 M_2 + N_2 M_1 \quad (8)$$

$$A = N_1 A_2 + N_2 A_1 \quad (9)$$

Winograd a proposé de remplacer cette méthode classique par un calcul en chaîne [3, 4] tel que la transformée de dimension $N_1 \times N_2$ définie par la relation (7) soit calculée comme une transformée de Fourier de dimension N_2 où les scalaires sont remplacés par des vecteurs de dimension N_1 et où chaque multiplication par $W_2^{N_1 n_2 k_2}$ est remplacée par une transformée de Fourier de dimension N_1 . Plus précisément, pour chaque valeur de n_2 et k_2 , les multiplications par $W_2^{N_1 n_2 k_2}$ sont remplacées par une transformée de Fourier $\bar{Y}_{n_2, k_2, k_1}$ de N_1 termes définie par :

$$\bar{Y}_{n_2, k_2, k_1} = W_2^{N_1 n_2 k_2} \sum_{n_1=0}^{N_1-1} X_{N_1 n_2 + N_2 n_1} W_1^{N_2 n_1 k_1} \quad (10)$$

Comme $W_2^{N_1 n_2 k_2}$ est indépendante de n_1 et k_1 , les multiplications correspondant à $W^{N_1 n_2 k_2}$ peuvent être combinées avec celles correspondant au calcul de la transformée, avec :

$$\bar{Y}_{n_2, k_2, k_1} = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} X_{N_1 n_2 + N_2 n_1} W_1^{N_2 n_1 k_1} W_2^{N_1 n_2 k_2} \quad (11)$$

Dans ces conditions, chaque addition correspondant à l'algorithme de calcul de la transformée de N_2 termes est

remplacée par N_1 additions et chaque multiplication correspondant à ce même algorithme est remplacée par A_1 additions et M_1 multiplications. Avec cette approche, le nombre total d'opérations arithmétiques devient donc :

$$M = M_2 M_1 \quad (12)$$

$$A = A_2 N_1 + M_2 A_1 \quad (13)$$

L'algorithme de Winograd s'étend de proche en proche au cas où N est le produit de plus de deux facteurs, à condition que tous ces facteurs soient premiers relatifs entre eux. Lorsque M_1 et M_2 sont peu différents de N_1 et N_2 , ce qui est le cas pour des transformées de Fourier de petites dimensions calculées par la méthode de Rader, cet algorithme permet de réduire d'une façon sensible le nombre de multiplications par rapport à la méthode de Good et aux algorithmes classique de transformée rapide.

Nous donnons, dans le tableau II le nombre d'opérations arithmétiques réelles pour différentes transformées de Fourier calculées avec l'algorithme de Winograd. Nous avons obtenu ces données en utilisant les formules (12) et (13) et en supposant que les transformées de petites dimensions étaient calculées par la méthode de Rader (tableau I). On peut voir que l'algorithme de Winograd permet de réduire le nombre de multiplications par un facteur 4 à 5 par rapport à l'algorithme classique de transformée de Fourier rapide à base 2, pour un nombre d'additions à peu près identique. En effet, une FFT à base 2 est implémentée avec $\frac{1}{2} N \log_2 N$ multiplications complexes et $N \log_2 N$ additions complexes, ce qui correspond à $\frac{3}{2} N \log_2 N$ multiplications réelles et $\frac{7}{2} N \log_2 N$ additions réelles si on utilise un algorithme de multiplication complexe à 3 additions et 3 multiplications. Dans ces conditions, une FFT de dimension 1024 est calculée avec 15 360 multiplications réelles et 35 840 additions réelles au lieu de 3 548 multiplications réelles et 34 668 additions réelles pour une transformée de Fourier de 1 008 termes évaluée par la méthode de Winograd.

TABLEAU II

Nombres d'opérations arithmétiques réelles pour transformées de Fourier calculées avec l'algorithme de Winograd.

Dimension N	Nombre de multiplications réelles	Nombre d'additions réelles
30	68	384
48	92	636
60	136	888
120	276	2 076
168	420	3 492
240	632	5 016
420	1 288	11 352
504	1 572	14 540
840	2 580	24 804
1 008	3 548	34 668

3. CALCUL DE TRANSFORMÉES DE FOURIER MULTIDIMENSIONNELLES PAR TRANSFORMÉES POLYNOMIALES

L'algorithme de Winograd permet, dans certains cas d'améliorer sensiblement l'efficacité de calcul des transfor-

mées de Fourier par rapport aux méthodes FFT classiques. Il est possible également d'améliorer les algorithmes de transformée de Fourier en utilisant des transformées polynômiales [6, 7]. Nous décrivons ici cette méthode dans le cas simple d'une transformée de Fourier bidimensionnelle de dimension $N \times N$, avec N premier :

$$\bar{X}_{k_1, k_2} = \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} x_{n_1, n_2} W^{n_1 k_1} W^{n_2 k_2} \quad (14)$$

$$k_1, k_2 = 0, \dots, N-1 \quad W = e^{-j2\pi/N}$$

Cette transformée est habituellement évaluée en calculant N transformées monodimensionnelles selon la dimension k_1 et N transformées monodimensionnelles selon la dimension k_2 . Avec cette approche, le nombre de multiplications M est égal à $2NM_1$, M_1 étant le nombre de multiplications correspondant à une transformée de dimension N . Il est également possible de calculer $\bar{X}_{k_1, k_2}$ par la méthode de Winograd, comme une transformée de dimension N où les scalaires sont remplacés par des vecteurs de dimension N et où chaque multiplication est remplacée par une transformée de dimension N . Dans ce cas, $M = M_1^2$.

Afin de réduire ce nombre de multiplications, nous remplacerons la représentation habituelle donnée par la relation (14) par une représentation polynômiale avec :

$$\bar{X}_{k_1}(Z) \equiv \sum_{n_1=0}^{N-1} X_{n_1}(Z) W^{n_1 k_1} \text{ Modulo } (Z^N - 1) \quad (15)$$

$$k_1 = 0, \dots, N-1$$

$$X_{n_1}(Z) = \sum_{n_2=0}^{N-1} x_{n_1, n_2} Z^{n_2} \quad (16)$$

$$\bar{X}_{k_1, k_2} \equiv \bar{X}_{k_1}(Z) \text{ Modulo } (Z - W^{k_2}) \quad (17)$$

la relation (17) revient à remplacer W^{k_2} par Z dans (15) et (16), ce qui conduit à définir (15) modulo $(Z^N - 1)$, puisque $W^N = 1$ et $(Z - W^{k_2})$ divise $(Z^N - 1)$. Puisque N est premier, $(Z^N - 1)$ est le produit de deux polynômes cyclotomiques [9] avec :

$$Z^N - 1 = (Z - 1)P(Z) \quad (18)$$

$$P(Z) = Z^{N-1} + Z^{N-2} + \dots + 1 \quad (19)$$

pour $k_2 = 0$, Z est égal à 1 et $\bar{X}_{k_1, 0}$ est une simple transformée de Fourier de N termes :

$$\bar{X}_{k_1, 0} = \sum_{n_1=0}^{N-1} \left(\sum_{n_2=0}^{N-1} x_{n_1, n_2} \right) W^{n_1 k_1}, \quad (20)$$

$$k_1 = 0, \dots, N-1$$

pour $k_2 \neq 0$, W^{k_2} est toujours une racine de $P(Z)$. $Z - W^{k_2}$ est donc un facteur de $P(Z)$ qui est lui-même un facteur de $Z^N - 1$. $\bar{X}_{k_1}(Z)$ peut donc être défini modulo $P(Z)$ au lieu de modulo $(Z^N - 1)$ et les relations (15, 17) deviennent :

$$\bar{X}_{k_1, k_2}(Z) \equiv \sum_{n_1=0}^{N-1} X_{n_1}(Z) W^{n_1 k_1} \text{ Modulo } P(Z) \quad (21)$$

$$k_1 = 0, \dots, N-1$$

$$X_{n_1}(Z) = \sum_{n_2=0}^{N-1} (x_{n_1, n_2} - x_{n_1, N-1}) Z^{n_2}$$

$$\equiv X_{n_1}(Z) \text{ Modulo } P(Z) \quad (22)$$

$$\bar{X}_{k_1, k_2} \equiv \bar{X}_{k_1}(Z) \text{ Modulo } (Z - W^{k_2}), \quad (23)$$

$$k_2 = 1, \dots, N-1$$

Comme N est premier et comme k_2 est différent de zéro, la permutation $k_1 k_2$ modulo N prend une fois et une seule toutes les valeurs comprises entre 0 et $N-1$ pour k_1 , prenant une fois et une seule toutes les valeurs comprises entre 0 et $N-1$. Grâce à cette permutation, les relations (21) et (23) peuvent donc être remplacées par les relations équivalentes (24) et (25) :

$$\bar{X}_{1, k_1 k_2}(Z) \equiv \sum_{n_1=0}^{N-1} X_{1, n_1}(Z) W^{n_1 k_1 k_2} \text{ Modulo } P(Z) \quad (24)$$

$$k_1 = 0, \dots, N-1$$

$$\bar{X}_{k_1 k_2, k_2} \equiv \bar{X}_{1, k_1 k_2}(Z) \text{ Modulo } (Z - W^{k_2}), \quad (25)$$

$$k_2 = 1, \dots, N-1$$

Comme $\bar{X}_{k_1 k_2, k_2}$ est défini modulo $(Z - W^{k_2})$, $W^{k_2} \equiv Z$. En opérant cette substitution, la relation (24) devient :

$$\bar{X}_{1, k_1 k_2}(Z) \equiv \sum_{n_1=0}^{N-1} X_{1, n_1}(Z) Z^{n_1 k_1} \text{ Modulo } P(Z) \quad (26)$$

La relation (26) définit une transformée polynômiale [5-7] qui peut être calculée sans multiplications puisque toutes les opérations se réduisent à des additions de polynômes et à des multiplications par des puissances de Z qui peuvent être regardées comme des rotations de polynômes modulo $(Z^N - 1)$, suivies de réductions modulo $P(Z)$. Dans ces conditions, les seules multiplications qui sont requises pour évaluer la transformée de Fourier $\bar{X}_{k_1, k_2}$ de dimension $N \times N$ sont celles qui correspondent à la transformée de Fourier de dimension N définie par (20) et celles correspondant à la relation (25).

La relation (25) est équivalente à N transformées de Fourier de dimension N où le dernier échantillon d'entrée est nul et où le premier échantillon de sortie n'est pas calculé. En effet, les polynômes $\bar{X}_{1, k_1 k_2}(Z)$ sont de degré $N-2$ en Z . Comme $\bar{X}_{k_1 k_2, k_2}$ est obtenu en réduisant $\bar{X}_{1, k_1 k_2}(Z)$ modulo $(Z - W^{k_2})$ pour toute valeur de k_2 différente de zéro, les coefficients des N polynômes $\bar{X}_{1, k_1 k_2}(Z)$ sont multipliés par $W^{n_2 k_2}$, ce qui correspond bien à N transformées de dimension N . En supposant que les transformées de Fourier de dimension N soient calculées avec M_1 multiplications par l'algorithme de Rader, chacune des N transformées réduites correspondant à la relation (25) est calculée avec $M_1 - 1$ multiplications, puisque le premier échantillon de sortie n'est pas calculé. Dans ces conditions, la transformée de Fourier $\bar{X}_{k_1, k_2}$ de $N \times N$ points est évaluée par transformées polynômiales avec M multiplications, M étant donné par :

$$M = (N+1)M_1 - N \quad (27)$$

On voit donc que l'approche par transformée polynômiale réduit le nombre de multiplications d'environ 50 % par rapport à la méthode classique, puisque cette dernière correspond à $2NM_1$ multiplications.

