

l'onde électrique

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

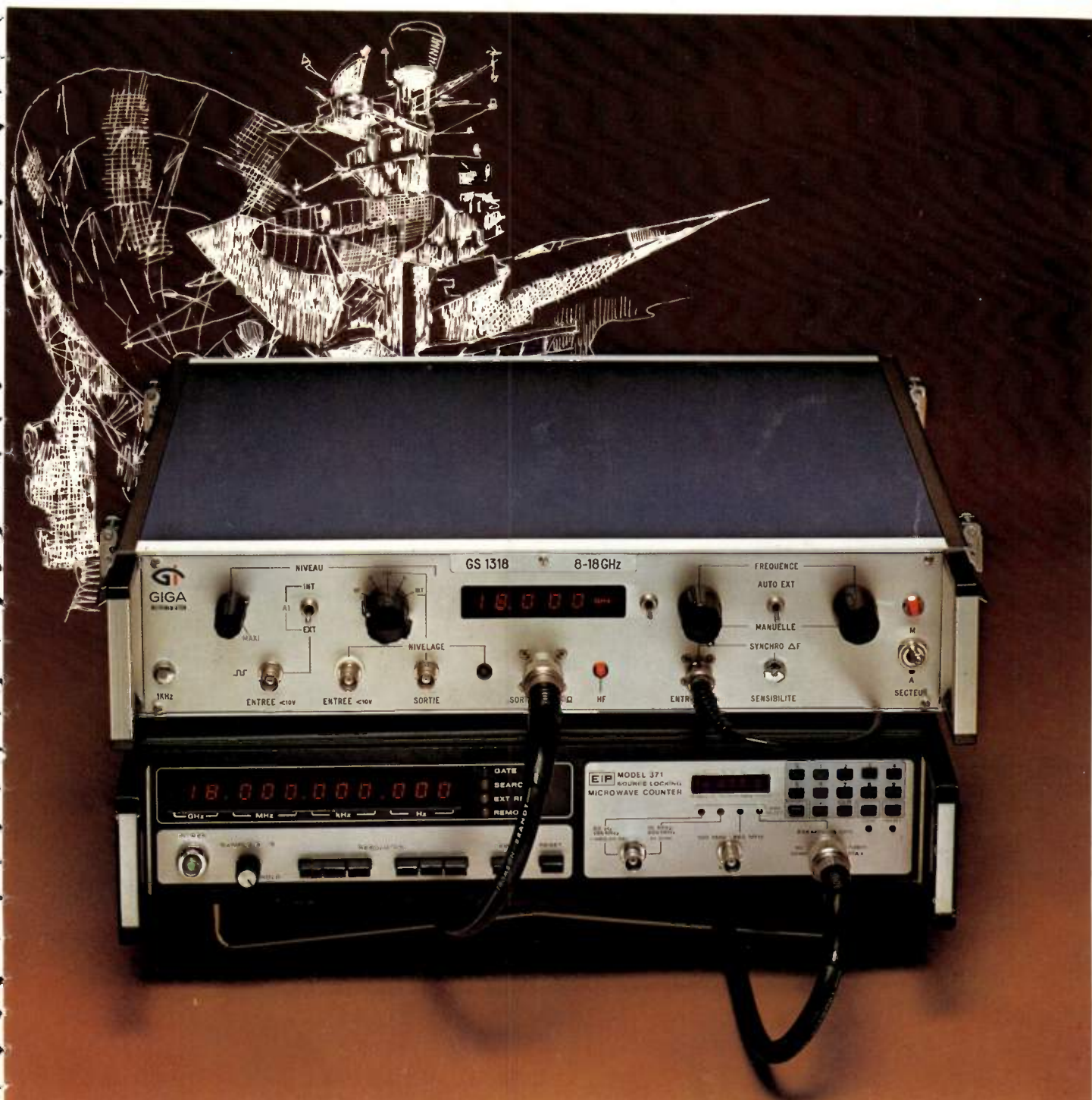
● Contrôle Bailey et la micro-informatique distribuée ● Sodeteg-TAI sur le marché du test automatique ● Des transmissions optiques à 200 gigabits/seconde ● Le PR et les énergies ● L'usine Siemens de Bordeaux ne manque pas d'idées ● Microprocesseurs et fibres optiques aux Renardières ●

Analyseurs-simulateurs de transmissions de données : les critères de choix

Transmissions numériques : MIC ou modulation Delta ?

L'effet magnétodiode appliqué aux capteurs magnétiques de haute sensibilité

- ATTENTION:
- ☐ Latest issue to staffroom
 - ☐ C-current display
 - ☒ Current shelves
 - ☐ Bibliography shelves
 - ☐ Other
 - ☐ Current year only



**Le contrôle
automatique
des cartes câblées
système
AUTOTEST**

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° 5002

REVUE de la Division Électronique, Radioélectricité et Télécommunications (DERT), de la Société des Electriciens, des Électroniciens et des Radioélectriciens (SEE, 48, rue de la Procession, 75015 Paris).

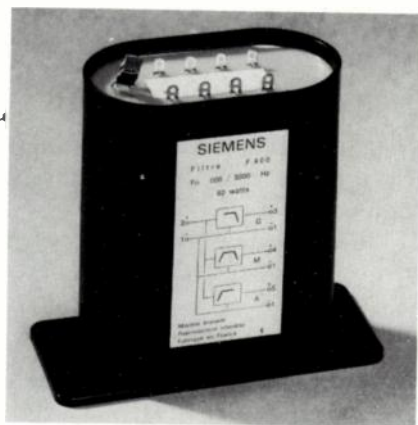
mai 1979
vol. 59 - n° 5



Le Micro-Z de Contrôle Bailey
(p. 5)



L'analyseur de spectres 757
de Ailtech
(p. 6)



Filtre Siemens pour enceintes HiFi
(p. 13)



Analyse de transmissions de données
(p. 17)

Événement :

- 5 • Avec son Micro-Z, Contrôle Bailey introduit la notion de micro-informatique distribuée.
- 5 • Sodeteg-TAI sur le marché du test automatique.
- 6 • L'analyseur de spectre 757 d'Ailtech « dialogue » avec l'utilisateur en français.
- 7 • Des transmissions à 200 gigabits par seconde par fibres optiques.
- 9 • Les énergies de demain discutées lors d'un colloque organisé par le Parti Républicain.
- 10 • L'optoélectronique au service de l'inspection automatique non destructive.
- 11 • Microprocesseurs et fibres optiques pour les automates du centre d'essais des Renardières.
- 13 • A l'usine Siemens de Bordeaux : des idées... et des énergies.

oe actualités :

Analyseurs et simulateurs de transmissions de données : les critères de choix.

26 oe conférences et expositions.

30 oe bibliographie.

oe applications :

- 33 • Analyseurs de spectres : applications à la médecine, aux sonars, aux radars.
- 37 • Pour certaines applications en hyperfréquences, l'association générateur-fréquence-mètre peut avantageusement remplacer le synthétiseur.

41 oe Spécial Composants.

50 Les nouveautés de l'Onde Électrique.

Télécommunications :

- 55 • Choix pour les transmissions numériques : MIC ou modulation Delta, par C. Berger.
- 63 • Système dynamique de découplage d'antenne, par J. Rabain et M. Base.

Composants :

- 68 L'effet magnétodiode et son application aux capteurs magnétiques de haute sensibilité, par S. Cristoloveanu.

Automatismes :

- 75 Influence de la fréquence d'échantillonnage sur le gain statique et la réponse transitoire d'une commande numérique, par A. Peuteman.

Ferroélectricité :

- 83 Détermination des propriétés du titanate de baryum à partir d'un modèle numérique des matériaux ferroélectriques, par J. Perrigot, F. Cogniat et L. Eyraud.

l'onde électrique

contents

May 1979
vol. 59 - n° 5

17 Data link analysers : how to choose them ?

Telecommunications :

- 55 • The choice of a type of digitalisation : delta modulation or PCM, by *C. Berger*.
- 63 • Dynamic system for antenna decoupling, by *J. Rabain and M. Base*.

Components :

- 68 The magnetodiode effect with application to high sensitive magnetic devices, by *S. Cristoloveanu*.

Automatism :

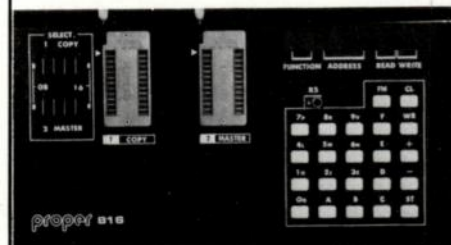
- 75 The influence of sampling frequency upon static gain and transient response of sampled data control systems, by *A. Peuteman*.

Ferroelectricity :

- 83 Calculation of the BaTiO₃ properties from a digital model of the ferroelectrical materials, by *J. Perrigot, F. Cogniat and L. Eyraud*.

PROGRAMMATEUR DE POCHE

Pour 2708 - 2716 - 2532 - 2758



Compact : 224 x 119 x 22 mm
Léger : 750 g.

proper 816

µP 8085 INCORPORÉ

Liste, Programme, Duplique,
Corrige, Vérifie...

6 555 F : Disponible sur stock

OPTIONS : TTY-RS232C-ASCII

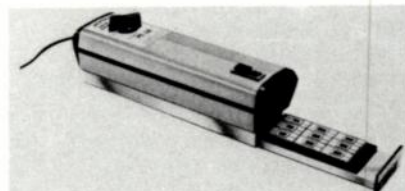
MICROEL

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

Tél. : 907.08.24 Télex 692493 F

SPECTROLINE

Effaceur à Ultra Violet
pour EPROM's



Rapides — Sûrs — Puissants

Modèles	Capacité EPROM's	Prix H.T. en Francs
PE - 14 F	6	520
PE - 14 T/F	6	705
PE - 24 T/F	9	930
PR - 125 T/F	16	2 100
PR - 320 T/F	32	3 350
PC - 1000/F	72	7 100
PC - 2000/F	144	10 500

Disponibles sur stock

l'onde électrique

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.

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

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.

Service lecteur : n° 5005

Baisse des prix

A deux reprises ce mois-ci, lors d'une réunion avec la presse spécialisée et à l'occasion de l'ouverture du Colloque de Commutation, la Direction Générale des Télécommunications a fait connaître ses orientations en matière de télécommunications et, plus particulièrement, de téléphonie.

On a ainsi pu apprendre que la Direction des Affaires Industrielles et Internationales (DAII) de la DGT venait d'entamer des négociations avec les constructeurs de centraux téléphoniques pour obtenir de nouvelles baisses de prix à valoir sur les commandes de 1979 et 1980. En fait, le but de cette opération est de faire en sorte que l'Administration, réalisant des économies substantielles sur les commandes passées ou à venir, tire profit des progrès technologiques (en commutation temporelle, cela va sans dire) présentant une valeur ajoutée sur les techniques plus traditionnelles (spatial, notamment). D'où une tendance à privilégier les fabricants de centraux temporels (il n'y en a que deux, CIT-Alcatel et Thomson-CSF) afin d'abandonner, plus rapidement que prévu, les systèmes électromécaniques.

On notera un certain recul — ou plutôt un net progrès — des objectifs des pouvoirs publics concernant « l'électrification » du réseau téléphonique français, sachant que la politique décidée il y a quelque temps devait mettre l'accent sur une longue étape « spatiale » avant de passer au temporel. Ce qui conduisait à mettre notre pays en position inférieure, en matière de téléphonie, à celle de pays nettement moins industrialisés. Un comble pour une nation à l'avant-garde technologique dans ce domaine.

Les nouvelles orientations sont plus audacieuses et bien plus à la mesure de notre savoir-faire. Elles devraient nous permettre de situer notre réseau parmi les trois premiers dans le monde du point de vue de l'utilisation des techniques.

O.E.

Sur notre couverture :

**FRÉQUENCEMÈTRE SYNCHRONISATEUR
STABILISANT
UN GÉNÉRATEUR HYPERFRÉQUENCE**



Un moyen simple et économique pour stabiliser une source hyperfréquence consiste à utiliser un compte synchronisateur EIP 371. Ainsi, les générateurs hyperfréquence GIGA Instrumentation des séries GS 1300 et GR 1100 dont la stabilité propre est de 10^{-5} peuvent être facilement verrouillés en phase sur le pilote de référence d'un tel fréquence-mètre-synchroniseur, qui confère alors sa stabilité propre au générateur. Cet ensemble surtout utilisé en MÉTROLOGIE, en laboratoire d'études comme OSCILLATEUR LOCAL HYPERFRÉQUENCE ou en MAINTENANCE possède des performances voisines de celles d'un synthétiseur, pour un prix inférieur et une plus grande versatilité d'utilisation. Il est également possible d'asservir la différence entre deux signaux hyperfréquence vobulés de manière à garder un ÉCART constant possédant la stabilité du pilote du fréquence-mètre.

L'ensemble peut être PROGRAMMÉ. Les sociétés GIGA et RACAL-DANA (représentant EIP), ayant des activités complémentaires, viennent de prendre un accord commercial pour la vente de leurs produits sur les régions SUD-OUEST et RHONE-ALPES.

GIGA INSTRUMENTATION

37, avenue de la Marne
92120 MONTROUGE
Tél. : (1) 657.60.26

RACAL-DANA INSTRUMENTS S.A.

91, route des Gardes
92190 MEUDON BELLEVUE
Tél. : (1) 734.75.75

Les analyseurs logiques Philips : une simplicité évidente



Logic scope : Analyseur logique / Oscilloscope. Rise time : Temps de montée. Chop : Découpé. Slope : Pente. Level : Niveau. Focus : Focalisation. Trace rotation : Rotation de trace.
 Pull to invert : Tirer pour inverser. X magn. : Loupe. Pull for 10 : Tirer pour multiplier par 10. Time : Temps. Power on : Marche. Trigger or : Déclenchement ou. Off : Arrêt.
 Compare : Mode comparaison. Store ref. : Enregistrement du tableau de référence. LSA, OSC : Mode analyseur logique, oscilloscope. Select : Sélection. Start, stop : Armement. Single : Monocoup.
 Store trig : Mémorisation du nouveau mot de déclenchement. Delay : Retard. Blank : Effacement. Roll : Défilement. Cursor : Curseur. Threshold : Seuil de déclenchement.

S.A. PHILIPS Division Science et Industrie

BOBIGNY 93002 - 105, rue de Paris - (830.11.11)
 LILLE 59014 - 47, rue Barthélemy Delespaul - (06.92.24)
 LYON 69009 - 25, avenue des Sources - (35.70.00)
 MARSEILLE 13266 - 101, avenue du Prado - (79.90.11)

NANCY 54001 - 3, place Godefroy de Bouillon - (96.81.96)
 NANTES 44470 - rue du Danemark - Z.I. de Carquefou - (49.11.27)
 STRASBOURG 67000 - 6, rue de Niederbronn - (36.18.61)
 TOULOUSE 31017 - 25, boulevard Silvio Trentin - (47.75.52)



Mesure

PHILIPS

Avec son Micro-Z

Contrôle-Bailey introduit la notion de micro-informatique distribuée

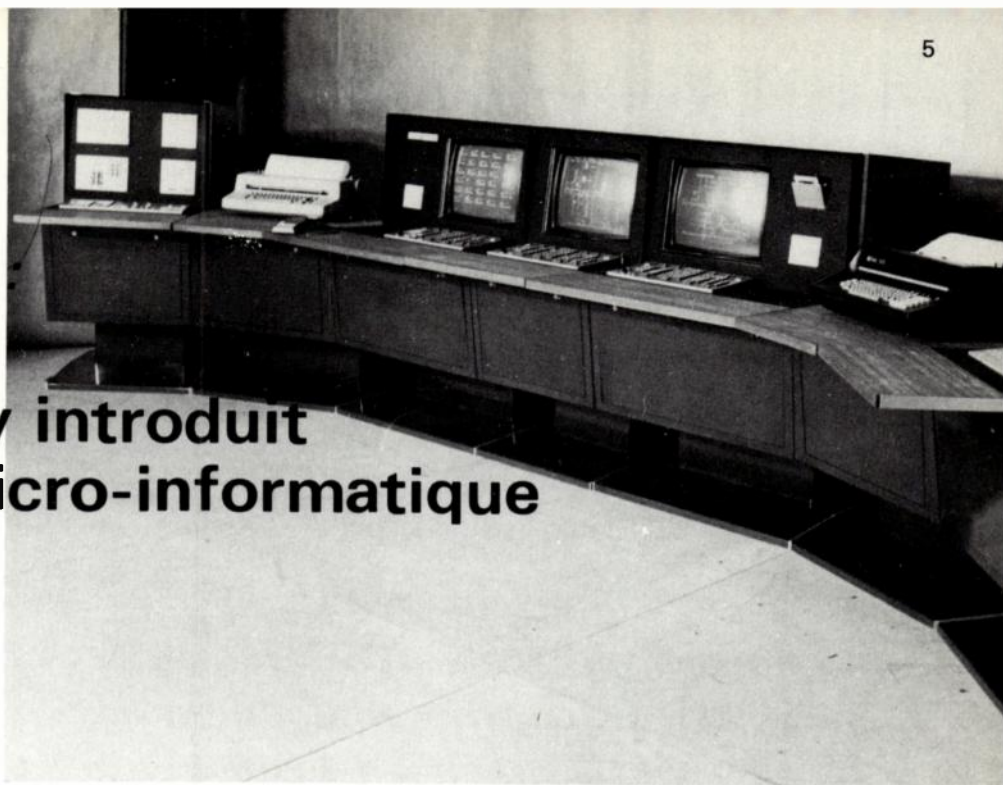
Présenté sous forme de prototype à l'Interkama de 1977, le Micro-Z de Contrôle-Bailey vient enfin de faire son apparition officielle et marque ainsi une nouvelle voie dans les techniques de régulation de processus par l'introduction de la notion de micro-informatique distribuée.

Dans le système Micro-Z de Contrôle-Bailey les microprocesseurs utilisés (des TMS 9900 de Texas Instruments) ne le sont pas comme de petits calculateurs mais comme de simples composants remplissant une fonction. C'est la notion de micro-informatique distribuée. Cette formule présente de grands avantages : en particulier, la simplification notoire de la programmation, un logiciel plus fonctionnel, conversationnel et en langage clair et une disponibilité maximale. De plus, les avantages des grands systèmes numériques s'en trouvent accrus : les algorithmes réalisés peuvent être aussi complexes et variés que possible ; ils peuvent être facilement modifiés « en ligne » sans craindre l'altération d'autres fonctions, ce qui est une possibilité toute nouvelle et fort intéressante.

Enfin, le dialogue entre l'homme et la machine se fait de manière évoluée, par l'intermédiaire de consoles cathodiques centralisées, à couleurs fonctionnelles, présentant en standard des vues d'ensembles jusqu'à 240 boucles et détails de groupes de 30 ou 8 boucles avec historique : affichage de points de consigne, de dépassement, de sens de variation.

Chaque module possède, en outre, 3 canaux de communication distincts, utilisables séparément ou simultanément, dont un canal analogique pour communiquer avec les stations individuelles de régulation et deux canaux numériques, à basse et haute vitesse, permettant de

Plus de 200 communications seront présentées aux Journées Nationales Microondes qui se tiendront à Lille du 26 au 29 juin 1979 en vue de renforcer les collaborations entre laboratoires du secteur public et privé et de dresser l'inventaire des activités de recherches effectuées dans ce domaine (de l'acousto-électricité hautes fréquences à l'optique électromagnétique...). Ces journées interresseront au premier chef le jeune Groupement de Recherche Coordonnée sur les Microondes, créé en 1978 par le CNRS et qui rassemble la plupart des laboratoires universitaires travaillant dans le domaine.



Le Micro-Z de Contrôle Bailey

La micro-informatique distribuée au service de la régulation industrielle.

communiquer soit avec une station manuelle banalisée, soit avec les consoles cathodiques, soit avec un calculateur de supervision éventuel.

Le système Micro-Z, bien qu'appliquable à des industries très diversifiées, vise particulièrement les secteurs de la métallurgie et de la pétrochimie. Il permettra, outre le contrôle de processus,

de réaliser différentes fonctions et calculs à la demande, habituellement traités par un minicalc centralisé. De plus, ce système de conception modulaire permet de tailler un équipement « à la carte » et de faire croître les performances au fur et à mesure de la croissance des besoins par adjonction de nouveaux modules.

□

Test automatique

Sodeteg TAI sur le marché du test automatique

Les industriels français qui s'intéressent au test automatique ne sont pas légion. On les compte même sur les doigts d'une seule main. Parmi eux, un nouveau venu dans ce secteur d'activités qui, il faut le noter, est en pleine expansion, Sodeteg TAI, filiale du groupe Thomson. Son matériel pourrait très bien connaître rapidement un vif succès, notamment à l'exportation. Tout, d'ailleurs, est entrepris dans ce but précis.

La présence de Sodeteg-TAI au dernier Salon des Composants n'avait rien d'inouï. Elle se justifiait doublement : par sa parenté avec Thomson d'une part, par le fait qu'elle constituait une « première » pour le matériel exposé, d'autre part. En effet, les visiteurs auront pu voir, sur le stand, un banc de test de cartes logiques, le MATEL 2, bâti autour d'un calculateur Solar 16/40 et ressemblant assez curieusement à un équipement analogue plus connu (à ce propos, notons que le logiciel de simulation employé pour ce testeur a été développé par GenRad) ; ils auront pu voir également un testeur de continuité

utilisé par LMT pour ses centraux téléphoniques et un banc de contrôle et de recette TH 80 pour le test du fin de chaîne de fabrication d'alimentations stabilisées.

L'action commerciale de Sodeteg-TAI dans cette activité se concentre en 1979 sur le marché français ; toutefois, l'exportation n'est pas négligée et la présence à l'étranger est déjà amorcée de manière indirecte : à titre d'exemple, le contrat par l'Agence Tass, (cf. OE mars 1979), comporte, entre autres, la vente du premier banc MATEL à l'étranger.

La prévision établie il y a six mois dans le domaine du test automatique (d'un montant de commande de 5 MF en 1979) sera notablement dépassée et, d'ores et déjà, Sodeteg-TAI a l'intention de relever l'estimation initiale de 10 MF pour 1980.

Voici déjà 2 ans que les objectifs fixés, pourtant en bonne progression, sont régulièrement dépassés. En 1978, les commandes ont atteint 143 MF pour une

prévision de 90 MF; en juin 1979, un montant global de 160 MF avec un objectif annuel révisé de 250 MF devrait être atteint. Ces résultats s'expliquent par plusieurs succès remportés à l'exception dans des compétitions internationales.

Ces nouveaux contrats permettent à la filiale de Thomson de jouer pleinement le rôle de maître d'œuvre coordonnant de nombreux partenaires. Sa vocation d'ensemblier-réalisateur est ainsi confirmée par quelques notifications exemplaires dans ses domaines traditionnels

d'activité. Ainsi, pour le transport, Sodeg-TAI est chef de file du Groupe « Courant Faible » du métro de Caracas et réalise la commande centralisée de la ligne n° 3 du métro de Mexico. Dans le domaine de l'énergie, elle réalise le système informatique pour le « dispatching » de mouvements d'énergie à Zagreb en Yougoslavie et celui de West Java en Indonésie. Dans le domaine de la commutation de messages, enfin, la firme réalise le fameux système de gestion des messages de l'Agence Tass.

Instrumentation

Nouveau venu en analyse spectrale hyperfréquences : Le 757 d'Ailtech « dialoguera » avec l'utilisateur en Français

Ailtech a maintenant à son catalogue un analyseur de spectres hyperfréquences utilisant des techniques numériques de traitement et de visualisation du signal. Présenté au moment du dernier Salon des Composants (et non pas à ce Salon comme cela a été indiqué par erreur dans l'OE d'avril 1979) cet appareil, référencé 757, entre parfaitement dans le créneau d'une nouvelle génération d'analyseurs de spectres « presse-bouton » récemment introduite par un certain nombre de fabricants.

Couvrant, en cinq sous-gammes, la plage du 1 MHz à 22 GHz, le 757 possède une sensibilité de -90 dBm/kHz pouvant être étendue (sur option) à -125 dBm/kHz. Ces valeurs comprennent les pertes dues au pré-sélecteur à YIG incorporé; la possibilité, par un simple interrupteur, de mettre le pré-sélecteur hors circuit permet d'améliorer encore la sensibilité de 10 dB. Le mélangeur double équilibré haut niveau placé à l'entrée pour les signaux jusqu'à 2 GHz permet de garantir une spécification de -9 dB pour deux signaux à -30 dBm. Au-dessus de 2 GHz, la performance s'améliore et devient -100 dB pour deux signaux à -30 dBm.

L'analyseur de spectre 757 offre une dynamique sur l'écran de 100 dB, dynamique due à la conception et la technologie de l'amplificateur de détection logarithmique. Les filtres MF présentent, entre 3 et 60 dB, des facteurs de forme inférieurs à 5, ce qui peut éviter à l'utilisateur d'ignorer un signal faible près du signal important.

Le second oscillateur basse fréquence, balayé, utilisé dans le stabilisateur évite à la FM incidente d'augmenter en fonction de l'harmonique utilisée; ainsi la stabilité est la même à 18 MHz et 18 GHz.

Une visualisation donne à l'utilisateur une image extrêmement stable à toutes les vitesses de balayage grâce à une mémoire temporaire.

Une seconde mémoire permet une temporisation « infinie ». Ce second canal donne à l'utilisateur des possibilités d'analyses multi-trace. Une opération arithmétique, conjuguée à l'usage des mémoires permet à la mesure d'être normalisée, augmentant ainsi sa précision.

Pour faciliter la tâche de l'utilisateur, apparaissent sur l'écran (et bientôt en Français tout comme les indications en face avant et le tiroir aide-mémoire) les indica-

tions suivantes : fréquence centrale, largeur de balayage, vitesse de balayage, bande passante MF, niveau de référence et amplitude verticale.

A volonté, ces indications peuvent être effacées et la visualisation utilisée en mode analogique.

Pour des mesures en production, par exemple, cet analyseur de spectre peut être commandé à distance pour ce qui concerne l'accord et toutes les informations de visualisation, tout comme les données de contrôle de position sont disponibles à l'arrière de l'appareil.

La précision de mesure en fréquence est améliorée par suite de l'incorporation d'un générateur de raies à 100 MHz dont les signaux de calibration sont des multiples exacts de 100 MHz dans toutes les bandes de fréquence. De plus le niveau du signal au centre de chaque bande de fréquence est mesuré en usine, noté et fourni avec l'appareil.

Une utilisation incorrecte de l'appareil, pour ce qui concerne les réglages suivants, sera signalée par l'éclairage d'un voyant rouge sur le panneau avant : verniers de largeur et vitesse de balayage en dehors de leur position calibration, balayage trop rapide des composants à YIG et sélection de bande IF trop étroite.

L'utilisateur n'a jamais de doute sur le mode de fonctionnement (ou sur le filtre que l'analyseur a automatiquement sélectionné) grâce à des voyants à diodes électroluminescentes. La suppression de fin de bande élimine les possibles lectures erronées dues à des signaux hors bande apparaissant sur l'écran.

Enfin, les circuits de centrage du signal et de stabilisation automatique simplifient encore l'utilisation de cet appareil.

Systèmes

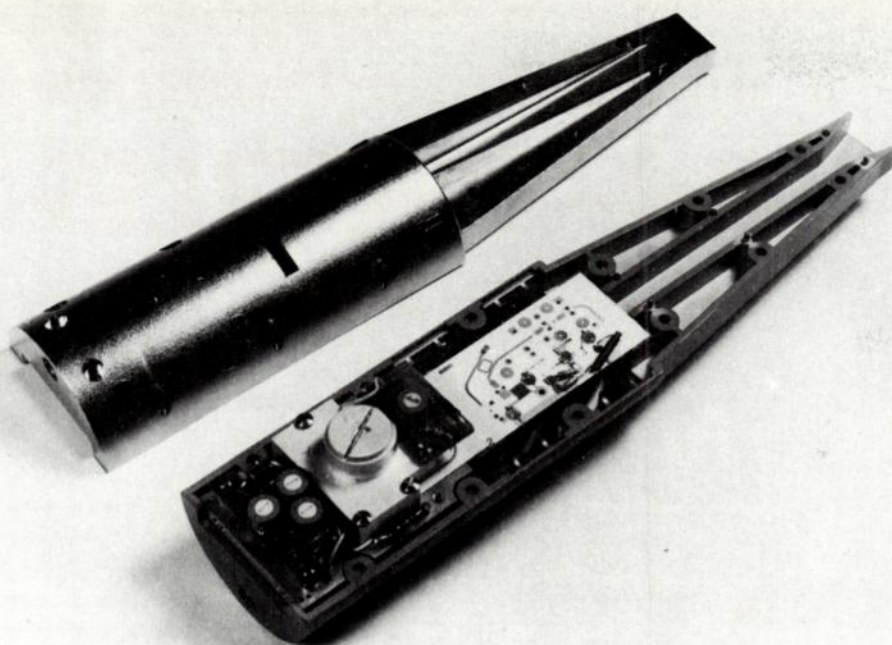
Go Gedis : de la distribution mais surtout du service

Gedis, distributeur agréé de Thomson-CSF, division Sescosem semiconducteurs, et de Efcis a présenté les nouveaux produits de son département Systèmes. Cette société s'est fixée comme but de ne pas se contenter de la seule distribution mais d'aider ses clients à l'achat, au mieux de leur intérêt, en tenant compte de leurs problèmes financiers, du type d'application, de l'évolution technologique des composants microprocesseurs et des compatibilités. Au moment du lancement du microprocesseur 96 800 de Thomson-Efcis, Geddis a organisé, début 78, un Service Assistance Microprocesseur SAM qui met à la disposition des clients des spécialistes pour composants et systèmes à microprocesseurs, ainsi qu'une salle de démonstration, une gamme complète de produits en matériel et logiciel, des cours pratiques autour du 96 800, et une documentation en français.

L'analyseur de spectres 757 d'Ailtech

La famille des analyseurs de spectres hyperfréquences « presse-bouton » s'agrandit.





Les Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée (LEP) s'intéressent spécialement à la tête haute fréquence du récepteur d'images de télévision et ont conçu un sous-ensemble utilisant la technologie des transistors à effet de champ en arséniure de gallium. Les avantages apportés par les transistors à effet de champ dans un récepteur hyperfréquence sont nombreux : amplificateur à faible bruit ; mélangeur avec un facteur de bruit du même ordre qu'une diode, mais avec un gain de conversion ; oscillateur stable à rendement élevé :

15 à 20 % ; préamplificateur de fréquence intermédiaire à facteur de bruit inférieur à 1 dB à 1 GHz. Depuis septembre 1978, une expérience réalisée dans des conditions normales d'exploitation, avec satellite, est en cours au Japon, à Osaka. Le récepteur LEP à transistors à effet de champ en arséniure de gallium a été installé sur le toit d'un laboratoire et reçoit l'émission du satellite japonais BSE lancé en février 1978 : puissance du satellite 20 dBW par canal ; puissance isotrope rayonnée équivalente : 58,3 dBW par canal.

Télécommunications

Des transmissions à 200 gigabits par seconde par fibres optiques

La transmission par fibre optique de l'information numérique jusqu'à la vitesse inouïe de 200 gigabits par seconde ? c'est bien ce qu'ont révélé les expériences récentes des laboratoires Bell de Holmdel. Et cela a été réalisé sur une fibre monomode de 760 m de long dont le « cœur » est de 9 μ m de diamètre seulement. Ce qui ne veut pas dire que la fibre multimode et de diamètre plus large ou le câble coaxial ont été encore dépassés : le nouveau système sert uniquement à démontrer l'énorme capacité de largeur de bande des fibres monomode. Par exemple, la fibre expérimentale a une capacité 2 000 fois plus grande que celle utilisée dans une expérience présentée à Chicago pour la transmission téléphonique par fibre optique.

Une autre raison, rendant ce système impropre à l'usage commercial, tient évidemment au fait que les composants annexes tels que les sources lasers et les photodétecteurs

dans la bande de 1,28 μ m ne sont pas encore disponibles. Si l'on a choisi de faire l'expérience à 1,28 μ m, c'est parce que, à cette longueur d'ondes, les impulsions peuvent se propager à travers la fibre avec une distorsion et un bruit quasi nuls. Ce niveau de distorsion est particulièrement nécessaire pour réduire au minimum les taux d'erreur des données.

Dans l'expérience de Holmdel, les chercheurs David, M. Bloom, Léon F. Mollenauer, et Chinlon Lin ont utilisé un laser de laboratoire fournissant des impulsions de 1 W et 5 ps. Ces impulsions se sont propagées à travers la fibre de silice dopée au germanium sans aucune dégradation, jusqu'à ce que la puissance du laser approche 60 W. Ensuite, des problèmes de stabilité, dans le laser et non dans la fibre, dus à des signaux parasites extérieurs à la fibre se sont manifestés.

Le problème de la compatibilité a paru suffisamment important à Gedis pour que cette société s'efforce de présenter des produits européens, adaptables « Exorciser », autour du 96 800. De même, les outils de développement représentant un investissement, Gedis a cru bon de commercialiser des matériels et des logiciels permettant d'en étendre l'utilisation, avec le mini de gestion et le calculateur scientifique. Grâce au raccordement d'un « disque dur » (2 x 5 ou 10 millions d'octets), l'exorciser Thomson peut ainsi assurer la tenue des stocks et avoir des possibilités considérablement augmentées, telles que des extensions futures (floppy). Il comprend un exorciser de base, un écran/clavier, 8 ou 16 K octets de mémoire RAM, une carte interface cassette et une carte avec un éditeur/assembleur, solution préférable à l'acquisition d'un TDS qui ne peut intégrer un disque souple et ne travaille pas en temps réel.

Pour le problème de l'industrialisation, Gedis s'est appliqué à étendre l'utilisation des cartes standard de format européen (100 x 160) ; elle a dans ce but créé une gamme complète, système Weiss, compatibles 6800 et 8055, distribuée par Thomson-CSF GmbH, et comprenant les cartes CPU, les autres interfaces visu, cassette, floppy, moteur, RAM. On peut d'ailleurs, grâce à certaines de ces cartes, constituer un outil de développement similaire à l'exorciser avec une approche différente. Enfin, notons le souci de Gedis de s'attacher au problème de la maintenance avec la création d'un outil adaptable à tous les systèmes utilisateurs : c'est une valise construite autour du 6800, totalement transparente pour l'application et mise au point par la division Travaux Extérieurs de Thomson. spécialiste de la maintenance. Le micro-ordinateur Proteus II est, lui, destiné au marché de la petite gestion, à la formation, à l'informatique ; il trouvera son emploi en métrologie, postes de contrôle et est composé d'une unité centrale avec clavier 16 K ou 32 K, d'un moniteur TV, d'une imprimante et d'un mini-floppy.

VOUS TESTEZ DES ALIMENTATIONS ?

Notre CHARGE ÉLECTRONIQUE PROGRAMMABLE EL - 750 va vous simplifier la vie (750 Watts, 150 Ampères ou 50 Volts au maximum).

Compacte, portable, elle est conçue pour effectuer des tests en statique et dynamique de sources d'alimentation en courant continu soit au laboratoire, contrôle qualité, production, contrôle d'entrée, service métrologie.

EL - 750 fonctionne par sélection soit en mode courant constant ou mode charge résistive constante, dont la valeur est ajustable localement ou à distance.

La charge dynamique entre 2 valeurs de courants à présélectionner est, pilotable, en interne (F = 100 Hz ou 1 KHz), en externe (rampe, impulsion, sinusoïde, etc.).

MICROEL

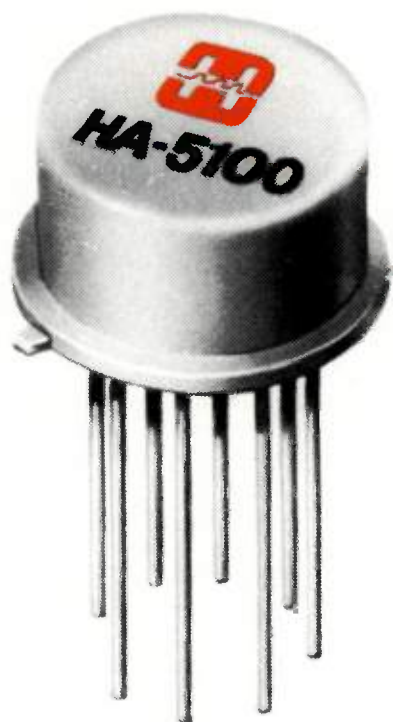
Avenue des Champs-Lasniers

«ALPHA 128»

91440 LES ULIS

Tél. : 907.08.24

Télex 692493 F

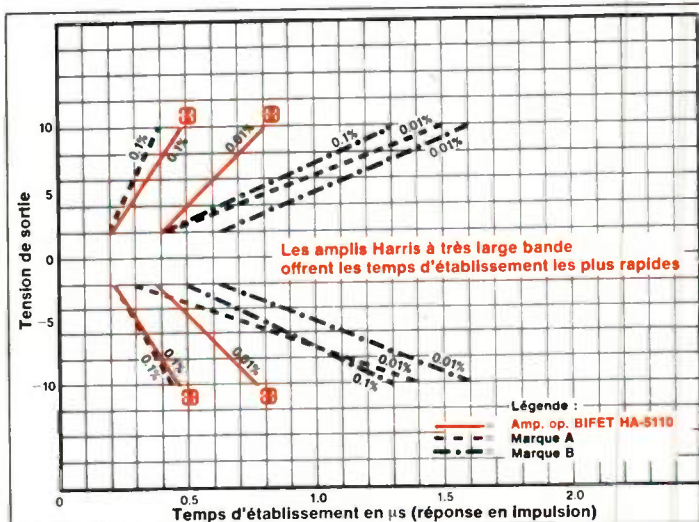
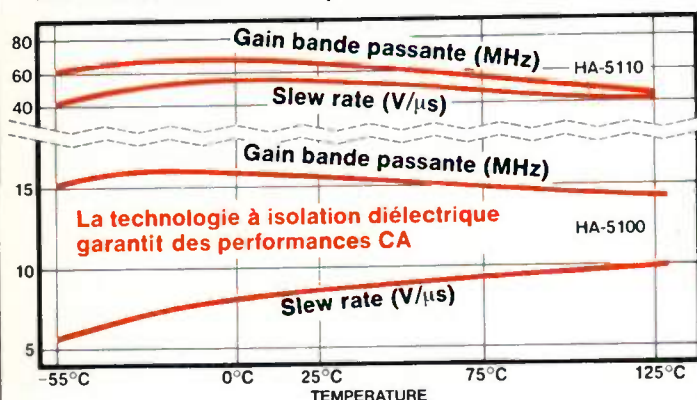


nouvelles performances
HARRIS!

les BIFETs

- Large bande passante
- Faible temps d'établissement
- Stables en température

HA-5100/5110 caractéristiques CA/température



Caractéristiques	Temp.	Unités	5100-2 (-55° à +125°C)	5100-5 (0° à +75°C)	5105-5 (0° à +75°C)	5110-2 (-55° à +125°C)	5110-5 (0° à +75°C)	5115-5 (0° à +75°C)
V offset (max.)	+25°C	mV	1.0	1.0	1.5	1.0	1.0	1.5
I polarisation (max.)	+25°C	pA	50	50	100	50	50	100
	P.E.	nA	10	10	20	10	10	20
Slew rate (min.)	+25°C	V/μs	8	8	6	40	40	35
G.B.W.	+25°C	MHz	18	18	8.5	60	60	50
Temps d'établissement*	+25°C	μs	1.7	1.7	2.0	0.85	0.85	1.0

* à 0.1% - 10 V Vo



HARRIS
SEMICONDUCTOR
PRODUCTS DIVISION

Technologie HARRIS... gage de succès

6 Av. du Général de Gaulle - 78150 LE CHESNAY
Tél. 954.90.77 - Telex : 696 514

ALMEX

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

A.2.M.

18, av. Dutartre
78150 LE CHESNAY
Tél. : 955.32.49
Télex : 698 376

SPETEEC

Centre Commercial Belle-Épine
EUROPA 111
94532 RUNGIS Cedex
Tél. : 686.56.65 - Télex : 250801

Énergie

Les énergies de demain discutées lors d'un colloque organisé par le Parti Républicain

Un colloque sur l'énergie organisé par le parti républicain s'est tenu en février dernier. Mme Ch. Scrivener, secrétaire général adjoint de ce parti, a introduit les conférenciers et le débat. Le sénateur Jean-François Pintat, président du groupe de l'énergie au Sénat, a rappelé que le pétrole et le gaz représentent les 2/3 des ressources en énergie des nations de l'OCDE; les exportations couvrant la moitié des besoins en énergie de la Communauté Européenne et les 3/4 de ceux de la France. Existe-t-il des risques de pénurie du ravitaillement énergétique, dans quels délais, quelles seraient alors les solutions de remplacement ? Il y aurait lieu de songer également aux coûts d'approvisionnement entraînés par la raréfaction de l'énergie, a indiqué le sénateur. Thierry de Montbrial, à son tour, présenté son rapport du club de Rome (développé dans un livre intéressant, « le compte à rebours ») et a dressé l'inventaire des ressources : sous réserves de difficultés politiques, il n'y a pas de problème à court terme pour couvrir les besoins. La période cruciale se situe à moyen terme (1985-2000), elle sera due à l'ajustement lent des comportements et des techniques. Il a noté que la crise de 1973 était politique et résultait de l'intersection de 2 grands mouvements historiques : le passage progressif de l'industrie pétrolière d'une phase de rendements croissants à une phase de rendements décroissants (le pétrole plus cher et plus rare depuis les années 60) combiné avec un mouvement plus politique : les États producteurs de pétrole se sont substitués peu à peu aux compagnies pétrolières pour le contrôle des prix et la propriété du pétrole produit; la crise à venir sera physico-économique. Ce sont des motivations technico-politiques et psychologiques qui font problème avec le nucléaire, donc comment accroître le nucléaire sans augmenter démesurément les risques de prolifération de l'armement nucléaire et d'insécurité devant les réacteurs nucléaires s'est demandé Th. de Montbrial.

Et pourtant la seule marge de flexibilité est donnée par cette forme d'énergie qui devra être développée considérablement ce qui ne veut pas dire le tout nucléaire. En outre, un marché mondial du charbon pourrait voir le jour à cause des réserves importantes et malgré des difficultés de pollution, main-d'œuvre, transport; le gaz naturel est limité à cause du transport et des coûts d'investissement et l'énergie hydraulique peu étendue dans le monde occidental. Le solaire restera marginal (5%), a-t-il ajouté. Pierre Desprairies, Président du Conseil d'Administration de l'Institut Français du Pétrole, a défini les risques de crise : par ce mot, il faut entendre non pas une pénurie physique radicale mais un déséquilibre entre offre et demande, durable tout en étant inférieur à 10 ou 15 %, ce qui suffirait

cependant à bouleverser l'économie mondiale (en l'occurrence la crise de 1973 n'étant pas une vraie crise : les ressources ont faibli de façon temporaire). Il considère qu'en l'an 2000, le pétrole devrait représenter 35 à 40 % de l'énergie mondiale consommée.

Nicolas Sarkis, directeur du Centre Arabe d'Études Pétrolières pense que les pays industrialisés continuent à ne pas percevoir la crise de 1973 comme le point de départ d'une politique à long terme fondée sur les nouvelles réalités de l'économie de l'énergie, celle-ci sera chère demain, selon lui. Le Ministre de l'environnement, Michel d'Ornano, a insisté sur les économies d'énergie, tandis que Alain Dejou, délégué général d'EDF, mettait l'accent sur la baisse effective du coût de l'électricité au cours des dernières décennies et sa supériorité en tout point sur le charbon; le nucléaire devant connaître un prix de revient toujours moindre, quant au pétrole il pourrait devenir un produit rare, d'un usage réservé aux cas indispensables. Michel Pecqueur, administrateur général du Commissariat à l'Énergie Atomique, a dressé un tableau des énergies nouvelles (y compris économies d'énergie) et signalé qu'un certain taux de nucléarisation de l'électricité ne devait pas être dépassé. André Giraud, Ministre de l'Industrie, établit enfin que la dépendance énergétique de la France par rapport à l'extérieur s'élevait à 76 % avec 16 milliards de francs d'importations en 1973, et qu'elle était aujourd'hui de 74,5 % avec 52 milliards de francs de coûts mais répartis différemment : moins de pétrole et plus d'importations de gaz et de charbon. En conclusion, citons J.F. Pintat qui souhaite que le monde de demain fasse appel à la capacité d'inventer et de découvrir, aux techniques de pointe, c'est-à-dire à l'imagination des hommes (maîtrise de la technique des réacteurs rapides, qui repousse de 1000 ans l'épuisement de l'uranium, fusion thermo-nucléaire, soleil et biologie). Les conclusions de Th. de Montbrial touchent à une politique de l'énergie qu'il croit nécessaire à chaque pays de développer avec réduction des consommations, et promotion des formes d'énergie pour lesquelles il a un avantage comparatif. Il revient à chaque pays de trouver son équilibre avant que l'on puisse envisager une coopération internationale, et il serait bon, en particulier, en Europe de mettre sur pied des politiques régionales. Une prise de conscience des opinions publiques serait également souhaitable. Toutes ces données aideront-elles à faire face à cette seconde crise de l'énergie qui semble s'élever avec les conséquences de la révolution iranienne sur les prix du pétrole et l'accident de la centrale nucléaire en Pennsylvanie ?

Savez-vous que...

• Augat a centralisé ses activités européennes en France en s'installant, le 2 avril dernier, dans de nouveaux locaux, à Fresnes, 9, allée de la Vanne; tél. : 668.30.90. Dans le courant de l'été 1978, la décision a été prise de transférer le siège européen Augat de Bruxelles à Paris et d'y commencer la fabrication des panneaux wire-wrapping et d'autres produits.

Les panneaux wire-wrapping nécessitent aussi un service wire-wrapping disponible à Fresnes depuis le 1^{er} mai 1979.

Ces nouveaux locaux comprennent aussi un entrepôt pour les produits Augat Interconnection et Alcoswitch. Isotronics, filiale d'Augat, opère maintenant sur l'Europe à partir de la France. Les systèmes d'interconnexion Holite et Planar, développés récemment sont offerts en standard et selon les spécifications du client, à partir de la nouvelle unité. Augat SA emploie actuellement environ 30 personnes, mais en raison du développement rapide de l'unité de fabrication, devrait très prochainement compter 50 personnes.

• Les 25 et 26 avril s'est déroulé dans le cadre du Pavillon d'Armenonville à Paris un séminaire optoélectronique organisé par Hewlett-Packard. En deux jours, 400 personnes ont suivi les conférences de M. Stan Gage, directeur du laboratoire d'application optoélectronique de HP à Palo Alto et M. Hans Sorensen, ingénieur au même laboratoire, consacrées aux fibres optiques, aux dégradations du CTR, aux optocoupleurs, à la lecture optique (présentation du HEDS1000), à l'affichage visible en plein soleil, au backlighting, aux interfaces d'affichage pour système à microprocesseur. Ces journées prirent fin par un sympathique tirage au sort de calculatrices, HP, bien sûr.

• La liaison téléphonique reliant la capitale de l'Irak, Bagdad, aux villes de Basrah et Naysyriath est coaxiale, sa longueur est de 900 km, chaque section étant équipée pour l'acheminement de 260 circuits téléphoniques. Ce système SPC fourni par CIT-Alcatel et inauguré le 7 avril relie une quinzaine de villes importantes et 24 petites localités; il pourra être doublé facilement pour suivre la croissance de la région. Ce contrat avec l'Irak conclu en 1974 s'élève à plus de 100 MF.

• RTF Diffusion s'est vue confier la distribution des produits de la société MTI spécialisée de longue date, dans les relais électro-mécaniques à contacts instantanés, clignoteurs, bistables, temporisés réglables ou non, de petite et moyenne puissance. MTI a développé une gamme de nouveaux relais miniatures plats pour circuits imprimés, mais capables de commander des puissances importantes ainsi qu'une nouvelle série entièrement statiques.

• La Direction Technique des Armements Terrestres vient d'octroyer à TRT un important marché portant sur la fourniture des épiscopes passifs de nuit OB-31, destinés aux VAB (Véhicules de l'Avant Blindés) de l'Armée de Terre. Ce contrat prévoit des livraisons s'échelonnant sur plusieurs années. L'épiscop OB-31 a été fourni en plusieurs milliers d'exemplaires pour équiper les chars AMX 30 de l'Armée Française, ainsi que pour l'exportation.

P. M. 10 MESUREUR DE NIVEAU

Un très petit instrument
qui permet de contrôler
les niveaux entre

80 Hz et 20 kHz

sans commutation
de gamme de

- 50 à
+ 10dBm



■ Affichage par
cristaux liquides
résolution 0,1 dB

■ Générateur 820 Hz incor-
poré avec deux niveaux de
sorties fixes commutables

■ Entrée de mesure protégée
contre les tensions continues

■ Batteries Cd - Ni ou pile
incorporée

■ Contrôle de l'état de
charge de la
batterie



Wandel & Goltermann France

APPAREILS DE MESURES ÉLECTRONIQUES

SOGARIS 156 - 94 534 RUNGIS CEDEX

☎ 687.32.70 - Télex: 260006 W.et G.F.

A noter...

• Tracor France, pour l'ensemble de ses divisions et notamment la division Northern, s'installe 4, allée du Cantal, ZI Petite Montagne Sud, CE 1447, 91020 Evry Cedex tél. : 079.06.66.

• Marconi Instruments France s'installe dans de nouveaux locaux : 3, avenue du Maréchal Devaux, 91550 Paray Vieille Poste; tél. : 687.36.25.

Automatismes

L'optoélectronique au service de l'inspection automatique non destructive

Dans les processus de fabrication, il existe de nombreux postes de travail où une inspection visuelle est effectuée. Cette inspection peut avoir des buts très divers :

- reconnaître la qualité d'une opération en se basant sur des éléments tels que : forme, géométrie, aspect, défauts de surface ou de forme, dimensions, etc.;
- contrôler ou commander une opération de fabrication. Il peut s'agir, par exemple, du guidage d'une opération d'usinage, de soudage, etc., en fonction d'une trajectoire déterminée.

Le groupe d'optique et électronique de Batelle-Genève a conçu une technique qui permet, à l'aide de dispositifs optoélectroniques simples, d'effectuer une telle inspection automatiquement.

Ce dispositif optoélectronique peut prendre différentes formes en fonction du type de source de lumière employée (laser à gaz, diode à émission de lumière IR ou visible) de l'optique et du détecteur ainsi que du mode de balayage. Il s'agit en fait d'une association du capteur proprement dit et d'une électronique destinée au traitement du signal. Grâce aux nouvelles possibilités offertes par les circuits à très haut degré d'intégration, une telle association permet de réaliser des capteurs particulièrement simples et cependant très efficaces.

A titre d'illustration de tels systèmes d'inspection automatique, on peut citer les exemples suivants :

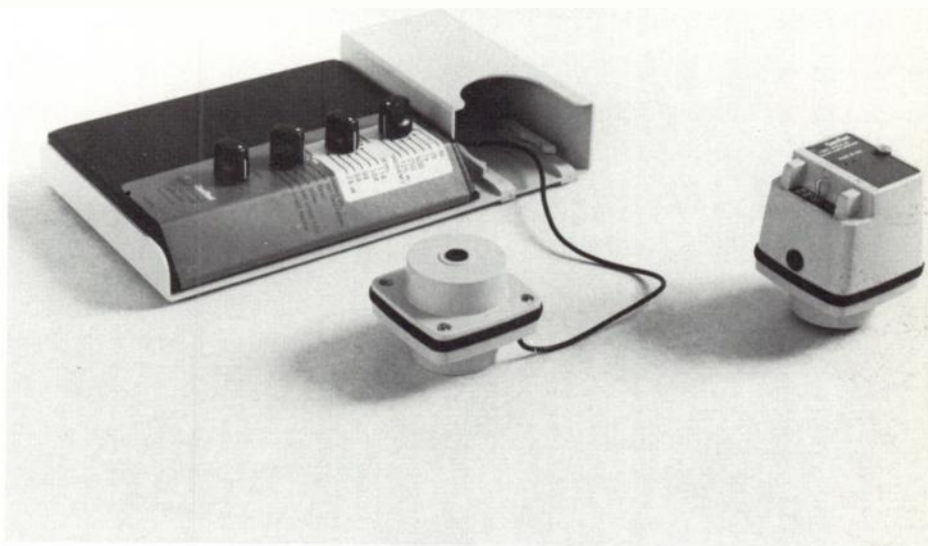
- guidage automatique d'une tête de soudage à l'arc ou par faisceau électronique le long d'un joint;
- mesure instantanée de vitesse d'un véhicule directement par rapport au sol;
- détection d'inclusions colorées dans des pastilles de plastique;
- repérage de la position d'une pièce en vue de son positionnement automatique;
- mesure directe de la dimension d'une pièce pendant une opération d'usinage;
- analyse de l'état de surface d'une pièce chauffée au rouge.

Le groupe d'optique et électronique de Batelle-Genève est à la disposition des industries pour examiner les problèmes d'inspection et proposer des automatismes, pour les résoudre, automatismes basés sur des techniques optoélectroniques.

Mesures

GenRad propose une série d'étalons acoustiques

GenRad vient d'introduire sur le marché, l'étalon acoustique polyvalent type OMNICAL GR 1986. Cet appareil, faisant partie d'une nouvelle génération d'instruments de mesure acoustique, possède des fonctions qui n'avaient encore jamais été introduites dans un étalon acoustique portable. En particulier, l'appareil permet de générer des signaux en rafales qui assurent aux utilisateurs le contrôle des réponses lentes et rapides des détecteurs, la précision sur la valeur efficace et la valeur du facteur de crête des appareils de mesure acoustique. Ces différents tests, qui demandaient une instrumentation de laboratoire, peuvent être effectués rapidement avec le GR 1986 sur les sites de mesure. Le GR 1986 comprend également 5 niveaux de sortie calibrée de 74 à 114 dB et 6 fréquences sélectionnables de 125 Hz à 4 kHz par octave. Ces fonctions permettent un contrôle total de la sensibilité de l'instrument et du microphone.



Des adaptateurs standards ou en option permettent à l'étalon acoustique GR 1986 d'être utilisé avec une grande variété de types et de tailles de microphones de GenRad et également d'autres fournisseurs. Cela permet aux possesseurs d'une grande variété de marques et de types d'instruments d'utiliser le GR 1986 pour des contrôles parfaits de calibration. En complément

du 1986, GenRad a introduit un nouvel étalon acoustique MINICAL type GR 1987. Cet étalon acoustique compact génère un signal de 1000 Hz aux niveaux de 94 à 114 dB et est idéal pour les contrôles habituels de sensibilité. Il peut être utilisé avec les mêmes variétés de microphones que le GR 1986 grâce à un set d'adaptateurs fournis sur option.

Savez-vous que...

- La Compagnie Africaine de Télévision (CATEL) d'Abidjan, et le Bureau Yves Houssin ont présenté conjointement au Ministère de la Coopération et à Télédiffusion de France leur récepteur audiovisuel destiné à la réception collective de la télévision. Le financement de l'étude a été assuré par un crédit du Fonds d'Aide et de Coopération, celle-ci entre d'ailleurs dans le cadre des recherches visant à la réduction des coûts pour la réception collective, notamment l'enseignement télévisuel. Le matériel a été présenté en fonctionnement, et les mesures réalisées indiquent que la consommation du récepteur est dans tous les cas inférieure à 20 W. L'alimentation est en courant en continu ou alternatif, mais l'énergie solaire lui serait parfaitement adaptée puisque ce produit est destiné au Tiers Monde. Dès 1980, la Côte d'Ivoire et le Niger feront appel à ce récepteur pour compléter leur infrastructure de réception collective.

- Benson et Varian confirment leur accord et s'installent 385 Ravendale Drive, Mountain View, Californie. Varian Graphics devient Benson-Varian Inc., filiale de Benson SA à part entière et Varian actionnaire minoritaire de Benson SA. La nouvelle filiale commercialisera les imprimantes traceurs électrostatiques et les machines à dessiner automatiques aux USA.

- L'IUT de Cachan, Génie Électrique 2, 9, avenue de la Division Leclerc, 94230 Cachan, dispense des programmes de formation permanente pour techniciens et ingénieurs; pour tous renseignements téléphoner à Michèle Roussel, 664.10.32 poste 25.

- L'Agence Spatiale Européenne (ESA) a approuvé lors de son conseil directeur le démarrage d'un programme préparatoire de télédétection d'une durée de deux ans : en plus du Danemark, de la France, de l'Italie, des Pays-Bas, de la Suède et du Royaume-Uni, on s'attend à ce que d'autres États Membres le rejoignent. L'objectif est d'entreprendre l'étude et le développement préliminaire de systèmes technologiques critiques pour les futurs satellites européens de télédétection, qui sont appelés à surveiller à la fois la terre et la surface des océans, dans la prochaine décennie. La tâche de l'ESA sera centrée, en particulier, sur la définition des éléments clés des détecteurs optiques et hyperfréquences. Cette étude sera complétée par l'examen détaillé des interfaces entre la charge utile de détection et une plate-forme commune de satellite. Notons que cette nouvelle activité de l'ESA se caractérise par l'utilisation directe des développements en cours, dans ce domaine, dans le cadre des programmes nationaux.

EDF

Microprocesseurs et fibres optiques pour les automates du centre d'essais EDF des Renardières

Durant toute une année ont été expérimentés, avec succès, au centre d'essais des Renardières, à EDF, des automates de postes à microprocesseurs dont les liaisons à fibres optiques (Fort) avaient pour but de s'affranchir de toutes perturbations électromagnétiques.

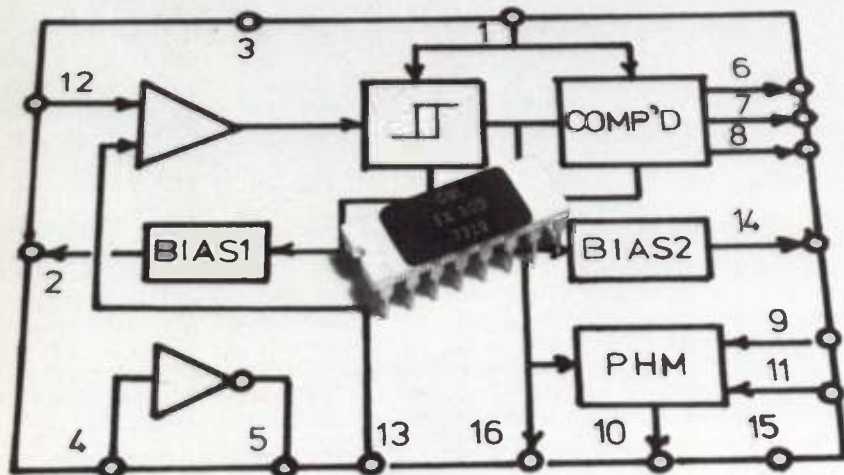
Les deux expérimentations présentées reposent sur le remplacement des liaisons fil à fil entre les automates de postes par une boucle de transmission numérique. Un tel système, pour être opérationnel, devait résoudre deux problèmes :

Les postes sont soumis à des dérivations de potentiel importantes, ce qui peut conduire à des erreurs de fonctionnement, voire à une destruction. Mais l'utilisation de fibres optiques apporte une solution définitive.

