

l'onde électrique

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES ÉLECTRICIENS,
DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

LIBRARY, ENVIRONMENTAL RESEARCH
LABORATORIES, NATIONAL OCEANIC AND
ATMOSPHERIC ADMINISTRATION
BOULDER, COLORADO

Volume 57 n° **2** FÉVRIER 1977

Volume 57, n° 2 FEBRUARY 1977

MAR 15 1977

TRANSMISSION NUMÉRIQUE DE DONNÉES

CIRCUITS LOGIQUES A 3 ÉTATS

CŒUR ARTIFICIEL

Le téléphone de demain

LOCATION:

- ☐ Latest issue to staff room
- ☐ C-current display
- ☒ Current shelves
- ☐ Bibliography shelves
- ☐ Other

RETENTION:

- ☐ Current year only
- ☐ Other

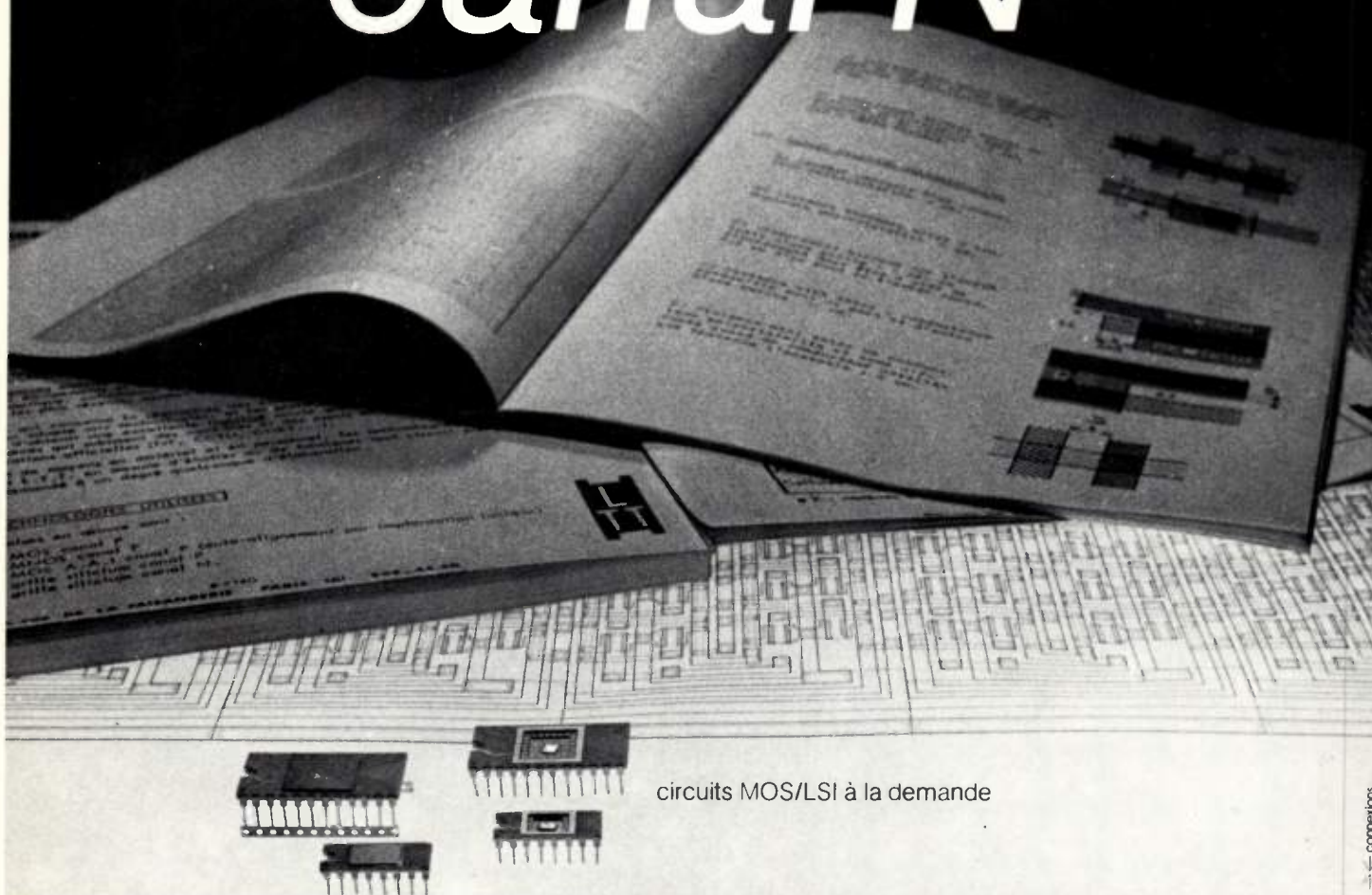


Prisme en toit
en PUOPSIL A
ÉLECTRO-QUARTZ



MASSON
Paris New York
Bari Barcelone Milan

"canal N"



circuits MOS/LSI à la demande

Forte d'une expérience de plus de 20 ans dans le domaine des semi-conducteurs professionnels, la Société L.T.T. réalise depuis plusieurs années des circuits intégrés MOS "à la demande". Les travaux menés dans ce domaine ont permis à L.T.T. d'acquérir dans les technologies les plus récentes, une parfaite maîtrise de la production.

Principales technologies.

- CANAL P. (Grille d'aluminium ou grille de silicium.)
- CANAL N. (Grille d'aluminium ou grille de silicium.)
- MOS complémentaire.

Vous obtiendrez toute information souhaitée en prenant contact avec notre Service Commercial, 89, rue de la Faisanderie 75782 PARIS CEDEX 16 Tél. 504.45.50. ou en renvoyant le bon ci-contre.



Méthodes de conception des circuits mises à la disposition de l'utilisateur.

1. Conception totalement prise en charge par L.T.T.
2. Conception effectuée par l'utilisateur, sur la base des règles technologiques fournies par L.T.T.
3. Conception effectuée par l'utilisateur à partir de "cellules de base" fournies par L.T.T. et qui font partie d'une importante bibliothèque.

Nous souhaitons recevoir gratuitement votre documentation.

Nom ou Société _____

Adresse _____

MO

oe COURRIER DES LECTEURS

La rubrique « Courrier des lecteurs » a pour objet de répondre aux questions, remarques ou suggestions des lecteurs. Les lettres doivent être adressées à la Rédaction de l'Onde Électrique, 48, rue de la Procession, 75015 Paris.

... Étant abonnés à votre revue, nous avons eu l'occasion de lire l'article publié dans votre n° 10 du mois d'Octobre 1976, concernant les télécommunications par fibres optiques.

Nous avons été sensibles à l'intérêt que vous éprouvez pour cette nouvelle technologie, mais nous regrettons certaines inexactitudes concernant surtout les produits que nous commercialisons : Les fibres « Selfoc ».

Nous rappelons à cette occasion qu'à la suite d'un accord technique et commercial, la « Division fibres optiques » de Quartz et Silice représente en Europe, et en exclusivité, les produits fabriqués par Nippon Sheet Glass, dont les fibres Selfoc.

Deux fibres Selfoc sont actuellement commercialisées :

— La GI-45 et la GI-60.

Les caractéristiques principales de la GI-45 sont :

- Atténuation garantie : < 10 db, mini : 5 db.
- Diamètre du cœur : 45 μ .
- Diamètre du cladding optique : 150 μ .
- Ouverture numérique : 0,25.
- Capacité de transmission : environ 1000 Mbits/s/km.
- Présentation : gaine Nylon 12 - $\varnothing$ 0,9 mm.

Les caractéristiques de la GI-60 sont :

- Atténuation garantie : < 10 db, mini : 5 db.
- Diamètre du cœur : 60 μ .
- Diamètre du cladding optique : 150 μ .
- Ouverture numérique : 0,25.
- Capacité de transmission : 300 Mbits/s/km.
- Présentation : gaine Nylon 12 - $\varnothing$ 0,9 mm.

Les caractéristiques techniques indiquées ci-dessus sont, comme vous pouvez le constater, très différentes de celles que vous avez publiées dans votre article.

Cette inexactitude peut entraîner une mévente de nos produits...

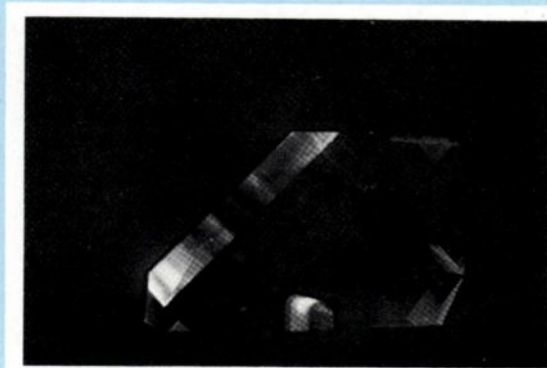
M. D. BOUCHER,
Société QUARTZ ET SILICE.

Le tableau publié dans l'Onde Électrique d'Octobre 1976 page 434 comporte en effet, une certaine imprécision puisque les caractéristiques des fibres qui y sont données datent du début de 1975. Précisons néanmoins que de nombreux fabricants et laboratoires réalisent actuellement des fibres optiques en verre dopé à gradient d'indice quasi parabolique présentant des coefficients d'atténuation linéique voisins de 2 dB et une bande passante de quelques centaines de MHz. Il est probable que ces caractéristiques seront encore améliorées.

L'Onde Électrique.

Sur notre couverture :

PRISME EN VERRE DE SILICE QUALITÉ PUOPSIL A



ELECTRO-QUARTZ est la seule société française fabricant des verres de silice à usage optique.

Les méthodes les plus modernes permettent d'élaborer une gamme complète de verres utilisables aussi bien dans l'ultra-violet que dans l'infra-rouge.

Des composants optiques de toutes sortes peuvent être réalisés à partir de ces matériaux dans des domaines aussi divers que :

- Armement
- Spatial
- Nucléaire

De nouveaux domaines d'utilisation apparaissent :

FIBRES OPTIQUES. Le verre de silice synthétique (TRESASIL SE) est le matériau de base pour la réalisation de fibres optiques à très faible atténuation (inférieur à 5 db/km).

SUBSTRATS POUR HYPERFRÉQUENCE.

Voir fiche technique produit page 104.



104-108, route de Larchant

B.P. n° 25

Saint-Pierre-lès-Nemours

77140 NEMOURS (France)

Tél. : 428.03.00

Télex : 691197 F

CHARGES
2 W à
50 kW

et aussi des
WATTMÈTRES
pour
RADIO-AMATEURS

WATTMÈTRES
DIRECTIONNELS
Modèle 43

Modèle 4314

ATTÉNUATEURS
25 W à
4000 W

WATTMÈTRE
à ABSORPTION
Modèle 6156

BIRD

une gamme complète de WATTMÈTRES, CHARGES & ATTÉNUATEURS

TEKELEC TA ARTRONIC

DIVISION DISTRIBUTION, B.P. N° 2, 92 310 SEVRES, Tél. : (1) 946-96-48, Télex : TEKLEC 204 552 F

Les sommaires de l'Onde électrique sont reproduits dans les Current Contents Engineering and Technology.

oe magazine**oe magazine****oe magazine****oe magazine**

- 77 Courrier des lecteurs
- 82 Téléx
- 85 Événements
- 89 Informations générales
- 90 Télécommunications

- 93 Composants
- 95 Mesure et instrumentation
- 95 Informatique
- 96 Grand public
- 97 Nouvelles économiques

- 98 Activités des laboratoires
- 101 Nouveautés techniques
- 108 Livres reçus
- 110 Analyses de livres

Composants

- 113 Application des dispositifs à transfert de charge et des composants acoustiques à onde de surface au traitement du signal analogique.
(2^e partie.) C. LARDAT, C. LÉGAY et P. TOURNOIS

Télécommunication

Le débit d'une voie téléphonique numérique est souvent très supérieur à celui qui est couramment nécessaire pour la transmission de données; il est donc possible de transmettre sur une seule voie plusieurs canaux de transmissions de données.

- 118 Transmissions de données synchrones sur support numérique par échantillonnage.
M. STEIN

Circuits logiques

Les circuits intégrés logiques à trois états sont de plus en plus employés dans la conception des circuits car ils permettent de réaliser des économies à de nombreux niveaux.

- 126 Simplification d'un circuit logique par utilisation des circuits à 3 états.
J. DUCHENE

Traitement des images

L'analyse chromosomique est une opération fastidieuse et il est souhaitable de l'automatiser en utilisant les techniques de traitement des images.

- 130 Automate spécialisé de traitement d'images. Application à l'analyse chromosomique automatique.
A. SPIWACK

Probabilités

- 135 Transformation non linéaire des variables aléatoires régies par les lois de Gauss et de Raleigh.
SAM ATH HING

Biomédical

Beaucoup de laboratoires biomédicaux effectuent actuellement des recherches pour la mise au point d'un cœur artificiel.

- 142 Possibilités d'un organe moteur à commande électronique pour cœur artificiel.
R. C. BLANCHET et J. J. URGELL

Formation continue

- 148 Contribution de la théorie des circuits pathologiques à l'électronique linéaire. B. — Notions fondamentales. R. KIELBASA et F. DATTEE

RÉDACTION

SEE, 48, rue de la Procession, 75015 Paris
Tél. : 567.07.70

Rédacteur en chef : D. HALPERN.

Adjointe au Rédacteur en Chef : E. RUTMAN.

Secrétariat : B. BREDA.

Comité de l'Onde Électrique

Président : Y. ANGEL, Professeur au CNAM.

Vice-Président : M. THUE, Ingénieur général des Télécommunications au CNET.

Comité de lecture

Président : G. PAYET, PTT.

l'onde électrique

Voir conditions d'abonnement
France et Étranger,
3^e de couverture.

Index des annonceurs,
3^e de couverture.

© 1977, Masson, Paris
Publication périodique mensuelle

PUBLICITÉ

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

Michel J. LEROY, Directeur de la Régie.

Alain BUISSON, Chef de Publicité.

Téléphone : 329.21.60.

Représentant pour la Grande-Bretagne :

Frank L. Crane Ltd,

16-17 Bride Lane, London EC4Y 8EB.

Tél. : 01.353.1000. Télex : 21489.



oe magazine

- 77 Letters
- 82 Telex
- 85 Electronica 1976
- 89 Moving around
- 90 Telecommunications

oe magazine

- 93 Components
- 95 Instrumentation
- 95 Computers
- 96 Consumer electronics
- 97 Economical news

oe magazine

- 98 Laboratories activity
- 101 Technical news
- 108 Books received
- 110 Books review

oe magazine

The transmission rate of a single digital voice channel is greater than the transmission rate required for data transmission, so that several data channels can be transmitted on a single voice channel.

There states logic ICS are more and more used in circuit design because they allow substantial cost and money savings.

Chromosomic analysis is a very laborious job so that the use of an automatic and conversational karyotyping system by image processing is welcomed.

Many biomedical laboratories are making investigations for the design of an artificial heart.

Components

- 113 Applications of charge transfert devices and surface acoustic wave devices to analog signal processing (part 2).
C. LARDAT, C. LEGAY and P. TOURNOIS

Telecommunication

- 118 Synchronous data transmission on digital channel by sampling technics.
M. STEIN

Logic circuits

- 126 Simplification and money-save in logic-circuits by use of three states logic.
J. DUCHENE

Image processing

- 130 Specialized image processor: a caryotyping application.
A. SPIWACK

Probabilities

- 135 Non linear transformation of Gauss and Rayleigh random variables.
S. A. HING

Medical and bioengineering

- 142 The possibilities of an electronically controlled actuator for an artificial heart.
R. C. BLANCHET and J. J. URGELL

Educational paper

- 148 Contribution of pathological circuits theory to linear electronics. (Part 2).
R. KIELBASA and F. DATTEE

EDITORIAL MATTERS

SEE, 48, rue de la Procession, 75015 Paris
Tél. : 567.07.70

Editor-in-Chief : D. HALPERN.

Editorial assistant : E. RUTMAN.

Secretary : B. BREDÁ.

Committee of l'Onde Électrique

President : Y. ANGEL, Professor, CNAM.

Vice-President : M. THUE in charge of International technical relations at the CNET.

Committee of Referees

President : G. PAYET, French PTT.

Subscription: 3th cover.

Published monthly (except July and August)
by Masson et Cie,
120, bd Saint-Germain, Paris, France.
Annual subscription price : 200 F.
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.

ADVERTISING

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

Michel J. LEROY, Advertising Director.

Alain BUISSON, Advertising Manager.
Telephone : 329.21.60.

Representative for Great Britain :

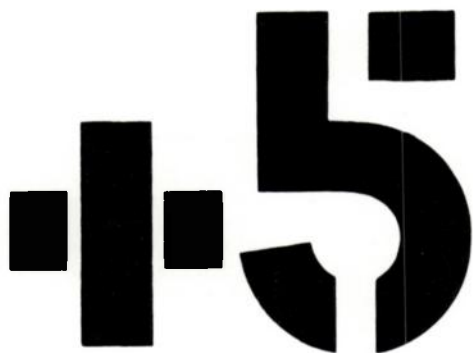
Frank L. Crane Ltd,
16-17 Bride Lane, London EC4Y 8EB.
Phone : 01.353.1000. Telex : 21489.

© 1977, Masson, Paris
Published monthly



Paris 28 mars-1^{er} avril 1977.