La méthode de calcul par transformées polynômiales est indiquée schématiquement sur la figure 2 pour N premier. La méthode par transformée polynômiales peut facilement être étendue au cas où N est composé [7]. Il est également possible d'évaluer une transformée de Fourier de dimension $N \times N$, où N est le produit de facteurs premiers relatifs, $N_1, N_2, \dots, N_p$, en adoptant une méthode de calcul en chaîne similaire à celle que nous avons décrite pour l'algorithme de Winograd. Si, par exemple $N = N_1 N_2$, avec N_1 et N_2

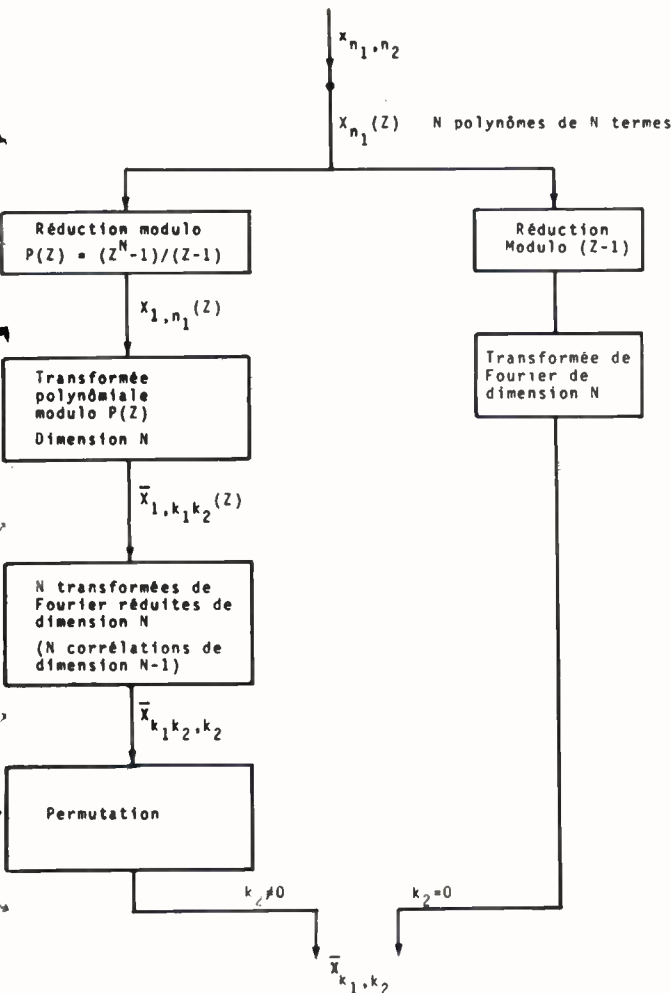


Fig. 2. — Calcul d'une transformée de Fourier de dimension $N \times N$ par transformées polynômiales. N premier.

premiers, la transformée de Fourier de dimension $N \times N$ peut être calculée en chaînant les transformées de dimension $N_1 \times N_1$ et $N_2 \times N_2$, elles-mêmes calculées par transformées polynômiales.

Nous donnons, dans le tableau III, le nombre d'opérations arithmétiques pour différentes transformées de Fourier bidimensionnelles calculées par transformées polynômiales. Les données de ce tableau ont été calculées en supposant que les transformées de Fourier de dimension N étaient calculées par l'algorithme de Rader pour N premier et par

l'algorithme de Rader-Brenner [2] pour N puissance de 2. On voit que la charge de calcul est particulièrement faible puisqu'une transformée de Fourier de dimension $1\,024 \times 1\,024$ est calculée avec seulement 7,67 multiplications réelles par échantillon de sortie, soit environ 2 multiplications complexes par échantillon de sortie.

4. CALCUL DE TRANSFORMÉES DE FOURIER PAR CORRÉLATIONS MULTIDIMENSIONNELLES ET TRANSFORMÉES POLYNÔMIALES

La méthode par transformées polynômiales que nous avons présentée ci-dessus ne s'applique qu'à des transformées de Fourier multidimensionnelles ayant des facteurs communs dans plusieurs dimensions. Nous décrirons ici une autre méthode, de portée plus générale, qui est basée sur une décomposition des transformées de Fourier en corrélations ou convolutions multidimensionnelles par l'algorithme de Winograd et sur le calcul de ces convolutions multidimensionnelles par transformées polynômiales [6]. Nous montrerons d'abord brièvement le principe du calcul d'une convolution circulaire bidimensionnelle par transformées polynômiales.

Soit $y_{u,l}$ une convolution de dimension $N \times N$, avec N premier :

$$y_{u,l} = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,m} x_{u-n,l-m}, \quad u, l = 0, \dots, N-1$$

(28)

Cette convolution bidimensionnelle peut être considérée comme une convolution polynômiale monodimensionnelle $Y_l(Z)$ avec :

$$Y_l(Z) \equiv \sum_{m=0}^{N-1} H_m(Z) X_{l-m}(Z) \text{ Modulo } (Z^N - 1)$$

(29)

$$H_m(Z) = \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,m} Z^n, \quad m = 0, \dots, N-1$$

(30)

$$X_r(Z) = \sum_{s=0}^{N-1} x_{s,r} Z^s, \quad r = 0, \dots, N-1$$

(31)

$$Y_l(Z) = \sum_{u=0}^{N-1} y_{u,l} Z^u, \quad l = 0, \dots, N-1$$

(32)

TABLEAU III
Nombre d'opérations réelles pour transformées de Fourier de dimension $N \times N$ calculées par transformées polynômiales.

Dimension	Nombre de multiplications réelles	Nombre d'additions réelles	Nombre de multiplications par échantillon de sortie	Nombre d'additions par échantillon de sortie
3 × 3	16	86	1,78	9,56
5 × 5	60	442	2,40	17,68
7 × 7	128	1 270	2,61	25,92
8 × 8	48	816	0,75	12,75
9 × 9	208	1 570	2,57	19,38
16 × 16	432	4 528	1,69	17,69
32 × 32	2 736	24 944	2,67	24,36
64 × 64	15 024	125 040	3,67	30,53
128 × 128	76 464	599 152	4,67	36,57
256 × 256	371 376	2 790 512	5,67	42,58
512 × 512	1 747 632	12 735 600	6,67	48,58
1 024 × 1 024	8 039 088	57 234 544	7,67	54,58

Comme N est premier, $Z^N - 1$ est le produit de deux polynômes cyclotomiques irréductibles [9] :

$$Z^N - 1 = (Z - 1)P(Z) \quad (33)$$

$$P(Z) = Z^{N-1} + Z^{N-2} + \dots + 1 \quad (34)$$

Dans ces conditions, si $Y_{1,l}(Z) \equiv Y_l(Z)$ Modulo $P(Z)$ et $Y_{2,l} \equiv Y_l(Z)$ Modulo $(Z - 1)$, $Y_l(Z)$ peut être calculé à partir de $Y_{1,l}(Z)$ et $Y_{2,l}$ par le théorème des résidus étendu aux anneaux de polynômes [9] :

$$Y_l(Z) \equiv S_1(Z)Y_{1,l}(Z) + S_2(Z)Y_{2,l} \text{ Modulo } (Z^N - 1) \quad (35)$$

avec $S_1(Z) \equiv 1$, $S_2(Z) \equiv 0$ Modulo $P(Z)$ et $S_1(Z) \equiv 0$, $S_2(Z) \equiv 1$ Modulo $(Z - 1)$:

$$S_1(Z) = (N - P(Z))/N \quad (36)$$

$$S_2(Z) = P(Z)/N \quad (37)$$

avec cette méthode, l'évaluation de $Y_l(Z)$ se ramène au problème plus simple consistant à calculer $Y_{1,l}(Z)$ et $Y_{2,l}$.

L'évaluation de $Y_{2,l}$ est immédiate car $Y_{2,l}$ est défini modulo $(Z - 1)$. $Y_{2,l}$ est donc une simple convolution de dimension N sur les scalaires $H_{2,m}$ et $X_{2,r}$ obtenus en substituant 1 à Z dans $H_m(Z)$ et $X_r(Z)$:

$$Y_{2,l} = \sum_{m=0}^{N-1} H_{2,m} X_{2,l-m}, \quad l = 0, \dots, N-1 \quad (38)$$

$$H_{2,m} = \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,m}, \quad X_{2,r} = \sum_{s=0}^{N-1} x_{s,r} \quad (39)$$

Pour simplifier le calcul de $Y_{1,l}(Z)$, nous utiliserons une transformée polynômiale $\bar{H}_k(Z)$, définie modulo $P(Z)$:

$$\bar{H}_k(Z) \equiv \sum_{m=0}^{N-1} H_{1,m}(Z) Z^{mk} \text{ Modulo } P(Z) \quad (40)$$

$$H_{1,m}(Z) \equiv H_m(Z) \text{ Modulo } P(Z) \quad k = 0, \dots, N-1$$

Nous définirons de manière similaire une transformée polynômiale inverse avec :

$$H_{1,l}(Z) \equiv \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \bar{H}_k(Z) Z^{-lk} \quad (41)$$

$$\text{Modulo } P(Z) \quad l = 0, \dots, N-1$$

Il est facile de montrer que ces transformées polynômiales ont la propriété de convolution circulaire. En effet, en calculant les transformées polynômiales $\bar{H}_k(Z)$ et $\bar{X}_k(Z)$ de $H_m(Z)$ et $X_r(Z)$ par (40), en multipliant $\bar{H}_k(Z)$ par $\bar{X}_k(Z)$ modulo $P(Z)$ et en calculant la transformée inverse $Q_l(Z)$ de $\bar{H}_k(Z)\bar{X}_k(Z)$, on obtient :

$$Q_l(Z) \equiv \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{r=0}^{N-1} H_{1,m}(Z) X_{1,r}(Z) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z^{pk} \quad (42)$$

Modulo $P(Z)$

avec $p = m + r - l$. Posons $S = \sum_{k=0}^{N-1} Z^{pk}$. Pour $p \not\equiv 0$ modulo N , l'ensemble des exposants pk modulo N est une simple permutation des entiers $0, \dots, N-1$, puisque $Z^N \equiv 1$ Modulo $P(Z)$ et N est premier. Donc, $S \equiv \sum_{k=0}^{N-1} Z^k = P(Z) \equiv 0$ Modulo $P(Z)$. Pour $p \equiv 0$ Modulo N ,

$S = N$. On a donc bien :

$$Q_l(Z) = Y_{1,l}(Z) \equiv \sum_{m=0}^{N-1} H_{1,m}(Z) X_{1,l-m}(Z) \quad (43)$$

Modulo $P(Z)$

Le calcul d'une convolution bidimensionnelle revient donc à effectuer deux réductions modulo $P(Z)$ et modulo $(Z - 1)$, à évaluer 3 transformées polynômiales et une reconstruction par le théorème des résidus, ainsi qu'à évaluer N produits polynômiaux modulo $P(Z)$ et une convolution de dimension N . Dans le cas où une des séquences d'entrée est fixe, la transformée de cette séquence peut être calculée une fois pour toutes et il suffit de calculer 2 transformées au lieu de 3, comme indiqué sur la figure 3.

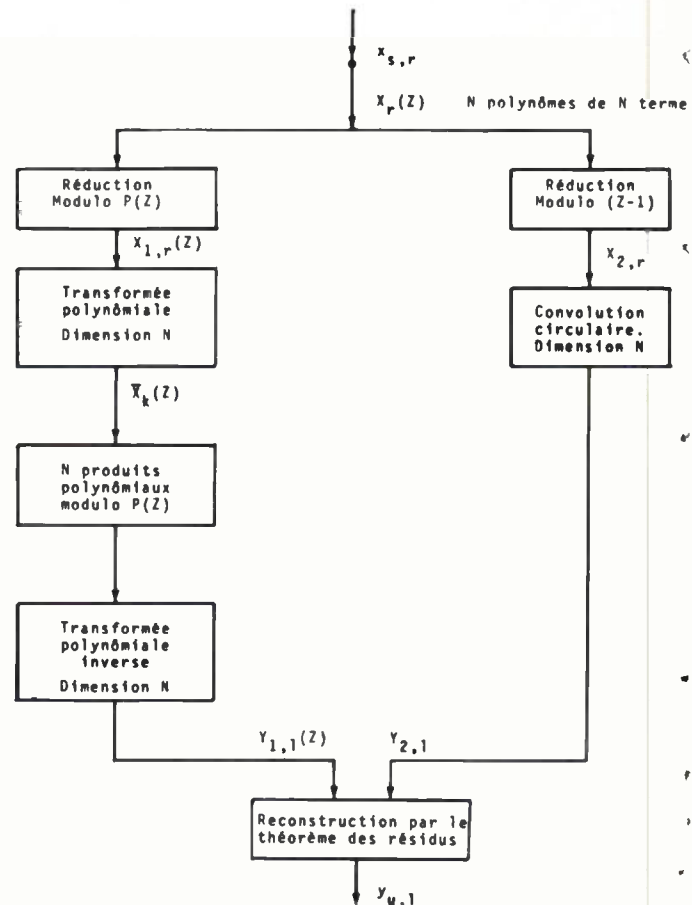


Fig. 3. — Calcul d'une convolution circulaire de dimension $N \times N$ par transformées polynômiales. N premier.

Lorsqu'une convolution de dimension $N \times N$, avec N premier, est calculée par transformées polynômiales, les seules multiplications qui apparaissent, sont celles qui correspondent à la convolution de dimension N et aux N produits polynômiaux modulo $P(Z)$. Ces derniers peuvent toujours être évalués comme des convolutions de dimension N suivies de réductions modulo $P(Z)$. Dans ce cas, le nombre total M de multiplications pour la convolution de dimension $N \times N$ se réduit à $(N + 1)M_1$, M_1 étant le nombre de multiplications correspondant à une convolution de N termes. En pratique, il est toujours possible de calculer les produits polynômiaux modulo $P(Z)$ avec $M_1 - 1$ multiplications en combinant la réduction modulo $P(Z)$ avec l'évaluation de la convolution de dimension N [6, 11]. M devient alors :

$$M = (N + 1)M_1 - N \quad (44)$$

TABLEAU IV

Nombres d'opérations réelles pour transformées de Fourier calculées en combinant les deux méthodes par transformées polynômiales.