Un support commun de transmission peut-il suffire à véhiculer les avalanches d'informations qui se présentent parfois dans les postes à la suite de défauts graves ? Ces

ISC TÉLÉCOMMUNICATION ET OPTIQUE

La garantie d'une technologie



Le premier codeur- décodeur DELTA monolithique C-MOS

CONSUMER MICROCIRCUIT LTD

en production de série depuis mai 1978

CERMETEK - ESC - TELARIS - ELTEC

I.R.I. - MARLOW INDUSTRIES

OPTO ELECTRONICS INC - CML

ISC

27, rue Yves-Kermen, 92100 BOULOGNE
Tél. : 604.52.75 - Télex 250.030

flux d'informations sont estimés à environ 10 informations toutes les 10 millisecondes. A l'heure actuelle, les circuits de transmission multiprotocoles rapides associés aux microprocesseurs permettent de satisfaire des contraintes.

Il est par contre impératif de savoir bien détecter la vacance de la boucle et de pouvoir en prendre le contrôle sans aléa; ce problème est la clef de tout le système de transmission par boucle.

Afin de vérifier si les solutions ainsi retenues étaient bien adaptées, il avait été décidé de procéder à deux expérimentations : l'une associée aux postes sources de distribution HT/MT, où les automates sont proches les uns des autres (quelques mètres), l'autre, associée aux postes THT, comportant 1300 mètres de boucle de fibre optique, cas représentatif des distances importantes qui peuvent exister dans ces postes; cette deuxième expérience a permis, de plus, de tester le système dans un environnement THT particulièrement perturbé. C'est ce qui a été baptisé le projet PAN (Poste à Automatismes Numériques).

Les deux réalisations étaient constituées par une boucle faite de tronçons de fibres optiques reliées par des têtes électroniques. La boucle optique desservait des équipements numériques situés au niveau de têtes électroniques assurant à la fois des fonctions de transmission et des fonctions d'automatismes (détection de défauts, cycles de réenclenchement, etc.).

Un dernier équipement situé sur la boucle assurait simultanément les fonctions de transmission et de pupitre de commande locale. Il échangeait des informations avec la boucle optique et avec le pupitre de commande éloigné par l'intermédiaire d'une liaison modem spécialisée; il fonctionnait en mode multiprocesseur. Le pupitre de commande éloigné réalisait à distance des fonctions identiques à celles du pupitre local (commande, surveillance, historique, test cyclique du poste, etc.).

Le projet MINIPAN comportait 5 fibres optiques de petite longueur (quelques mètres). Le projet PAN comportait 4 fibres de longueur importante (550, 470, 250 et 25 mètres). Le système est installé au centre d'essais de très grande puissance des Renardières, et peut être conduit à distance depuis le Centre des Études et Recherches E.D.F. de Clamart (liaison 80 kilomètres).

Les deux expérimentations fonctionnent sans incident depuis début 1978. Il est déjà possible de dégager un bilan intéressant concernant, d'une part, le choix des matériels et leur adaptation aux problèmes posés, d'autre part, la mise en œuvre de ces matériels sur le site.

Les câbles sont constitués, par un faisceau de 19 fibres de verre et par un faisceau de 7 fibres de silice silicone à sauts ou à gradients d'indice. Les extrémités sont munies de connecteurs de type TNC. L'atténuation varie selon le type de câble entre 15, 20 et 100 dB/km. Le diamètre extérieur du câble optique est de 6 mm.

Depuis sont réalisées des monofibres à sauts ou à gradients d'indice et des câbles en faisceau dont l'atténuation varie selon le type de fibre entre 4 et 100 dB/km.

Composants

Savez-vous que...

• **Thomson-CSF** a réalisé le système de commande et de contrôle centralisé de déchargement des pétroliers et de stockage de combustibles du port pétrolier de Sines au Portugal. Ce port, édifié à 100 km au sud de Lisbonne, recevra une part importante du trafic européen. Le système de contrôle-commande doit comporter : la station centrale conçue autour de deux calculateurs SOLAR 16/65 de la SEMS pour la surveillance du port et l'exploitation des lignes, et vingt-quatre stations satellites organisées autour d'une unité microprocesseur. La station centrale effectue essentiellement le dialogue avec les stations satellites, la gestion et le contrôle des processus et du réseau de transmission, l'acquisition et le traitement des informations, l'établissement et le contrôle des circuits du transport des produits. Les stations satellites peuvent fonctionner soit en mode local (elles sont alors autonomes), soit en mode automatique; la surveillance du port est complétée par un réseau de télévision en circuit fermé.

• **CIT-Alcatel** exporte son **suppresseur d'écho numérique F 30** en Grèce et au Venezuela avec respectivement 600 voies et 1 200 voies, les PTT suisses ayant commandé précédemment 540 voies. Les techniques les plus modernes (numérisation, multiplexage) sont utilisées; on a pu obtenir également un minimum d'encombrement et de consommation, ainsi qu'une bonne qualité de parole et une surveillance permanente et automatique du fonctionnement, par des programmes de test intégrés. Le F 30 améliore de façon sensible les liaisons internationales longue distance que ce soit par voie terrestre, spatiale ou sous-marine.

• Le marché européen du matériel de radiotéléphonie mobile qui était de 350 millions de dollars en 1978 doit atteindre 560 millions en 1987, soit un accroissement de 5,5 % par an, selon **Frost and Sullivan**; quatre pays, en particulier, compteront pour plus des trois quarts du marché global de l'Europe Occidentale : l'Allemagne de l'Ouest, la Grande-Bretagne, la France et la Suède. Une analyse par type d'équipement montre que les systèmes de radiotéléphonie mobile privée constitueront 75 % du marché global, les systèmes d'appel 13 %, les systèmes de correspondance publique 7 %, et les radiotéléphones mobiles publics 5 %.

La France est considérée comme un marché intéressant pour les fournisseurs étrangers; on s'attend à ce que les dépenses en radiotéléphonie mobile doublent en dix ans.

• **Intel Magnetics**, filiale à 100 % d'Intel Corporation annonce la première mémoire à bulle 1 millions de bits, disponible commercialement l'Intel 7110. Elle introduit également 4 circuits de support LSI permettant aux concepteurs de réaliser facilement leurs systèmes à mémoires à bulles, et sans même être très familiers avec la technologie de ces systèmes, d'incorporer ces mémoires dans leur produit.

A l'usine Siemens de Bordeaux : Des idées... et des énergies

Les installations de productions de matériels électroniques de Siemens en France ne sont guère connues du public. Pourtant, certaines d'entre elles connaissent des fortunes diverses, d'autres fonctionnent parfaitement et reflètent assez bien l'efficacité à différents niveaux de la maison mère. C'est le cas de l'unité de Lormont, près de Bordeaux où hormis les ferrites et les condensateurs, on s'oriente vers la fabrication de matériels semi-finis.

En 1969, devant des prévisions croissantes de besoins en composants électroniques, **Siemens** décide d'augmenter son potentiel de fabrication par la création de plusieurs nouvelles unités de production de composants électroniques. Dans le cadre d'une politique européenne, et après des implantations en Espagne, Italie et Autriche, Siemens se tourne vers la Belgique et la France. Après examen de plusieurs sites possibles, Bordeaux est retenue.

La présence d'une grande université, la facilité des moyens de communication, la disponibilité d'une excellente et nombreuse main-d'œuvre féminine et d'un personnel masculin qualifié constitueront d'importants éléments de décision.

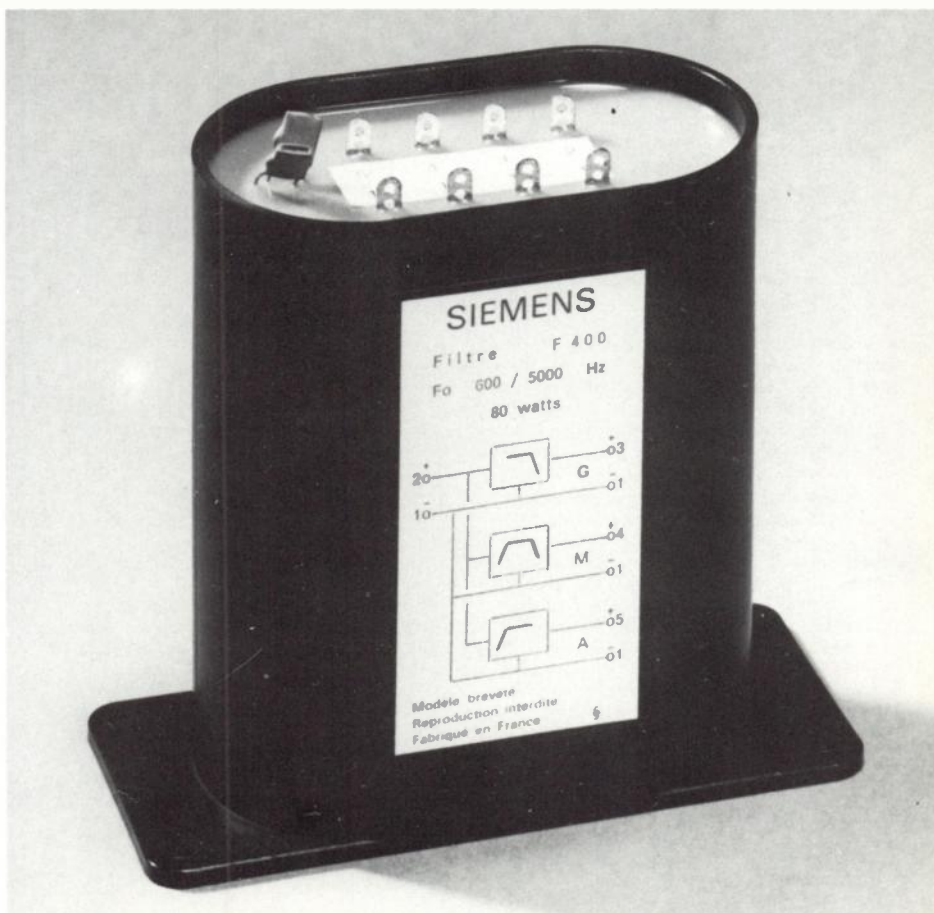
Après la signature d'un accord avec la communauté urbaine de Bordeaux, l'usine fut inaugurée et opérationnelle en 1972. Elle comptait 78 employés en 1972, 240 fin 1973 et 468 en 1974.

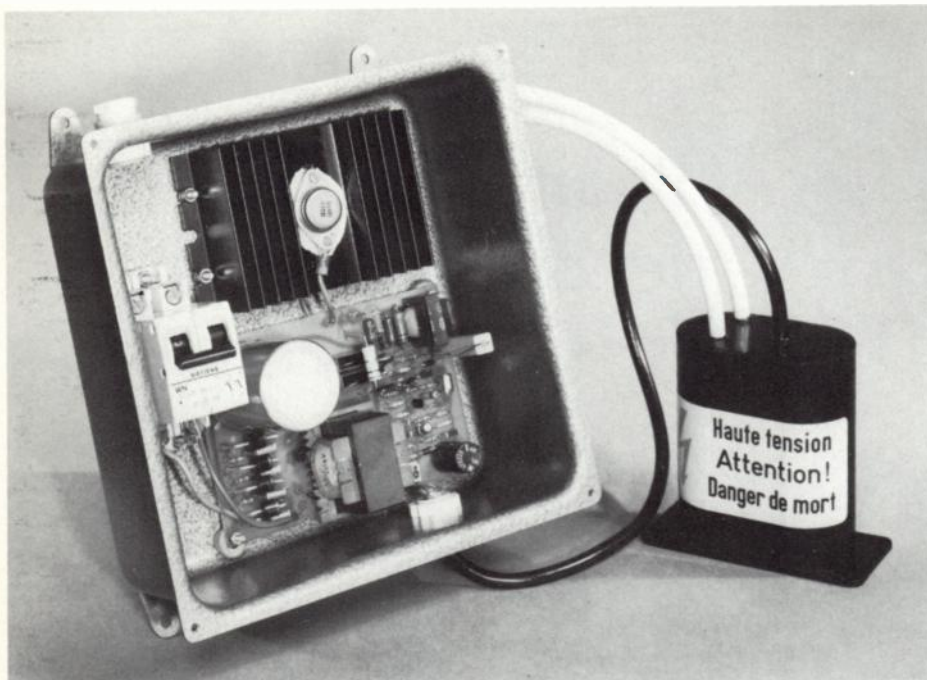
Puis, une première récession dans le monde des composants électroniques en 1972 à laquelle succéda la crise de 1974 bloquèrent le développement de l'usine de Bordeaux.

En 1978, après une période de stagnation de 4 ans, une légère progression s'est dessinée et de nouveaux investissements sont réalisés progressivement. Ces investissements pourront être orientés vers des produits

Filtre pour enceinte acoustique

L'usine Siemens de Bordeaux s'oriente dans la fabrication de produits finis...





Générateur HT pour enseignes lumineuses

... intéressant plus particulièrement le marché français.

destinés au développement du réseau français des télécommunications.

Les activités de l'usine de Bordeaux sont orientées principalement vers les composants

passifs : ferrites doux, condensateurs au papier, condensateurs à film plastique métallisé, bobinages. Récemment, une activité de production de parafoudres (compo-

sants spéciaux) a été démarrée. En 1978, le chiffre d'affaires de cette unité a atteint 65 MF dont 55 à l'exportation. Son volume d'achat représente 31 MF dont 17 en France.

L'usine de Bordeaux représente, selon ses dirigeants, l'un des centres les plus importants de production de ferrites doux en France. Elle occupe la première place à l'échelon national pour la fabrication des pots (Télécommunications et applications industrielles) avec 15 millions de pots par an, ainsi que pour la production des circuits E (grand public et applications industrielles) avec 12 millions de circuits par an.

Les condensateurs au papier, fabriqués à Bordeaux, équipent les centraux des Télécommunications allemandes et certaines installations médicales de Siemens. Les condensateurs à film plastique métallisé (plus connus sous le nom de Plastipuces), également produits à Bordeaux, sont entièrement livrés en France pour des applications grand public et professionnelles. Le bobinage, complément naturel des ferrites, a été intégré à Lormont et est utilisé pour des applications variées, transformateurs, convertisseurs, pots bobinés, circuits pour photocopies, téléimprimeurs, télécommunications, etc.

Le montage des parafoudres a été introduit pour répondre à un besoin toujours plus important des PTT pour la protection des lignes téléphoniques. Le montage d'autres modèles est prévu; certains peuvent être intégrés dans les téléviseurs pour la protection des tubes cathodiques.

Dans le domaine des ferrites, Siemens assiste à une évolution de la demande tant en spectre de pièces (volume) qu'en spectre d'applications. Des investissements supplémentaires visant l'augmentation de fabrication de ces composants ont été mis en place.

Les possibilités des services de développements de l'usine ont été accrues et orientées vers des produits adaptés au marché français. Dans cet esprit, certains résultats concrets ont déjà été obtenus dans le domaine industriel :

- Le développement de filtres pour enceintes acoustiques HiFi utilisant la technique des condensateurs au papier. Ces filtres présentent des performances intéressantes et offrent une réserve de puissance importante. La production est commencée, elle intéresse au premier chef la firme *Siare* qui les utilise sous sa marque dans ses équipements haut de gamme ou pour ces modèles en «kit».

- Le développement d'applications des alimentations à découpage avec les générateurs haute tension pour l'alimentation de grandes longueurs de tubes à gaz rare pour l'éclairage de grandes surfaces ou d'enseignes lumineuses (ces systèmes permettent une économie d'énergie et l'obtention d'une excellente luminosité sous une tension inférieure à celle des systèmes actuels) et les convertisseurs continus/continus pour des applications spéciales à la demande des clients.

Dans le domaine professionnel, Siemens a entrepris le développement des composants pour les télécommunications et celui des activités de protection (parafoudres, thermistances, diodes TAZ, etc...).

En bref...

- **Standard Elektrik Lorenz AG (SEL)**, filiale ouest-allemande d'ITT, va fournir à l'URSS 117 postes téléphoniques à prépaiement destinés aux Jeux Olympiques de Moscou en 1980. Ces appareils, du type NT 2000 seront installés par le Ministère des PTT soviétique dans les aéroports, gares, grandes artères urbaines et le complexe olympique et permettront d'obtenir directement l'international. Ils sont à clavier et équipés d'un micro-ordinateur qui contrôle, enregistre et effectue diverses opérations : appel, calcul du coût des communications en fonction des pays et du temps passé.

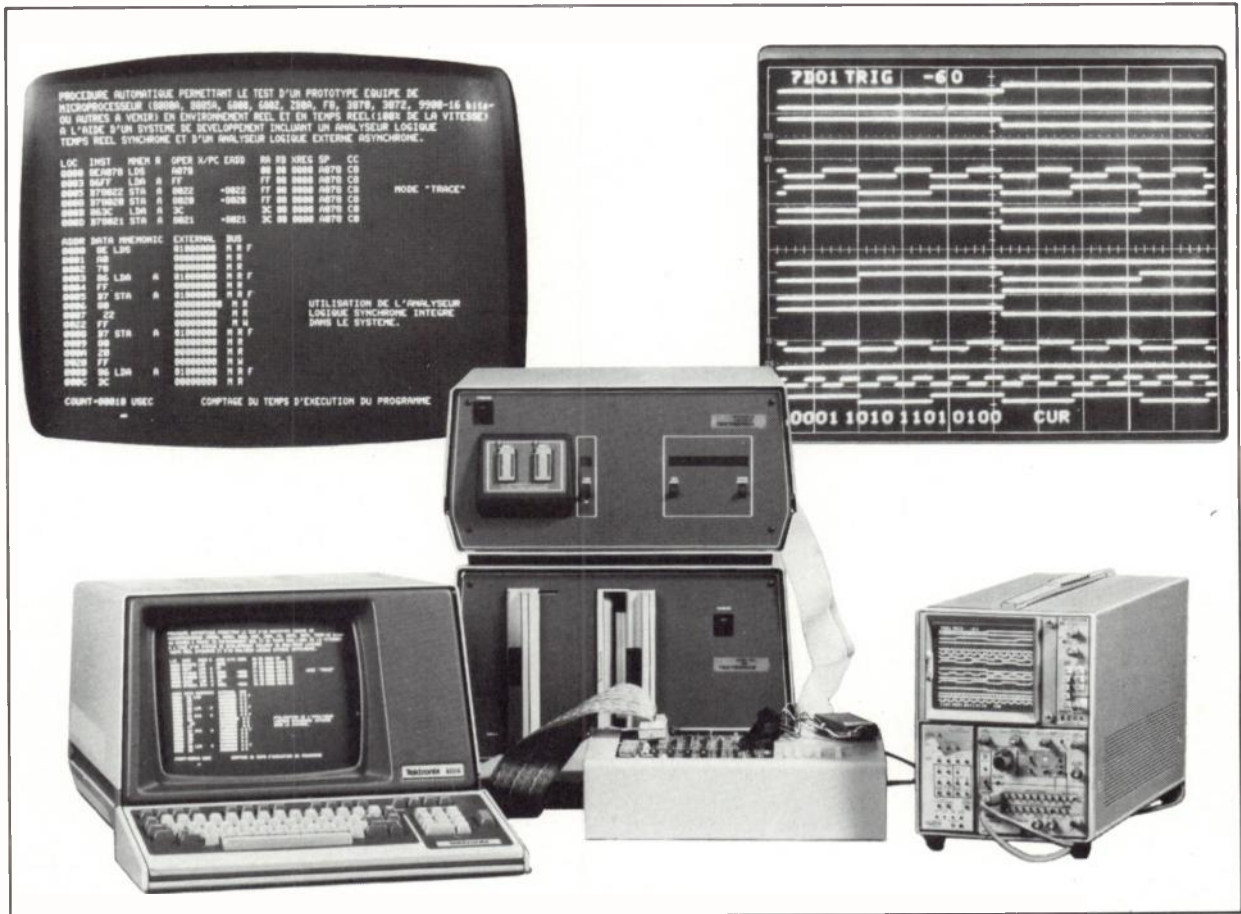
- **Dakar** dispose maintenant du plus important complexe téléphonique d'Afrique avec un central de 18 000 abonnés et un centre de transit national de 800 circuits interurbains. Ce central mis en service en décembre 1978 résulte, en outre, d'une prouesse technique avec le raccordement de 14 000 abonnés d'anciens centraux CGCT, le passage du plan de numérotage de 5 à 6 chiffres, la modification du code de signalisation, et l'introduction de la taxation à la durée pour les communications locales. Cette réalisation porte à 20 500 le nombre de lignes installées par CGCT au Sénégal. Notons aussi que cette société va doubler prochainement la capacité du centre de transit international qu'elle réalise pour le compte de TéléSénégal.

- **La qualification du 2^e étage du lanceur européen Ariane a été confirmée** par un 2^e tir de qualification effectué le 23 février 1979 dans les installations du DFVLR (Institut de Recherche Air et Espace) à Hardthausen (RFA). Ce 2^e étage est équipé d'un moteur Viking-4 qui développe pendant 132 secondes une poussée dans le vide de 713 kN. L'essai fait partie de la phase de qualification qui comporte une série de trois tirs effectués sur trois étages : deux essais doivent être réussis pour la qualification du 2^e étage. Le premier essai de qualification, aux conditions sol, du moteur HM 7 du 3^e étage d'Ariane, réalisé le 26 février, est également conforme aux prévisions.

- **Sri Lanka va adopter le système téléphonique électronique temporel français E 10 de CIT-Alcatel** pour la modernisation et l'extension de son réseau téléphonique, après une compétition internationale. Le réseau E 10 installé à Colombo sera composé d'un central temporel et de 18 satellites avec liaisons numériques correspondantes, comprenant 28 000 lignes temporelles. Le contrat s'élèvera à 35 MF. La République de Sri Lanka est le quinzième pays à adopter la technologie française de commutation temporelle.

L'UNIVERSALITE.

Matériel et logiciel, nous apportons une réponse universelle à vos problèmes de logique.



Synergie, K.E.

TEKTRONIX ne se limite pas à résoudre quelques-uns de vos problèmes de logique. TEKTRONIX traite la logique dans son ensemble. La gamme créée par TEKTRONIX est la seule qui permette de résoudre tous les problèmes de logique. Pour développer le logiciel et le

matériel autour de microprocesseurs tels que 8080, 8085 A, 6800, 6802, Z 80, 9900, F 8, 3870, 3872, 1802 etc., vous disposez de systèmes universels et modulaires de développement 8001, 8002. Pour le matériel, en complément aux systèmes, TEKTRONIX vous offre des analyseurs logiques avec

reconnaisseur de mots incorporé, le 7D01 et le LA 501 W, un formateur 7 modes de représentation, le DF 2, qui donne côte à côte sur l'écran le tableau de référence et celui du système sous test avec intensification des données erronées et qui permet de travailler en GPIB et en ASCII et des capteurs de parasites DL2 et DL502.

Tektronix®
LA REFERENCE EN MESURE ELECTRONIQUE

Service Promotion des Ventes - B.P. 13 - 91401 Orsay - Tél. 907 78 27
Centres régionaux : Lyon - Tél. (78) 76 40 03 —
Strasbourg - Tél. (88) 39 49 35 — Toulouse - Tél. (61) 40 24 50
Rennes - Tél. (99) 51 21 16 — Aix-en-Provence - Tél. (42) 59 24 66

Service lecteur : n° 5010

Coupon-réponse
à retourner à TEKTRONIX,
Service Promotion des Ventes
B.P. 13 - Z.I. de Courtabœuf.
91401 ORSAY - Tél. : 907.78.27.

M. : _____

Société : _____

Fonction : _____

Adresse : _____

Tél. : _____

désire recevoir, sans engagement de sa part
☐ une documentation sur la logique,
☐ la visite d'un ingénieur commercial,
☐ des notes d'application.

*premières
mondiales*
16 K PROM

**et
FPLS**
*de
signetics*

QUALITÉ

Notre 16K PROM présentée sous deux types 82S190/191 est remarquable non seulement par sa capacité mais aussi

- son temps d'accès garanti de 80 ns,
- sa consommation de 650 mW égale à celle des 4K PROM.

Nous avons introduit le concept FPLA et nous proposons aujourd'hui en plus les

- FPGA
- FPRP
- FPLS

RTC

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

Analyseurs et simulateurs de transmissions de données : Les critères de choix

L'analyse et le test de lignes de télétransmissions intéressent de plus en plus de constructeurs. La multiplication des réseaux informatiques y est sans doute pour beaucoup. Aussi, dans cette nouvelle jungle d'instruments de mesures assez particuliers, est-il bon de pouvoir s'y retrouver. La présente étude fait donc le point des matériels commercialisés sur le marché français dans ce domaine et précise les paramètres principaux qui déterminent leur choix.





En première page, le dispositif de visualisation pour lignes de données DCSII fabriqué par CEA, une petite firme allemande représentée en France par Wandel et Goltermann. Cet équipement ne permet que l'analyse directe sur jonction V24, est piloté par microprocesseur et les instructions peuvent être fournies à l'aide de clavier de la taille d'une calculatrice de poche. Le DCSII fait partie d'une famille complète d'instruments destinés au contrôle de jonctions de type V24. Le Pacer et le Pacer Scope représentés ici sont des appareils fabriqués par Digitech ; ils assurent l'analyse et la simulation de réseaux téléinformatiques les plus complexes ; deux originalités : le bandeau alphanumérique à diodes LED de 32 caractères et la visu du Pacer Scope pouvant visualiser jusqu'à 1024 caractères.

TRANSPAC ET LES AUTRES

Le réseau de transmissions de données par paquets, *Transpac*, a été mis en service récemment (cf. OE janvier 1979) ; il devrait permettre, dans sa configuration finale, de raccorder plus de 25 000 abonnés. Son contrôle au niveau des échanges des informations sera des plus intéressants tant il est vrai que les moyens actuellement mis en œuvre pour y parvenir montrent, si tant est, que nos techniciens ne manquent pas d'imagination et maîtrisent parfaitement leur sujet. Mais « Transpac » est particulier. D'autres réseaux existent de par le monde et il est nécessaire d'assurer leur bon fonctionnement. Pour ce faire, des instruments sont proposés sur le marché qui offrent tous des caractéristiques assez communes et des performances plus ou moins proches les unes des autres. Toutefois, leurs prix diffèrent très sensiblement d'un système à l'autre. D'où les difficultés à effectuer un choix satisfaisant réellement les besoins les plus spécifiques. D'où, également, la nécessité de bien étudier les caractéristiques essentielles d'un équipement de test en fonction de ses applications présentes et à venir.

LES TRANSMISSIONS DE DONNÉES DANS LES TÉLÉCOMMUNICATIONS

Il existe bon nombre de tests et de contrôles pouvant être effectués sur les systèmes de télécommunications. Ces mesures dépendent, bien sûr, de la nature même du signal transmis ; cela concerne essentiellement trois types de transmissions : celles effectuées dans le domaine temps, celles du domaine des fréquences et celles du domaine des données. Le contrôle de ces dernières intéresse le débit des informations fournies par des systèmes de transmissions de données alors que celui du domaine temps concerne les signaux numériques classiques. Enfin, dans le domaine des fréquences, les mesures

touchent les problèmes de lignes de transmissions analogiques (les pertes et les bruits parasites, par exemple).

La maintenance des équipements de télécommunications implique la connaissance de certains problèmes de mesures différents de ceux des tests traditionnels. De tels dispositifs requièrent des essais préliminaires importants entre chaque maillon de la chaîne constituant ces matériels. Ce qui n'est pas aisé et pose d'énormes difficultés de localisation de défauts compte tenu du fait qu'un dispositif de transmissions peut s'avérer bon sans pour autant que la ligne qui véhicule les informations le soit. La taille d'un réseau et la multiplication des dispositifs satellites d'un système de télécommunications le rendent vulnérable aux défauts transitoires de même qu'aux dégradations et aux dérives des performances dans le temps. De tels défauts entraînent pertes de temps et d'argent dues à une maintenance délicate.

En outre, ils risquent d'opposer, au grand dam de l'utilisateur qui ne s'y retrouve guère, concepteur du réseau, fabricant des équipements informatiques, propriétaire de la ligne et société de service chargée de la gestion et de la bonne marche de l'ensemble.

Il existe donc, pour faciliter le contrôle de ces dispositifs, une foule d'appareils de mesures touchant tous les domaines : cela va du voltmètre sélectif à l'analyseur de spectres en passant par l'indicateur de niveaux d'une liaison, le testeur d'interfaces, le synthétiseur, le générateur, le banc de temps de propagation de groupes, le testeur d'extrémités MIC, le compteur, le fréquencemètre, l'oscilloscope, l'analyseur logique ou l'analyseur-simulateur de transmissions de données.

ACTIF, INTERACTIF OU PASSIF ?

Si la majorité de ces appareils, et la liste est loin d'être complète, a fait l'objet de des-

criptions plus ou moins détaillées dans la littérature technique internationale, il n'en est pas de même du dernier cité, sa récente apparition sur le marché en étant la principale cause.

Mais revenons un moment aux trois domaines de mesures en télécommunications. Dans un équipement prévu à cet effet, les informations sont fournies à un dispositif centraliseur qui va les digérer et les séparer par trains de bits, caractères ou par paquets ; ou se trouve alors dans le domaine temps. Ces données vont ensuite passer au travers d'un modulateur-démodulateur (modem) qui va les transformer en signaux compatibles avec le réseau téléphonique traditionnel : on sera dans ce cas dans le domaine des fréquences.

DE L'ANALYSE LOGIQUE A CELLE DES TRANSMISSIONS DE DONNÉES

A l'heure actuelle, certains analyseurs d'états logiques sont à même de capturer et de visualiser, en mode série ou parallèle, des informations numériques sous leur forme binaire naturelle. Ils s'avèrent parfaitement utiles pour suivre l'évolution de données série depuis la sortie d'un modem jusqu'à l'entrée du centraliseur.

Un analyseur logique (ou d'états logiques) peut être déclenché sur un mot synchrone d'un train de bits série et afficher un octet intéressant. Une mémoire assure l'examen aisé des messages transitoires, nombreux en télécommunications.

L'analyse des données parallèles permet l'examen des informations véhiculées sur une liaison de type V 24 (RS 232 C), par exemple, entre un ordinateur et un modem. Le mot de déclenchement est utilisé pour stimuler la visualisation de signaux importants ; l'écran de l'appareil — lorsqu'écran il y a — peut également servir à contrôler simultanément plusieurs activités sur un certain nombre de lignes de la jonction.

L'analyseur d'erreurs numériques (le 1645A de *Hewlett-Packard*, ou le 2H2 de *Siemens*, par exemple) assure le contrôle de la qualité de fonctionnement du modem et du support de transmission ; il fournit plus d'informations à ce niveau que l'analyseur logique mais aucune concernant l'ordinateur puisqu'il se place en amont.

La qualité intrinsèque d'une liaison est donnée par le taux d'erreurs binaires : ainsi, une bonne liaison doit posséder un taux d'erreurs supérieur à 1.10^{-5} erreurs par bit. Cette mesure inclut l'effet des écarts de transmissions et la capacité d'un modem à les compenser. La sensibilité d'un modem aux écarts de transmission est variable d'un type à l'autre ; certains modèles travaillant à vitesse relativement lente (3 000 bits par seconde) sont moins sensibles que certains autres travaillant à régime plus élevé, à 4 800 bits par seconde, par exemple.

Les taux d'erreurs sont des mesures qualitatives pouvant être effectuées rapidement. Si le système de télécommunications est mauvais, un diagnostic minutieux assurera la localisation du défaut : interruptions, glissement d'horloge, distorsions, instabilités, distorsions crêtes sont parmi les principales causes de mauvais fonctionnement d'une liaison.

ANALYSEURS DE TRAFIC

803 A-T HALCYON

L'analyseur de trafic Halcyon 803 A-T, programmable, contrôlé par microprocesseur est destiné à la résolution des problèmes de transmission de données; il peut opérer en mode de supervision ou de simulation de modem ou de terminal.



Il est doté de 72 macro-instructions permettant d'éditer des programmes de test. Il est équipé d'un clavier de seize touches de fonction et de

programmation, d'un écran servant à l'analyse du trafic et à la programmation, et, ce qui le différencie du modèle HC 803-01, d'une mini-cassette de 200 K octets, destinée à l'enregistrement du trafic et des programmes de test.

Caractéristiques techniques :

- Vitesse de 50 à 19200 bps, semi-duplex ou duplex intégral.
- Protocoles : async., bi-sync. en standard - SDLC, HDLC, X25 en option.
- Mémoire de capture : 4 K octets Ram (2 K caractères + 2 K signaux de jonction) ou 8 K Ram en option.
- Mémoire de programme : 1 à 4 K octets en mémoire non volatile.
- Compteurs : 10 compteurs programmables.
- Codes : ASCII, EBCDIC, Baudot, Selectric, HEX plus d'autres en option.
- Cassette incorporée : 200 K octets.
- Poids : 13,6 kg.

804 A HALCYON

L'enregistreur de trafic Halcyon 804 A est un outil de diagnostic. Il peut être utilisé seul ou associé à un autre analyseur de trafic. L'enregistrement se fait sans interruption du flux de données,



les données sont enregistrées pour une analyse ultérieure. L'enregistrement est fait au niveau bit donc indépendamment des codes et des protocoles

de télécommunication. La lecture de la cassette reproduit fidèlement le phénomène analysé « on line ».

Caractéristiques techniques :

- Lecteur-enregistreur à cassette programmable à Microprocesseur.
- Utilisable seul ou en complément de l'HALCYON 803 A.
- Enregistrement « ON LINE » des données et des états de la Jonction.
- Possibilité de pièges sur des caractères.
- Démarrage ou Arrêt d'enregistrement automatique sur un piège, ou à une heure donnée.
- Cassette : 4 pistes standard X3B5/75-43.
- Capacité : 23 Mbits.
- Vitesse d'enregistrement : 56 kbits.
- Afficheur alphanumérique 8 caractères.
- Clavier programmation : 16 touches hexadécimales.



datatel

TRANSMISSIONS DE DONNÉES . TÉLÉCOM . TÉLÉINFORMATIQUE

23, QUAI A. LE GALLO . 92100 BOULOGNE-BILLANCOURT . TEL. (1) 825-36-32 + TELEX DATATEL 200510 F



Le HP 1640 A de Hewlett-Packard

Le moins cher des plus complets analyseurs-simulateurs de transmission de données série sur réseau V 24, il comporte sur le haut de son boîtier, en face avant, une matrice d'interconnexion permettant de l'adapter à toutes les interfaces existant dans ce domaine. Il utilise le concept du « menu » déjà parfaitement maîtrisé par ce constructeur.

Dans les dispositifs de transmissions de données, l'échange d'informations entre le terminal et le modem se produit au niveau de l'interface dont les caractéristiques sont nettement définies (V24 du CCITT, par exemple); les signaux de données arrivant à cette interface sont accompagnés de signaux de commande, d'information et d'horloge qui contrôlent et facilitent le dialogue. Il existe donc des dispositifs dont le rôle consiste à analyser ces signaux au niveau de l'interface. Ils peuvent être utilisés sur des lignes en service (ITE 3000 de *Wandel et Goltermann*) sans que leur fonctionnement en soit perturbé ou sur des lignes non encore exploitées.

Il arrive parfois qu'un dialogue modem-terminal ne s'établisse pas ou soit interrompu; il est alors important de recevoir des informations sur la procédure de son installation afin de localiser le défaut et prendre les mesures nécessaires. Certains appareils (le DCIS de *Wandel et Goltermann*, entre autres) assurent la surveillance de l'interface (V24 - V28) en affichant la procédure de la liaison et les principaux signaux (108 : terminal de données prêt; 103 : émission de données; 105 : demande pour émettre; etc.).

La majorité des réseaux informatiques travaillent en duplex. Placés sur la ligne, les analyseurs-simulateurs de transmissions de données contrôlent l'activité de cette ligne à tous les niveaux ou peuvent se substituer à l'ordinateur, au terminal ou au modem.

Des analyseurs-simulateurs de transmissions de données, il en existe de plus en plus. Surtout depuis que certains fabricants ont compris qu'il y avait là matière à profits supplémentaires. A condition toutefois d'être parfaitement compétitif. Et la compétition ne commence-t-elle pas au niveau du prix. Dans ce domaine, il existe pratiquement un

rapport 10 entre le plus cher et le moins cher : environ 12000 F pour le 832 de *Tektronix* et 150000 F pour le TE92 de *Tekelec-Airtronic*. Il est vrai que les deux instruments couvrent des domaines différents et si le premier est considéré comme étant universel, le second a été spécialement conçu pour la procédure X25 utilisée dans *Transpac*.

Entre les deux, on trouve le 1640 de

Hewlett-Packard (35000 F), le DCS II de *Wandel et Goltermann* (50000 F), le 803 A d'*Halcyon* (71000 F), le Pacer de *Digitech* (75000 F), le Dynatest 2000 de *Dynatech* (75000 F), l'Intershake d'*Atlantic Research* (85000 F), et le Datascope D502 de *Spectron* (105000 F).

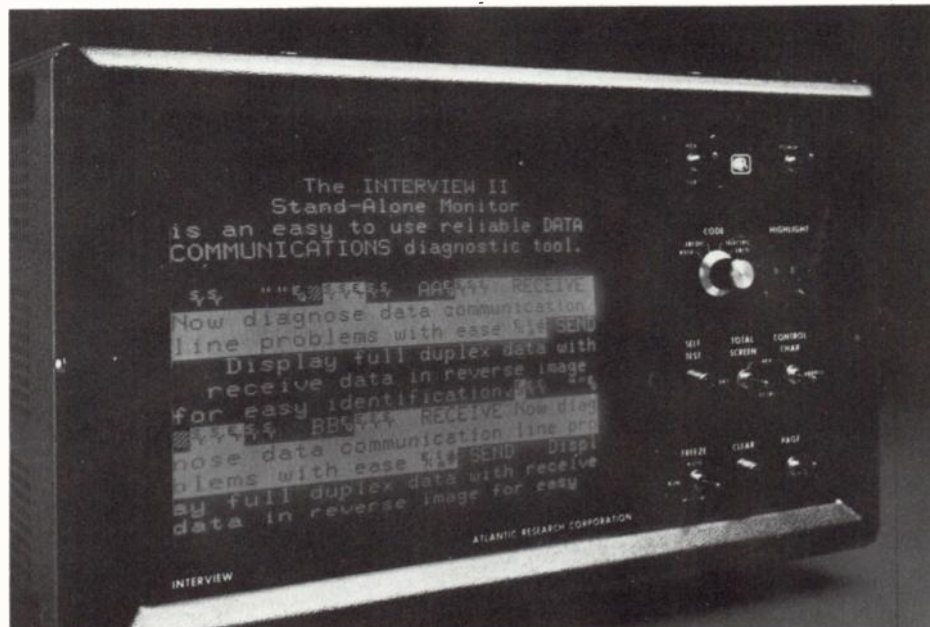
Mais un prix ne signifie pas grand chose quand il s'agit d'un équipement de mesure. Cela dépend de sa configuration si l'instrument est évolutif et des options nécessaires ou pas aux besoins d'une application. En fait, ce qui compte du point de vue prix c'est l'investissement minimal nécessaire pour qu'un système soit opérationnel.

Et puis, dans cette liste qui ne représente que les matériels commercialisés, à l'heure actuelle en France (à notre connaissance), tous les instruments n'offrent pas les mêmes possibilités. Ainsi, certains ne travaillent qu'en « batch »; autrement dit, ce sont des appareils passifs qui ne sont que de simples moniteurs de l'activité de la jonction; les autres, plus élaborés, sont des matériels actifs (ou interactifs selon qu'ils interagissent ou pas sur le réseau en « générant » des messages spécifiques) car, contrairement aux simples analyseurs qui se connectent en parallèle sur la ligne (ils espionnent), ils peuvent se substituer à l'un quelconque des maillons de la liaison (ordinateur, modem ou terminal) et simuler leur fonctionnement.

Généralement, les appareils ne permettant que l'analyse des transmissions sont utilisés pour assurer la maintenance d'un réseau. Le mode simulation est plus fréquemment employé lors de la conception d'un réseau ou lors de son installation. Pourtant, la tendance est à l'appareil de maintenance, portable, peu encombrant, capable aussi bien d'analyser que de simuler le réseau, d'un prix abordable. *Tektronix* et *Hewlett-Packard* l'ont parfaitement compris qui proposent les équipements les moins chers mais de conception et d'emploi totalement différents.

L'Interview II d'Atlantic Research

L'un des instruments de la famille Intershake, l'Interview est un analyseur de trafic autonome multicode et multiprocédures sur écran de 1024 caractères. Il peut être associé à l'Intertape, cassette magnétique autonome de 500 K octets de capacité, à l'Intershake II, système programmable d'analyse et de simulation de toutes procédures jusqu'à 64 K bits/seconde (256 K bits/seconde en analyse) et à l'Interkey, clavier codé géré par microprocesseur.



Qui fait quoi en analyse de transmissions de données?

Sur le marché français, actuellement, huit constructeurs d'analyseurs et simulateurs de transmissions de données sont présents au travers de huit importateurs. Un seul Français, en plus de ces huit fabricants, a conçu et réalisé un équipement de ce type : Tekelec-Airtronic et son TE92.

Les huit autres, dans le désordre, se nomment Halcyon (agent Datatel), Tektronix, Digitech (agent Walton), Hewlett-Packard, CEA (un allemand représenté par Wandel et Goltermann France), Spectron (agent Elexo), Atlantic Research (agent Tekelec-Airtronic) et Dynatech Data Communications (agent MB-Électronique).

A leur catalogue, ces constructeurs (et distributeurs) proposent :

Chez Halcyon : le 803 A μ Fox, analyseur interactif ;

Chez Tektronix : le 832, le plus petit et le moins cher des analyseurs de télétransmissions ;

Chez Digitech : le Pacer, système interactif à visualisation par bandeau alphanumérique et le Pacer Scope (un écran cathodique en plus) ;

Chez Hewlett-Packard : le HP 1640, comme le 832 de Tektronix, doit son originalité à sa présentation (très HP) ;

Chez Wandel et Goltermann : le DCS II de CEA, matériel allemand tout récent mais ne réalisant que l'analyse ;

Chez Spectron : la gamme des Datascope, les plus connus du marché, parmi lesquels le D-502, système interactif perfectionné.

Chez Atlantic Research : la famille Intershake, une ligne de moniteurs, et de testeurs simulateurs programmables (Interview, Intershake DTM-2, Intertape) ;

Chez Dynatech, enfin : le Dynatest 2000, analyseur simulateur de très élégante présentation.

D'autres matériels de ce type existent mais ne sont pas distribués en France, pour le moment. Il s'agit de la gamme « Epiview » de la très récente petite firme américaine Epicom, de la série « Hawk 4000 » d'International Data Sciences et dont les concurrents affirment qu'elle n'existe que sous la forme d'une publicité (grave accusation) et la série « Comtest » d'Universal Data Systems. Pour ne citer que les principaux.



Le 803 A μ Fox d'Halcyon

L'analyseur de réseaux de transmissions de données est un équipement interactif travaillant sur jonction V 24. En mode simulateur, le 803 A dispose de 61 macro-instructions (pouvant être étendues à 99) ; en mode analyse, il peut travailler en synchrone et asynchrone, BSC (SDLC, HDLC et ADCCP en option), selon les codes ASCII, EBCDIC, Baudot, 2740/41 Selectrix, hexadécimal (le tout en standard) et ce à la vitesse de 19 200 bits par seconde. Les informations sont visualisées sur écran cathodique de 13 cm de diagonale pouvant recevoir 256 caractères.



Le Hawk 4000 d'International Data Sciences Existe-t-il ? N'existe-t-il pas ? Laissons ces questions à ses concurrents et contentons-nous de noter que cet équipement n'est pas distribué en France, qu'il est géré par microprocesseur, qu'il contrôle, enregistre, transmet et reçoit des messages véhiculés sur jonction V 24 à la vitesse 19 200 bits/seconde.

Toutefois, ces appareils ont peu de chance de succès dans des applications où ils doivent être installés à demeure dans une salle de contrôle télé-informatique où l'on effectue aussi bien l'analyse que la simulation, le brassage (patching) ou la commutation de messages.

LES CRITÈRES DE CHOIX

Il est évident que le choix d'un équipement d'analyse et de test de transmissions de données dépend des besoins de l'utilisateur. D'ailleurs trois points fondamentaux doivent présider au choix d'un tel équipement : la composition du réseau, la ou les procédures utilisées, les extensions prévues. Un petit réseau privé ne nécessitera pas un équipement à poste fixe pour centre de contrôle ; mais il peut s'étendre rapidement et devenir plus complexe à contrôler.

Tous les appareils proposés actuellement

en France ne travaillent pas en mode actif ou interactif. De ce fait, et bien que dans certains équipements il n'existe pas de frontière réelle entre les deux possibilités, il est bon de distinguer les paramètres clés en analyse et « monitoring » de ceux propres à la simulation.

Entrées. — Les entrées doivent pouvoir recevoir les connexions normalisées V24, V35, V38, boucles de courant 20 et 60 mA, etc. Dans certains appareils (le 1640 A de Hewlett-Packard, par exemple), l'utilisateur peut lui-même, grâce à une matrice d'interconnexion, réaliser la configuration d'interface qu'il désire.

Format. — Un analyseur de transmissions de données doit pouvoir couvrir un maximum de besoins. Les signaux qu'il devra contrôler doivent pouvoir être acceptés quelle que soit leur nature : dans ce cadre, la plupart des équipements doivent pouvoir accepter une trame de 5, 6, 7 ou 8 bits d'informations avec ou sans bit de parité (paire ou impaire) ; ces informations peuvent être de mode synchrone, asynchrone voire isochrone et être véhiculées, en « half » ou « full » duplex, à des vitesses élevées (de 9 600 à 72 000 bits/seconde). L'analyseur doit être capable de décoder le code employé pour véhiculer ces signaux : en général, les plus classiques, ASC II, hexadécimal, EBCDIC, sont fournis en standard et stockés dans des mémoires PROM.

Mémoire. — Sa capacité détermine la possibilité, en standard, de capturer un certain nombre d'événements et de pouvoir contrôler à n'importe quel moment le trafic ou les états d'une jonction. En fait il faut distinguer la mémoire programme (généralement à semi-conducteurs) de la mémoire de trafic (laquelle peut être extérieure, pour des raisons de capacité, à l'appareil). Toute-



Le 832 de Tektronix

Le plus petit et le moins cher des analyseurs de transmissions de données du marché, le 832 (pilote par microprocesseur) possède un registre de 256 caractères, un affichage par LED; il lit et enregistre sélectivement les informations en synchrone et asynchrone selon les procédures et les codes les plus courants. En simulateur, il peut envoyer des messages et en recevoir (mode «écho»); un mode «répétition» agit de manière que l'appareil envoie périodiquement des informations au terminal ou simplement à la réception d'un caractère de déclenchement (cf. OE janvier 1979).

fois, dans certains appareils les deux mémoires sont liées.

Mode de déclenchement. — Il indique la manière de piéger un événement particulier d'un train de caractères émis dans un sens ou dans un autre. En fait, les erreurs de procédures peuvent être détectées par déclenchement sur une séquence qui peut comprendre un caractère indifférent ou l'ensemble de tous les caractères à l'exception d'un seul (celui spécifié); l'intervalle de temps entre deux événements peut être également une source de déclenchement. Les temps doivent alors être spécifiés en minima et maxima avec une résolution optimale (1 ms, par exemple). Enfin, le déclenchement peut s'effectuer à partir des erreurs définies dans un format ou par un circuit externe.

Visualisation. — Il s'agit là de l'un des paramètres les plus importants intervenant dans le choix d'un analyseur de transmissions de données. L'affichage des signaux véhiculé sur une ligne permet d'avoir une idée précise de leur comportement. Deux modes de visualisation sont proposés : par bandeau alphanumérique à diodes électroluminescentes ou par écran cathodique. Dans les deux cas, bien que le premier soit plus limité, il s'agit de disposer d'une capacité la plus élevée possible de caractères pouvant être affichés. De plus, la taille de l'écran garantit une plus ou moins bonne lisibilité. Le nombre de caractères visualisés sur l'écran, leur corrélation dans le temps sont importants; de même que la façon de les présenter (vidéo négative) et de les «marquer» en fonction d'un événement particulier. Mais la visualisa-

tion ne doit pas être le seul mode d'observation et il doit être possible de conserver une trace visuelle ou non (copieur rapide).

Modes de contrôle. — Ils concernent l'exécution de mesures préprogrammées ou non et donc disponibles ou pas pour piéger l'information désirée. Ainsi, l'acquisition

peut être réalisée de façon continue jusqu'à ce que l'opérateur l'arrête manuellement; on conserve alors les caractères équivalents/mémoire 1024-2048 ou 4096 selon les cas. L'acquisition doit pouvoir également s'effectuer lorsque les conditions de déclenchement sont satisfaites : autrement dit, lorsque la totalité de la capacité mémoire (programme) est stockée, la mesure s'arrête automatiquement. Enfin, on doit pouvoir réaliser une acquisition permanente jusqu'à ce que les conditions de déclenchement soient satisfaites; à ce moment-là, on doit pouvoir mettre en mémoire un paquet de caractères supplémentaires (64, 128 ou 256 + 1 caractères); cela permet de visualiser l'information jusqu'au point de déclenchement et d'examiner la façon dont le réseau réagit après le point de déclenchement.

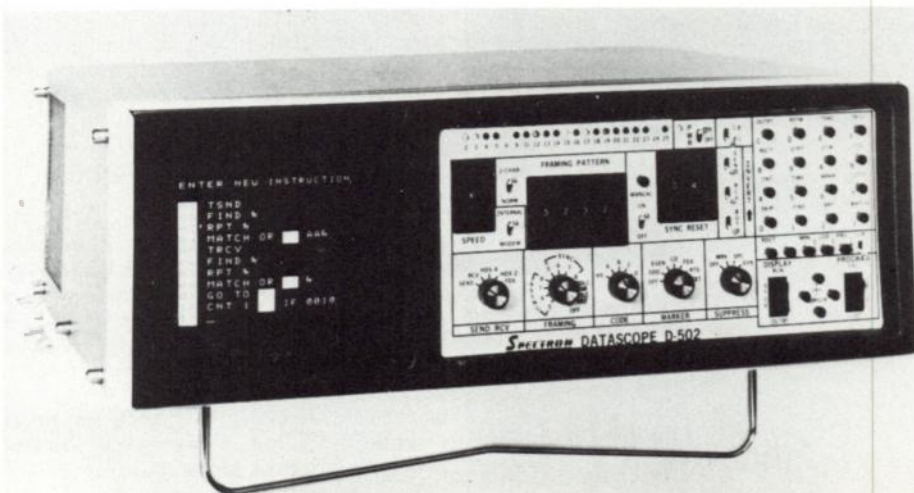
A la fin de chaque exécution de test, l'analyseur doit pouvoir visualiser les résultats de la mesure d'intervalle de temps la plus proche et le nombre de points de déclenchement ayant été réalisés durant la totalité du contrôle.

Facilités d'utilisation. — La plupart des mesures électriques propres aux équipements de transmission de données doivent pouvoir être réalisées : ainsi, l'utilisateur doit avoir à sa disposition la possibilité, on l'a vu, de la supervision et de l'affichage des échanges d'informations. Il doit pouvoir, en outre, recevoir les séquences normalisées (CCITT 2047, 511, 63) et exécuter des statistiques de comptage. Il doit pouvoir mesurer le temps de trainée de la retombée détection/porteuse et vérifier la distorsion (en pourcentage); enfin, il doit être à même de compter des événements «paramétrables», on l'a vu.

Toutes les configurations d'analyse et de contrôle doivent pouvoir être mises en œuvre très facilement. La tendance étant à la gestion des appareils par microprocesseur (la logique câblée est encore de mise chez certains), rien n'empêche plus l'utilisation d'un clavier sur lequel certaines fonctions sont prédéterminées. D'où une autre ten-

Le Datascope D 502 de Spectron

L'une des premières marques (sinon la première) du marché des analyseurs de réseaux téléinformatiques, Spectron a à son catalogue toute une famille d'appareils destinés à ce domaine de mesures, dans laquelle le D 502 représente le haut de gamme. Piloté par microprocesseur, il s'agit d'un appareil de test interactif disposant d'un écran de 10 x 13 cm (325 caractères), fonctionnant en duplex et semiduplex, en synchrone, asynchrone, isochrone et SDLC (codes 5, 6, 7 et 8 bits avec ou sans parité paire ou impaire), espionne les données jusqu'à 100 K bits/seconde (72 K bits sous contrôle du programme), simule un réseau à partir d'instructions programmées (20 macro-instructions, 69 pas de programme) et pèse 11 kg.



PLUS QU'UNE GAMME UNE IDEE NOUVELLE.



Réduire les coûts de maintenance en permettant à un technicien, équipé de testeurs numériques réellement portables (851 : 6 kg, 832 : 4,2 kg), de résoudre le maximum de problèmes lors de la première intervention. Tel est l'objectif fondamental de la gamme 851/832.

851

Avec ce testeur, vous faites les mesures qui nécessitaient auparavant un oscilloscope, un multimètre numérique, un compteur, une sonde logique, un thermomètre et des équipements de tests spéciaux.

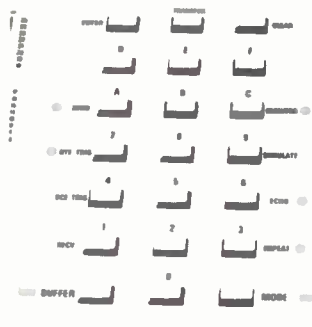


L'utilisation est très simple : une commande unique vous donne un choix de 22 fonctions qui permettent de réaliser un éventail complet de mesures et d'analyses de signaux. L'interprétation est faite pour vous : vous lisez directement les résultats sur l'affichage LED et les voyants lumineux vous indiquent exactement l'échelle utilisée.

832

Les coûts croissants de la maintenance informatique, en particulier dans le domaine des télétransmissions, ont amené TEKTRONIX à développer un testeur spécifique : le 832. Ce nouvel appareil léger, simple d'emploi, peut effectuer la plupart des tests sur les standards CCITT V 24 ou RS 232 C et déterminer l'origine d'une panne. Ceci est d'autant plus utile que plusieurs constructeurs peuvent être simultanément concernés (imprimantes, télétypes, terminal de visualisation graphique et alphanumérique...). Le 832 opère soit en moniteur, soit en simulateur de MODEM (modes Simulation, Écho, Répétition).

Les informations sont affichées (LED) en hexadécimal et des voyants lumineux indiquent l'état de l'interface. Le 832 possède ses propres programmes de test ; mais d'autres programmes peuvent être entrés à partir du clavier. Réduisez vos coûts de maintenance. Adoptez des solutions spécifiques, économiques et utilisables par tous. Contactez nos ingénieurs : ensemble, nous résoudrons vos problèmes de maintenance.



Tektronix®
LA REFERENCE EN MESURE ELECTRONIQUE

Service Promotion des Ventes - B.P. 13 - 91401 Orsay - Tél. 907 78 27
Centres régionaux : Lyon - Tél. (78) 76 40 03
Strasbourg - Tél. (88) 39 49 35 - Toulouse - Tél. (61) 40 24 50
Rennes - Tél. (99) 51 21 16 - Aix-en-Provence - Tél. (42) 59 24 66

Coupon-réponse
à retourner à TEKTRONIX,
Service Promotion des Ventes
B.P. 13 - Z.I. de Courtabœuf,
91401 ORSAY - Tél. : 907.78.27.

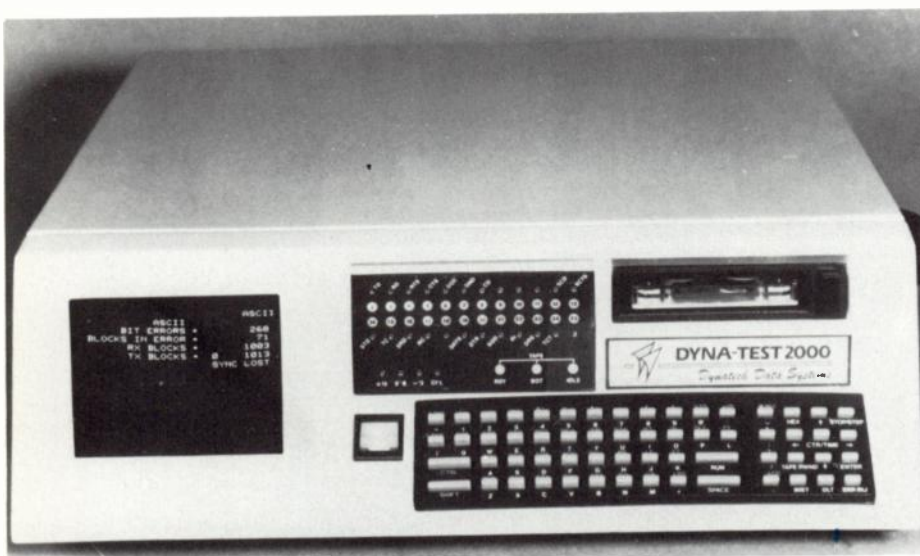
M. : _____
Société : _____
Fonction : _____
Adresse : _____
Tél. : _____

désire recevoir, sans engagement de sa part :
☐ une documentation sur la gamme 851/832,
☐ la visite d'un ingénieur commercial,
☐ des notes d'application (merci de préciser l'application).



Le TE 92 de Tekelec-Airtronic

Le seul analyseur-simulateur de transmission de données totalement français !



Le Dynatest 2000 de Dynateck Data Communications

Utilisant, comme le 1640 de Hewlett-Packard, le concept du « menu », cet instrument est destiné au diagnostic, au développement et à la fonction arbitre des diverses procédures de dialogue entre un terminal et un ordinateur ou un réseau. Il travaille à la vitesse de 19 200 bits/seconde selon les formats de transmission les plus classiques. Le « menu » propose un choix de scénarii standard : ou de programmes.

dance : celle de la présentation sur écran d'un certain nombre de scénarios proposés à l'opérateur sous la forme d'un guide de tests standards, un « menu ». Ce concept est présent notamment sur le HP 1640 de Hewlett-Packard et le Dynatest 2000 de Dynateck.