ÉLECTRONIQUE
ELECTRONICS



Secrétariat Général : 11 rue Hamelin - 75783 PARIS Cédex 16
France ☎ 553.11.09 ou 505.14.27 ⚡ SYCELEC Paris 034 —
Tx SYCELEC PARIS 611045 F.

ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

FORMATION CONTINUE

Formation générale	Formation technique	Présentation d'une technique avancée
--------------------	---------------------	--------------------------------------

ELECTRONIQUE

1977

Fonctions analogiques à base de circuits intégrés 10 au 14 janvier

Circuits intégrés logiques 3 au 7 octobre

Hyperfréquences 26 au 30 septembre

Composants modernes aux hyperfréquences 17 au 21 octobre

Sources de lumière cohérente. Principes 28 février au 4 mars

Sources de lumière cohérente : Application au traitement et transmission de l'information 20 au 24 juin

Génération et filtrage des fréquences 21 au 25 novembre

1

Fonctions analogiques à base de circuits intégrés

1

Circuits logiques intégrés

1

Hyperfréquences

2

Composants modernes aux hyperfréquences

1

Sources de lumière cohérente : Principes

2

Sources de lumière cohérente : Application

2

1. Formation générale
2. Formation technique
3. Présentation d'une technique avancée.

Génération et filtrage des fréquences

Des sessions adaptées à une demande particulière peuvent être organisées par
L'ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

Inscriptions et renseignements :

ENST - Service de la Formation
Continue 46, rue Barrault,
75634 PARIS CEDEX 13
Tél. : 580-40-80 poste 42.57





TELEX 200565...TELEX 200565...TELEX 200565...TELEX 200565...TELEX 200565...TELEX 200565

COMPOSANTS

Le **LCC-CICE** du groupe Thomson-CSF a créé au sein de sa division Encapsulation un service de sous-traitance de finition (or, argent, nickel, ...) pour les industries des semiconducteurs et autres.

La Commission communautaire traitant des problèmes de technologie au sein du Marché Commun étudie un plan d'aide à l'étude et au développement en Europe de **circuits intégrés de très grande complexité** destiné à l'industrie informatique notamment. Le plan d'aide aurait une durée supérieure à 6 ans et plus de 150 M\$ y seraient consacrés.

TÉLÉCOMMUNICATIONS

L'**Aeronutronic Ford**, filiale de Ford Motor Co a changé de nom et est devenu depuis le 1^{er} décembre dernier **Ford Aerospace and Communications Corp.** Les effectifs de la société atteignent 25 000 personnes.

La Northern Electric (CND) aura acquis a **Cook Electric (USA)** pour un montant global de 29 790 420 M\$ (achat de 1 986 028 actions à 15 \$ chacune).

Grundig a présenté au Salon Audio-visuel et Communication de Paris un ensemble de reportage (ENG) en couleur comportant une caméra FAC 71 et un magnétoscope à cassette modèle BK 6001.

GTE fournira à la compagnie Anonima Nacional Telefonos de Venezuela, 2 faisceaux hertziens. Le premier faisceau aura 640 km de long et comportera 22 relais, le second 160 km et 7 répéteurs. Le montant du contrat atteint 2,5 M\$.

Harris Corporation (USA) installera au Soudan un système complet de télécommunications nationales baptisé « SUDOSAT ». Ce système comportera 14 stations terriennes de télécommunications par satellite, 13 stations de télédiffusion, 5 centraux téléphoniques et un émetteur en ondes moyennes de 200 kW. Le montant du contrat atteint 29 M\$, plus une option de 10 M\$ pour une extension éventuelle.

ITT-Domestic Transmission Systems, Inc va équiper d'une station terrienne de télécommunications par satellite à Syria (Virginie, USA) dont le coût sera de 8 M\$. Cette station fera partie d'un ensemble de 3 stations implantées sur le territoire américain, sera destinée à la transmission de conversations téléphoniques, de programmes de télévision et de transmission de données entre Washington et d'autres villes américaines.

LM Ericsson fournira pour 40 M\$ de centres de commutation électronique de données du type AXE utilisant la technique SPC destinés au réseau nordique de commutation par paquets (cf OE, août-septembre 1976, p. 385).

LM Ericsson fournira à l'Algérie pour 16 M\$ de centraux téléphoniques crossbar.

LM Ericsson fournira à l'IETEL (Administration des Télécommunications de l'Équateur) des centraux téléphoniques crossbar ainsi que 16 000 Ericophones pour un montant total de 24 M\$. Une petite partie de ces équipements sera construite en Équateur.

Compte tenu du contexte économique canadien et des mesures anti-inflationnistes, la **Northern Telecom** envisage de transférer une grande partie de ses activités aux USA. Rappelons que le groupe canadien dispose depuis 1971 d'une filiale aux USA : la Northern Telecom Inc.

Philips a installé dans ses bureaux d'Hilversum (NL) une petite station terrienne de télécommunications par satellite. Cette petite station de démonstration fonctionnant avec le satellite franco-allemand Symphonie a une capacité de 2 canaux téléphoniques.

La division Collins Commercial Telecommunication de **Rockwell International** fournira à la Corporation for Public Broadcasting un système de stations terriennes destiné au réseau américain de télédiffusion par satellite qui comportera environ 150 stations. Le montant du contrat atteint 25,5 M\$. Ce système utilisera 3 répéteurs du satellite Westar de la Western Union. La station type de ce système sera équipée d'une antenne de 10 m de diamètre, d'amplificateurs à très faible bruit (50 à 300 °K) et du récepteur vidéo à agilité de fréquence Collins 55 U3 - 1SC.

La division Collins Commercial Telecommunications de **Rockwell International** s'est vue attribuer par ITT Corporation Communication Systems Inc un contrat d'un montant de 13,5 M\$ pour la fourniture d'équipements de commutation à commande par programme enregistré. Ces équipements sont destinés au réseau trans-USA de télécommunications privées reliant la côte Est à la côte Ouest des USA. Collins fournira 11 autocommutateurs en tandem et un centre de supervision générale.

Stromberg-Carlson (USA) fournira à la compagnie privée américaine de téléphone 4 systèmes de commutation System Century DCO pour un montant de 3,2 M\$. Rappelons que la famille des autocommutateurs System Century avait été introduite au milieu de l'année 1976 par Stromberg (cf OE, août-septembre 1976, p. 384).

La Continental Telephone Corporation a finalement acquis pour 17,128 M\$ la division Câbles de la **Superior Continental** (cf OE, janvier 1977, p. 16).

La **Telecom Industries (USA)** et la firme italienne **Societa Impianti Elettrici Telefonici Telegrafici Construzioni Editi (SIETTE)** ont signé un contrat d'un montant supérieur à 5 M\$ pour la conception et la fourniture de 8 centres de commutation téléphonique au Nigéria.

La firme américaine **Telecommunications Systems of America (TSA)** vient de commencer la vente aux USA d'équipements de télécommunications de la Northern

Telecom (CND). Rappelons que cette opération s'inscrit dans le cadre de l'accord d'achat de la TSA par la Northern Telecom récemment signé. TSA fondée en 1972, est spécialisée dans la vente et l'installation d'équipements de télécommunications; la valeur du parc installé atteint 15 M\$ (400 clients, 0,3 M de lignes).

Un accord de principe entre les firmes américaines Inselco Corporation (Connecticut) et Fiber Communications, Inc (N. Jersey) a été signé pour la formation d'une nouvelle filiale commune de la **Times Fiber Communications Inc** qui regroupera les activités **fibres optiques** de l'Inselco avec celles de Fibers Communications. Le capital de la nouvelle société sera détenu à 51 % par l'Inselco et à 49 % par Fiber.

TRT en association avec la société brésilienne Inbelsa, s'est vu confier par l'Administration des Télécommunications du Brésil Embratel la fourniture et l'installation de faisceaux hertziens (1 800 voies; 6 GHz; 166 répéteurs). Le montant du contrat atteint 32 MF; une partie du matériel sera fabriqué sous licence par Inbelsa.

La compagnie aérienne belge, la SABENA, a commandé 33 systèmes avertisseurs de proximité du sol modèle APS 500 de **TRT**.

Le **Post Office britannique** a divulgué un certain nombre d'informations concernant les projets de tarification du service de **commutation par paquet EPSS**. Voici un exemple des tarifs qui entreront en vigueur en 1978 :

- liaison de 32 km à 2 400 ou 4 800 bits/s : 60 £ pour la location annuelle, 60 £ pour le branchement;
- liaison de 32 km à 48 K bits/s : 3 615 £ pour la location et 600 £ pour le raccordement.

MESURE

La **Samgamo Electric** et la **Weston Instruments**, toutes deux filiales américaines du groupe Schlumberger Ltd, ont fusionné pour former la **Samgamo Weston, Inc**. Cette nouvelle société dispose maintenant de 15 usines aux USA, CND, Mexique et Porto Rico. Cette fusion fait suite à la prise de contrôle totale de Samgamo Weston par Schlumberger (cf OE, janvier 1977, p. 19).

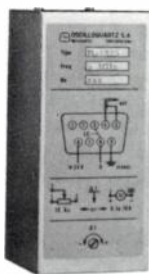
NOUVELLES ÉCONOMIQUES

Le groupement professionnel britannique Brema a publié un certain nombre de statistiques concernant les ventes de matériel grand public en Grande-Bretagne durant la période janvier-novembre 1976 en millions d'unités :

- téléviseurs couleur : 1,359 (— 6 %);
- téléviseurs noir et blanc : 0,922 (+ 6 %);
- systèmes stéréophoniques à haute fidélité : 0,648 (— 5 %);
- radorécepteurs : 3,145 (— 16 %).

Oscilloquartz vous propose au moins deux issues à ce labyrinthe

Vous pouvez consacrer un temps précieux à comparer les différents types d'oscillateurs disponibles sur le marché, sans pour autant trouver de solution à votre problème, tant le choix quant aux spécifications, dimensions, type de raccordement, etc. est complexe. Oscilloquartz vous propose deux solutions caractéristiques :

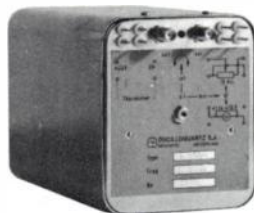
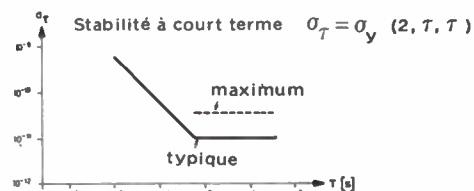


1 Meilleur rapport prix/performance pour un oscillateur à quartz.

Si vous hésitez quant au meilleur compromis prix/performance de l'oscillateur à quartz qui équipera vos compteurs, enregistreurs, synthétiseurs, équipements de télécommunication et de mesure du temps, retenez le modèle B-1325.

Fréquence : 5 MHz standard, 4-6 MHz en option
Long terme : $5 \cdot 10^{-10}$ /jour
Court terme : $\sigma_T \cdot 10^{-10}$ pour $\tau > 1$ s
Température : $< 6 \cdot 10^{-9}$ de -40°C à $+55^\circ\text{C}$
Entraînement par varicap : $5 \cdot 10^{-7}$
Dimensions : 50X51X116,5 mm

L'oscillateur B-1325 offre d'excellentes performances aussi bien à long qu'à court terme. Sa commande par varicap permet de l'incorporer dans une boucle d'asservissement. Sa construction robuste et son prix très raisonnable en font un pilote idéal pour de multiples applications.



2 Meilleure pureté spectrale

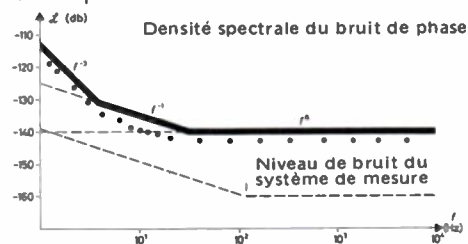
Si vous recherchez une pureté spectrale élevée pour vos équipements de télécommunication à bande étroite, pour vos synthétiseurs, pour vos appareils de navigation ou pour toute autre application nécessitant une multiplication de fréquence, l'oscillateur B-5400 répondra certainement à vos besoins.

Fabriqué en séries industrielles, le modèle B-5400

Fréquence : 5 MHz standard, 4-7 MHz en option
Long terme : $< 1 \cdot 10^{-10}$ /jour
Court terme : $\sigma_T \leq 1 \cdot 10^{-12}$ pour $\tau = 1$ à 10 s
Température : $< 5 \cdot 10^{-10}$ de -30°C à $+55^\circ\text{C}$
Entraînement par varicap : $2 \cdot 10^{-7}$
Dimensions : 71,5X84X135 mm

présente des caractéristiques uniques de stabilité à court et à long terme ainsi qu'une pureté spectrale exceptionnelle, tout spécialement à faible distance de la porteuse.

L'entraînement par varicap permet d'asservir le B-5400 à d'autres sources de fréquence stables, telles que récepteurs de fréquence ou étalons atomiques.



Le programme d'Oscilloquartz comporte d'autres oscillateurs tels que de simples pilotes pour commandes séquentielles, des TCXO, des oscillateurs thermostatés ainsi que des étalons de temps et de fréquence à quartz et à césium. Nos spécialistes se tiennent à votre disposition pour vous guider dans le choix des équipements les mieux adaptés à vos besoins.

TEKELEC TA AIRTRONIC

Département " Métrologie " B.P. N° 2, 92 310 SEVRES, Tél. : (1) 946-96-48, Téléx : 204 552 F

Le nouveau modèle Hewlett-Packard 436 A dispose de trois atouts majeurs : sonde thermocouple à faible T.O.S., haute précision, facilité d'emploi.

Un pas décisif dans la mesure de puissance en hyperfréquences

Le modèle 436 A est un wattmètre tous usages. Il fonctionne pour des fréquences comprises entre 100 kHz et 18 GHz et pour des niveaux allant de -70 dBm à $+35$ dBm (selon la sonde utilisée).

Le faible T.O.S. des sondes de la série HP 8480 utilisées (1,1 de 50 MHz à 2 GHz, moins de 1,28 à 18 GHz) et la précision de l'appareil (0,5 %) permettent de mesurer les puissances en radiofréquences et en hyperfréquences.

Lisez la puissance dans l'unité de votre choix

La commande à bouton-poussoirs et l'affichage numérique simplifient la lecture et l'emploi du 436 A. Des commutateurs de mode permettent de lire la puissance absolue en watts ou en dBm et la puissance relative en dB.

La commutation automatique des gammes permet en outre de travailler les mains libres.

Identification automatique de la sonde

Le 436 A identifie automatiquement la sonde qui lui est reliée, affiche l'unité de puissance correspondante et place correctement la virgule.

Programmation à distance

Il existe en option deux interfaces de programmation pour le 436 A : Bus d'Interface Hewlett-Packard (HP-IB) et interface BCD qui permettent, l'une et l'autre, la télécommande complète des fonctions du wattmètre.

Le nouveau 436 A réduit les incertitudes d'adaptation, améliore la précision et la simplicité d'emploi. Son apparition sur le marché marque un progrès décisif dans la mesure de puissance en hyperfréquences.

Pour en savoir davantage,

écrivez à Hewlett-Packard France,
Z.I. de Courtabœuf, B.P. n° 70,
91401 Orsay Cedex. Tél. 907 78.25

HEWLETT  PACKARD

172 points de vente dans 65 pays assurent le service après-vente



Le téléphone de demain

Organisée autour du thème « Techniques de mise en œuvre des services nouveaux téléphoniques », la demi-journée d'études de la SEE, qui s'est tenue le 19 janvier dernier au CNET, aura tenté en réalité de donner une image du service téléphonique de demain.

Conçu il y a un siècle, pour mettre en relation vocale directe et bi-latérale deux personnes plus ou moins éloignées, le téléphone a subi depuis lors de nombreuses améliorations. Il s'est automatisé et son réseau s'est considérablement accru. Le téléphone est devenu un outil fondamental dans le monde actuel, il a un rôle économique et social important et fait donc l'objet d'attentions toutes particulières des États et des Gouvernements.

Pourtant, si l'amélioration et l'extension du réseau semblent être le souci majeur des organisations exploitantes des télécommunications, ces dernières tentent non seulement d'améliorer la qualité des prestations, mais également d'étendre les services.

C'est sur ce dernier point qu'a porté la récente demi-journée d'études organisée par la SEE et qui s'est déroulée le mois dernier au CNET.

Les services supplémentaires

La mission essentielle du téléphone est de mettre en relation directe deux abonnés. Progressivement et avec l'automatisation, les organismes

exploitants des télécommunications ont proposé de nouveaux services tels l'horloge parlante, les renseignements téléphoniques, le réveil téléphonique.

Le succès de ces nouveaux services mis en place de manière assez empirique dans les réseaux a incité à une réflexion globale sur l'introduction éventuelle de services supplémentaires.

De nouveaux services ont été ainsi définis, certains d'entre eux étant déjà en exploitation ; parmi ceux-ci notons :

- les abonnés absents : enregistrement automatique ou manuel d'appels lorsque l'abonné est absent ;
- les conférences téléphoniques : possibilité de relier entre eux simultanément au moins trois correspondants ;
- renvoi d'appel : en cas d'appel sur un numéro, cet appel est dérouteré et véhiculé vers un autre numéro d'abonné. Ce service a deux variantes : renvoi d'appel en cas de non réponse ; renvoi systématique et immédiat ;
- numérotation abrégée : possibilité d'appeler certains abonnés en composant uniquement quelques chiffres ou codes très courts ;
- réveil à une heure déterminée par l'abonné ;
- répétition automatique d'appel en cas d'occupation : si le numéro demandé est trouvé en occupation, l'appel sera automatiquement renouvelé.