Dimension	Nombre de multiplications réelles	Nombre d'additions réelles	Nombre de multiplications par échantillon de sortie	Nombre d'additions par échantillon de sortie
504	1 380	14 668	2,74	29,10
1 008	3 116	32 244	3,09	31,99
2 520	8 340	95 532	3,31	37,90
63 × 63	11 344	193 480	2,86	48,75
80 × 80	16 944	231 344	2,65	36,15
120 × 120	35 632	553 392	2,47	38,43
240 × 240	153 904	2 542 896	2,67	44,15
504 × 504	726 064	15 621 424	2,86	61,50
1 008 × 1 008	3 449 024	71 455 456	3,39	70,33
240 × 240 × 240	39 221 088	925 433 712	2,84	66,94

La méthode de calcul par transformées polynômiales peut facilement être étendue au cas où N est composé, soit par l'utilisation de transformées composées, soit par calcul en chaîne. L'intérêt du calcul de convolutions multidimensionnelles par transformées polynômiales vient du fait que cette méthode permet de réduire sensiblement le nombre d'opérations arithmétiques par rapport au calcul par FFT ou au calcul par chaînage. Une convolution de dimension 5 × 5, par exemple, est évaluée par transformées polynômiales avec 55 multiplications et 369 additions au lieu de 100 multiplications et 465 additions pour un calcul en chaîne utilisant le même algorithme pour la convolution de 5.

Nous avons vu précédemment que dans l'algorithme de Winograd, les transformées de Fourier étaient calculées comme des corrélations multidimensionnelles, elles-mêmes évaluées par un calcul en chaîne. On voit donc qu'en remplaçant ce calcul en chaîne par un calcul par transformées polynômiales, le nombre d'opérations arithmétiques peut être réduit. Ceci peut être illustré par l'exemple d'une transformée de 63 termes. Avec l'algorithme de Winograd, une telle transformée est calculée en chaînant des transformées de Fourier de dimension 7 et 9, elles-mêmes évaluées par l'algorithme de Rader. Avec ce dernier algorithme, la transformée de Fourier de dimension 7 est convertie en 1 multiplication et 1 corrélation de 6 termes alors que la transformée de 9 termes est convertie en 5 multiplications et 1 corrélation de 6 termes. Avec l'algorithme de Winograd, la transformée de 63 termes se calcule donc avec 5 multiplications, 6 corrélations de 6 termes et une corrélation de dimension 6 × 6, ce qui correspond à un total de 198 multiplications réelles. Lorsque le calcul en chaîne de la corrélation de dimension 6 × 6 est remplacé par un calcul par transformées polynômiales, la transformée de Fourier de 63 termes est évaluée avec seulement 174 multiplications réelles.

Les transformées de Fourier peuvent donc être calculées par transformées polynômiales soit par conversion de transformées de Fourier multidimensionnelles en transformées de Fourier monodimensionnelles, soit par la conversion de corrélations multidimensionnelles en corrélations monodimensionnelles. En fait, les deux méthodes ne sont pas exclusives l'une de l'autre et peuvent être combinées pour le calcul de transformées de Fourier multidimension-

nelles de grandes dimensions. Nous donnons, dans le tableau IV le nombre d'opérations arithmétiques réelles pour différentes transformées de Fourier calculées en combinant les deux méthodes par transformées polynômiales. On peut voir que les méthodes utilisant les transformées polynômiales sont particulièrement efficaces puisqu'une transformée de Fourier de dimension 1 008 × 1 008 est calculée par ces méthodes avec seulement 3,39 multiplications réelles par échantillon de sortie, soit environ 1 multiplication complexe par échantillon de sortie.

5. CONCLUSION

Les algorithmes de Winograd et les méthodes utilisant les transformées polynômiales permettent en général d'obtenir une réduction sensible du nombre d'opérations arithmétiques par rapport aux algorithmes classiques de transformée de Fourier rapide. Bien que l'introduction de ces nouvelles méthodes de calcul soit encore trop récente pour que leur impact sur les temps de calcul sur ordinateurs ait pu être évalué de façon exhaustive, il semble dès maintenant que certaines d'entre elles présentent suffisamment d'avantages pour remplacer les algorithmes classiques dans de nombreuses applications pratiques. A cet égard, les méthodes utilisant des transformées polynômiales ayant des dimensions en puissances de deux paraissent particulièrement intéressantes car elles peuvent être implémentées de façon récursive, d'une manière très proche de la FFT, tout en apportant une réduction notable de la charge de calcul.



Henri NUSSBAUMER
Ingénieur ECP-Docteur es sciences.

IBM Fellow, IBM, C.E.R. F06610
La Gauce (tél. : (93)58.40.00).

Bibliographie

- [1] COOLEY J. W., TUKEY J. W. — « An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series », *Mathem. Computation*, 1965, 19, 297-301.
- [2] RADER C. M., BRENNER N. M. — « A new principle for fast Fourier transformation », *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, 1976, ASSP-24, 264-266.
- [3] WINOGRAD S. — « On computing the discrete Fourier transform », *Proc. Nat. Acad. Sci. USA*, 1976, 73, 1005-1006.
- [4] WINOGRAD S. — « On computing the discrete Fourier transform », *Mathem. computation*, 1978, 32, 175-199.
- [5] NUSSBAUMER H. J. — « Digital filtering using polynomial transforms », *Electron. Letters*, 1977, 13, 386-387.
- [6] NUSSBAUMER H. J., QUANDALLE P. — « Computation of convolutions and discrete Fourier transforms by polynomial transforms », *IBM J. Res. Develop.*, 1978, 22, 134-144.
- [7] NUSSBAUMER H. J., QUANDALLE P. — « Fast computation of discrete Fourier transforms using polynomial transforms », *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process*, 1979, ASSP-27, 169-181.
- [8] RADER C. M. — « Discrete Fourier transforms when the number of data samples is prime », *Proc. IEEE*, 1968, 56, 1107-1108.
- [9] NAGELL T. — « Introduction to Number Theory », *Chelsea Publishing Co.*, New-York, 1964.
- [10] GOOD I. J. — « The interaction algorithm and practical Fourier analysis », *J. Royal Statist. Soc. (Ser. B.)*, 1958, 20, 361-372; addendum, 1960, 22 (MR 21 1674; MR 23 A4231), 372-375.
- [11] AGARWAL R. C., COOLEY J. W. — « New algorithms for digital convolution », *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.* ASSP-25, 1977, 392-410.

SEE

Société des électriciens, des électroniciens et des radioélectriciens
 48, rue de la Procession - 75724 PARIS CEDEX 15
 Téléphone 567-07-70 - Téllex SEE 200565 F

SOMMAIRE

- Assemblée générale du 25 avril 1979
 - Rapport du Conseil d'administration pour l'année 1978 P. III
 - Rapport sur l'Ecole Supérieure d'Electricité P. VI
 - Rapport de la Commission des comptes P. VIII
 - Bilan de la Société des Electriciens, des Electroniciens et des Radio-électriciens P. X
 - Récapitulatif des manifestations organisées en 1978 P. XI
- Jeudi 20 septembre 1979 - Issy-les-Moulineaux.
 - Les plasmas en électronique (demi-journée) Section 21 P. XVI
- Mercredi 10 octobre 1979 - Lyon.
 - Les télécommunications et leur évolution (journée) .. Gr. Rhône-Bourg. P. XV
- Vendredi 19 octobre 1979 - Gif-sur-Yvette.
 - Rôle de l'électricité dans les économies d'énergie (journée) } Section 13 P. XVII
et I.S.F.
- Du 2 au 6 octobre 1979 - Toulouse.
 - Congrès national S.E.E. : Sécurité des systèmes électriques et électroniques P. II
- Offres et demandes d'emploi P. XVI
- Nouveaux textes de conférences disponibles à la S.E.E. (feuille rose) P. XIII

RAPPEL DES MANIFESTATIONS
 (annoncées dans les numéros précédents)

- Mercredi 27 juin 1979 - Gif-sur-Yvette.
 - Les composants à usage spécifique dans les divers domaines de l'électronique (journée).
- Mercredi 27 (matin) et jeudi 28 juin 1979 (matin) - Lille.
 - Problèmes de polarisation et de couplage des antennes.
- Mercredi 27 juin 1979 (après-midi) - Lille.
 - Résolution numérique d'équations intégrales singulières en électromagnétisme et acoustique.

Le prochain bulletin paraîtra en septembre.

DU 2 AU 6 OCTOBRE 1979**TOULOUSE****CONGRES NATIONAL**
SURETE DES SYSTEMES ELECTRIQUES ET ELECTRONIQUES

La sûreté de fonctionnement d'un système représente son aptitude à minimiser la probabilité d'apparition de défaillances et à minimiser leurs effets.

Cette qualité est la résultante d'un grand nombre de composantes dont les principales sont :

- la **fiabilité** qui est la probabilité de bon fonctionnement continu,
- la **disponibilité** qui est la probabilité que le système soit capable d'accomplir correctement ses tâches lorsqu'il est sollicité,
- la **maintenabilité** qui est la probabilité de localiser et de réparer les éléments défectueux dans des conditions d'exploitation du système données à l'avance,
- la **sécurité** qui est la probabilité d'éviter les événements à redouter pour l'application considérée.

A l'heure actuelle, le coût très élevé des investissements de conception et de réalisation d'un système industriel et l'accroissement relatif du coût de la maintenance durant son exploitation, incitent à rechercher le meilleur compromis technique et économique en prenant en compte les composantes de sûreté de fonctionnement au même titre que les caractéristiques fonctionnelles dès les premières phases de la conception.

Les problèmes de sûreté sont encore très souvent résolus de manière empirique, en dépit des possibilités offertes par les technologies modernes.

Le congrès se propose de confronter les expériences acquises dans un certain nombre d'applications pratiques et par là de contribuer au progrès de l'art de concevoir des systèmes répondant à des contraintes techniques et économiques compte tenu de leurs défaillances.

Avant l'ouverture du congrès, le texte des rapports présentés sera adressé aux personnes inscrites.

Pour réserver le maximum de temps aux discussions, les rapports seront résumés au début des réunions.

Les discussions feront l'objet d'un compte-rendu général qui sera publié et envoyé ultérieurement à tous les congressistes.

Ce congrès comprendra cinq sessions principales dont le programme sera le suivant :

Mardi 2 octobre - matin : SEANCE D'OUVERTURE sous la présidence de M. Jean LAGASSE, Direction des Affaires Scientifiques et Techniques Régie Nationale des Usines Renault, ancien Directeur Scientifique au CNRS.

Mardi 2 octobre - après-midi : LA SURETE DANS LES PROCESSUS DE FABRICATION INDUSTRIELLE sous la présidence de M. Pierre BOUCHAUD, Directeur à la Direction Générale de Saint-Gobain, Pont-à-Mousson.

Mercredi 3 octobre - matin : LA SURETE DANS LES TRANSPORTS sous la présidence de M. Olivier WEBER, Directeur attaché à la Direction Générale de la SNCF.

Mercredi 3 octobre - après-midi : LA SURETE DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES sous la présidence de M. Jean ANDRIOT, Directeur de la Distribution à EDF.

Jeudi 4 octobre - matin : LA SURETE DANS LES ACTIVITES DE SERVICE sous la présidence de M. Jean CARTERON, Président Directeur Général de STERIA.

Jeudi 4 octobre - après-midi : LES ASPECTS TECHNICO-ECONOMIQUES DE LA SURETE sous la présidence de M. Yves FARGETTE, Directeur de la Production à la Direction Générale des Télécommunications.

Les journées des 5 et 6 octobre seront réservées à des visites techniques et touristiques. Un programme spécial pour les dames accompagnant les congressistes est également prévu.

Du 2 au 6 octobre 1979 - CONGRES NATIONAL DE LA S.E.E. - TOULOUSE
DEMANDE DE PROGRAMME

Veuillez adresser exemplaire(s) du programme détaillé de ce congrès comprenant le formulaire d'inscription à :

M Entreprise

Adresse complète :

Cette demande est à adresser à : SEE - 48, rue de la Procession - 75724 PARIS CEDEX 15.

(Les membres de la SEE recevront individuellement ce programme dès sa parution, sans en faire la demande).

ASSEMBLEE GENERALE DU 25 AVRIL 1979

RAPPORT DU CONSEIL D'ADMINISTRATION POUR L'ANNEE 1978

L'année 1978 a été marquée par une nette consolidation de l'activité de notre société, en particulier dans le cadre des sections techniques, par une intensification de l'action au niveau des groupes régionaux et par le développement des relations avec les jeunes et notamment les élèves-ingénieurs des écoles de formation. Ces différents points se retrouvent dans l'exposé suivant des activités de notre association.