LA SIMULATION DES ÉLÉMENTS DU RÉSEAU

Certains problèmes liés à la structure du réseau ne peuvent être contrôlés qu'en

simulant l'un des éléments de ce réseau : l'ordinateur, le terminal, le modem, le réseau lui-même. Ce mode permet d'interagir en générant des messages spécifiques. La simulation doit donc permettre d'effectuer des tests bouclés de manière à opérer une localisation précise du défaut après avoir isolé l'élément ou la liaison défectueuse. Elle permet également, lors de l'installation d'un réseau, de tester sur le site chacun des éléments constitutifs et d'en vérifier leur parfait fonctionnement.

Procédures simulées. — Comme dans l'analyseur, le simulateur doit être capable de « comprendre » n'importe quelle procédure

de transmission d'informations ; il doit donc pouvoir plus précisément gérer des messages dans les codes, modes (asynchrone, synchrone, etc.) et procédures (BSC, HDLC, SDLC, X25, IPARS, etc.) communément utilisés dans les réseaux informatiques, le tout à des vitesses compatibles avec les éléments du réseau.

Programmation. — C'est ce qui fait le simulateur puisque c'est par elle que l'on va pouvoir transmettre des messages prédéterminés. Ainsi, les paramètres les plus importants concernant la programmation résultent de la technologie employée pour gérer le simulateur (microprocesseur, logique câblée). L'équipement devra, de ce fait, comporter un certain nombre de microprogrammes stockés en mémoire ; sans oublier un jeu de macro-instructions et d'instructions de programme dont la taille et le nombre seront les plus élevés possible (300 instructions différentes, par exemple et 15 programmes de 128 macro-instructions ou 7 de 256 macro-instructions) du fait de la taille des équipements informatiques (ordinateur, terminal) généralement employés. Enfin le langage de programmation devra être le plus clair possible et aisé à retenir.

Bibliothèque et édition de programmes. — L'utilisateur devra pouvoir disposer d'une bibliothèque de programmes ; celle-ci pourra être intégrée dans l'équipement, on l'a vu, sous forme de mémoires de type RAM mais de manière figée. Une autre méthode consiste à obtenir de la part du fabricant du simulateur, une bibliothèque remise constamment à jour et se présentant soit sous la forme d'un listing, soit sous celle d'une bande magnétique (cassette). Enfin, l'opérateur devra pouvoir éditer un ou plusieurs programmes existant.

On doit pouvoir étendre les possibilités de programmation lorsqu'on a affaire à des problèmes complexes ou subtils demandant des types d'interaction plus élaborés. Pour ce faire, l'équipement d'analyse et de simulation doit disposer d'une interface calculateur (de type 9825A de Hewlett-Packard, par exemple).

Les différents paramètres étudiés sommairement devraient permettre une approche intéressante des problèmes qui se posent au moment du choix d'un équipement d'analyse ou de test de transmissions de données. La plupart de ceux actuellement disponibles sur le marché français couvrent une majorité des besoins, avec plus ou moins de détails particuliers, marques significatives des constructeurs (prix du 832 de Tektronix, aisance d'emploi du Datascope D-502 de Spectron, présentation du 803A d'Halcyon, etc.).

Il reste que le plus spécifique de ces appareils demeure actuellement le TE92 ; conçu pour « Transpac », ce système n'a pas d'équivalent sur le marché. Ainsi, le TE92 teste les protocoles d'accès aux réseaux de commutation de paquets. Il peut émettre des messages en simulant un abonné ou en recevoir et les analyser pour vérifier leur conformité au protocole à des vitesses supérieures à 72 K bits/seconde dans les deux sens de transmission.

Comme Transpac n'est pas le seul réseau de communications par paquets dans le monde, il a toutes les chances d'intéresser d'autres réseaux de ce type. C'est tout le mal qu'on lui souhaite.

G.S.

Une nouvelle dimension dans le domaine des convertisseurs et ampli op ultra-rapides grâce à notre division
« **COMPUTER LABS** »

Convertisseurs A/N :

- 8 bits Vidéo, 8 à 20 MHz
- 10 bits Vidéo, 5 MHz
- codes de sortie BIN, OBIN, 2SC

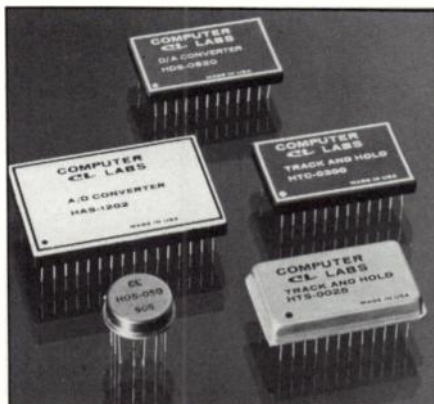
Convertisseurs

A/N intégrés

- 8 à 12 bits — 1,5 à 2,8 μ s
- codes de sortie BIN, OBIN

Convertisseurs N/A :

- 8 et 10 bits déglitchés - 20 MHz
- 8 à 12 bits sortie courant 15 à 40 ns



Convertisseurs

N/A intégrés :

- 8 à 12 bits 20 à 35 ns sortie courant
- 8 et 12 bits 200 à 500 ns sortie tension

Echantillonneurs-

bloqueurs (T/H) :

- circuits intégrés
- temps d'acquisition 30 et 100 ns à 0,1 %

Amplis OP vidéo :

- G.B. : 100 MHz
- B.P. à 3 dB ($G = 1$) : 55 MHz
- débit 100mA à $\pm 10V$.
- temps d'établissement : 80 ns à 0,1 %

Nos convertisseurs et amplificateurs ultra-rapides ...

des records de vitesse



CENTRE D'AFFAIRES SILIC
12, rue Le Corbusier - Silic 204
Bâtiment IÉNA, 94518 RUNGIS Cedex
Tél. 687.34.11 - Télex 200 156 ANA

Agences :

Ouest ALENÇON

Tél. (33) 26.07.61

Télex 170 296 Code A 17

Sud Est GRENOBLE (VOIRON)

Tél. (76) 05.51.08

Télex 980 882 Code 137

Sud Ouest TOULOUSE

Tél. (61) 41.11.81

40.85.62

Télex 531 747

**CONVERTISSEUR A/N 8 bits
MONOLITHIQUE 25 μ s
AD 570**

Sortie 3 états compatible μ P
boîtier céramique 18 broches DIP
gamme civile et militaire

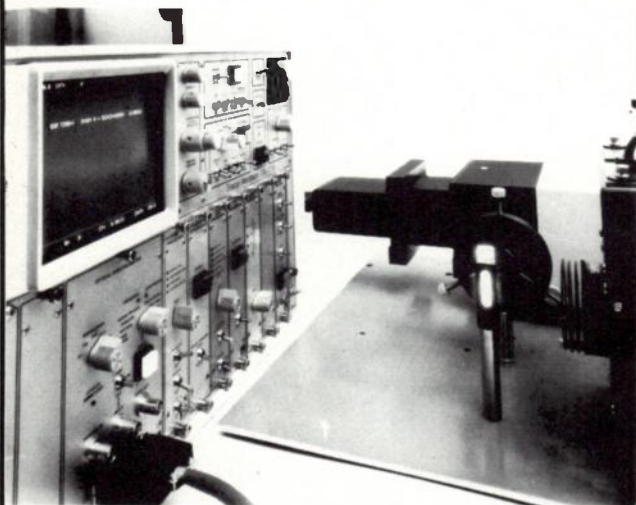
Prix au 01-04-79 AD 570 JD : 117 Frs Unitaire HT

PRODUITS NOUVEAUX PRODUITS NOUV
**AMPLI OP BI-FET DE PRÉCISION
FAIBLE COUT
AD 542**

- Faible courant de polarisation 25 pA max. (AD 542 L)
- Faible offset et faible dérive d'offset 0,5 mV max., 5 μ V/ $^{\circ}$ C max.
- Faible courant de repos 1,5 mA max.
- Prix au 01-04-79 AD 542 JH 12 Frs HT/100 pièces

Un nouveau pas en spectroscopie optique TN 1710 D.A.R.S.S.

Le système TN 1710 « DIODE ARRAY RAPID SCAN SPECTROMETER » (D.A.R.S.S.) de TRACOR NORTHERN est un nouveau système modulaire d'analyse dans la spectroscopie optique.



Le système consiste en un ensemble de détecteurs à photodiodes au silicium, un amplificateur de photons, et une interface pour se connecter à l'analyseur d'amplitude avec visualisation TN 1710, piloté par un microprocesseur.

La modularité du système permet d'avoir la configuration optimum par rapport au but recherché.

Les spécifications sont les suivantes :

- Nombre de détecteurs à mémorisation instantanée : 256, 512 ou 1024.
- Réponse spectrale parallèle 200 à 1100 nanomètres.
- Dynamique de mesure 4096/1.
- Champ d'application simultané 200 à 850 nanomètres à chaque balayage.
- Calibration en longueur d'onde.
- Programmeur automatique pour répétition d'analyses complexes.
- Module de calcul permettant le lissage, la soustraction du bruit de fond, l'intégration, la différenciation, les rapports de pics, etc...

TRACOR FRANCE

Petite Montagne Sud.
C.E 1447 - 91020 EVRY CEDEX
Tél : 079.06.66+

oe conférences

JUIN 1979

- Du 27 mai au 1 à Montreux (CH) : 10^e Symposium International de Télévision. *Renseignements* : International Television and Technical Exhibition, PO Box 97, CH-1820, Montreux.
- Du 3 au 6 juin à Chicago (USA) : Summer Consumer Electronics Show. *Renseignements* : Bill Glasgow Show Mgr, CES 1 IBM Plaza, Chicago IL 606 11.
- Du 4 au 7 à New-York (USA) : NATL Computer Conference. *Renseignements* : AFIPS 210 Summit Ave, Montvale NJ 07645.
- Du 5 au 8 à Torquay (GB) : Towards 2001 (New Information Technology and its future impact). *Renseignements* : Mike Allen, Beechams Pharmaceuticals Research Division, Coldharbour Road, The Pinnacles, Harlow, Essex CM19 5 AD.
- Du 9 au 17 à Paris (F) : Salon International de l'Aéronautique et de l'Espace, Le Bourget. *Renseignements* : M. Dassault ou M. Lafont, 4, rue Galilée, 75116 Paris Tél. : 720.61.09.
- Du 9 au 22 à Düsseldorf (RFA) : THERMOPROCESS (Exposition Internationale et Congrès pour l'industrie des fours et les procédés de production thermique). *Renseignements* : COMAREL, conseils en manifestations et relations extérieures, 132 Bureaux de la colline de Saint-Cloud, 92213 Saint-Cloud. Tél. : 602.13.60.
- Du 11 au 13 à Boston (USA) : International Conference on Communications. *Renseignements* : IEEE, 345 East, 47th street, New-York NY 10017.
- Du 11 au 15 à Monaco (Principauté) : 15^e Symposium International sur les applications énergétiques des micro-ondes. *Renseignements* : Comité français d'électrothermie, 79, rue de Miromesnil, 75008 Paris. Tél. : 522.91.60.
- Du 18 au 20 à Boston (USA) : International Conference and Exhibition on Communications. *Renseignements* : IEEE, 345 East 47th Street, New-York NY 10017.
- Du 18 au 21 à Seattle (USA) : National Radio Science Meeting USNC/URSI IEEE. *Renseignements* : A. Ishimaru, Dept. of Electrical Engineering, FT 10, University of Washington, Seattle, Wash 98195.
- Du 18 au 22 à Seattle (USA) : Antennas and Propagation Symposium USNC/URSI. *Renseignements* : Irene C. Peden, University Washington Seattle, WA.
- Du 19 au 21 à Londres (GB) : TESTMEX (Electronic Test and Measuring Instrumentation Exhibition). *Renseignements* : Trident International Exhibitions, Abbey Mead House, 23 a Plymouth Rd. Tavistock, Devon PL1 98 AU.
- Du 19 au 21 à Genève (CH) : IMM (International Microcomputer Minicomputers Microprocessors). *Renseignements* : Geoff Dubbins, Press Officer, Kiver Communications SA (UK Branch Office), Milbank House, 171/185 Ewell Road, Surbiton, Surrey, KT6 6AX, England. Tél. : 01 390 0281.
- Du 20 au 22 à Madison (USA) : FTCS 9, International Symposium on fault tolerant computing. *Renseignements* : Gerald M. Masson, Dept. of Electrical Engineering, the Johns Hopkins University, Baltimore MD 21218.
- Le 21 à Washington (USA) : Information Systems Effectiveness for the user. *Renseignements* : Angela Turvey, 4910 Butternut Drive, Rockville MD 20853.

oe expositions

• Du 26 au 29 à Lille : Journées Nationales Microondes. **Renseignements** : Professeur E. Constant, Centre Hyperfréquences et semiconducteurs. Université des Sciences et Techniques. Bât. P3 - BP 36 - 59650 Villeneuve d'Ascq. Tél. : (20) 91.92.22, poste 2238.

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, Steyrergasse 17, A-8010-Graz.

• Du 17 au 20 à New-York (USA) : Joint International Magnetics, 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.

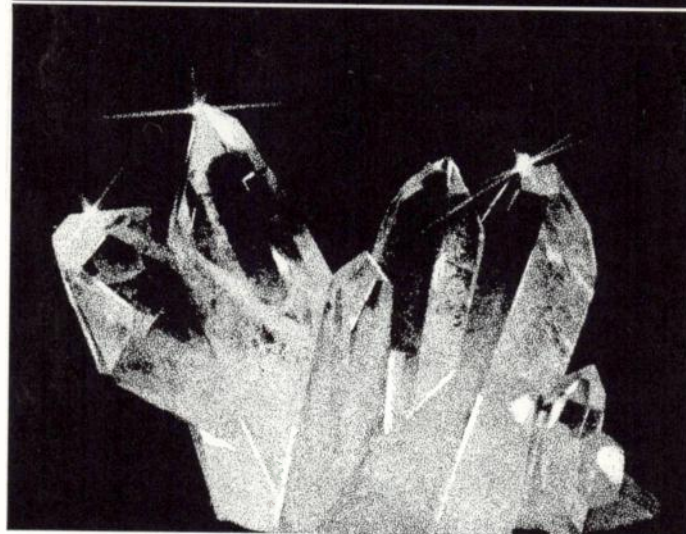
• Du 4 au 7 à Lancaster (GB) : Conference on Land Mobile Radio. **Renseignements** : IERE, 99 Gower Street London WC1E 6 AZ.

• 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.

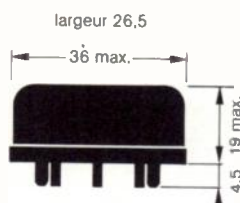
• Du 14 au 23 à New-York (USA) : Exposition Internationale de l'Aviation et de l'Aérospatiale à Stewart. **Renseignements** : Worldwide aerospace and Marine Marketing Corp. 550 Mamaroneck Avenue, Harrison, NY 10528.

PILOTES A QUARTZ COMPENSES EN TEMPERATURE

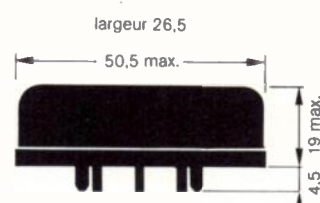
F. 4 A 165 MHz



SÉRIE	FRÉQUENCE	LIMITE DE STABILITÉ DE FRÉQUENCE CUMULÉE RÉALISABLE DANS LES GAMMES DE TEMPÉRATURE D'UTILISATION :			
		0° + 50°C	- 20° + 70°C	- 40° + 70°C	- 55° + 105°C
PCT U	4 - 27 MHz	± 2.10 ⁻⁷	± 3.10 ⁻⁷	± 5.10 ⁻⁷	± 2.10 ⁻⁶
PCT L	4 - 27 MHz	± 2.10 ⁻⁷	± 3.10 ⁻⁷	± 5.10 ⁻⁷	± 2.10 ⁻⁶
PCT M	4 - 10 MHz	± 2.10 ⁻⁷	± 3.10 ⁻⁷	± 5.10 ⁻⁷	± 2.10 ⁻⁶
PCT P3	27 - 80 MHz	± 3.10 ⁻⁷	± 5.10 ⁻⁷	± 1.10 ⁻⁶	
PCT P5	80 - 165 MHz	± 3.10 ⁻⁷	± 5.10 ⁻⁷	± 1.10 ⁻⁶	



PCT U



PCT L/M/P3/P5

3516

CEPE

Filiale THOMSON-CSF

COMPAGNIE D'ÉLECTRONIQUE
ET DE PIÉZO-ÉLECTRICITÉ

101, AV. DU PDT ROOSEVELT / B.P. 74 / 78500 SARTROUVILLE / FRANCE
TÉL. : (1) 914.53.36

Les synthétiseurs de fréquence syntest

- comme composants
- comme sources de signaux
- comme instruments complets



Des solutions très économiques au problème des sources de fréquence programmables.

- Si vous n'avez besoin que de la fonction, SYNTEST vous offre des cartes de circuits imprimés constituant des synthétiseurs modulaires, que vous incorporerez dans vos appareils.
- S'il vous faut l'instrument complet et autonome, SYNTEST vous offre ses cartes montées dans un boîtier, avec toutes les alimentations et accessoires nécessaires.
- Fréquences de 1 MHz à 160 MHz,
- Sélection de fréquence par signal BCD ou roues codeuses, à 4, 4 1/2, 5, 5 1/2 et 6 1/2 chiffres,
- Stabilité avec cristal incorporé : 10^{-5} à 10^{-8} selon modèle,
- Temps de commutation : 10 à 100 ms selon modèle,
- Compléments : atténuateur programmable, convertisseur en signaux sinus et triangle.

syntest

Distributeur exclusif pour la France :
Ets KOVACS - 177, rue de la Convention
75015 PARIS - Tél. 250.89.70

Veuillez me documenter sur les matériels SYNTEST :

☐ cartes

☐ Instruments

Nom _____

Société _____

Adresse _____

— conférences et expositions —

- 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 13 1JG.
- 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 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 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.
- Le 24 (durée de 10 semaines) à Genève (CH) : Conférence administrative mondiale des radiocommunications chargée de la révision générale du règlement des radiocommunications, et du règlement additionnel des radiocommunications. *Renseignements* : UIT, Place des Nations, CH 1211 Genève 20. Tél. : (022) 34.60.21.
- 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.
- 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.

CHARGES
2 W à
50 kW

WATTMÈTRES
DIRECTIONNELS

Modèle 43

et aussi des
WATTMÈTRES
pour
RADIO-AMATEURS

Modèle 4314

ATTÉNUATEURS
25 W à
4000 W

WATTMÈTRE
à ABSORPTION

Modèle 6156

BIRD

une gamme complète de WATTMETRES, CHARGES & ATTENUATEURS

TEKELEC TA AIRTRONIC

DIVISION DISTRIBUTION, B.P. N° 2, 92 310 SEVRES, Tél. : (1) 534-75-35, Télex : TEKLEC 204 552 F

Physics and applications of smectic and lyotropic liquid crystals

**Madonna di Campiglio, Trente (Italie)
Janvier 1978**

Cette monographie réunit des textes présentés à la Conférence sur la Physique et les applications des cristaux liquides smectiques et lyotropiques, tenue à Madonna di Campiglio, Trente (Italie) Janvier 1978.

Le but des auteurs est de démontrer les progrès réalisés dans ce domaine, tant sur le plan théorique que pratique ; la gamme des sujets traités met en évidence les corrélations entre la chimie, la physique et la biologie et explicite les applications actuelles et potentielles.

Ouvrage en anglais. Résumés en anglais et en français.
296 p., nbx tabl. et fig. 200 F (prix au 15.10.78).

MASSON

120, bd Saint-Germain
75280 Paris Cedex 06



Service lecteur : n° 5031

TRANSISTORS MOS

Principes, différents types, caractéristiques

Robert Lyon-Caen

Dans le domaine des circuits intégrés monolithiques, le transistor MOS se révèle comme particulièrement bien adapté à la conception des circuits LSI (Large Scale Integration). Mais le transistor MOS bénéficie aussi de caractéristiques qui lui confèrent des aptitudes particulières à un certain nombre de fonctions : les portes analogiques, les étages d'entrée à très haute impédance d'amplificateurs opérationnels, les amplificateurs de puissance à haute linéarité par l'introduction récente des V MOS.

Avec ce nouvel ouvrage, l'auteur a voulu non seulement apporter des compléments indispensables à « Circuits logiques MSI et LSI », qu'il publia en 1976, mais donner aussi aux utilisateurs des transistors MOS, et aux étudiants en électronique, les notions fondamentales qui concernent ce composant.

Monographies d'électronique publiées sous la direction de P. Grivet
96 p., 45 fig., 58 F (prix au 30.09.78)

Également disponibles

Circuits logiques MSI et LSI, par R. Lyon-Caen

Microprocesseurs et microordinateurs, par R. Lyon-Caen et J.-M. Crozet.

Diodes et transistors utilisés en commutation par R. Lyon-Caen

MASSON

120, bd Saint-Germain
75280 Paris Cedex 06



Service lecteur : n° 5019

CIRCUITS INTÉGRÉS, questions et réponses, par R.G. Hibberd, traduit de l'anglais par B. Loubières. *Éditions Eyrolles*, Paris, 1979, 112 p, 74 figures, 48 F.

Cet ouvrage s'adresse à tout ingénieur ou technicien voulant avoir une connaissance approfondie de tous les circuits existant et les performances exactes des différents composants. En effet les circuits intégrés connaissent actuellement une extension considérable, on les rencontre aussi bien dans les techniques non linéaires de l'informatique que dans les techniques linéaires de la simulation. On peut même grâce aux techniques MOS (Metal Oxyde Semiconductor) réaliser de véritables petits ordinateurs qui constituent les microprocesseurs. Ce livre a la caractéristique d'être très clair : pour faciliter la lecture et la compréhension les chapitres sont divisés en questions auxquelles l'auteur répond d'une façon précise. De plus, la traduction bénéficie de la solide connaissance de la langue anglaise de B. Loubières et de sa qualité d'ingénieur électronicien.

EOLIENNES ET AÉROGÉNÉRATEURS, guide de l'énergie éolienne, par Guy Cunty. *Éditions Edisud*, Aix-en-Provence, 1979, 160 p, 40 F.

L'auteur réunit ici le fruit d'une expérience de plusieurs années d'utilisation et de mise au point effective d'aérogénérateurs. De toutes les formes d'énergie naturelle, le vent est sans doute la première dont l'homme ait tiré parti pour faciliter ses tâches. Après une éclipse d'une quinzaine d'années dans le domaine de la production d'énergie mécanique et électrique, l'énergie éolienne reprend petit à petit sa place dans le domaine des sources possibles, par l'adaptation des machines à des besoins spécifiques que les moyens classiques ne peuvent résoudre : c'est le cas par exemple du pompage éolien et de la fourniture de petites quantités d'électricité sur des sites isolés. Le particulier trouvera ici les éléments nécessaires à la construction de sa propre éolienne s'il est courageux (choix du site) et s'il dispose d'un bon outillage et d'une compétence technique moyenne (générateur, pompe, pylône, éléments de stockage). L'utilisateur trouvera également les moyens d'obtenir des renseignements enregistrés de longue date, mais qui peuvent lui sembler d'un accès difficile, ainsi que la recension des pièges à éviter.

LA TÉLÉVISION EN COULEURS, 3DTV, par M. Chauvière, *Éditions Techniques et Scientifiques françaises*, Paris, 1978, 95 p, 35 F.

Cette brochure constitue une étude complète de l'état actuel de la télévision stéréoscopique et décrit les perspectives d'avenir en ce qui concerne la transmission d'hologrammes et d'objets en vrai relief. Les systèmes stéréoscopiques sont définis comme étant ceux où le relief est obtenu en fournissant à chacun des yeux de l'observateur des images distinctes, correspondant à celles qu'il percevrait s'il était placé à l'emplacement de l'appareil de prise de vues.

Les procédés sont subdivisés en deux catégories, suivant que le téléspectateur doit porter ou non des lunettes spéciales. Après avoir étudié les caractéristiques fondamentales des images holographiques l'auteur examine les problèmes matériels qui ont jusqu'à présent empêché de transmettre ce genre d'images par télévision. Il conclut que la technique la plus appropriée pour la radio-diffusion est celle qui assure la meilleure compatibilité avec les normes existantes et il suggère de réaliser des émissions expérimentales avec un système de télévision qui diffuserait des anaglyphes en couleurs complémentaires.

TRAITE D'ÉLECTRICITÉ, Introduction à l'Électronique, par F. de Coulon et M. Jufetech, *Éditions Georgi*, Paris, 1978, 350 p.

Le volume 1 : Introduction à l'Électrotechnique de ce traité fournit une initiation générale à ce vaste domaine de l'Électrotechnique (qui regroupe toutes les utilisations techniques de l'électricité), et à certaines méthodes de calculs utilisées par les ingénieurs de cette branche. Il est destiné à un public dont la formation en mathématique et en physique est modeste. Après une brève introduction au contexte général de l'électrotechnique et à son langage spécialisé, les lois fondamentales de l'électricité sont rappelées, puis les principaux secteurs d'application technique de l'électricité, tant dans le domaine de l'énergie que dans celui de l'information sont rappelés. Le calcul élémentaire des circuits électriques décrits par le modèle de Kirchhoff est développé, puis on explique comment on passe du dispositif matériel à son modèle mathématique. Les principales méthodes de simplification de circuits sont alors données, trois chapitres constituent ensuite une présentation relativement classique du calcul des circuits en régime continu, sinusoïdal monophasé et sinusoïdal triphasé. Des indications sont également fournies sur la métrologie et la technologie des composants électriques.

SYMBOLS AND ABBREVIATIONS for Electrical and Electronic Engineering par M.G. Say, F. Dellow, G. King. *Éditions Panel*, England, 1979, 16 p.

Ce livret est une mise à jour de ceux parus en 1968 et 1971 qui tient compte des nombreuses révisions et additions intervenues dans les normes britanniques, militaires et internationales. Une sélection de symboles graphiques a été ajoutée. Cet ouvrage est destiné aux étudiants des collèges et des universités mais peut servir aussi aux auteurs de livres d'ingénierie électrique et électronique ainsi qu'aux dessinateurs industriels.

LA PAROLE, compréhension et synthèse par les ordinateurs, par J. Guibert, *Éditions PUF*, Paris, 1979, 317 p.

Préfacé par Alfred Kastler, qui aborde le problème humain en signalant que désormais il sera non seulement possible d'enregistrer le contenu d'une conversation mais d'identifier les interlocuteurs, cet ouvrage comporte quatre grandes divisions : « Qu'est-ce que la parole » analyse la production et le contenu

physique du langage parlé humain. « Les ordinateurs parlent » expose les divers procédés qui permettent de synthétiser la parole à l'aide de machines. La troisième partie : « Les ordinateurs entendent » montre que l'ordinateur s'approche de plus en plus des performances de notre audition, perception, et compréhension du langage parlé, sans qu'il s'agisse d'une véritable simulation de fonctions dont les mécanismes sont mal connus. La dernière division « ordinateurs et communication parlée » indique que ces techniques de synthèse et de reconnaissance automatiques vont permettre de dialoguer oralement avec les machines et faciliter les communications de personne à personne.

COLLAGE DES MÉTAUX ET DES MATIÈRES PLASTIQUES, III, les Colles et Adhésifs et leurs emplois industriels, par J.J. Meynis de Paulin et Ph. Cognard, *Éditions Guy Le Prat*, Paris 1979, 305 p, 180 F.

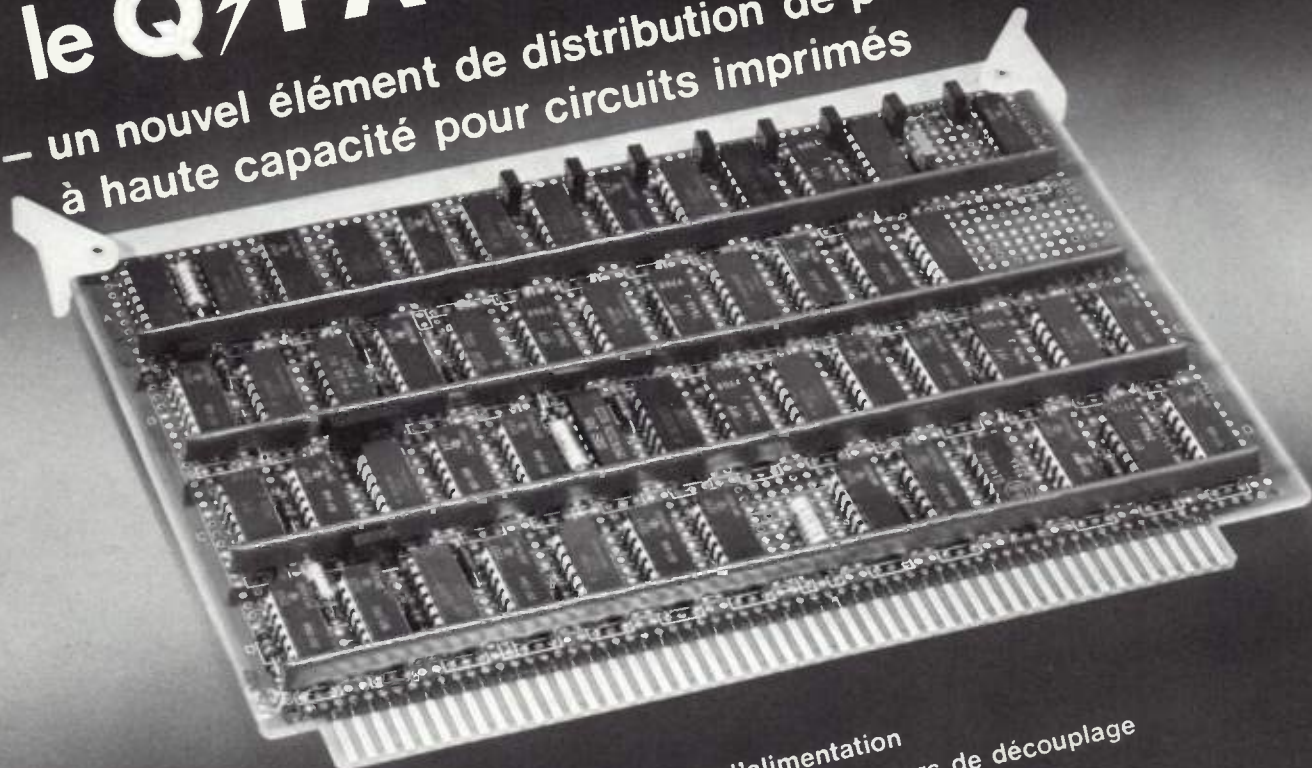
Un nouveau volume consacré à la préparation et au collage des métaux, des matières plastiques et des stratifiés vient de s'ajouter à la collection « Colles et adhésifs ». Étant donné le développement spectaculaire de l'utilisation du collage qui remplace de plus en plus souvent la soudure, le rivetage, la couture, dans de très nombreuses industries, il était indispensable de présenter aux usagers le maximum de documentation tant au point de vue théorique que pratique et de faire connaître aux ingénieurs et bureaux d'étude les possibilités et les ressources du collage. En effet, qui aurait pensé il y a 20 ans que les ailes des avions supersoniques seraient collées et qu'il en serait de même pour la majorité des petites pièces dans l'électronique !

EXERCICES COMMENTÉS DE FORTRAN, Syntaxe élémentaire, approfondissement et style, par M. Thorin. *Masson Éditeur*, en vente à La Maison du Livre Spécialisé, 7, rue Geoffroy Saint-Hilaire, 75005, Paris, au prix de 58 F. Paris 1978, 120 p.

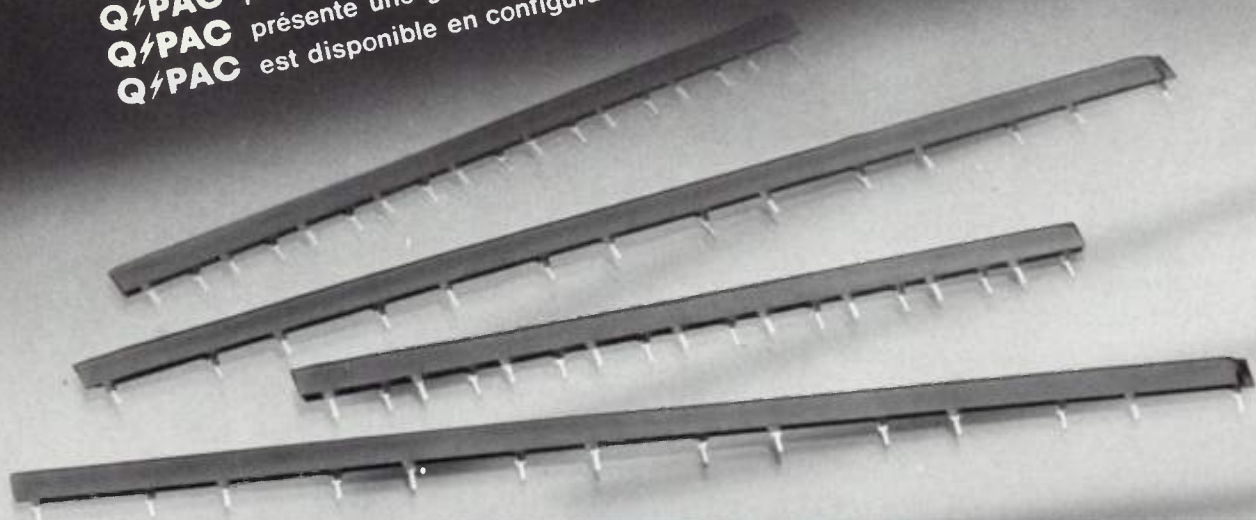
Ce livre peut servir au débutant, en proposant des exercices nécessaires et que l'expérience démontre suffisants pour assimiler les bases de la syntaxe ; à celui qui veut dépasser ce stade, en donnant des conseils pour approfondir la matière sans rétrécir le champ de vision, enfin il explique comment analyser et programmer non pas intuitivement, mais le plus correctement possible, la méthode choisie étant l'analyse arborescente. Grâce à ce livre, on peut donc apprendre le Fortran et l'utiliser correctement, en surmontant trois difficultés majeures : l'assimilation de la syntaxe élémentaire, dont il faut bien admettre qu'elle n'est ni naturelle, ni cohérente, l'approfondissement des connaissances de base sans se perdre dans un dédale de spécifications et de recettes, l'acquisition d'une bonne méthode d'élaboration des programmes qui apparaît par l'expression logique et libre de la pensée, le rôle du Fortran restant celui de support et non de fil directeur. Ce livre, réédition revue et augmentée d'un petit ouvrage que le public a apprécié, peut servir de support à un cours oral ou bien s'utiliser conjointement à une documentation de constructeur.

qu'est-ce-que le **Q/PAC**™ MEKTRON ?

— un nouvel élément de distribution de puissance
à haute capacité pour circuits imprimés



Q/PAC assure la distribution des tensions d'alimentation
Q/PAC supprime la nécessité de monter des condensateurs de découplage
Q/PAC permet d'éviter l'emploi de cartes multicouches
Q/PAC présente une gamme de capacité de 0,1 à 0,7 μ F
Q/PAC est disponible en configuration verticale, ou horizontale sous boîtier c.i.



Mektron-France

9, allée des Jachères SOFILIC 416
 94263 FRESNES Cedex
 Téléphone : 668-10-25 Téléc : 260719



Analyseurs de spectres

Applications a la médecine, aux sonars et aux radars

On pense généralement que l'emploi des analyseurs de spectres (*) est surtout réservé à l'étude des vibrations (mécaniques ou acoustiques) ou à l'analyse des circuits et des systèmes de transmission (dispositifs électriques ou organes de télécommunication). Les divers perfectionnements dont sont dotés les analyseurs modernes à transformation de Fourier rapide leur donne une facilité d'utilisation très appréciée dans d'autres domaines. En particulier, leur usage en médecine permet une analyse très fine des phénomènes biophysiques. D'autres applications, telles que celles que l'on rencontre dans les systèmes Radar à effet Doppler, sont aisément effectuées à l'aide de ces analyseurs. Les applications concernant ces domaines et qui vont être décrites mettent en œuvre l'analyseur en temps réel Rockland 512/S. Cet analyseur de Fourier peut être éventuellement associé à un mini-ordinateur, qui procure alors des résultats de mesure beaucoup plus élaborés.

Analyse des formes d'ondes biologiques et applications médicales

L'analyseur de spectres en temps réel constitue un outil éprouvé et bien adapté à bon nombre de recherches dans le domaine médical; c'est aussi un instrument aux possibilités étendues pour le diagnostic clinique. Comme le montre la figure 1, toutes les formes d'ondes traditionnelles, qui sont de grande importance médicale, se prêtent parfaitement bien à l'investigation au moyen des analyseurs modernes à traitement numérique: électrocardiogrammes, électroencéphalogrammes, phonocardiogrammes, réponses neuro-optiques et neuro-musculaires, etc. Dans toutes ces applications, la faculté d'effectuer des moyennes d'ensemble avec les circuits incorporés aux analyseurs actuels évite d'avoir recours à un prétraitement du signal avant l'analyse; de plus, la large gamme de fréquence d'analyse de l'analyseur (comparativement à celle des enregistreurs traditionnellement utilisés en médecine) constitue un très réel avantage, révélant souvent des phénomènes qui ne sont ni évidents, ni même soupçonnés lorsqu'on emploie d'autres méthodes de diagnostic. Des analyseurs en temps réel ont été utilisés en cardiologie pour distinguer, dans les anomalies, ce qui est fonctionnel de ce qui est d'importance spécifique, en

vue, par exemple, de prévoir une attaque d'épilepsie bien avant qu'elle ne se produise ou de déceler prématurément la fatigue en examinant le temps de réponse neuro-optique.

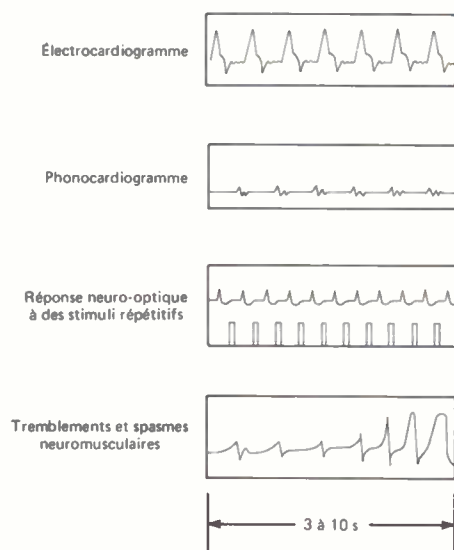
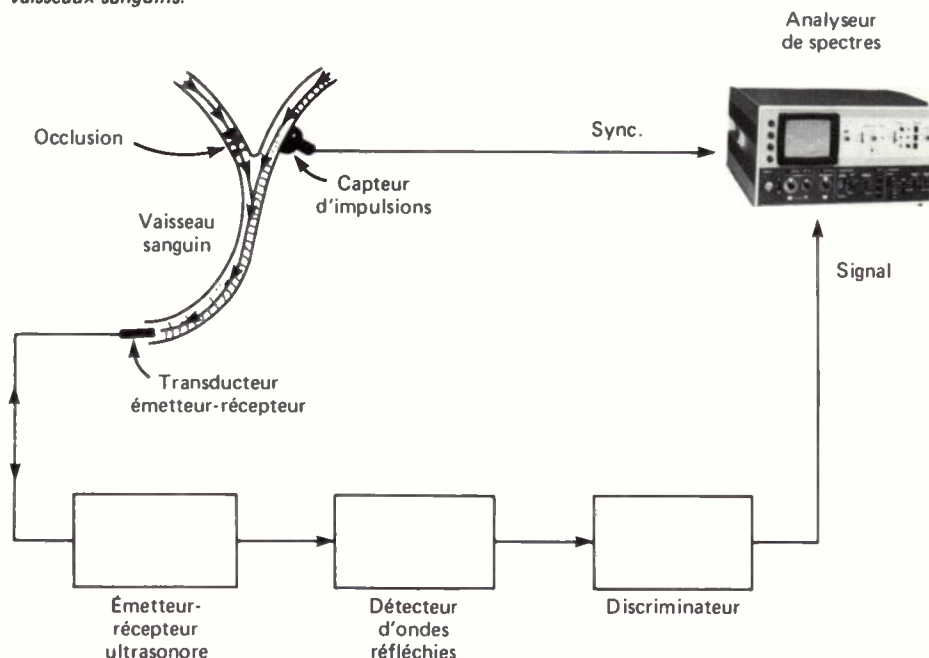


Fig. 1. — Formes d'ondes physiologiques typiques. On notera les échelles de temps semblables pour ces quatre phénomènes et leur bande passante en fréquence relativement réduite.

Fig. 2. — Localisation Sonar par effet Doppler et analyse des occlusions dans les vaisseaux sanguins.



Un procédé de diagnostic plus direct, quoique peu courant, est décrit figure 2. Des pulsations de pression répétées sont provoquées dans un gros vaisseau sanguin; elles se propagent le long du vaisseau (de la même façon qu'en propagation sonar) et sont détectées, au point même de l'émission, par effet Doppler dû au contre-flux de pression dans le débit sanguin. Des occlusions, des rétrécissements, des sténoses ou autres conditions d'obstruction peuvent être détectées avec sensibilité, localisées avec précision et classées, au moins grossièrement, quant à leur gravité, en examinant le spectre Doppler de l'écho.

Analyse d'une onde ultrasonore et mesure de l'impédance d'un transducteur

C'est dans la conception des transducteurs et des circuits sonar, ainsi que dans les applications connexes des ultrasons (images obtenues par balayage en échographie B ou bidimensionnelles dans le domaine médical, soudure ou nettoyage ultrasonore, par exemple), que l'analyseur spectral en temps réel s'avère le plus utile, aussi bien comme outil de développement que comme instrument de contrôle de production. La figure 3 représente deux montages d'essai d'une base d'émission sonar à transducteurs multiples, l'un pour l'analyse détaillée de signaux sinusoïdaux pulsés, l'autre pour la mesure d'impédance en profitant des commodités offertes par le calcul du rapport de deux spectres.

L'analyse en temps réel de la forme d'onde d'un signal sinusoïdal pulsé permet une surveillance continue de n'importe quelle raie du spectre instantané (pour contrôler la stabilité des lobes latéraux, par

(*) R. Miquel, ingénieur à Tekelec-Airtronic.

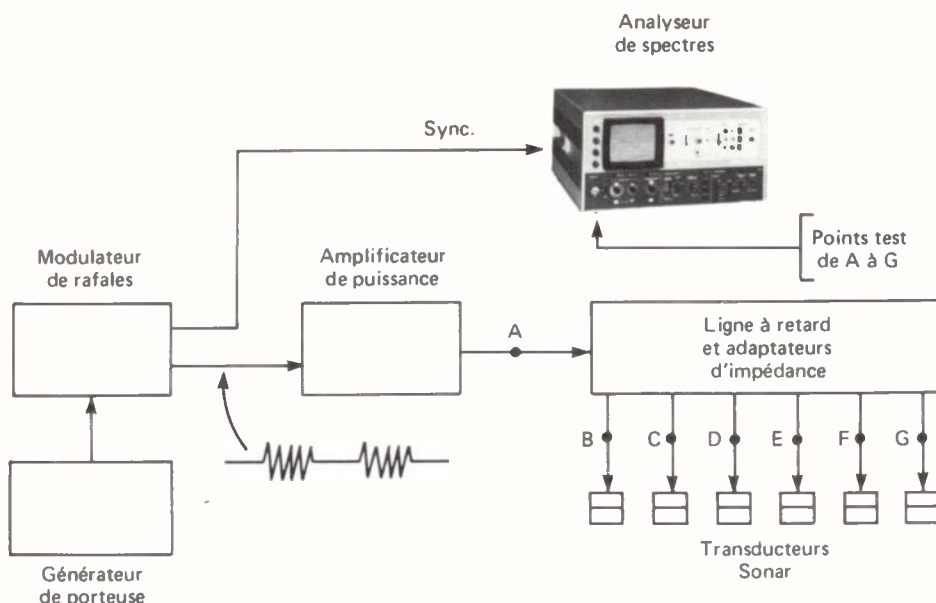


Fig. 3. — Deux montages de mesure d'un groupe de transducteurs ultrasonores (analyse du signal et mesure d'impédance).

exemple, durant l'échauffement propre du transducteur). Le spectre instantané donne aussi une information précise sur l'enveloppe de modulation, le contenu harmonique et les composantes anharmoniques éventuelles (jitter ou bruit de phase).

La figure 4 montre le spectre normal après moyenne. La figure 5 la partie de ce spectre située autour de la fréquence porteuse, mettant en évidence des bandes latérales anharmoniques (cet agrandissement est obtenu par effet «zoom» après translation de fréquence).

La figure 6 explicite, à l'aide des spectres correspondants, comment les spectres de la tension U et du courant I sont utilisés pour effectuer la mesure du module de l'impédance Z d'un transducteur chargé grâce au rapport des deux spectres calculé par l'analyseur, qui applique ainsi la loi d'Ohm. L'impédance, comme on pouvait le subodorer, est très dépendante de la fréquence, ainsi que le démontre la résonance marquée autour de la fréquence porteuse. Ce type de mesure peut être utilisé dynamiquement pour observer les effets d'accord des circuits d'adaptation du transducteur.

Lorsqu'on emploie l'analyseur dans le mode de mesure de la puissance en bande étroite, on peut comparer l'énergie contenue

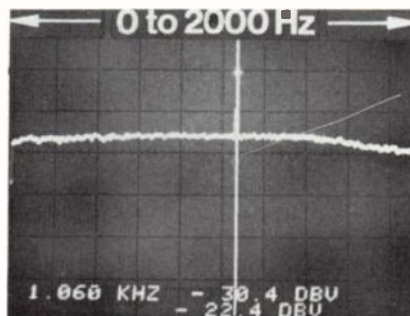


Fig. 4. — Spectre normal après moyenne. On comparera cette représentation et les indications alphanumériques avec celles de la figure 5.

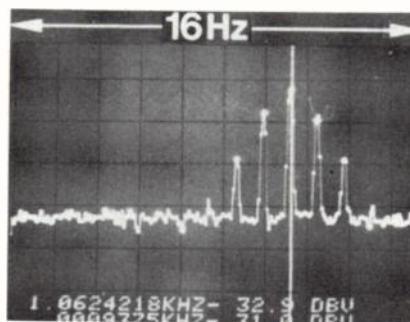


Fig. 5. — L'agrandissement du spectre de la figure 4 révèle sa nature complexe et permet une mesure plus significative.

dans les bandes latérales (qui est totalement perdue) à l'énergie du lobe principal et de l'énergie totale.

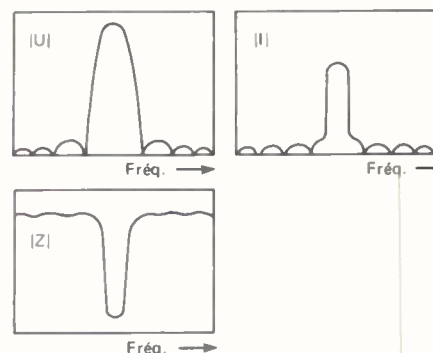


Fig. 6. — Mesure de l'impédance, en fonction de la fréquence, d'un transformateur d'adaptation sonar pour signal sinusoïdal pulsé; cette mesure est obtenue en effectuant le rapport tension/courant : $|Z| = |U|/|I|$.

Analyse des performances d'un radar à effet Doppler

Le signal de sortie démodulé d'un radar Doppler est à basse fréquence et à bande relativement étroite; il possède une distribution spectrale caractéristique de chaque mode de fonctionnement particulier, ce qui permet de préciser :

- La portée en faisceau étroit pour grandes cibles très rapides (à fort effet Doppler);
- La portée en faisceau large pour petites cibles lentes (à faible effet Doppler);
- Les conditions de cibles multiples (bruit élevé) avec une large gamme de vitesses des cibles dans une direction unique, etc.

Le développement de cet important type de radar de guidage et de surveillance nécessite de nombreuses mesures très laborieuses, dont certaines ne peuvent être faites qu'en observant avec soin le spectre du signal démodulé.

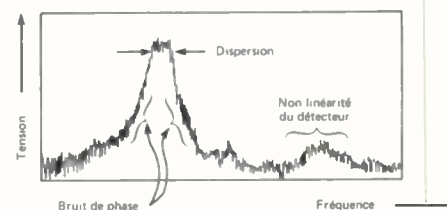
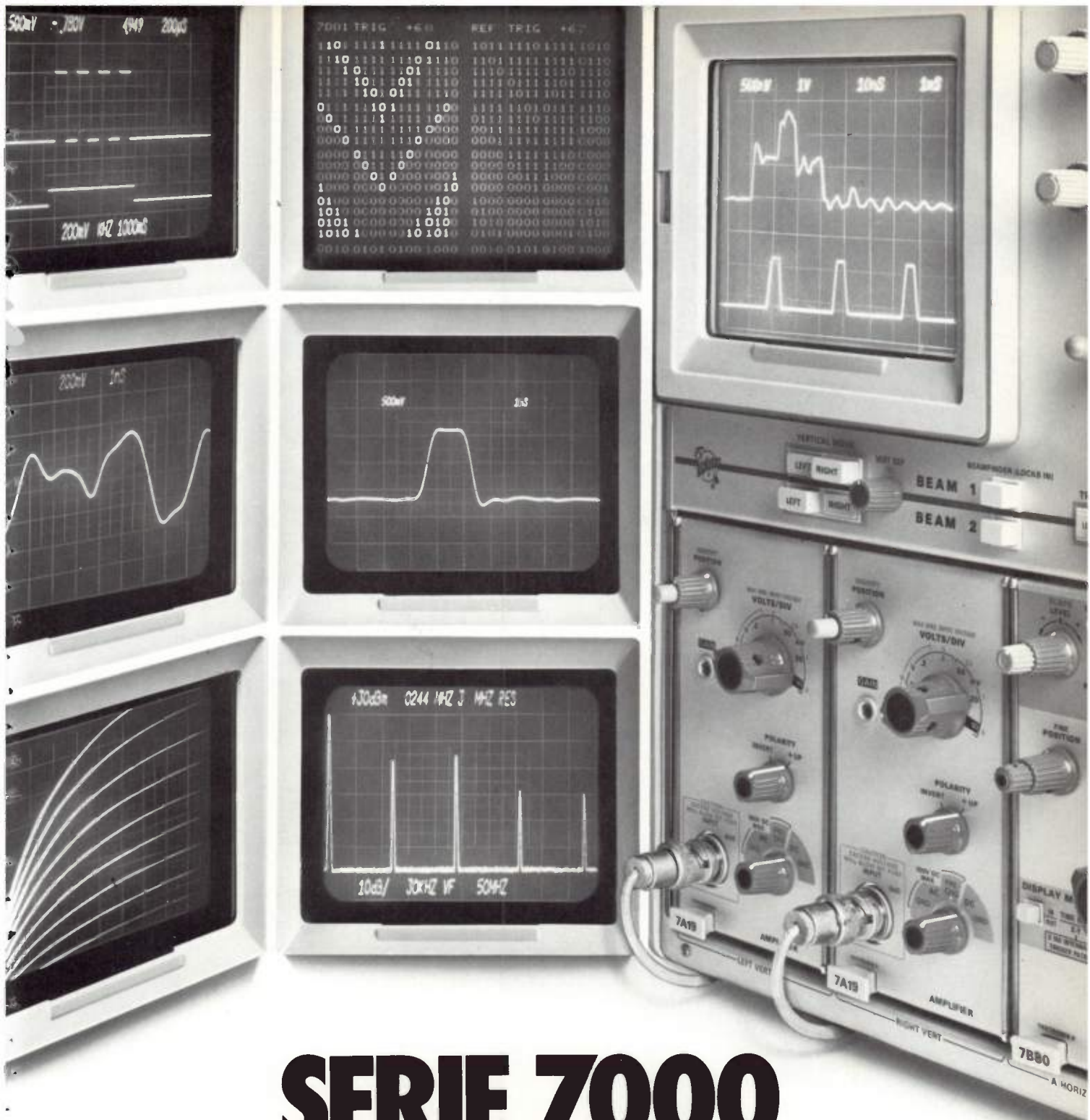


Fig. 7. — Spectre de sortie typique d'un radar à effet Doppler (niveau de tension en fonction de la fréquence relative).

On peut voir, sur la figure 7 un tel spectre simplifié de radar Doppler, qui met en relief les points suivants : bruit de phase de la porteuse, instabilité (ou jitter) du modulateur, non linéarité du détecteur, et élargissement du spectre d'énergie réfléchié dû aux irrégularités de la cible, à l'accélération relative du mobile et à la dispersion du faisceau.



SERIE 7000 LA GAMME A L'INFINI.

Avec un oscilloscope de la série 7000, vous investissez dans la technique à son plus haut niveau.

Quel que soit votre domaine d'activité, systèmes numériques, télécommunications, physique appliquée, vous optimisez votre système de mesures grâce à une gamme très complète de tiroirs amplificateurs, bases de temps,

analyseurs de spectres, traceurs de caractéristiques, échantillonneurs, analyseurs logiques...

La série 7000 : ce sont des performances incomparables mais elle représente surtout des possibilités d'extension à l'infini, vous assurant de posséder demain, un système adapté aux développements croissants de la mesure.

Tektronix®

LA REFERENCE EN MESURE ELECTRONIQUE

Service lecteur : n° 5021

Pour tous renseignements, veuillez écrire ou téléphoner à
Service Promotion des Ventes - B.P. 13 - 91401 Orsay - Tél. 907 78 27
Centres régionaux : Lyon - Tél. (78) 76 40 03 - Strasbourg - Tél. (88) 39 49 35 - Toulouse - Tél. (61) 40 24 50
Rennes - Tél. (99) 51 21 16 - Aix-en-Provence - Tél. (42) 59 24 66

Les rumeurs sont fondées.

TERADYNE PRESENTE SON SYSTEME DE TEST DE CARTES A CIRCUITS LSI.

Peut-être avez-vous entendu murmurer qu'un nouveau système de test TERADYNE existait. Un système avec toutes les possibilités nécessaires pour tester les cartes d'aujourd'hui. Un système qui a la vitesse et la capacité pour prendre pratiquement n'importe quel type de cartes, quelle que soit sa complexité.

Si c'est ce que vous avez entendu, c'est exact.

Le système s'appelle le L 135. Comment répond-il au défi lancé par le test de cartes à circuits LSI ? Jugez de sa puissance.

La puissance de test à 5 MHz pour attaquer les cartes à circuits LSI à leur vitesse normale de fonctionnement.

La vitesse de 444 canaux pour s'attaquer aux cartes les plus complexes sans compromis.

La puissance d'un « Couteau Electronique » pour diagnostiquer les pannes sur une ligne bus jusqu'au circuit défectueux pour toutes les familles logiques.

La puissance de la programmation automatique, grâce au P 400 qui possède la bibliothèque des circuits LSI les plus courants.

La puissance des possibilités analogiques, parties intégrantes du système pour s'attaquer aux cartes mixtes qui deviennent chaque jour plus nombreuses.

La puissance de la sonde automatique pour augmenter la productivité là où le volume est important.

Tout cela existe au sein d'un système qui est TERADYNE jusqu'au cœur. C'est-à-dire qu'il a été conçu et construit pour un milieu industriel. C'est-à-dire qu'il est protégé par la garantie de 10 ans, l'absence de calibration périodique, l'assistance au dépannage par téléphone, une formation approfondie sur le logiciel et le matériel, des stocks de maintenance dans le monde entier.

Le L 135 - le système de cartes à circuits LSI de TERADYNE -
Qu'on se le dise.



TERADYNE

10-12 rue de Chartres 92200 Neuilly Tél. 745.17.60

Pour certaines applications en hyperfréquences

L'association générateur-fréquencemètre peut avantageusement remplacer le synthétiseur

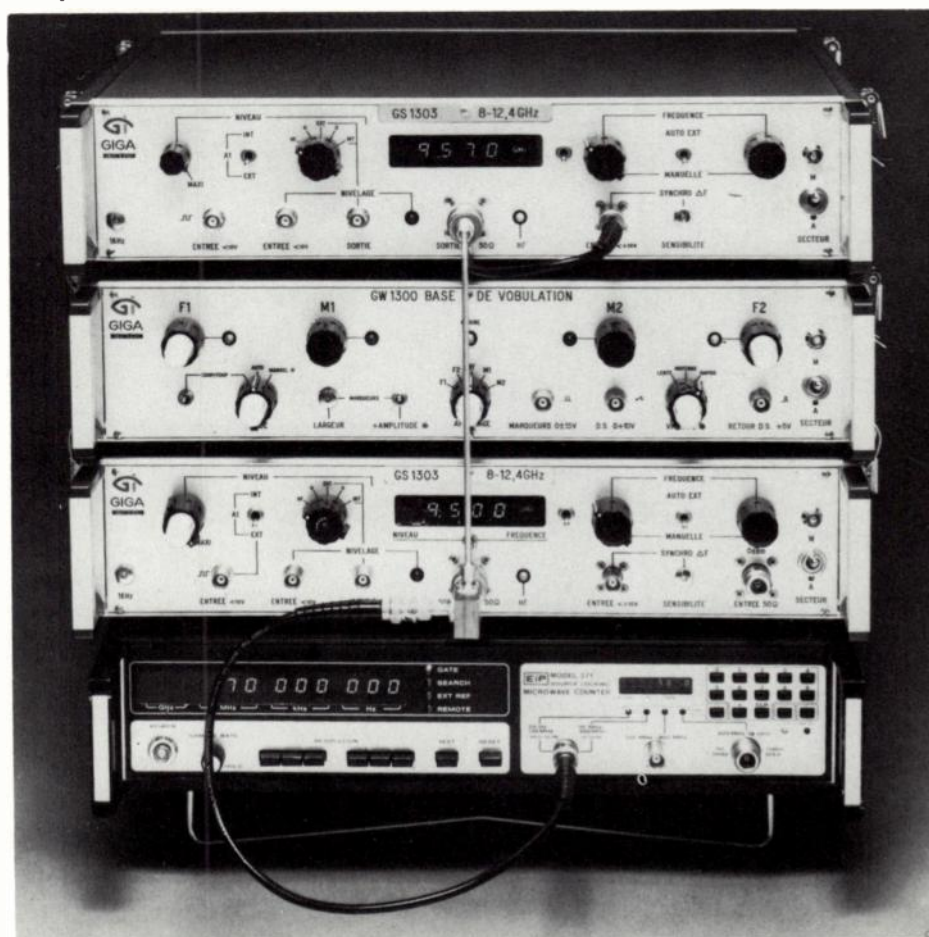
En hyperfréquence, les applications nécessitant l'utilisation de sources stables, programmables et de bonne pureté spectrale se font de plus en plus nombreuses. La première solution qui vient à l'esprit est d'utiliser un synthétiseur. Celui-ci couvre généralement une large bande de fréquences et peut être facilement programmé; cependant, l'utilisateur n'a souvent besoin que d'une bande couvrant, au maximum, une octave et souhaite disposer d'une pureté spectrale comparable à celle du synthétiseur tout en conservant les possibilités de programmation. D'autre part, le prix élevé d'un synthétiseur invite à rechercher une solution moins onéreuse et restant plus souple quant à l'utilisation du matériel. L'association d'un générateur synchronisable avec un fréquencemètre-synchroniseur apporte une réponse originale à la plupart de ces problèmes; encore faut-il : que le générateur possède des performances intrinsèques suffisantes; que l'asservissement ne vienne pas les dégrader outre mesure et que le synchroniseur soit d'un emploi aisé. Cet article (*) a pour but de présenter la conception d'un tel système et les applications que l'on peut en tirer, à partir des générateurs *Giga Instrumentation* de la série GS 1300 et du fréquencemètre-synchroniseur 371 EIP (représenté par *Racal Dana Instruments S.A.*). Le prix de cet ensemble reste compétitif puisqu'il permet l'utilisation indépendante de chacun des appareils pour répondre à des applications plus variées.