Compte tenu du nombre important d'abonnés, ces services supplémentaires n'auront de justification économique que dans la mesure où ils seront entièrement automatisés.

Il faut aussi faire remarquer que ces services supplémentaires agissent sur des instructions et des ordres donnés par l'abonné. Ces deux contraintes automatisées et commandées par l'abonné, impliquent une capacité de traitement supplémentaire au niveau de la chaîne téléphonique et l'existence d'une mémoire pour l'enregistrement et la garde des ordres



Relié à un poste téléphonique rotatif courant cet accessoire permet la numérotation abrégée et la numérotation par clavier (fabrication PYE-TMC).

dont seuls disposent les centraux électroniques.

En effet, si un abonné désire par exemple le renvoi d'appel, il aura à suivre une procédure spéciale, il lui faudra non seulement composer l'indicateur correspondant à ce service mais également donner par l'intermédiaire de son poste son identité téléphonique et le numéro de renvoi. Il faudra que l'abonné est la possibilité de vérifier l'état du service et l'annuler le cas échéant.

Les centraux électromécaniques actuels ne se prêtent pas à cette fonction car ils ont une capacité de traitement et de mémorisation faible et uniquement adaptée à l'acheminement de conversations téléphoniques.

De plus, le principe même des postes téléphoniques rotatifs ou à clavier auxquels ces centraux sont raccordés ne permet pas d'assurer automatiquement toutes les fonctions.

Les organismes internationaux et notamment le CCITT et le CEPT ont été amenés à recommander l'utilisation d'un poste téléphonique multifréquences à 12 touches (10 chiffres décimaux plus deux sigles : le carré □ et l'étoile *) plus une touche de rappel. Ces postes multifréquences conviennent uniquement aux centraux électroniques.

De nombreux choix existent à ce niveau : quel élément de la chaîne



Poste téléphonique perfectionné destiné à être relié à un central téléphonique électronique privé. On distingue de gauche à droite : le haut-parleur permettant le « mains libres », le clavier de numérotation et enfin les touches fonctionnelles des services spéciaux (numérotation abrégée, conférences, etc.) (fabrication Northern Telecom).

téléphonique doit réaliser les services? Les centraux téléphoniques ne risquent-ils pas d'être encombrés?

La décentralisation des services

Tous les services supplémentaires peuvent être réalisés sans restriction par l'autocommutateur central, néanmoins certaines autres possibilités existent.

Le poste téléphonique doté d'un répondeur automatique réalise le service des « abonnés absents », équipé d'une montre électronique, il satisfait au « réveil pour téléphone », incorporant une mémoire de stockage de numéros d'appels, il permet la « numérotation abrégée ».

Des autocommutateurs spécialisés peuvent également se voir confier des services supplémentaires à l'instar des centraux interurbains ou internationaux.

L'utilisateur

Le point de vue de l'utilisateur est également essentiel et peut servir de guide dans le choix des moyens. L'abonné qui désire utiliser un service supplémentaire devra exécuter au clavier de son poste téléphonique une procédure plus ou moins complexe incluant des codes; il pourra commettre certaines erreurs. Il est important qu'il soit guidé et aidé ou bien que son poste téléphonique exécute une partie de la procédure.

Dans le premier cas le service sera dit « conversationnel », lorsque l'abonné composera d'abord le code du service, il entendra par exemple une voix lui indiquant à quel service supplémentaire il fait appel et lui donnant pas à pas les instructions de procédure. Dans le second cas il appuiera sur une touche spéciale



« Seule la poursuite d'une politique dynamique en matière de commutation électronique sera la garante de l'introduction rapide de ces services supplémentaires ».

comportant en clair le nom du service supplémentaire, qui exécutera une partie de la procédure, il composera ces données variables et appuiera sur une touche de validation. Il serait également intéressant qu'un dispositif d'affichage numérique indique les chiffres et codes composés, cela évitera bien des erreurs.

Les organismes internationaux ont écarté toute solution dite conversationnelle et toléré l'existence éventuelle de tonalités. Le CCITT recommande l'utilisation d'une des trois procédures établies par l'ATT (USA), la NTT (Japon) ou la CEPT (Europe).

Certains services peuvent également poser des problèmes aux usagers. Ainsi, la numérotation abrégée n'a de réel intérêt que si elle est vraiment abrégée, c'est-à-dire qu'à un numéro d'appel corresponde un indicatif comportant un minimum de chiffres. Faire correspondre à un numéro à 7 chiffres, un indicatif à 4 chiffres et sigles, ne représente pas un gain de temps prodigieux, mais cette fonction réalisée totalement ou partiellement par le poste téléphonique à l'aide d'une touche spéciale apporterait confort et rapidité.

Selon les choix techniques de départ, le confort du service, son efficacité et par conséquent son attrait seront plus ou moins grands.

Les responsables disposent aujourd'hui d'éléments statistiques et économiques nombreux. Certains provien-

nent de services supplémentaires déjà en exploitation dans les réseaux publics comme aux USA par exemple, d'autres provenant d'autocommutateurs électroniques privés qui proposent des services supplémentaires à leurs usagers.

L'existence même et l'importance du marché des autocommutateurs électroniques privés, et le succès rencontré par les postes téléphoniques spéciaux à mémoire et les accessoires téléphoniques évolués, permettent d'appréhender le marché de ces services. « Seule la poursuite d'une politique dynamique en matière de commutation électronique sera la garante de l'introduction rapide de ces services supplémentaires. »

D. HALPERN



L'Onde Électrique disposera d'un stand au prochain Salon International des Composants Électroniques qui se tiendra à Paris du 31 mars au 6 avril 1977.

Les responsables de la Revue sont à la disposition des lecteurs désireux de les rencontrer à cette occasion et leur demandent de bien vouloir écrire à :

L'Onde Électrique (Salon des Composants), 48, rue de la Procession, 75015 Paris.

L'Homme et l'Informatique : La Fondation Fredrik R. Bull.

« L'Informatique doit contribuer à la promotion de l'homme », tel est le cadre dans lequel s'inscrit la création de la Fondation Fredrik R. Bull.

Présentée officiellement le 19 janvier dernier par son Président M. Maurice Doublet, ancien Préfet de Paris, la Fondation Fredrik R. Bull, encore mal définie sur le plan de l'ensemble de ses activités, n'aura pas manqué de séduire par ses ambitions. La Fondation se veut indépendante (volonté partagée par le Président Directeur Général de la Compagnie CII Honeywell Bull, M. Brule), souligne sa vocation européenne (sans pour autant oublier son origine française), et se définit comme un « catalyseur ».

En effet, la Fondation ne cherche pas à rassembler les spécialistes de l'Informatique ; elle souhaite regrouper tous les hommes de bonne volonté ayant pour objectif : « toute action visant à une harmonieuse relation entre l'homme et l'outil informatique dans le cadre de la protection des libertés publiques et privées ».

Dans l'esprit de la Fondation Fredrik R. Bull, les développements de l'Informatique sont irréversibles, et contribuent à un puissant facteur de promotion de l'homme, dans la mesure où l'homme s'efforcera de les maîtriser, étant sous-entendu qu'il le fera pour la « bonne cause ».

La Fondation propose à cet effet un vaste programme d'activités axé autour d'un certain nombre de manifestations (symposium, colloque), de la diffusion d'une revue et d'ouvrages scientifiques, d'études et de recherches, et d'attribution de prix.

Seul l'avenir pourra dire si la Fondation Fredrik R. Bull, se sera contentée de « rêver l'impossible », ou si elle aura su être à la hauteur de ses ambitions, en maîtrisant le réel.

Il n'en reste pas moins vrai que cette création intervient au moment même où de nombreux citoyens s'interrogent sur l'utilisation de certains fichiers informatiques confidentiels, et qu'elle a donc le grand mérite de chercher à établir un dialogue avec les usagers de l'Informatique.

E. RUTMAN.

Fondation Fredrik R. Bull, 68, route de Versailles, 78430 Louveciennes (tél. : 958.66.20).

EUROCON'77



EUROCON'77, organisé par l'IEEE et l'EUREL (Convention des Sociétés savantes réunissant les ingénieurs électroniciens d'Europe de l'Ouest) dont la SEE fait partie, aura lieu du 3 au 6 mai 1977 à Venise (Italie).

Le programme provisoire de cette manifestation est actuellement disponible sur simple demande à EUROCON'77, AEI Viale Monza 259, I-20126 Milan (Italie) et au secrétariat SEE.

Il comprend la liste d'environ 200 sujets de conférences regroupés sous les thèmes suivants :

— télécommunications dans les systèmes de grande puissance,

— les récents développements dans les télécommunications,

— télécommunications et ordinateurs,

— télécommunications et traitement du signal en médecine,

— télécommunications dans les pays en voie de développement.

Les modalités d'inscription et la liste des visites techniques sont inclus dans le programme. Les formulaires de réservation d'hôtels joints au programme devront être renvoyés avant le 1^{er} mars 1977.

Pour tout renseignement complémentaire, prière de s'adresser au secrétariat de la SEE, 48, rue de la Procession, 75724 Paris Cedex 15 (tél. : 567.07.70). Télex : SEE 200565 F.

Prix Abraham.

La SEE vient d'attribuer à Monsieur Poitevin, Ingénieur en Chef du CNET, le prix Abraham, qui lui sera officiellement remis en avril prochain.

Le prix Henri Abraham est destiné à récompenser un travail particulièrement intéressant effectué par un ingénieur, chercheur ou technicien dans le domaine de l'électronique, de la radioélectricité et des télécommunications.

Monsieur Poitevin fait actuellement partie de la Direction du Secteur Télénformatique et Réseaux Spéciaux du Centre National d'Études des Télécommunications.

Il est également Président de la section technique 22 de la SEE traitant de télécommunications, radio-diffusion, télévision et propagation.

Les membres du Comité et la Rédaction de l'Onde Électrique présentent leurs félicitations à Monsieur Poitevin.

MSL73 bd Haussmann 75008 PARIS Tél 265.37.00
11 pl. A. Briand 69003 LYON Tél (78)62.08.33**INGENIEUR D'ETUDES
ET DE RECHERCHES**Electronique
Région Parisienne

Filière d'un puissant groupe industriel français, une société spécialisée dans la production d'appareils électroniques de mesure et de contrôle d'utilisation médicale et industrielle (CA 20 millions F - 150 personnes) crée, pour faire face à son expansion, un poste d'ingénieur d'études. Sous l'autorité du PDG assumant la fonction technique et au sein du laboratoire de recherche, il travaillera à l'étude d'un nouveau projet qui pourrait aboutir en deux ans et connaître des ramifications multiples. Totalement responsable de ce projet, le titulaire sera assisté au moins par deux ingénieurs. Il entrera en contact avec d'autres laboratoires au sein et à l'extérieur du groupe. Ce projet qui met en oeuvre des techniques nouvelles à base d'électronique fait appel à différentes branches de la physique : optique, acoustique, propagation, ultrasons... Le poste conviendrait à un ingénieur électronicien, âgé de 30 ans au moins, ayant assumé pendant plusieurs années, de préférence dans une société industrielle, des fonctions similaires ou comparables, animé une équipe et acquis des connaissances approfondies dans les domaines précités. Ecrire à P. Vinet, réf. OE 3.807.

Pour ce poste, adresser un bref curriculum vitae à Paris, en précisant la référence. Aucune information ne sera transmise à quiconque sans l'autorisation expresse donnée par le candidat à l'issue d'un entretien personnel avec le consultant.



Porte de Versailles (5-10 avril 1976)

l'onde électrique

Allée C Stand P 10

MASSON 

Masson, éditeur de l'ONDE ÉLECTRIQUE, vous invite à venir compléter votre bibliothèque technique (livres et revues) à son stand :

Allée C stand P 10.

OPTOELECTRONIQUE

Émission - Réception - Couplage

Photocoupleurs :
Stabilité améliorée
par l'isolement au verre
Haute tension d'isolement

GENERAL  ELECTRIC®**CCI**

distributeur officiel
42, rue Etienne-Marcel
75081 PARIS CEDEX 02
Tél. : 261.55.49
Telex : LORESOL 240.835 F

Le manuel « optoelectronics » est paru : 36,50 TTC francs

brp403



INFORMATIONS GÉNÉRALES

Siemens a constitué en France sous le nom d'**Audipha Acoustique SARL**, une filiale de vente de matériels destinés aux mal-entendants.

La **CIT-Alcatel** doit fournir aux PTT françaises à la fin de 1977, un lecteur optique pour tri automatique du courrier. En cas de satisfaction, les PTT françaises équipées jusqu'à présent de 4 systèmes Recognition Equipment (USA) pourraient commander par la suite plus d'une dizaine d'équipements à la CIT-Alcatel.

Conformément au schéma de restructuration présenté par le Ministère français de l'Industrie et de la Recherche, deux nouvelles sociétés cadres ont été créées avec un capital initial de 0,1 MF; il s'agit de la **Compagnie Industrielle pour les Techniques Électroniques** et la **Société pour l'Informatique Aéronautique et Spatiale**.

La division « **Data Systems** » de **Sanders Associates** (USA) doit prochainement être rachetée pour 17 M\$ par Harris Corporation.

Fairchild a racheté la firme américaine **Data Works Instrumentation Inc** spécialisée dans la fabrication d'équipements de traitement de données à microprocesseurs.

EAI vient d'introduire une nouvelle famille de calculateurs analogiques, la série 200. Cette série a spécialement été étudiée pour offrir une grande souplesse d'utilisation et être facilement raccordée à des calculateurs numériques.

L'**Électronique Appliquée**, société française spécialisée dans l'électronique médicale, les télécommunications et le secteur militaire, a été mise en liquidation. Les activités de ses divers départements pourraient être reprises par plusieurs sociétés. L'**Électronique Appliquée** employait 450 personnes et avait réalisé un chiffre d'affaires de 45 MF environ en 1976.

Le Groupe britannique **GEC** prépare une refonte importante de la structure de son capital social.

Link Miles (GB) fournira aux British Airways un simulateur de vol de l'avion B 747 à 6 degrés de liberté et utilisant la technique AST (Advanced Simulation Technology). Ce système simulateur sera construit autour d'un ordinateur PDP 11/45.

LMT, du groupe Thomson-CSF, fournira un simulateur de l'avion militaire franco-allemand d'entraînement Alpha Jet à l'Armée de l'Air française.

L'Energy Research and Development Administration a attribué un contrat d'un montant de 0,2 M\$ à **Lockheed** pour le développement d'un générateur électrochimique au lithium destiné à propulser un véhicule automobile de 500 à 700 kg et assurant une autonomie de 320 km.

Lucas Aerospace fournira à l'URSS des contrôleurs numériques destinés à équiper les turbo réacteurs de l'avion supersonique Tupolev 144. Le contrat atteint 10 M£.

Modicon Corporation, le plus important constructeur américain de contrôleurs programmables, a été absorbé par Gould Inc.

Pour des raisons économiques, le **National Bureau of Standard** a décidé d'arrêter la diffusion de ses émetteurs standards de temps et de fréquence WWV et WWVH sur certaines fréquences : 2,5; 20; 25 MHz (émetteurs WWV) et 20 MHz (émetteurs WWVH). Cette décision a été prise à la suite d'une enquête réalisée auprès de 12 000 utilisateurs répartis dans le monde entier. Seules, sont maintenant diffusées, les fréquences métrologiques de 5, 10 et 15 MHz sous 10 kW et 2,5 MHz sous 5 kW, cette dernière émission étant essentiellement destinée aux utilisateurs Hawaïens.

Le groupe **Philips** a entrepris, depuis le mois de décembre, une réorganisation importante d'un certain nombre de ses filiales. Ces mesures touchent les filiales des pays suivants : Australie, France, Grande-Bretagne, Hong-Kong et Turquie.

Le groupe **Philips** procède actuellement à une restructuration générale de ses filiales en Grande-Bretagne. En particulier, **Pye Holdings** devra s'orienter de plus en plus vers le secteur de l'électronique professionnel et abandonner les activités radio récepteurs et téléviseurs qui sont peu rentables et qui vont être reprises par Philips même. Le groupe Pye comportera désormais les sociétés suivantes :

- Pye Télécommunications et ses filiales étrangères spécialisées dans les services radioélectriques privés;
- Pye TMC : téléphonie et télégraphie;
- Pye TVT : équipements de radio-diffusion;
- Pye Unicam et Pye Ether : instrumentation analytique;
- Pye Business Communications : téléphonie privée, intercommunications;
- et une vingtaine d'autres petites sociétés : Varelco, Bepi, Pye Electronics...

Deux filiales britanniques de Philips viennent de fusionner : **Pye TMC Components** et **Magnetics Devices**.

Au cours de la période de 3 mois achevée au 26 septembre 1976, **Raytheon Company** a réalisé un chiffre d'affaires de 604,2 M\$ (+ 10,2 %) et un bénéfice net de 23,1 M\$ (+ 20 %).

Au cours des neuf premiers mois de l'année 1976, **RCA Corporation** a réalisé un chiffre d'affaires de 3 910 M\$ (+ 13 %) et un bénéfice net de 121,4 M\$ (+ 58 %).