I. — Effectifs

Le nombre total de membres de la Société reste toujours pratiquement stationnaire depuis plusieurs années. Au 1^{er} janvier 1979, il était de 9 098, soit au même niveau approximativement qu'au 1^{er} janvier 1978.

Cette stagnation ne saurait être imputée à une diminution de nos activités et influe défavorablement sur l'importance de nos moyens d'action. Elle paraît, par ailleurs contradictoire avec l'élévation du nombre d'ingénieurs ou assimilés ingénieurs dans l'ensemble des activités de l'électrotechnique, de l'électronique et des télécommunications. Une politique active de recrutement est à développer. Un espoir significatif, pour l'avenir, réside dans la réussite des actions auprès des élèves des écoles d'ingénieurs. De nombreux échanges de vues, sur ce sujet difficile, ont eu lieu dans les différentes instances de la Société.

II. — Congrès et colloques

Du 29 novembre au 1^{er} décembre se sont tenues à Paris les traditionnelles « Journées de novembre » organisées par la Division Energie Electrique et Electronique associée.

Le thème choisi était « L'Electricité, facteur primordial de développement et de survie des industries dans les 25 prochaines années ». Près de 300 inscrits ont participé à ces journées. Les conférences seront reproduites par la Revue Générale de l'Electricité dans le courant de l'année.

De son côté, la Division Electronique, radioélectricité et télécommunications a organisé, avec le Groupement des Industries Electroniques, trois colloques internationaux :

- du 24 au 28 avril 1978 : colloque sur les signaux et images en médecine et en biologie ;
- du 19 au 23 juin 1978 : colloque sur la fiabilité et la maintenabilité ;
- du 4 au 8 décembre 1978 : colloque sur le radar.

Ces colloques ont réuni de l'ordre de 400 participants chacun.

Si la participation étrangère a toujours été satisfaisante, il est à regretter que l'assistance française n'ait pas été, dans certains cas, plus nombreuse.

La SEE a également accordé, sous la direction active du Professeur CONSTANT, sa participation à la Conférence européenne sur les microondes (EMC) qui s'est tenue à Paris en septembre. Le prochain congrès national de la société se tiendra à Toulouse du 2 au 6 octobre 1979 et aura pour thème : « La sûreté des systèmes électriques et électroniques ».

La préparation de ce congrès est déjà bien avancée, notamment sur le plan des conférences techniques.

Il en est de même du colloque international sur la commutation qui doit se dérouler à Paris, du 7 au 11 mai 1979.

La SEE a aussi accordé son patronage à de nombreuses manifestations françaises ou étrangères, en assurant parfois l'organisation de la participation nationale.

III. — Conférences et réunions de sections

Les conférences suivant traditionnellement les assemblées générales ont été prononcées par :

- M. Jean FERON, Directeur de la Production et du Transport EDF, Président 1978 de la SEE, sur le thème : « L'exploitation et les courants faibles », le 10 janvier 1978 ;
- et par M. Yves GARAUULT, Professeur à l'Université de Limoges, Président du Groupe Centre-Ouest, sur le thème : « Les microondes et leurs applications. Etat actuel et perspectives nouvelles », le 10 mai 1978.

A l'occasion de la remise de la Médaille BLONDEL, la conférence a été faite par M. Jean-François DELPECH, Maître de recherche au CNRS, sur le thème : « La fusion thermonucléaire par laser ».

Les journées d'études et de visites techniques ont continué à se dérouler sur un rythme au moins égal à celui des années précédentes :

65 manifestations nationales ont été organisées allant de la demi-journée à 2 jours pleins.

Une liste de ces activités figure en annexe au présent rapport.

A partir du 1^{er} septembre 1978, il a été décidé de différencier plus largement les frais de participation aux journées d'études, en particulier en majorant la participation des non-membres et en réduisant celle des universitaires et assimilés.

IV. — Prix et récompenses

1. MEDAILLE BLONDEL

La commission de la Médaille a attribué pour 1978 la Médaille BLONDEL à :

- M. BUI AI, Directeur de recherche au CNRS ;
- Mme Janine HENAFF, Ingénieur en chef au CNET ;
- M. Maurice MICHON, adjoint scientifique au directeur de la division lasers aux Laboratoires de Marcoussis, de la CGE.

Ces médailles ont été remises par M. Pierre GRIVET, Président du Comité BLONDEL, au cours de la réunion du 18 mai 1978 tenue en commun avec la SEE.

2. GRAND PRIX DE L'ELECTRONIQUE GENERAL FERRIE

Le Grand Prix a été attribué à M. Jacques ERNEST, adjoint au directeur scientifique des Laboratoires de Marcoussis de la CGE, pour ses travaux sur les dispositifs à lasers et les systèmes de télécommunications optiques. La remise du Prix a eu lieu le mardi 14 novembre 1978 à l'Hôtel de Ville de Paris.

3. PRIX DE SECTIONS DE LA SEE

Au cours de l'assemblée générale du 10 mai 1978, les Prix de sections ont été décernés aux personnes suivantes pour la valeur de leurs communications aux réunions des sections techniques :

- Section 12 : M. Christian LEHUEN (Division DEM ALSTHOM de Belfort) ;
- Section 14 : M. Guy BRONDEL (CNRS Laboratoire d'électrocatalyse à Saint-Martin-d'Hères) ;
- Section 16 : M. Marc LA TOISON (Service technique Eclairage PHILIPS) ;
- Section 21 : M. Henri BOCHET (Groupe composants et tubes THOMSON-CSF) ;
- Section 22 : M. J.-L. PERNIN (CIT ALCATEL, Monthéry) ;
- Section 23 : M. Ljubimko MILOSEVIC (Directeur des systèmes électroniques THOMSON-CSF, Bagneux).

V. — Groupes régionaux

Au cours de l'année 1978, 22 journées ont été organisées, le plus souvent en commun avec les sections techniques centrales. A noter, les réunions de Limoges, Toulouse, Lille, Bordeaux, Grenoble, Poitiers, Lannion, Tours, Marseille, Toulon, Nice, Mulhouse, avec une forte participation de la VDE allemande, et aussi Saint-Sébastien en Espagne.

A part ces réunions, l'activité des groupes régionaux a continué à bien se développer dans le cadre des conférences, visites techniques ou activités à caractère social.

De même que deux nouveaux groupes régionaux avaient été mis sur pied en 1977, certains groupes se structurent en sous-groupes chaque fois qu'une activité décentralisée paraît utile. C'est ainsi, par exemple, que le Groupe Sud-Est Méditerranée après avoir développé le sous-groupe de Nice, cherche à animer un autre sous-groupe à Montpellier.

La réunion annuelle des présidents de groupes régionaux à laquelle sont également conviés les présidents de divisions et de sections techniques, a eu lieu au siège social, le mercredi 15 novembre sous la présidence de M. FERON. Les participants ont pu, tour à tour, évoquer l'activité de leur groupe, leurs projets, les difficultés qu'ils rencontrent et l'aide qu'ils souhaitent recevoir des organismes centraux. Un déjeuner devait réunir les invités à la réunion, déjeuner précédé par un hommage rendu à M. André BLANC-LAPIERRE qui quitte les fonctions de Directeur général de l'Ecole Supérieure d'Electricité.

VI. — Relations nationales et internationales

1. RELATIONS AVEC LA SOCIÉTÉ DES INGENIEURS ET SCIENTIFIQUES DE FRANCE

Au cours de l'année 1978, la Société des Ingénieurs Civils de France s'est transformée en Société des Ingénieurs et Scientifiques de France, en proposant aux différentes sociétés scientifiques spécialisées de jouer auprès d'elles le rôle que jouait jusqu'ici l'Union des Associations Scientifiques et Techniques. Dans ce nouveau cadre, la SEE a adhéré comme membre collectif aux ISF et deux de ses représentants ont été élus membres du conseil des ISF. A l'échelon central a été créée une commission des associations et sociétés industrielles et scientifiques (remplaçant l'UASIF).

Enfin, les ISF ont dissous leur section spécialisée « Industries électriques et électroniques », le rôle de cette section devant être joué par la SEE qui élargit ainsi son audience sur les sujets à caractère général.

2. LIAISONS AVEC LA CONVENTION DES SOCIÉTÉS NATIONALES D'ELECTRICIENS DE L'EUROPE OCCIDENTALE (EUREL)

La SEE a continué à collaborer activement avec les autres associations européennes d'électriciens d'Europe de l'Ouest, au sein d'EUREL. La dernière assemblée générale s'est tenue en septembre à Helsinki. Le président désigné pour 1979 est le Professeur GOSLING de l'Université de Bath, Vice-Président de l'Institution of Electronic and Radio Engineers (IERE).

Le secrétariat devient un secrétariat permanent installé, dans un premier temps, à Francfort-sur-le-Main.

3. LIAISONS AVEC L'INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (IEEE)

Depuis un certain temps, le besoin se fait sentir de normaliser nos relations avec l'IEEE.

De plus en plus, sur le plan central, des contacts se créent avec les grandes sociétés scientifiques spécialisées américaines, notamment à l'occasion des congrès internationaux. Sur le plan national, la section française de l'IEEE, qui dispose de moyens limités, désire s'associer à certaines de nos manifestations et trouver dans la SEE un soutien logistique.

Des rencontres dans le but d'une meilleure liaison ont eu lieu au cours de l'année 1978 et différents projets de base d'accord sont actuellement à l'étude. Un accord devrait pouvoir être trouvé en 1979.

VII. — Relations avec les jeunes

Les orientations adoptées au cours de la précédente année ont inspiré les actions menées et les projets élaborés tout au long de l'exercice.

Certains groupes régionaux ont pris une part active, indispensable pour l'avenir, à cet effort et ont décidé d'associer des jeunes à leurs instances d'animation.

Nous avons poursuivi systématiquement les réunions d'informations dans les écoles, tant en province qu'à Paris, en nous efforçant de toucher les élèves ayant encore une année ou deux d'études devant eux.

Parmi les actions qui nous avaient été suggérées par des élèves, nous avons retenu l'organisation d'une journée « Jeunes électriciens » qui s'est tenue à Paris le 20 novembre 1978 sur le thème : « Être ingénieur demain ».

Grâce à tous les concours dont nous avons bénéficié, que ce soit de la part de M. DEJOU, Délégué général d'EDF, pour mener le débat, de la part de la RATP, pour la visite de ses installations de commandes centralisées, de la part des écoles et des groupes régionaux pour la prise en charge d'une partie des frais de voyages des participants, cette journée qui réunissait 94 élèves, dont 60 venus de province, a connu un succès significatif. Il semble donc judicieux de la reconduire et d'organiser chaque année une journée « Jeunes électriciens ».

Quelques jeunes sont d'ores et déjà associés à la Section 01 et réfléchissent au thème et au programme d'une journée 1979.

Parmi les autres projets en cours d'examen, l'un concerne d'éventuels « Stages Innovation » qui pourraient être proposés, avec l'appui des pouvoirs publics, à des élèves ingénieurs pour mener dans certaines petites ou moyennes entreprises et pour le compte de celles-ci, des enquêtes préalables sur l'intérêt d'y introduire telle ou telle technologie électrique ou électronique récente.

VIII. — Ecole Supérieure d'Electricité

Un rapport spécial retrace les diverses activités de l'Ecole Supérieure d'Electricité au cours de l'exercice 1978. Il convient de signaler ici que l'année a été marquée par le départ de M. André BLANC-LAPIERRE qui, depuis 1969, présidait avec beaucoup de succès aux destinées de l'Ecole. Il a notamment assuré la création de l'antenne de Rennes et le déplacement de l'Ecole de Malakoff dans des bâtiments neufs construits à la ferme du Moulon à Gif-sur-Yvette.

Le nouveau Directeur général, M. Jean-Loup DELCROIX, est bien connu des membres de la SEE ; il a assuré, en 1975, la présidence de la DEEEA.

Au cours d'une cérémonie à l'ESE, Madame SAUNIER-SEITE, Ministre des Universités et M. AIGRAIN, Secrétaire d'Etat à la Recherche, ont tenu à honorer de leur présence l'hommage rendu à M. BLANC-LAPIERRE et l'accueil du nouveau Directeur général.

IX. — Revues et publications

Les deux revues publiées sous l'égide de la SEE, à savoir la REVUE GENERALE DE L'ELECTRICITE et L'ONDE ELECTRIQUE ont continué à être diffusées dans les mêmes conditions que précédemment. Toutefois, le nombre de nos membres souscrivant à l'abonnement à une revue diminue lentement chaque année. Il convient, d'un côté, de rendre les revues plus attrayantes et d'un autre côté, d'essayer de faire comprendre aux membres de la SEE qu'il est de l'intérêt général de notre association nationale de maintenir le niveau et alder à promouvoir la diffusion de nos deux revues. Ces actions se poursuivront au cours de l'année 1979.