Principe

Les générateurs (voir fig. 1) sont contrôlés en fréquence par une tension continue de 0 à 2,5 V pour la totalité de la bande du générateur considéré. Cette tension commande l'enroulement principal du YIG. L'enroulement secondaire peut être contrôlé extérieurement soit par un courant (1mA/300 kHz) soit par une tension (100 mV/1 MHz). Le compteur reçoit le signal hyperfréquence issu du générateur par l'intermédiaire d'un coupleur (interne ou externe). La fréquence, voisine de ± 20 MHz de celle à laquelle on veut travailler, est mélangée à l'entrée du compteur avec l'harmonique du pilote convenablement sélectionné dans un filtre à YIG, pour produire une fréquence intermédiaire entre 25 et 250 MHz. Un microprocesseur calcule le rang de division pour obtenir une fréquence de comparaison de 50 kHz. Celle-ci est com-

parée en phase avec le 50 kHz issu du pilote par division fixe. Le signal issu du détecteur de phase passe dans un correcteur de boucle commandé par le microprocesseur afin de fixer les paramètres de la boucle de phase puis est réinjecté sur l'une ou l'autre des entrées de l'enroulement secondaire du YIG de générateur. La boucle de phase une fois fermée, le générateur est asservi sur le pilote du fréquencemètre ou sur un pilote extérieur qui lui confère ainsi sa grande stabilité, vérifiable sur l'affichage du compteur. Le courant de boucle, converti en fréquence d'erreur, est lu directement sur l'afficheur du générateur avec une résolution de 100 kHz. Cela permet d'être toujours au plus près de la fréquence propre de l'oscillateur et, par conséquent, de minimiser le bruit ramené par l'asservissement et d'éviter le décrochage de la boucle. L'hyperfréquence étant générée par un oscillateur pur sans mélange ni multiplicateur, la pureté spectrale reste toujours excellente.

Les générateurs de la série 1300 de Giga Instruments et le fréquencemètre EIP 371 peuvent ensemble, dans certaines applications, se substituer avantageusement à un synthétiseur.



Métrologie

Un des domaines où l'ensemble générateur compteur-synchroniseur trouve une application immédiate est, bien sûr, celui de la métrologie.

Lorsqu'il s'agit d'étalonner un ondemètre, la source de référence doit être stable et précise. La résolution de l'échelle exige la plupart du temps de la part du générateur une précision voisine de 10^{-5} (obtenue avec le GS 1300 + EIP 371). Un tel ensemble s'avère aussi très utile lorsqu'il s'agit de faire la maintenance et l'étalonnage d'un fréquencemètre hyperfréquence. Il est très facile alors de vérifier que le filtre à YIG s'accroche bien sur l'harmonique désirée et que le fréquencemètre sous test n'affiche pas une fréquence fautive de 50, 100 ou 200 MHz. De plus, si un « jitter » de fréquence se produit dans le déclenchement de la diode tunnel d'entrée, il est aisé de le mettre en évidence en pilotant le fréquencemètre sous test par le compteur EIP 371 ou inversement.

Certains récepteurs à bande très étroite, et la plupart des systèmes Doppler, nécessitent également une très grande stabilité de la fréquence reçue.

Le technicien de maintenance qui doit étalonner ces appareils, très souvent munis d'un système de boucle, doit disposer d'une référence stable, précise et avec un minimum de bruit, car la calibration de la sensibilité d'entrée est l'élément essentiel des caractéristiques à mesurer. Le système

(*) André FABREGUE, Racal-Dana France et M.B. COTTEAU, Giga Instruments.

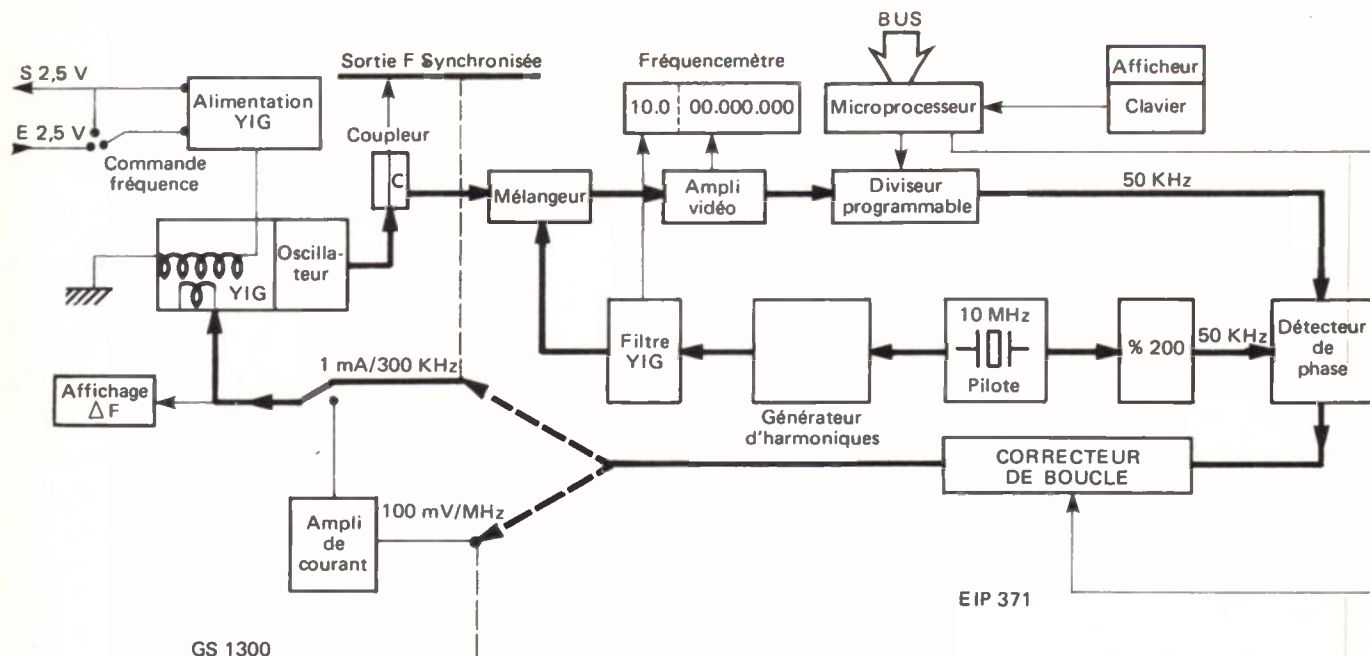


Figure 1. — Schéma synoptique du montage associant un fréquencemètre hyperfréquences et une série de générateurs. Les deux spectres mettent en évidence l'absence ou l'existence d'un léger « jitter » en fréquence selon qu'on est en mode verrouillé ou non. La fréquence est de 10 GHz, la bande d'analyse de 3 kHz, la dispersion de 20 kHz/div. et la vitesse de balayage d'une seconde par division; cette mesure a été réalisée sur analyseur de spectre 7L18 de Tektronix.

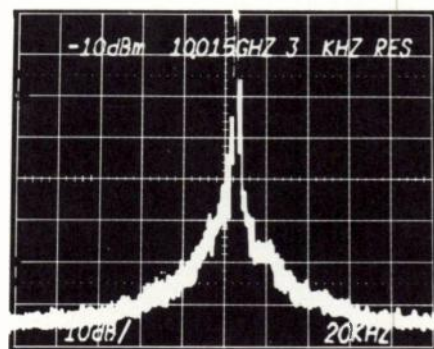
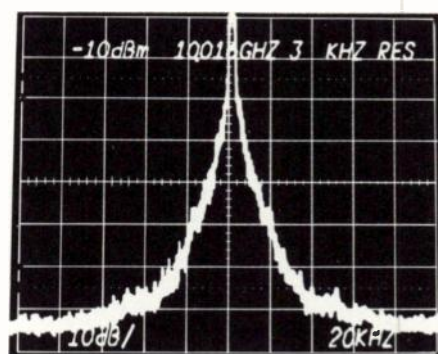


Figure 2. — La mesure à 10^{-10} de la fréquence d'un laser HeNe stabilisé est très délicate. Elle nécessite de nombreux changements de fréquences.

En mode non verrouillé.

En mode verrouillé.



Mesure à 10^{-10} de la fréquence d'un laser HeNe stabilisé

Cette mesure très délicate nécessite de nombreux changements de fréquence. Une méthode de mesure est indiquée sur la figure 2. Un premier laser HCN est stabilisé à 890 GHz; le principe utilisé ensuite est celui de l'hétérodynage d'ailleurs expliqué par M. Rutman dans le N° 3, volume 59, de l'Onde Électrique,

synchronisé permet, de plus, de reprendre les mêmes points de référence avec les mêmes incréments lors d'étalonnages successifs ou sur plusieurs appareils identiques, garantissant ainsi une interprétation fidèle des résultats.

Remplacement d'un oscillateur local

La très faible dégradation de la pureté spectrale du générateur lors de son

asservissement par le compteur-synchroniseur rend son utilisation possible comme oscillateur local dans la plupart des systèmes de télécommunications, faisceaux hertziens, liaisons avec satellite, météorologie.

Que ce soit en émission ou en réception, l'association des deux appareils présente de nombreux avantages. En particulier, cela permet de faire tous les réglages des étages hyperfréquences sans avoir à attendre l'installation dans le système de l'oscillateur local. On peut faire un relevé de diagramme d'antennes.

page 96. La différence de quelques gigahertz ou dizaines de gigahertz est comblée par une source asservie sur le césium de référence par l'intermédiaire d'un compteur EIP 371.

La fréquence de cette source peut être multipliée pour arriver à la valeur désirée.

La lecture de la fréquence exacte est largement facilitée par l'affichage direct de chaque fréquence micro-onde et du ΔF .

Trace de caractéristiques de quadripôles par incréments programmés

Bande étroite (fig. 3)

On a vu que l'écart de fréquence rattrapé par le compteur EIP 371 était au moins de ± 29 MHz. Compte tenu de la stabilité du générateur, il est possible alors, par simple programmation en IEEE du compteur, de couvrir par incréments de 100 kHz, une plage de fréquence de l'ordre de 40 MHz sans avoir à programmer le générateur, la fréquence de sortie de celui-ci suivant rigoureusement des incréments demandés par le programme.

Bande large (fig. 4)

Dans le cas où la bande de fréquence à balayer est supérieure à 40 MHz, il suffit de programmer aussi le générateur GS 1300 par l'intermédiaire d'une alimentation programmable dont la résolution sera, par exemple, de 2,5 mV si l'on veut couvrir 10 GHz (GS 1318 de 8 à 18 GHz) avec 1000 points de mesure, soit un point tous les 10 MHz. Une fois la première valeur obtenue, l'incrément se fera d'une manière automatique par pas de 10 MHz ou 20 MHz, par exemple, sur le générateur et fréquencemètre et par des pas inférieurs ou égaux sur le fréquencemètre.

Stabilisation de l'écart entre deux fréquences vobulées

Cette application (fig. 5) permet de balayer simultanément deux sources hyperfréquences décalées d'une valeur quelconque mais devant rester rigoureusement constante (filtre FI très étroit par exemple). Si l'opération doit s'effectuer d'une manière analogique, les deux générateurs seront commandés en « Extérieur » par la rampe issue de la base de vobulation GW 1300 équipée de l'option double commande. En ce qui concerne l'asservissement, le principe utilisé est toujours le même, mais c'est le battement entre les deux signaux hyperfréquences qui est appliqué au compteur et c'est l'erreur entre le ΔF nominal et le ΔF affiché qui détermine la tension d'asservissement renvoyée sur l'un des générateurs. Pour vobuler un tel système, on lit d'abord la fréquence F1 de départ sur chacun des générateurs, puis la fréquence d'arrivée F2 et l'on passe ensuite sur la position vobulée. La linéarité des YIG de chaque générateur est telle que

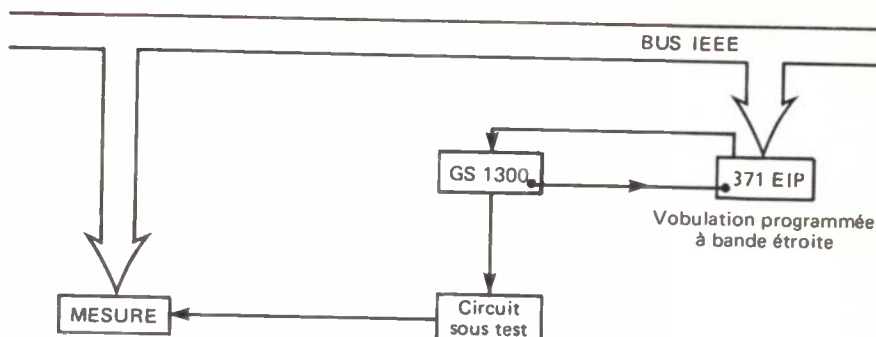


Figure 3. — Trace de caractéristiques de quadripôles par incréments programmés. En bande étroite...

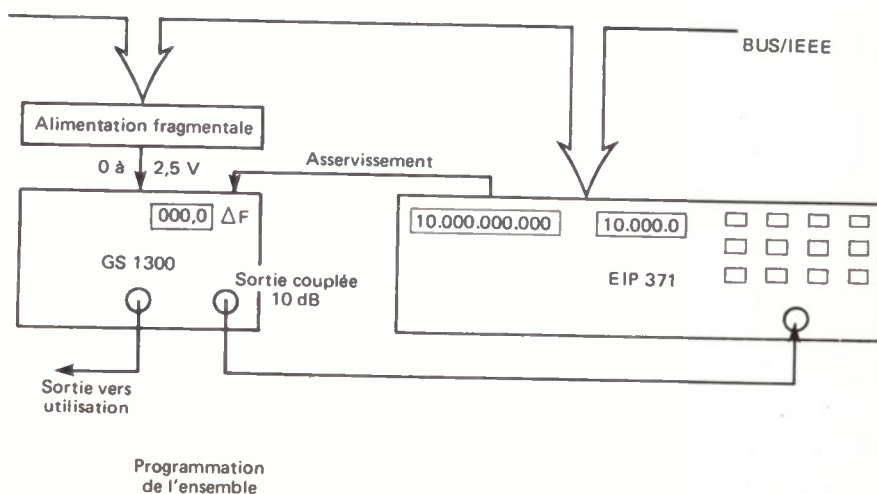


Figure 4. — ... ou en bande large.

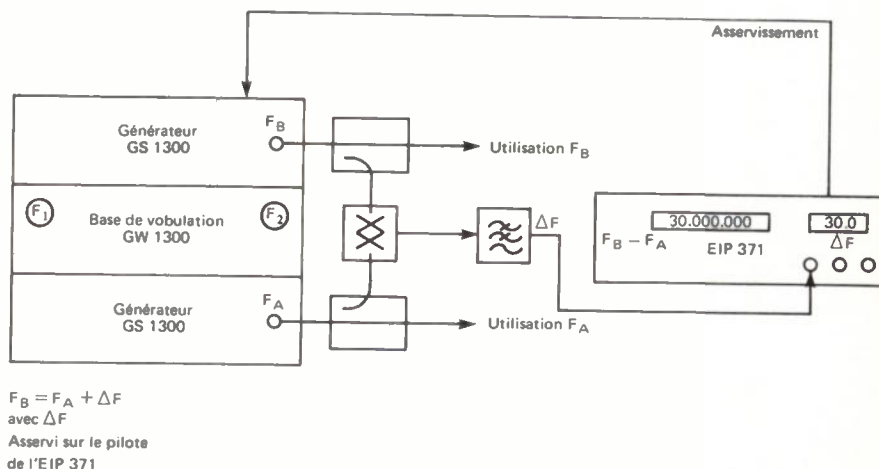


Figure 5. — Stabilisation de l'écart entre deux fréquences vobulées.

l'écart entre F_A et F_B ne dépasse jamais $\Delta F = \pm 10$ MHz et peut par conséquent être rattrapé en permanence par le compteur EIP 371.

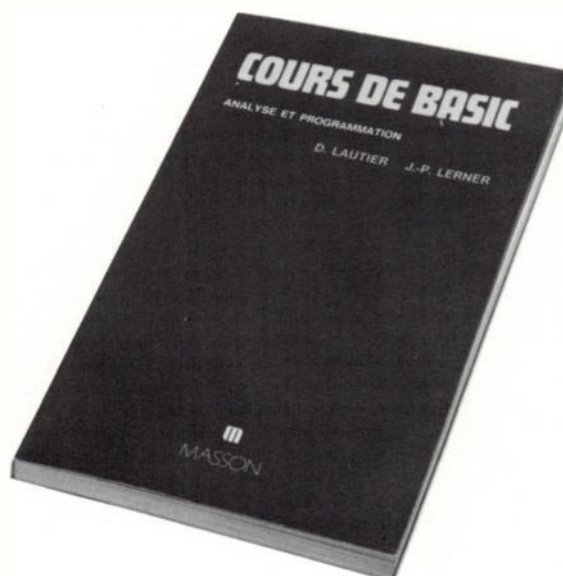
Exemple : F_A = 9000 à 9600 MHz
F_B = 9030 à 9630 MHz $\Delta F = 30$ MHz.
Le système est programmable. Il

convient alors de commander chaque générateur par l'intermédiaire d'une alimentation programmable sans utiliser de base de vobulation ou encore de programmer la base de vobulation avec une seule alimentation programmable.

Cours de Basic

Analyse et programmation

D. Lautier et J.-P. Lerner,



L'apparition du time-sharing a rendu l'informatique accessible à un grand nombre d'utilisateurs qui ne sont pas des spécialistes. Dartmouth College, qui s'était fixé pour but d'enseigner la programmation à tous ses étudiants, quelles que soient leurs spécialités ou leurs aptitudes mathématiques, a dû inventer un nouveau langage, le Basic, qui soit suffisamment simple et complet pour permettre d'exploiter presque toutes les possibilités du time-sharing. Le succès a été tel que le Basic et le time-sharing sont devenus pratiquement indissociables et qu'un nombre de plus en plus élevé d'informaticiens ont appris le Basic avant de passer à des langages plus évolués dont la syntaxe est beaucoup plus difficile.

Cet ouvrage a eu pour origine un programme de formation continue dont le but était d'enseigner la programmation à des dizaines de cadres d'une très grande entreprise, dont les spécialités et les formations étaient très diverses.

Le cours a depuis été étendu et a été utilisé par des élèves de types très différents. L'ouvrage est conçu de manière que l'élève soit capable d'écrire un premier programme après moins d'une heure d'étude. La syntaxe du langage est introduite progressivement dans des programmes de plus en plus complexes qui permettent un apprentissage simultané de la programmation et de l'analyse, tous les concepts introduits étant abondamment illustrés par des exemples.

Le livre peut servir d'ouvrage de référence sur la syntaxe du Basic et contient un grand nombre de programmes et de sub-routines utiles (par exemple algorithmes de rangement de nombres, traçages de courbes, etc.). Il ne s'adresse donc pas seulement au programmeur débutant, mais aussi à des utilisateurs plus évolués.

144 p.

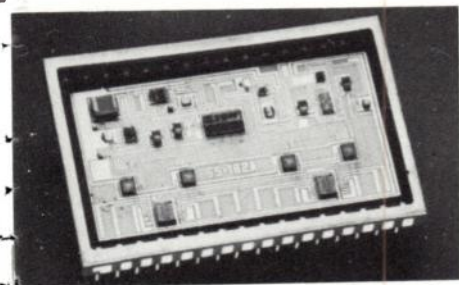
MASSON 



COMPOSANTS

CONVERTISSEUR A/N

Micro Networks, représentée par **Microel**, propose le premier convertisseur analogique/numérique 16 bits conditionné dans un boîtier DIP 32 broches. Son volume est seulement du quart des modèles concurrents et permet son implantation directe sur circuit imprimé. Il se distingue par une résolution de 16 bits, une tension d'entrée multigam-linéarité de 0,003 % de 0 à + 70 °C et une précision absolue de 0,2 % de 0 à + 70 °C. Associé à la mémoire analogique multiplexée MN 7130 à l'amplificateur à gain programmable MN 2020, le MN 5280 permet de réaliser une chaîne d'acquisition de données haute résolution rapide, pilotée par microprocesseur 16 bits.



Service lecteur : n° 5101

COMPOSANTS HYPERFRÉQUENCES

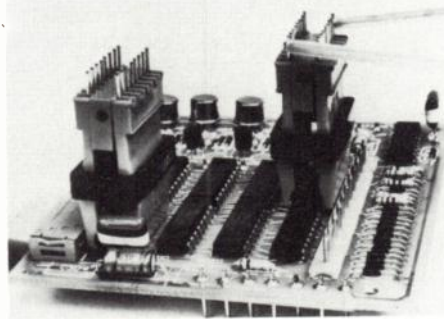
Sealectro développe une gamme de composants hyperfréquences pour applications jusqu'à 40 GHz, comportant des composants standard tels que les amplificateurs, atténuateurs, coupleurs directionnels, filtres, déphaseurs, joints tournants : série 345, avec ROS : $1 + 07 \text{ F (GHz)}$ et pertes d'insertion : 02 F (GHz) db ; « wireline » : coupleurs hybrides en présentation sous câbles coaxiaux souples et semi-rigides ; l'utilisation est possible jusqu'à 900 MHz.

Service lecteur : n° 5102

PINCES DE CONTRÔLE

Pour tester en place les circuits intégrés à 14/16 - 26/28 - 38/40 broches sur les circuits imprimés à haute densité de composants, **Facom** propose 3 pinces de contrôle. Sûres par la qualité des contacts les broches aux extrémités soigneusement polies sont en bronze phosphoreux plaqué or sur dépôt de nickel. Leur élasticité assure une pression de

Le Salon International des Composants Électroniques 1979 a fermé ses portes depuis bientôt deux mois. Il a connu un vif succès largement mérité tant par la qualité des exposants que de par celle des matériels proposés. Nous continuons ici la présentation de ces matériels. Ce qui ne signifie pas que la liste soit close. De ce fait, cette présentation se poursuivra dans les prochains numéros de l'Onde Électrique, dans les colonnes habituellement réservées aux nouveautés techniques.

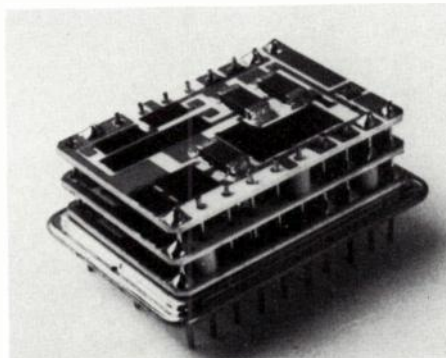


contact importante. Elles sont pratiques grâce à la finesse des extrémités de contact, au dégagement total de la partie supérieure des broches et au système de fermeture par bague coulissante qui évite tout risque de déconnexion intempestive. Ces 3 pinces, références 1808-16/28, peuvent être utilisées avec le gripe-fil extra-souple 1804.

Service lecteur : n° 5103

CIRCUITS HYBRIDES A COUCHE MINCE ET A COUCHE ÉPAISSE

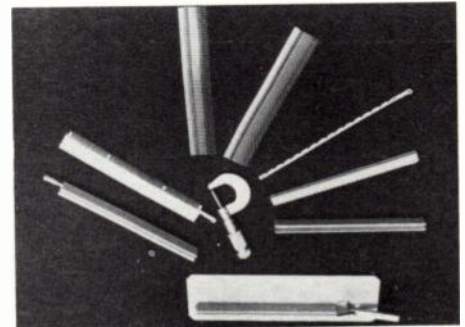
Depuis 15 ans, **Welwyn** fabrique des réseaux résistifs et des circuits intégrés hybrides. Cette gamme va du simple réseau de résistances et de l'atténuateur à multi-couches utilisant des éléments bipolaires et CMOS associés avec des résistances et des condensateurs, enfermés dans des boîtiers scellés hermétiquement. Le service de Welwyn comprend la réalisation, la fabrication, les tests et les contrôles suivant les spécifications fonctionnelles du client. La première photographie est un circuit complexe analogique typique utilisant des « puces » de circuits intégrés et des résistances couche épaisse ajustées au laser ; ceci convient à des applications télécom. Le second circuit est un filtre actif hybride à 3 couches utilisant des résistances ajustées pour permettre un composant à très haute densité. Ce filtre convient pour des applications télécoms et militaires.



Service lecteur : n° 5104

CONNECTEURS A FORCE D'INSERTION NULLE

GTE-Sylvania, Division « Composants de Précision », annonce le lancement d'une nouvelle gamme de connecteurs à force d'insertion nulle. Le premier modèle comporte 72 positions. Les contacts sont en bronze au béryllium avec une protection partielle or sur nickel. Le connecteur peut avoir des sorties à piquer ou pour connexions enroulées miniatures. On voit au centre de la photo le connecteur assemblé avec son levier qui ouvre et ferme les contacts pour l'insertion du circuit imprimé. Le connecteur est composé d'un boîtier extérieur, d'un isolant intérieur et de deux rangées de 72 contacts. Ce connecteur a été développé pour l'industrie informatique ; il est déjà utilisé pour des interfaces de mémoires et de périphériques.



Service lecteur : n° 5105

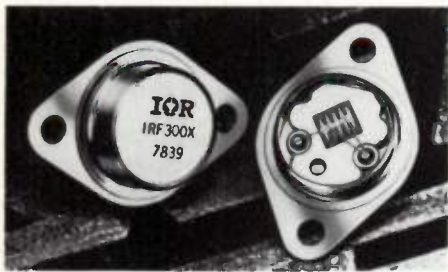
CAVALIER FEMELLE ISOLÉ

Comatel présente un cavalier femelle isolé permettant de faire des straps sur terminaisons mini-wrapping, au pas de 2,54 mm. Les cotes d'encombrement permettent d'utiliser ce cavalier en X et en Y sans perdre de pas. D'autres utilisations sont possibles en commutateur, inverseur. Les couleurs sont gris, noir, rouge. Une nouvelle version avec point de test sera présentée prochainement.

Service lecteur : n° 5106

TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP D'UN KILOWATT

Avec deux séries très haute puissance de **Mosfet**, capables de fonctionner à des puissances de l'ordre du kilowatt et qui renversent la suprématie des transistors bipolaires traditionnels dans les applications de puissance, **International Rectifier**, fait son entrée dans le marché en pleine expansion des Mosfet de puissance. Une famille à fort courant (IRF 100) est spécifiée à 16 A, 80 V et présente une très faible résistance à l'état



passant : 0,2 max. Une autre famille H.T. est spécifiée à 400 V, 4 A avec une résistance à l'état passant de 1,5 max. Une version haute performance de cette dernière famille, le type IRF 301 possède une très basse résistance à l'état passant pour un transistor de 400 V : 1 max. Elle a un courant nominal de 5 A. Tous les types sont encapsulés en boîtier TO 3. Les avantages : vitesse de commutation plus rapide, pas de seconde avalanche, facilité de mise en parallèle.

Service lecteur : n° 5107

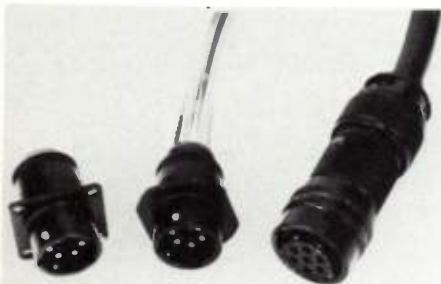
CONDENSATEUR D'ANTIPARASITAGE DE SÉCURITÉ

Le PME 277 est un condensateur au papier métallisé spécialement conçu par Rifa AB pour répondre aux exigences des normes CEI 65 et VDE 560 2. L'imprégnation et l'enrobage à la résine epoxy offrent une solidité électrique, de faibles dimensions, et garantissent des caractéristiques d'autocicatrisation, d'ionisation et de tenue en impulsion. Le PME 277 trouve son application comme condensateur de sécurité dans les appareils de télévision et comme supprimeur de bruits parasites dans les équipements Hi-Fi.

Service lecteur : n° 5108

CONNECTEURS POUR FIBRES OPTIQUES ET LIAISONS

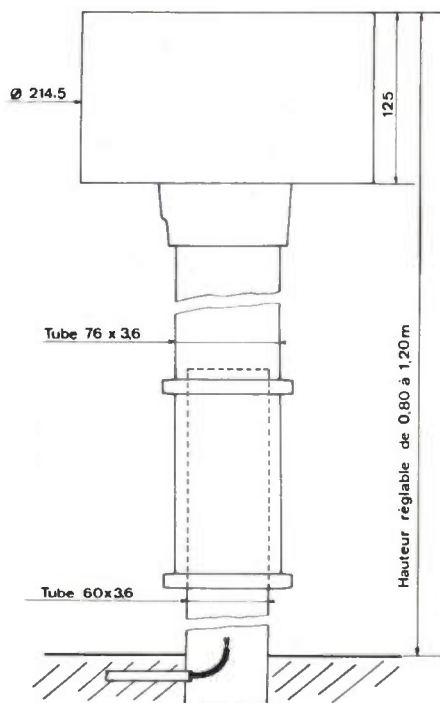
Cinq années d'expérience dans le domaine des connecteurs de fibres optiques font qu'aujourd'hui Socapex propose des composants ou des liaisons complètes destinées à quatre grands secteurs d'activité : Laboratoire, Industriel, Professionnel et Téléphonie. Les connecteurs proposés sont soit pour la plupart dérivés des connecteurs électriques MIL-C 38999 séries I et II, MIL-C 26482 45/PT, KMR - SMA et subminiatures MIL-C 39012, soit des connecteurs spéciaux. Socapex propose des liaisons complètes en courtes et moyennes distances, pour des débits de plusieurs dizaines de Mbits/s, en mono-voie et multivoie et développe en outre des composants d'extrémités tels qu'embase d'émission à DEL ou à laser semiconducteur embase de détection à photodiodes PIN ou avalanche.



Service lecteur : n° 5109

BARRIÈRE HYPERFRÉQUENCE

La barrière hyperfréquence Hai-Haj pour gardiennage périmétrique extérieur de portée 5 à 50 m avec ajustement automatique est développée par Jay-Electronique. Elle détecte les mouvements sur une zone en forme de fuseau d'épaisseur réglable. Le réglage est facilité par un vu-mètre de pointage et un contrôle sonore incorporés. Elle possède une intégration réglable et est conçue en sécurité positive, équipée de contacts d'invulnérabilité. Son alimentation est de 12 V/0,1 A pour l'émetteur et de 12 V/0,02 A pour le récepteur. La fixation est aisée sur tube vertical de 60 de diamètre pouvant être scellé à l'avance dans le sol. Elle est d'une forme cylindrique de 215 mm de diamètre et d'une hauteur de 168 mm.



Service lecteur : n° 5110

DIODE DE REDRESSEMENT

La nouvelle diode de redressement SKN 400 de Semikron convient pour des tensions élevées et pour des conditions sévères de fonctionnement, comme il s'en présente dans les chemins de fer et dans certaines industries. Le boîtier à vis, au filetage M 24 x 1,5 et dont l'hexagone mesure 41 mm sur plats, possède un capot en céramique cannelée assurant un fonctionnement correct de la diode, même dans un environnement très poussiéreux. Les tensions inverses de pointe répétitive s'échelonnent de 1800 à 3000 V, le courant direct moyen est de 400 A et le I^2t de 400 000 A²s.

Service lecteur : n° 5111

DISPOSITIFS POUR CONVERSION ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE

Deux nouveaux circuits sont disponibles chez Texas Instrument pour la conversion analogique numérique de grande précision : les circuits TL 501 et 503. Ils présentent une conversion sur 3 chiffres et demi (2000 points). Le TL 501 est un convertisseur numérique double rampe, d'une linéarité à

0,01 %, d'une impédance d'entrée de 10^9 avec un zéro et une polarité automatiques et une référence interne de tension. Le TL 503 comporte un oscillateur commandé par une source extérieure ou connecté à une capacité extérieure pour réaliser une horloge interne. Le TL 503 dispose de 5 sorties multiplexées et de 4 sorties BCD. La présentation est en boîtier à 18 broches pour le TL 501, en boîtier à 16 broches pour le TL 503. La température de fonctionnement est de 0 à 70 °C.

Service lecteur : n° 5112

CONDENSATEURS AU TANTALE SUBMINIATURES



Tekelec annonce deux séries de condensateurs au tantale subminiatures. Leurs formes et leurs dimensions très précises sont bien adaptées aux microcircuits à haute densité. Ces séries MT et CD sont présentées en boîtiers rectangulaires ou cylindriques allant de 3,4 x 2,1 x 1,3 mm à 12,9 x 9,8 x 4,1 mm. Leur gamme de capacité va de 0,001 μ F à 150 μ F et leur tension de service de 4 V à 50 V. La série MT est conforme aux normes françaises CTS 4 et CTS 5. Ces condensateurs sont disponibles en version polarisée et non polarisée.

Service lecteur : n° 5113

MICRO-ORDINATEUR

AIM introduit sur le marché le ASD68, micro-ordinateur français à espace adressage : 64 K, de capacité jusqu'à 12 cartes

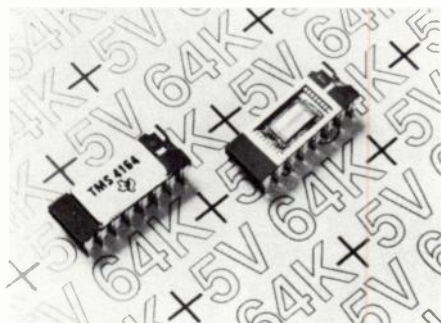


électroniques, avec coupleur et unités de disques souples permettant de disposer jusqu'à 2 M octets en ligne ainsi que des entrées/sorties programmables : 48. Le puissant système superviseur Ados comprend un éditeur de textes performant, un assembleur universel et conversationnel, un moniteur logiciel de mise au point des programmes, un compilateur du langage évolué PL AIM avec génération en code assembleur, un interpréteur Basic, une gestion totalement compatible 3741.

Service lecteur : n° 5114

MÉMOIRE VIVE DYNAMIQUE

Une nouvelle mémoire vive dynamique de 64 K bits va être commercialisée par **Texas Instruments**. Sa référence est TMS 4164. Elle a comme organisation : 65536 mots de 1 bit, une tension d'alimentation unique de 5 V, un boîtier céramique à 16 broches enfichable, un temps d'accès compris entre 100 et 150 ns, un temps de cycle compris entre 200 et 250 ns, une puissance dissipée inférieure à 200 mw, soit moins de $3\mu\text{w}$ par bit. Le rafraîchissement est 256 cycles de 4 ms.



Service lecteur : n° 5115

CONNECTEURS CYLINDRIQUES DE PUISSANCE

UMD Amphenol propose une nouvelle gamme de connecteurs circulaires pour fortes puissances, référence 229, en tailles 28, 32, 44, 52; disponibles en prises droites, prolongateurs, embases panneau et prises panneau. L'accouplement se fait par filage à pas rapide (ACME), on a 5 clés de détrompage pour discrimination entre tensions, courant, phases et mise à la terre. La discrimination entre fréquences est assurée par rotation angulaire de l'isolant dans le boîtier. Étanches, ils peuvent être accouplés et désaccouplés sous tension; contacts à sertir ou à souder. La tension est de 28 V à 480 V eff, l'intensité de 40/200 A, la température de $-55^\circ\text{C}/+152^\circ\text{C}$.



Service lecteur : n° 5116

MICROPROCESSEUR 16 BITS

Intel propose son microprocesseur 8086 à architecture interne sur 16 bits à bus externe en 8 bits. Il possède 2 fois la puissance du 8085A-2 (5 MHz), un champ d'adressage d'un mégaoctet; il est entièrement compatible logiciel avec le 8086. Multiplication Division câblés et développement sur Intel-ec avec PLM 86, CONV 86, ASM 86.

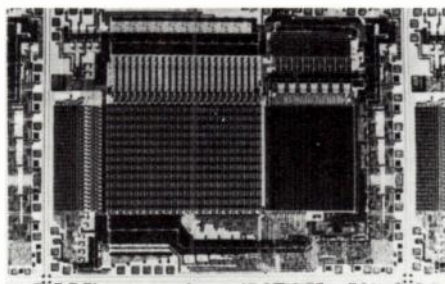
Service lecteur : n° 5117

QUADRUPLE AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELLS

Le TDX 0148 de **Sescosem** comprend quatre amplificateurs opérationnels indépendants. Ces amplificateurs ont des caractéristiques fonctionnelles identiques à celles du SF C 2741 : gain élevé, compensation de fréquence interne, faible puissance consommée. Le courant d'alimentation total pour les quatre amplificateurs est comparable au courant d'alimentation d'un seul SF C 2741. De plus, les courants de décalage et de polarisation de l'entrée sont beaucoup plus faibles que pour un SF C 2741. Une excellente séparation des amplificateurs a été obtenue en polarisant séparément chaque amplificateur et en utilisant une implantation du circuit qui minimise les couplages thermiques. La série TDX 0149 a les mêmes caractéristiques que la série TDX 0148 plus un produit gain bande passante de 4 MHz pour un gain de 5 ou plus. Le DTX 0148 peut être utilisé toutes les fois que plusieurs SF C 2741 sont nécessaires et dans les applications dans lesquelles l'appariement des amplificateurs ou une densité importante sont nécessaires.

Service lecteur : n° 5118

CIRCUITS FPLA SÉQUENTIELS



La famille FPLA de **RTC** (Bipolar Field Programmable Logic Array) est complétée par un FPLA séquentiel, le FPLS (Bipolar Field Programmable Logic Sequencer) 82 S 104/105. Ce circuit Signetics organisé comme le 82 S 100/101 comporte en plus 6 registres d'état et 8 registres de sortie représentant une «machine de Mealy» dont les états prochains des sorties dépendent, et des états présents, et des entrées présentes. Compte tenu des 16 variables d'entrée et des 6 registres d'état, cela correspond au choix de 2^{22} termes transition dans la matrice ET. De temps complet de cycle = 90 ns max, le FPLS est un circuit universel d'une grande souplesse d'utilisation en de nombreux domaines : automates programmables, gestion de protocole, détecteurs de séquence, contrôleurs de périphériques, générateurs de fréquence,... présenté en boîtier DIP plastique ou céramique.

Service lecteur : n° 5119

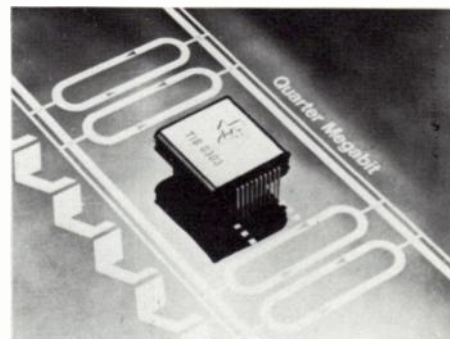
CIRCUITS INTÉGRES DE COMMANDE

ATAC développe un circuit CMOS permettant de commander directement un moteur pas à pas 3 ou 4 phases, en demi-pas ou en pas entiers, avec une phase ou deux phases à la fois et les circuits intégrés de rampe qui comprennent : 1 circuit CMOS et 1 circuit linéaire bipolaire capable de générer

automatiquement des rampes linéaires d'accélération et décélération avec mémorisation des pas perdus à la mise en vitesse et restitution lors de l'arrêt.

Service lecteur : n° 5120

MÉMOIRES A BULLES

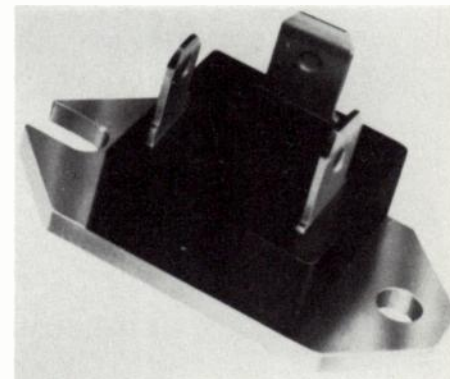


Une nouvelle mémoire à bulles magnétiques de 256 K bits est échantillonnée par **Texas Instruments**. Elle comporte une architecture à boucles secondaires, des systèmes séparés d'entrées-sorties, des pistes séparées pour lecture et écriture, une application par bloc de données. Pour améliorer les temps de transfert et de propagation, le constructeur a développé une technique de conception des bulles à chevrons asymétriques. A la fréquence de 100 kHz, le temps moyen d'accès est de 7,3 ms, la consommation moyenne de 900 mW. Sa référence est TIB 0303. Le boîtier est à broches. Ses dimensions sont $3.05 \times 3.05 \times 1.02$ mm.

Service lecteur : n° 5121

TRIAC ISOLÉ

Un nouveau triac économique et fiable est commercialisé chez **Teccor**. Le Fastpak est conçu spécialement pour le contrôle de puissance, les interruptions, la régulation de température, les commutations, en particulier dans les appareils destinés au grand public utilisant une commande à microprocesseur (machines à laver, séchoirs, lave-vaisselle, fours micro-ondes, etc.). Il travaille sous 25 A efficaces avec une plage de tensions de 200 à 600 V. L'isolement électrique entre bornes et surfaces de montage est de 1600 V efficaces, la chute de tension basse de 1,6 V, le courant de surcharge important. Le boîtier est en moulage époxy robuste et léger, le montage et l'accès des bornes sont aisés.



Service lecteur : n° 5122

CONDENSATEUR ÉLECTROLYTIQUE
ALUMINIUM

Les Felsic DI, condensateurs électrolytiques aluminium à usage industriel mis au point par **Sic-Safco**, permettent un stockage d'énergie à haute densité sous 480 V (250 J/l). Robustes électriquement et mécaniquement, ils supportent une décharge rapide jusqu'au court-circuit (supérieure à 2 000 A) à la cadence de 1 000 décharges par heure. Stables et fiables en service de longue durée, ils présentent une dérive de capacité < 10 % après 1 000 000 de décharge). Les pièces répondent aux besoins des constructeurs ou

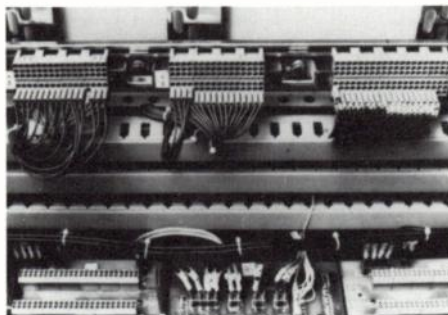
utilisateurs de machines à aimanter, machines à souder et des utilisateurs de champs magnétiques intenses.

Service lecteur : n° 5123

CONNECTEUR RAPIDE

Testé sur plus de 3 000 000 de circuits, la jonction rapide individuelle JR 4, créé par **Entrelec** effectue sa percée industrielle. Quatre avantages principaux sont à rappeler : séparation des fonctions électriques et mécaniques ; plus de 500 manœuvres sans altération électrique ou mécanique, forte densité de raccordement sur des circuits de quelques mV à 220 V, quelques mA à 5 A, configurations adaptées aux besoins industriels. Ce mode de connexion individuel satisfait à la plupart des demandes formulées par les techniciens à la recherche d'un raccordement simple, sûr, rapide.

L'énergie nucléaire, la distribution d'énergie, l'industrie chimique et pétrochimique

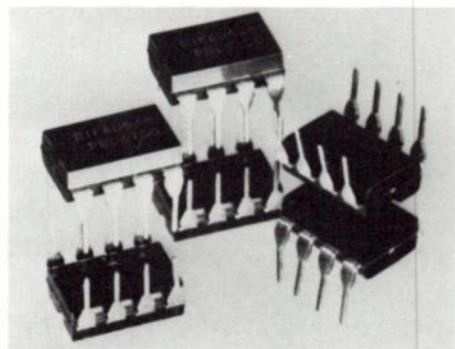


adoptent le JR 4, des industriels le standardisent dans leurs équipements.

Service lecteur : n° 5124

CIRCUIT DE RÉGULATION DE
PUISSANCE PROPORTIONNELLE

Rita commercialise un circuit monolithique (PBL 3708) d'asservissement et de régulation pour systèmes de climatisation par triac. Ses caractéristiques sont : une régulation très précise proportionnelle au temps grâce à un générateur de rampe permettant d'obtenir une température constante ; le déclenchement du triac au passage au zéro du secteur ce qui élimine les parasites radio et TV. Il ne nécessite que très peu de composants externes, la logique est incorporée pour la phase entière.



Service lecteur : n° 5125

Le coupeur d'ampères.

Robustes mais de faible encombrement, les interrupteurs APR de la série 600N ont un pouvoir de coupure très élevé : jusqu'à 15 A pour 250 V ~

Les interrupteurs inverseurs de la série 600 existent en de nombreuses versions : uni, bi ou tripolaires, à cosses à souder ou à vis, levier métallique ou plastique, etc... Pour en savoir davantage, interrogez-nous. Un simple appel téléphonique suffit.

Siège social et usine

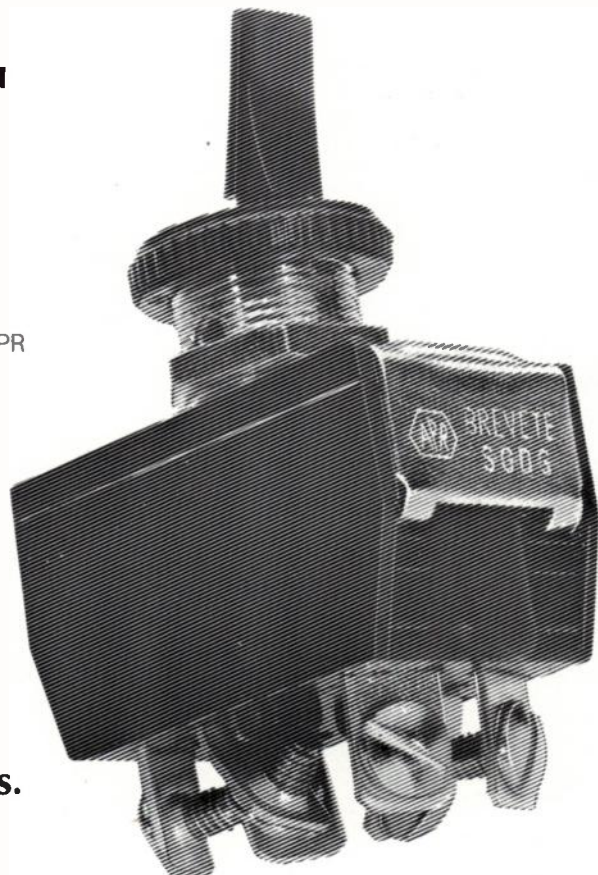
82270 Montpezat-de-Quercy Tél. (63) 02.07.08 - (63) 02.08.16

Télex 531853 Agence et dépôt pour la Région Parisienne

87, rue Bobillot - 75013 Paris Tél. 588.81.53 - Télex 200917



Les interrupteurs énergiques.



Siquier Courcelle Selmersheim

ÉMETTEURS POUR FIBRE OPTIQUE



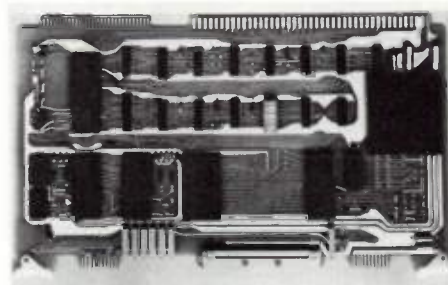
ASEA-Hafo commercialise une nouvelle série d'émetteurs fibres optiques capables d'être modulées jusqu'à 120 MGz. Cette très haute performance est obtenue par couplage composé d'un chip épitaxié haute radianse placé directement en contact avec la fibre et ce dans un même boîtier. Une puissance de 100 μ W à 100 mA peut être facilement couplée à l'intérieur d'une monofibre. De nombreux modèles peuvent être étudiés à la demande.

Service lecteur : n° 5134

CARTE ENTRÉE/SORTIE ANALOGIQUE

Micro Networks, représentée par **Microel**, introduit une carte «entrées/sorties analogiques» compatibles mécaniquement et électriquement avec les microcalculateurs Intel

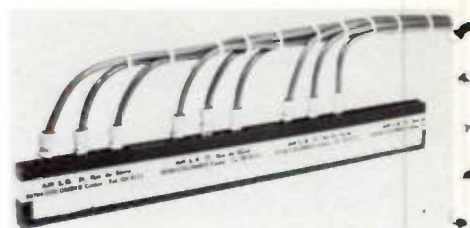
série SBC 80/10, 80/20, 80/30. A la fois interface et périphérique entrée/sortie, la carte MN 7300 en version standard comprend une entrée de 16 à 32 canaux multi-gammes et ± 20 mV à ± 10 V ainsi qu'un gain programmé par processeur. Il possède une sortie analogique de 2 canaux, sortie tension ou courant et une sortie numérique de 12 bits binaires. Le logiciel (Memory Map I/O interface) ne requiert que 10 locations mémoires.



Service lecteur : n° 5135

BUS BAR

Le Bus Bar 3534, dérivé de ceux déjà largement diffusés par **Air-LB** et qui assure, de plus, un isolement supérieur au niveau des raccordements est commercialisé. Les caractéristiques de ces Bus Bars sont : tension nominale 12 à 50 V, intensité nominale 50 A, rigidité diélectrique supérieure à 500 V, résistance d'isolement entre lames supérieure à 10 000 M Ω . Ces nouveaux Bus Bars devraient



trouver leur utilisation dans les baies électroniques et téléphoniques ainsi que dans les tableaux Basse Tension en distribution horizontale ou verticale, dans tous les cas où la sécurité des raccordements est impérative.

Service lecteur : n° 5136

CONVERTISSEUR
TENSION FRÉQUENCE

Module 10 MHz offrant une dynamique de six décades, le 8710 de **Dynamic Measurements Corporation** représenté par **Gisco**, double les performances des convertisseurs tension fréquence existants, ouvrant ainsi de nouvelles applications réservées actuellement aux ADC's. En monochromateur par exemple où une précision de 12 bits (0,01 %) est suffisante, le module 8710 peut accepter directement le courant d'entrée et résoudre 10 μ V avec une dynamique de 10 Hz à 10 MHz. Entrée analogique de ± 10 μ V à ± 10 V.

Service lecteur : n° 5137

parafoudres non radioactifs



une gamme complète conforme aux spécifications CNET

CITEL

8, Avenue Jean Jaurès
Issy Les Moulineaux 92130
645.70.45

INSTRUMENTATION

ENREGISTREUR POTENTIOMÉTRIQUE AUTONOME

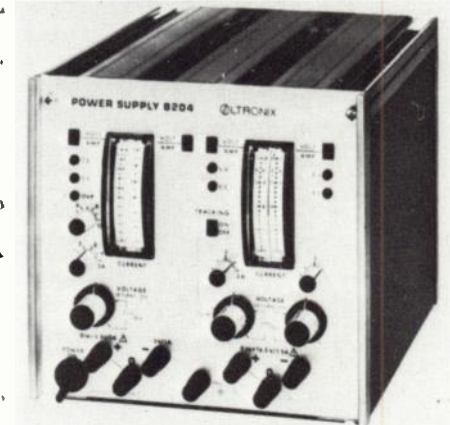
Ce nouvel enregistreur mis au point par **Sefram** fait partie de la ligne Servofram, modèles à 1 ou 2 voies à tracé continu. Il a été particulièrement étudié pour permettre des contrôles volants en offrant une autonomie de fonctionnement sur batterie incorporée de 12 heures pour l'appareil à 1 voie et 7 heures pour 2 voies. L'appareil peut aussi fonctionner sur batterie extérieure 24 V= ou à partir du secteur 40 ou 400 Hz. Dans ce dernier cas d'alimentation, en cas de panne secteur, l'alimentation de l'appareil est automatiquement assurée sur batterie. Le Servofram autonome peut être équipé sur chaque voie de l'un quelconque de 3 tiroirs de mesure pour calibres de 0,4 mV à 100 V — le papier est en rouleau ou plié — 10 vitesses de défilement de 0,5 à 500 mm/mn.



Service lecteur : n° 5138

ALIMENTATION QUADRUPLE POUR MICROPROCESSEURS

Oltronix présente le Labpac B 204 : alimentation quadruple pour le développement de microprocesseurs, avec asservissement mutuel de 2 tensions : S 10 à 5 V/5 A, S 20 à 5 V/1 A, S 30 à 16,5 V/1,5 A : ajustage séparé des tensions des courants, S 40 à 16,5 V/1,5 A : asservissement mutuel commutable manuellement. Il se signale par trois tensions variables grâce à trois potentiomètres 10 tours, trois limitations de courant ajustables séparément, quatre voltmètres, ampères, mètres commutables, une protection ajustable contre les surtensions, une protection de toutes les sorties



contre les courts-circuits, une protection contre les échauffements du transfo.

Service lecteur : n° 5139

ANALYSEUR LOGIQUE 16 VOIES - 100 MHz



L'analyseur logique PM 3500 de **Philips** peut effectuer un échantillonnage sur 16 entrées à une vitesse de 100 MHz en différents modes de visualisation : temporel (x 10 et x 25), hexadécimal, octal, binaire, cartographique. Il a un retard numérique jusqu'à 9999 impulsions d'horloge, et une capacité mémoire : 504 mots de 16 bits. En mode «latch» il a une possibilité de déclenchement sur impulsions parasites de 3 ns. L'extension du mot de déclenchement de 16 bits par multiples de 8 en plus du qualificatif d'horloge est possible. Il possède aussi les modes «comparaison» et «search» (recherche de différences en temps réel). C'est un appareil performant pour toutes applications en logiciel ou matériel. Ses dimensions sont de 386 x 200 x 470 mm et son poids : 14 kg.

Service lecteur : n° 5140

ANALYSEUR DE SPECTRE



Le modèle 763 de **Systron Donner**, en plus de ses caractéristiques aux normes MIL-T-28800A, offre la possibilité d'analyse de fréquences de 10 MHz à 40 GHz avec une résolution variable de 100 Hz à 1 MHz, une sensibilité de - 115 dBm, une entrée directe de 10 Mhz à 18 GHz. De plus, il possède un automatisme complet au niveau du filtre d'analyse et de la vitesse de balayage. L'utilisateur peut donc se consacrer à l'observation du signal par le choix unique d'une fenêtre d'analyse appropriée. Le modèle 763 est donc d'un emploi simple et pratique, avec des performances importantes, cela en accord avec des normes bien définies.

Service lecteur : n° 5141

RADIOMETRE, PHOTOMETRE A ETALONNAGE AUTOMATIQUE

United Detector Technology représenté par **Soro Electro Optics** annonce son nouveau modèle 181, à étalonnage automatique, de radiamètre/photomètre. C'est un instrument d'avant-garde, à circuits intégrés, conçu et réalisé pour la mesure du rayonne-

ment optique dans la gamme du spectre entre 350 et 1100 nm. Les mesures obtenues se font en unités à «extraction directe» au choix de l'utilisateur. Le modèle 181 possède la capacité de mesurer aussi bien les sources continues que les émissions à impulsions. La caractéristique unique propre au modèle 181 est la série des modules enfichables assurant l'automatisme de l'étalonnage. Chaque module contient deux mémoires qui étalonnent automatiquement l'instrument chaque fois qu'un composant optique est changé dans le système, ce qui évite les frais et la perte de temps qu'imposerait le renvoi.

Service lecteur : n° 5142

GÉNÉRATEUR A TRÈS FAIBLE DISTORSION



Le générateur GMW 80 de **LEA** délivre un signal sinusoïdal de très grande pureté, la distorsion globale est inférieure à 0,005 %. Ce générateur BF Etalon offre la caractéristique très rare d'une couverture continue en fréquence. Le générateur GMW 80 est probablement en cela un modèle unique. Ce générateur est en fait un étalon de faible distorsion, un étalon de fréquence (fréquence-mètre incorporé), un étalon de niveau, une source volubale (vob. incorporée). Le GMW 80 se présente dans un coffret 1/2 rack de faible masse (5 kg).

Service lecteur : n° 5143

DETECTEUR DE PARTICULES

Le modèle LPD-4501 de **Endevco** est un détecteur de particules libres qui sert à tester les stimulateurs cardiaques et les composants qui ont une cavité. Il contribue ainsi à l'augmentation de la fiabilité. Il détecte les particules allant jusqu'à 0,0000001 g dans les composants comportant une cavité qui peut contenir des particules conductrices capables de créer des pannes. Ce détecteur répond aux normes MIL STD 883B, méthode de 2020 et STC 0016.