Rennelec (F), société bretonne spécialisée dans la fabrication et la vente de matériels téléphoniques et électroniques, a été mise en règlement judiciaire. Elle employait 95 personnes.

Siemens va développer un appareil électronique spécial permettant d'injecter de manière continue l'insuline nécessaire aux diabétiques. Cet appareil qui doit permettre d'éviter certains effets néfastes dus à l'injection en 1 ou 2 doses quotidiennes, comporte un microdoseur électronique injectant l'insuline à travers un cathéter.



Usine RTC de Joué-les-Tours.

La CGE a lancé une offre publique d'échange (OPE) sur les actions de la **SINTRA**. Si cette opération est menée à bien, la participation de la CGE dans le capital de la Sintra devrait passer de 37 à 52,6 %.

Le capital de **Souriau et Cie** (F) a été porté de 0,6 à 4,1 MF.

Au cours des neuf premiers mois de 1976, **Texas Instruments Inc** a réalisé un chiffre d'affaires de 1 190 M\$ (- 22 %) et un bénéfice net de 68,1 M\$ (+ 64,5 %).

Le capital de **Thomson-CSF** a été porté de 1 558 060 à 374 918 460 F. D'autre part, Thomson-CSF s'est assurée le contrôle majoritaire de LMT par rachat de 30 000 actions LMT auprès de Thomson-Brandt en cédant à cette dernière en contrepartie les 16 % qu'elle détenait dans la Société Française des Téléphones Ericsson.

Au cours de l'exercice fiscal 1976 clos au 30 septembre 1976, **Varian Associates** a réalisé un chiffre d'affaires de 342 M\$ (+ 10,3 %) et un bénéfice net de 9,4 M\$ (+ 22 %).

Le groupe britannique Vero a fusionné la division équipements de Vero Electronics et la division assemblage et câblage électronique de Vero Precision Engineering au sein d'une nouvelle société appelée **Vero Systems**.

Le Gouvernement grec a engagé des pourparlers avec les filiales grecques des groupes Philips, ITT et Siemens, dans le but d'acquiescer une participation majoritaire au sein de ses filiales. Ces négociations concernent essentiellement les activités télécommunications de ces groupes.

Un accord de principe a été obtenu entre les pays membres de l'OTAN, pour la poursuite des achats du système d'alerte aéroporté **AWACS** (Airborne Warning and Control System) dont le coût sera de 2 500 M\$; sur ces dépenses, environ la moitié concernerait les équipements électroniques.

oe

TÉLÉCOMMUNICATIONS

DANS LES USINES

La **SAT (F)** a acquis la licence de fabrication et de vente de l'autocommutateur temporel privé D 1200 de la firme américaine **Digital Telephone Systems Inc.**, filiale de Farinon Electric depuis juin 1976.

GTE a développé un relais hertzien de petite puissance alimenté par des cellules solaires au silicium. Portant la référence 700 F1 et ayant une capacité de 36 voies téléphoniques, cet équipement ne consomme que 4 W. La batterie tampon permet de l'alimenter pendant 10 jours en obscurité totale. Le premier exemplaire de ce répéteur sera implanté au Mexique.

La division Collins commercial télécommunications de **Rockwell International** a présenté un nouvel équipement de commutation numérique baptisé DTT (Digital Toll Tandem). Ce système faisant appel à une technologie récente comporte un seul calculateur et fournit les éléments de taxation, il peut desservir 1 536 circuits.

La firme californienne **Sound Wave Systems** a développé un système de traitement de la parole destiné à améliorer l'intelligibilité des liaisons entre les plongeurs sous-marins.

RCA a décidé de cesser ses activités fabrication et vente de systèmes de télécommunications spatiales au Canada. Ces activités canadiennes seront cédées à la **Spar Aerospace Products Ltd.**, qui acquerra les sous-divisions Aerospace, Government Systems and Communication de la division Government and Commercial Systems de RCA Canada. Les raisons de cette décision ne sont pas connues, mais il semblerait que les activités ainsi cédées n'aient pas apporté de bénéfices à RCA.

Thomson-CSF a introduit une nouvelle caméra couleur de studio à un prix particulièrement intéressant. Équipée de 3 tubes de prise de vue à l'oxyde de plomb, elle porte la référence THV 20.

COMMANDES ET CONTRATS

AEG-Telefunken fournira à l'Institut de Recherche Aérospatiale d'Allemagne Fédérale, six stations terriennes transportables Symphonie, équipées d'antennes de 3,3 m de diamètre.

AEL Industries Inc (USA) étudiera et installera à la NASA un système hyperfréquence d'atterrissage aux instruments (MLS : Microwave Landing System). Le montant du contrat atteint 0,364 M\$.

Le Ministère des Télécommunications du Nigéria a attribué un contrat d'un montant de 20 M£ à la **BICC Ltd (GB)** pour la fourniture de câbles téléphoniques destinés au réseau Nigérien.

L'Intelsat a attribué un contrat d'un montant de 121 600 £ à la **British Aircraft**

Corporation pour le développement d'un système de contrôle et de surveillance à microprocesseur, destiné à être implanté dans un satellite de télécommunications.

En 1976, la **CGCT** filiale française aura livré aux PTT françaises 208 000 équipements d'abonnés dont 15 170 équipements à fort trafic.

Comtech Laboratories Inc (USA) fournira à un pays du Moyen-Orient et installera un système de télécommunications complet destiné à la transmission de programmes de télévision et de conversations téléphoniques. Le montant du contrat atteint 19 M\$.

L'Égypte a attribué un contrat à la **Continental Telephone Co (USA)** pour l'étude de la mise en place d'un réseau sectoriel de télécommunication dans ce pays.

E-Systems Inc fournira à la Marine américaine 7 systèmes de traitement numérique de la parole VADAC, pour un montant de 1,35 M\$. Ces équipements sont destinés au système de télécommunications par satellite de la Flotte américaine FLTSATCOM.

Fujitsu Ltd fournira au Bangladesh des faisceaux hertziens (6 GHz, 960 voies + 1 canal TV, 17 relais) pour un montant de 4,08 M\$.

GTE International fournira au Mexique un faisceau hertzien TV (560 km, 10 relais) pour un montant de 2 M\$.

GTE International fournira à l'Administration des Télécommunications de Malaisie un système à faisceaux hertziens (24 relais) destiné à l'extension du réseau existant. Le montant du contrat atteint 4 M\$.

L'US Navy a attribué un contrat d'un montant de 0,95 M\$ à **GTE-Sylvania** pour la poursuite des études du système de télécommunications avec des sous-marins Seafarer.

Mac Donnel-Douglas, agissant pour le compte de la Space and Missile Systems Organization de l'US Air Force, a attribué à **GTE International** un contrat d'un montant de 9,4 M\$, pour la fourniture d'un système de télécommunications spatiales à laser ayant une capacité de transmission de 1 000 M bits/s.

Ce système comportera :

- un laser YAG dopé au néodyme et alimenté par l'énergie solaire qui sera recueillie à l'aide d'un télescope et dirigé sur le barreau laser;

- un laser YAG dopé au néodyme pompé par lampe et alimenté par le réseau 28 V du satellite;

- un dispositif optique et mécanique pour pointer les différents éléments sur le satellite et assurer la poursuite de ce dernier;

- les systèmes d'alimentation et de commande des lasers.

GTE fournira également les dispositifs optiques de contrôle du faisceau et deux lasers balises destinés à une station terrienne qui devra recevoir et traiter les signaux des communications optiques.

GTE Taiwan Télécommunications, du groupe **GTE International** fournira à la



Système à courant porteur de la Deutsche Bundespost « 60 MHz; 10 800 voies » (Document Siemens).

Chine Nationaliste un central téléphonique électronique « 1 EAX » d'une capacité de 40 000 lignes et pour un montant de 15 M\$. Rappelons que la Chine Nationaliste dispose actuellement de 2 centraux 1 EAX 30 000 lignes au total.

Le Gouvernement de la République du Congo a attribué un contrat d'un montant de 3 M\$ à la société canadienne **Interimco** pour la fourniture et l'installation d'un réseau complet de transmissions pour la presse. Marconi Canada fournira les équipements haute fréquence, et Marsland Ltd (CND) les équipements télex.

L'Italtel Sit (I) et sa filiale brésilienne **Auso Electronica Telecomunicacoes** se sont vus attribuer un contrat total d'un montant de 8.000 M liras pour la fourniture et l'installation de matériels de télécommunications (extension de 3 faisceaux hertziens à 6 GHz, 1 800 voies totalisant 7 900 km et installation de 2 faisceaux analogues totalisant 3 700 km). En particulier, Auso fournira les 286 relais-récepteurs.

Le nouveau Centre Culturel Georges Pompidou de Paris a été équipé d'un autocommutateur temporel privé **Jeumont-Schneider** modèle TLC 10 (84 lignes réseau, 732 postes intérieurs, système de taxation centralisé, dispositif de recherche de personnes).

LM Ericsson fournira aux Chemins de Fer suédois les transmetteurs et les émetteurs-récepteurs qui équiperont le système de contrôle et de surveillance des trains du réseau suédois.

LM Ericsson fournira à l'Administration des télécommunications d'Australie, une série de calculateurs destinés à l'électro-nisation des systèmes de commutation « crossbar ARE » déjà existants. Le montant du contrat atteint 6 M\$.

LM Ericsson fournira à l'Équateur pour 105 M de couronnes suédoises d'équipements téléphoniques dont 16 000 postes téléphoniques.

Marconi fournira à la Télévision finlandaise un télécinéma couleur automatique, modèle B 3404.

Marconi fournira au Département des Postes et Télégraphes d'Irlande 2 systèmes de transmission MIC à 24 voies qui viendront compléter les 6 déjà existants dans ce pays.

Marconi fournira à la télévision du Nigéria un télécinéma couleur B 3404.

Marconi Canada fournira au Pakistan un système de télécommunications radio-électriques pour pipe-line, destiné à la société Sui Gaz Transmission Company Ltd.

Les PTT françaises ont adressé une lettre d'intention à la firme britannique **Muirhead** pour la fourniture de systèmes de transmissions de fac-similé pour la presse Pagefax. Le montant de la commande éventuelle serait de 2 M£.

La **Nippon Electric Company (J)** doit prochainement commercialiser aux États-Unis un nouveau central téléphonique privé à commande par programme enregistré, le NEAX 12 (24 à 120 lignes). Cet équipement fait appel à un microprocesseur spécialisé.

La **Nippon Electric Company** fournira à l'Iran un central électronique privé de grande capacité modèle NEAX 33 (capacité 3 400 postes ultérieurement portée à 6 000) pour un montant de 2,7 M\$.

La **Nippon Electric Company** fournira à l'Argentine 2 faisceaux hertziens totalisant 950 km. Le montant de la commande atteint 1 600 M de yens.

Philips fournira à l'Aviation Civile de Roumanie, 10 émetteurs-récepteurs de 250 W et 8 émetteurs en ondes métriques destinés à assurer la couverture totale du territoire roumain en matière de communications aériennes civiles.

Philips Télécommunications fournira à la Thaïlande un central télégraphique à commande par programme enregistré pour 9 M de florins.

L'Intelsat a attribué un contrat d'un montant de 91 000 £ à **Plessey Avionics and Communications** pour le développement d'un système de détection d'erreur de polarisation.

Plessey Navais (GB) s'apprête à livrer à la Norvège pour 0,1 M£ d'équipements de navigation aérienne DVOR (Doppler VHF Omni-Range) modèle Plan 50.

Racal Communications Ltd fournira à l'Organisation Internationale de l'Aviation Civile des équipements au sol destinés à être implantés au Moyen-Orient (émetteurs 10 kW, pilotes de fréquence synthétisés, récepteurs à synthèse de fréquence, etc.).

RCA Canada fournira au Congo pour 35 M\$ d'équipements de radio et de télédiffusion (équipements de production, de transmission et d'émission).

RCA fournira à l'US Army des stations terriennes destinées au système mondial de télécommunications militaires par satellites des Forces américaines. Le montant du contrat atteint 29,5 M\$.

RHG Electronics Laboratories (USA) fournira à l'Armée de l'Air américaine des relais hertziens hyperfréquence, pour un montant de 0,158 M\$.

La Western Electric a attribué un contrat d'un montant de 2,4 M\$ à la division « Collins Commercial Telecommunications » de **Rockwell International** pour la fourniture d'un système de commutation de messages. Ce système à 3 calculateurs, modèle C 8500 est destiné à l'extension du réseau TELEDAT.

La Division « Collins Commercial Telecommunications » de **Rockwell International** fournira à l'Arabie Saoudite un système de distribution automatique d'appel destiné à la réservation automatique de places pour lignes aériennes. Le montant du contrat atteint 1,3 M\$.

La **Sagem (F)** fournira au Bénin (ex Dahomey) un autocommutateur télex.

Scientific Atlanta Inc fournira à la station de télévision WBEN de Buffalo (New York, USA) une station terrienne de télécommunications par satellite. Cette station servira à la transmission de programmes sportifs du Canada et de Buffalo vers d'autres villes.



Poste de pilotage du Concorde
(Document British Airways).

Siemens fournira à la Libye 94 centraux téléphoniques urbains et interurbains. Le montant de la commande dépasse 100 M de DM.

La **Standard Radio and Telephon AB**, filiale suédoise d'ITT, fournira aux Chemins de fer suédois des éléments destinés au contrôle automatique des trains. Le montant du contrat atteint 9 M\$. Ces éléments sont constitués par une unité de traitement de données, un tableau de conduite, des appareils de contrôle et d'alimentation. Rappelons que les Chemins de Fer suédois doivent consacrer 30 M\$ à ce système.

Thomson-CSF fournira à l'Administration des Postes et Télécommunications des Pays-Bas des relais hertziens mobiles (120 à 960 voies ou 8 M bits/s).

La NASA a attribué un contrat d'un montant de 796 M\$ et d'une durée de 10 ans à la **Western Union Space Communications Inc** pour la fourniture d'un service complet de poursuite et de relais de transmission de données par satellite. Parmi les sous-traitants notons : Harris et TRW.

VIE DES SOCIÉTÉS ET RÉSULTATS FINANCIERS

Au cours de la période de six mois achevée au 27 août 1976, **AEL Industries Inc** a réalisé un chiffre d'affaires de 16,2 M\$ (+ 10,9 %) et un bénéfice net de 0,136 M\$ (58 000 \$ de pertes pour la même période de 1975).

La firme américaine **Aydin Energy Systems** a été scindée en deux divisions : Aydin Systems (équipements hyperfréquences pour télécommunications) et Aydin Energy (émetteurs de puissance).

Au cours des neuf premiers mois de l'année 1976, la **COMSAT** a réalisé un chiffre d'affaires de 113 M\$ (+ 6,4 %) et un bénéfice net de 29,5 M\$ (— 18,5 %).

Au cours de l'exercice fiscal 1976 clos au 31 juillet 1976, **Comtech Laboratories Inc** a réalisé un chiffre d'affaires de 23,1 M\$ (+ 39,1 %) et un bénéfice net de 2,4 M\$ (+ 60 %).

Au cours du 2^e trimestre de l'exercice fiscal 1976 qui sera clos au 31 mars 1977, **Farinon Electric (USA)** a réalisé un chiffre d'affaires de 14,9 M\$ (+ 64,2 %) et un bénéfice net de 0,987 M\$ (+ 316,4 %).

Le groupe américain **Milgo Electronic Corp** et la firme brésilienne **Coencisa Construcões Civis Ltda**, se sont associés pour créer une filiale brésilienne commune, la **Industria Comunicacoes Coencisa SA**, dont le capital sera détenu à 51 % par la Coencisa et à 49 % par Milgo. Cette nouvelle société qui disposera prochainement d'une unité de fabrication de modems de 4 500 m², espère réaliser un chiffre d'affaires de 5 M\$ en 1977.

Le fabricant canadien d'équipements de télécommunications **Mitel Corporation**, installe actuellement un quartier général européen en Grande-Bretagne à Slough.

Au cours de l'exercice fiscal clos au 30 septembre 1976, **Muirhead (GB)** a réalisé un chiffre d'affaires de 16,5 M£ (+ 25,9 %) dont 5,5 à l'exportation et un bénéfice avant taxes de 1,45 M£ (+ 31,8 %).

Trois firmes norvégiennes du secteur de l'électronique : **Nera A/S**, **Gustav A Ring** et **A/S Jotron Elektronik** ont constitué sous la raison sociale **Nerion A/S** une filiale de vente commune pour leurs matériels électroniques destinés aux aéroports et aux centres de télécommunications.

Nerion A/S commercialisera en Norvège et dans le monde les systèmes de contrôle de télécommunications et les consoles **Garex** de **Gustav A Ring**, les systèmes de navigation aérienne de **Nera A/S** et les systèmes de télécommunications radio en ondes métriques de **Jotron**.

Au cours de l'exercice fiscal 1976 clos au 31 juillet 1976, **Penril Corporation** a réalisé un chiffre d'affaires de 7 481 993 M\$ (+ 74 %) et un bénéfice net de 663 297 M\$ (— 12,6 %). Rappelons que **Penril Corporation** a été fondée en 1968 et comporte

actuellement 3 divisions : la division « Data Communications » (plus de 50 % du chiffre d'affaires; modems, transmission de données); la division « Electro Metrics » (acquise en 1973, appareils de mesure d'interférences radioélectriques) et la division « Data Tech » (acquise en 1975, 40 % du chiffre d'affaires; indicateurs de tableau, enregistreurs graphiques).