La mutation dans la gestion de L'ONDE ELECTRIQUE, annoncée l'année dernière, s'est réalisée à la fin de l'année 1978. Un nouveau contrat a été conclu pour 4 ans avec les Editions MASSON qui prendront en charge la responsabilité du rédacteur en chef et réaliseront par étapes l'équilibre financier.

La SEE, par l'intermédiaire du comité de L'ONDE ELECTRIQUE et du comité de lecture, dont elle désigne les présidents, continue à fixer l'orientation générale de la revue et à contrôler la composition des différents numéros ainsi que la qualité des mémoires publiés. Les informations sur la Société continuent à être publiées en encart dans les deux revues.

Deux nouveaux fascicules de perfectionnement rassemblant les conférences de deux réunions de sections ont été produits. Le fonds des conférences isolées disponibles pour la reproduction s'est accru de 171 conférences et environ 2 000 reproductions ont été fournies.

X. — ELDOD (Réseau international de documentation en électricité et électronique)

Le comité directeur d'ELDOC, au cours de sa séance du 19 octobre 1978, a pris acte de l'arrêt de l'alimentation de la base documentaire spécialisée PASCAL-ELDOC.

Dans le cadre de l'évolution de sa politique, le Bureau national de l'information scientifique et technique (BNIST) doit signer avec la SEE, au début 1979, une nouvelle convention afin de subvenir aux charges salariales et administratives d'ELDOC.

Le CNRS a repris à son compte (facturation, expédition, gestion) les abonnements aux profils PASCAL qu'ELDOC avait en portefeuille en 1978.

ELDOC sera chargé de promouvoir en 1979 :

- a) les profils des bases documentaires du CNET, d'EDF et de THOMSON-CSF ;
- b) la recherche rétrospective sur tous les fichiers automatisés pouvant fournir des informations aux adhérents de la SEE ;
- c) l'étude des besoins des petites et moyennes entreprises.

XI. — Cotisation et situation financière

Le taux de la cotisation de base de 1978 avait été fixé à 65 F contre 60 F l'année précédente. Ce relèvement, inférieur à l'accroissement du coût de la vie, n'a pas permis d'assurer une couverture suffisante des dépenses de l'exercice compte tenu de la stagnation du nombre de nos membres.

Cette situation qui avait déjà été prévue l'année dernière a conduit à proposer un taux de cotisation plus élevé dans les années à venir. Un premier pas a été fait à l'assemblée générale de 1978 qui a fixé ce taux au niveau de 75 F pour l'année 1979.

XII. — Conclusion

Notre association, au cours de l'année 1978, a continué à développer de façon régulière ses activités traditionnelles en essayant de promouvoir dans la mesure de ses moyens des activités et des produits s'adaptant aux besoins et aux désirs de ses membres. Une clarification des responsabilités et une certaine modernisation ont été engagées dans le domaine des revues. Des améliorations plus importantes seraient possibles si des ressources correspondantes pouvaient les financer.

Des liaisons plus étroites se dessinent entre associations scientifiques, soit sur un plan national interdisciplinaire, soit sur un plan international à caractère spécifique.

Les actions entreprises auprès des jeunes commencent à rencontrer un certain succès entraînant de nouvelles adhésions de nos élèves ingénieurs. Ceci est prometteur pour l'avenir.

Le Conseil d'administration exprime sa reconnaissance à l'Université, aux services publics, aux sociétés nationales et aux industriels qui soutiennent notre action, auxquels il adresse l'expression de sa reconnaissance. Il remercie vivement les présidents et secrétaires des divisions et sections techniques ainsi que les présidents et membres des comités directeurs des groupes régionaux qui font preuve, pour assurer la mise sur pied et le suivi des manifestations dont ils ont la charge, de beaucoup d'activité et de qualités d'organisation remarquables.

Il remercie également le délégué général et tout le personnel du secrétariat de la SEE qui ont toujours témoigné beaucoup de dévouement pour assurer la vie courante de notre association.

RAPPORT SUR L'ECOLE SUPERIEURE D'ELECTRICITE

Messieurs les Présidents,

Mesdames, Messieurs,

C'est la première fois que j'ai l'honneur de présenter le rapport sur l'Ecole Supérieure d'Electricité à l'Assemblée Générale de la Société des Electriciens, des Electroniciens et des Radioélectriciens. C'est en effet le 15 septembre 1978 que j'ai succédé au Professeur André BLANC-LAPIERRE dans les fonctions de Directeur Général de l'Ecole. Cette succession est redoutable, car mon prédécesseur a déployé pendant dix ans des qualités si extraordinaires de bâtisseur, d'animateur et de défenseur de l'Ecole qu'il me sera difficile de l'égaler. Mais par ailleurs, cette succession est agréable parce que M. BLANC-LAPIERRE laisse derrière lui une Ecole en pleine vitalité où l'on se sent heureux de travailler.

Je voudrais d'abord citer quelques faits saillants permettant de juger l'activité de l'Ecole. Puis, dans une seconde partie, je ferai le point sur les problèmes de gestion et de situation financière.

I. — ACTIVITE DE L'ECOLE

1.1. Enseignement

— Concours d'entrée

Comme les précédents, le dernier concours d'admission (été 1979) a montré le grand attrait exercé par l'Ecole Supérieure d'Electricité sur les élèves des classes préparatoires au concours.

La remarque faite à ce sujet, l'an dernier, par M. BLANC-LAPIERRE peut être reconduite en actualisant les nombres de candidats sur 1978 : en ce qui concerne les élèves issus des taupes MM', 2 994 (2 992 en 1977) ont effectué les épreuves de notre concours. Le dernier admis à l'Ecole est situé dans les 15 % de tête par rapport à l'ensemble des candidats. 2 014 candidats sont issus des classes préparatoires P'. Le dernier admis à l'Ecole est situé dans les 12 % de tête par rapport à l'ensemble des candidats.

— Admissions sur titre

On avait enregistré, durant les années 1976 et 1977, une certaine baisse du nombre de candidatures à l'admission sur titre. Cette baisse devait, selon nos prévisions, n'être que provisoire car étant due à la mise en application du nouveau régime concernant le service national. En effet, pour les candidats nés après 1952, ou ayant eu leur baccalauréat en 1972 et plus tard, la limite d'âge pour terminer un cycle d'études est désormais fixée à 23 ans. Seuls les bénéficiaires du report L9, demandé pour la coopération et le contingent scientifique, peuvent obtenir un sursis jusqu'à 25 ans.

Le tableau ci-dessous montre que cette prévision s'avère exacte puisque le nombre des candidatures, en 1978, s'est rapproché de celui de 1975 et est en nette augmentation sur celui de 1977. Ce qui signifie que de nombreux candidats demandent et demanderont leur admission à l'E.S.E. une fois leur service national effectué.

	Nombre de candidatures à l'admission sur titre			
	en 1975	en 1976	en 1977	en 1978
En 2 ^e année en vue du diplôme d'Ingénieur E.S.E.	334	258	203	291
En 3 ^e année en vue du diplôme de spécialisation	55	56	76	62

— Modifications apportées au programme des études de l'Ecole pour l'année scolaire 1978-1979

- L'enseignement de la logique combinatoire (cours, petites classes et T.P.) est désormais donné en 1^{re} année.
- L'enseignement de la logique séquentielle (cours, petites classes et T.P.) l'est en 2^e année.
- Un renforcement de l'enseignement de l'informatique en 1^{re} année a été mis en place : des bureaux d'études de programmation sont effectués par petits groupes de 10 élèves sur les consoles, en temps partagés de l'Ecole le temps d'accès à ces consoles, en libre service, a été augmenté avec des heures réservées à la 1^{re} année et un projet de programmation a été donné à tous les élèves durant le mois de mars ; ce projet, traité en binôme, fait l'objet d'une soutenance individuelle.
- Une refonte de l'enseignement de la mécanique a été opérée de telle sorte que soient étudiés, d'une part, en complément des cours des classes préparatoires, certaines bases de la mécanique analytique nécessaire au cours de mécanique quantique, d'autre part, un enseignement de mécanique des fluides jusqu'alors donné en 3^e année et seulement dans certaines sections.

— Actions nouvelles projetées en matière d'enseignement

a) Haut Enseignement d'Energétique Comparée

Le titre de ce haut enseignement, ENERGÉTIQUE COMPAREE, 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 aux 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 d'utilisateurs, ayant des postes de responsabilité dans leurs entreprises.

L'enseignement porte :

- d'une part sur des connaissances de base correspondant à la réalité d'aujourd'hui. (Les ressources d'énergies primaires et leur répartition géographique - Les techniques de conversion d'énergie - La gestion de l'énergie - Les comparaisons économiques, les contraintes et les perspectives ;
- et, d'autre part, sur des sujets spécialisés.

Ces derniers présentent trois caractéristiques :

- leurs spécialisations 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.

D'une manière générale, il s'agit moins de développer des théories que de montrer dans des cas d'espèce significatifs l'importance des notions ou des raisonnements thermodynamiques.

Le programme comprend, d'une part, un enseignement de base décomposé en 19 modules d'une demi-journée, d'autre part, dix sessions spécialisées de 1 ou 2 journées.

L'ensemble du cycle se déroule sur 10 mois. Il commencera au début de janvier et se terminera en décembre 1980.

b) Option « Electricité solaire »

Une option électricité solaire sera organisée à l'Ecole durant le 3^e trimestre 1979. Elle sera dirigée par M. ETIEVANT - responsable du projet PIRDES.

Elle sera ouverte à 16 élèves venant des sections E.E., C.A. et E.I. et à 16 ingénieurs en session de formation continue.

Elle comprendra :

- une période d'enseignement qui se déroulera entre le lundi 23 avril et le vendredi 11 mai 1979. Les ingénieurs en formation continue ne suivront que cette période d'enseignement ;
- un stage de 2 mois dans un laboratoire ou une société travaillant dans le domaine solaire ; ce stage commencera le lundi 14 mai et il se terminera à la mi-juillet et sera réservé aux 16 élèves de l'Ecole.

1-2 Formation continue

On a pu accroître légèrement les effectifs correspondant à ce type d'enseignement grâce à un important développement des sessions sur les microprocesseurs (en particulier dans l'établissement de Rennes) et à la création de sessions personnalisées adaptées à des demandes particulières de certains Industriels (RATP, Schlumberger, CGEE-Alsthom, TRT, ONERA, Renault).

Dans le domaine des langues vivantes, les effectifs n'ont pu être que difficilement maintenus grâce à une diversification des programmes et des méthodes. Dans ce domaine, notre potentiel n'est pas utilisé au maximum et il serait souhaitable que les Industriels fassent davantage appel à nos services.

1-3 Recherche

Comme il avait été indiqué dans les précédents rapports, le Laboratoire de Génie Electrique de Paris est rattaché à l'Ecole Supérieure d'Electricité depuis 1976.

L'intérêt essentiel du rapprochement géographique de ce laboratoire et de l'ESE, nous a amené à entreprendre la construction d'un nouveau bâtiment à proximité de celui de l'ESE sur le Plateau du Moulon à Gif-sur-Yvette. Les moyens nécessaires à cette opération ont été rassemblés grâce à la participation du Ministère des Universités, du Ministère de l'Industrie, de la Fédération des Industries Electriques et Electroniques, d'Electricité de France et du Centre National de la Recherche Scientifique.

Le marché correspondant a été signé en octobre 1978 et les travaux ont commencé le 1^{er} novembre 1978, ils doivent se terminer courant août 1979. Le transfert de ce laboratoire dans ses nouveaux locaux aura lieu en septembre 1979.

II. — GESTION - SITUATION FINANCIERE

2-1 Comptes de l'année 1978

Les prévisions du budget de l'année 1978 établissaient ce dernier à un montant équilibré de 33 941 KF.

Dans ces prévisions, il avait été fait état de recettes complémentaires à trouver pour une somme de 314 KF. En gros, on peut dire que l'Ecole a réglé tous les problèmes posés par le caractère incertain, au moment de l'évaluation du budget, lié à cette subvention complémentaire. Elle l'a fait, soit par un accroissement effectif des recettes, soit en appliquant une politique d'économie sévère conduisant à une réduction des dépenses par rapport aux prévisions.

Au total, les comptes de l'année 1978 présentent un faible reliquat positif égal à 275 403 F.

En ce qui concerne le Laboratoire de Génie Electrique de Paris, l'exercice 1978 a fait apparaître un léger déficit de 121 107 F.

2-2 Prévisions 1979

Le budget approuvé correspond à un montant de 38 294 KF.

Le projet initial s'élevait à 40 991 KF ; il a donc été diminué de 1 697 KF pour équilibrer les recettes et les dépenses.