Service lecteur : n° 5144

FAIRCHILD

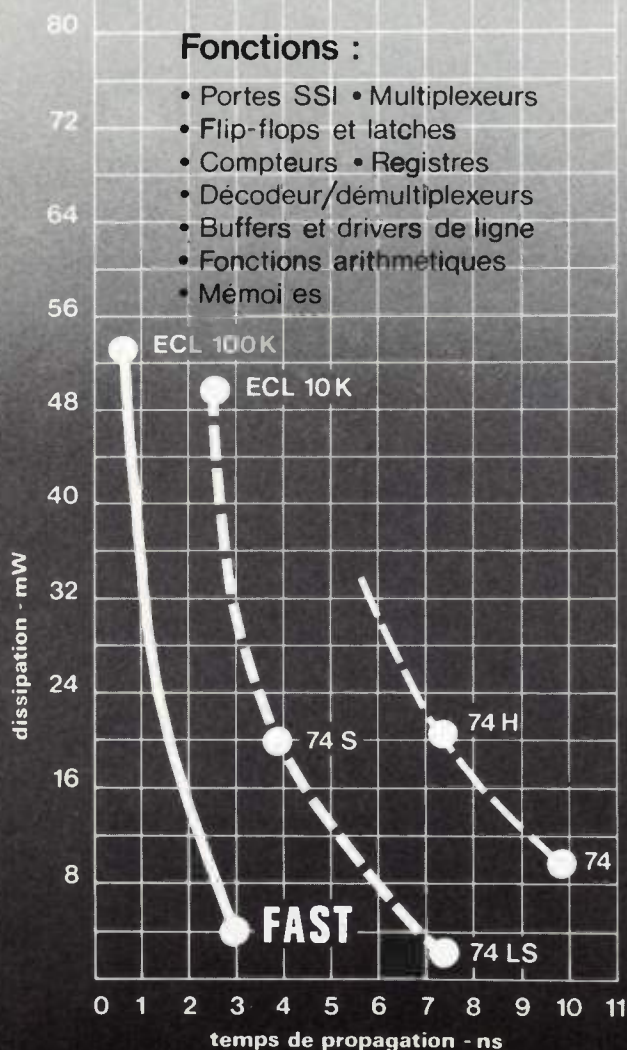
FAST

74 F comme FAIRCHILD
74 F comme FAST

3ns! 4mW!

Fonctions :

- Portes SSI • Multiplexeurs
- Flip-flops et latches
- Compteurs • Registres
- Décodeur/démultiplexeurs
- Buffers et drivers de ligne
- Fonctions arithmétiques
- Mémoires



almex

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

CLIPS A RESSORT

CAMBION®



Ech. 1

Modèle 2339
 toujours en stock

- A sertir
- A sertir avec tourelle
- A visser
- A monter en force isolé téflon
- Possibilité de poussoir isolé
- 3 dimensions d'ouverture : 1,02 - 1,40 - 2,16 mm

TECHMATION

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

Service lecteur : n° 5027

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Service Lecteur

Pour vous documenter sur les produits annoncés, les nouveautés techniques, les produits récents :

TÉLÉPHONEZ directement au fabricant ou à son représentant si vous ne souhaitez qu'un simple renseignement.

ÉCRIVEZ directement au fabricant ou à son représentant si vous avez besoin d'un document officiel.

UTILISEZ LE SERVICE LECTEUR si vous désirez une documentation complète sur un ou plusieurs produits.

Dans chaque fascicule de l'Onde Électrique vous trouverez, en fin de volume, les cartes information mises à votre disposition.

MULTICONTROLEUR A MICROPROCESSEUR

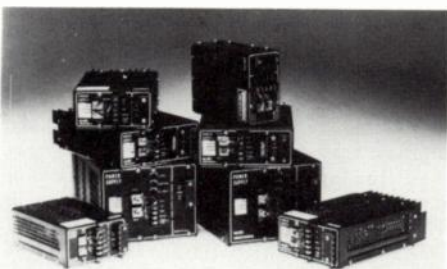


Le multicontrôleur 7920 de **Veeder Root** utilise un microprocesseur avec 6 décades visualisées de 10 mm de haut, 50 seuils de présélection, 16 sorties indépendantes, mémorisation totale (EARAM), fonctions et pondération programmable par l'utilisateur, totalisations et positions visualisées, circuit de présignal incorporé, clavier sensitif pour entrée des informations, fonctionnement uni ou bidirectionnel, comptage séquentiel, possibilité d'interrogation en cours de fonctionnement, façade avant étanche, boîtier industriel en aluminium, alimentation 110 ou 220 V 50 Hz. Les applications typiques sont la coupe à longueur, les machines à bobiner, le formage et l'emboutissage des métaux, le contrôle sur convoyeurs et toutes opérations séquentielles de précision.

Service lecteur : n° 5145

GROUPES D'ALIMENTATION A DECOUPAGE

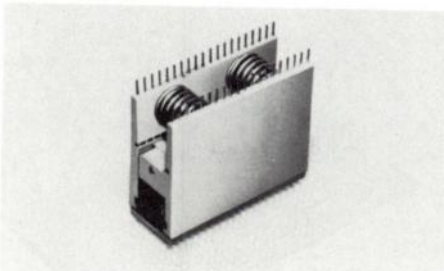
Une nouvelle gamme comprend des groupes d'alimentation en courant à régulation par commutation, à simple et triple sortie à grand rendement, étudiés pour mini-calculatrices, systèmes et périphériques de micro-ordinateurs et mis au point par **ACDC Electronics**, Division de Emerson Electric Company. Désignée par Série «RS», cette gamme est composée de 22 modèles, pour sorties s'échelonnant de 50 à 300 W ; un modèle à simple sortie de 375 W à refroidissement par ventilateur est également disponible. Ces modèles bénéficient d'une garantie de 5 ans. Tous les dispositifs commutateurs sont établis suivant un principe nouveau, modulaire, à base d'utilisation de circuits à commande par LSI (Large échelle d'intégration) dont la réalisation est groupée à plaque support assurant l'interconnexion des faisceaux de conducteurs.



Service lecteur : n° 5146

ALIMENTATIONS POUR EQUIPEMENTS

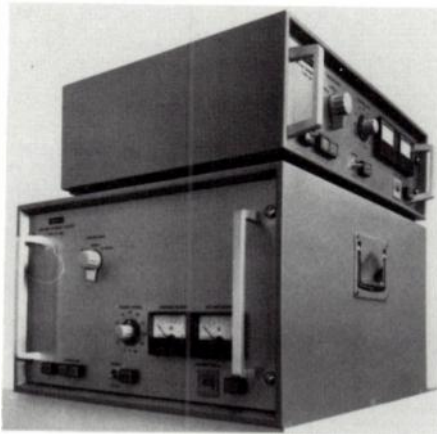
Sodilec a développé 12 modèles d'alimentations avec des tensions de 5 V à 48 V et des courants de 1 à 11 A. Il existe également 2 modèles SDL-D à double polarité : 12 à 15 V, 2 x 0,9 A et 2 x 2,7 A. Les dimensions sont 123,8 x 78,5 x 142,8 mm ou 123,8 x 85 x 228 mm suivant le modèle. Il a comme caractéristiques techniques : une entrée secteur : 110-115-220-230 V, 48 à 440 Hz, une régulation globale : $< 2 \cdot 10^{-3}$, une ondulation résiduelle < 5 mV crête à crête, une protection contre les courts-circuits et les surtensions en sortie sur tous les modèles, une régulation à distance au niveau de la charge. Ses applications sont les calculateurs, les microprocesseurs et les automatismes.



Service lecteur : n° 5147

GÉNÉRATEUR DE COURANT DE CHOC

Emile Haefely & Cie, spécialistes pour installations de haute tension et de forte puissance, propose le générateur d'impulsions CP-360 (6 kV/6,5 kA ou 3 kV/13 kA) de courant de choc pour l'essai de parafoudres, résistances, varistances et pour la simulation

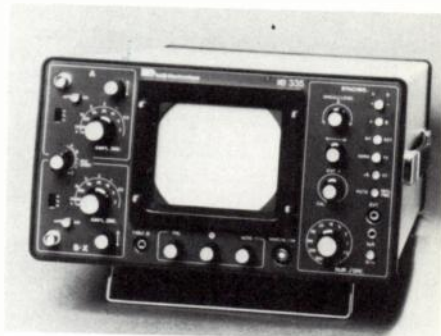


d'interférence électromagnétiques sur les systèmes d'électronique.

Service lecteur : n° 5148

OSCILLOSCOPE BICOURBE

L'oscilloscope bicourbe type 335 proposé par **Katji Electronique** possède un tube cathodique 3 kV, un écran 8 x 10 cm, des amplificateurs verticaux, une bande passante : 0 à 15 MHz, une sensibilité 2 mV/cm à 20 V/cm, une commutation électronique alternée et découpage. Il se caractérise également par une base de temps automatique ou déclenchée de 0,5 s/cm à 0,2 µs/cm, une expansion progressive de X1 à X3, une synchro



+ ou -, int. ou ext., normale ou TV. La nouveauté réside dans la technologie des circuits et la présentation extérieure.

Service lecteur : n° 5149

DIVERS

SYSTEME D'AJUSTAGE POUR CIRCUITS HYBRIDES

Cette nouvelle machine entièrement automatique est bâtie autour d'un microprocesseur Zilog 80. Elle est équipée d'un laser ND YAG développé par **Laser-Opnronic**, délivrant une puissance moyenne de 25 W, largement suffisante pour l'ajustage en couches épaisses. La programmation utilise un langage spécialement adapté par Laser Opnronic pour l'ajustage. Il se caractérise par une grande simplicité et flexibilité d'emploi. La programmation s'effectue à partir d'un clavier alphanumérique associé à un terminal TV. Cette machine est compatible à l'ajustage fonctionnel par l'intermédiaire d'un Bus IEC qui permet son raccordement à la plupart des systèmes de mesure utilisés. Un grand choix de platines est proposé, carroussel, step and repeat, ainsi que des dispositifs magazines pour l'alimentation automatique des substrats.

Service lecteur : n° 5150

LOGOMAT 8000-24

MTI-ITT présente un automate «nouvelle génération» : le Logomat 8000-24. Ce modèle possède une mémoire modulaire étendue à 24 K octets (vive sauvegardée ou morte reprogrammable), un processeur bipolaire microprogrammé permettant l'extension des fonctions logiques et numériques à des groupes de 16 entrées/sorties, une console-pupitre équipée d'un microprocesseur Z80, un lecteur-enregistreur de cassettes et une large variété de tiroirs entrées/sorties spécialisés.



Service lecteur : n° 5151

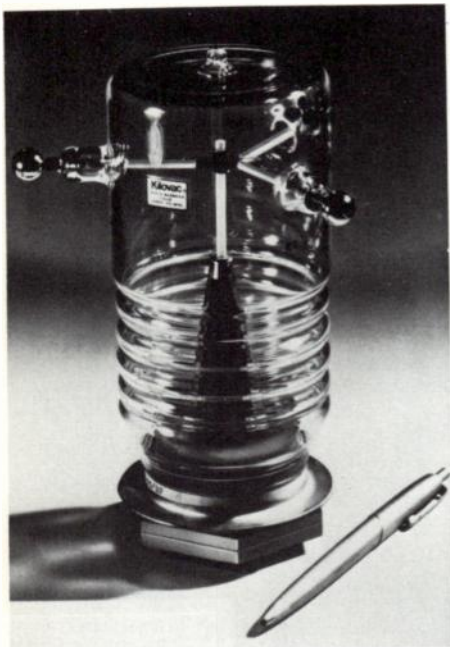
"les nouveautés de l'onde électrique"

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

RELAIS COMMUTANT 100 kV ALTERNATIF

Kilovac, représenté par Tekalec-Airtronic, annonce un relais sous vide type H25/S7 capable de commuter 100 kV à 50 Hz jusqu'à un courant de 30 A. Possédant un temps de commutation de 60 ms le H25/S7 a une résistance de bobine de 26,5 V avec en option une bobine 115 V continus.



Service lecteur : n° 5201

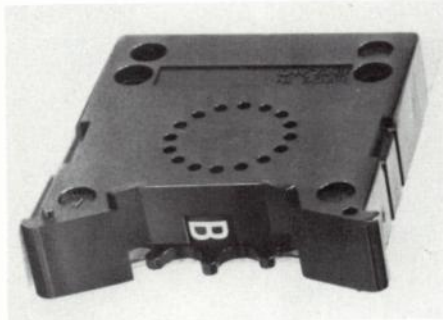
CONTROLEUR PROGRAMMABLE

Advanced Micro Devices présente l'Am 8279, un contrôleur programmable pour clavier à touches destiné à fonctionner avec les systèmes microprocesseurs 8 bits (types 8080 et 8085). Ce circuit intégré, interchangeable broche à broche avec celui portant le même numéro fabriqué par Intel, contient une horloge programmable permettant la synchronisation avec le temps de cycle de l'unité central quand les données sont disponibles. Notons également que l'Am 8279 possède dans son boîtier 40 broches (plastique en céramique) 8 octets de mémoire FI-FO pour stocker des informations du clavier à touches et 16 octets de RAM pour l'affichage.

Service lecteur : n° 5202

COMMUTATEUR A COMMANDE PAR MOLETTE

ITT Instruments et Composants, Division Commutateurs Jeanrenaud annonce un commutateur à commande par molette, 16 positions, dans la série subminiature DSM 33 mm x 8 mm. Trois versions sont disponibles : hexadécimale, BCD + complément.



Service lecteur : n° 5203

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

Teledyne Philbrick annonce la sortie d'un amplificateur opérationnel, placé dans un boîtier TO 99 en métal, bipolaire, compensé intérieurement, à une très haute impédance d'entrée de 500 MΩ, ayant une très faible tension d'offset de 0,5 mV, un très faible courant de polarisation et d'offset 1 nA, un gain bande unité de 12 MHz, un temps de montée de 7 V/μs. Ce composant, le 1326, est idéal pour les amplificateurs d'impulsions, les applications vidéo; la réponse en fréquence peut être exactement ajustée par une capacité externe.



Service lecteur : n° 5204

DOUBLE PILOTE D'HORLOGE

Fairchild propose le 9646, un double pilote monolithique d'horloge pour commander des systèmes MOS rapides à charge capacitive élevée (temps de transition de 20 ns pour 1000 pF en charge). Le 9646 délivre en sortie 1,5 A, ses entrées étant compatibles TTL. Notons également sa consommation de 2 mW quand le MOS est au niveau bas.

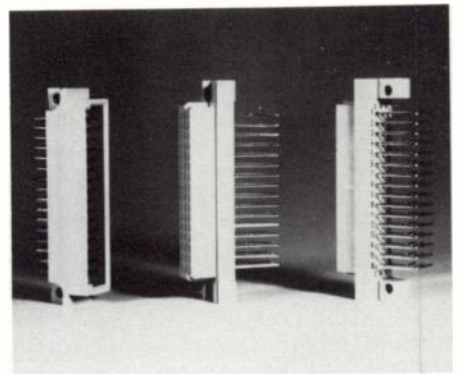
Service lecteur : n° 5205

COMPTEUR/DÉCOMPTEUR

L.S.I. Computer Systems représenté par International Semiconductor Corporation France annonce un nouveau compteur/décompteur 6 décades à prédétermination : le LS 7050, un circuit intégré monolithique PMOS à implantation ionique présenté en boîtier DIL à 40 broches. Ce compteur/décompteur synchrone six décades intègre la plupart des circuits annexes tels que mémoires, comparateurs, détection de zéro, ajustage automatique, verrouillage de sorties, diviseur d'entrée, etc. Les sorties se font en BCD multiplexé et en sept segments avec commande directe des LED si leur consommation n'excède pas 0,5 mA. Le LS 7050 ne nécessite qu'une seule alimentation qui doit être comprise entre + 5 et + 15 V. Les entrées et les sorties sont compatibles TTL et CMOS. L'immunité au bruit à l'entrée est comparable à celle des CMOS. La fréquence de comptage va jusqu'à 50 kHz. Le circuit comporte trois comparateurs avec les mémoires associées correspondantes permettant ainsi toutes les opérations de pré-sélection ou de précomptage usuelles.

Service lecteur : n° 5206

CONNECTEUR DIN

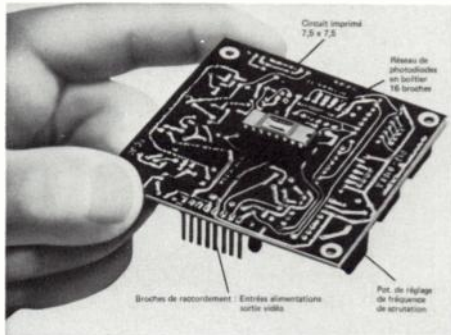


Panduit vient de commercialiser une version «1/2 format» de la série 100 aux normes DIN. Disponibles en 16, 32 et 48 contacts mâles et femelles/3 rangées, ces nouveaux connecteurs ont des contacts aux normes DIN 41612 au pas de 2,54 mm. Ces contacts sont disponibles avec dorure de 0,8 ; 1,5 et 2 microns sur sous-couche nickel de 2 microns. Les queues de contacts mâles disponibles sont : droites ou coudées pour soudure à la vague, wire wrap, et à œillets pour soudure manuelle ; les femelles : wire wrap, 4 mm pour soudure à la vague et 2,5 mm à œillets pour soudure manuelle. Des queues de contacts femelles coudées pour soudure à la vague sont également disponibles pour des applications particulières sur circuit imprimé.

Service lecteur : n° 5207

CAPTEUR D'IMAGE A ETAT SOLIDE

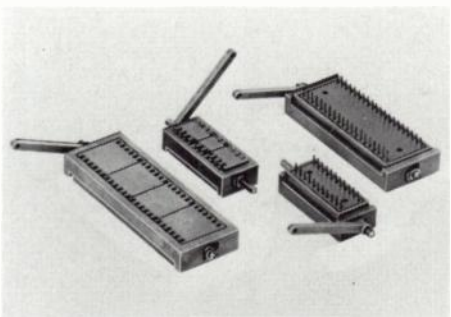
Reticon, représenté par **Tekelec Airtronic**, propose un réseau linéaire de photodiodes à scrutation comprenant 128 photodiodes espacées au pas de 25 μm situé sur un circuit imprimé modèle RC 301. Notons que pour de plus grandes résolutions, des réseaux linéaires sont disponibles jusqu'à 2048 points et des matrices 100 points par 100 points.



Service lecteur : n° 5208

SUPPORTS DE CIRCUITS DIL A INSERTION NULLE

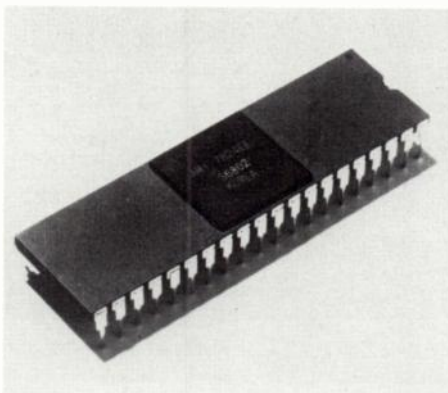
Fischer Electronik représenté par **Diode France** commercialise des supports de circuits DIL à insertion nulle d'une largeur de 1 mm à l'ouverture, qui est obtenue par rotation de 90° de l'axe grâce à un levier détachable. Trois modèles sont disponibles : 22 broches et 7,62 mm d'espace entre contact, 40 et 48 broches avec 15,24 mm d'espace. D'une espérance de durée de vie de 50 000 insertions, les contacts de ces supports sont en bronze-beryllium plaqués or avec une résistance de 15 m Ω , l'isolement est de 10 000 M Ω avec une capacité n'excédant pas 1 pF.



Service lecteur : n° 5209

UNITÉS CENTRALES EN N-MOS

AMI annonce deux nouvelles unités centrales, le S6802 et le S6808. Ces deux unités, en technologie MOS canal N, sont disponibles en boîtier céramique ou plastique de 40 broches. Ces unités sont compatibles code objet avec le S 6800 et peuvent donc adresser jusqu'à 64 K octets de mémoire. L'avantage de ces unités centrales est de supprimer l'horloge 6875 puisque cette dernière est directement intégrée sur le chip.



Le S6802 incorpore également une RAM de 128 x 8 avec 32 octets pouvant être sauvegardés durant une opération de coupure d'alimentation. Le S6802 et le S6808 travaillent à 1 MHz et ce à partir d'un quartz de 4 MHz non onéreux.

Service lecteur : n° 5210

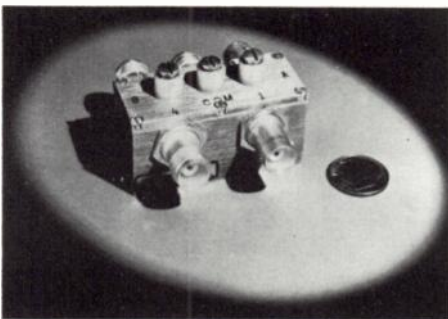
CONVERTISSEUR TENSION/FRÉQUENCE

Teledyne Philbrick annonce la sortie d'un convertisseur tension/fréquence à très hautes performances, le 4719, fonctionnant dans la gamme de température de -25 °C à +85 °C, avec une stabilité de ± 25 PPM/°C, une très large gamme de fonctionnement 1 Hz à 1 MHz, une très haute immunité aux bruits, une non linéarité de 0,02 % max., une échelle dynamique égale à 20 bits, un faible bruit. Il fonctionne sous une tension de ± 9 V à ± 18 V. Ce convertisseur a été spécialement étudié pour les applications suivantes : transmission optique vidéo, intégrateur sans dérive, isolation haute tension, transmission 2 fils, convertisseur A/N haute résolution, contrôle de vitesse.

Service lecteur : n° 5211

RELAIS COAXIAL

Kilovac, représenté par **Tekelec-Airtronic**, propose un relais coaxial multifonction référence 209-101B. Possédant deux contacts inverseurs et équipé de connecteurs usuels, il est inséré dans un boîtier de dimensions 50,8 x 25,4 x 22,2 mm. Avec une impédance nominale de 50 Ω , un T.O.S. de 1,5 max à 400 MHz et des pertes d'insertion de 0,5 dB max, ce relais type « aviation » a une bobine de commande de 26,5 V et des contacts HF pouvant supporter 50 W HF max.



Service lecteur : n° 5212

THERMOSTAT

Comepa a développé un nouveau thermostat à disque bimétallique de sécurité ultra plat. Contrairement à la gamme classique qui se réenclenche automatiquement, le «Thermopa 17» demande une intervention humaine pour le remise sous tension de l'appareil protégé. Disponible dans les gammes de températures de 40 °C à 140 °C, son pouvoir de coupure est de 3A sous 250 V.



Service lecteur : n° 5213

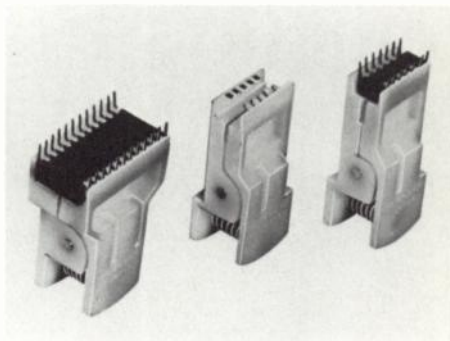
DARLINGTON

Sprague introduit une famille de 14 montages Darlington haute tension, haute intensité en boîtiers DIL, composés d'étages de commande, soit doubles, soit quadruples destinés à la commutation. Ces dispositifs peuvent commuter des charges allant jusqu'à 480 W (1,5 A par sortie, 80 V, coefficient d'utilisation de 26 %). Notons la présence sur certains modèles de diodes d'élimination des transitoires dans le cas de charges inductives et la compatibilité TTL, DTL, LS TTL, CMOS 5 V à 10 V des entrées.

Service lecteur : n° 5214

PINCES POUR MONTAGE DE CIRCUITS INTÉGRÉS

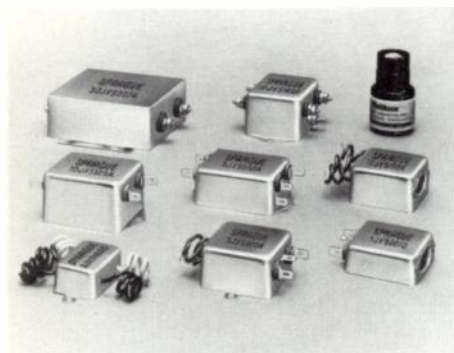
Fischer Electronik représenté par **Diode France** propose des pinces pour enfichage et désenfichage des circuits intégrés en deux versions : tout d'abord la version MIC 03 pour C1 avec 7,62 mm d'écartement entre picots, puis la version MIC 06 pour 15,24 mm d'écartement.



Service lecteur : n° 5215

FILTRES ANTI-PARASITES

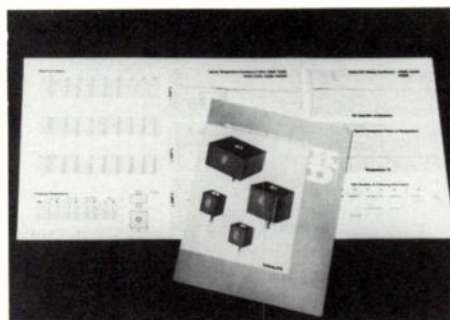
Sprague présente une famille de filtres anti-parasites d'usage général opérant jusqu'à 250 V alternatifs à 60 Hz pour des intensités nominales de 1 à 30 A. Références JX 5100, JX 5200, JX 5300, ils contrôlent notamment le RFI ligne-terre, les interférences ligne-ligne et les interférences pulsées, continues et non intermittentes.



Service lecteur : n° 5216

CONDENSATEUR CÉRAMIQUE THT

K.D. Components, distribué par **Spetelec**, annonce une nouvelle série de condensateurs céramique très haute tension (2,5 à 30 KV). Ces condensateurs sont destinés à des applications où la durée de vie, la fiabilité et un



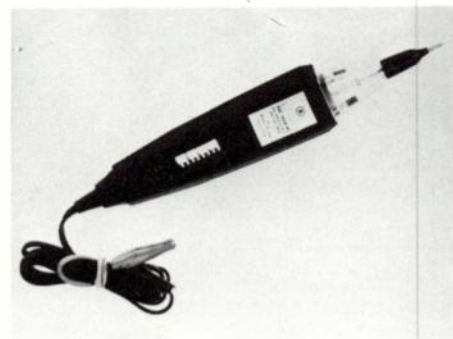
effet Corona le plus faible possible sont importants et, en général, lorsqu'on a besoin d'un courant HF ou d'un produit VA élevé.

Service lecteur : n° 5217

INSTRUMENTATION**SONDE LOGIQUE PROGRAMMABLE**

Kurz-Kasch (distribué par **E T A T**) présente sa nouvelle sonde logique programmable modèle LP 670 (50 et 100 MHz). Cette sonde trouve ses applications dans le cas de dépannages ou de tests ponctuels d'ensembles logiques. Ses principales caractéristiques sont les suivantes : compatibilité avec toutes les familles logiques (programmée en standard : C/MOS, HTL, TTL, et autres familles logiques disponibles) ; indica-

tion de niveaux logiques au moyen de diodes LED pour des impulsions de 10 ns et des fréquences de 50 MHz (5 ns - 100 MHz en option). Cette sonde permet une évaluation du rapport cyclique (selon l'intensité lumineuse des diodes LED) jusqu'aux plus hautes fréquences : une position « mémoire » permet de prolonger l'illumination des diodes pendant 200 ms, ceci est utilisable pour la détection d'impulsions uniques très brèves ; alimentation sur le circuit sous test ; entrée protégée contre des tensions inverses jusqu'à - 100 VDC, contre des surtensions jusqu'à + 50 VDC et contre tout contact accidentel avec le réseau (220 V/50 Hz) ; son niveau de réjection de bruit important permet son utilisation au sein d'un milieu industriel.



Service lecteur : n° 5218

le
seul

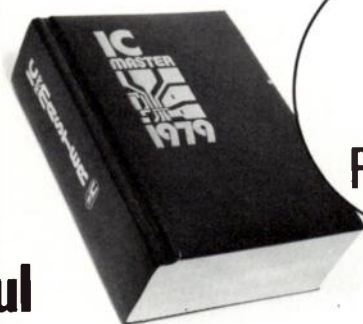
annuaire mondial des
CIRCUITS INTÉGRÉS
avec remise à jour trimestrielle

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

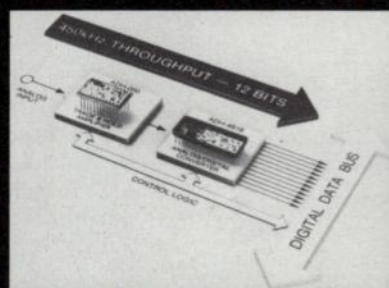
1979
—
VIENT
DE
PARAITRE



DDC

ILC DATA DEVICE CORPORATION

Suiveur/Bloqueur ADH-050
+
Convertisseur A/D ADH-8516
=
12 bits ; 2 µsec



Idéal pour application microprocesseur

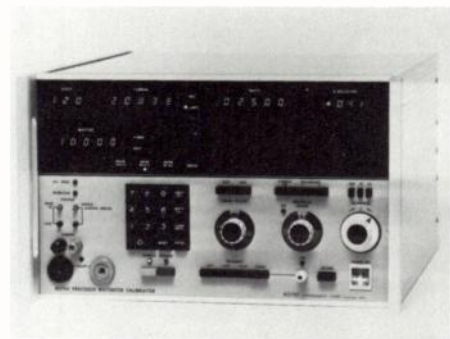
TECHMATION

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

Service lecteur : n° 5028

CALIBRATEURS UNIVERSELS

La firme américaine **Rotek**, spécialisée dans les calibrateurs universels, vient de sortir deux nouveaux appareils : le modèle 800 pour la calibration des wattmètres et le modèle 810 pour les compteurs horaires. Fonctionnant avec 3 fréquences au choix : 50, 60 et 400 Hz, ils permettent de donner des puissances jusqu'à 37 500 W ou des énergies jusqu'à 24 500 KW/s. Le facteur de puissance est variable par pas de 0,1. Les tensions vont de 1 V à 750 V efficace et les courants de 0,01 A à 50 A. La précision



sur la puissance de sortie est de 0,05 % à la pleine échelle. La grande nouveauté de ces appareils est celle de donner directement les erreurs en % de la pleine échelle. Cela tient à une gestion complète de l'appareil par un puissant microprocesseur et toutes les opérations d'affichage des différents paramètres ont été ainsi réduites au strict minimum, rendant l'opération de contrôle extrêmement rapide. Un diviseur d'échelle permet instantanément de fractionner la puissance de sortie conformément à l'échelle du wattmètre, évitant ainsi tout calcul de division et diminuant encore le temps de contrôle.

Service lecteur : n° 5219

INDICATEURS NUMÉRIQUES DE TABLEAU

Da et Dutilh présente la série Recdigit qui se compose d'indicateurs numériques de tableau 2000 points ou 20000 points à afficheurs Sperry 7 segments de 13 mm de hauteur ou LED 7 segments de 15 mm. Alimentés en 220 V 50 Hz ou 5 V continus, ils peuvent comporter des sorties codées parallèles BCD isolées ou non.



Service lecteur : n° 5220

WOBLATEUR 1 MHz - 1 600 MHz EN UN SEUL BALAYAGE

Gould annonce la sortie du Gould Advan-
ce SW 100, un woblateur permettant une wobulation de 1 MHz à 1 600 MHz en un seul balayage, ce résultat étant obtenu par commutation électronique des 3 gammes de base (1-500 MHz, 450-1 000 MHz et 950-1 600 MHz). L'amplitude du signal wobulé étant constante à $\pm 0,25$ dB (mesure par wattmètre) ou à $\pm 0,35$ dB (mesure par détecteur double alternance) le SW 100 fonctionne selon 3 modes : premièrement en mode F1/F2 où le balayage se fait entre deux fréquences prédéterminées, deuxièmement en Fc/f où la fréquence centrale du spectre à explorer et la largeur de ce spectre sont prédéterminées par deux réglages différents, et troisièmement en générateur de signal sinusoïdal balayage coupé. Le niveau de sortie du SW 100 est réglable entre 6,66 dBm (471 mV et $-103,33$ dBm (3 μ V) avec une résolution de 0,01 dB ; quatre atténuateurs aux pas de 10, 1, 0,1 et 0,01 dB assurant ce réglage. Notons que le SW 100 est muni d'un système de marqueurs générant des repères à 0,1 ; 1, 10 et 100 MHz ; il possède également un balayage s'étendant de 14 ms à 120 s et il peut être modulé en amplitude ou en fréquence. Signalons en outre que le niveau typique de la résiduelle harmonique est de -35 dB et celui des parasites non harmoniques < -40 dB. D'une construction modulaire, l'emplacement pour des options est prévu et d'ailleurs Gould signale que l'option pour retranscription sur enregistreur extérieur est déjà disponible.

Service lecteur : n° 5221

SUIVEUR DE FRÉQUENCE DOPPLER



Disa annonce la sortie d'un suiveur de fréquence référencé 55 N20. Cet appareil mesurant la vitesse instantanée d'écoulement d'un fluide et l'affichant en m/s dispose de sortie analogique pour le traitement du signal et de sorties digitales pour l'analyse par ordinateur.

Service lecteur : n° 5222

MULTIMETRE NUMERIQUE 200 000 POINTS A MICROPROCESSEUR

Keithley propose le 191, multimètre 200 000 points conçu autour du microprocesseur 6802 de Motorola. Notons qu'avec

cet appareil, la mesure des tensions continues de ± 1 μ V (résolution) à ± 1200 V, avec une impédance d'entrée de 1000 M Ω et une précision de 0,004 % ainsi qu'une mesure des résistances de 1 M Ω (résolution) à 20 M Ω par la méthode 2 ou 4 fils pour courant constant max. 1 mA, est possible. Une option tension alternative sous forme de carte enfichable est disponible pour des niveaux de 10 μ V à 1000 V. Signalons la présence d'un commutateur «null» permettant la mise en mémoire de valeurs références afin de réaliser ensuite des mesures d'écarts par rapport à cette dernière (utilisable en V et Ω).



Service lecteur : n° 5223

DIVERS

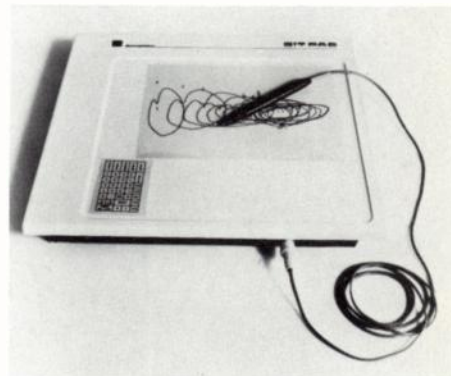
MACHINE A INSOLER «RISTON» POUR GRANDS FORMATS

Du Pont commercialise une machine à insoler pour le système photopolymère «Riston». Appelée PC Printer B-30, elle comporte une source lumineuse ponctuelle à puissance commutable (2000 - 5000 W) et accepte des formats jusqu'à 76 x 61 cm.

Service lecteur : n° 5224

DIGITALISEUR

Summagraphics représenté par **Métrologie** propose un digitaliseur bas de gamme le «Bit Pad» pour applications OEM et domestique. Composé d'une tablette, d'un stylet permettant de prendre les points de mesure sur toute la surface utile et d'une petite console capable de sélectionner le mode de saisie des informations ; le système s'interface avec n'importe quel microordinateur en parallèle ou série.



Service lecteur : n° 5225

TRW[®] SEMICONDUCTEURS H F

une solution à tous vos problèmes d'émission de 1 MHz à 4 GHz



REA

RADIO EQUIPEMENTS ANTARES S.A.

9, RUE ERNEST-COGNACQ 92301 LEVALLOIS PERRET CEDEX - TÉLÉPHONE 758.11.11 - TÉLEX 620630 F

Choix pour les transmissions numériques : MIC ou modulation Delta

RÉSUMÉ :

Après avoir indiqué certaines règles qui peuvent présider au choix d'un type de numérisation, il est tenté de comparer les numérisations MIC-CEPT, MIC-D et Delta.

Les points évoqués, qui sont sûrement les plus importants, montrent qu'à débit égal le Delta est toujours supérieur au MIC-CEPT et que la comparaison MIC-D - Delta est à l'avantage du Delta pour les débits inférieurs ou égaux à 32 Kbits/s.

Néanmoins, le poids des investissements passés rend difficile le pas en faveur du Delta, bien que pour leurs réseaux militaires les USA et l'OTAN aient adopté ou préconisent fortement la numérisation Delta.

Mais le problème reste posé de savoir s'il faut se forcer à évoluer ou s'il faut subir le passé même s'il sera de plus en plus pénalisant.

SUMMARY

The choice of a type of digitalisation : delta modulation or PCM

After having stated a few outstanding rules which may guide us for the choice of a type of digitalisation, we have tried to compare the standard PCM, D-PCM, and Delta Modulation.

The chosen features, which obviously are the most important ones, show that, for the same information rate, Delta modulation is always better than standard PCM ; and that, for information rates which are lower than 32 Kbit/s, Delta modulation when compared to D-PCM appears to be much more advisable.

However, the heavy balance of past investments makes it difficult to lean towards Delta modulation, even when, the USA and NATO have chosen or strongly advise Delta modulation, for their military networks.

But the problem still stands to decide if we must oblige ourselves to accept such an evolution, or if we must remain submitted to the weight of the past even if it grows more and more penalising in the future.

POSITION DU PROBLÈME

Le problème du choix de la numérisation du signal téléphonique se repose à l'heure actuelle par suite de l'essor que prendront dans les années à venir les réseaux de transmissions numériques de l'information. Les considérations, certainement pas exhaustives qui sont développées ci-après montrent les avantages et inconvénients comparés des deux types de numérisation de la parole à savoir :

- la numérisation appelée trop imprécisément et improprement Modulation à Impulsion Codée : MIC ou encore PCM : Pulse Code Modulation ;

- les numérisations dites Delta qui diffèrent selon la complexité du filtre prédictif.

L'aspect « réseau de transmission » est évoqué par le fait que le type de numérisation n'est pas indépendant des contraintes qu'un réseau de transmission peut imposer et actuellement, un peu partout dans le monde, on s'est posé et on se pose encore la question de savoir quand et comment la numérisation de la parole pourrait devenir systématique, menant à une conception de réseau entièrement numérique en remplacement des réseaux semi-numériques ou encore parfois analogiques de maintenant. Ces problèmes sont posés tant au plan civil qu'au plan militaire, avec des résonances d'amplitudes différentes, compte tenu de la variété des facteurs historiques, politiques, économiques, sociaux et opérationnels qui entrent en jeu.

La considération dans son ensemble des problèmes de commutation et de multiplexage orientent civils et militaires vers une information numérisée, qui permet de plus la satisfaction des besoins propres aux militaires, ne serait-ce que le chiffrement.

Par ailleurs, les stratégies d'insertion du numérique dans les réseaux actuels peuvent varier selon la nature civile ou militaire, mais cela ne fait pas l'objet de cet article qui sera plus spécialement orienté par les besoins propres aux réseaux militaires.

Il ne s'agit pas non plus de passer en revue les problèmes de compatibilité entre réseaux analogiques et réseaux militaires ni de cerner les incidences financières ou autres de la numérisation d'un type ou d'un autre. Le sujet est donc limité à un essai de comparaison entre la numérisation MIC 32 ou 64 Kbits/sec. et la numérisation Delta à pente asservie à 16-32 ou 64 Kbits/sec. Mais avant cela il a paru intéressant de préciser quelles peuvent être les grandes règles qui devraient présider au choix d'un type de numérisation.

RÈGLES GÉNÉRALES

La majoration de l'information qui transite dans les réseaux est de nature vocale et cela sera encore le cas pendant de nombreuses dizaines d'années. La numérisation des signaux analogiques doit donc naturellement être d'un type adapté à la nature spectrale de cette information (spectre décroissant de 6 dB par octave).

D'une manière très générale, la numérisation doit être faite sans luxe de performances pour assurer la satisfaction du plus grand nombre de besoins dans un cadre donné.

La numérisation doit être aussi souple que possible, c'est-à-dire susceptible de s'adapter au mieux à la largeur de bande du canal disponible. En effet, si la numérisation permet une facilité d'adaptation du débit, on pourra faire face aux dégradations de la qualité du réseau ou aux variations brusques de la demande en quantité de liaisons à assurer par une même artère.

* Ingénieur en Chef de l'Armement (DRET).

En ce qui concerne l'aspect réseau, la numérisation doit être réalisée sur tout le réseau et, par souci d'homogénéité et de normalisation, il est normal d'adopter une méthode unique, de représentation numérique de la parole. Mais en réalité, les contraintes imposées par les infrastructures ou systèmes existants, les contraintes liées à l'exploitation en réseau, font apparaître des limites à cette normalisation et, des caractéristiques liées à une bonne utilisation des bandes de fréquences et/ou l'utilisation de supports de qualité médiocre, ne permettent pas d'utiliser sur certains supports de transmission, des numérisations exploitables sur d'autres. Cela entraîne inévitablement l'emploi de numérisations différentes, pouvant d'ailleurs être du même type, avec nécessité de transcodages.

La numérisation doit pouvoir se faire à l'unité, à la voie.

Sur le plan technologique, l'intégration du convertisseur (analogique-numérique ou numérique-analogique) doit se faire le plus simplement possible et au coût minimum.

Le message numérique doit être le moins structuré possible, de façon à ne pas imposer de contrainte particulière dans son traitement ultérieur, multiplexage, commutation, cryptage par exemple.

La numérisation doit s'accomoder au mieux d'un taux d'erreur de transmission élevé (liaison radio).

LE PRINCIPE DE LA NUMÉRISATION MIC-CEPT

Le signal d'entrée est limité par filtrage à la bande de fréquence 0 — 3 400 Hz. Il est ensuite échantillonné à une cadence de 8 000 Hz, soit un échantillon toutes les 125 μ s.

Chacun de ces échantillons est ensuite numérisé. Le nombre d'éléments binaires utilisés pour la représentation de sa valeur dépend du bruit de quantification que l'on peut tolérer et de la dynamique du signal à coder.

La solution retenue par l'administration française des PTT ainsi que par les administrations membres de la CEPT est une représentation non linéaire à 8 éléments binaires par échantillon qui conduit à un débit de 64 000 bits/s.

Cette représentation correspond à un codage linéaire à 12 bits auquel on applique une loi de compression (loi de type A normalisé par le CCITT) (1) qui est une approximation d'une loi de compression logarithmique.

Un deuxième type de représentation à 8 éléments binaires est aussi défini par le CCITT, et est en usage (loi de compression de type loi μ : avis G 711) en particulier aux États-Unis et au Japon.

La largeur de bande exigée par le MIC au débit de 64 kbits/s pousse les utilisateurs à rechercher des procédés de numérisation plus économiques en largeur de bande.

Une solution envisagée est d'utiliser un codage de type MIC différentiel (MIC-D) pour lequel l'objectif de débit est de 32 kbits/s.

Ce procédé consiste à coder la différence entre un échantillon du signal d'entrée et un autre échantillon appelé

signal prédit obtenu par combinaison des échantillons précédents.

Ce type de codage qui peut être réalisé à partir d'échantillons analogiques ou d'échantillons déjà numérisés est généralement assorti d'une loi de compression qui tient compte de la puissance moyenne du signal mesuré sur une durée plus ou moins longue, contrairement à la loi de compression instantanée utilisée pour le codage MIC ; ce qui entraîne une meilleure utilisation de l'échelle de codage et donc une moins grande sensibilité aux erreurs de transmission.

Ce type de numérisation se rapproche d'ailleurs de la numérisation de type Delta décrit ci-après, et aucune normalisation nationale ou internationale n'a encore été adoptée. Nous reviendrons sur ce point de comparaison entre le MIC-D et le Delta.

LE CODAGE DELTA

Contrairement au codage MIC bien normalisé, les codages de type Delta sont multiples.

Le principe de ce codage est très voisin de celui du MIC différentiel.

La différence essentielle tient au fait que la fréquence d'échantillonnage est plus élevée, et que par contre, la représentation du signal à coder se fait à l'aide d'un seul élément binaire ; c'est-à-dire que seul le signe de la différence entre le signal d'entrée et le signal prédit est représenté.

Par contre, la fréquence d'échantillonnage étant plus élevée, il est possible de se contenter d'un filtrage du signal d'entrée à l'aide d'un filtre de fréquence de coupure plus élevée, de l'ordre de 10 kHz par exemple, les fréquences d'échantillonnage retenues étant 16, 32, 64 kHz qui se déduisent les unes des autres par division ou multiplication par 2.

Ces codeurs Delta sont généralement complétés par un circuit de compression qui permet de faire varier la taille de l'échelon de codage en l'adaptant au mieux à la pente du signal à coder.

Ceci confère au codeur Delta une dynamique qui peut être supérieure à la dynamique obtenue avec un codage MIC à 8 bits (2).

QUELQUES POINTS DE COMPARAISON DU MIC ET DU DELTA :

1. Aspect théorique :

Il est difficile de chiffrer exactement l'erreur de codage dans le cas de la modulation de type Delta ; alors que pour le MIC une approche théorique permet de la chiffrer.

Il est par contre possible d'établir une loi de variation de la partie du bruit de codage Delta qui correspond au bruit de quantification.

Celui-ci varie comme $f^{-3/2}$ dans le cas du codage dit à

(1) Avis 711 du CCITT, Livre orange, Tome III.2.

(2) Réf. : GAQUERE C. — « Codage voie par voie », *L'onde électrique*, 1974, 54, 58-64.

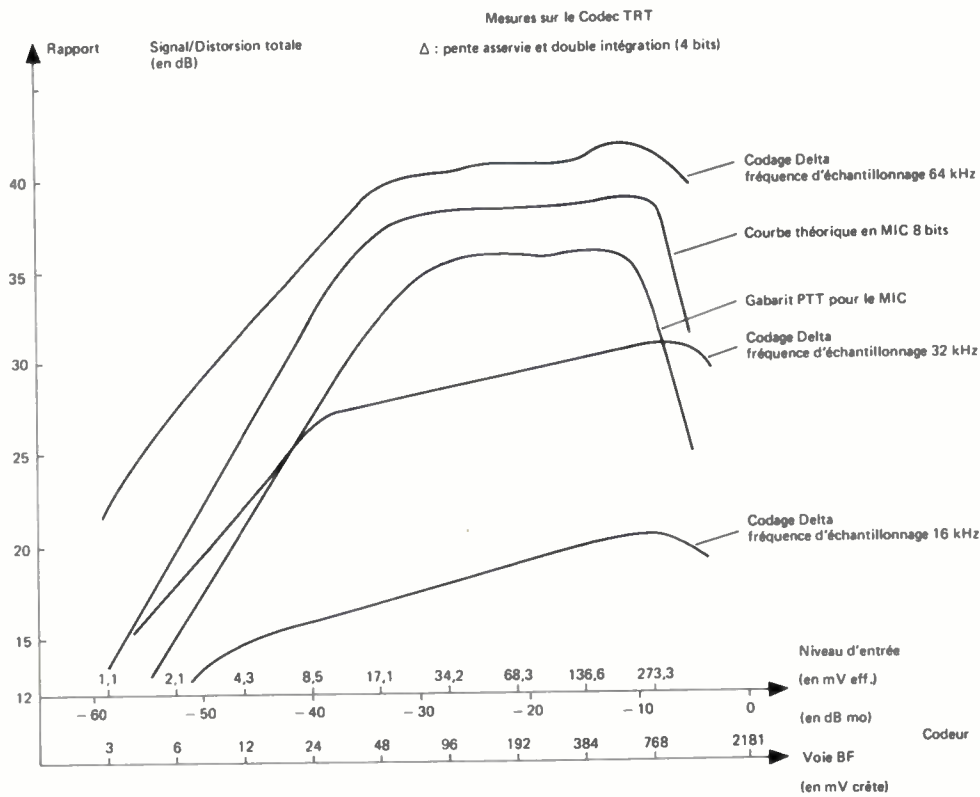


Fig. 2.

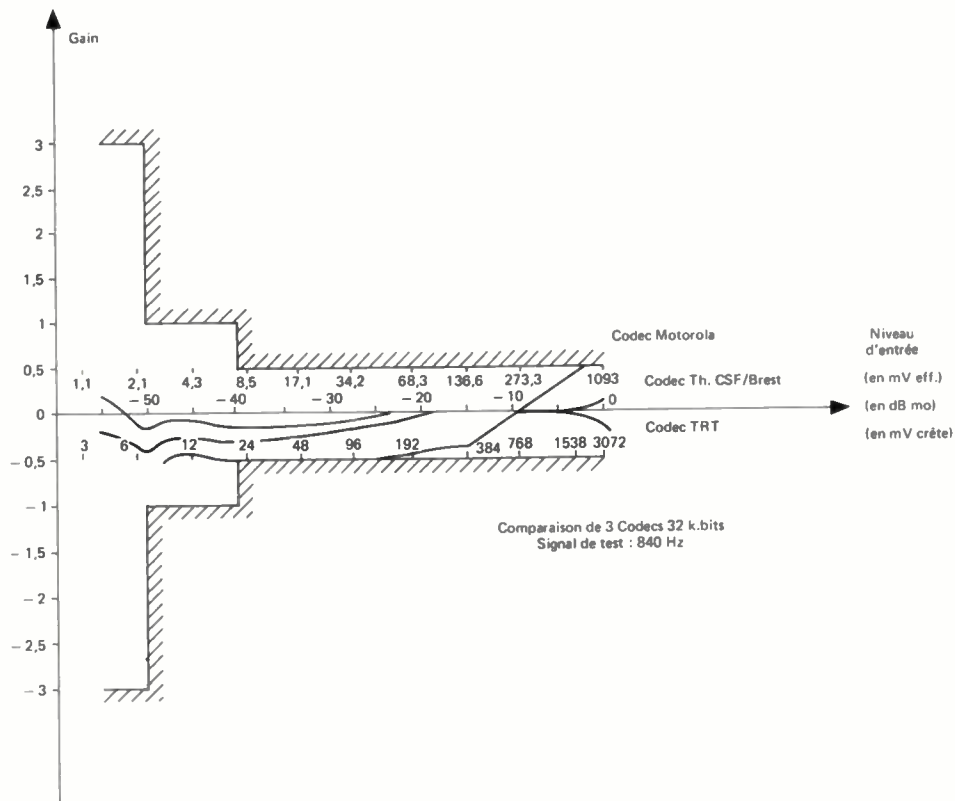


Fig. 3.

La figure 3 montre qu'en général les codeurs existant à 32 kilobits/s, tiennent le gabarit imposé au MIC 64 kilobits/s, en ce qui concerne la variation du gain en fonction du niveau d'entrée, c'est-à-dire la linéarité Amplitude de sortie/Amplitude d'entrée pour un signal sinusoïdal à 840 Hz.

3. Aptitude à la transmission des données

Il faut d'abord bien noter que ce problème de la numérisation des signaux de modem ne se pose que par le fait qu'on a transformé les signaux numériques à 2 400, 4 800 bits/s, en un signal analogique pour les acheminer par un canal.

analogique. On veut ensuite pouvoir traiter ce signal analogique d'occupation spectrale 300 – 3 400 Hz comme la parole mais avec une répartition spectrale différente, (centré autour de 1 800 Hz alors que la parole est centrée autour de 800 Hz) de la même façon qu'un signal vocal, et par exemple, le numériser pour l'acheminer maintenant par un canal numérique.

En MIC, on le numérise alors à 64 000 bits/s et ces 64 000 bits/s ne sont en fait significatifs que des 2 400 ou 4 800 ou 9 600 bits/s correspondant au message numérique de départ. Cet artifice est nécessité par l'inhomogénéité des canaux de transmission qui sont, soit de type analogique, soit de type numérique. Bien entendu, l'évolution devant se faire dans le sens d'une numérisation progressive mais presque totale, on conçoit bien que les « modems » ne sont qu'une étape transitoire qui nous fait payer bien cher la transmission de quelques milliers de bits par seconde. Le réseau Transmic, qui doit se mettre en place, est à cet égard bien plus satisfaisant.

Le réseau Transmic est un réseau de transmission de données capables découler des débits faibles (50 à 600 bauds) en les multiplexant pour arriver à 2 400 bits puis 48 kilobits.

La qualité de restitution des données obtenues avec une modulation de type Delta se compare favorablement à celle obtenue avec du MIC au débit égal de 64 Kbits, si l'on considère l'ensemble des critères suivants :

- qualité de restitution des données en fonction du niveau ;
- dégradation des performances en présence d'erreurs en ligne ;
- analyse du fonctionnement sur réseau plésiochrone.

L'évaluation des aptitudes respectives des codages a été réalisée à l'aide d'un modem Sématrans assurant un débit de 9 600 bits/s (6).

Qualité de restitution en fonction du niveau de sortie du modem

Les courbes (fig. 4) montrent que les performances en taux d'erreur sont très sensibles au niveau du signal analogique à numériser.

Le Delta est plus sensible que le MIC. Cela peut expliquer que dans des conditions d'expériences mal définies, on puisse trouver des résultats difficiles à interpréter. On note que dans la zone utile de niveau, qui correspond à un taux d'erreur inférieur de 10^{-6} par exemple, les courbes MIC-CEPT et Delta sont parallèles, de sorte qu'il n'y a pas d'avantage particulier à un type de numérisation ou à l'autre. Les courbes figure 4 ont été tracées pour un niveau de sortie du signal analogique exprimé en dBm sur 600 Ω .

Pour le MIC-CEPT la qualité est satisfaisante au-dessous de - 15 dBm ; pour le Delta la qualité est satisfaisante lorsque le niveau est inférieur à - 24 dBm.

Cette différence de niveau ne constitue pas un élément déterminant dans un réseau entièrement numérique, le niveau d'émission du modem pouvant être adapté aux

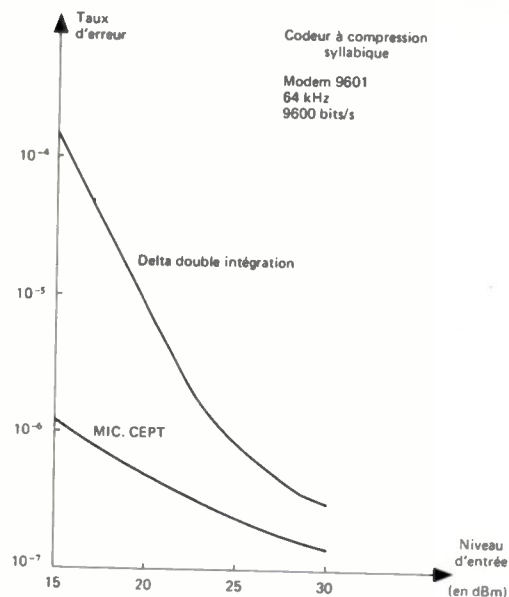


Fig. 4.

capacités des différents type de codeurs. On note que la plage de fonctionnement avant perte de synchronisation est plus importante en MIC qu'en Delta mais cela n'est pas important non plus.

Dégradation des performances en présence d'erreurs en ligne.

En présence d'erreurs en ligne, le taux d'erreurs s'accroît et la figure 5 montre que dans le cas du Delta à 64 Kbits utilisé pour transmettre un modem à 9 600 bits/s pour un niveau de - 30 dBm, le taux d'erreur final est environ 20 fois le taux d'erreur en ligne.

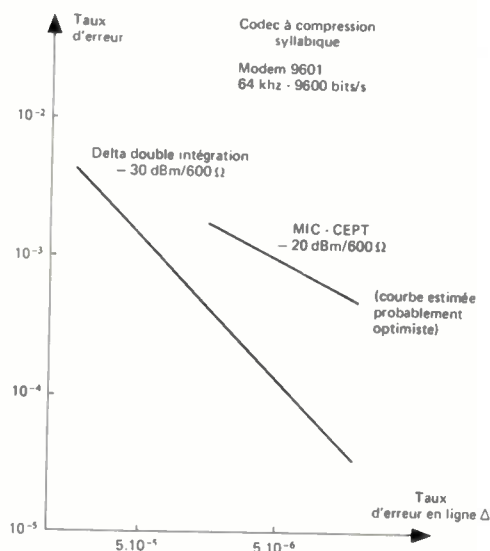


Fig. 5.

Dans le cas du MIC-CEPT la dégradation est nettement plus importante, et le facteur multiplicatif est de l'ordre de 200.

Cela tient au fait que la compression de type syllabique adapte au mieux l'échelle de codage au signal à transmettre, ce qui n'est pas le cas d'une compression instantanée.

Dans le cas d'un débit de 4 800 bits/s, des études récentes

(6) (Réf. : MAY, P.J., ZARCONI C.J. et OZONE K. — « Voice band data modem performance over companded delta modulation channels », IEEE Trans on communications, 1975, 23.

ont montré que le facteur multiplicatif était de l'ordre de 10 à 30, en faveur du Delta.

Cela tient au fait, qu'en MIC, les erreurs sur les éléments binaires de plus fort poids ont une grande importance, surtout lorsque le signal est faible.

Transmission sur réseaux plésiochrones.

Dans le cas de la transmission sur réseaux plésiochrones, le non-synchronisme se traduit par la perte ou le rajout d'un échantillon. Il en résulte que le signal postérieur à cet incident se trouve décalé en avance ou en retard d'une quantité égale à l'intervalle d'échantillonnage. Dans le cas d'une démodulation de phase cohérente, la référence de phase se trouve donc décalée de la quantité correspondante. Par exemple, pour un modem à 2 400 bits-1 200 bauds, la porteuse étant à 1 800 Hz, le glissement de phase est de $125 \cdot 10^{-6} \cdot 1\,800 \cdot 2\pi = 0,225 \cdot 2\pi$ de l'ordre de $\pi/2$. Ainsi tout incident dû au non-synchronisme se traduit par un paquet d'erreurs pour un modem à 2 400 bits/s à sauts de phase avec modulation cohérente. Bien entendu cela est encore plus grave pour des débits plus élevés.

Dans le cas d'une numérisation Delta, l'intervalle entre échantillons étant égal à $15,6 \mu s$ (64 000 Hz) ou $31,2 \mu s$ (32 000 Hz), l'erreur de phase n'est que de $0,225 \times \frac{2\pi}{8} \simeq \frac{\pi}{16}$ ou $\frac{\pi}{8}$, donc de beaucoup moindre importance.

Ainsi, si la transmission de signaux de modem est exclue avec la numérisation MIC : CEPT ou D sur des réseaux non parfaitement synchrones (et on sait que ce synchronisme est un problème sérieux déjà pour les civils), elle reste possible avec la numérisation Delta à 64 ou 32 Kbits/s.

Enfin, il est intéressant de situer les possibilités de transmission de données avec une numérisation Delta à 32 Kbits/s bien que la numérisation MIC ne puisse être utilisée à ce débit. Dans le cas d'un Delta 32 Kbits/s, la

transmission de données à 2 400 bits/s, en absence d'erreur en ligne, est faite sans erreur dès que le niveau de signal est inférieur à - 12 dBm. Avec un taux d'erreur en ligne égal à 10^{-2} la transmission des données est affectée d'un taux d'erreurs de 10^{-5} pour le niveau d'entrée de - 12 dBm. Voir figure 6. Bien entendu, dès que le taux d'erreur en ligne est plus acceptable, 10^{-3} par exemple, il n'y a plus de problème.