Plessey a acquis la branche « Centraux téléx » de la firme américaine **Astrodata Systems Inc**, filiale de **Astrodata Inc**.

Au cours de l'exercice fiscal clos au 30 juillet 1976, **Sanders Associates Inc** a réalisé un chiffre d'affaires de 198,3 M\$ (+ 9,6 %) et un bénéfice net de 5,7 M\$ (- 61,7 %).

Une société mixte franco-syrienne à majorité syrienne, la **SIRCOTEL** sera prochainement constituée en Syrie, pour la fabrication sous licence des centraux téléphoniques à commutation électronique temporelle E10. C'est **CIT-Alcatel** qui apportera l'assistance technique nécessaire. Cette création doit faire suite à l'accord signé en 1976 entre la CIT-Alcatel et la Syrie concernant l'adoption du système E 10.

Le capital de la **SOFRATEV** (Société Française d'Études et de Réalisations d'Équipements de Radiodiffusion) a été porté de 1 à 1,45 MF.

Le capital de la **Standard Elektrik Lorenz**, filiale allemande d'ITT, a été porté de 11,5 à 357 M de DM par émission d'actions.

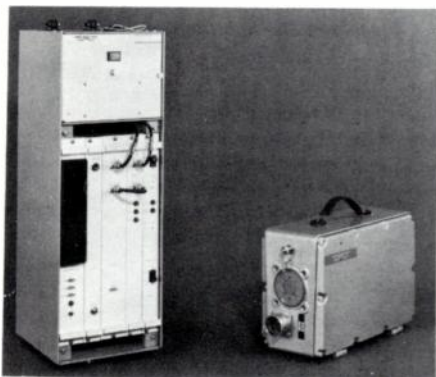
DIVERS

Depuis le mois de janvier 1977, la **Deutsche Bundespost** propose à ses abonnés des postes téléphoniques à clavier.

Le Centre National d'Études des Télécommunications (CNET) a été réorganisé, notamment le secteur « téléinformatique et réseaux spéciaux » et le secteur « transmission ».

Le secteur « téléinformatique et réseaux spéciaux » comprend désormais deux nouveaux groupements : « réseaux terminaux et services »; « distribution acoustique et services spéciaux ».

Le secteur « transmission » voit également s'ajouter deux nouveaux groupements « transmissions par câbles et par faisceaux radio-électriques »; « espace et transmission numérique ».



Faisceau hertzien numérique TRT à 15 GHz - 2,048/8, 448 Mbit/s (Document TRT).

Les **PTT** françaises prévoient d'ouvrir 50 centres de téléconférences d'ici à 1980. A la fin de l'année 1977, 24 centres seraient en service.

Les firmes britanniques **BICC Telecommunication Cables Ltd** et **Plessey Telecommunications Ltd** ont démontré la faisabilité d'une liaison par fibres optiques et ce sur une liaison de 1,8 km, installée dans Londres pour le compte du Post Office britannique (atténuation totale de la liaison 8 dB y compris les jonctions, émetteur de lumière à diodes électroluminescentes). Les caractéristiques de la liaison satisfont nettement aux exigences de la télédistribution.

La **Standard Telephones and Cables** a soumis à l'agrément du Post Office britannique le central téléphonique privé à commutation électronique spatiale l'ITT 4080.

Le **Post Office** britannique étudie actuellement la création d'une société mixte destinée à promouvoir la vente à l'étranger de centraux électroniques britanniques. Le nom de code de ce projet est « System X ».

L'US Air Force a commencé les essais d'une station transportable de navigation du type Loran. Ces équipements comportant des antennes de 120 m, ont été étudiés et réalisés par la **Sperry Rand**.

La division « Collins Commercial Telecommunications » de **Rockwell International** a annoncé un système complet de téléinformatique bancaire baptisé COLTS. Ce système utilise le système de commutation de message et de gestion des réseaux Collins System C.

RCA Alaska et les Autorités de l'État d'Alaska ont conclu un accord de principe visant à l'implantation d'un système de télédiffusion par satellite. Cet accord prévoit la mise en place d'un système expérimental dont le coût sera de 1,5 M\$.

L'Office des Télécommunications des USA a récemment publié une série d'études portant les titres suivants :

— « Measurements of digital systems in gaussian additive noise and interference » référence 76-104 (comparaison entre les performances théoriques et pratiques des modems essentiellement).

— « Considerations in the use of optical waveguides in submarine cable systems » référence 76-103.

— « Lowering barriers to telecommunications growth » référence 76-9.

La Federal Communications Commission des USA a autorisé la mise en place du futur réseau de transmission de données par paquets de l'ITT **Domestic Transmission Systems Inc** rejetant par la même les plaintes de la Western Union de la Graphnet Systems.

Au cours de l'été 1976, **GTE** procédera à l'essai en exploitation d'une liaison par fibres optiques. Le lieu d'implantation de cette liaison n'a pas été encore choisi. La fibre utilisée sera fabriquée par **GTE** et aura une atténuation de 5 dB/km.

Une nouvelle société savante baptisée **FOCIS** (Fiber Optic Communication Information Society) a été créée à Vernon (Connecticut, USA).

La **Federal Communications Commission** a approuvé l'emploi d'antennes de 4,5 m de diamètre pour la réception de signaux de télédiffusion. Auparavant, les stations terriennes devaient avoir des antennes de 10 m. Cette décision a reçu un accueil favorable auprès des industriels et exploitants des systèmes de télédistribution. Aussitôt, Scientific Atlanta a présenté une station terrienne de réception équipée d'une antenne de 5 m.

Entre décembre 1975, date de mise en service d'**Eurosignal**, et le 31 décembre 1976, 1 875 récepteurs Eurosignal auront été pris en service en France. La quasi-totalité de ces récepteurs auront été fabriqués par l'Électronique Marcel Dassault. Rappelons qu'Eurosignal est un système européen de recherche de personnes et que la couverture totale de la France sera assurée en 1979.

Le **Post Office** britannique a procédé à la mise en service partielle de son système expérimental de commutation par paquets EPSS (Experimental Packet Switching System). Trois centres de commutation équipés de systèmes Ferranti Argus 700 E et situés à Londres, Manchester et Glasgow ont été interconnectés par des liaisons à 48 kbits/s. Actuellement, 42 équipements terminaux sont en service. Une fois achevé l'EPSS utilisera 13 ordinateurs contre 7 actuellement.

En Italie, les premières émissions de télévision en couleur selon le procédé PAL doivent incessamment débiter. Le parc italien actuel des téléviseurs couleur est estimé à 0,7 M d'unités.

La plupart des fabricants japonais de télécopieurs sont en train de commercialiser des appareils deux fois plus rapides (2 mn au lieu de 4, 3 mn au lieu de 6 pour le format A 4). Ces appareils ont reçu l'agrément de la Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation. Parmi ces fabricants figurent : Nippon Electric Company, Toshiba, Ricoh et Matsushita.

L'Administration des Télécommunications de Suède a mis en service un central téléphonique à commande par programme enregistré **LM Ericsson** modèle **AKE 132** de 12 000 lignes de capacité initiale et situé à Hammarby. L'autocommutateur **AK** situé à Hammarby. L'autocommutateur **AKE 132** est la version la plus récente du système **AKE 13**.

L'**American Telephone and Telegraph** (ATT) va procéder à l'expérimentation en Californie d'une liaison par fibres optiques de 3 km environ. Le câble sera constitué par 24 fibres fabriquées par la Western Electric, filiale de l'ATT, chaque paire de fibres permettra de véhiculer l'équivalent de 576 conversations téléphoniques. Cette liaison comportera 2 répéteurs et assurera également la transmission de téléconférences.

L'**Air Development Center** de l'US Air Force a développé en collaboration avec **Texas Instruments** un système de reconnaissance de la parole, permettant de reconnaître avec 99 % d'efficacité un mot de 4 syllabes introduit en mémoire de l'ordinateur.

DANS LES USINES

American Microsystems Inc (AMI) va implanter à Taiwan (Chine Nationaliste) une usine de fabrication de dispositifs d'affichage à cristaux liquides pour montres. Cette unité qui entrera en production dès 1978 aura 2 700 m² et emploiera 300 personnes. Rappelons qu'AMI dispose déjà d'une usine de cristaux liquides en Californie (USA).

General Instruments échantillonne actuellement une version rapide de sa mémoire morte de 16 K bits de capacité modèle 9316 B et baptisée 9316 C. Ce dispositif présente en effet un temps d'accès de 300 ns et la puce de semi-conducteur occupe une surface deux fois inférieure à celle du modèle précédent; de plus son prix est deux fois plus faible.

La firme américaine **Integrated Displays Systems Inc**, filiale de Solid State Scientific Inc, échantillonne des dispositifs d'affichage à cristal liquide pour montres numériques ne nécessitant pas de polariseur et disponible avec n'importe quelle couleur du spectre visible.

ITT a acquis la licence de fabrication d'une technologie MOS à canal N auprès de la Standard Microsystems Inc. ITT utiliserait ce processus pour la fabrication de circuits intégrés complexes; mémoires et microprocesseurs notamment.

ITT Semiconductor a cessé la fabrication de triacs 4 et 16 A de la série TC dans son usine de Footscray (GB). Cette décision intervient à la suite des mauvais résultats de vente de ces produits.

National Semiconductor doit prochainement introduire un nouveau régulateur de tension positive ajustable monolithique et présenté en boîtier à 3 broches. Portant, la référence LM 150, ce dispositif délivre un courant maximal de 3 A sous une tension réglable dans la plage 1,2-35 V.

National Semiconductor doit prochainement introduire un convertisseur analogique-numérique monolithique à 12 bits réalisé en technologie BI-TEC (bi-transistor à effet de champ : transistors à effet de champ MOS et à jonction) et baptisé LF 1300.

La **Nippon Electric Company** a introduit un nouveau circuit intégré complexe de synthèse de fréquence, destiné aux services radioélectriques privés à 40 canaux, de la nouvelle génération. Ce circuit réalisé en technologie MOS complémentaire, porte la référence μ PD 2810 C, il permet de produire 40 fréquences à partir d'un quartz unique (2 quartz pour les émetteurs à bande latérale unique).

La **Nippon Electric Company** a commencé la commercialisation de 2 microordinateurs à 4 bits en un seul boîtier disposant d'une mémoire morte réalisée à la demande de 2 kbits et d'une mémoire vive de 96 mots. Ils sont destinés aux applications « terminaux point de vente » et « grand public ».

La division Elcoma de **Philips** a présenté une série d'amplificateurs monolithiques grand public proposés en boîtier à une seule rangée de broches (SIL : single in line). Les premiers modèles délivrent 9 W, mais la firme néerlandaise s'apprête à proposer des modèles de 25 W. Rappelons que d'autres constructeurs proposent déjà de tels dispositifs, tels la Sescosem et Siemens.

Salcomp Oy (SF) du groupe finlandais Salora, a mis en production sa nouvelle usine de composants électroniques grand public située à Kemijärvi. Cette unité emploie 120 personnes et aura coûté 20 MF environ.

La firme australienne **Swann Electronics**, spécialisée dans la fabrication de voyants et d'interrupteurs, a décidé de développer ses activités en Europe. Elle construit actuellement une usine à Reading (GB).

Tektronix a réalisé un transistor hyperfréquence PNP au silicium, dont la fréquence de coupure est légèrement inférieure à 2 GHz. Ce transistor est fabriqué en utilisant la technique d'implantation ionique; il est destiné à la commutation.

Texas Instruments livre actuellement une version rapide de sa mémoire vive de 4 K bits modèle 4060 (boîtier à 22 broches) baptisée 4060-3 (150 ns) et espère très prochainement avoir une version analogue de la mémoire vive 4 K bits modèle 4030 (18 broches).

Toshiba va s'équiper de manière à produire tous ses circuits intégrés en utilisant la technique de l'implantation ionique.

Toshiba s'est lancé dans la production en série de mémoires vives MOS non volatiles de 1 K bits de capacité et portant la référence TTM 142 C. La cadence actuelle de production de ces mémoires est de 0,2 M d'unités par mois.

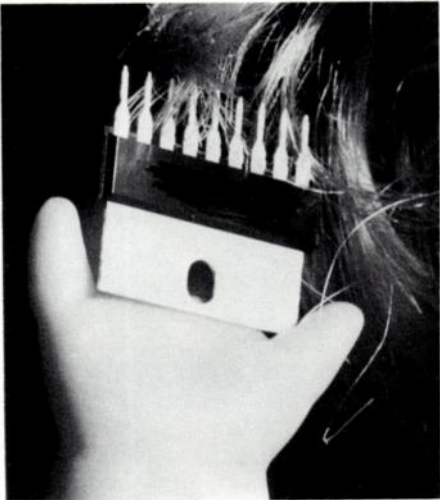
La Division Microordinateurs de **Transitron** (USA) a été rachetée par la firme américaine Parts Purchasing. Rappelons que cette division avait cessé ses activités l'an passé, au moment même où elle mettait au point un microordinateur bipolaire à 16 bits.

Westinghouse a fermé son usine new-yorkaise de fabrication de tubes-images couleur et procédé au licenciement de 1 100 personnes. Sony qui s'était porté acquéreur, n'a pas encore pris de décision (cf OE Déc. 1976, p. 536).

COMMANDES ET CONTRATS

La société américaine **Logimetrics Inc** fournira à l'Armée américaine, trois amplificateurs de puissance équipés de tubes à ondes progressives et fonctionnant dans la bande 0,2-1 GHz. Le montant du contrat atteint 0,4 M\$.

Motorola a été choisi par la General Motors pour être son fournisseur principal de microprocesseurs. Motorola pourrait fournir dès 1980, près de 6 M de microprocesseurs à la General Motors, représentant une valeur comprise entre 50 et 100 M\$.



Circuits intégrés « grand public » présentés en boîtier SIL, maintenant adopté par Philips (Document Siemens).

Le satellite indien de télédétection des ressources terrestres SEO (Satellite for Earth Observation) et qui sera lancé en 1978 sera équipé d'un tube de prise de vue Vidicon à analyse lente et à mémoire **Thomson-CSF** modèle TH-X 566.

Watkins Johnson étudiera et fournira à l'Intelsat un préamplificateur à 14 GHz équipé de transistors à effet de champ à l'arséniure de gallium et à barrière métallique.

VIE DES SOCIÉTÉS ET RÉSULTATS FINANCIERS

Microwave Associates Inc (USA) et la firme canadienne **Deram Ltd** ont conclu un accord de principe pour le rachat par **Microwave Associates** de la totalité des actions des divisions **Decca Desitron Microwave** et de **Decca Microelectronics** de Deram.

La société **MC Horton Associates** a été constituée en Californie, avec pour activité le conseil et l'ingénierie des composants et sous-ensembles hyperfréquence.

La division semiconducteurs de **Raytheon** a implanté une filiale commerciale en France sous le nom de **Raytheon Semiconductor France**.

Le groupe américain EG and G a racheté **Reticon** (USA), firme spécialisée dans la fabrication de senseurs optiques à l'état solide. L'acquisition se fera par échange d'actions pour 9 M\$.

Saken Electric a obtenu la licence exclusive de vente au Japon des produits semiconducteurs de **Sprague Electric**.

General Cable (USA) a acquis 95 % du capital de **Sprague Electric** (cf OE, décembre 1976, p. 539).

Thomson-CSF Dumont Electronics Corporation, filiale américaine de Thomson-CSF, a acheté la division « produits électro-optiques » d'ITT.

Thomson-CSF disposera ainsi de moyens techniques plus étendus pour la fabrication de tubes cathodiques à mémoire et à vision directe. Rappelons que Dumont est spécialisé dans la fabrication de photomultiplicateurs et de tubes cathodiques de visualisation pour applications civiles et militaires.

Thomson-CSF a cédé la participation majoritaire qu'elle détenait dans sa filiale italienne de fabrication de composants et de sous-ensembles électroniques **Ducati Elettronica Microfarad**. Le capital se répartit désormais ainsi : 51 % Zanussi, 25 % Thomson-CSF, 24 % GEPI.

DIVERS

La **NASA** a commencé les essais d'un module de mémoire à bulle embarquable de 1,6 M bits, réalisé par le **groupe Autonetics de Rockwell International**.

PRODUITS RÉCENTS

Pour de plus amples informations utilisez les cartes « Service Lecteur » mises à votre disposition, en fin de volume.