2-3 Réflexions sur la situation financière de l'Ecole

La situation financière actuelle de l'Ecole apparaît donc comme tout à fait saine. Permettez-moi cependant de remarquer que ce résultat n'a été obtenu que grâce à une gestion assez austère qui, sur certains points, pourrait à long terme hypothéquer l'avenir. Il me semble en particulier qu'il faudrait dans un avenir proche pouvoir consacrer des crédits supplémentaires sur les points suivants :

- a) entretien du bâtiment ;
- b) renouvellement du matériel d'enseignement ;
- c) renouvellement du matériel informatique ;
- d) augmentation des effectifs.

La situation actuelle relativement favorable de notre budget est due principalement aux soutiens accrus du Ministère des Universités et des Entreprises. Nous espérons grâce à eux pouvoir résoudre nos problèmes d'entretien de bâtiment et de matériel d'enseignement.

Quant aux problèmes de matériel informatique et d'augmentation des effectifs, ils nous paraissent très liés à la politique nouvelle souhaitée par le Ministère de l'Industrie en matière d'Innovation et d'Appui Technique aux entreprises. Un meilleur financement de notre Ecole par ce Ministère paraît donc logique et permettrait de les résoudre.

RAPPORT DE LA COMMISSION DES COMPTES
ANNEE 1978

Messieurs,

Vous avez bien voulu nous confier la mission de vérifier les comptes de l'exercice 1978. Nous avons l'honneur de vous rendre compte de ce mandat.

Les livres de comptabilité ont été mis à notre disposition et toutes explications utiles nous ont été données sur le fonctionnement des services de votre société, savoir :

- ECOLE SUPERIEURE D'ELECTRICITE
- SOCIETE SAVANTE.

ECOLE SUPERIEURE D'ELECTRICITE

Les redevances provenant du concours, des frais d'études des élèves, des fournitures scolaires, de la formation continue et des remboursements relatifs aux élèves algériens se montent à **5 508 367,48**

Il s'y ajoute :

— La subvention du Ministère de l'Industrie	1 264 300,00
— La subvention du Ministère de la Défense	551 284,00
— La subvention du Ministère des Universités	13 420 719,00
— Le montant des subventions de l'Industrie Electrique, de l'Electricité de France et autres Industries, imputable sur la taxe d'apprentissage	9 638 207,52
— Des recettes et subventions au titre de la Recherche	2 461 148,80
— Des recettes affectées	3 381 227,72
— Et enfin des recettes diverses pour un total de	1 102 516,90
SOIT UN ENSEMBLE DE RECETTES DE	37 327 771,42

A ces recettes, s'oppose un total de dépenses de **37 052 367,77**
 Il en résulte un excédent de recettes pour l'année 1978 de **275 403,65**
 Compte tenu du déficit cumulé des années antérieures de **287 581,67**
 Le déficit total à la fin 1978 est de **12 178,02**

L.G.E.P.

— Industries de la Construction Electrique et Electronique	60 000,00
— Electricité de France	60 000,00
— L.C.I.E.	30 000,00
— Recettes au titre de la Recherche	1 788 759,82
— Recettes diverses	149 390,34
SOIT UN ENSEMBLE DE RECETTES DE	2 088 150,16

A ces recettes s'oppose un total de dépenses de **2 209 257,35**
 Il en résulte un excédent de dépenses pour l'année 1978 de **121 107,19**

Compte tenu du déficit cumulé des années antérieures :	
— Déficit cumulé avant 1977	1 050 241,00
— Reliquat 1977	161 140,34
SOIT	889 100,66

Le déficit total à la fin 1978 est de **1 010 207,85**
 Le L.G.E.P. est désormais rattaché à l'E.S.E., le résultat cumulé des deux organismes, à reporter sur l'année 1979 est un déficit de **1 022 385,87**

SOCIETE SAVANTE

— Les recettes ordinaires représentées par les cotisations des membres de la société figurent pour	872 264,38
— Les recettes diverses pour	40 339,25
— Les intérêts du Portefeuille et des fonds disponibles s'élèvent à	21 524,16

Il s'y ajoute :

— Le solde des Congrès et Journées Techniques	248 878,87
— Les sommes versées en 1978 au titre de la Documentation	1 198 350,52
— Les abonnements Onde Electrique	329 080,05
— Les recettes du Perfectionnement fascicules et audiovisuel	14 514,22
— Les recettes des Groupes régionaux	209 128,07
— La participation aux frais de fonctionnement de l'immeuble des autres occupants	290 443,44
— Des recettes exceptionnelles de	325 011,66
RECETTES TOTALES	3 547 514,62

Les dépenses totales, y compris l'excédent des dépenses de l'exercice précédent, s'élèvent à **3 739 441,42**
 L'excédent des dépenses sur les recettes à reporter sur l'exercice 1979, s'établit ainsi à **191 926,80**

SITUATION

La situation au 31 décembre 1978 de la Société des électriciens, des électroniciens et des radio-électriciens se présente comme suit :

ACTIF

— Terrains et Immeubles	3 578 496,94
(Sans changement.)	
— Matériel et Mobilier	265 028,68
(En augmentation de 6 156,17 F par suite des acquisitions effectuées par la SEE dans l'année.)	
— Instruments et Matériels	18 288 052,30
(En augmentation de 3 105 523,69 F par suite des acquisitions effectuées par l'Ecole dans l'année.)	
— Agencement	578 265,50
(Sans changement.)	
— APEC (Effort à la construction)	13 776,51
(En augmentation de 8 067,80 F, soit 0,80 % des salaires bruts déclarés en 1977, inscrit à un poste d'immobilisation pour une durée de 20 ans.)	
— Dépôts, Cautionnements	3 000,00
(Sans changement.)	
Portefeuille :	
— Le portefeuille évalué aux cours du 31-12-78 s'élève à	417 720,39
(Y compris les titres acquis sur le 10 ^e disponible et le réemploi des remboursements qui sont intervenus en cours d'année 1978).	
— Le Portefeuille Actions de la Société pour Favoriser le Développement du Haut Enseignement de l'Electrotechnique en France est inchangé à	10 870,00
(Valeur nominale.)	
— Le disponible en « Calsses et Banques » s'élève à	11 177 425,38
(Contre 8 121 436,44 F.)	
Les débiteurs comprennent :	
— Les comptes débiteurs divers qui se montent à	2 622 521,71
— Le compte des annuités remboursées à la Société pour Favoriser le Développement du Haut Enseignement de l'Electrotechnique en France pour	8 819,80
Enfin, le montant des résultats cumulés de l'Ecole et de la Société Savante reporté à l'exercice suivant, s'élève à	1 214 312,67
(Au lieu de 145 138,88 F.)	

PASSIF

— Le compte de la « Dotation » s'établit à	112 380,84
contre 109 989,27 F.	
— Le Fonds de réserve reste inchangé à	12 133,07
— Les recettes afférentes à l'exercice suivant, comptabilisées par la Société s'élèvent à	1 515 756,06
contre 292 637,00 F.	
— Les comptes créanciers à court terme se totalisent à	13 721 428,25
contre 11 503 713,86 F.	
— Le compte de la Société pour Favoriser le Développement du Haut Enseignement de l'Electrotechnique en France dont le remboursement s'effectue chaque année par l'annuité conventionnelle reste inchangé à	66 800,00
— Cautionnements d'avance	16 096,00
(Avance loyer sur Immeuble rue Edgar-Quinet à Malakoff.)	
— Les sommes affectées à des provisions diverses (annuaire, publications, prix, ...) s'élèvent à ..	170 571,54
contre 195 039,65 F.	
— Indemnité reçue pour acquisition du terrain 48, rue de la Procession sur indemnité d'éviction de l'Education Nationale	449 000,00
(Sans changement.)	
Le compte général « Fonds d'amortissement » se présente comme suit :	
— Immeubles, agencement, matériel	21 933 275,65 contre 18 827 751,96
— Emprunt	8 819,80 contre 8 395,62
Sous la rubrique « Compte d'ordre » figure :	
— La différence de cours sur valeurs mobilières cotées du Portefeuille pour	172 028,67
contre 106 419,80 F.	

Nous vous proposons d'approuver les comptes et le bilan de l'année 1978 tels qu'ils vous sont présentés.

Les Commissaires aux Comptes

M. MICHOUDET M. VERREE M. FOREY

AVRIL 1979

BILAN

DE LA SOCIETE DES ELECTRICIENS,
DES ELECTRONICIENS ET DES RADIOELECTRICIENS

	SITUATION AU 31 DECEMBRE 1977	SITUATION AU 31 DECEMBRE 1978
ACTIF		
Terrains et Immeubles	3 578 496,94	3 578 496,94
Matériel et Mobilier	258 872,51	265 028,68
Instruments et Matériels	15 182 528,61	18 288 052,30
Agencements	578 265,50	578 265,50
APEC	5 708,71	13 776,51
Dépôt, cautionnements	3 000,00	3 000,00
Portefeuille :		
— Rentes et Obligations	358,964,42	417 720,39
— Actions SPFDHEEF	10 870,00	10 870,00
— Caisses et Banques	8 121 436,44	11 177 425,38
Débiteurs divers	3 370 054,17	2 622 521,71
SPFDHEEF (remboursement avances)	8 395,62	8 819,80
Résultats cumulés (Ecole et Société Savante)	145 138,88	1 214 312,67
TOTAL DE L'ACTIF	31 621 731,80	38 178 289,88
PASSIF		
Dotation	109 989,27	112 380,84
Fonds de réserve	12 133,07	12 133,07
Recettes afférentes à l'exercice suivant	292 637,00	1 515 756,06
Créditeurs :		
— Divers	11 503 713,86	13 721 428,25
— SPFDHEEF	66 800,00	66 800,00
— BNP	33 755,57	
— Cautionnements d'avance	16 096,00	16 096,00
Sommes affectées à destinations spéciales	195 039,65	170 571,54
Indemnité acquisition Terrain	449 000,00	449 000,00
Fonds d'amortissements :		
— Immeubles, agencement, matériel	18 827 751,96	21 933 275,65
— Emprunt	8 395,62	8 819,80
Compte d'ordre :		
— Plus-value des valeurs mobilières	106 419,80	172 028,67
TOTAL DU PASSIF	31 621 731,80	38 178 289,88

SEE/X

ANNEXE

RECAPITULATIF DES MANIFESTATIONS organisées en 1978

Dates	Organisation	Lieux	Thèmes
10 janvier	Assemb. Gén. S.E.E.	Paris	L'exploitation et les courants faibles, par M. FERON.
17 janvier	Section 16	Paris	La régulation de la lumière.
17 et 18 janvier	Gr. Centre-O. Sect. 22 et 24	Limoges	Télécommunications.
24 et 25 janvier	Sections 17 et 21	Issy-les-M.	Le rôle des microprocesseurs dans l'automatisation des Instruments de mesure.
1 ^{er} février	Section 22	Gif-sur-Y.	Les services par satellites.
2 et 3 février	Sections 11 et 13	Gif-sur-Y.	Les méthodes modernes d'étude et de réalisation des automatismes.
7 février	Section 21	Gif-sur-Y.	Test des circuits Intégrés.
22 février	Section 27	Gif-sur-Y.	Qualités et performances actuelles et souhaitées du matériel implantable de stimulation cardiaque.
9 et 10 mars	Section 13	Gif-sur-Y.	Les entraînements à vitesse variable par variateurs statiques de fréquence.
15 mars	Section 22	Gif-sur-Y.	Utilisation des dispositifs à transfert de charge et à ondes de surface.
14 au 17 mars	Section 27	Toulouse	Journées d'Informatique médicale.
16 mars	Sections 16 et 27	Issy-les-M.	Conditionnement d'air de très haute performance en milieu hospitalier.
16 et 17 mars	Gr. Nord Sections 12 et 13	Lille	Evolution récente du matériel dans les Installations Industrielles.
21 mars	Section 21	Issy-les-M.	Systèmes de connexion pour fibres optiques.
22 mars	Section 23	Gif-sur-Y.	La télédétection.
23 mars	Section 01	Paris	Les langues étrangères et l'ingénieur.
18 avril	Gr. Sud-O. et Section 12	Bordeaux	Les réseaux Industriels.
20 et 21 avril	Gr. Dauph.-S. Sections 21 et 13	Grenoble	Nouveaux matériaux magnétiques. Leurs applications en électrotechnique et en électronique.
24 au 28 avril	S.E.E./G.I.E.L.	Paris	BIOSIGMA.
25 avril	Gr. Centre-O. Sections 12, 16 et 21	Poitiers	L'utilisation de l'énergie solaire pour la production d'énergie calorifique, mécanique et électrique.
26 avril	Section 22	Issy-les-M.	Le vidéodisque.
27 avril	Section 14	Issy-les-M.	Dernières applications de l'électricité aux fours métallurgiques.
2 et 3 mai	Gr. Ouest et Section 23	Lannion	Applications de l'électronique et de la radio-électricité aux sciences de l'atmosphère (annulé pour insuffisance de participants).
10 mai	Assemb. Gén. S.E.E.	Paris	Les microondes et leurs applications. Etat actuel et perspectives d'avenir, par M. GARAUULT.
11 mai	Gr. Centre-O. et Section 25	Limoges	Méthodes analytiques et numériques en propagation guidée.
11 et 12 mai	G. Midi-Pyr.	Toulouse	Les utilisations de l'énergie solaire.
17 mai	Section 24	Issy-les-M.	Les petits autocommutateurs électroniques privés.
17 et 18 mai	Gr. Dauph.-S. Sections 13 et 25	Grenoble	Les applications du traitement du signal.
18 mai	S.E.E./Comité Blondel	Paris	La fusion thermonucléaire par laser, par M. DELPECH.
18 mai	Section 15	Gif-sur-Y.	Réseaux électriques de traction.
19 mai	Section 01/ Club E.E.A.	Orléans	La collaboration de l'industrie et de l'enseignement supérieur à la formation des étrangers.
19 et 20 mai	Section 27	Près de Tours	L'analyse et le traitement des images biomédicales.