Par ailleurs, la transmission de signaux de modem à 4 800 bits/s avec une numérisation Delta à 32 Kbits/s marque l'extrême limite des possibilités du Delta à ce débit et il n'est pas envisageable de transmettre des signaux de modem à 9 600 bits/s avec du Delta à 32 Kbits/s.

4. Variabilité du débit

L'obtention d'un débit variable pour un codeur delta est une chose très aisée. Il suffit pour cela de changer uniquement la fréquence d'échantillonnage de codeur, ce qui peut être fait de façon très aisée.

La variation de débit d'un codeur MIC différentiel est une chose beaucoup plus complexe ; en effet, elle ne peut se faire que par saut de multiples entiers de la fréquence d'échantillonnage, avec modification du filtrage, par suppression ou augmentation du nombre de bits affectés au mot de code MIC-D, ce qui entraîne une réorganisation du codeur.

5. Aptitude à être commuté

La numérisation de type Delta présente de ce point de vue un avantage net sur la numérisation de type MIC et cela tient à la non structuration du message Delta qui est du bit à bit. Le message MIC étant formé par octet nécessite des transformations parallèle-série et série-parallèle qui compliquent obligatoirement les organes de commutation, de multiplexage et de démultiplexage. Par ailleurs, les aligneurs qui permettent de mettre en phase les trames Delta sont plus courts que dans le cas du MIC-D.

6. Influence des erreurs de transmission

Les erreurs affectant la transmission numérique provoquent au niveau de la restitution du signal l'apparition d'impulsions dont l'amplitude dépend du rang de l'élément binaire altéré.

En particulier, l'influence d'une erreur est différente selon qu'elle porte sur le bit de signe du mot de code MIC-C.E.P.T., sur les bits définissant le segment sur lequel se situe l'échantillon, ou sur les bits définissant la position sur le segment.

Les erreurs étant aléatoires, non corrélées, le bruit obtenu en sortie d'une voie MIC est un bruit blanc dans la bande passante du filtre de réception.

Les courbes donnant le rapport S/B en fonction du niveau pour différents taux d'erreur en ligne sont tracés sur la figure 7 dans le cas du MIC-CEPT.

Dans le cas du codage Delta à compression syllabique, en présence de signal de puissance moyenne fixe, toutes les impulsions ont le même poids, qui est lié à l'amplitude du signal à coder.

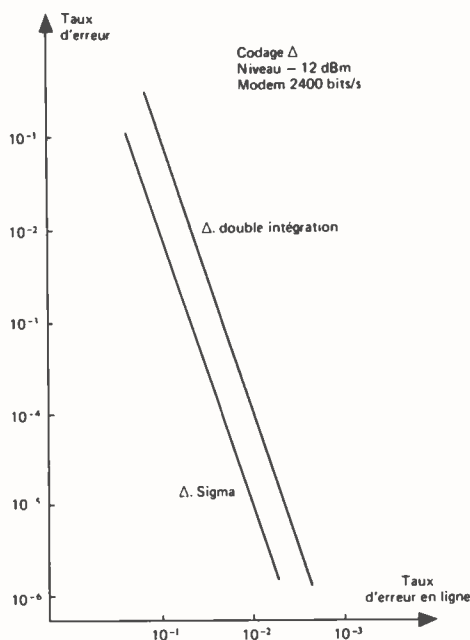


Fig. 6.

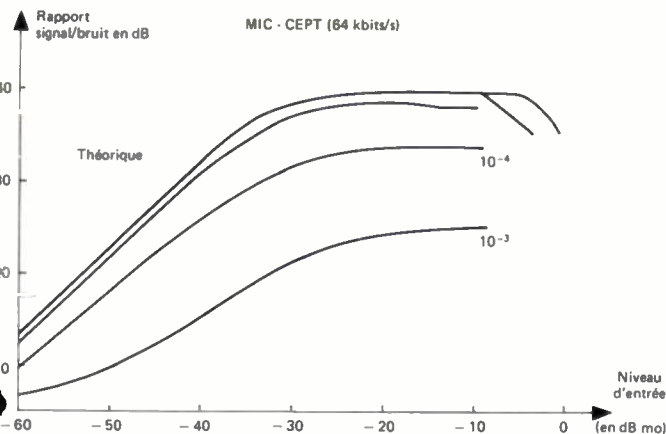


Fig. 7.

L'énergie du bruit avant le réseau intégrateur est égale à

$$\frac{P_e}{F_e} (2q)^2$$

- P_e : probabilité d'erreur,
- F_e : fréquence d'échantillonnage,
- q : valeur du pas de quantification.

Ce bruit à l'entrée du décodeur Delta a un spectre plat.

En sortie du décodeur celui-ci aura un spectre qui correspondra à la réponse en fréquence du réseau intégrateur du décodeur; c'est-à-dire qu'il aura un maximum d'énergie en basse fréquence.

La dégradation du rapport S/B pour le Delta est approximativement indépendante du signal.

Les courbes décrites sur la figure 8 indiquent la dégradation du rapport S/B due aux erreurs de transmission dans le cas d'un Delta à 32 kbits/s.

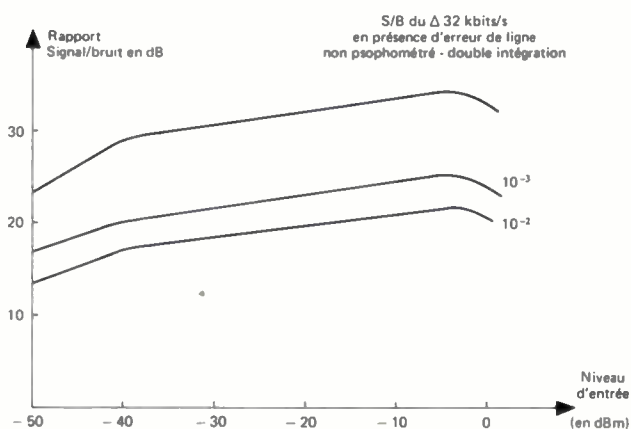


Fig. 8.

Expérimentalement, une liaison téléphonique codée en Delta à 32 kHz est encore intelligible avec un taux de 10 % tandis qu'une liaison MIC est grandement perturbée lorsque le taux d'erreur atteint 10^{-3} .

7. Complexité du codeur-décodeur

Le matériel à mettre en œuvre pour effectuer les opérations de numérisation et de retour à l'analogique est un des éléments à prendre en compte pour comparer divers procédés de numérisation.

Deux techniques peuvent être utilisées s'il s'agit de numériser une voie : soit un ensemble codeur-décodeur est affecté à chaque voie, soit un ensemble codeur-décodeur est utilisé par différentes voies, en temps partagé.

Ces techniques peuvent être utilisées aussi bien dans le cas des numérisations Delta ou MIC. La comparaison doit donc porter essentiellement sur les opérations de codage et de décodage propres à chaque technique.

Dans le cas de la numérisation MIC, le numériseur comprend les fonctions suivantes :

- échantillonnage. On notera que le filtrage du signal de parole, avant échantillonnage est plus simple à réaliser en Delta qu'en MIC par suite de la plus haute fréquence de l'échantillonnage Delta. De même le filtrage pour le retour à l'analogique est plus simple,
- conversion analogique-numérique linéaire,
- compression.

Le décodeur réalise les fonctions complémentaires et dans ce but il est équipé d'un extenseur numérique, d'un convertisseur numérique analogique et d'un filtre. (Notons que les opérations de compression ou extension peuvent être regroupées avec les opérations de conversion analogique-numérique ou numérique-analogique dans certains codeurs ou décodeurs.)

L'élément le plus délicat du codeur MIC est le convertisseur analogique-numérique qui code linéairement avec 12 éléments binaires que la compression réduit à 8.

La mise en œuvre du codage Delta nécessite un codeur composé des fonctions suivantes :

- amplification différentielle,
- sélection du signe du signal de sortie de l'amplificateur,
- un décodage local qui comprend les éléments suivants :
 - filtre de signal dit à simple ou double intégration,
 - commande de compression,
 - filtre de compression
 - modulateur d'impulsions.

Le codec Delta est plus simple que son équivalent MIC du fait essentiellement que ses composants sont plus simples.

Pour l'utilisateur, les paramètres importants sont : le nombre des circuits, leur prix et le coût de mise en œuvre.

Ces paramètres sont liés à la complexité des codecs, mais aussi à la technologie qui évolue rapidement.

Actuellement, il existe des codecs de type Delta ou MIC, intégrés dans un seul boîtier, et les prix finissent par être identiques. La partie onéreuse des équipements ligne est due à l'alimentation et à la signalisation d'abonnés. Pour la généralisation de l'utilisation du numérique, il serait désirable de repenser la conception des équipements de ligne.

En effet aujourd'hui, si le codeur à la voix est facile à faire, le problème qui se pose est de réaliser la transmission numérique dès le poste d'abonné. Cette méthode éviterait les équipements coûteux situés au niveau des multiplex et des arrivées de lignes de raccordement (passage deux fils-quatre fils ou transformateur différentiel, renvoi de sonnerie, équipement de signalisation, filtre BF de voie avant échantillonnage, etc...). Tous ces équipements sont encombrants et chers.

CONCLUSION

Il a été montré que si on voulait bien comparer à débit égal les différents types de numérisation, la numérisation Delta était toujours supérieure à la numérisation MIC-CEPT et que, pour les qualités usuelles désirables, le Delta 32 Kbits/s était préférable au MIC-D à 32 Kbits/s ; qu'il s'agisse :

— de la résistance au taux d'erreur en ligne ; de la facilité de réalisation technologique du codeur-décodeur ; de la souplesse procurée quant à la variabilité du débit pour adaptation à la demande ; des transmissions de signaux de modem ou autres dans les réseaux non parfaitement synchrones ; de la facilité de traitement (multiplexage, commutation) par suite du non formatage du message numérique.

Le problème de la transmission des signaux de modem est un souci important bien que transitoire par le fait que l'utilisation des modems devrait diminuer fortement dans l'avenir avec l'essor des transmissions numériques, sous réserve d'une politique réfléchie et cohérente de numérisation et d'utilisation des modems.

L'existence des matériels MIC adoptés en Europe, mais différents du MIC USA ou japonais, gêne certainement l'évolution de la numérisation sur les gros réseaux. Néanmoins, pour les sous-réseaux ou pour les réseaux qui se mettent en place progressivement, il serait préférable que les responsables ne soient pas trop attachés au passé et favorisent l'essor de la numérisation Delta 32 Kbits/s ou 16 Kbits/s. On sait d'ailleurs que c'est ce type de numérisa-

tion que l'OTAN et les USA préconisent et adoptent pour leurs réseaux militaires pour lesquels les contraintes historiques sont moins sévères que dans le cas des réseaux civils.

Je voudrais terminer en faisant remarquer que le Delta 32 Kbits/s pourrait être considéré comme une version d'un MIC-D. Il suffirait en effet de bien vouloir imaginer que 4 échantillons Delta successifs correspondent à un codage astucieux de la transition entre 2 échantillons analogiques distants de 125 μ s.

On pourrait alors conclure que le Delta est probablement aujourd'hui l'une des versions les plus prometteuses du MIC-D, mais encore faudra-t-il que nous puissions avancer dans ce sens comme le font certains autres pays.

CL. BERGER

Chef du Groupe 2 « Télécommunications et Détection ».



Ministère de la défense, délégation générale pour l'armement.
Direction des recherches études et techniques, 26, boulevard Victor,
75996 Paris Armées (tél. : 533-74-90,
poste : 637.07).
Service des recherches groupe 2 :
1 Télécommunications et Détection 2.

J'ai eu la possibilité d'écrire cet article grâce aux réponses précises qu'ont bien voulu me donner les industriels TH. CSF et TRT plus spécialement. Je les en remercie vivement.

Système dynamique de découplage d'antenne ⁽¹⁾

par J. RABAIN * et M. BASE **.

RÉSUMÉ

Cet article expose le principe et la réalisation d'un système de filtrage adaptatif permettant de réduire considérablement le signal « brouilleur » reçu par couplage sur une antenne de réception lorsque dans le voisinage immédiat se trouve une antenne d'émission.

SUMMARY

Dynamic system for antenna decoupling

This article describes both the principle and development of adaptive filtering system which permits to substantially reduce the « jamming » signal received through coupling to receiving antenna when a transmitting antenna is operated in near by.

I. PHÉNOMÈNES DE PROXIMITÉ

La cohabitation d'émetteurs et de récepteurs en fonctionnement dans un espace restreint est à l'origine de problèmes délicats.

La difficulté est apparente si l'on considère la grande disparité des ordres de grandeur mise en jeu à l'émission et à la réception. Par exemple (fig. 1) pour un émetteur de 20 W et un récepteur de 1 μ V de sensibilité (sur 50 Ω) l'écart est de 150 dB.

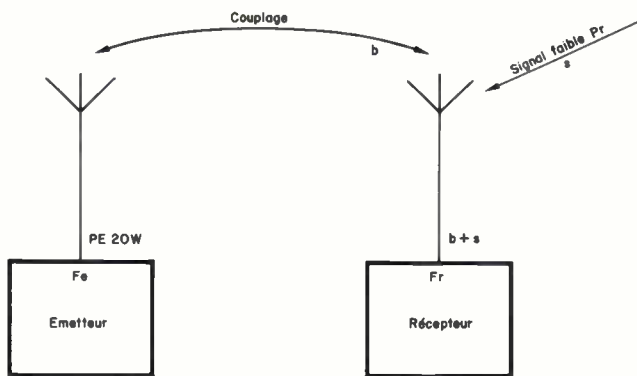


Fig. 1. — Émetteur et récepteur en proximité b signal brouilleur (issu de l'émetteur) s signal utile.

L'ensemble des phénomènes constatés peut être classé en deux grandes familles :

- Les phénomènes de proximité dont les effets sont dus au rayonnement de l'émetteur dans la bande passante du récepteur. Ils comprennent le bruit hors bande de l'émetteur, provenant du modulateur et de l'amplificateur de sortie, et les raies parasites provenant des éléments non linéaires de la chaîne émission.

- Ceux dont les effets sont dus aux non linéarités des étages d'entrée du récepteur. Ce sont surtout les mélangeurs [1] et les amplificateurs quand ils sont placés en tête, qui sont la cause de ces non-linéarités.

Diverses formes de protection ont été proposées pour résoudre ces problèmes.

On peut citer les 2 solutions les plus courantes :

- Utiliser des polarisations différentes pour l'émission et la réception. Cette solution présente l'inconvénient de ne pouvoir être utilisée dans les réseaux de communication comportant plus de deux installations émettrices-réceptrices.

- Utiliser des filtres à l'émission et à la réception. Ces filtres dont les fréquences centrales doivent être accordées aux fréquences d'émission et de réception sont souvent encombrants et coûteux. Cette solution impose en outre un plan de fréquence pour l'exploitation en réseau.

Le système décrit permet d'alléger, voire de supprimer, le filtrage à la réception.

II. PROBLÈME GÉNÉRAL

Le but du système étudié est de restituer au mieux le signal utile masqué par le brouilleur. Le principe du système consiste à tirer parti de la connaissance du brouilleur au niveau du récepteur. Par hypothèse, le brouilleur se trouve en effet à proximité du récepteur. Cette connaissance permet d'effectuer un traitement adaptatif [2], donc de réaliser un filtrage automatique.

Le problème se présente selon le schéma de la figure 2. Le signal S issu de l'antenne de réception est constitué du signal utile s et du signal brouilleur b . Par ailleurs, on dispose par prélèvement, par exemple, au moyen d'un coupleur directif d'une partie du signal émission $\hat{b}$.

Le filtre adaptatif fournit l'estimée $\hat{b}$ du brouilleur d'où est déduit par soustraction le signal estimé $\hat{s}$ à l'entrée du récepteur.

On remarquera que le principe même du dispositif permet, théoriquement, de filtrer le brouilleur quelle que soit la fréquence du signal utile et sans altérer ce dernier.

Ce ne serait pas le cas avec un filtre classique dont l'efficacité dépend de l'écart entre la fréquence du signal et la fréquence d'accord du filtre. Cette faculté est très intéressante dans le domaine des transmissions tactiques puisqu'elle facilite le choix du plan de fréquence.

* Ingénieur ECAM, ENST.

** Sous-Ingénieur Thomson-CSF.

(1) Cette étude a été réalisée avec l'aide de la DRET (Direction des Recherches Études et Techniques, Délégation Ministérielle pour l'Armement), Marché N° 75/041.

II.1. Principe du filtrage adaptatif

II.1.1. Équations générales

Le signal estimé $\hat{s}$ peut s'écrire de la manière suivante (fig. 2)

$$\hat{s} = s + b - \hat{b}$$

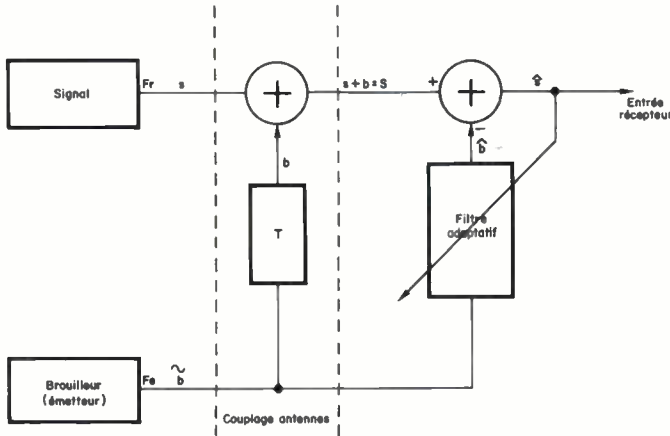


Fig. 2. — Reconstitution du signal utile estimé $\hat{s}$. $\hat{b}$ signal brouilleur estimé par le filtre adaptatif avec $\hat{s} = s + b - \hat{b}$.

Le signal $\hat{b}$ pourrait être obtenu par un filtrage classique de $\hat{b}$ à condition que les caractéristiques de transmission de la voie directe émission réception soient connues. Or, les caractéristiques de ce canal sont essentiellement variables et la précision nécessaire pour un filtrage efficace serait très difficile à obtenir avec un filtre fixe.

On utilise alors une adaptation dynamique au sens des moindres carrés. C'est le « Least Mean Square Adaptive Algorithm » proposé par Widrow [2] et utilisé par Riegler [3] pour des adaptations de rideau d'antenne.

$$\hat{s}^2 = s^2 + (b - \hat{b})^2 + 2s(b - \hat{b})$$

$$E[\hat{s}^2] = E[s^2] + E[(b - \hat{b})^2]$$

Car s n'est pas corrélé avec b et $\hat{b}$.

Si on ajuste le filtre pour minimiser $E[\hat{s}^2]$ on minimisera aussi $E[(b - \hat{b})^2]$ ce qui est le but recherché. C'est le principe qui est utilisé dans le dispositif décrit plus loin.

N.B. — Dans la suite on utilisera par commodité la notation $\bar{X}$ pour l'espérance mathématique $E[X]$.

Si $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre adaptatif

$$\hat{b}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\theta) \bar{b}(t - \theta) d\theta \quad (2)$$

le carré du signal estimé $\hat{s}(t)$ s'écrit :

$$\hat{s}^2(t) = (s(t) + b(t))^2 + \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\theta) \bar{b}(t - \theta) \cdot h(\lambda) \bar{b}(t - \lambda) d\theta d\lambda - 2(s(t) + b(t)) \int_{-\infty}^{+\infty} h(\theta) \bar{b}(t - \theta) d\theta \quad (3)$$

En posant :

$$\bar{S}(t) = s(t) + b(t)$$

$$\overline{\hat{s}^2(t)} = \overline{S(t)^2} + \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\theta) h(\lambda) \overline{\bar{b}(t - \theta) \cdot \bar{b}(t - \lambda)} d\theta d\lambda - 2 \int_{-\infty}^{+\infty} h(\theta) \overline{\bar{b}(t - \theta) S(t)} d\theta \quad (4)$$

On se propose de déterminer $h(t)$ pour minimiser cette variance. L'équation que $h(t)$ doit satisfaire peut être établie de façon schématique de la manière suivante (un traitement rigoureux exigerait de longs développements). On dérive formellement la variance par rapport à h soit :

$$\frac{d}{dh} [\overline{\hat{s}^2(t)}] = \frac{d}{dh} [\overline{S^2(t)}] + 2 \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\theta) \overline{\bar{b}(t - \theta) \bar{b}(t - \lambda)} d\theta d\lambda - 2 \int_{-\infty}^{+\infty} \overline{\bar{b}(t - \theta) S(t)} d\theta$$

Or S ne dépend pas de h donc :

$$\frac{d}{dh} [\overline{S^2(t)}] = 0$$

à l'optimum la variance est minimale donc

$$\frac{d}{dh} [\overline{\hat{s}^2(t)}] = 0 \quad (4)$$

La minimisation de (3) conduit à l'équation de Wiener-Hopf (5)

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\theta) \bar{b}(t - \theta) \cdot \bar{b}(t - \lambda) d\theta d\lambda = \int_{-\infty}^{+\infty} \overline{\bar{b}(t - \theta) \cdot S(t)} d\theta \quad (5)$$

La résolution de cette équation permet de calculer la réponse impulsionnelle du filtre adaptatif.

Cette résolution étant délicate on se limitera au cas particulier où le brouilleur est à bande étroite.

II.1.2. Cas du brouilleur à bande étroite

Si le brouilleur est à bande étroite, on peut se contenter d'un filtre adaptatif dont la fonction de transfert $H(\omega)$ (Transformée de Fourier de $h(t)$ satisfaisant à l'équation de Wiener-Hopf) est réduite à

$$H(\omega) = \alpha_1 + i\alpha_2 \text{signe}(\omega)$$

où α_1 et α_2 sont des constantes réelles. En effet, le brouilleur étant réel, il en est de même de $h(t)$ et son spectre possède la symétrie hermitienne (partie réelle paire, partie imaginaire impaire). Or, la multiplication de la transformée de Fourier d'un signal par $i \text{signe}(\omega)$ donne la transformée du signal en quadrature, ou transformée de Hilbert du signal d'origine. La relation (2) s'écrit alors :

$$\hat{b}(t) = \alpha_1 \bar{b}_1(t) + \alpha_2 \bar{b}_2(t)$$

avec

$$\bar{b}_1(t) \text{ signal en phase avec } \bar{b}(t)$$

$$\bar{b}_2(t) \text{ signal en quadrature avec } \bar{b}(t)$$

(L'estimée $\hat{b}$ peut donc être déduite de $\bar{b}(t)$ selon le schéma de la figure 3).

L'expression (3) qui peut être écrite :

$$\hat{s}^2(t) = S^2(t) + \hat{b}^2(t) - 2S(t)\hat{b}(t) \quad (8)$$

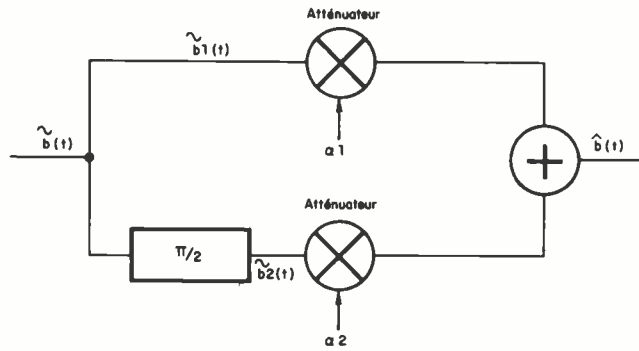


Fig. 3. — Formation du brouilleur estimé $\hat{b}$ à partir du brouilleur $\tilde{b}$ par pondération des deux voies en quadrature $\tilde{b}_1(t)$ et $\tilde{b}_2(t)$.

conduit à l'expression de la variance :

$$\begin{aligned} \overline{\hat{s}^2(t)} &= \overline{S^2(t)} + \overline{(\alpha_1 \tilde{b}_1(t) + \alpha_2 \tilde{b}_2(t))^2} \\ &\quad - 2\overline{S(t)(\alpha_1 \tilde{b}_1(t) + \alpha_2 \tilde{b}_2(t))} \\ \overline{\hat{s}^2(t)} &= \overline{S^2(t)} + \alpha_1^2 \overline{\tilde{b}_1^2(t)} \\ &\quad + 2\alpha_1 \alpha_2 \overline{\tilde{b}_1(t) \tilde{b}_2(t)} + \alpha_2^2 \overline{\tilde{b}_2^2(t)} \\ &\quad - 2(\alpha_1 \overline{S(t) \tilde{b}_1(t)} + \alpha_2 \overline{S(t) \tilde{b}_2(t)}) \end{aligned} \quad (9)$$

L'équation (1) montre que la minimisation de (9) conduit à la solution recherchée. La variance étant une quadrique en α_i , ceci assure l'existence et l'unité de la solution.

II.1.3. Solution du filtrage adaptatif

Le but de l'algorithme adaptatif est alors d'ajuster les poids α_1 et α_2 de la combinaison linéaire sans avoir recours à la mesure explicite de fonctions de corrélation ni à l'inversion de matrice, pour minimiser $\hat{s}^2(t)$.

Pour cette optimisation, nous utiliserons la méthode du gradient.

L'algorithme de convergence s'écrit alors classiquement :

$$\frac{d\alpha_i}{dt} = k \mathcal{E}_i[\hat{s}^2 t] \quad (10)$$

où k est une constante scalaire négative qui détermine la vitesse de convergence. $\mathcal{E}_i$ est la $i^{\text{ème}}$ composante du gradient, c'est-à-dire :

$$\mathcal{E}_i[\hat{s}^2(t)] = \frac{\partial[\hat{s}^2(t)]}{\partial \alpha_i}, \quad i = 1; 2$$

En effectuant le calcul de $\mathcal{E}_1$

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_1[\hat{s}^2(t)] &= 2\alpha_1 \overline{\tilde{b}_1^2(t)} \\ &\quad + 2\alpha_2 \overline{\tilde{b}_1(t) \tilde{b}_2(t)} - 2\overline{S(t) \tilde{b}_1(t)} \\ &= 2[\alpha_1 \tilde{b}_1(t) + \alpha_2 \tilde{b}_2(t)] \tilde{b}_1(t) - 2\tilde{b}_1(t) S(t) \end{aligned}$$

On obtient $\mathcal{E}_2$ en permutant les indices 1 et 2 dans cette expression, ce qui laisse inchangé le facteur entre crochets, égal d'après (7) à $b(t)$.

On a donc :

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_i[\hat{s}^2 t] &= 2[\hat{b}(t) - S(t)] \tilde{b}_i(t) \\ \text{or } \hat{b}(t) - S(t) &= -\hat{s}(t), \end{aligned}$$

d'où :

$$\mathcal{E}_i[\hat{s}^2(t)] = -2\hat{s}(t) \cdot \tilde{b}_i(t) \quad (11)$$

L'équation d'optimisation dynamique s'écrit alors :

$$\frac{d\alpha_i}{dt} = -2k\hat{s}(t) \cdot \tilde{b}_i(t) \quad i = 1, 2 \quad (12)$$

où l'on reconnaît le produit de corrélation $\hat{s}(t)\tilde{b}(t)$.

II.1.4. — Convergence et stabilité

La convergence et la stabilité des coefficients de pondération α_1 et α_2 est assurée si et seulement si la constante de proportionnalité k reste comprise entre certaines limites.

Ces limites sont données par [5] :

$$|1 + 2ke_{\max}| < 1$$

ou

$$-\frac{1}{k_{\max}} < k < 0$$

$e_{\max}$ est la valeur propre maximum de la matrice de corrélation croisée des entrées $\varphi(\tilde{b}, \tilde{b})$

$$\varphi \tilde{b}, \tilde{b} = \begin{bmatrix} \tilde{b}_1 \cdot \tilde{b}_1 & \tilde{b}_1 \cdot \tilde{b}_2 \\ \tilde{b}_2 \cdot \tilde{b}_1 & \tilde{b}_2 \cdot \tilde{b}_2 \end{bmatrix}$$

Cette condition sur k peut être ramenée à la puissance totale d'entrée comme suit :

$$\begin{aligned} e_{\max} &\leq \text{trace } \varphi(\tilde{b}, \tilde{b}) \\ \text{trace } \varphi(\tilde{b}, \tilde{b}) &= \tilde{b}_1^2 + \tilde{b}_2^2 = \beta P_e \end{aligned}$$

La condition de convergence devient :

$$-\frac{1}{\beta P_e} < k < 0$$

Le gain en boucle ouverte doit donc être d'autant plus faible que la puissance du signal prélevé sur l'émetteur est importante.

En pratique quand une adaptation lente est suffisante un gain faible assurera une bonne stabilité.

Mais si au contraire on recherche une réponse rapide le gain devra être choisi le plus voisin possible de $\frac{1}{2\beta P_e}$.

En effet, la réponse du système soumis à une entrée en échelon donne une erreur de la forme.

$$\varepsilon(p) = \frac{1}{1 + \frac{k}{p}} \times \frac{e_0}{p} = \frac{e_0}{k + p}$$

$$\varepsilon(t) = e_0 \times e^{-kt}$$

Il apparaît donc que la constante de temps de l'asservissement est

$$\tau = 1/k$$

Sur la maquette des temps d'accrochage de 2 à 5 ms ont été mesurés. La rapidité de la boucle est alors suffisante pour un brouilleur en modulation d'amplitude et pour suivre l'évolution du couplage d'antenne (mouvement relatif des aériens, environnement modifié).

En BLU (bande latérale unique) par contre, l'asservisse-

ment décroche en l'absence de signal. A chaque reprise le temps de réponse de la boucle n'est plus suffisant et cela se traduit par un claquement à l'écoute.

Dans ce cas, il faut augmenter le gain ou mémoriser l'état d'équilibre de la boucle (système statique).

III. RÉALISATION DE L'ALGORITHME

III.1. Réalisation du corrélateur

L'espérance mathématique du produit $s(t) \cdot b(t)$ est approximée par une moyenne temporelle au moyen d'un filtre passe bas, le produit étant lui même fourni par un mélangeur.

Une branche du filtre adaptatif se compose donc (fig. 4) d'un mélangeur et d'un filtre passe-bas.

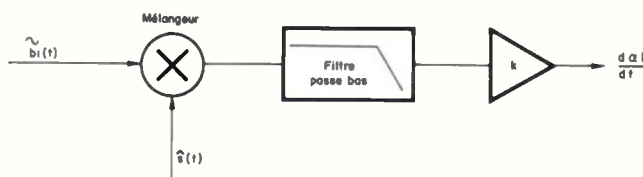


Fig. 4. — Réalisation du corrélateur. Le produit de corrélation est approximé par un produit suivi d'un filtrage passe bas dont la largeur de bande dépend des signaux à traiter et des temps de réponses désirés.

III.2. Intégration de l'équation adaptative

L'équation (12) montre que les commandes des coefficients de pondération α_i du filtre adaptatif sont élaborées par intégration par rapport au temps du produit de corrélation $\hat{s}(t)b_i(t)$.

Le schéma général du système dynamique de découplage d'antenne est celui de la figure 5. Les signaux en phase et en quadrature sont obtenus par 2 filtres passe-tout [4] afin de couvrir une gamme de fréquence suffisante.

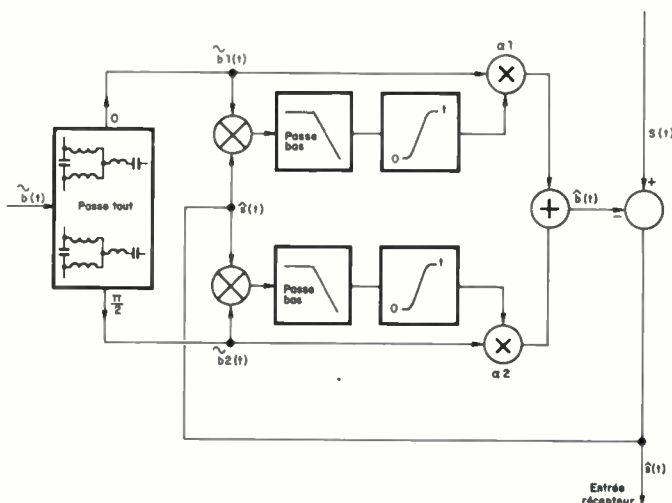


Fig. 5. — Schéma général du système dynamique de découplage d'antenne.

La pondération de chacune des voies du système est réalisée par des atténuateurs à diodes P.I.N.

On constate sur la figure 6 que le système consiste à ajuster le module et la phase du signal de compensation $\hat{b}$ avec celui du signal brouilleur reçu sur le récepteur. L'annulation n'est donc optimale que pour la fréquence du brouilleur.

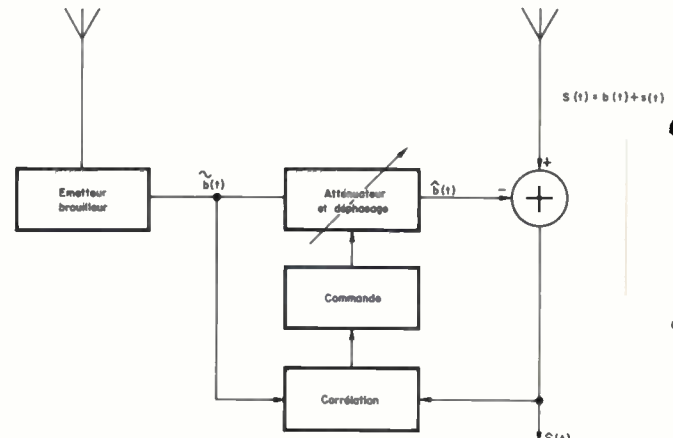


Fig. 6. — Le système adaptatif reproduit la fonction de transfert entre antennes pour la fréquence du brouilleur.

Avec le dispositif réalisé, l'annulation du brouilleur à large bande décroît quand on s'écarte de la fréquence centrale. En effet, le dispositif s'accorde au mieux pour cette fréquence et l'amplitude et la phase sont en ce point ajustées à l'optimum. En fonction des affaiblissements et des rotations de phase qui sont produits dans la voie émetteur-antennes-récepteur, dont la rapidité de variation en fonction de la fréquence dépend surtout de la sélectivité des aériens et des boîtes d'antenne, la précision de la compensation diminue avec l'écart de fréquence.

On peut cependant prétendre augmenter la largeur de bande du dispositif, en insérant dans la voie de compensation soit un réseau correcteur, soit un filtre adaptatif large bande.

IV. RÉSULTATS

IV.1. Performances

Une maquette a été réalisée, ce qui nous a permis d'effectuer des mesures.

Le dispositif fonctionne actuellement pour une puissance de 20 W à l'émission.

L'affaiblissement du brouilleur obtenu (en plus du découplage initial d'antenne) est de :

50 dB quand un signal pur est présenté à l'entrée du récepteur,

35 dB quand il y a deux signaux de même amplitude mais de fréquence différente ($\Delta F = 1$ kHz).

Cette dégradation de la compensation est due au non linéarités du dispositif de contrôle et surtout des atténuateurs.

L'efficacité du système a été évaluée sur la réception d'un

signal utile avec des équipements émetteur- récepteur dans les conditions d'exploitations réelles de fonctionnement en proximité. Ces essais ont montré que le dispositif de découplage d'antenne permettait d'assurer des liaisons alors que la réception était impossible dans les conditions habituelles.

Par exemple, avec une émission en modulation d'amplitude, de 10 W à 28 MHz et un décalage en fréquence de 4 % la réception d'un signal utile de 2 μ V sur 50 Ω donne un rapport signal à bruit après démodulation, de 16 dB avec le dispositif alors que ce rapport n'est que de 6 db sans celui-ci. (Les antennes utilisées sont 2 foudres de 3,6 m distants de 2 m).

Même sur un brouilleur occupant un spectre d'une largeur de 20 kHz l'atténuation obtenue reste supérieure à 30 dB. La largeur de bande du dispositif dépend surtout de la sélectivité des aériens utilisés et de leurs boîtes d'antennes.

IV.2. Limitation

Découplage initial d'antennes

Le fonctionnement du système de découplage dynamique ne peut être assuré que s'il y a égalité en puissance entre le signal brouilleur traité en module et phase et le signal brouilleur reçu.

Comme le système ainsi réalisé avec 2 atténuateurs apporte un affaiblissement minimum de 8 dB sur le signal brouilleur prélevé à l'émission lors de son traitement, il est nécessaire d'avoir un découplage naturel initial entre les antennes qui soit de 8 dB auquel il faut encore ajouter l'affaiblissement apporté au signal lors du prélèvement de ce dernier au niveau de l'émetteur.

Ainsi pour un prélèvement de $\frac{1}{10}$ de la puissance d'émission il est nécessaire d'avoir un découplage initial d'antenne de 18 dB (pertes des boîtes d'antenne incluse).

Linéarité des atténuateurs

Le problème le plus délicat qui s'est posé tout au long de l'étude a été celui de la linéarité des atténuateurs. Les non linéarités ont en effet 2 conséquences :

— En introduisant des composantes autres que celles du signal brouilleur, elles limitent l'atténuation effective à l'entrée du récepteur.

— Les raies harmoniques se combinent dans le mélangeur utilisé pour la détection synchrone et créent un décalage dans l'équilibre de la boucle, ce qui introduit une erreur systématique d'asservissement.

Ces effets sont, bien sur, plus importants quand le signal brouilleur n'est pas pur.

Les atténuateurs employés ont une structure en T ponté et la variation de l'affaiblissement est assurée par l'utilisation de diode P.I.N.

L'optimisation du circuit et l'amélioration du compo-

sant avec le concours de la Division DMH de Thomson-CSF a permis de gagner, pour une même linéarité, un rapport 100 sur la puissance admissible par les atténuateurs.

CONCLUSION

Le système décrit permet donc une grande souplesse pour la réalisation du filtrage en réception puisque son accord est automatique.

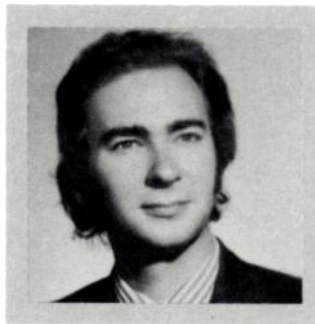
Le problème le plus délicat est actuellement celui de la linéarité des circuits de commande. D'autres méthodes que celle proposée permettent cependant de le résoudre. Par exemple, si l'accord peut être lent ou d'une précision moindre, un atténuateur à poids de résistances commutables permettrait d'admettre des puissances bien plus élevées.

Par ailleurs, la méthode d'analyse proposée permet d'envisager un algorithme d'adaptation conduisant à un filtrage large bande, en résolvant de la même manière l'équation de Wiener-Hopf pour la bande de fréquence considérée.

Bibliographie

- [1] ZACHARIA R. et RABAIN J. — « Mélanges à haut niveau des postes radio tactiques ». *Revue Thomson-CSF*, 1976, 8, N° 4.
- [2] WIDROW et al. — « Adaptive noise cancelling : Principles and applications ». *Proceeding IEEE*, 1975, 63, N° 12.
- [3] RIEGLET R.L. et COMPTON R.T. — « An adaptive array for interference rejection ». *Proceeding of the IEEE*, 1976, 64, N° 6.
- [4] BEDROSIAN S.D. — « Normalized Design of 90° Phase — Difference Networks ». *IRE Transactions on circuit theory*, June 1960, pp. 125-136.
- [5] WIDROW B. et al. — « Adaptive Antenna System ». *Proceeding I.E.E.E.*, 1967, 55, N° 12.

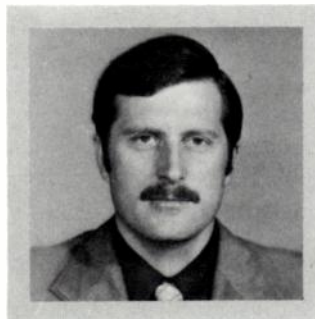
Nous remercions M.M. DEMAN, PIMENTEL, BATAIL pour leur sollicitude à notre égard, et pour les judicieux conseils qu'ils nous ont prodigués.



J. RABAIN.

DEA, Ingénieur ECAM, Ingénieur ENST.

Thomson-CSF, Division Télécommunications, 16, rue du Fossé Blanc, 92230 Gennevilliers. (tél. : 790.64.00).



M. BASE.

BTS Télécommunications, DEST Électronique signaux et systèmes, Élève Ingénieur CNAM.

Thomson-CSF, Division Télécommunications, 16, rue du Fossé Blanc, 92230 Gennevilliers. (tél. : 790.64.00).

L'effet magnétodiode et son application aux capteurs magnétiques de haute sensibilité ⁽¹⁾

par S. CRISTOLOVEANU *

RÉSUMÉ

L'effet magnétodiode désigne les conséquences de l'application d'un champ magnétique à des barreaux semiconducteurs injectants. Nous analysons les points théoriques essentiels concernant les divers types de magnétodiodes et leurs régimes de fonctionnement. Les résultats expérimentaux autorisent l'application de l'effet magnétodiode, aussi bien pour la réalisation de capteurs magnétiques à haute performance, qu'à l'étude des processus de recombinaison dans les semiconducteurs.

SUMMARY

The magnetodiode effect with application to high sensitive magnetic devices

The magnetodiode effect shows the consequences of the magnetic field application to the injecting semiconductor samples. The different types of magnetodiodes and their working regimes are theoretically described. The experimental results allow the magnetodiode effect applications both to the fabrication of high quality magnetic sensors and to the accurate characterization of recombination processes in semiconductors.

LISTE DES SYMBOLES

b :	épaisseur de la magnétodiode,
D^* :	coefficient de diffusion ambipolaire,
e :	charge élémentaire,
L :	longueur de la magnétodiode,
L^* :	longueur de diffusion ambipolaire,
n, p :	concentrations des électrons et des trous,
n_0, p_0 :	concentrations à l'équilibre,
$q_{n,p}$:	charge de l'électron et du trou,
β :	coefficient thermodynamique ($\beta = kT/e$),
ϵ :	permittivité absolue,
σ :	conductivité électrique.

1. INTRODUCTION

L'effet magnétodiode (effet MD) est un des phénomènes galvanomagnétiques récemment étudié (et qui reste encore peu connu), mais dont les applications sont particulièrement prometteuses, par suite des progrès actuels de la technologie. Cet effet peut être résumé comme une superposition des phénomènes de magnétoconcentration (MC) et de double injection, que nous allons décrire brièvement.

1.1. Effet de magnétoconcentration

Dans un barreau semiconducteur à comportement quasi-intrinsèque soumis à des champs électrique $\vec{E}$ et magnétique $\vec{B}$ croisés, la caractéristique (de type ohmique) peut être largement influencée par les propriétés de recombinaison des surfaces (effet MC ou barrière magnétique [1, 2]). Les électrons et les trous sont déviés, par les forces de Lorentz, vers une même surface; le gradient transversal de porteurs qui en résulte provoque une modification de la conductivité électrique, par suite de la variation du nombre moyen de porteurs [2] et de l'apparition de courants de diffusion transversaux [3].

Dans la figure 1, nous avons supposé les surfaces $\Sigma_{1,2}$

dotées de vitesses de recombinaison respectivement forte ($s_1 \rightarrow \infty$) et faible ($s_2 \rightarrow 0$).

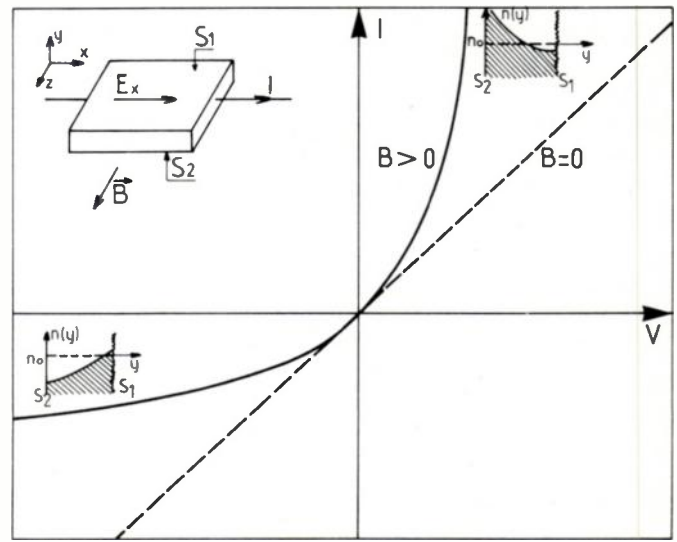


Fig. 1. — Configuration de l'effet de magnétoconcentration, distribution transversale de porteurs et caractéristique courant-tension ($s_1 \rightarrow \infty$, $s_2 \rightarrow 0$).

Pour $E_x B < 0$, la recombinaison électron-trou au voisinage de Σ_1 sera très intense et donc l'excès de porteurs restera faible; par contre, la faible génération de porteurs près de Σ_2 est responsable d'un important déficit par rapport aux concentrations d'équilibre. Le nombre moyen de porteurs se trouve donc réduit, ainsi que la conductivité du barreau. De manière analogue on explique la caractéristique surlinéaire pour $E_x \cdot B > 0$.

Le choix de barreaux semiconducteurs quasi-intrinsèques, ayant l'épaisseur de l'ordre de grandeur de la longueur de diffusion ambipolaire ($b \sim L^*$) et les surfaces non infiniment recombinantes conduit à une sensibilité magnétique comparable à celle des capteurs actuellement en service.

(1) Communication présentée aux Journées d'Étude SEE (ENSER, Grenoble, décembre 1978).

* Attaché de recherche C.N.R.S.

1.2. Effet magnétodiode

L'application de $\vec{B}$ aux structures injectantes (magnétodiodes) permet non seulement d'étendre l'utilisation de l'effet MC aux semiconducteurs extrinsèques, mais encore d'augmenter son influence, en raison du plus grand nombre de porteurs mis en jeu.

La double injection d'électrons et de trous effectuée au moyen d'un ou de deux contacts d'extrémité injectants se traduit par des caractéristiques déjà fortement non-linéaires, qui peuvent être complètement perturbées sous champ magnétique; on obtient ainsi des sensibilités bien supérieures à celles relatives à des dispositifs conventionnels. Nous discuterons les applications et les résultats expérimentaux après avoir donné toutefois les lignes générales d'un modèle théorique original qui englobe les divers types de magnétodiodes [4].

2. MODÉLISATION DE LA MAGNÉTODIODE

2.1. Équations de base et hypothèses

La formulation stationnaire de l'effet MD regroupe les équations de base des effets composants (double injection et MC).

a) Les densités de courant électrique $\vec{J}_{n,p}$ des électrons (n) et trous (p) :

$$\vec{J}_{n,p} = (\vec{J}_0)_{n,p} + (\vec{J}_0)_{n,p} \wedge (\mu_{H})_{n,p} \vec{B} \quad (1)$$

avec (1) :

$$(\vec{J}_0)_{n,p} = \sigma_{n,p} \vec{E} - q_{n,p} D_{n,p} \vec{\nabla} n_{p}$$

b) Équation de Poisson :

$$\text{div } \vec{E} = \frac{e}{\epsilon} (\delta p - \delta n) \quad (3)$$

Nous avons fait implicitement l'hypothèse d'une faible densité de centres de recombinaison, ce qui évitera la discussion des phénomènes à résistance négative dans l'effet de double injection [5]. De plus, les excès de porteurs injectés sont bien supérieurs au dopage initial ou à la charge d'espace :

$$\delta n \simeq \delta p \gg n_0 \gg p_0 \quad (4)$$

c) La conservation du nombre de porteurs impose des conditions en volume et sur les surfaces « actives » $\Sigma_{1,2}$ (en $y = \pm \frac{b}{2}$) :

$$\text{div } \vec{J}_{n,p} = \pm \frac{\delta n}{\tau_v} \cdot e \quad (5)$$

$$(\vec{J}_{n,p})_{y = \pm b/2} = \pm q_{n,p} \cdot s_{1,2} \cdot \delta n \left(\pm \frac{b}{2} \right) \quad (6)$$

Dans un but de simplification nous avons supposé des lois de recombinaison linéaires, faisant intervenir la durée de vie volumique τ_v et les vitesses de recombinaison $s_{1,2}$.

(1) Les mobilités de dérive et Hall, fonctions du champ magnétique s'écrivent dans l'approximation hydrodynamique :

$$\mu = \mu_B = 0 / (1 + B^2 \cdot \mu_B^2 = 0) \quad \text{et} \quad \mu_H = \mu_B = 0$$

Pour une structure (fig. 2) suffisamment large (selon z) et pour $\vec{B}(0, 0, B)$ le calcul sera bidimensionnel (x, y).

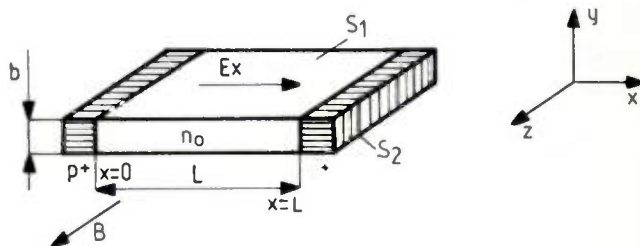


Fig. 2. — Magnétodiode p^+nn^+ .

En combinant les relations (1 à 5) et en gardant les termes prépondérants nous obtenons l'équation qui régit la distribution spatiale de porteurs [4] :

$$D^* \frac{\partial^2 n}{\partial y^2} + \frac{D^*}{l} \frac{\partial n}{\partial y} - \frac{\delta n}{\tau_v} = - \frac{D^*}{2\beta} (n_0 - p_0) \frac{dE}{dx} + \frac{D^*}{2\beta} \cdot \frac{\epsilon}{e} \frac{d}{dx} \left(E_x \frac{dE_x}{dx} \right) - D^* \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} = - Q \quad (7)$$

où

$$\frac{1}{l} = \frac{1}{2\beta} (|\mu_{Hn}| + \mu_{Hn}) \frac{BV}{L} \quad (8)$$

résume l'influence d'un champ électrique moyen ($E_x = V/L$).

Le terme de gauche représente l'équation familière de l'effet MC [2] et celui de droite l'injection de porteurs effectuée longitudinalement. Par opposition au terme de pertes par recombinaisons ($-\delta n/\tau_v$) il est clair que Q à la signification d'une source (Q peut être constante selon y) fournissant les électrons et les trous qui seront soumis à l'action de la magnétoconcentration; il tient compte respectivement du dopage du cristal, de la charge d'espace et de la diffusion longitudinale. La résolution numérique de (7) conduit à la caractéristique $I(V)$ exacte. Cependant, nous chercherons une solution analytique qui, bien qu'approchée, permet plus aisément l'interprétation des résultats expérimentaux et des phénomènes physiques mis en jeu; nous nous placerons successivement dans des conditions de polarisation qui favorisent un des termes sources par rapport aux deux autres, comme dans le traitement classique des phénomènes d'injection [5]. La résolution de l'équation (7) associée aux conditions limites (6), donne $\delta n(x, y)$:

$$\delta n(x, y) = f_1(y) + \tau_v Q(x) \cdot f_2(y) \quad (9)$$

où $f_{1,2}$ sont des expressions connues de $\tau_v, s_{1,2}, B$, etc... [6].

Le courant total I dans la structure s'obtient comme la contribution moyenne selon y , des électrons et des trous; I fera donc intervenir le nombre moyen de porteurs $\langle \delta n \rangle_y$ et leur gradient moyen.

Le champ électrique $E_x(x)$ est obtenu comme fonction de I et son intégration fournira la caractéristique directe $I(V)$ (les chutes de tension sur les jonctions seront négligées); nous allons étudier les divers régimes.

2.2. Magnétodiode en régime semiconducteur

Ce cas correspond à un taux d'injection modéré, tel que la charge d'espace et la diffusion longitudinale sont négligeables dans les expressions de Q et de I . Après intégration ($E_x(x=0) = 0$) on obtient la caractéristique quadratique,

particulière au régime semiconducteur (2) :

$$I = \frac{9}{8} e |\mu_n| \mu_p (n_0 - p_0) \tau_{sc}^* \frac{V^2}{L^3} \quad (10)$$

La durée de vie effective en régime semiconducteur τ_{sc}^* , qui résume la sensibilité magnétique de la structure est fonction des taux de recombinaison et des champs [4, 6, 7]; son analyse détaillée permet les commentaires suivants :

a) si les porteurs sont déviés vers une surface faiblement recombinante (importante accumulation) l'influence du taux de recombinaison sur la surface opposée est faible; le courant, ainsi que τ_{sc}^* , prennent des valeurs maximales :

$$\tau_{sc}^* \simeq \tau_v \quad (11)$$

A hauts champs magnétiques : $I \sim 1/B^2$.

b) si les porteurs sont déviés d'une surface peu recombinante (grand déficit de porteurs) vers une surface fortement recombinante s (faible excès de porteurs), $\langle \delta n \rangle$ diminue et la caractéristique devient ohmique :

$$\tau_{sc}^* \simeq \frac{l}{s} \sim \frac{L}{sVB} \quad (12)$$

En augmentant B , $I \sim 1/B^3$.

c) si les deux vitesses de recombinaison sont infinies, les porteurs en excès sont « instantanément » recombinés ($\tau_{sc}^* \rightarrow 0$); l'effet de double injection laisse place à la conduction ohmique usuelle.

d) pour une faible induction magnétique le courant est proportionnel à B ; si les surfaces sont très différentes ($s_1 \rightarrow 0, s_2 \rightarrow \infty$) la pente α de $I(B)$ est maximale, et croît comme V^3 , ce qui est particulièrement intéressant (3) dans la détection de faibles champs magnétiques. L'épaisseur optimum du barreau est alors $b \simeq 1.3 L^*$. Au contraire si les surfaces sont identiques la courbe $I(B)$ est paire : la sensibilité à $B = 0$ devient nulle. Le champ magnétique pour lequel la sensibilité est maximale dépendra donc du traitement des surfaces; ceci est utile pour la détection de faibles fluctuations d'une induction donnée.

2.3. Magnétodiode en régime isolant

Le régime isolant se manifeste par un taux d'injection plus fort, tel que l'importance de la charge d'espace permet de négliger le dopage du cristal et la diffusion longitudinale :

$$I \sim \langle \delta n \rangle_s E_x \quad (13)$$

L'intégration faite avec des conditions aux limites adéquates ($E_x(0) = E_x(L) = 0$) conduit à une loi cubique [4] :

$$I = \frac{125}{18} \varepsilon |\mu_n| \mu_p \tau_{is}^* \frac{V^3}{L^3} \quad (14)$$

(2) La diffusion longitudinale, négligée dans ce calcul, est tout de même importante dans la région sous-jacente au contact; en toute rigueur il faudrait remplacer dans (10), la longueur réelle L de la structure par une longueur effective ($L_{eff} \simeq L - 5L^*$) [5].

(3) Par exemple pour une magnétodiode de Ge ($5 \times 3 \times 1 \text{ mm}^3$) on peut espérer une sensibilité

$(\Delta I/\Delta B)_V = 20 \text{ V} \simeq 200 \text{ mA/gauss}$,

quatre ordres de grandeur meilleure que pour les dispositifs classiques.

où τ_{is}^* est la durée de vie effective en régime isolant ($\tau_{is}^* \simeq \tau_v \langle f_2 \rangle$).

Les commentaires du paragraphe précédent peuvent facilement être transposés à ce cas; en particulier, notons que pour des surfaces disymétriques la caractéristique $I(V)$ devient quadratique ($\tau_{is}^* \sim \frac{1}{V}$) et que la pente à l'origine de $I(B)$ est proportionnelle à V^4 .

2.4. Magnétodiode en régime de diffusion

L'augmentation du taux d'injection par l'intermédiaire de la polarisation, peut rendre la diffusion longitudinale prédominante dans (7) sur toute la longueur de la structure. On démontre alors, d'une part, que le courant I continue d'être très principalement déterminé par sa composante de conduction (eq. 13); d'autre part, $\delta n(x, y)$ solution bidimensionnelle de (7) s'exprime comme combinaison de $\delta n(x=0)$ et $\delta n(x=L)$ (ces excès de porteurs aux extrémités sont calculés en utilisant la conservation du courant à travers les jonctions p^+n et nn^+).

Deux types de caractéristique $I(V)$ peuvent être distingués selon le niveau d'injection [4, 5]. Si l'injection est relativement modérée, $\langle \delta n \rangle \sim I$ et donc le courant croît à tension constante (eq. 13); dans ce genre de caractéristique abrupte l'effet MC peut modifier la tension seuil. Avec l'augmentation du courant le taux d'injection devient élevé et $\langle \delta n \rangle \sim \sqrt{I}$. Une nouvelle loi quadratique se manifeste, mettant en évidence un accroissement du rôle joué par l'effet MC [4] :

$$I \sim (\langle f_2(y) \rangle_s V)^2 \quad (15)$$

Pour conclure cette brève étude des magnétodiodes à deux contacts injectants retenons que l'effet MC peut complètement modifier les régimes classiques de double injection, soit, par ordre croissant de polarisation (4) les régimes : ohmique, semiconducteur, isolant, diffusion « abrupte » et diffusion « quadratique ».

2.5. Magnétodiode à un contact injectant

Supposons le contact nn^+ de la structure précédente (fig. 2) remplacé par un contact ohmique ($\delta n(x=L) = 0$), favorisant la diffusion longitudinale : c'est le cas de la diode p^+n longue, premier dispositif ayant porté le nom de magnétodiode [8]. Dans ces conditions l'excès de porteurs n'est plus supérieur (partout) au dopage (eq. 4); l'équation (7) n'admet plus de solution analytique ($D^* = D^*(\delta n)$) et l'étude devient plus complexe [4]. Toutefois, l'explication de la très bonne sensibilité magnétique de cette structure peut être perçue de manière intuitive. On démontre que pour des conditions d'injection similaires au régime de diffusion « abrupte » et à champ magnétique nul, la caractéristique est exponentielle [8] :

$$I = I_0 \left(\exp \frac{V}{\beta C} - 1 \right), \quad \text{où} \quad C \simeq \exp \frac{L}{L^*} \quad (16)$$

(4) Pour un matériau donné un ou plusieurs régimes peuvent ne pas apparaître. Par exemple, pour des barreaux courts, le régime de diffusion peut masquer le régime isolant.

L'application de B conduit généralement, grâce (5) à l'effet MC [4, 9, 10] à la diminution du nombre moyen de porteurs (et de τ_{eff}), donc du courant. La résistance de la zone n augmente et la redistribution du potentiel se fait de manière à diminuer la polarisation de la jonction. Le courant diminue à nouveau pour un accroissement de sensibilité.

3. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

3.1. Magnétodiodes sur germanium

Le germanium représente le matériau semiconducteur idéal pour l'expérimentation et la réalisation des nouveaux dispositifs massifs, en raison de sa haute qualité cristalline, principalement à faible dopage. Nous avons utilisé des barreaux peu dopés (type n , de résistivité 30-50 Ωcm), de longueur 2-10 mm, d'épaisseur 0,5-2 mm et de largeur 2-3 mm. Les jonctions p^+n (ou nn^+) sont réalisées par contact et diffusion d'indium (ou d'étain) à environ 550 °C.