Amplifier Research : Amplificateur haute fréquence de puissance (5 kW, 1 à 100 MHz). [2286]

— Amplificateur haute fréquence de puissance (350 mW, 1-1 000 MHz), modèle W 1000. [2287]



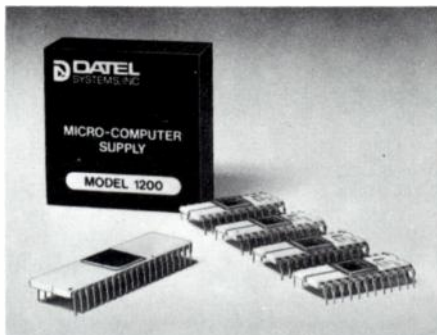
Burroughs : Panneaux de visualisation à matrice de points et à plasma 240 ou 480 caractères avec carte électronique de commande. [2288]

Chomerics : Clavier à touches, modèles KCS, EC, EM et ET pour applications industrielles et professionnelles [2289]

— Interconnecteur élastomère à bandes conductrices superposées. [2290]

Datel Systems : Module d'extension du nombre de voie du système d'acquisition de données à 16 voies MDHS 16, portant la capacité à 48 voies, modèle MDXP 32. [2291]

— Module d'extension du nombre de voies du système d'acquisition de données à 8 voies différentielles MDHS 8-D, portant la capacité à 24 voies, modèle MDXP 32-1. [2292]



Fisher Elektronik : Supports pour circuits intégrés. [2293]

IERC : Radiateurs pour dispositifs à semi-conducteurs encapsulés en boîtier plastique, séries PSC 2- 1 U à 5 U. [2294]

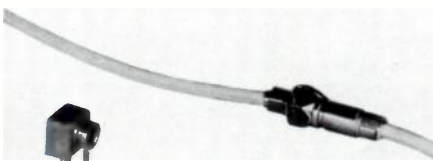
IMHOF-BEDCO : Baies au standard de 19". [2295]

Intronics : Alimentation régulée modulaire (110 ou 220 V réseau; 5 V - 2 A en sortie), modèle SM 2000/5. [2296]

— Convertisseurs valeur efficace vraie-continu, modèles R 501 et 502. [2297]

— Convertisseurs d'alimentation continu-continu, entrée 5, 12 ou 28 V selon les modèles, sortie ± 12 V ou ± 15 V sous 0,2 A. [2298]

Lorlin : Commutateur à clef. [2299]

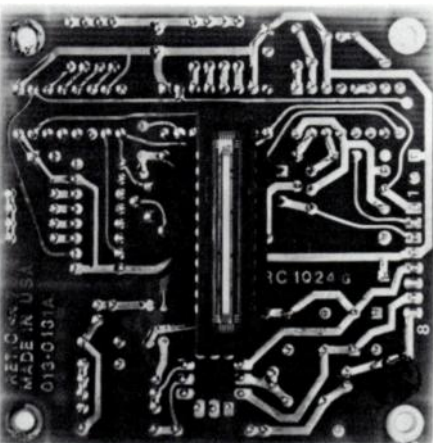


Radiall : Connecteurs coaxiaux subminiatures (fiches droites et coudées à sertir, fiches droites à sertir et à écrou pour câble 2 mm, 50 Ω ; embase coudée ou à écrou pour circuits imprimés), série MVF. [2300]

RCA : Photodiode à avalanche au silicium, modèles C 30817, 30884 et 30885 (boîtier TO 5) et C 30872 (boîtier TO 8). [2301]

— Thyristors à grande sensibilité pour courants alternatifs et continus (15, 30, 50, 100, 200, 300, 400, 500 et 600 V), séries S 106, 107 et 108. [2302]

Reticon : Réseaux de photodiodes à 128, 256, 562, 768 ou 1 024 éléments espacés de 25 μ avec carte électronique série G. [2303]



— Réseaux de photodiodes à 1 024 ou 1 728 points espacés de 15 μ pour fac-similé série H. [2304]

RTC La Radiotechnique Compelec : Circuits intégrés régulateurs pour moteurs à courant continu, modèles TDA 1059 B (électrophone et lecteurs de cassette pour autoradio) et TDA 1059 B (électrophone et magnétophones à cassette à piles). [2305]

— Amplificateurs à large bande réalisés en technologie hybride à couche mince (40 860 MHz, gain 15 ou 26 dB), modèles OM 320 à 323, 335 et 337. [2306]

— Condensateurs miniatures au polyester métallisé, série 344 (100 à 630 V; 3,9 à 100 nF selon les modèles). [2307]

— Circuit intégré pour la commande de triac pour régulation de température, modèle TDA 1023. [2308]

SGL-Homalite : Filtres et graticules en matière plastique à faible coefficient de réflexion pour écrans de visualisation, modèle Homalite LR. [2309]

Tecma : Capteur inductif à haute température. [2310]

Varadyne : Condensateurs axiaux scellés sous verre proposé en 3 qualités (10 pF à 1 μ F selon les modèles). [2311]



Varian : Diodes Impatt (6 à 12,4 GHz, 1 à 3 W). [2312]



— Tubes à onde progressive pulsés, modèles VTX 5783 A 2 (8,6-9,6 GHz, 50 kW); VTX 5784 A 1 (9,3-9,9 GHz; 50 kW) et VTX 5784 A 1 (9,65-9,9 GHz, 15 kW). [2313]

Viatran : Capteur de pression différentielle liquide-liquide, modèles 209 (sans électronique) ou 220 (avec l'électronique associée). [2314]

— Capteurs de pression différentielle liquide-gaz à très basse pression, modèles 215, 219 et 319-24. [2315]



MESURE & INSTRUMENTATION

Dana Electronics (USA) a racheté la totalité des actions que M. Leroy T. Cushman détenait dans **Cushman Electronics** (USA). Cushman était déjà filiale de Dana Electronics, le nombre des actions rachetées est de 169 388 et le montant de la transaction 0,5 M\$ environ. Par ailleurs, un accord a été signé entre Cushman Electronics et M. Cushman selon les termes duquel ce dernier restera pendant 5 ans consultant de la firme qui porte son nom.

Gould Advance Ltd a décidé d'accorder une garantie internationale de deux ans sur ses produits. Cette garantie ne concerne que les frais de main-d'œuvre et le remplacement des pièces défectueuses mais pas la calibration.

La division Statham Instruments de **Gould Inc.**, spécialisée dans l'instrumentation médicale et la mesure industrielle de pression a changé de nom et est devenue la division Measurement Systems.

Kent Instruments, filiale britannique du groupe suisse Brown Boveri, fournira à la British Steel Corporation, un certain nombre d'appareils de mesure et de contrôle pour un montant de 0,05 M£.

Wandel et Goltermann commercialisera les systèmes et appareils de mesure pour transmissions audio fréquence de **Telecommunications Technology Inc** (USA). La firme américaine est spécialisée dans la fabrication d'appareils et de systèmes de mesure numérique pour transmission de données.

PRODUITS RÉCENTS

Pour de plus amples informations utilisez les cartes « Service Lecteur » mises à votre disposition, en fin de volume.

Ballantine : Multimètre numérique à 2 000 points, modèle 3028 A. [2316]
— Compteur-fréquence de 5 Hz à 225 MHz, modèle 5725 B. [2317]



Bird Electronic : Wattmètre directionnel portatif (0-100 W, 30 à 76 MHz), modèle 4110. [2318]
— Wattmètre (0-150 W, 25-512 MHz), modèle 6156 RF. [2319]

Cushman : Mesureur sélectif de niveau (1 kHz-25 MHz, + 12 à - 129 dBm), modèle CE 70. [2320]
— Générateur de signaux synthétisés (1 kHz-25 MHz), modèle CE 72. [2321]
— Unité de visualisation de spectre, modèle CE 71. [2322]

Datel Systems : Compteur totalisateur de tableau à 999 999 points, modèle DPC-8100. [2323]

DIT-MCO : Testeurs de câblage à calculateur, série 8210. [2324]

Eurelco : Phasemètre (0 à 180°, 5 Hz à 200 kHz), modèle 202. [2325]

Farnell Instruments : Modulomètre pour modulations en amplitude et en fréquence, modèle AMM. [2326]

Hewlett Packard : Unité pour la programmation par BUS HP I B des alimentations, modèle HP 59502 A. [2327]
— Multimètre numérique à 4 1/2 chiffres, modèle 3465 B. [2328]

Houston Omnigraphic : Tables traçantes X, Y et X, tm, série 2000. [2329]

IEEE : Dispositif d'affichage numérique double à diodes électroluminescentes, séries 1780/1790. [2330]

ITT Metrix : Générateur basse fréquence (10 Hz - 1 MHz), modèle GX 229 A. [2331]

— Mire de convergence, modèle GX 964 A. [2332]

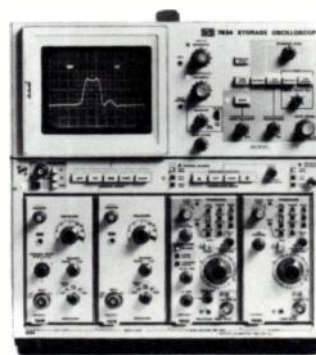
Nicolet Scientific : Analyseur-calculateur de spectres en temps réel, modèle ubiquitous 444 A. [2333]

— Moyenneur de signal pour applications biomédicales, modèle CA 1000. [2334]

— Spectromètre infrarouge rapide à transformée de Fourier, modèle 7000. [2335]

PRW Inc : Appareil de test de continuité TA-4. [2336]

Tektronix : Oscilloscope rapide à mémoire (400 MHz) et à 2 voies, modèle 7834. [2337]



Testline Instruments : Systèmes de test automatique pour circuits intégrés logiques déjà implantés, modèles AFIT 1000 et 3000. [2338]

YEW : Pince ampèremétrique à effet Hall (0,2 à 20 A). [2339]



INFORMATIQUE

DANS LES USINES

Ampex a introduit une nouvelle unité à disques amovibles de 300 M octets de capacité et baptisée DM 9300.

Burroughs a présenté une nouvelle série d'ordinateurs de la famille 800 et baptisée série 1800. Elle est actuellement constituée par 3 modèles : les B 1830, 1860 et 1870.

Digital Equipment a présenté deux nouveaux systèmes haut de gamme de la famille des ordinateurs de grande puissance, les DEC Systems 2050 et 1090.

La firme américaine **Informer Inc** (Los Angeles), spécialisée dans la fabrication de petites consoles de visualisation, a déménagé et triplé la surface de ses moyens de production.

Mitsubishi Electric (J) a commencé l'exportation vers les USA d'équipements terminaux de visualisation couleur à haute définition. La firme japonaise espère vendre au total durant la première année pour 100 M de Yens (0,33 M\$) de consoles couleur.

Plessey Memories a présenté une mémoire additionnelle pour systèmes ICL mémoire additionnelle pour systèmes ICL 1900 et qui porte le nom de Memory Miser.

COMMANDES ET CONTRATS

Burroughs a livré à la Banque BICRNP (F) un système B 6700 de grande puissance.

Burroughs fournira à la National Westminster Bank (GB) 2 000 petits ordinateurs B 80 pour un montant de 11 M£.

Control Data Corporation fournira à Logical Machine Corporation pour 1,2 M\$ d'équipements terminaux de visualisation à microprocesseur, modèle CDC 92451 et 92452.

Sperry Univac a attribué un contrat d'un montant de 15 M\$ et d'une durée de plusieurs années à la **Data 100 Corpo-**

ration, pour la fourniture de plus de 3 000 imprimantes à 80, 125, 250 lignes/mn. Ces équipements sont destinés aux systèmes informatiques d'affaires.

L'Armée de l'Air américaine a choisi la firme **Logicon Inc** comme contractant d'aide en ingénierie en matière de logiciel, pour la conception et le développement d'un nouveau système de surveillance aérienne du territoire nord américain. Le montant du contrat initial attribué à Logicon atteint 1,64 M\$.

Recognition Equipment fournira à la société italienne **Control Systems SpA**, deux systèmes de lecture optique de documents, modèle Input 80. Ce contrat d'un montant de 1,1 M\$ a été obtenu par l'intermédiaire de la filiale italienne de **Recognition Equipment**. Ces systèmes seront installés à la Sécurité Sociale Italienne.

Computer Automation a commandé à **Shugart** pour 0,5 M\$ d'unités à disques souples, modèle SA 800.

Par ailleurs, **Shugart** fournira à **Wang Laboratories** pour 3 M\$ environ d'unités à disques souples, modèles SA 400 et 800.

Siemens met en place actuellement un système de gestion informatisé du frêt dans le port de Brême. Ce système a été conçu autour d'un ordinateur Siemens 7740.

VIE DES SOCIÉTÉS ET RÉSULTATS FINANCIERS

Microdata Corp (Californie USA) a conclu un accord en principe pour le rachat de toutes les parts non vendues d'**Applied Computing Technology Inc** (Californie, USA), firme spécialisée dans la fabrication d'imprimantes à matrices. Rappelons que Microdata a réalisé au cours de l'exercice fiscal clos au 31 août 1976, un chiffre d'affaires de 31,7 M\$ (+ 99,4 %) et un bénéfice net de 2,9 M\$ (+ 163,6 %).

Au cours des 9 premiers mois de l'année, **Burroughs Corp.** a réalisé un chiffre d'affaires de 1 310 M\$ (+ 14 %) et un bénéfice net de 103,9 M\$ (+ 9 %).

Centronics a constitué une filiale à Paris, **Centronics Data Computer SA**, située 26, rue François-Bonvin, 75015 Paris, tél. : 783.36.14.

Au cours de la période de 3 mois achevée au 31 août 1976, **Digital Computer Controls Inc** a réalisé un chiffre d'affaires de 4,9 M\$ (+ 96 %) et un bénéfice net de 0,5865 M\$ (+ 395,1 %).

Le connecteur britannique d'ordinateurs **ICL** a constitué une filiale aux États-Unis.

Varian Data Machine a racheté la firme ouest-allemande **Krantz Computer**.

La société **Matra Informatique SA** a été constituée avec un capital de 20 545 000 F. Matra détient 55 % des parts et TRW 45 %. Elle aura pour principales activités, la saisie et le traitement de données.

Au cours des 9 premiers mois de 1976, **Memorex** a réalisé un chiffre d'affaires de 244,57 M\$ (+ 26 %) et un bénéfice net de 28,53 M\$ (+ 134,6 %).

National Semiconductor se restructure afin de pouvoir faire son entrée sur le marché de la grande informatique. La nouvelle organisation de la firme américaine comprend désormais les groupes suivants : « Large Systems », « General Systems », « Microcomputer Systems ». La firme américaine doit prochainement commercialiser des simulateurs câblés, des unités centrales, des systèmes IBM 370/148 et 158.

PRODUITS RÉCENTS

Pour de plus amples informations utilisez les cartes « Service Lecteur » mises à votre disposition, en fin de volume.

Dataram : Mémoires à tores de ferrite directement compatibles avec le microprocesseur 8080 (modules de 4 et 8 K mots), série DR 180. [2340]

— Mémoires à tores de ferrite (1 K mot de 10 bits, 2 K mots de 8 bits, 2 K mots de 10 bits), série DR 121. [2341]

— Mémoires à tores compatibles avec le Mosram 104 de **National Semiconductor** 4, 8, 16 ou 32 K mots de 8 ou 9 bits, série DR 104. [2342]

Infoton : Console de visualisation à clavier, modèle Vistar III. [2343]

RCA : Ensembles d'aide au développement pour microprocesseur 1800, modèle **Cosmac** CD 1802. [2344]



Signetics : Système d'aide au développement pour le microprocesseur 2650 m, modèle ABC (Adaptable Board Computer). [2345]

Sciences Accessories Corporation : Numérique XY, modèle Graf Pen GP 3. [2346]

Tally : Imprimante rapide bidirectionnelle à aiguilles (132 colonnes, 160 caractères/s) et à microprocesseur, modèle 1602. [2347]



Teleray : Console de visualisation à clavier, modèle 3541. [2348]

oe

GRAND PUBLIC

La **BBC** envisage de procéder prochainement à des essais de diffusion de programmes en **modulation de fréquence tétra-phonique**. Le procédé employé serait le « Matrix H » mis au point par la BBC.

La firme japonaise **Citizen Watch Co** va prochainement introduire une montre calculatrice équipée de deux systèmes d'affichage à cristal liquide et de 23 touches. Elle pèsera 103 grammes et aura 40 mm de diamètre; la calculatrice aura une capacité de 8 chiffres.

La **Federal Communications Commission** des USA a accordé un délai de 30 mois aux **constructeurs de téléviseurs** pour réduire de 18 à 10 dB le bruit engendré

par les téléviseurs dans les canaux 14 à 83 des chaînes américaines de télévision.

Matsushita (J) va prochainement commercialiser le magnétoscope grand public développé par la firme japonaise Victor. Matsushita qui continuera la vente de son propre magnétoscope VX 2000, sera le 4^e constructeur japonais à avoir acquis la licence de vente auprès de Victor après Hitachi, Sharp et Mitsubishi.

La firme japonaise **Mitsumi Electric Co** a commencé la vente de sous-ensembles destinés aux fabricants de jeux télévisuels. Elle espère obtenir l'agrément de la Federal Communications Commission des USA.

Omron Tateisi Electronics (J) a présenté deux nouvelles calculatrices de poches équipées de dispositifs d'affichage à cristal liquide à 8 chiffres : les modèles 891 MX (autonomie : 1 600 heures) et le 891 M (600 heures).

L'enregistreur lecteur de vidéo cassette **Quasar**, modèle Great Time Machine, a été introduit sur le marché américain au prix de 995 \$. Cet appareil est en réalité le modèle VX 2000 fabriqué par Matsushita.

Sinclair Radionics (GB) a présenté un microtéléviseur. Ce téléviseur à peine plus encombrant qu'une petite boîte de cigares, est équipé d'un écran de 5 cm de diagonale (le tube est fabriqué par AEG Telefunken).



NOUVELLES ÉCONOMIQUES

ALLEMAGNE

En 1975, l'Allemagne Fédérale a **exporté** pour 535 M\$ **d'équipements de télécommunications** (1^{re} place européenne), la France pour 232 M\$ et la Grande-Bretagne pour 153 M\$.