24 mai	Section 22	Gif-sur-Y.	La télécopie.
25 mai	Section 12	Gif-sur-Y.	Câbles à courant continu à isolation synthétique extrudée.
31 mai	Section 25	Gif-sur-Y.	Codes correcteurs d'erreurs. Applications présentes et futures.
1 ^{er} et 2 juin	Gr. Dauph.-S. Sections 21 et 11	Grenoble	Physique et technologie des supraconducteurs sous champ élevé.
6 juin	Section 01	Paris	Besoins de l'ingénieur en sciences économiques et juridiques.
7 juin	Gr. Centre-O. Sections 17 et 21	Limoges	La caractérisation des matériaux dans les domaines H.F. et microondes.
7 juin	Section 16	Gif-sur-Y.	L'influence de la lumière et de la climatisation sur les végétaux.
8 juin	Sections 12 et 13	Gif-sur-Y.	Perturbations des réseaux industriels et de distribution.
8 et 9 juin	Gr. S.-E Méd. Sections 22 et 24	Marseille	Télécommunications.
12 juin	Section 24	Issy-les-M.	La téléinformatique sur les réseaux publics.
14 juin	Section 21	Issy-les-M.	Dispositifs semi-conducteurs de puissance.
15 juin	Section 14	Gif-sur-Y.	Nouveaux aspects de la chimie à travers l'énergie nucléaire.
19 au 23 juin	S.E.E./G.I.E.L.	Paris	Colloque International sur la fiabilité et la maintenabilité.
28 et 29 septembre	Section 12	Gif-sur-Y.	L'utilisation de l'informatique pour l'étude des lignes aériennes et la conception de leurs éléments constitutifs.
11 octobre	Section 21	Issy-les-M.	Les aspects économiques des circuits intégrés.
12 octobre	Section 13	Gif-sur-Y.	Les automatismes à microprocesseurs.
18 octobre	Section 26	Gif-sur-Y.	Le laser et la physique atomique.
20 octobre	Gr. S.-E Méd. et Section 23	Toulon	La trajectographie sous-marine.
24 octobre	Section 16	Paris	Le chauffage des locaux par l'électricité.
25 octobre	Section 24	Issy-les-M.	Le nouveau plan de numérotage pour le réseau téléphonique français.
26 octobre	Section 01	Gif-sur-Y.	Comment motiver les élèves-ingénieurs et leurs enseignants aux aspects : coûts, délais, relations humaines, responsabilités.
15 novembre	Section 23	Gif-sur-Y.	Navigation par inertie.
15 novembre	Sections 24 et 22	Issy-les-M.	La modélisation dans l'étude des réseaux de télécommunications.
20 novembre	S.E.E.	Paris	Journée «Jeunes électriciens».
22 novembre	Section 17	Gif-sur-Y.	Génération, synthèse et mesure de fréquences optiques stables.
23 novembre	Sections 24 et 22	Issy-les-M.	Contrôle des phénomènes de congestion dans les réseaux de transports.
23 et 24 novembre	Gr. S.-E Méd. Section 24	Près de Nice	Télécommunications.
28 novembre	Section 21	Gif-sur-Y.	Microélectronique rapide linéaire et logique.
29 nov. au 1 ^{er} décembre	S.E.E.	Paris	41 ^{es} journées de la S.E.E. : L'électricité facteur primordial de développement et de survie des industries dans les 25 prochaines années.
30 novembre	Section 27	Paris	Supports techniques des services spécialisés et d'urgence en milieux hospitaliers.
1 ^{er} décembre	Gr. Sud-O. et Section 12	St-Sébastien (Espagne)	Journée franco-ibérique. Electrotechnique.
6 décembre	Section 21	Gif-sur-Y.	Nouveaux matériaux semiconducteurs pour l'électronique.
6 et 7 décembre	Gr. Centre-O. Sections 21, 22 et 25	Limoges	Le filtrage en télécommunications.
7 décembre	Section 11	Gif-sur-Y.	Electrostatique.
7 et 8 décembre	Gr. Dauph.-S. et Section 21	Grenoble	Les capteurs magnétiques à semiconducteurs.
8 décembre	Section 26	Gif-sur-Y.	Nouveaux accélérateurs de particules nucléaires. Utilisation des rayonnements nucléaires à l'analyse.
14 décembre	Sections 17 et 22	Gif-sur-Y.	Les oscillateurs à quartz.
19 décembre	Section 21	Issy-les-M.	Matériaux pour câbles de télécommunications.

NOUVEAUX TEXTES DE CONFERENCES DISPONIBLES A LA S.E.E.
(réservés aux membres de la S.E.E.)

22 février 1978 à Gif-sur-Yvette - QUALITES ET PERFORMANCES ACTUELLES ET SOUHAITEES DU MATERIEL IMPLANTABLE DE STIMULATION CARDIAQUE.

12 octobre 1978 à Gif-sur-Yvette - LES AUTOMATISMES A MICROPROCESSEURS.

78.741	Applications des microprocesseurs à l'industrie. Les systèmes non dédiés, par JE BAES (CGEE-ALSTHOM). (3 autres textes de conférences présentées ce même jour ont déjà été proposés).	15 F
--------	--	------

26 octobre 1978 à Gif-sur-Yvette - COMMENT MOTIVER LES ELEVES ET LEURS ENSEIGNANTS.

78.796	Rapport de la commission « Responsabilités » Compte rendu des deux groupes de travail sur les relations humaines et conférence de M. BREHAMET. (Les textes n° 794 et 795 ont été proposés précédemment).	10 F
--------	--	------

15 novembre 1978 à Gif-sur-Yvette - NAVIGATION PAR INERTIE.

78.803	Guidage des lanceurs. Cas du système Ariane, par M. MARX (CNES).	5 F
78.804	Le gyromètre à fibre optique, par M. ARDITTY (TY.CSF) (croquis). (8 autres textes de conférences présentées à cette journée ont été proposés précédemment).	10 F
78.805	Système expérimental inertiel sans plate-forme à gyromètre laser, par M. LECLERC (SV2).	10 F

Du 29 novembre au 1^{er} décembre 1978 - 41^{es} Journées de la S.E.E.

	L'ELECTRICITE, FACTEUR PRIMORDIAL DE DEVELOPPEMENT ET DE SURVIE DES INDUSTRIES DANS LES 25 PROCHAINES ANNEES.	
A 1	La place de l'électricité dans la politique énergétique française, par M. T. MASNOU.	5 F
C 2	L'hydrogène électrolytique, matière première de l'industrie chimique de demain, par M. C. DERIVE	20 F

7 décembre 1978 à Gif-sur-Yvette - ELECTROSTATIQUE.

78.895	Effets de la décharge couronne sur les surfaces polymériques, par M. AMOUROUX (ENSCP).	20 F
--------	--	------

14 décembre 1978 à Gif-sur-Yvette - LES OSCILLATEURS A QUARTZ.

78.830	Résonateurs à quartz fonctionnant à des fréquences fondamentales supérieures à 100 MHz, par MM. BERTE et HARTEMANN (Th.CSF - LCR).	20 F
--------	--	------

25 janvier 1979 à Gif-sur-Yvette - MESURE ET DOSIMETRIE ASSOCIEES AUX INTERACTIONS ONDES ELECTROMAGNETIQUES - MILIEU VIVANT.

79.909	Détermination indirecte des températures au niveau cellulaire, par M. DARDALHON (Inst. Curie) (en anglais).	15 F
79.910	La thermographie microonde. Principe et applications biomédicales, par MM. MAMOUNI, N'GUYEN, LEROY, CONSTANT (Univ. des Sc. et Techn. de Lille).	15 F
79.912	Les niveaux de sécurité, par M. J.-P. VAUTRIN (INRS Nancy).	20 F

1^{er} mars 1979 à Gif-sur-Yvette - AUTOMATISMES COMPLEXES A MICROPROCESSEURS.

79.919	Règles de conception de systèmes à haute sécurité, par Mmes SAUCIER et BELLON (IMA Grenoble).	20 F
79.924	Utilisation des microprocesseurs en métallurgie, par M. DHERS (CGEE-AT). (3 autres textes de conférences présentées à cette journée ont été proposés précédemment).	20 F

7 et 8 mars 1979 à Gif-sur-Yvette - ASPECTS NOUVEAUX DE L'ANALYSE SPECTRALE.

79.926	Nouvelles méthodes d'analyse spectrale, par M. J.-L. LACOUMES (CEPHAG).	15 F
79.930	Analyse spectrale adaptative, par M. B. PICINBONO (ESE).	10 F
79.932	Analyse spectrale des séries courtes, par M. J. de PRINS et Mme CORNELISSEN (Univ. de Bruxelles).	5 F

14 mars 1979 à Issy-les-Moulineaux - MICROPROCESSEURS ET SYSTEMES DE TRANSMISSION.

79.951	La mesure en télécommunications, par M. HAINCAUD (HEWLETT-PACKARD).	15 F
--------	---	------

21 mars 1979 à Issy-les-Moulineaux - LES LANGAGES DE LA PROGRAMMATION DE HAUT NIVEAU POUR LA COMMUTATION.

79.953	Expérience d'utilisation du langage LP2 (PAPE) dans le système E12, par MM. MAISON-NEUVE et CREMIEUX (CIT-ALCATEL).	15 F
79.954	Utilisation du langage LP2 (PAPE) dans le logiciel centralisé de la gamme temporelle MT, par MM. FRANÇOIS et GALIMARD (LMT).	10 F
79.955	Le langage CHILL du CCITT, par M. BARBERYE (CNET).	15 F
79.956	Le point sur le projet de langage temps réel du Department of Defense (USA), par M. KRONENTAL (BNI-IRIA).	10 F

28 et 29 mars 1979 à Lille - ELECTRICITE : CHAUFFAGE ET CONDITIONNEMENT. ECONOMIE D'ENERGIE. ENERGIES DOUCES.

79.943	Le conditionnement d'air des locaux à atmosphère fine par flux laminaire, par M. J. BERNARD (LUWA).	15 F
79.947	L'énergie électrique au service des énergies douces, par M. J.-R. FEUGA (EDF).	20 F

5 avril 1979 à Paris - PROTECTION DES OUVRAGES CONTRE LA CORROSION.

79.965	Courants vagabonds : corrosion et moyens de protection, par M. HOCQUET (SNCF).	35 F
--------	--	------

25 avril 1979 à Issy-les-Moulineaux - LES SOURCES D'ENERGIE POUR TELECOMMUNICATIONS.

79.1024	Les besoins, par M. MAITRE (SCTT).	15 F
79.994	L'énergie dans un immeuble de télécommunications, par M. GIRARD (CNET).	25 F
79.995	Un système de téléalimentation, par M. ROSTAN (DTRN).	20 F
79.996	L'introduction des énergies nouvelles, par M. AUZILLEAU (CNET).	15 F
79.997	Evolution récente en alimentation à découpage et onduleurs, par M. RICOUARD (RTC).	15 F
79.998	Sources d'énergie de secours pour les télécommunications. Produits actuels et perspectives, par M. ELOY (SAFT).	10 F

26 avril 1979 à Paris - ELECTRODES VOLUMIQUES DISPERSEES - EN LIT FIXE, EN LIT FLUIDISE, EN CIRCULATION.

79.1075	Importance des phénomènes de transfert de matière. Les principes du dimensionnement, par M. A. STORCK (CNRS-ENSIC).	25 F
79.979	Les électrodes volumiques à matrice non consolidée, par M. COEURET (Univ. de Poitiers).	20 F
79.980	Mise en œuvre des électrodes volumiques dispersées en hydrometallurgie, par M. JACCAUD (PCUK).	25 F
79.983	Transfert de matière et transfert de charge dans les électrodes volumiques à lit fixe : dimensionnement, par MM. OLIVE et LACOSTE (IGC Toulouse).	15 F

9 mai 1979 à Gif-sur-Yvette - SYSTEMES DE COMMUNICATION AUDIOVISUELLE « GRAND PUBLIC ».