Les surfaces à très faible taux de recombinaison sont obtenues par polissage mécanique puis décapage chimique ; une forte vitesse de recombinaison est obtenue par détérioration mécanique à l'aide d'abrasifs.

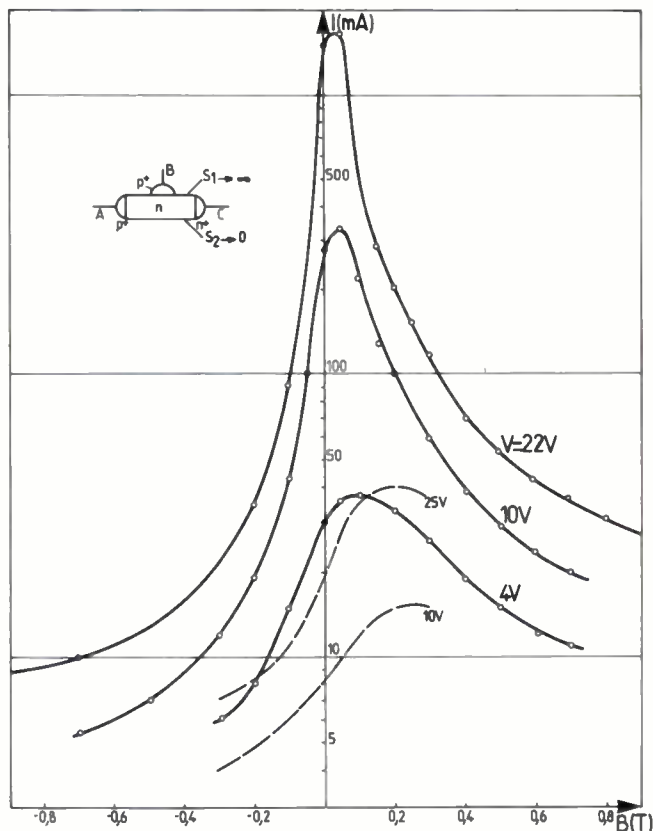


Fig. 3. — Variation expérimentale du courant en fonction de l'induction magnétique pour une magnétodiode à surfaces dissymétriques.

— magnétodiode « courte » (entre B et C),
 ---- magnétodiode « longue » (entre A et C),
 ($L \approx 1 \text{ cm}$, $b \approx 1 \text{ mm}$, $s_2 \rightarrow 0$, $s_1 \rightarrow \infty$).

(5) La réduction initiale de courant a été longtemps attribuée, non pas à l'effet MC, mais à la diminution magnétorésistive des mobilités, donc de L^* [8]. Un tel modèle ne pouvait expliquer les influences des surfaces, du sens de $\vec{B}$, ou de l'épaisseur du barreau, observées lors des mesures.

3.1.1. Structures à deux contacts injectants

La caractéristique $I(B)$ de la figure 3 est parfaitement typique pour les magnétodiodes dotées de vitesses de recombinaison en surface très différentes.

La structure utilisée présente deux jonctions p^+n , qui polarisées successivement, permettent d'étudier l'influence de la longueur du dispositif ; de plus, nous pensons que pour la diode « courte » la géométrie adoptée peut apporter un accroissement de sensibilité, en raison du meilleur couplage injection-magnétococoncentration : la région de charge d'espace de la diode p^+n est directement modulée par l'enrichissement ou l'appauvrissement en porteurs. Malgré l'importance de la courbure des lignes de champ, on remarque sur les figures 3 et 4 le très bon accord avec la théorie du régime semiconducteur (cf. § 2.2) :

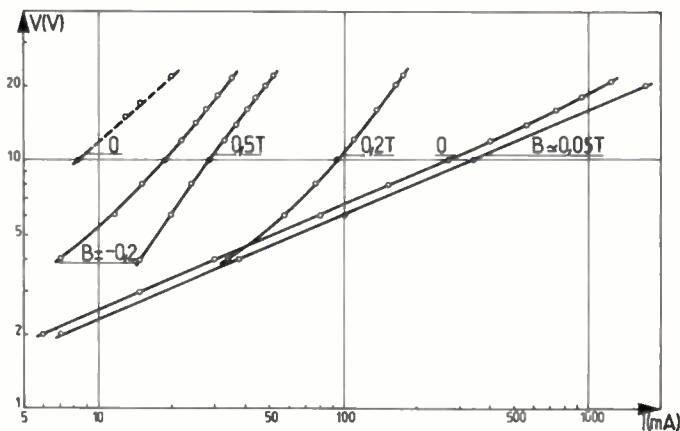


Fig. 4. — Caractéristiques courant-tension de la magnétodiode présentée en figure 3.

— magnétodiode « courte »,
 ---- magnétodiode « longue » (la longueur L est prohibitive pour l'apparition du régime semiconducteur).

— La loi $I \sim V^n$ est quadratique ($n \approx 2$) pour $B = 0$ jusqu'à 0,1 T (maximum de courant : $\tau_{sc}^* \approx \tau_v$) ou quasi-ohmique ($n \approx 1$) pour $|B| > 0,1 \text{ T}$.

— Autour de $B = 0$, une loi approximative $I \sim B$ est vérifiée ; la sensibilité magnétique (pente absolue) atteint 30 A/T et varie comme V^3 .

— La décroissance relative du courant avec B est plus rapide quand les porteurs sont déviés vers la surface fortement recombinante ; la région à meilleure sensibilité est donc obtenue pour $B < 0$.

Si les deux surfaces d'une magnétodiode sont décapées, les caractéristiques $I(B)$ deviennent paires. Dans notre exemple, figure 5, la sensibilité maximale, plus faible que dans le cas précédent (10 A/T), est déplacée autour de $B = 0,1-0,2 \text{ T}$. Bien que le courant décroisse relativement moins vite avec B , la variation absolue suit une loi $I \sim B^{-1,5}$ (vérifiée d'autant plus près de l'origine que la polarisation est forte).

Ces diverses constatations sont généralisables à d'autres magnétodiodes étudiées dans notre laboratoire [10] pour une assez large gamme d'épaisseurs (0,25-1,5 mm) et longueurs (2-15 mm). En régime continu ces magnétodiodes peuvent supporter un courant de 100 mA, sans que les caractéristiques évoluent au cours du temps. Un travail d'optimisation expérimentale permettra d'accroître les meilleures sensibilités (fig. 3-5) dans un rapport 10-100.

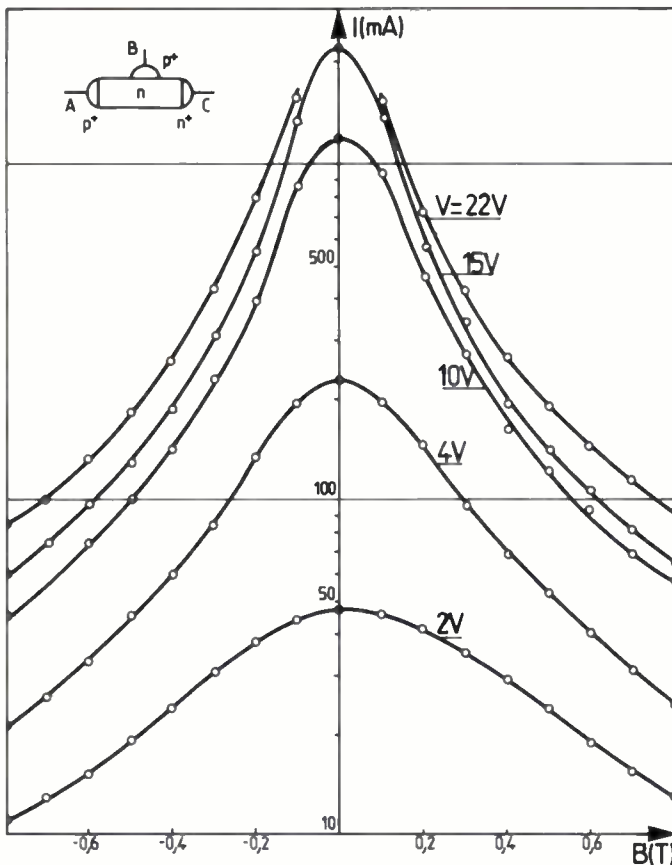


Fig. 5. — Caractéristiques expérimentales $I_{BC}(B)$ d'une magnétodiode à surfaces faiblement recombinantes, ($s_{1,2} \rightarrow 0$, $b \approx 1$ mm, $L \approx 1$ cm).

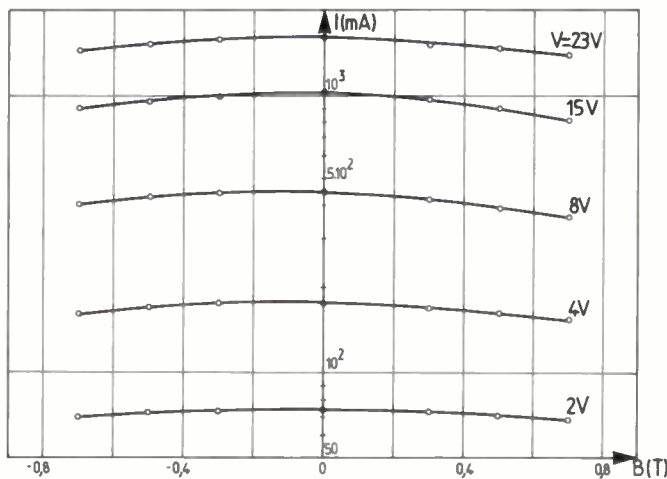


Fig. 6. — Caractéristiques expérimentales $I(B)$ d'une magnétodiode $p^{+}nn^{+}$ à surfaces fortement recombinantes.

Toute sensibilité disparaît pratiquement pour des structures ayant les deux surfaces disloquées mécaniquement (fig. 6). Ceci met définitivement en évidence le rôle fondamental du traitement des surfaces dans l'effet magnétodiode et confirme donc le bien fondé du modèle théorique.

3.1.2. Structures à un contact injectant.

L'allure générale des caractéristique $I(V)$ de ces magnétodiodes est donnée par les deux exemples de la figure 7 où le rôle du traitement des surfaces est mis en évidence [10].

La région de variation exponentielle, prévue théoriquement (§ 2.5) existe lors d'une injection suffisante ($V \approx 5-8$ V). La sensibilité magnétique à courant constant (mieux adap-

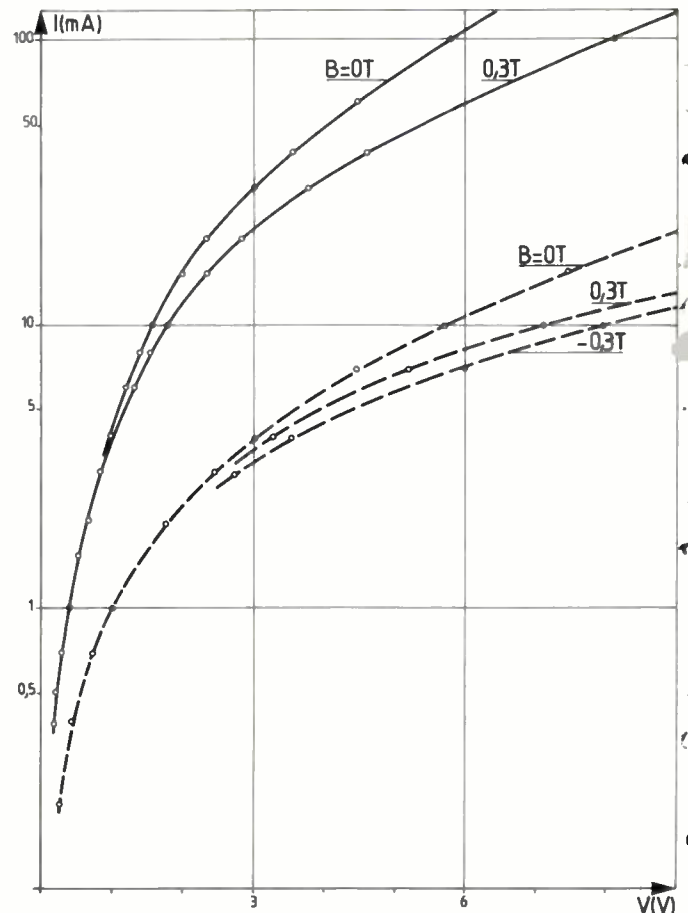


Fig. 7. — Caractéristiques expérimentales courant-tension pour deux magnétodiodes $p^{+}n$ à un contact injectant (d'après CHRETIEN [10]).

— $s_1 \approx s_2 \rightarrow 0$, $L/L^* = 5,89$,
 - - - $s_1 \neq s_2$, $L/L^* = 6,76$.

tée à ces structures) est intéressante (de l'ordre de 10 V/T), mais inférieure tout de même aux performances des magnétodiodes à deux contacts injectants (300 V/T). La limitation apparaissant lors de l'amélioration de sensibilité est due aux difficultés pratiques de réalisation d'une structure assez courte; on démontre [8, 11], en effet, que le rapport $L/L^* = 4 \div 7$ assure un couplage intéressant des effets composants : injection et MC (une structure plus courte présente un comportement de diode « normale » et une structure plus longue a une résistance de base trop importante). L'utilisation d'une technique d'intégration permet de surmonter les difficultés d'ordre technologique (contrôle du dopage et de la définition géométrique) et assure une parfaite reproductibilité de fabrication.

3.2. Magnétodiodes intégrées SSI

Les possibilités d'une technique récente de micro-intégration (SSI-Silicium Sur Isolant ou SOS-Silicon On Sapphire) s'accordent naturellement aux exigences de l'effet magnétodiode :

- L'épaisseur des couches de Si épitaxié sur saphir, d'environ 1 μm , correspond parfaitement à l'épaisseur optimale des magnétodiodes pour ce matériau ($b \sim L^*$).

- Les taux de recombinaison au voisinage des deux interfaces (Si/SiO₂ et Si/Al₂O₃) sont très différents (l'écart des propriétés cristallographiques et thermiques du Si et du saphir conduit à une grande densité de centres de recombinaison à cet interface).

La figure 8 montre les caractéristiques d'une magnétodiode réalisée en collaboration avec le LETI-Grenoble.

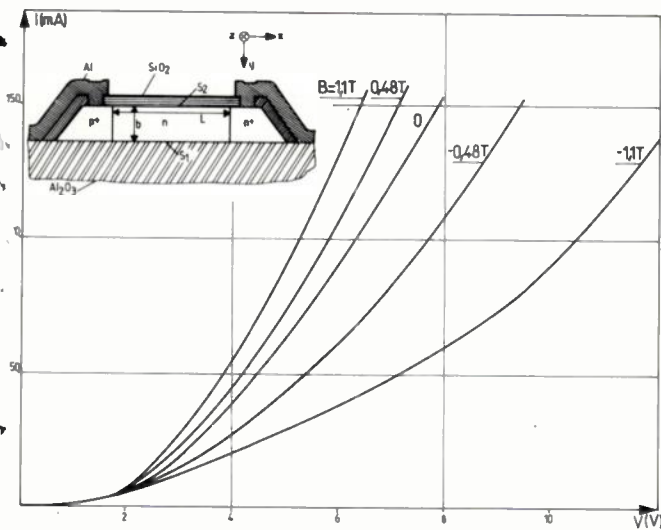


Fig. 8. — Magnétodiode intégrée SSI et caractéristiques courant-tension.
($b = 7 \mu\text{m}$, $L = 18 \mu\text{m}$).

Pour une polarisation de 5-10 V, la loi quadratique définissant le régime semiconducteur à $B = 0$ est très convenablement vérifiée ; de plus, la relation théorique (10) correspond exactement aux résultats expérimentaux, dans une large gamme de B . Les sensibilités magnétiques de l'ordre de 5-10 V/T ou 150 mA/T, sont particulièrement intéressantes compte-tenu des dimensions « microniques » du dispositif [12]. L'augmentation du courant pour $B > 0$, révèle le très faible taux de recombinaison à l'interface Si — silice. Des résultats similaires ont été relevés sur les micromagnétodiodes ($b \approx 0,6 \mu\text{m}$) Siemens [13].

Avant de détailler les applications des magnétodiodes, rappelons, d'une part, le travail de Stafeev [8, 11] dans le domaine des magnétodiodes à un contact injectant sur du silicium massif de haute résistivité ; d'autre part, l'association de l'effet magnétodiode (à deux contacts injectants) et d'une sonde Métal-Isolant-Semiconducteur a permis la réalisation d'un nouveau dispositif magnétosensible (pour lequel une très bonne sensibilité en tension est obtenue grâce à l'influence de l'effet magnétodiode sur le courant inverse de la sonde Schottky) [14].

4. APPLICATION DES MAGNÉTODIODES

4.1. Capteurs magnétiques de grande sensibilité

La notion de sensibilité magnétique est souvent trop vague et dépend essentiellement de l'utilité que l'on veut conférer au dispositif. La comparaison des magnétodiodes aux dispositifs magnétosensibles classiques fonctionnant sur le principe des effets Hall ou magnétorésistance, montre des performances globales supérieures d'au moins un ordre de grandeur en faveur de la magnétodiode. Précisons les sensibilités magnétiques absolues (pentes moyennes ou dynamiques) relevées expérimentalement :

$$\begin{aligned}\Delta V / \Delta B &> 300 \text{ V/T}, \\ \Delta I / \Delta B &> 30 \text{ A/T}, \\ \Delta R / \Delta B &> 10 \text{ k}\Omega/\text{T}.\end{aligned}$$

Ces valeurs correspondent à des polarisations modérées ($I \approx 100 \text{ mA}$, $V \approx 20 \text{ V}$), de manière à ce que les sensibilités relatives (ex. : $\Delta I / V \Delta B$, $\Delta I / I \Delta B$, etc.) soient simultanément intéressantes.

Il est clair que les performances absolues peuvent être encore accrues si l'on favorise le passage du courant : structures larges et relativement courtes (cf. éq. 10). Une pente en puissance de l'ordre de 1 kW/T est ainsi accessible.

L'intérêt des magnétodiodes réside aussi dans la possibilité de fixer les régions à haute sensibilité autour d'une induction magnétique donnée, grâce au traitement judicieux des surfaces. Il est alors aisé de détecter non seulement de faibles champs magnétiques, mais encore les faibles perturbations des champs donnés ; en particulier il devient possible de s'affranchir des champs magnétiques continus, parasites par rapport aux modulations à détecter.

Des inductions magnétiques variables d'intensité 1-100 γ ($1 \gamma = 10^{-9} \text{ T}$) ont été détectées à l'aide des magnétodiodes sur Ge à rapport signal sur bruit unité, dans la zone 0,1 Hz-100 kHz. Le signal minimal peut être nettement amélioré à l'aide des concentrateurs de champ (dans un rapport 100) et en refroidissant fortement les dispositifs [10].

La bande passante des signaux détectés est limitée par la durée de vie effective des porteurs ; dans le cas des magnétodiodes SSI on peut accéder à des fréquences de coupures de 100 MHz. L'intérêt des magnétodiodes dans la mesure des faibles champs est lié au niveau relativement fort des signaux disponibles en sortie ; il s'ensuit que le traitement du signal nécessitera une électronique peu complexe, favorisant en particulier l'intégration du système complet de détection. La réalisation, sur la même puce, de plusieurs micromagnétodiodes SSI et de l'ensemble adéquat de traitement, actuellement en cours d'étude (LETI et ERA 659), permettra l'augmentation des performances et l'accès aux mesures directionnelles de champs.

Parmi les vastes applications que l'on peut envisager, dénombrons à titre d'exemple :

- mesure de faibles champs : magnétométrie, détection des bulles magnétiques dans les mémoires, téléphonie, etc...
- mesure de faibles variations des champs : prospection des réserves minéralogiques et préventions volcaniques grâce aux petites perturbations du champ terrestre, détection de passage d'aimants (pour machines à écrire), etc...
- mesure des variations du signal lors du passage de la magnétodiode à travers les lignes d'un champ stable : mesure de pression (microphones à fort niveau de sortie, haut-parleur, etc...), détection de position des pièces en mouvement (dans les moteurs et en particulier pour l'automobile), systèmes d'arrêt automatique, (tourne-disques, etc...), capteurs de proximité (robotique industrielle ou utilisation domestique), détection de champs tournants (électrotechnique), détection d'angles, etc...
- commutation magnétique en raison de la forte non linéarité des caractéristiques : interrupteurs rapides et de puissance (des disjoncteurs à commande magnétique très performants pourraient être réalisés à l'aide de magnétodiodes travaillant en régime de diffusion « abrupte » (cf. § 2.4) ou en régime de résistance négative (cf. 2.1.b).

Plus généralement encore, si on envisage le système source d'induction magnétique-magnétodiode, il devient possible

de détecter tout type de phénomène susceptible de perturber la source.

L'utilisation première de l'effet MD pour la réalisation des capteurs magnétiques performants ne doit pas être dissociée de l'intérêt plus fondamental qu'il présente dans la connaissance des phénomènes physiques, particulièrement des recombinaisons dans les semiconducteurs.

4.2. Caractérisation des matériaux semiconducteurs.

Les deux phénomènes qui sont à l'origine de l'effet MD (l'effet MC et la double injection) sont régis essentiellement par les processus de recombinaison ; réciproquement l'ajustement des résultats théoriques et expérimentaux conduit aisément et avec une très bonne résolution à la connaissance des mécanismes de recombinaison. La magnétodiode se révèle être le seul moyen connu de détermination simultanée de la durée de vie volumique et des vitesses de recombinaison sur les deux surfaces, dans un matériau semiconducteur extrinsèque ; pour les semiconducteurs quasi-intrinsèques le seul effet MC suffit.

Une telle étude a été faite pour le Silicium Sur Isolant où une meilleure connaissance des processus de recombinaison (directement liés aux performances des divers circuits : haute fréquence, courants de fuite, tensions seuils, etc...) peut entraîner des améliorations technologiques. En généralisant la théorie exposée, nous avons déterminé non seulement la vitesse de recombinaison aux interfaces SiSiO_2 et SiAl_2O_3 mais aussi le profil de la durée de vie dans les couches minces de Si [7].

5. CONCLUSION

Le modèle théorique de la magnétodiode permet d'éclairer ses principes de fonctionnement, et d'éviter ainsi tout empirisme lors de la réalisation artisanale des dispositifs massifs (Ge, Si). Toutefois, nous pensons que l'avenir des magnétodiodes réside principalement dans leur intégration, qui assurera plus facilement l'optimisation technologique, l'association aux circuits de traitement, la simplicité d'utilisation et donc leur large diffusion.

Bibliographie

- [1] MADELUNG O., TEWORDT L. et WELKER H. — « Zur Theorie der Magnetischen Sperrschicht in Halbleitern », *Z. Naturforsch.*, 1955, 10a, 476.
- [2] CHOVEL A. et KAMARINOS G. — « Magnétorésistance anormale par effet de surface dans les semiconducteurs », *Rev. Phys. Appl.*, 1971, 6, 345.
- [3] CRISTOLOVEANU S. et CHOVEL A. — « Transverse diffusion currents as an important source of errors in magnetoresistance measurements », *J. Phys. (C) : Sol State Phys.*, 1978, 11, 3981.
- [4] CRISTOLOVEANU S. — « Influence of surfaces and magnetic field on double injection phenomena » (to be published).
- [5] BARON R. et MAYER J. W. — « Semiconductor and Semimetals (6) », Academic Press, New York, 1970.
- [6] PFLEIDERER H. — « Magnetodiode model », *Sol. State Electron.*, 1972, 15, 335.
- [7] CRISTOLOVEANU S., CHOVEL A. et KAMARINOS G. — « Non uniform recombination in thin Silicon-On-Sapphire films », *Sol. Stat. Electron.*, 1978, 21, 1563.
- [8] STAFEEV V.I. — « Modulation of diffusion length as a new principle of operation of semiconductor devices », *Sov. Phys., Sol. State*, 1959, 1, 763.
- [9] GRIBNIKOV Z.S., LOMOYA G.I. et ROMANOV V.A. — « Injection of current carriers in anisotropic semiconductor plates and the magnetodiode effect », *Phys. Stat. Sol.*, 1968, 28, 815.
- [10] CHRÉTIEN J. — « Les dispositifs à injection de porteurs », *Thèse, INPG*, 1977.
- [11] KARAKUSHAN E.I., KOVARSKII V. Ya., KOMAROVSKIKH K.F., GAMOLIN E.I. et STAFEEV V.I. — *Sov. Phys. Semicond.*, 1970, 3, 11, 1453.
- [12] KAMARINOS G., VIKTOROVITCH P., CRISTOLOVEANU S., BOREL J. et STADÉRINI R. — « Silicon on sapphire magnetodiodes of high sensitivity », *IEDM Washington, Technical Digest*, 1977, 114A.
- [13] LILIENKAMP P. et PFLEIDERER H. — « An ESFI-SOS magnetodiode », *Phys. Stat. Sol. (a)*, 1977, 43, 479.
- [14] CHRÉTIEN J., KAMARINOS G. et VIKTOROVITCH P. — « Capteur magnétique de très grande sensibilité à sonde Schottky », *Rev. Phys. Appl.*, 1977, 12, 1699.

Je tiens à remercier le Dr A. CHOVEL et le Dr G. KAMARINOS pour leur intérêt et l'aide apportée à la rédaction de ce travail.



S. CRISTOLOVEANU,

Docteur 3^e cycle.

E.N.S.E.R., Équipe de « Physique des Composants à Semiconducteurs », ERA au CNRS n° 659, 23, avenue des Martyrs, 38041 Grenoble Cedex (France), (tél. : 16176-87-69-76).

Influence de la fréquence d'échantillonnage sur le gain statique et la réponse transitoire d'une commande numérique.

par A. PEUTEMAN *

RÉSUMÉ

La commande numérique d'un asservissement nécessite, en vue d'obtenir une réponse indicielle acceptable, l'emploi d'un correcteur numérique, chargé de traiter les échantillons de l'écart entre les grandeurs d'entrée et de sortie de l'asservissement.

Si l'on choisit une fréquence d'échantillonnage, qui peut sembler suffisante au sens de Shannon, on est conduit le plus souvent à un gain statique en boucle ouverte, trop faible pour assurer une résistance satisfaisante aux perturbations. Dans ce qui suit, on montre que le gain statique en boucle ouverte doit être proportionnel à la fréquence d'échantillonnage si l'on conserve les mêmes valeurs de la réponse indicielle aux instants d'échantillonnage. On peut ainsi, dans certains cas, simplement en augmentant la fréquence d'échantillonnage, parvenir à un gain en boucle ouverte suffisant pour assurer un bon statisme, sans avoir à utiliser un deuxième correcteur chargé de traiter directement les échantillons d'entrée de l'asservissement. Une vérification expérimentale des formules proposées est décrite; elle utilise un microprocesseur à huit bits. Enfin, la possibilité d'obtenir une réponse indicielle oscillante, d'amortissement déterminé, formée de réponses apériodiques en temps minimal, successives et semblables, est examinée, et un exemple d'application donné.

SUMMARY

The influence of sampling frequency upon static gain and transient response of sampled data control systems

In order to obtain an acceptable transient response, the digital control of a servo mechanism requires the use of a digital corrector, whose function is to treat the samples of the error between the input and output of the servo mechanism.

If a sampling frequency is selected, which may seem adequate in the Shannon sense, this very often results in an open-loop static gain that is too weak to ensure satisfactory resistance to perturbations.

In the following study, we will show that open-loop static gain must be proportional to sampling frequency, if values of transient response to the step function, measured at sampling moments, are kept constant. It is thus possible, in certain cases, merely by increasing the sampling frequency, to achieve an open-loop gain which is sufficient to ensure a good static behaviour, without having to use a second corrector whose function would be to treat the samples of the input of the servo mechanism directly.

An experimental analysis of the proposing formulas is described; it employs an eight-bit processor. Finally, we examine the possibility of obtaining an oscillating transient response, with predetermined damping, formed from successive and equal aperiodic responses in minimal time and we give an example of its application.

INTRODUCTION

L'étude présentée dans cet article utilise la méthode des matrices temporelles, à l'établissement de la relation de proportionnalité entre le gain statique en boucle d'un asservissement à commande numérique, et la fréquence d'échantillonnage (paragraphe I à V). Puis cette même méthode est employée au calcul d'un correcteur numérique en vue d'obtenir une réponse indicielle périodique amortie, de dépassement et d'amortissement donnés. Toutefois, cette méthode ne permettant pas d'obtenir avec certitude des valeurs acceptables entre échantillons, il est proposé de réaliser la réponse désirée sous forme d'une suite de réponses apériodiques en temps minimal, successives et semblables.

Étant donné la classe choisie pour le système à commander, aucune de ces réponses ne présente en effet de risque de dépassement intempestif entre échantillons (paragraphe VI).

I. ÉTUDE DU CORRECTEUR. CADRE DE L'ÉTUDE

Le discriminateur (fig. 1) forme l'écart $\varepsilon(t) = e(t) - s(t)$ entre l'entrée et la sortie de l'asservissement; $\varepsilon(t)$ est échantillonné à la fréquence $\left(\frac{1}{T_e}\right)$.

Les échantillons sont appliqués à un bloqueur d'ordre zéro (B_0), qui émet une suite de paliers analogiques $(\varepsilon_k)_A$, k désignant le numéro d'ordre de l'échantillon. Ces paliers sont transformés par le codeur (A/N) en une suite de mots $(\varepsilon_k)_N$, sur une base proportionnelle. Le nombre de bits est supposé suffisant pour que le bruit de quantification soit négligeable.

La suite $(\varepsilon_k)_N$ est traitée par le correcteur numérique $N(z)$, constitué par un microprocesseur convenablement pro-

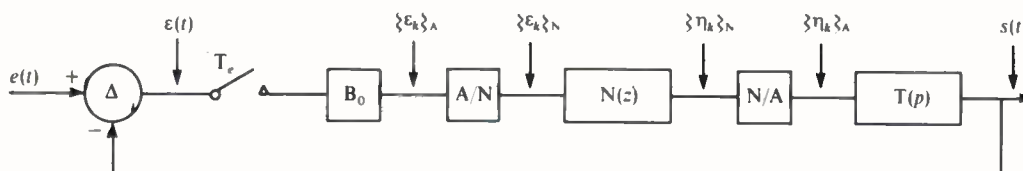


Fig. 1. — Constitution de l'asservissement à commande numérique.

* Professeur à L'ENSEA.

grammé. Le correcteur émet la suite des paliers numériques (η_k) , transformés par le décodeur (N/A) en une suite de paliers analogiques $(\eta_k)_A$. Ces paliers sont finalement appliqués au système à commander. Ce système est supposé sans retard pur, d'ordre (n) , et formé d'un intégrateur et de $(n - 1)$ constantes de temps :

$$T(p) = \frac{1}{p(\bar{c}_1 p + 1)(\bar{c}_2 p + 1) \dots (\bar{c}_{n-1} p + 1)} \quad (1)$$

Dans ce qui suit, η , s désignent respectivement les matrices unicolonnes des commandes et des sorties du système $T(p)$, aux instants d'échantillonnage. On suppose que $N(z)$ n'est jamais saturé ; en fait, on réduit le plus possible les risques de dépassement numérique de capacité, en réalisant le gain nécessaire à l'aide d'amplificateurs analogiques, qui seront considérés comme appartenant à $N(z)$; de la même façon, un numérateur différent de l'unité dans l'expression de $T(p)$ sera incorporé à $N(z)$.

II. RELATION COMMANDES/RÉPONSE AU CRÉNEAU, EN L'ABSENCE DE PERTURBATIONS

Les valeurs de la grandeur de sortie, aux instants d'échantillonnage, sont données par la relation matricielle :

$$s = G\eta \quad (2)$$

où G , matrice de transfert de $T(p)$, est formée des valeurs $g_0, g_1, \dots, g(\infty)$ de la réponse de $T(p)$ à un créneau de hauteur unité et de durée (T_e) , valeurs mesurées aux instants $0, T_e, 2T_e, 3T_e, \dots (\infty)$, l'instant 0 étant celui du début du créneau :

$$G = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ g_1 & g_0 & 0 & 0 & \dots \\ g_2 & g_1 & g_0 & 0 & \dots \\ g_3 & g_2 & g_1 & g_0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix}$$

La relation (2) donne en fait les valeurs de s_k par les produits de convolution discrète :

$$s_k = g_k \eta_0 + g_{k-1} \eta_1 + g_{k-2} \eta_2 + \dots + g_1 \eta_{k-1},$$

car

$$g_0 = 0.$$

Deux conditions suffisantes (à remplir ensemble) pour que (s_k) converge, c'est-à-dire tende vers une limite quand (k) tend vers l'infini, sont que :

- le terme général (g_k) converge $(g(\infty))$ désignera sa limite).
- la série de terme général (η_i) soit absolument convergente. On peut en effet écrire, aussi grand que soit (m) :

$$\lim s_k = \sum_{i=0}^m g_{k-i} \eta_i + \sum_{i=m+1}^{\infty} g_{k-i} \eta_i \quad (2a)$$

Quand (k) tend vers l'infini, la première somme tend vers

$$g(\infty) \sum_{i=0}^m \eta_i,$$

car (g_{k-i}) tend vers $g(\infty)$; la deuxième somme est un reste (R_m) inférieur en module à

$$\sum_{i=m+1}^{\infty} |g_{k-i}| |\eta_i|;$$

$|g_{k-i}|$ étant borné supérieurement par (M) , puisque (g_k) est convergent, on a

$$|R_m| < M \cdot \sum_{i=m+1}^{\infty} |\eta_i|;$$

la série de terme général (η_i) étant absolument convergente, $|R_m|$ peut être rendu aussi petit qu'on le veut en prenant (m) assez grand, donc (s_k) tend vers la première somme de (2a), où (m) tend vers l'infini ; en remplaçant la notation (i) par la notation (k) , on a donc :

$$\lim s_k = g(\infty) \sum_{k=0}^{\infty} \eta_k = \mu.$$

Pour que l'asservissement soit à l'équilibre pour $t \rightarrow \infty$, il faut avoir $\lim_{k \rightarrow \infty} s_k = 1$, ce qui est toujours possible en multipliant par (μ^{-1}) tous les termes (η_k) ; la notation (η_k) , désignant désormais le terme général des commandes ainsi modifiées, il vient :

$$\lim s_k = 1 = g(\infty) \sum_{k=0}^{\infty} \eta_k \quad (2b)$$

Les deux conditions suffisantes énoncées ci-dessus sont remplies dans la présente étude ; en effet :

- L'image de la réponse de $T(p)$, définie par la relation (1), au créneau unitaire de durée (T_e) , est :

$$G(p) = U(p) \cdot [1 - \exp(-T_e p)],$$

où $U(p)$ est l'image de la réponse indicielle de $T(p)$:

$$U(p) = \frac{T(p)}{p} = \frac{1}{p^2 \prod_{i=1}^{n-1} (\bar{c}_i p + 1)},$$

$\prod_{i=1}^{n-1}$ représentant le produit des monômes $(\bar{c}_i p + 1)$. Les pôles de $T(p)$ sont négatifs : La réponse indicielle de $T(p)$, et par suite g_k , convergent.

D'après le théorème des limites :

$$g(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p G(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1 - \exp(-p T_e)}{p \prod_{i=1}^{n-1} (\bar{c}_i p + 1)} = T_e \quad (2c)$$

- La série (η_k) est absolument convergente dans les deux cas étudiés :

- Réponse apériodique en temps minimal (RATM en abrégé) (§4), pour laquelle $\eta_k = 0$ pour $k \geq n$, (n) étant l'ordre de $T(p)$; la série (η_k) est alors absolument convergente, et de somme

$$\sum_{k=0}^{n-1} \eta_k.$$

- RATM successives et semblables (§VI) ; dans ce cas, la série (η_k) est formée de suites finies de (n) termes, proportionnels dans un rapport (λ) aux termes de même rang de la suite précédente, avec $-1 < \lambda < 0$. Si (S) désigne la somme des modules de la première suite (η_0) à (η_{n-1}) , les sommes des modules des termes des suites successives sont :

$$S|\lambda|, S\lambda^2, S|\lambda|^3, \dots$$

d'où

$$\sum_{k=0}^{\infty} |\eta_k| = S(1 + |\lambda| + \lambda^2 + |\lambda|^3 + \dots),$$

progression géométrique convergente, car $|\lambda| < 1$, et de

somme $S \frac{1}{1 - |\lambda|}$; la série (η_k) est donc absolument convergente, de somme :

$$\sum_{k=0}^{\infty} \eta_k = \sum_{k=0}^{n-1} \eta_k \cdot (1 + \lambda^2 + \lambda^4 + \dots) - |\lambda| \sum_{k=0}^{n-1} \eta_k \cdot (1 + \lambda^2 + \lambda^4 + \dots) = \sum_{k=0}^{n-1} \eta_k \cdot (1 + \lambda^2 + \lambda^4 + \dots) \cdot (1 - |\lambda|) = \frac{\sum_{k=0}^{n-1} \eta_k}{1 + |\lambda|}.$$

Dans les deux cas considérés, comme dans tout autre cas où (s_k) est convergent, on peut donc écrire, en portant (2c) en (2b) :

$$T_e \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \eta_k = 1. \quad (3)$$

III. RELATION ENTRE LES COEFFICIENTS DU CORRECTEUR ET LE GAIN STATIQUE K :

Dans le fonctionnement en régulateur, en présence de perturbations statiques, les grandeurs sont supposées constantes à l'entrée et à la sortie du correcteur ; (α) et (β) désignant ces grandeurs, et $N(z)$ étant mis sous forme ouverte (c'est-à-dire non récursive) :

$$N(z) = \frac{\eta(z)}{\varepsilon(z)} = \sum_{i=0}^{\infty} A_i z^{-i}, \quad (4)$$

on peut calculer (β) en appliquant à l'entrée du correcteur l'échelon de transformée en z : $\varepsilon(z) = \alpha \frac{z}{z-1}$:

$$\beta = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) \cdot \eta(z) = \lim_{z \rightarrow 1} \alpha \cdot z \cdot \sum_{i=0}^{\infty} A_i z^{-i} = \alpha \cdot \sum_{i=0}^{\infty} A_i.$$

Le rapport $\frac{\beta}{\alpha}$ est le gain statique en boucle ouverte (K), le retour étant supposé unitaire :

$$K = \sum_{i=0}^{\infty} A_i. \quad (5)$$

D'autre part, la relation (4) donne, sous réserve que $\lim_{i \rightarrow \infty} (A_i) = 0$ et que $\lim_{k \rightarrow 0} (\varepsilon_k) = 0$, ce qui est le cas pour un asservissement stable :

$$\sum_{k=0}^{\infty} \eta_k = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{i=0}^k (A_i \varepsilon_{k-i}) = \sum_{i=0}^{\infty} A_i \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_k = K \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_k \quad (6)$$

Portons (6) en (3) :

$$K \cdot T_e \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_k = 1. \quad (7)$$

REMARQUE : On peut démontrer plus simplement la relation (6) en utilisant la forme récursive pour $N(z)$: d'après la définition de la transformée en z , celle de l'entrée du correcteur est :

$$\varepsilon(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_k \cdot z^{-k},$$

et celle de sa sortie est :

$$\eta(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \eta_k \cdot z^{-k},$$

d'où la transmittance en z du correcteur, directement sous forme récursive :

$$N(z) = \frac{\eta(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} \eta_k \cdot z^{-k}}{\sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_k \cdot z^{-k}} \quad (4a)$$

en supposant que le correcteur ainsi construit soit stable, c'est-à-dire que les pôles de $N(z)$ soient tous situés à l'intérieur du cercle de convergence

$|z| = 1$; on obtient, avec l'entrée en échelon, d'image : $\alpha \cdot \frac{z}{z-1}$, la valeur de la sortie permanente :

$$\beta = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) \cdot \eta(z) = \alpha \cdot \frac{\sum_{k=0}^{\infty} \eta_k}{\sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_k}$$

d'où la relation (6) :

$$K = \frac{\beta}{\alpha} = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} \eta_k}{\sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_k}.$$

La relation (7) montre que, pour une réponse indicielle de l'asservissement dont on se donne la liste des valeurs (s_k) aux instants d'échantillonnage, la somme

$$\sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_k = \sum_{k=0}^{\infty} (1 - s_k)$$

étant alors constante, la fréquence d'échantillonnage $F_e = T_e^{-1}$ doit être prise proportionnelle au gain statique en boucle ouverte (K), quel que soit le nombre de constantes de temps de $T(p)$. Il faut toutefois vérifier que les réponses entre échantillons restent acceptables.

IV. CAS DE LA RÉPONSE INDICIELLE APÉRIODIQUE EN TEMPS MINIMAL (RATM)

On sait que l'on peut, en (n) paliers de commande au minimum, faire passer un système linéaire $T(p)$, d'ordre (n) , d'un état initial donné $\langle s_0, s'_0, \dots, s_0^{(n-1)} \rangle^t$ à un état final donné $\langle s_F, s'_F, \dots, s_F^{(n-1)} \rangle^t$; $(s, s', \dots)$ représentent la grandeur de sortie et ses dérivées, choisies comme variables d'état. Dans le cas de la R.A.T.M., l'état initial est $\langle 0, 0, 0 \dots 0 \rangle^t$ et l'état final $\langle 1, 0, 0, 0 \rangle^t$. Les écarts aux instants d'échantillonnage sont $\langle \varepsilon_0, \varepsilon_1, \dots, \varepsilon_{n-1}, 0, 0 \dots \rangle^t$. La relation (7) devient en ce cas

$$K T_e \sum_{k=0}^{n-1} \varepsilon_k = 1, \quad \varepsilon_0 = 1. \quad (7a)$$

toutefois, les $(n-1)$ valeurs intermédiaires de ε_k sont déterminées rigidelement dans ce type de commande et dépendent de T_e , si bien que la liste des (ε_k) , donc la somme $\sum_{k=0}^{n-1} \varepsilon_k$, dépend de (T_e) ; on vérifiera cependant, dans le cas du deuxième ordre, que cette somme varie peu et que la loi de proportionnalité entre (K) et (F_e) , fréquence d'échantillonnage, est pratiquement vérifiée, avec une bonne approximation, dès que $\mathcal{C} F_e > 2$, $\mathcal{C}$ étant la constante de temps de $T(p)$.

Dans le cas d'une R.A.T.M. d'un deuxième ordre :

$$T(p) = \frac{1}{p(\mathcal{C}p + 1)},$$

et, d'après (7a) :

$$KT_e(1 + \varepsilon_1) = 1 \quad (7b)$$

La relation (2) donne (fig. 2) :

$$\begin{aligned} s_1 &= 1 - \varepsilon_1 = g_1\eta_0; & s_2 &= 1 = g_2\eta_0 + g_1\eta_1; \\ s_3 &= 1 = g_3\eta_0 + g_2\eta_1, & \text{car } \eta_2 &= 0, \end{aligned}$$

d'où l'on tire :

$$\begin{aligned} \eta_0 &= \frac{g_2 - g_1}{g_2^2 - g_1g_3}, & \eta_1 &= \frac{g_2 - g_3}{g_2^2 - g_1g_3}, \\ s_1 &= g_1 \frac{g_2 - g_1}{g_2^2 - g_1g_3} \end{aligned} \quad (8)$$

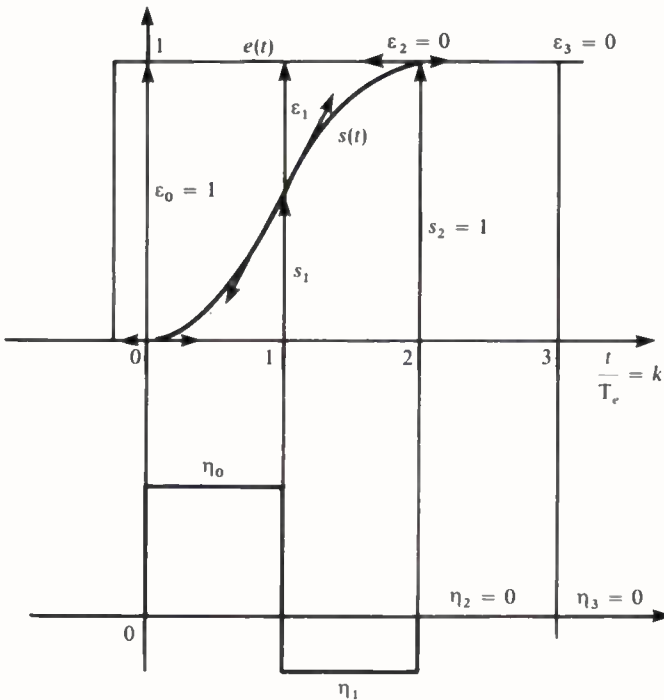


Fig. 2. — Réponse aperiodique en temps minimal ($n = 2$).

En posant : $u = \frac{T_e}{\mathcal{C}}$, on trouve aisément :

$$\begin{aligned} g_1 &= \mathcal{C}[u + \exp(-u) - 1], \\ g_2 &= \mathcal{C}\{u + \exp(-u)[\exp(-u) - 1]\}, \\ g_3 &= \mathcal{C}\{u + \exp(-2u)[\exp(-u) - 1]\} \end{aligned}$$

d'où :

$$s_1 = [1 - \exp(-u)]^{-1} - u^{-1},$$

dont le graphe est représenté figure 3, l'abscisse étant $1/u = \mathcal{C}F_e$; on voit que, pour $\mathcal{C}F_e > 2$, on a : $s_1 = 0,5$ à 10 % près, 0,5 étant la valeur asymptotique; on a donc : $\varepsilon_1 = 1 - s_1 \cong 0,5$ et la relation approchée :

$$1,5 K \cdot T_e \cong 1 \quad (9)$$

Les valeurs (η_0) , (η_1) , (s_1) , sont calculées à l'aide des relations (8).

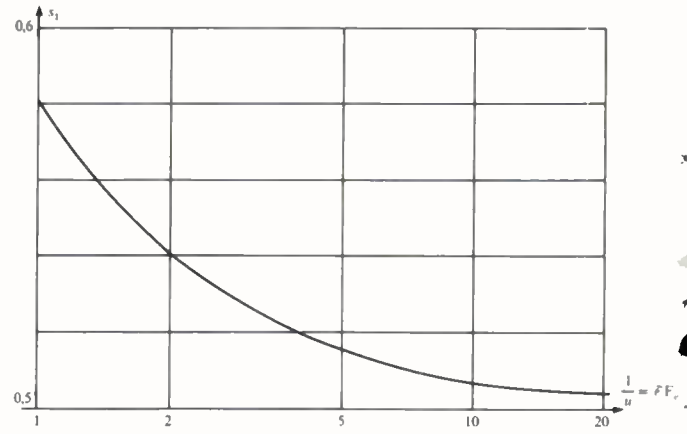


Fig. 3. — Variation de s_1 en fonction de la fréquence d'échantillonnage (RATM du 2^e ordre).

On obtient directement la forme récursive de la transmittance en Z du correcteur :

$$N(z) = \frac{\eta_0 + \eta_1 z^{-1}}{\varepsilon_0 + \varepsilon_1 z^{-1}} = \eta_0 \frac{z + \frac{\eta_1}{\eta_0}}{\varepsilon_0 z + \varepsilon_1} = K' \frac{z - a}{z + b} \quad (10)$$

avec :

$$\begin{aligned} K' &= \eta_0, & a &= \frac{-\eta_1}{\eta_0} = \frac{g_3 - g_2}{g_2 - g_1}, \\ b &= \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_0} = \varepsilon_1 = 1 - s_1 \end{aligned} \quad (11)$$

Le gain statique du correcteur est alors, d'après la relation (6) :

$$K = \frac{\eta_0 + \eta_1}{\varepsilon_0 + \varepsilon_1} = K' \frac{1 - a}{1 + b} \quad (\text{on fait } Z = 1 \text{ en (10)}) \quad (12)$$

V. EXPÉRIMENTATION

Des essais de validité de la relation (7b) ont été effectués dans le cas de la R.A.T.M. pour le deuxième ordre :

$T(p) = \frac{1}{p(p + 1)}$ ($\mathcal{C} = 1$ s), avec les périodes d'échantillonnage suivantes :

$$T_e = 1; 0,6; 0,4; 0,2; 0,1; 0,033 \text{ (seconde).}$$

Dans le tableau figure 4 on a, pour chaque valeur de T_e , calculé (g_1) , (g_2) , (g_3) , puis (η_0) , (η_1) , (s_1) d'après (8), et (K') , (a) , (b) d'après (11). L'oscillographe à mémoire permet de vérifier

T_e (s)	K	K'	a	b = ε_1	e_0 (mV)	$KT_e(1 + \varepsilon_1)$
1	0,704	1,58	0,368	0,418	9 000	1
0,6	1,149	3,69	0,549	0,450	3 780	1
0,4	1,699	7,62	0,672	0,471	1 820	1
0,2	3,367	27,32	0,817	0,485	500	1
0,1	6,706	106,4	0,906	0,491	128	1
0,033	20,24	918	0,967	0,497	15	1

Fig. 4. — Tableau des résultats (RATM 2^e ordre)
(e_0 est l'échelon maximum d'entrée applicable sans saturation)

que l'on obtient bien toujours une R.A.T.M. Le gain statique en boucle (K) vérifie bien la relation (7b), comme le montre la dernière colonne du tableau ; comme (ε_1) est pratiquement constant, (K) est sensiblement proportionnel à la fréquence d'échantillonnage comme le montre la relation approchée (9).

La variation des paramètres (a) et (b) est reproduite dans le graphe de la figure 5, tiré du tableau figure 4.

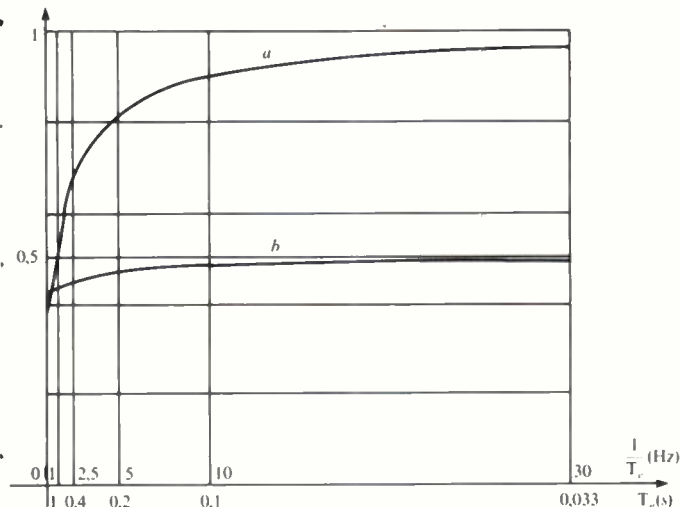


Fig. 5. — Variation des coefficients du correcteur en fonction de la fréquence d'échantillonnage (CRATM 2^e ordre, $\bar{\varepsilon} = 1$ s).

On note que (b) est en effet pratiquement constant, tandis que (a) tend vers l'unité quand (T_e) tend vers 0 ; on peut justifier cette limite de la façon suivante : quand la durée (T_e) du créneau de hauteur unité tend vers 0, on peut remplacer ce créneau par une impulsion $T_e \delta(t)$, où $\delta(t)$ est l'impulsion de Dirac ; la réponse de $T(p)$ à ce créneau limite est alors l'original de $T_e \cdot T(p)$, soit :

$$g(t) \cong T_e \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\bar{\varepsilon}}\right) \right] \cong T_e \frac{t}{\bar{\varepsilon}}, \quad \text{si } t \ll \bar{\varepsilon} \quad (13)$$

Les valeurs de la réponse au créneau étant dès lors proportionnelles à (t), on a :

$$g_2 - g_1 = g_3 - g_2,$$

et, d'après (11) :

$$a = \frac{\eta_1}{\eta_0} = \frac{g_3 - g_2}{g_2 - g_1} = 1.$$

Cette circonstance ($a \rightarrow 1$) implique une limite au procédé qui consiste à augmenter (K) en augmentant la fréquence d'échantillonnage : l'accroissement de celle-ci provoque une

diminution corrélatrice du gain statique $\frac{1-a}{1+b}$ du correcteur

récuratif numérique $\left(\frac{Z-a}{Z+b}\right)$, gain qui tend vers 0, obligeant ainsi à accroître indéfiniment le gain (K'), c'est-à-dire celui

des amplificateurs analogiques ; le bruit de fond devient alors gênant.

Décrivons brièvement le matériel utilisé : le programme du correcteur $\left(\frac{Z-a}{Z+b}\right)$ correspond à l'équation aux différences (θ_k et μ_k étant les échantillons d'entrée et de sortie de ce correcteur) :

$$\mu_k = \theta_k - a\theta_{k-1} - b\mu_{k-1} \quad (14)$$

En aval du correcteur (fig. 6) est prévu un amplificateur (A_2) de gain $G_2 = \left(\frac{\eta_k}{\mu_k}\right)_A = 3$, de manière que le décodeur (N/A), dont la gamme de sortie est ± 5 V et l'amplificateur (A_2) alimenté en ± 15 V, se saturent pratiquement ensemble.

En amont du correcteur se trouve l'amplificateur (A_1) de gain $G_1 = \left(\frac{\theta_k}{\varepsilon_k}\right)_A$ et l'on a

$$K = A_1 \cdot A_2 \cdot \frac{1-a}{1+b} \cdot K_s,$$

où (K_s) est le numérateur dimensionnel de $T(p)$; ($K_s = 1$ ici) ; $T(p)$ est simulé sur calculateur analogique ; le correcteur comporte un microprocesseur 8 bits ; le programme réalise la relation (14) en 166 octets, y compris le sous-programme de multiplication de 86 octets ; le programme est figé en mémoire morte ; toutefois, les valeurs (a) et (b) sont en mémoire vive, ce qui permet d'ajuster le correcteur. Les multiplications de (14) sont faites en complément vrai dans le sous-programme : (a) et (b) sont sur 8 bits, virgule fixe au 2^e rang ; la gamme étant ainsi : $|a|, |b| \leq 2$, environ ; (μ_k), (μ_{k-1}), (θ_k), (θ_{k-1}) sont en valeurs entières sur 8 bits, en représentation complémentaire vraie. Le programme est délimité par 2 boucles d'attente ; il est, à chaque top d'horloge, enclenché par le test positif du signal (FC) de fin de conversion du codeur (A/N), le début de conversion étant lui-même enclenché par chaque front descendant d'horloge de période (T_e).

Les organigrammes (fig. 7) sont ceux du programme principal et du sous-programme, qui contient un test de dépassement pour tous les cas de signe. L'intervalle de temps entre l'entrée (θ_k) et la sortie calculée (μ_k) est d'environ 1,8 milliseconde, l'horloge interne de séquençement des cycles ayant une fréquence de 800 kHz ; cet intervalle de temps, négligeable pour les valeurs de (T_e) considérées ici, pourrait constituer, dans des cas d'échantillonnage plus rapide, l'équivalent d'un retard pur, générateur d'instabilité ; il faudrait alors recourir à des microprocesseurs plus rapides que celui utilisé (fréquence de l'ordre de 10 MHz et micro-programmation).

Des essais de validité de la relation (7), qui n'implique pas une R.A.T.M. au sens habituel, ont été effectués pour le

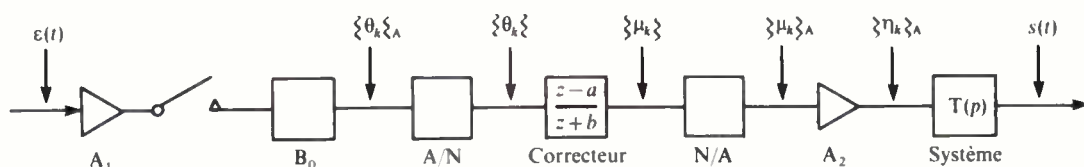


Fig. 6. — Répartition du gain dans la chaîne directe.

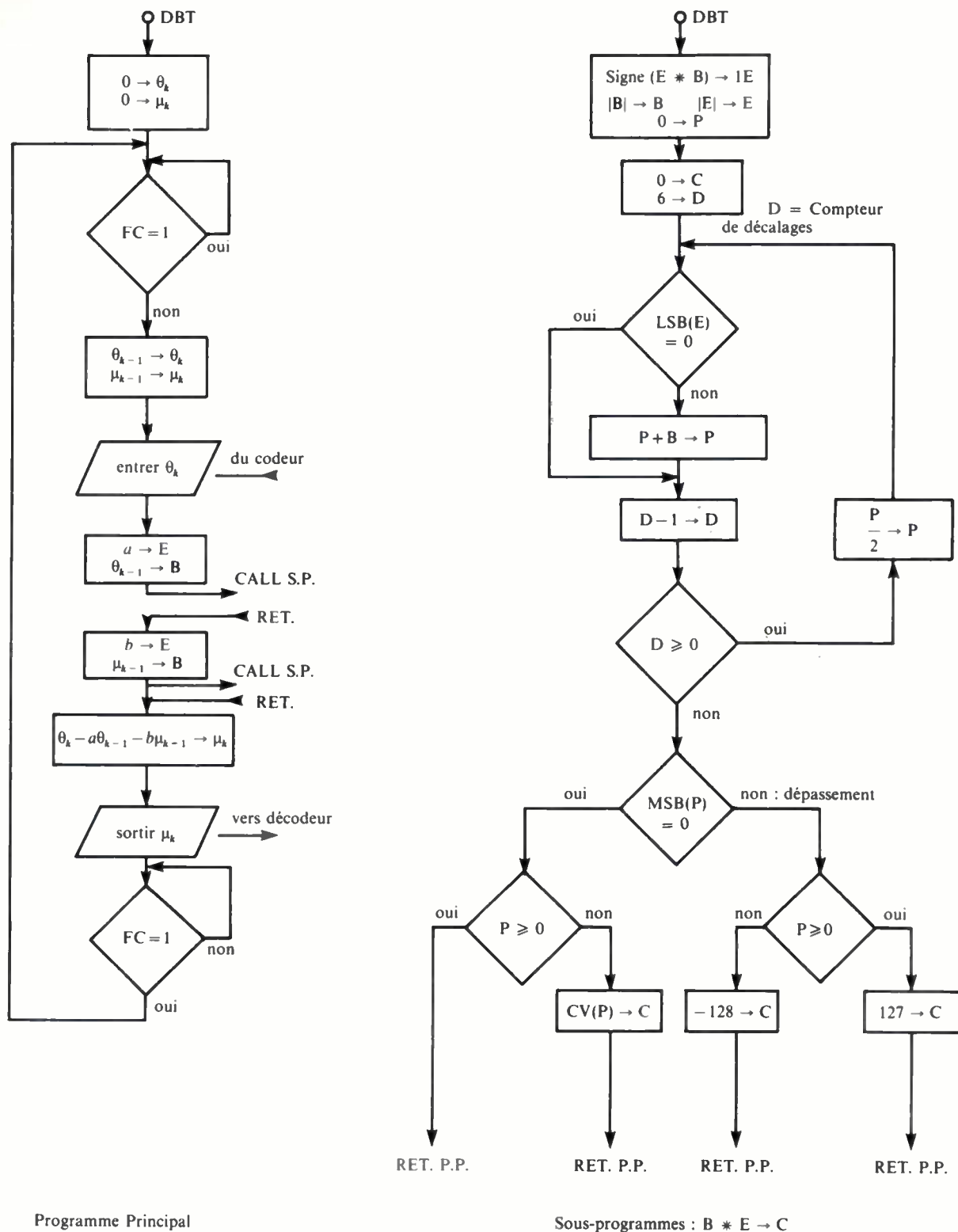


Fig. 7. — Organigramme du correcteur numérique.

deuxième ordre $T(p) = \frac{1}{p(p+1)}$ utilisé sous $(V-1)$; dans le but d'accroître la vitesse de montée, on recherche (fig. 8) une R.A.T.M. d'amplitude (s_2) supérieure à 1; cette amplitude est atteinte au temps ($2T_e$), avec une vitesse nulle : on est ainsi assuré que (s_2) est un maximum, si la commande (η_2) est négative, ce que l'on vérifiera; dans la relation (7), $\sum_{k=0}^{\infty} \epsilon_k$ est inférieur à la valeur trouvée dans le cas de la R.A.T.M. d'amplitude unité (sans dépassement); il en résulte que le gain statique en boucle ouverte (K) est accru, à (T_e) constant.