La **Deutsche Bundespost** devrait enregistrer cette année un **bénéfice d'exploitation** voisin de 912 M de DM. Rappelons que l'objectif essentiel de cette administration en matière de télécommunications est d'avoir un téléphone par ménage en 1985 au plus tard.

FINLANDE

Au cours des 9 premiers mois de l'année 1976, la Finlande aura **exporté** pour 255 M\$ **d'équipements et de composants électroniques** (+ 24 %), le montant des importations s'étant élevé pour cette même période à 100 M\$ (+ 6 %).

FRANCE

D'ici à 1980, l'**État français** passera pour 9 000 MF de **commandes de matériels informatiques** destinés au renouvellement et à la modernisation du parc existant des Administrations. Sur cette somme 4 000 MF seront attribués à la CIT-Honeywell Bull.

USA

D'après Frost et Sullivan et en termes d'année fiscale (AF), close au 30 septembre de chaque année, le **Département de la Défense des USA** consacrera 8 800 M\$ durant la période AF 1976 - AF 1981, à l'achat et au développement de systèmes de télécommunications militaires dont 4 800 pour la transmission vocale et 3 900 pour la transmission de données.

Systèmes terrestres (Autodin, Autovon, Satin, Meecon, etc...) : 371 M\$ pour l'AF 1976; 620 M\$ pour l'AF 1981.

Systèmes aéroportés : AF 1976 - AF 1981 : 1 600 M\$ dont 100 à 120 pour les transmissions vocales.

Systèmes maritimes : AF 1976 - AF 1981 : 1 700 M\$ dont 1 000 pour les transmissions vocales et 665 pour les transmissions de données.

Programmes de sécurité COMSEC : 1 500 pour la période AF 1976 - AF 1981.

Le **marché américain des jeux télévisuels** devrait passer de 3 M d'unités en 1976 à 5,5 M en 1977.

D'après l'Electronics Industries Association des USA les **dépenses militaires américaines** en matière d'électronique devraient atteindre au cours des exercices fiscaux suivants, clos au 30 septembre :

- Exercice fiscal 1977 : 12 550 M\$.
- Exercice fiscal 1978 : 14 010 M\$ (+ 12,3 %).

GRANDE-BRETAGNE

Le **Post Office** britannique a décidé d'intensifier sa politique d'**automatisation du tri postal**. Il doit consacrer 100 M£ d'ici à 1980 pour l'équipement de 63 centres, des contrats doivent très prochainement être passés.

Le **Post Office** britannique pratiquant de nouvelles méthodes de planification, a décidé de compresser ses programmes de **commandes de matériels de commutation**. Estimant à partir d'une étude récemment menée, que le réseau britannique est sous-utilisé, le Post Office envisage les commandes suivantes :

Exercice	1976-1977	1977-1978	1978-1979	1979-1980
Commandes révisées (M£)	184	152	155	174
		(- 17 %)	(+ 2 %)	(+ 12 %)
Pourcentage de compression des commandes	- 37 %	- 31 %	- 33 %	- 28 %

D'autre part, le Post Office britannique a également révisé la ventilation de ses commandes en fonction des systèmes de commutation (en M£) :

	1976-1977	1978-1979
Systèmes :		
Strowger	39	10
Xber 5005	33	25
Xbar Pentaconta	6	6
TXE 2	21	19
TXE 4	64	94
Autres	21	1

JAPON

En juillet 1976, les exportations japonaises de **matériels de télécommunication** ont évolué de la manière suivante :

	M de Yens	M\$	Variation
Équipements à courants porteurs	7 730	25,77	+ 21,8 %
Équipements radio	13 540	45,13	+ 47,6 %
Total	21 272	71,91	+ 39,9 %
<i>Ventilation partielle des exportations japonaises</i>			
	M de Yens	M\$	Variation
Centraux téléphoniques Crossbar	1 000	3,33	+ 48,1 %
Composants pour courants porteurs	1 000	3,33	+ 81,5 %
Composants (total)	460	1,53	- 60,3 %
Équipements de radiodiffusion	240	0,8	
Équipements annexes radio	150	0,5	
Émetteurs, récepteurs OL, OM et OC	1 100	3,67	- 53,7 %

En novembre 1976, le **Japon** aura produit 1,033 M de **téléviseurs couleur** (+ 25,3 %) dont 0,492 ont été exportés. Le total de la production pour les 11 premiers mois de l'année 1976 atteint 9,540 M (+ 43,7 %) dont 4,677 à l'exportation.

USA

D'après Gnostics Concepts, le **marché américain des radars** évoluera d'ici à 1985 de la manière suivante :

<i>Ventilation par applications (en %) :</i>		
	1975	1976
Recherche et détection	53	54
Poursuite	29	37
Instrumentation	18	9
Marché total	1 530 M\$	1 460 M\$
<i>Ventilation par type de clients (en %) :</i>		
	1975	1985
Radars sol (gouvernement)	34	27
Radars marins (gouvernement)	25	30
Radars aéroportés (gouvernement)	22	23
Autres types pour le gouvernement	11	4
Radars privés	8	16
Total	1 530 M\$	1 460 M\$

Le montant des composants hyperfréquences utilisés dans ces radars passera de 195 M\$ en 1975 à 178 en 1985. Cette diminution a pour origine la part croissante des systèmes informatiques et de traitement des signaux dans le coût des radars.

Le marché des radars à balayage électronique doit subir une augmentation considérable pour passer de 109 M\$ en 1975 à 598 M\$ en 1985.

EUROPE

D'après Mullard, filiale britannique de Philips, le **marché européen de boîtiers mémoires à semiconducteurs** évoluera de la manière suivante en M\$:

	1977	1980
Mémoires MOS	92	230
Mémoires bipolaires	35	70

INTERNATIONAL

D'après le consultant américain Creatives Strategies, le **marché mondial des jeux télévisuels publics** passerait de 54 000 unités soit 68 M\$ en 1975 à 89 000 unités soit 113 M\$ en 1980, incorporant pour 12 M\$ de dispositifs à semiconducteurs.

SINGAPOUR

L'Administration des Télécommunications de Singapour a établi un plan de développement de 5 ans, couvrant la période 1976-1980, et représentant un investissement global de 400 M\$. Ce plan qui est en cours de réalisation, inclut l'installation de systèmes MIC, l'implantation d'un centre international de commutation téléphonique d'un réseau de téléinformatique, utilisant deux systèmes Univac déjà installés. Le plan prévoit une liaison par câble à 14 MHz entre Singapour et les Philippines.

D'après le livre de l'année du consultant Mackintosh, la France représente le **marché européen en électronique** dont la croissance sera la plus importante d'ici à 1980.

Marché (en M\$) :			
	1977	1980	Croissance en %
A	758	923	21,8
B	1 684	2 317	37,6
D Féd.	10 384	12 811	23,4
F	8 885	13 155	48,1
GB	5 809	8 110	39,6
N	721	950	31,6
SF	603	718	19,1
SP	1 411	2 029	43,8
Production			
	1976	1977	Croissance en %
B	1 584	1 836	16
D Féd.	10 698	11 650	8,9
DK	446	574	29
F	7 760	9 339	20,4
GB	5 364	6 060	13
I	2 496	2 827	13,3
NL	1 847	1 988	7,6
Total (Europe de l'Ouest)	34 925	39 536	13,3
Ventilation du marché européen (en M\$) :			
	1977	1980	Croissance en %
Télécommunications	8 037	11 114	38
Grand public	7 252	8 280	14
Systèmes informatiques	5 814	8 895	53
Composants électroniques	9 334	11 939	28



ACTIVITÉS DES LABORATOIRES

ÉTUDE D'UN MODÈLE TRIDIMENSIONNEL DES MÉCANISMES D'EXPOSITION ET DE DÉVELOPPEMENT D'UNE PHOTORÉSINE POSITIVE, par M. Lacombat, G. Dubrœucq et A. Brochet.

Objectif des études et travaux

Élaboration d'un modèle mathématique permettant de simuler les effets combinés de l'exposition et du développement sur la forme des structures gravées dans la résine après développement.

Programme de recherche

L'étude a été décomposée en six points :

- étude théorique où, après recherche bibliographique et interprétation du comportement de la résine, les équations de la photodécomposition et du développement ont été établies;
- création d'un programme de calcul pour simuler, à partir des équations précédentes :

- l'exposition de la résine, en s'appuyant sur la théorie des couches minces,
- le développement de la résine après exposition;

● mesures et contrôles expérimentaux pour étayer la théorie et déterminer les paramètres principaux des matériaux utilisés;

● vérification expérimentale des résultats en réalisant des géométries de l'ordre du micron dans la résine et en confrontant les profils simulés et expérimentaux;

● extension des possibilités du programme de simulation à divers cas de modélisation : choix de la résine, du substrat, du type d'éclairage (mono- ou polychromatique) des longueurs d'ondes lumineuses utilisées pour l'exposition de la résine; possibilité de simuler un prétraitement ou un posttraitement de la résine aussi bien pour l'exposition que pour le développement, ces traitements modifiant localement les propriétés de la résine;

● étude prospective pour, à partir du modèle, déterminer les conditions de photolithographie optimales autour du micron de résolution : épaisseur de résine, de silice, exposition, développement, variations d'épaisseurs.

Principaux résultats

Les résultats simulés ont été corrélés avec des observations expérimentales au microscope électronique à balayage, dans deux cas de transfert d'images utilisés en microélectronique :

- duplication par contact sur silicium,
- projection et réduction d'images aériennes de l'ordre du micron sur silicium.

Le modèle a permis de rendre compte des détails les plus fins enregistrés dans une résine positive, à savoir les franges produites par l'interférence entre les lumières incidente et réfléchie sur le substrat. La concordance entre le modèle et les résultats expérimentaux reste dans la limite de la précision des mesures expérimentales. Elle montre que les photorésines positives actuelles

type AZ 1350 (Shipley) sont capables de résoudre des motifs de l'ordre de 500 Å.

Le modèle a été appliqué à la projection d'une image aérienne sur silicium par un photorépéteur-réducteur de haute résolution. Ce modèle permet :

1) de déterminer, par des abaques, les paramètres critiques du processus photolithographique : épaisseur de silice, épaisseur de résine, inhomogénéité d'épaisseur, inhomogénéité d'éclairage;

2) de montrer qu'une préexposition uniforme peut réduire les perturbations dues aux variations locales d'épaisseur de résine;

3) de montrer qu'une post-exposition polychromatique uniforme diminue la sous-gravure latérale de la résine due aux interférences lumineuses dans la résine;

4) de définir les conditions optimales de ce procédé lithographique permettant d'accéder à 0,5 micron de gravure utile.

Organisme contractant :

Thomson-CSF-LCR Corbeville.

Laboratoire exécutant la recherche :

Laboratoire de Systèmes Optiques de Microlithographie, Groupe Microlithographie, LCR, Corbeville.

Contrat DGRST n° 75.7.0654.

Cette étude fera l'objet d'un mémoire à paraître dans le numéro de Juin 1977 dans la *Revue Technique Thomson-CSF*.



L'AUTOTEST **mi**, un système de contrôle automatique de cartes imprimées

qui détecte systématiquement tous les défauts de vos cartes
et optimise le contrôle qualitatif de votre production.

L'AUTOTEST **mi** est un système de contrôle automatique de cartes imprimées qui inspecte, détecte, situe, indique en clair les éléments défectueux des cartes (composants, rubans, connexions) en sortie de fabrication. Bénéficiant de la grande expérience de Marconi Instruments dans l'Inspection Electrique Automatique, L'AUTOTEST **mi**, grâce à son langage de



programmation INCITE, est un instrument rapide, sûr, efficace, et simple d'utilisation.

L'AUTOTEST **mi** s'impose entre l'assemblage et les tests fonctionnels; il supprime virtuellement les opérations de contrôle visuel et apporte à votre production un niveau élevé de qualité et de fiabilité.

mi: L'INSPECTION ELECTRIQUE AUTOMATIQUE

MARCONI INSTRUMENTS

32 avenue des Ecoles - 91600 Savigny-sur-Orge - Téléphone: 996.03.86 - Télex 600541.F

Membre du Groupe GEC-Marconi Electronics



Tektronix : les appareils à mémoire les plus rapides du monde

Pour ou contre l'écran-mémoire

- Avez-vous des signaux uniques difficiles à capter ou à mesurer ?
- Disposez-vous de beaucoup de patience ?
- Avez-vous du temps à perdre ?
- Possédez-vous une chambre noire super-sophistiquée ?
- Avez-vous en réserve 50 packs de 10 000 ASA ?
- Pensez-vous qu'il faille acheter plusieurs appareils ?
- Votre budget recherche est-il illimité ?
- Savez-vous qu'il existe des écrans mémoire qui fixent d'eux-mêmes un signal unique ?
- Voulez-vous vous simplifier le travail ?
- Etes-vous pour le progrès et prêt à faire des économies ?

OUI	NON
OUI	NON
OUI	NON
OUI	NON
OUI	NON
OUI	NON
OUI	NON
OUI	NON
OUI	NON
OUI	NON

CPV-Riss T. 87 OE

**Si vous obtenez plus de 4 ☐ non
demandez-nous une documentation
sur les appareils à mémoire.**

Et pour mémoire voici notre adresse :

Service promotion des ventes : BP 13 91401 Orsay Tél. 907.78.27.
Centres Régionaux : Lyon Tél. (78) 74.40.03
Rennes Tél. (99) 30.05.30 - Toulouse Tél. (61) 40.24.50
Aix-en-Provence Tél. (91) 27.24.87 - Nancy Tél. (28) 27.24.88.

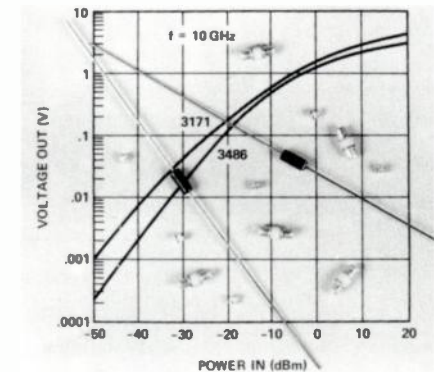
TEKTRONIX®

oe

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

DIODES SCHOTTKY
Hewlett Packard série HSCH 3000

La division « Composants » de Hewlett Packard introduit une nouvelle série de diodes Schottky à polarisation nulle. Ainsi, les délicats problèmes de compensation en température qui apparaissaient dans les circuits à grande sensibilité utilisant des diodes de détection classiques, sont éliminés par l'emploi de ces diodes.



Ces diodes possèdent une sensibilité élevée pour une tension de polarisation nulle, de ce fait elles se prêtent bien à la détection de signaux vidéo fréquences à bande étroite ou à leur utilisation dans les récepteurs haute fréquence et les appareils de mesure.

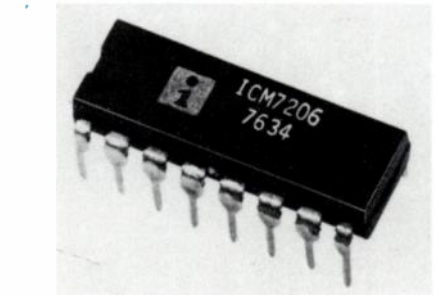
Cette nouvelle série de dispositifs est spécifiée pour une gamme de sensibilité de 10 à 50 mV par microwatt à 10 GHz selon les modèles.

Ces diodes sont disponibles en version haute impédance (80 à 300 K Ω) ou basse impédance (2 à 8 k Ω) en boîtier coaxial céramique ou en boîtier verre.

HEWLETT PACKARD France, BP 6, 91401 Orsay (tél. 407.78.25).
Service lecteur : inscrivez le n° 251.

GÉNÉRATEUR DE FRÉQUENCE
POUR POSTE TÉLÉPHONIQUE
MULTIFRÉQUENCES
Intersil modèle ICM 7206

Intersil introduit sur le marché un nouveau circuit intégré complexe destiné à la production des signaux multifréquence de numérotation dans les postes téléphoniques à clavier.



Ce dispositif fournit donc « 2 fréquences parmi 8 » par touche et fonctionne à partir d'un quartz à 3 579 545 Hz utilisé en télévision couleur. Il est directement commandé par un clavier à un seul contact par touche (modèle 7206) ou à 2 contacts par touche (modèle 7206 A).
Ce circuit réalisé en technologie MOS complémentaire s'alimente par une unique tension comprise entre 3 à 6 V et ne consomme que 6 mW. La distorsion du signal de sortie ne dépasse pas 20 % sans filtre et reste inférieure à 3 % en utilisant deux simples condensateurs jouant le rôle de filtre passe-bas.

INTERSIL FRANCE, 3, rue de Marly, 78000 Versailles (tél. 953.47.08).
Service lecteur : inscrivez le n° 252.

DIODES D'ACCORD
POUR HYPERFRÉQUENCE
Varian séries VAT 110, 130, 140 et 160

La division « Dispositifs à l'état solide » de Varian a introduit une nouvelle famille de diodes d'accord à l'arseniure de gallium essentiellement destinées à réaliser l'accord d'oscillateurs à diodes Gunn et Impatt travaillant avec des fréquences centrales allant de quelques centaines de MHz à 60 GHz.

Ces diodes sont caractérisées par une fréquence de coupure élevée, une résistance série faible et un courant de fuite réduit. Elles sont disponibles avec une grande variété de caractéristiques et de boîtiers. Leur fabrication est particulièrement soignée puisque 20 diodes sont prélevées sur chacune des tranches de semiconducteurs, vieillies artificiellement et testées.