79.1013	Les nouveaux produits audiovisuels : leur avènement se prépare aujourd'hui, par M. B. MIEGE (Univ. de Grenoble).	25 F
79.1014	Les caractéristiques des industries de l'audiovisuel. Synthèse d'une recherche effectuée par la DGRST, par M. P. FLICHY (INA).	30 F
79.1016	Concentration et place spécifique du petit capital : l'exemple de l'industrie du disque, par M. A. HENNION (Ministère de l'Industrie).	30 F

10 mai 1979 à Gif-sur-Yvette - LES REDUCTEURS DE MESURE UTILISES EN FRANCE POUR LES RESEAUX A HAUTE TENSION.

79.1017	Caractéristiques du réseau à haute tension français et des systèmes de mesure et de protection utilisés, par M. MASSELOT (EDF).	10 F
79.1018	Spécifications fonctionnelles des réducteurs de mesure, par M. GAILLET (EDF).	30 F
79.1019	Les réducteurs de mesure utilisés en France pour les réseaux à haute tension, par MM. CHOREL et GAILLY (EDF).	25 F
79.1020	Essais et méthodologie d'essai adoptés pour le contrôle de la tenue diélectrique et des spécifications fonctionnelles des réducteurs de mesure du réseau de transport d'EDF, par M. SABOT (EDF).	20 F
79.1021	Conception des réducteurs de tension magnétiques pour protection rapide, par M. LE MAGUET (SCHLUMBERGER).	15 F
79.1022	Les transformateurs de courant, par M. AUMONT (ALSTHOM-UNELC).	15 F
79.1023	Adaptation des transformateurs condensateurs de tension pour répondre aux conditions particulières de palier technique 1975 EDF, par M. LACHAUD (HAEFELY).	10 F

17 et 18 mai 1979 à Paris - SPECTROMETRIE GAMMA.

79.1112	Ensemble des conférences présentées à ces journées. 128 pages (27 auteurs).	70 F
---------	---	------

MERCREDI 10 OCTOBRE 1979

LYON
Groupe RHONE-BOURGOGNE

Journée d'études organisée par :

SEE - Groupe RHONE-BOURGOGNE.

Président : M. Jacques BOISSE.

Direction Régionale des Télécommunications : MM. ROUSSELET et MAGNE.

LES TELECOMMUNICATIONS ET LEUR EVOLUTION

Lieu : NOVOTEL BRON (près de Lyon).

MERCREDI 10 OCTOBRE 1979

- 9 h - Accueil, présentation, par M. ROUSSELET, Directeur régional des Télécommunications.
- 9 h 30 - 10 h 00 Organisation générale du réseau de Télécommunications, par M. BAYOU, Ingénieur responsable de l'exploitation des réseaux de transmissions sur la région RHONE-ALPES.
- 10 h 00 - 10 h 45 Les centraux téléphoniques et leur évolution, par M. ROCHAT, Ingénieur responsable des centraux téléphoniques sur la région RHONE-ALPES.
- 11 h 00 - 12 h 00 Les perspectives d'avenir : transmission, téléinformatique, téléconférence, télécopie, transpac, transmic, par M. BAYON.
- 12 h 00 Déjeuner en commun au NOVOTEL-BRON.
- 14 h 30 Visite du centre de transit LACASSAGNE.

MERCREDI 10 OCTOBRE 1979

LYON
Groupe RHONE-BOURGOGNE

Journée d'études

LES TELECOMMUNICATIONS ET LEUR EVOLUTION

BULLETIN D'INSCRIPTION

à retourner avant le 15 septembre 1979 à :

M. PEGEOT, Secrétaire du Groupe Rhône-Bourgogne S.E.E. 288, rue Duguesclin - 69003 LYON

Je, soussigné
(Nom et prénom en capitales d'imprimerie)

Adresse complète pour la correspondance :
professionnelle - personnelle (*)

..... Téléphone :

Fonctions actuelles :

Participerai à la JOURNEE D'ETUDES du 10 octobre 1979 et vous envoie ci-joint la somme de :

— 180 F pour les membres SEE : (membre n°) (*) { — par chèque bancaire à l'ordre de la S.E.E.
— 220 F pour les non-membres (*) { Groupe Rhône-Bourgogne.
comprenant les frais de déjeuner

Date :

Signature :

NOTA : Pour les universitaires et assimilés, les frais de participation sont de :

— 130 F pour les membres SEE : (membre n°) (*)

— 170 F pour les non-membres (*)

(*) Rayer les mentions inutiles.

SEE/XV

Demi-journée d'études organisée par :

SEE - Section 21 (Matériaux et Composants - Physique du Solide)
Président : M. B. CHIRON.

LES PLASMAS EN ELECTRONIQUE

Lieu : Centre de Relations des Télécommunications.

CNET - 38-40, rue du Général-Leclerc - 92131 ISSY-LES-MOULINEAUX.

Président de séance : M. SAUZADE - Faculté d'Orsay.

Programme

14 h 30 Application des plasmas en électronique, par M. FITAIRE (Faculté d'Orsay).

15 h 15 Utilisation des plasmas en microélectronique silicium, par Mme PECCOUD (CENG-LETI).

15 h 45 Utilisation d'un plasma d'oxygène pour l'oxydation de l'AsGa, par M. GOURRIER (LEP).

16 h 15 Visualisation par panneaux à plasmas, par M. DESCHAMPS (SESCOSEM - St-EGREVE).

16 h 45 Utilisation des faisceaux d'électrons relativistes dans les générateurs hyperfréquence de puissance, par M. DOUCET (Ecole Polytechnique Palaiseau).

La participation est gratuite pour les membres individuels de la SEE 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 50 F (25 F pour les universitaires).

OFFRES ET DEMANDES D'EMPLOI

Les offres et demandes d'emploi sont réservées aux Membres de la SEE. L'insertion est gratuite.

Les demandes ne sont reproduites qu'une fois ; les Membres qui désirent répéter leur demande doivent en avvertir le secrétariat.

La Société n'intervient que pour mettre les intéressés en communication ; en aucun cas, elle ne peut donner les noms et adresses des ingénieurs demandeurs ni des organismes qui font les offres. Son intervention se borne à transmettre aux intéressés les lettres et curriculum vitae.

La SEE sera reconnaissante aux Entreprises qui auront trouvé l'ingénieur recherché, et aux Ingénieurs qui auront trouvé une situation grâce au concours du service des offres d'emploi de la SEE de ne pas oublier de l'en aviser.

Les demandes et offres d'emploi doivent nous parvenir au plus tard le 12 de chaque mois, pour être publiées dans le bulletin mensuel du mois suivant.

DEMANDES D'EMPLOI

D.226 — Ingénieur, 35 ans, Responsable technico-com. activité France autom. et gest. réseaux énergie, habitué contacts hauts niv. (EDF, DER, DD, DPT, etc.). Formation : B.E.I. élect., Brev. E.N.P. électrotech., B.T.S. électronique Indus, ancien élève ESEO. Stages : Téléph. (LMT), droit des aff. économie de l'entreprise, export, échang. Intern. Brevet Invention : dispositif d'appel téléph. Expérience : 5 ans courants forts régul. vitesse, 2 ans gest. gros chantiers second œuvre bâtiment. 5 ans courants faibles syst. Informat. Indus, mini et micro calculateurs. Souhaite : Emploi avec responsabilité en rap. avec expérience dans société dynamique, région parisienne, rémunération 125 000 F/an.

D.227 — INGENIEUR ELECTROTECHNICIEN responsable de toutes les applications électriques et électroniques dans le domaine levage et manutention. Homme de terrain - Rapport avec organismes de sécurité (Apave - AIF - SIAR - Veritas - CRAM, etc.). Recherche poste **DIRECTION TECHNIQUE** ou **RESPONSABLE SERVICE TECHNIQUE**. Bonne connaissance de la gestion d'entreprise (Bilan, comptes de gestion, prix de revient, analyse financière, budget, investissement).

D.228 — INGENIEUR ELECTROTECHNICIEN, 21 ans d'expérience en machines tournantes avec leurs appareillages de commandes électriques et électroniques dans les engins de levage et manutention.
— Conception, mise en route, réception.
— Entretien (expertise éventuelle);
— Réparation.
Recherche association (avec succession éventuelle) en entreprise.
Cette entreprise serait principalement axée sur les technologies électriques et électroniques en tous domaines.
J'apporterai ma technique, mon expérience et un petit capital.

VENDREDI 19 OCTOBRE 1979

GIF-SUR-YVETTE
S.E.E. - Section **13**
et I.S.F.

Journée d'études organisée par :

SEE - Section 13 (Automatique et applications industrielles de l'électricité) en liaison avec la Société des Ingénieurs et Scientifiques de France.

Lieu : Ecole Supérieure d'Electricité - Plateau du Moulon - 91190 Gif-sur-Yvette.

Accès par RER Ligne de Sceaux. Descendre à la station « Le Guichet » puis service de cars assuré
Par la route, prendre la F 18 (Paris-Chartres), sortir à « Centre Universitaire », ensuite parcours fléché.

ROLE DE L'ELECTRICITE DANS LES ECONOMIES D'ENERGIE

Programme

Président : M. R. CHAUPRADE.

MATIN 9 h.

- Introduction - L'électricité facteur d'économie d'énergie et de matières, par M. BOUCHET (EDF).
- Typologie de la nouvelle vague de procédés électriques : exemples de réalisations, par M. LHERMITE (EDF).
- Les économies d'énergie dans le domaine de la force motrice : vers une harmonisation des facteurs liés à la conception et à l'utilisation des entraînements par moteurs électriques, par M. PIERRAT (EDF).
- Nouveaux moteurs électriques à faibles pertes, par M. BOURMAULT (CEM).
- Economie d'énergie dans la transmission de la force motrice et dans le réglage des processus, par M. J. MALHERBE (IS).
- Déjeuner.

(Suite au dos).

VENDREDI 19 OCTOBRE 1979

GIF-SUR-YVETTE
S.E.E. - Section **13**
et I.S.F.

Journée d'études

ROLE DE L'ELECTRICITE DANS LES ECONOMIES D'ENERGIE

BULLETIN D'INSCRIPTION

à retourner avant le 12 octobre 1979 à :

SOCIETE DES ELECTRICIENS, DES ELECTRONICIENS ET DES RADIOELECTRICIENS (SEE)
48, rue de la Procession - 75724 PARIS CEDEX 15 - Tél. : 567.07.70

Je, soussigné
(Nom et prénom en capitales d'imprimerie)

Adresse complète pour la correspondance :
professionnelle - personnelle (*)

Téléphone :

Fonctions actuelles :

participerai à la JOURNEE D'ETUDES du 19 octobre 1979 et vous envoie ci-joint la somme de :

- 100 F pour les membres SEE : (membre n°) (*) { — par chèque bancaire à l'ordre de la SEE (*)
- 150 F pour les non-membres (*) { — par CCP à l'ordre de la SEE Paris 170-28 P (*)

comprenant les frais de déjeuner au restaurant de l'ESE.

Date :

Signature :

NOTA : Pour les universitaires et assimilés, les frais de participation sont de :

- 50 F pour les membres SEE : membre n° (*)
- 100 F pour les non-membres (*)

(*) Rayer les mentions inutiles.

SEE/XVII

APRES-MIDI 14 h.

- Importance de l'analyse des consommations énergétiques : gestion d'une centrale de fluides, par M. PAQUE-TEAU (CERCI).
- Programmation et optimisation des consommations d'énergie dans les Immeubles (résidentiels, tertiaires et industriels), par M. MARSAL (CGEE-AT).
- Etudes technico-économiques des différents procédés de concentration et de distillation, par MM. J. HUCHON et L. MULLER (EDF).
- Paramètres influant le bilan énergétique des fours de traitements thermiques en exploitation, par M. PRINCE (FERRODO-VERTO) et MM. MINGAUD et SOLA (EDF).
- Les fours à résistances et les économies d'énergie, par MM. HEURTIN et GAULON (EDF).

SOCIETE DES ELECTRICIENS, DES ELECTRONICIENS ET DES RADIOELECTRICIENS

COTISATION 1979 (rappel)

- Cotisation de base 75 F (1)
- Abonnement à tarif réduit à :
 - REVUE GENERALE DE L'ELECTRICITE 125 F
 - et/ou
 - L'ONDE ELECTRIQUE 125 F
- Bulletin mensuel de la S.E.E. (2)
 - (feuilles jaunes) pour les membres ne souscrivant pas d'abonnement 50 F

- (1) 37 F pour les membres de moins de 28 ans et tarif spécial pour étudiants.
- (2) Inséré dans les deux revues, sans supplément.

Pour tous renseignements concernant les admissions : tél. : 567.07.70.