Le calcul du correcteur, qui reste du 1^{er} ordre, se fait simplement, à partir des résultats trouvés pour la R.A.T.M. d'amplitude unité : η_0^0, η_1^0 désignant les commandes dans le cas de la R.A.T.M. d'amplitude unité, et η_0, η_1 , celles dans le cas de la R.A.T.M. d'amplitude (s_2), on a, le système $T(p)$ étant linéaire :

$$\eta_0 = \eta_0^0 \cdot s_2; \quad \eta_1 = \eta_1^0 \cdot s_2; \quad s_1 = s_1^0 \cdot s_2,$$

d'où :

$$N(z) = \frac{\eta_0 + \eta_1 z^{-1}}{\epsilon_0 + \epsilon_1 z^{-1}} = K'' \frac{z - a}{z + b},$$

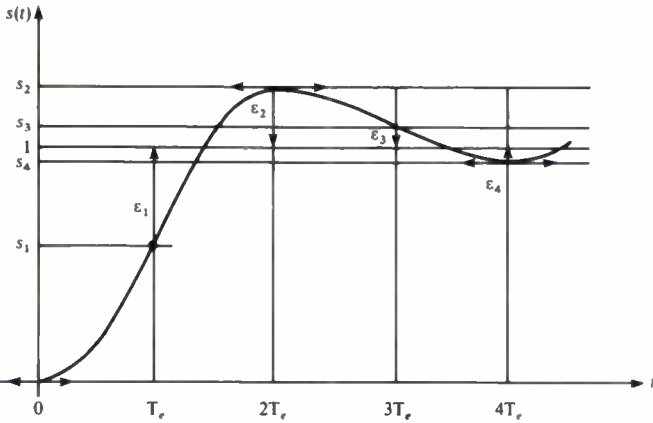


Fig. 8. — Réponse indicielle formée de RATM successives (ordre 2)
Réduction du temps de montée.

avec : $K'' = \eta_0$; $a = -\frac{\eta_1}{\eta_0} = -\frac{\eta_1^0}{\eta_0^0}$ (a est inchangé)

$b = \varepsilon_1$ (b est diminué).

Par exemple, pour $T_e = 0,1$ s, on calcule, en prenant $s_2 = 1,25$: $\eta_0 = 131$; $\eta_1 = -119$; $s_1 = 0,625$; $\varepsilon_1 = 0,375 = b$; $K'' = 131$; $a = 0,906$, puis :

$$\begin{aligned} s_3 &= 1,0911; & s_4 &= 0,9375; & s_5 &= 0,9766, \\ \eta_2 &= -32,83; & \eta_3 &= 29,71; & \eta_4 &= 8,207, \\ \varepsilon_2 &= -0,25; & \varepsilon_3 &= -0,0911; \\ \varepsilon_4 &= 0,0625; & \varepsilon_5 &= 0,0234. \end{aligned}$$

L'essai confirme ces valeurs, à quelques % près.

La valeur du gain en boucle ouverte est :

$$K = \frac{1}{T_e \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_k} = 8,97 \text{ au lieu de } 6,66$$

pour la R.A.T.M. d'amplitude unité.

On remarque que $\left| \frac{\varepsilon_4}{\varepsilon_2} \right| = \left| \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_0} \right| = 0,25$, ce qui incite à penser que la grandeur de sortie $s(t)$ de $(2T_e)$ à $(4T_e)$ est une R.A.T.M. également, ainsi que de $(4T_e)$ à $(6T_e)$, etc... On peut montrer cette propriété, pour un système d'ordre quelconque :

VI. COMMANDE OPTIMALE, PAR RATM SUCCESSIVES (ordre quelconque) :

On considère un système à commander, linéaire et d'ordre (n) , $T(p)$, et un correcteur, établi pour une RATM d'amplitude (s_n) , comprise entre 1 et 2; 1 étant l'amplitude de l'échelon appliqué à l'entrée de l'asservissement (fig. 1); si $\varepsilon_0 = 1$, $\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_{n-1}$, sont les écarts (fig. 9) et $\eta_0, \eta_1, \dots, \eta_{n-1}$ les commandes nécessaires, ce correcteur, d'ordre $(n-1)$, a pour transmittance :

$$\begin{aligned} N(z) &= \frac{\eta(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{\eta_0 + \eta_1 z^{-1} + \dots + \eta_{n-1} z^{-(n-1)}}{\varepsilon_0 + \varepsilon_1 z^{-1} + \dots + \varepsilon_{n-1} z^{-(n-1)}} \\ &= \frac{\sum_{k=0}^{n-1} \eta_k z^{-k}}{\sum_{k=0}^{n-1} \varepsilon_k z^{-k}} \quad (15) \end{aligned}$$

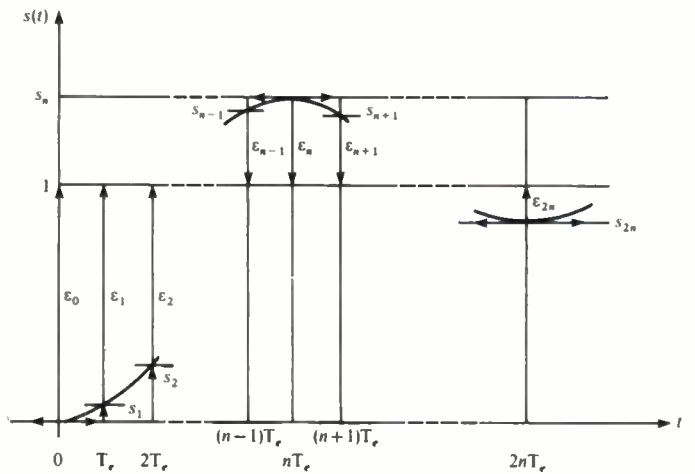


Fig. 9. — Réponse indicielle formée de RATM successives (ordre $n > 2$)

Le correcteur est cyclique : si l'on applique, à son entrée, des séquences de longueurs (n) , successives et semblables à la première $(\varepsilon_0, \varepsilon_1, \dots, \varepsilon_{n-1})$, soit :

$$\varepsilon(z) = \left(\sum_{k=0}^{n-1} \varepsilon_k z^{-k} \right) (1 + \lambda_1 z^{-n} + \lambda_2 z^{-2n} + \dots + \lambda_m z^{-mn} + \dots),$$

m entier,

sa sortie est également formée de séquences successives et semblables de même longueur (n) et dans les mêmes rapports; en effet :

$$\begin{aligned} \eta(z) &= N(z) \cdot \varepsilon(z) = \frac{\sum_{k=0}^{n-1} \eta_k z^{-k}}{\sum_{k=0}^{n-1} \varepsilon_k z^{-k}} \cdot \left(\sum_{k=0}^{n-1} \varepsilon_k z^{-k} \right) \\ &= \left(\sum_{k=0}^{n-1} \eta_k z^{-k} \right) (1 + \lambda_1 z^{-n} + \lambda_2 z^{-2n} + \dots + \lambda_m z^{-mn} + \dots), \end{aligned}$$

d'où

$$\begin{aligned} \frac{\eta_n}{\eta_0} &= \frac{\eta_{n+1}}{\eta_1} = \dots = \frac{\eta_{2n-1}}{\eta_{n-1}} = \lambda_1; \dots; \\ \frac{\eta_{mn}}{\eta_{(m-1)n}} &= \frac{\eta_{mn+1}}{\eta_{(m-1)n+1}} = \dots = \frac{\eta_{(m+1)n-1}}{\eta_{mn-1}} = \lambda_m, \dots \quad (16) \end{aligned}$$

La première séquence $\left(\sum_{k=0}^{n-1} \eta_k z^{-k} \right)$ donnant une R.A.T.M., le système parvient, à l'instant $t = nT_e$, à l'état $\langle s_n, 0, 0, \dots, 0 \rangle$, et l'écart, bloqué et appliqué au correcteur dans l'intervalle de temps (nT_e) à $(n+1)T_e$, a la valeur : $\varepsilon_n = 1 - s_n$, avec $\varepsilon_n < 0$.

Le correcteur fournit, dans ce même intervalle de temps, d'après (16), la commande $\eta_n = \lambda_1 \eta_0$, avec $\lambda_1 = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0} < 0$; le système $T(p)$ étant linéaire, la variation

$$\Delta s = s_{n+1} - s_n = \varepsilon_n - \varepsilon_{n+1}$$

de sa sortie, dans cet intervalle de temps, est proportionnelle à celle $(\varepsilon_0 - \varepsilon_1)$, dans l'intervalle de temps 0 à T_e , le système $T(p)$ partant du repos dans les deux cas; ces variations étant

dans le rapport des commandes correspondantes η_n et η_0 , on a :

$$\frac{\varepsilon_n - \varepsilon_{n+1}}{\varepsilon_0 - \varepsilon_1} = \lambda_1 = \frac{\eta_n}{\eta_0} = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0},$$

d'où l'on tire :

$$\frac{\varepsilon_{n+1}}{\varepsilon_1} = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0} = \lambda_1 < 0. \quad (17)$$

Ainsi s'amorce la deuxième séquence des entrées du correcteur, semblable, dans le rapport $\lambda_1 = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0}$, à la première, ce qui entraîne, d'après (16) :

$$\frac{\eta_{n+1}}{\eta_1} = \frac{\eta_n}{\eta_0} = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_1};$$

la commande (η_{n+1}), appliquée à $T(p)$, donne, par un calcul analogue, une relation du type (17), soit :

$$\frac{\varepsilon_{n+2}}{\varepsilon_2} = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0} = \lambda_1,$$

et ainsi de suite tout au long de la deuxième séquence, qui est ainsi une nouvelle R.A.T.M., de l'état $\langle s_n, 0, 0, \dots, 0 \rangle$ à l'état $\langle s_{2n}, 0, 0, \dots, 0 \rangle$ dans le rapport d'amplitude $\lambda_1 = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0}$ avec la première. A la fin de la deuxième séquence, au temps $(2nT_e)$, l'écart ε_{2n} est tel que : $\frac{\varepsilon_{2n}}{\varepsilon_n} = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0}$, d'où le nouveau dépassement maximal :

$$\varepsilon_{2n} = \frac{\varepsilon_n^2}{\varepsilon_0} = \varepsilon_n^2 (\varepsilon_0 = 1).$$

En poursuivant les calculs qui consistent à comparer chaque séquence à la précédente, on voit que la réponse indicielle est formée de R.A.T.M. successives, alternativement croissantes et décroissantes, qui donnent des dépassements alternativement positifs et négatifs, et dans un rapport constant ($\lambda_1 = \varepsilon_n$) de chacun au précédent.

Par ce moyen, on est certain que ne peut se manifester une réponse indésirable entre échantillons, vu l'unicité de la forme d'une R.A.T.M. Toutefois, pour l'ordre (n), la relation (15) montre qu'à chaque prise d'échantillon, $(2n - 2)$ multiplications sont nécessaires (on peut mettre (η_0) en facteur et le réaliser par amplification analogique). Le temps de calcul risque de devenir prohibitif si les constantes de temps du système à commander $T(p)$ sont, d'autre part, faibles. Il faudra donc s'assurer, et surtout dans le cas d'un ordre (n) élevé, de ce que le rapport entre le temps de calcul et la plus petite des constantes de temps de $T(p)$ est négligeable, c'est-à-dire que le microprocesseur est suffisamment rapide.

CONCLUSION

Les systèmes linéaires sans retard pur, à une intégration et à plusieurs constantes de temps, forment une classe rencontrée fréquemment dans l'industrie. L'article présenté montre que l'asservissement numérique de ces systèmes conduit à un correcteur tel que le gain en boucle soit proportionnel à la fréquence d'échantillonnage. Une vérification expérimentale a été faite dans le cas du deuxième ordre et de la R.A.T.M. D'autre part, certains asservissement de la classe considérée, par exemple asservissement de position, télécommande, etc..., requérant un temps de montée réduit, au prix d'un certain dépassement de la réponse indicielle, on a montré que l'on peut éviter tout tâtonnement dans la détermination du correcteur en calculant ce dernier pour une R.A.T.M. initiale avec dépassement contrôlé.

A. PEUTEMAN

Professeur ENSAM d'électronique à l'E.N.S.E.A. Ingénieur CNAM.
Docteur es-sciences de l'Université de Paris.



École Nationale Supérieure de l'Électronique et de ses Applications Impasse des Chênes Pourpres, F 95000 Cergy. (tél. : 030-92-44).

Détermination des propriétés du titanate de baryum à partir d'un modèle numérique des matériaux ferroélectriques

par J. PERRIGOT* (1), F. COGNAT (2)
et L. EYRAUD* (3)

RÉSUMÉ

Une modélisation par un système bouclé permet de calculer, à toute température, les cycles d'hystérésis, la polarisation rémanente, le champ coercitif et la constante diélectrique de matériaux ferroélectriques.

Les calculs, dont le principe a été présenté dans un précédent article [17] s'appuient sur un modèle statistique à champ moléculaire. Toutefois, pour retrouver effectivement le comportement du BaTiO₃ et des pérovskites, de nouvelles hypothèses ont été formulées : le champ moléculaire est non-linéaire ; d'autre part on introduit des chaînes dipolaires, comme l'ont proposé M. Lambert et R. Comes [5], la longueur de ces chaînes augmentant vers les basses températures.

Grâce à ces hypothèses, le modèle devient identifiable. Il permet notamment de retrouver les cycles d'hystérésis de BaTiO₃, avec des valeurs correctes du champ coercitif, ainsi que les cycles à double boucle obtenus à quelques degrés au-dessus de la température de Curie.

INTRODUCTION

De nombreuses expériences mettant en œuvre des transducteurs ferroélectriques peuvent être simulées et optimisées par ordinateur si l'on dispose d'un modèle numérique du matériau.

Nous présentons ici un modèle permettant de générer les propriétés électriques usuelles des ferroélectriques. Nous l'appliquons au matériau-test : le BaTiO₃.

1. PRINCIPALES PROPRIÉTÉS ÉLECTRIQUES DU BaTiO₃.

Le BaTiO₃ est connu grâce aux travaux effectués sur des monocristaux et sur des céramiques qui fournissent des résultats complémentaires. Nous énumérons quelques propriétés classiques dont le modèle tient compte par construction.

1) Formes cristallographiques.

Les différentes formes cristallographiques de BaTiO₃ sont connues grâce à la diffraction des rayons X [1].

TABLEAU I : Formes cristallographiques de BaTiO₃.

Forme cristallographique	Température
Rhomboédrique	$T < -80^{\circ}\text{C}$
Orthorhombique	$-80^{\circ}\text{C} < T < 10^{\circ}\text{C}$
Tétragonal	$10^{\circ}\text{C} < T < 120^{\circ}\text{C}$
Cubique	$T > 120^{\circ}\text{C}$

(*) Membres S.E.E.

(1) Maître-assistant à l'INSA de Lyon.

(2) Ingénieur à la Sté Alstom à Aix-les-Bains.

(3) Directeur du Laboratoire de Génie Électrique et Ferroélectrique de l'INSA de Lyon.

SUMMARY

Calculation of the BaTiO₃ properties from a digital model of the ferroelectrical materials.

A feedback model allows us to compute, for each temperature, the hysteresis loops, the remanent polarization, the coercive field strength and the dielectric constant of ferroelectric materials.

Calculation is based on molecular field statistical model, as shown in a previous paper [17]. However, in view of describing the behaviour of BaTiO₃ and other perovskite structures, new assumptions are formulated : the molecular field is non-linear, and we introduce dipolar chains as was suggested by M. Lambert and R. Comes [5]. Moreover, we assume that chain length increases when temperature decreases.

Therefore, it is possible to compute the model parameters. Furthermore, we can obtain calculated values for the hysteresis loops of BaTiO₃ with good values of the coercive field, and for double hysteresis loops a few degrees above the Curie temperature.

2) Polarisation spontanée.

Les cycles d'hystérésis électrique de BaTiO₃ monocristallin ont été tracés par Merz [2] ; ils manifestent de brusques variations de la polarisation spontanée selon l'axe [001], par convention axe de symétrie de la phase tétragonale. Les valeurs numériques observées étant approximativement dans le rapport : 1, $\sqrt{2}$, $\sqrt{3}$, on peut interpréter ces résultats en disant qu'un vecteur polarisation de module constant s'oriente selon une direction privilégiée par la phase (fig. 1, [12]).

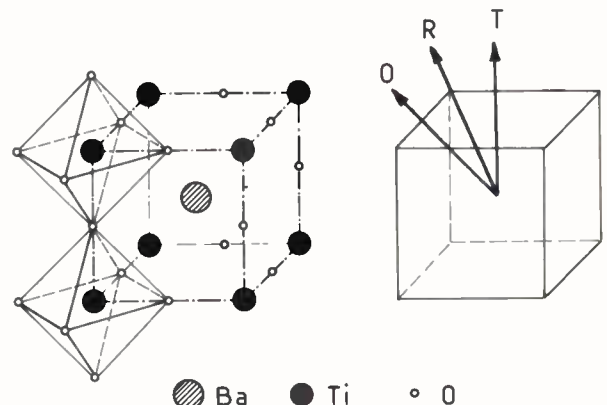


Fig. 1. — Structure de BaTiO₃ en phase cubique d'après H. D. Megaw [12]. On a représenté l'atome Ba au centre et les atomes Ti aux sommets du cube. En outre, on a mis en évidence l'octaèdre d'oxygène qui entoure chaque ion Ti. Le dessin de droite indique trois directions possibles de la polarisation pour un champ dirigé selon T.

Des mesures de polarisation spontanée ont été effectuées également sur les céramiques ; en supposant que la direction de la polarisation est celle de l'axe cristallin privilégié par le champ, L. Eyraud et G. Mesnard ont pu relier la polarisation des céramiques à celles des monocristaux et confirmer l'interprétation donnée ci-dessus [4, 14].

3) Constante diélectrique.

La constante diélectrique en petits signaux suit, juste après les changements de phase, la loi de Curie :

$$\varepsilon = \frac{C}{T - T_0} \quad (C : \text{constante de Curie})$$

T_0 étant une température légèrement inférieure à celle du changement de phase. Ce résultat se met en évidence en traçant $\frac{1}{\varepsilon}$ en fonction de T pour $T > T_c$ [3, 10, 12, 13, 14].

II. LE MODÈLE

1) Relation champ local-polarisation.

Nous représentons le monocristal par un ensemble de dipôles pouvant prendre chacun deux orientations opposées, selon un axe cristallin privilégié. Chaque dipôle présente donc deux niveaux d'énergie :

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &= mE_1 \cos \theta \\ \varepsilon_2 &= -mE_1 \cos \theta \end{aligned}$$

$\left\{ \begin{array}{l} m : \text{moment dipolaire élémentaire du modèle,} \\ E_1 : \text{champ local,} \\ \theta : \text{angle du champ avec la polarisation.} \end{array} \right.$

La statistique de Maxwell-Boltzmann attribuée à chacun des états une probabilité

$$p_i = \frac{e^{-\frac{\varepsilon_i}{kT}}}{e^{-\frac{\varepsilon_1}{kT}} + e^{-\frac{\varepsilon_2}{kT}}}$$

Ce que l'on mesure, dans l'expérience du cycle d'hystérésis, c'est le déplacement des charges de compensation sur les armatures. C'est donc la projection, sur la normale aux armatures, de l'opposé de la polarisation :

$$P = N_0 m_0 \text{th} \frac{mE_1}{kT}$$

$\left\{ \begin{array}{l} N_0 : \text{nombre de mailles cristallines par unité de volume,} \\ m_0 : \text{moment électrique élémentaire rapporté à une} \\ \quad \text{maille cristalline,} \\ m : \text{moment dipolaire du modèle,} \\ E_1 : \text{champ local,} \\ k, T : \text{constante de Boltzmann et température de Curie.} \end{array} \right.$

La distinction entre le moment dipolaire élémentaire et le moment dipolaire du modèle est essentielle : nous devons supposer, pour obtenir des valeurs convenables du champ coercitif, que toute une chaîne de dipôles bascule à la fois [5].

Nous poserons dans la suite : $f_c = \frac{m}{m_0}$ (facteur de chaîne) et nous ferons varier f_c avec la température.

2) Relation polarisation-champ moléculaire.

Il reste à formuler le phénomène de groupe bien connu générateur de l'état ferroélectrique : quand un certain

nombre de dipôles sont orientés dans un sens, ils forcent leurs voisins immédiats à s'aligner dans le même sens. Weiss traduit le phénomène magnétique équivalent par un champ de couplage, dit champ moléculaire proportionnel à l'aimantation. Nous utiliserons un champ non linéaire :

$$E_m = W_0 P + W_1 P^3 + \dots$$

Ce choix est justifié par des travaux de notre collègue M. Bernard [6] concernant les chaleurs de transition de divers matériaux et par des considérations théoriques simples que nous développons au paragraphe suivant.

3) Résolution des équations du modèle.

Le modèle est donc constitué par les relations :

$$\begin{cases} P = N_0 m_0 \text{th} \frac{mE_1}{kT} \\ E_1 = E + W_0 P + W_1 P^3 \quad (\text{champ local} = \text{champ appliqué} + \text{champ moléculaire}) \end{cases} \quad (1) \quad (2)$$

En éliminant le champ local E_1 entre (1) et (2), on obtient explicitement le champ appliqué E en fonction de la polarisation :

$$E = \frac{kT}{m} \text{Arg th} \frac{P}{N_0 m_0} - W_0 P - W_1 P^3.$$

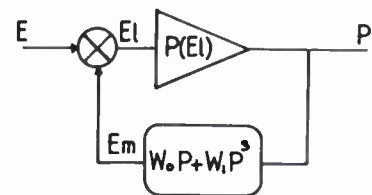


Fig. 2. — Le matériau est représenté par un système bouclé. Cette représentation sépare bien la loi $P(E_1)$ bien fixée par la thermodynamique statistique, et la loi $E_m(P)$, donnant le champ interne, que l'on représente empiriquement par un développement limité. la boucle se résout numériquement par la méthode des itérations successives qui donne directement $P(E)$. Le champ local est noté E_1 dans le texte et E_1 sur cette figure.

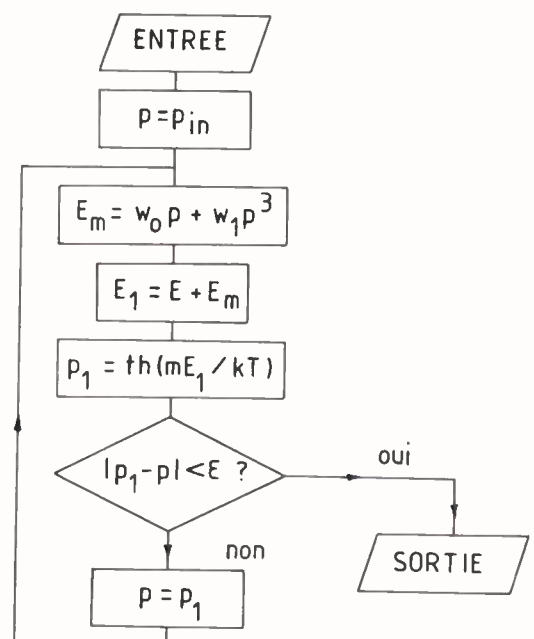


Fig. 2 bis. — Calcul de la polarisation réduite p à E donné. Le sous-programme reçoit les arguments N, m, k, T, w_0, w_1, E (tension appliquée), p_{le} (polarisation réduite initiale), ε (précision sur p). Il fournit : p (polarisation réduite).

Introduisons la polarisation réduite : $p = \frac{P}{N_0 m_0}$, ainsi que les températures T_0 et T_1 définies par les relations :

$$W_0 = \frac{k}{m} \frac{1}{N_0 m_0} T_0; \quad W_1 = \frac{1}{3} \frac{k}{m} \frac{1}{(N_0 m_0)^3} T_1 \quad (4)$$

Il vient :

$$E = \frac{k}{m} \left(T \operatorname{Arg th} p - T_0 p - \frac{1}{3} T_1 p^3 \right) \quad (5)$$

Les formules (1) et (2) se prêtent bien à une représentation bouclée (fig. 2) et à une programmation itérative selon l'organigramme de la figure 2 bis. La formule (5) est utile lors des considérations théoriques.

4) L'hypothèse des chaînes dipolaires.

Les considérations introduites jusqu'à présent conduisent à des cycles beaucoup trop larges lorsque la température décroît (plus de 20 000 volts/cm à 20 °C) alors que les valeurs expérimentales sont au moins dix fois plus faibles.

On suppose donc que les dipôles se groupent par chaînes de f_c éléments, f_c augmentant lorsque la température décroît. Cela fait varier m dans les formules précédentes et surtout abaisse les coefficients de champ moléculaire avec la température, comme on le voit sur les relations (4). On exprime ainsi que lorsque la longueur des chaînes augmente, la densité des points de couplage entre chaînes diminue, donc aussi le champ moléculaire qui relie ces chaînes.

III. COMPARAISON AVEC LA THÉORIE THERMODYNAMIQUE ET CALCUL DES PARAMÈTRES

L'évaluation de la cohérence d'un modèle peut se faire par comparaison à la théorie de Devonshire. Cette méthode préconisée par Jaynes [7] a été appliquée récemment aux modèles bouclés par Van der Ziel et al. [8]. Nous allons montrer que le modèle rejoint la théorie de Devonshire aux changements de phase, mais s'en écarte en dehors de ces points précis.

1) Expression du champ appliqué en fonction de P.

En développant $\operatorname{Arg th} p$, on obtient à partir de la relation (5) du paragraphe précédent une expression approchée valable pour p faible :

$$E = \frac{k}{m} (T - T_0) p + \frac{1}{3} \frac{k}{m} (T - T_1) p^3 + \frac{1}{5} \frac{k}{m} T p^5 + \dots$$

La théorie de Devonshire donne :

$$E = \beta(T - T_0)p + \gamma p^3 + \delta p^5.$$

Notre développement s'en rapproche pour P voisin de 0 et T voisin de T_c . Sous cette dernière condition, les coefficients de p^3 et p^5 peuvent être considérés comme des constantes, car en pratique T_0 est proche de T_c et T_1 en est éloigné.

Devonshire avait justifié son développement par des

considérations statistiques et obtenu la loi de Curie sous la forme :

$$E = \frac{Nk}{P_0^2} (T - T_0) P \quad (9)$$

En ce qui concerne les termes suivants, les différences de forme viennent de ce que Devonshire développe l'énergie des dipôles, alors que nous raisonnons en termes de couplage.

2) Relation approchée entre T_0 , T_1 , T_c .

Comme en théorie de Devonshire, nous pouvons relier à T_c les coefficients T_0 et T_1 de notre développement. Rappelons que T_c est la température de disparition de la polarisation rémanente. Or la polarisation rémanente P_r s'obtient en

résolvant : $E = 0$. Si l'on pose $p_r = \frac{P_r}{N_0 m_0}$, les solutions $p_r \neq 0$ vérifient :

$$(T - T_0) + \frac{1}{3} (T - T_1) p_r^2 + \frac{1}{5} T p_r^4 = 0$$

d'où :

$$p_r^2 = \frac{-\frac{1}{3} (T - T_1) \pm \sqrt{\frac{1}{9} (T - T_1)^2 - \frac{4}{5} T (T - T_0)}}{\frac{2}{5} T}$$

La polarisation à champ nul cesse, ($T = T_c$), lorsque cette relation ne présente plus qu'une seule détermination, d'où :

$$(T_1 - T_c)^2 = \frac{36}{5} T_c (T_c - T_0)$$

3) Détermination pratique des coefficients N_0 , m_0 , m , T_0 , T_1 , a en phase tétragonale.

$[N_0]$ Le diagramme de Kay et Vousden (1949) [1], déduit de mesures de diffraction des rayons X, donne le volume d'une maille élémentaire. Lorsque T varie, ce volume reste voisin de

$$v = (4.10^{-10})^3 = 64.10^{-30} \text{ m}^3,$$

d'où :

$$N_0 = \frac{1}{v} = 1,56.10^{28} \text{ par m}^3.$$

$[m_0]$ Le produit $N_0 m_0$ est la polarisation maximale. Merz trouve $15,5 \mu\text{C/cm}^2$ sur des monocristaux ; les valeurs mesurées sur des céramiques sont souvent bien plus élevées ($26 \mu\text{C/cm}^2$), mais peuvent faire intervenir des déplacements de charge que le modèle ne prend pas en compte. Nous avons pris

$$N_0 m_0 = 20 \mu\text{C/cm}^2.$$

$[T_0]$ BaTiO_3 vérifie la loi de Curie pour $T > T_c$. Le tracé de $\frac{1}{\epsilon(T)}$ fixe donc la constante de Curie C ainsi que la différence $T_c - T_0$ qui est de l'ordre de 10° .

[T₁] T₁ peut être calculée par la relation établie précédemment. Il vient :

$$T_1 - T_c = \sqrt{\frac{36}{5} T_c (T_c - T_0)}$$

Avec T_c = 120 °C, T₀ = 110 °C, on trouve ainsi T₁ = 288 °C. Cette valeur est élevée par rapport au résultat expérimental de Drougard [11], qui trouve bien que γ change de signe, mais à 175 °C seulement.

[f_c, a] A la température T_c, nous avons :

$$\beta = \frac{1}{C} = \frac{k N_0}{f_c (N_0 m_0)^2}$$

d'où : f_c(T_c) ≈ 8, avec :

$$\begin{cases} k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ (constante de Boltzmann)} \\ N_0 = 1,56 \cdot 10^{28} \\ N_0 m_0 = 20 \mu\text{C}/\text{cm}^2 = 0,2 \text{ MKSA} \\ C = 1,5 \cdot 10^{-6} \text{ MKSA (constante de Curie).} \end{cases}$$

Aux autres températures, nous prenons une loi semi-linéaire :

$$\begin{cases} f_c(T) = f_c(T_c) + a(T_c - T) \\ \text{avec } f_c(T_c) = 8 \quad \text{et} \quad a = 4,2 \end{cases}$$

f_c(T) est borné à 1 aux températures élevées.

Grâce à cette variation on obtient aux températures basses une forte stabilisation du champ coercitif, et au contraire un élargissement des cycles à double boucle au-dessus du point de Curie, ces deux résultats étant en accord avec les mesures expérimentales.

4) Phases orthorhombiques et rhomboédriques.

Les coefficients ont été choisis de manière à satisfaire les températures connues des transitions, ainsi que les maxima de la constante diélectrique.

$$\epsilon_{\text{max}} = \frac{C}{T_c - T_0}$$

Nous ne disposons pas de mesures diélectriques qui seraient faites le long d'un axe de polarisation en phase orthorhombique ou rhomboédrique. A partir des courbes de Merz (axe a) et des constantes diélectriques observées sur des céramiques, nous avons tenté une évaluation de T₀, T₁, f_c et a. Nous proposons les valeurs du tableau II.

TABLEAU II. - Valeurs numériques des paramètres du modèle.

Phase	T ₀	T _c	T ₁	f _c (T _c)	a
Tetragonale	110	120	288	8	4,2
Orthorhombique	0	10	153	8	3
Rhomboédrique	- 90	- 80	38	8	4

IV. APPLICATIONS ET RÉSULTATS

1) Calcul de la polarisation rémanente.

On applique un champ E = 0, et on laisse itérer les équations du système bouclé à partir de la polarisation

réduite initiale + 1 ou - 1, selon la détermination que l'on veut atteindre (fig. 3).

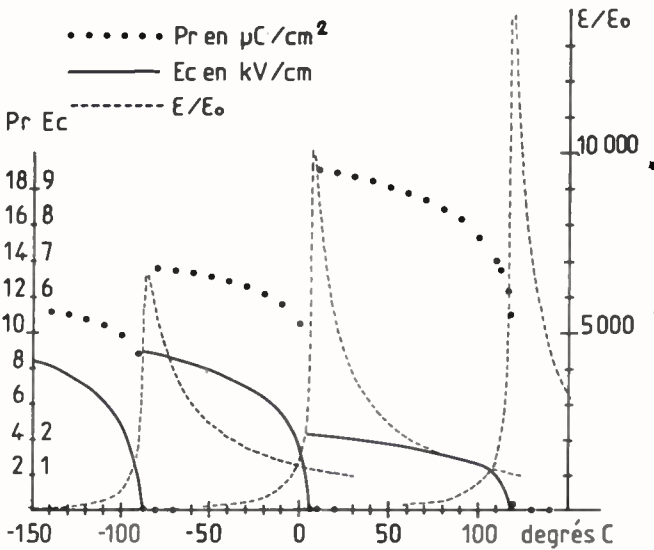


Fig. 3. - Le modèle permet d'obtenir divers paramètres électriques. Ci-dessus, polarisation rémanente, champ coercitif et constante diélectrique selon l'axe 001 d'un monocristal. Certains paramètres, notamment le champ coercitif, semblent dépendre beaucoup de la fabrication, car les valeurs numériques à notre disposition sont très dispersées. Nous pensons que le modèle doit être ajusté, ce que facilite l'analyse du paragraphe III.

2) Calcul du champ coercitif.

Le calcul du champ coercitif peut se faire sur le cycle. Une méthode plus rapide consiste à chercher par dichotomie le champ susceptible de renverser la polarisation initiale (fig. 3).

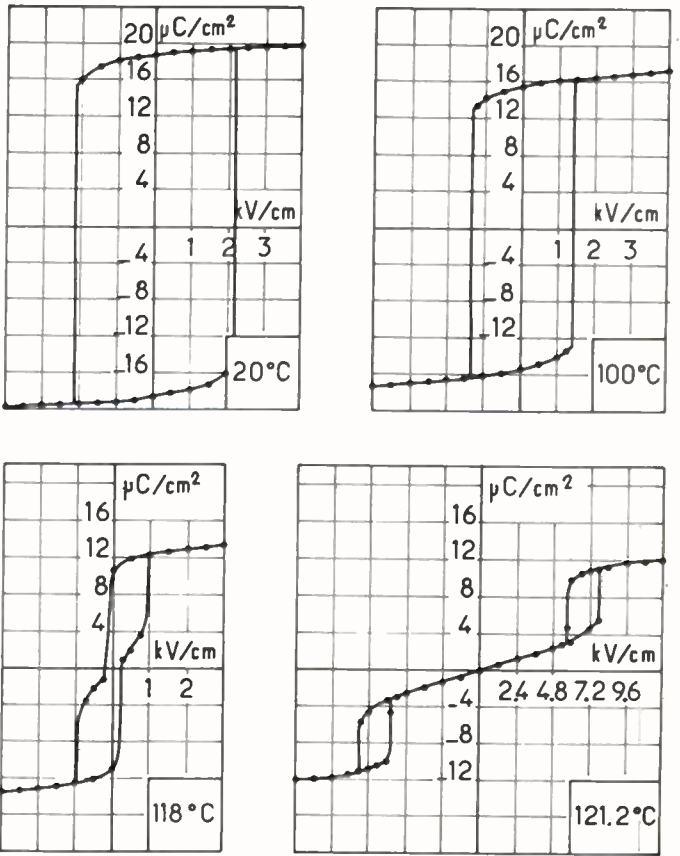


Fig. 4. - Cycles d'hystérésis en phase tétragonale. Les figures 4a et 4b sont obtenues à 20 °C et 100 °C. Les figures 4c et 4d sont obtenues au voisinage de T_c. Le modèle donne des « doubles boucle » sur quelques degrés au-dessus de T_c.

3) Calcul des cycles d'hystérésis (fig. 4).

Pour chaque valeur du champ appliqué, on laisse itérer les équations du système bouclé. P est initialisée avec la valeur obtenue pour le champ précédent. Il est possible de mettre en évidence les cycles à double boucle au-dessus du point de Curie. Les équations du modèle peuvent s'écrire :

$$e = T \operatorname{Argh} p - T_0 p - \frac{1}{3} T_1 p^3$$

(équations réduites des cycles)

avec : $e = \frac{m}{k} E$ et $p = \frac{P}{N_0 m_0}$

Le cycle présente quatre points à tangente verticale aux températures pour lesquelles l'équation :

$$\frac{de}{dp} = \frac{T}{1 - p^2} - T_0 - T_1 p^2 = 0$$

a quatre solutions réelles distinctes. Or les solutions vérifient :

$$p^2 = \frac{T_1 - T_0 \pm \sqrt{(T_0 + T_1)^2 - 4TT_1}}{2T_1}$$

Il y a deux solutions en p^2 si l'on a :

$$T_0 < T < T_{\max} = \frac{(T_0 + T_1)^2}{4T_1}$$

Pour $T_c < T < T_{\max}$, la polarisation rémanente est nulle, et le cycle présente une double boucle.

4) Constantes diélectriques en petits signaux.

Puisque nous possédons les polarisations rémanentes p_T , p_Φ , p_R selon les axes Φ_T , Φ_Φ , Φ_R , nous pouvons calculer les rigidités réduites :

$$\begin{cases} r_R = \left(\frac{de}{dp} \right)_R = \frac{T}{1 - p_R^2} - (T_0)_R - (T_1)_R p_R^2 \\ r_\Phi = \left(\frac{de}{dp} \right)_\Phi = \frac{T}{1 - p_\Phi^2} - (T_0)_\Phi - (T_1)_\Phi p_\Phi^2 \\ r_T = \left(\frac{de}{dp} \right)_T = \frac{T}{1 - p_T^2} - (T_0)_T - (T_1)_T p_T^2 \end{cases}$$

Les constantes diélectriques correspondantes sont de la forme :

$$\varepsilon = \frac{1}{r} \cdot \frac{dE}{dp} \cdot \frac{dp}{dP} = \frac{1}{r} \cdot \frac{k}{m} \cdot \frac{1}{N_0 m_0} = \frac{k N_0}{f_c (N_0 m_0)^2}$$

ε_T est en bon accord avec le résultat de Merz selon l'axe c (T) à condition de considérer qu'en signaux faibles $f_c =$ constante = 8 à toute température. La constante diélectrique mesurée perpendiculairement à l'axe c paraît résulter d'une pondération portant sur ε_T , ε_Φ , ε_R (représentées figure 3). Mais on ne peut guère aller au-delà de cette

constatation, car il est admis que l'orientation des domaines est mal connue en-dessous de 0 °C, et le contrôle des résultats serait impossible.

V. CONCLUSION

Nous avons retrouvé convenablement les valeurs numériques observées pour la polarisation, le champ coercitif, la constante diélectrique selon T. Nos cycles d'hystérésis, obtenus par programme, sont comparables à ceux de Wieder [15] et Merz [16]. Ils présentent bien, au voisinage de $T_c = 120$ °C, la double boucle observée et analysée par Merz.

Les valeurs numériques des paramètres dans les phases orthorhombique et rhomboédrique doivent être améliorées, par des mesures sur des monocristaux et aussi par une analyse des rapports entre monocristaux et céramiques.

En conclusion, la représentation utilisée dans ce texte est moins « phénoménologique » que la théorie de Devonshire puisqu'elle sépare l'agitation thermique d'une part, et les couplages moléculaires d'autre part, et se prête cependant fort bien au calcul numérique et aux ajustages. Elle devrait faciliter la confrontation des hypothèses aux résultats expérimentaux.

J. PERRIGOT.

Docteur ès-sciences ⁽¹⁾.

F. COGNAT ⁽²⁾.

Ingénieur E.S.E. ⁽²⁾.

L. EYRAUD ⁽¹⁾.

Professeur d'Université ⁽¹⁾.

R. HUSS, A. KEBE,

B. LISAN et P.-L. ROSSI,

qui ont collaboré à cette étude dans le cadre de leur projet de fin de scolarité sont actuellement ingénieurs I.N.S.A.

Bibliographie

- [1] KAY H. F., VOUSDEN P., *Phil. Mag.*, 1943, 40, 1019.
- [2] MERZ W. J., *Phys. Rev.*, 1949, 76, 1221.
- [3] EYRAUD L., *Thèse*, Lyon, 1956.
- [4] MESNARD G., EYRAUD L., *J. Phys.*, 1956, 17, 78 A.
- [5] LAMBERT M., COMES R., *Sol. State Comm.*, 1969, 7, 305-308.
- [6] BERNARD M., *thèse*, Lyon, 1977.
- [7] JAYNES E. T., *Ferroelectricity*, Princeton University Press, 1953.
- [8] VAN DER ZIEL A., JUDY J. H., PARK H. D., *Ferroelectrics*, 1975, 9, 57-58.
- [9] DEVONSHIRE A. F., *Adv. Phys.*, 1954, 3, 10.
- [10] MERZ W. J., *Phys. Rev.*, 1953, 91, 513.
- [11] DROUGARD M., LANDAUER M. R., YOUNG D., *Phys. Rev.*, 1955, 98, 1013.
- [12] MEGAW H. D., *Ferroelectricity in crystals*, Methuen, Londres, 1957.
- [13] FATUZZO E., MERZ W. J., *Ferroelectricity*, North-Holland, Amsterdam, 1967.
- [14] EYRAUD L., *Diélectriques solides anisotropes et ferroélectricité*, Gauthier-Villars, Paris, 1967.
- [15] WIEDER H. H., *Phys. Rev.*, Paris, 1955, 99, 1161.
- [16] MERZ W. J., *Phys. Rev.*, 1953, 91, 513.
- [17] PERRIGOT J., LAUGIER A., BERNARD M., *Onde Électrique*, 1978, 58, 664-667.
- [18] HUSS R., KEBE A., LISAN B., ROSSI P.-L., *Simulation de Systèmes Physiques*, Projet de fin d'études, INSA, 1978.

(1) I.N.S.A., 20, av. A. Einstein, 69621 Villeurbanne, (tél. : 16/78-68-81-12).
(2) Alsthom, 73100 Aix-les-Bains (tél. : 16/79-61-20-22).

L'emploi des microprocesseurs

M. Aumiaux
2^e édition révisée et augmentée



Il n'est plus nécessaire aujourd'hui d'insister sur l'importance des microprocesseurs tant est exceptionnel le développement de ce nouveau composant. Mais le microprocesseur, contrairement à tous les autres composants qui l'ont précédé sur le marché industriel, nécessite des connaissances à la fois dans les domaines de la logique, de l'informatique et de l'électronique. De ce fait, les futurs utilisateurs de microprocesseurs doivent posséder des notions solides dans ces trois secteurs, ainsi qu'une approche méthodique d'un système à microprocesseurs.

Cette deuxième édition se caractérise surtout par l'étude du microprocesseur 6800 de Motorola, en plus de l'étude du 8080 A de Intel, ainsi que par des exercices de programmation comparés de ces deux microprocesseurs.

C'est donc un ouvrage clair, méthodique, pratique qui a été traduit en anglais et qui fait poids parmi les nombreux ouvrages parus dans cette langue sur les microprocesseurs.

180 p., 11 fig., 75 F (prix indicatif M.L.S.)

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**

S E E

Société des électriciens, des électroniciens et des radioélectriciens
 48, rue de la Procession - 75724 PARIS CEDEX 15
 Téléphone 567-07-70 - Télex SEE 200565 F

SOMMAIRE

- Mercredi 30 mai 1979 - Issy-les-Moulineaux.
 Les unités de raccordement d'abonnés électroniques
 (demi-journée) Section 24 P. V
- Mardi 5 juin 1979 - Issy-les-Moulineaux.
 Etat de l'art dans le domaine de l'optique intégrée
 (demi-journée) Section 21 P. V
- Mercredi 13 juin 1979 - Paris.
 Remise des médailles BLONDEL et conférence P. II

ANNONCES :

- Jeudi 14 juin 1979 - Paris.
 Qu'attendre des micro-ordinateurs P. II
- Jeudi 21 et vendredi 22 juin 1979 - Nancy.
 Les moteurs pas à pas P. VI
- Mardi 26 au vendredi 29 juin 1979 - Lille.
 Journées nationales MICROONDES P. III
- Offres et demandes d'emploi P. II

RAPPEL DES MANIFESTATIONS

(annoncées dans les numéros précédents)

- Jeudi 31 mai 1979 - Gif-sur-Yvette.
 Etre ingénieur à l'étranger (soirée) Section 01
- Vendredi 1^{er} juin 1979 - Grenoble.
 Chauffage par induction { Gr. Dauphiné-Savoie
 et Section 14
- Jeudi 7 et vendredi 8 juin 1979 - Gif-sur-Yvette.
 Contacts électriques (une journée 1/2) Section 11
- Mercredi 20 juin 1979 - Gif-sur-Yvette.
 ANTIOPE et TELETEL (journée) { Section 22
 et I.S.F.
- Mercredi 27 juin 1979 - Gif-sur-Yvette.
 Les composants à usage spécifique dans les divers domaines
 de l'électronique (journée) Section 21
- Mercredi 27 (matin) et jeudi 28 juin 1979 (matin) - Lille.
 Problèmes de polarisation et de couplage des antennes { Sections 22 et 25
 et Groupe Nord
- Mercredi 27 juin 1979 (après-midi) - Lille.
 Résolution numérique d'équations intégrales singulières en
 électromagnétisme et acoustique { Section 25
 et Groupe Nord
- Du 2 au 6 octobre 1979 - Toulouse.
 Congrès national de la S.E.E. : Sécurité des systèmes élec-
 triques et électroniques

MERCREDI 13 JUIN 1979

PARIS

SEANCE COMMUNE
AVEC LE
COMITE BLONDEL

17 h 15 - Club des Ingénieurs Arts et Métiers - 9 bis, avenue d'Iéna, Paris 16°.

REMISE DES MEDAILLES POUR 1979 à :

- M. Jean BERGOUGNOUX, Administrateur de l'I.N.S.E.E., Chef de service adjoint du Service de réseaux de la D.E.R. - EDF ;
- M. Henri DOUCET, Directeur de recherche au CNRS ;
- M. Bernard GRANCOIN, Directeur technique Thomson-CSF.

par M. le Professeur Pierre GRIVET,
Membre de l'Académie des Sciences,
Président du Comité Blondel

CONFERENCE DE

M. Jean-Claude SIMON
Professeur titulaire à l'Université Paris VI

PUISSANCE ET LIMITE DES ORDINATEURS

JEUDI 14 JUIN 1979

PARIS

QU'ATTENDRE DES MICRO-ORDINATEURS

Réunion organisée par l'Association pour les Applications de l'Informatique à la Médecine pour Paris et Ile-de-France (A.I.M.I.F.).

Cette réunion à caractère essentiellement didactique aura pour objet de montrer la place qu'occuperont bientôt les micro-ordinateurs dans la vie du praticien, du médecin hospitalier et du biologiste.

Responsables : MM. J.-C. HIREL, P. LE BEUX, M. SPECTOR.

Lieu : Petit amphithéâtre de la clinique néphrologique.
Service du Professeur HAMBURGER,
Hôpital Necker,
145, rue de Sèvres - 75015 Paris.

Inscriptions près du Docteur M. SPECTOR
C.H.U. Necker,
Service du Professeur KELLERSHOHN,
156, rue de Vauglraud - 75015 Paris.

Frais d'inscription : — membres A.I.M.I.F. : 60 F
— étudiants : 60 F
— non-membres : 120 F

(Il sera possible de prendre un repas sur place : 30 F).

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 avertir 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.

OFFRE D'EMPLOI

J.884 — Le Ministère de la Santé recherche un ingénieur informaticien, un à deux ans d'expérience, pour participer à la création d'un système informatique pour les SAMU-CENTRE 15.
Expérience mini-informatique souhaitée.

Membre S.E.E. céderait collection complète depuis 1963 de la revue ONDE ELECTRIQUE. Faire offre à S.E.E. qui transmettra.

SEE/II

DU MARDI 26 JUIN AU VENDREDI 29 JUIN 1979

LILLE

Sections **17, 21, 22, 25**

Groupe NORD

JOURNEES NATIONALES MICROONDES

Organisées par le soutien des :

- Section 17 (Métrologie Mesure et Instrumentation) — Président : M. RUTMAN.
- Section 21 (Matériaux et Composants - Physique du solide) — Président : M. CHIRON.
- Section 22 (Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision - Propagation) — Président : M. COIRON.
- Section 25 (Ondes et Signaux) — Président : M. BOLOMEY.
- Groupe Nord — Président : M. DUBOST.

Sous le patronage du CNFRS — Président : M. Y. BERNARD.

et en association avec le GRECO CNRS « Dispositifs Microondes ».

Lieu : Université des Sciences et Techniques de Lille, 59650 Villeneuve-d'Ascq (service spécial de cars entre la gare de Lille et l'Université).

Programme

Mardi 26 juin

Séssion sur les composants actifs et passifs hyperfréquences.
Sessions sur les matériaux pour composants actifs.
Sessions sur les dispositifs acousto-électriques.
Sessions sur les applications énergétiques des hyperfréquences.

Mercredi 27 juin

Demi-journée S.E.E. sur les antennes et les équations intégrales de l'électromagnétisme **
Sessions sur les grands systèmes hyperfréquences.
Sessions sur les dispositifs en infrarouge lointain *.
Sessions sur les transistors à effet de champ.

Jeudi 28 juin

Demi-journée S.E.E. sur les antennes ***.
Sessions sur le transistor à effet de champ.
Sessions sur les composants actifs et passifs hyperfréquences.
Sessions sur l'optique électromagnétique *.
Sessions sur les applications médicales des hyperfréquences * (sous le patronage de la DGRST (GBM).

Vendredi 29 juin

Séssion sur les diélectriques et leur méthode de mesure *.

* Ces sessions font partie également du colloque Optique Hertzienne et Diélectriques qui se tiendra la même semaine à Lille.

Frais d'inscription : ensemble des journées 100 F
une journée 50 F

Pour tout renseignement et inscriptions écrire ou téléphoner à :

Professeur E. CONSTANT
UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE
Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs
Bât. P 3, B.P. 36 - 59650 VILLENEUVE-D'ASCQ
Tél. : (20) 91.92.22 poste 22.38.

** — Mercredi 27 juin 1979 (matin) { Problèmes de polarisation et de couplage des antennes.
*** — Jeudi 28 juin 1979 (matin)

organisées par les Sections 22 et 25 et le Groupe NORD de la SEE.

** — Mercredi 27 juin 1979 (après-midi) : Résolution numérique d'équations et intégrales singulières en électromagnétisme et acoustique.,

organisée par la Section 25 et le Groupe NORD de la SEE.

Les programmes de ces 3 demi-journées ont paru dans le bulletin du mois d'avril.

PERMIT

THIS PERMIT IS GRANTED TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

LANDS OF THE UNITED STATES IN THE

COUNTY OF _____ STATE OF _____

TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

LANDS OF THE UNITED STATES IN THE

COUNTY OF _____ STATE OF _____

TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

LANDS OF THE UNITED STATES IN THE

COUNTY OF _____ STATE OF _____

TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

LANDS OF THE UNITED STATES IN THE

COUNTY OF _____ STATE OF _____

TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

LANDS OF THE UNITED STATES IN THE

COUNTY OF _____ STATE OF _____

TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

LANDS OF THE UNITED STATES IN THE

COUNTY OF _____ STATE OF _____

TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

LANDS OF THE UNITED STATES IN THE

COUNTY OF _____ STATE OF _____

TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

LANDS OF THE UNITED STATES IN THE

COUNTY OF _____ STATE OF _____

TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

LANDS OF THE UNITED STATES IN THE

COUNTY OF _____ STATE OF _____

TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

LANDS OF THE UNITED STATES IN THE

COUNTY OF _____ STATE OF _____

TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

LANDS OF THE UNITED STATES IN THE

COUNTY OF _____ STATE OF _____

TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

LANDS OF THE UNITED STATES IN THE

COUNTY OF _____ STATE OF _____

TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

LANDS OF THE UNITED STATES IN THE

DATE 12 31 33 32
COUNTY OF _____ STATE OF _____

TO THE UNDERSIGNED FOR THE PURPOSE OF EXAMINING THE

Demi-journée d'études organisée par :

SEE - Section 24 (Commutation. Systèmes et réseaux de télécommunications). — Président : M. C. ABRAHAM (CNET).

LES UNITES DE RACCORDEMENT D'ABONNES ELECTRONIQUES

Lieu : Centre de Relations des Télécommunications - CNET, 38-40, rue du Général-Leclerc - 92131 Issy-les-Moulineaux.

Heure : 14 h 30.

Programme

Président : M. J.-J. DAMLAMIAN, Direction des Télécommunications de Paris.

- La structure des systèmes de commutation avec U.R.A., par M. B. ROCHE (CNET).
- Les U.R.A. temporelles, par M. PRUDHON (AOIP).
- Les U.R.A. spatiales, par M. SAMOEL (CIT Alcatel).
- L'utilisation des U.R.A. dans la planification des réseaux locaux, par Mme ROUSSET (CNET).

La participation est gratuite pour les membres individuels de la SEE à jour de leur cotisation 1979. 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).

MARDI 5 JUIN 1979**ISSY-LES-MOULINEAUX****Section 21****Demi-journée d'études organisée par :**

SEE - Section 21 (Matériaux et Composants - Physique du solide) — Président : M. B. CHIRON (LTT).

ETAT DE L'ART DANS LE DOMAINE DE L'OPTIQUE INTEGREE

Lieu : Centre de Relations des Télécommunications - CNET, 38-40, rue du Général-Leclerc - 92131 Issy-les-Moulineaux.

Présidents de séance : M. NOBLANC (CNET Bagneux)
M. GALLION (ENST).

Programme

- 14 h 00 Propagation dans les guides, par M. ARNAULT (Faculté de Limoges).
- 14 h 30 Description et comparaison des diverses méthodes de réalisation de guides en optique intégrée, par M. CHARRETIER (I.P. Grenoble).
- 15 h 00 Intégration hybride : coupleurs, commutateurs, modulateurs, par M. PAPUCHON (Thomson-CSF Corbeville).
- 15 h 30 Pause.
- 15 h 45 Intégration monolithique : sources et modulateurs, par M. CARENCO (CNET Bagneux).
- 16 h 15 Détecteurs, par MM. BELMAS et BRILMAN (CGE Marcoussis).
- 16 h 45 Exemple de fonctions réalisables. Evolution vers l'optique intégrée et perspectives, par M. PUECH (Thomson-CSF Corbeville).

La participation est gratuite pour les membres individuels de la SEE à jour de leur cotisation 1979. 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).

Journées d'études

LES MOTEURS PAS A PAS ET LEURS APPLICATIONS

L'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy organise les 21 et 22 juin prochains dans ses locaux, 2, rue de la Citadelle - 54000 Nancy (Tél. : (83) 36.39.01), deux journées d'études sur les moteurs pas à pas et leurs applications.

Programme

JEUDI 21 JUIN - Première session - 8 h 30.

LE MOTEUR PAS A PAS ET SA COMMANDE — Président : Prof. JUFER (Ecole Polytechnique de Lausanne).

- Les moteurs pas à pas : recherches, technologies, perspectives, par le Prof. JUFER.
- Caractéristiques internes et externes des différents types de moteurs pas à pas, par le Prof- KAUFFMANN (Directeur I.U.T. Belfort).
- Modélisation et identification des moteurs pas à pas, par MM. GOELDEL et LOUIS (L.E.E.A.).
- Commande optimale des moteurs pas à pas, par MM. LOUIS et GOELTEL.
- Méthodes et systèmes de mesure sur les moteurs pas à pas, par M. ABIGNOLI (E.N.S.E.M.).
- Les alimentations électroniques des moteurs pas à pas, par M. FOCH (ENSEEHT Toulouse).

VENDREDI 22 JUIN - Deuxième session - 9 h.

APPLICATIONS DES MOTEURS PAS A PAS — Président : M. RICHALET (ADERSA/GERBOIS).

- Applications des moteurs pas à pas à la robotique, par M. CARBON (Sté LANGUEPIN).
- Caractéristiques des moteurs pas à pas Citroën et leur emploi dans les machines-outils, par M. POIROT (Citroën).
- Utilisation des moteurs pas à pas en péri-informatique, par M. BREDART (Sté LOGABAX).
- Particularités des moteurs pas à pas destinés à l'horlogerie domestique et technique, par M. WELTERLIN (Sté PORTESCAP France).

Après-midi — Président : M. LE MAITRE (D.E.R.A. CERT).

- Utilisation de vérins hydrauliques commandés par des moteurs pas à pas dans les robots, par M. NEEL (Sté JAZ S.A.).
- Applications des moteurs pas à pas aux microdéplacements et à la commande de « Floppy disk », par M. JACQUIN (Stés SFMI et CROUZET).

16 h 45 Synthèse et clôture.

DROITS D'INSCRIPTION :

400 F pour les membres SEE }
500 F pour les non-membres } comprenant les déjeuners des 21 et 22 juin et la documentation.

Chèque libellé à l'ordre de la Fondation de l'Industrie de l'E.N.S.E.M.

INSCRIPTION A ADRESSER A :

E.N.S.E.M. Journées d'études des Moteurs Pas à Pas.
2, rue de la Citadelle, B.P. 850 - 54011 Nancy Cedex.
Tél. : (83) 36.39.01

Responsables : MM. ABIGNOLI, HUSSON et YVROUD.

RESERVATION DE CHAMBRES A ADRESSER A :

Palais des Congrès de Nancy.