VARIAN FRANCE, BP 12, 91401 Orsay (tél. 907.78.26).
Service lecteur : inscrivez le n° 253.

MATRICE DE POINTS
DE CROISEMENT
Signetics modèle SA 5 301 B

Le nouveau circuit intégré SA 5301 B proposé par Signetics est une matrice de points de croisement réalisée en technologie D MOS et destinée à se substituer aux relais ou aux thyristors actuellement utilisés dans les systèmes téléphoniques à commutation spatiale.

La technologie D MOS utilisée a permis d'obtenir des commutateurs présentant des caractéristiques particulièrement intéressantes : capacités parasites réduites, pertes et diaphonie faibles.

Le circuit SD 5301 B est une matrice de 8 x 2 points incorporant les circuits de contrôle logique. L'entrée des données et des adresses s'effectue sur une seule borne. Il est commandé par une horloge dont la fréquence est de 1 MHz environ ; deux entrées autorisation-inhibition permettent de réaliser des ensembles plus complexes organisés en matrice XY. Les niveaux logiques d'entrée sont compatibles avec

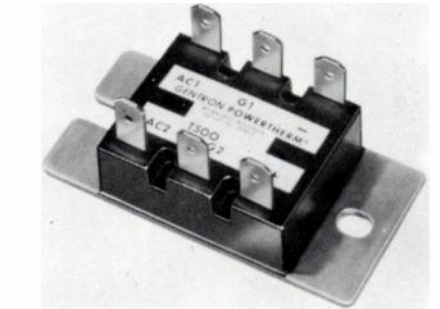
la logique TTL et ce dispositif se prête bien à la commande par microprocesseur.

- Caractéristiques électriques moyennes :
- résistance interne :
 - 12 Ω (V_{cc} : 15 V) ;
 - 18 Ω (V_{cc} : 10 V) ;
 - diaphonie : — 105 dB ;
 - isolement : — 105 dB ;
 - courant d'alimentation (V_{cc} : 15 V) : 2 mA ;
 - fréquence d'horloge : 1 MHz ;
 - temps d'écriture : 2 μ s.

SIGNETICS (USA). Représentation en France : RTC La Radiotechnique Comelec, 130, avenue Ledru-Rollin, 75012 Paris Cedex 12 (tél. 355.44.99).
Service lecteur : inscrivez le n° 254.

PONTS REDRESSEURS
A THYRISTORS
Gentron série Powertherm

La firme américaine Gentron présente une nouvelle famille de ponts redresseurs à thyristors de la série Powertherm. Ces dispositifs 25 A sont disponibles pour des tensions efficaces d'entrée de 120, 230 et 460 V. Ils acceptent des surtensions de 2 500 V et sont caractérisés par une grande robustesse et une résistance thermique particulièrement faible. Ces ponts peuvent être fournis sur demande avec diode de suppression des transitoires incorporée.



GENTRON CORPORATION, 6667 N Sidney Place, Milwaukee, Wisc 53209 (USA).
Service lecteur : inscrivez le n° 255.

COMPTEUR CHRONOMÈTRE
Siliconix modèle DJ 215 CJ

Siliconix commercialise un nouveau circuit intégré complexe réalisé en technologie MOS à canal P et à appauvrissement, destiné aux mesures de temps, d'intervalle de temps et au comptage d'événements. Ce dispositif possède deux points de consigne permettant de déclencher des alarmes ou des relais. Ce circuit peut être utilisé dans le contrôle de processus industriels, le chronométrage industriel, les automatismes et la commande automatique de chaînes de production.

8844, 7262A, 7735A, 8134, 8507, 8541, 8573, 25PE12, 8480, N513, N736, N747, N156, N214, N603, N400, N177, N371.

tubes vidicons de qualité

2/3, 1, 1 1/2 inch visible infra rouge UV, X cible Si

PbO
PbO(R)
Sb2S3
CdSe
Si

haute sensibilité
haute résolution
grande qualité d'image
30 types permettant toutes applications

HAMAMATSU

INTER COMPOSANTS

9 IMPASSE DES PETITS MARAIS
92 230 GENNEVILLIERS
tel 733 19 80

Documentation gratuite sur demande

Nom
Société
Service
Adresse
tél
DL VD1

Service Lecteur : inscrivez le n° 213.

Caractéristiques :

- capacité : 4 chiffres ;
- intervallo-mètre chronomètre : 4 gammes :

- 0 à 999,9 s ;
- 0 à 99 h mn 59 s ;
- 0 à 999,9 mn ;
- 0 à 99 h 59 mn ;

- comptage d'événements : 0 à 9999 ;
- résolution : 0,1 s ;
- précision : 16 ms ;
- modes de fonctionnement : cyclique ou séquentiel ;
- base de temps : fréquence du réseau ;
- sortie multiplexée pour la commande de 4 dispositifs d'affichage à 7 segments ;
- tension d'alimentation : 8 à 20 V ;
- puissance dissipée : 50 mW ;
- présentation : boîtier DIL à 28 broches ;
- gamme de température : 0 à + 70 °C.

SILICONIX FRANCE, 70, avenue du Général-de-Gaulle, Échat 559, 94020 Créteil (tél. 377.12.51).

Service lecteur : inscrivez le n° 256.

CLAVIER A TOUCHES

ITT Jeanrenaud modèle KDP 12

Jeanrenaud, filiale française du groupe ITT, commercialise un nouveau clavier à 12 touches extra-plat (épaisseur : 5,3 mm) et destiné aux applications industrielles et aux télécommunications.

Ce clavier à course réduite (1,3 mm) et à sensation tactile d'enclenchement est étanche aux poussières et aux atmosphères industrielles. Il présente un rebond inférieur à 100 µs et une durée de vie supérieure à 10 millions de manœuvres. Notons enfin qu'une version militaire de ce clavier est également disponible sous la référence KDPE 12.



ITT JEANRENAUD, Instruments et Composants ITT, 1, avenue Louis-Pasteur, 92220 Bagneux (tél. 253.31.39).

Service lecteur : inscrivez le n° 257.

MÉMOIRE MORTE EFFACABLE

Texas Instruments modèle TMS 2708

Texas Instruments annonce une nouvelle mémoire morte effaçable et reprogrammable de 8 K bits de capacité. L'effacement s'effectue par exposition aux rayons ultraviolets.

Caractéristiques :

- type mémoire morte reprogrammable ;
- capacité : 8 K bits ;
- organisation : 1 024 mots de 8 bits ;
- technologie : MOS à canal N à grille en silicium ;
- temps d'accès : 450 ns ;
- temps de cycle : 450 ns ;

- consommation : 450 mW ;
- sortie : logique TTL à 3 états ;
- présentation : boîtier céramique DIL à 24 broches ;
- gamme de températures : 0-70 °C.

Notons que ce dispositif est compatible broche à broche avec le modèle 2708 d'Intel.

TEXAS INSTRUMENTS, La Boursidière, Bloc A, RN 186, 92350 Le Plessis-Robinson (tél. 680.23.43).

Service lecteur : inscrivez le n° 258.

TUBE CATHODIQUE ÉLECTROSTATIQUE

Thomson-CSF modèle TH 8211

La division « Tubes Électroniques » de Thomson-CSF introduit un nouveau tube cathodique à déviation électrostatique de 19" de diagonale. Ce tube moniteur est caractérisé par une grande sensibilité (5 V/cm) et une brillance élevée, il dispose d'une électrode spéciale d'effacement permettant d'interrompre le faisceau électronique sans avoir recours à la commutation de la tension de la grille Wehnelt. Ce mode de blocage du faisceau est plus facile à mettre en œuvre car il ne nécessite qu'une alimentation à faible isolement délivrant une tension voisine de 60 V par rapport à la masse.



THOMSON-CSF-DTE, 38, rue Vauthier, 92100 Boulogne (tél. 604.81.75).

Service lecteur : inscrivez le n° 259.

ALIMENTATIONS MODULAIRES

Farnell série E

Farnell présente une famille complète d'alimentations régulées modulaires destinées à être implantées sur circuits imprimés.



Caractéristiques :

- tension secteur : 210-250 (50-400 Hz) ou 105-126 V (50-400 Hz) ;

- tension de ronflement : 1 mV_{eff} à c;
- coefficient de température : $2 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$;
- gamme de température : — 25 à + 70 °C;
- tensions de sortie selon les modèles :
 - alimentations simples : 5 V (0,5; 1; 1,5 A); 12 V (0,1; 0,5 A); 15 V (0,1; 0,5 A); 18 V (0,065; 0,5 A); 24 V (0,05 A);
 - alimentations doubles : ± 12 V (0,05; 0,12; 0,24; 0,3 A); ± 15 V (0,04; 0,1; 0,2; 0,3 A); ± 18 V (0,15; 0,3 A) et + 5 et — 12 V (50 et 50 mA);
 - alimentations triples : 5 (10,5 A) 12 V (0,1 A).

FARNELL France, 72, rue du Château-des-Rentiers, 75013 Paris.

Service lecteur : inscrivez le n° 260.

ALIMENTATIONS MODULAIRES

P. Fontaine modèle PFF

La société française Pierre Fontaine Électronique introduit une série d'alimentations modulaires destinées à être implantées sur circuit imprimé. Les sorties sont normalisées au standard américain et, de ce fait, ces modules peuvent se substituer facilement aux modules équivalents américains. Le transformateur d'alimentation incorporé prévu pour un réseau à 220 V, peut être réalisé sur demande pour une tension secteur de 115 V.



Tensions de sortie :

- alimentations simples : 5, 12, 15 et 24 V;
- alimentations doubles : ± 12 et ± 15 V;
- alimentations triples : ± 15 V (100 mA) et 5 V (500 mA); ± 15 V (100 A) et 5 V (1 A).

Pierre FONTAINE Électronique, BP 10, 91380 Chilly-Mazarin (tél. 909.83.79).

Service lecteur : inscrivez le n° 261.

CORRECTEURS DE DISTORSION EN COUSSIN

Intronics modèles C 201 et 202

Intronics introduit deux modules de correcteur de la distorsion en coussin qui apparaît sur les tubes cathodiques de visualisation et d'affichage. Ces dispositifs spéciaux réalisent les corrections pour des angles compris entre 20 et 70°. Ils sont destinés à être utilisés dans les systèmes de contrôle du trafic aérien, les consoles de visualisation, les télécommunications, etc.



BANC DE MESURE DE NIVEAU ET DE BRUIT

45 Hz. 60 kHz

S/T/H



1110 AE

- Mesures de niveau de fréquence et de bruit
- Générateur 40 dBm à + 8 dBm 45 Hz à 60 kHz
- Affichage simultané de la fréquence et du niveau
- Détection en valeur moyenne et en valeur quasi efficace
- Trois filtres de pondération pour mesures de bruit
- Dynamique de 90 dB

Documentation sur simple demande à :



Wandel & Goltermann France

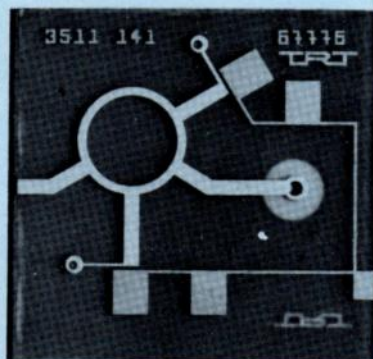
APPAREILS DE MESURES ELECTRONIQUES

SOGARIS 156_94 534 RUNGIS CEDEX
 ☎ 677.67.70 - Télex : 260006 W.et G.F.

Service Lecteur : inscrivez le n° 214.

LE VERRE DE SILICE

Un matériau pour réaliser des substrats pour HYPERFRÉQUENCE



Nous pouvons réaliser des ébauches en verre de silice dans les dimensions et avec les tolérances suivantes :

Toutes côtes en inches :

1 × 1 × 010 (± 001'')
1 × 2 × 010
1 × 3 × 010
2 × 2 × 010

1 × 1 × 010 (± 0005'')
1 × 2 × 010
1 × 3 × 010
2 × 2 × 010

1 × 1 × 020 (± 001'')
1 × 2 × 020
1 × 3 × 020
2 × 2 × 020

1 × 1 × 020 (± 0005'')
1 × 2 × 020
1 × 3 × 020
2 × 2 × 020

Tolérances sur longueur et largeur ± 005''.

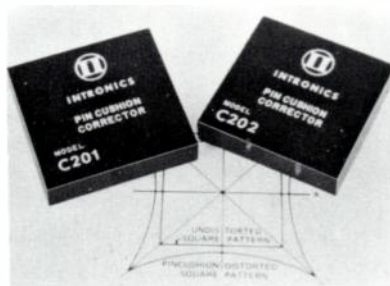
Tolérances de ± 002'' réalisables.

État de surface 1 microinch.



BP 25
77140 NEMOURS (France)
Tél. 428.03.00
Télex 691197 F

Service Lecteur : inscrivez le n° 215.



Caractéristiques avec un tube ayant un angle de déviation de 60° :

- vitesse de balayage : 30 V/μs;
- temps d'établissement : 1 μs;
- précision : 0,5 %;
- impédance de sortie :
 - 10 MΩ pour le modèle 201;
 - 0,1 Ω pour le modèle 202;
- dimensions : 5,1 × 5,1 × 0,11 mm.

INTRONICS (USA). Représentation en France : GISCO, 40, rue Mirabeau, 94200 Ivry-sur-Seine (tél. 670.11.58).

Service lecteur : inscrivez le n° 262.

COMPTEUR-FRÉQUENCEMÈTRE NUMÉRIQUE

National modèle VP 4771 A

La firme japonaise National présente un compteur fréquence-mètre dont la gamme de mesure s'étend de 20 Hz à 1,5 GHz. Cet appareil est destiné à être utilisé en production, dans les laboratoires et en maintenance.



Caractéristiques :

- capacité : 7 1/2 chiffres;
- 2 canaux A et B;
- canal A :
 - 20 Hz à 250 MHz;
 - impédance : 1 MΩ;
 - sensibilité maximale : 10 mV_{eff};
 - atténuation d'entrée : 1 et 1/10;
 - temps de mesure : 0,001; 0,01; 0,1 et 10 s;
- canal B :
 - 200 MHz à 1,5 GHz;
 - sensibilité : 50 mV_{eff};
 - impédance d'entrée : 50 Ω;
- base de temps :
 - interne : 1; 5 ou 10 MHz de nombreuses caractéristiques disponibles en option dont une avec compensation électronique de la température;
 - externe : 1,2 ou 5 MHz;

— alimentation : réseau 110-220 V (50-60 Hz);

— option : sortie BCD.

MATSUSHITA ELECTRIC SALES EUROPE. National Mess Geräte, Hirtenstrasse 9-11, 6000 Frankfurt; M 8 (Allemagne Fédérale). Service lecteur : inscrivez le n° 263.

IMPRIMANTE THERMIQUE Bowmar modèle TP 3120

La firme canadienne Bowmar présente une nouvelle imprimante alphanumérique thermique caractérisée par une fiabilité élevée et un grand silence de fonctionnement. La tête d'impression est constituée par un élément spécial à semiconducteur. Cette imprimante est destinée à être utilisée en microinformatique, en instrumentation et dans les TPV (Terminaux Point de Vente).



Caractéristiques :

- type imprimante thermique à matrice de points;
- nombre de caractères par ligne : 18;
- vitesse d'impression : 29 caractères/s;
- nombre de caractères différents : 70;
- code : ASCII;
- niveau d'entrée : logique MOS;
- nombre moyen de caractères imprimés entre deux pannes : 3.10⁶;
- durée de vie : 10⁶ lignes.

BOWMAR INSTRUMENT Ltd, 41-45 Hugh Street, Weybridge, KT 13 8 BB (Grande-Bretagne).

Service lecteur : inscrivez le n° 264.

GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS Eurelco modèle D 314

La firme française Eurelco présente un générateur de fonctions à phase variable destiné à l'usage général. Il délivre deux signaux identiques avec un déphasage relatif réglable par bond de 0,1° de 180 à 180°. La gamme de fréquences s'étend de 0,0001 Hz à 1 kHz avec une précision de phase de ± 0,05°.



Les signaux de sortie peuvent être de forme sinusoïdale, carrée ou triangulaire.

Cet appareil dispose de nombreux modes de fonctionnement : continu, coup par coup, déclenché extérieurement, demi-période, quart de période. Ce générateur délivre également sur une sortie annexe un signal dont la fréquence est 3 600 fois supérieure à celle des signaux de sortie qui peut être utilisé lors des mesures de déphasage à très basse fréquence. En option, le déphaseur peut être programmé numériquement.

EURELCO, 06150 Carros (France) (tél. (93) 08.10.43).

Service lecteur : inscrivez le n° 265.

SONOMÈTRE PORTATIF Crouzet modèle SGD 07

Cet appareil est conforme aux recommandations 179 du CEI ainsi qu'au projet de recommandations que ce même organisme a établi en juin dernier. Le sonomètre autonome possède également une sortie linéaire destinée à l'enregistrement des mesures.



Caractéristiques :

- une échelle linéaire de 40 à 120 dB ;
- microphone à condensateur amovible ;
- 3 constantes de temps : lente, rapide et impulsionnelle ;
- pondération des mesures A, B, C et lecture linéaire sur la bande 20 Hz-20 kHz ;
- possibilité d'introduire des filtres externes ;
- mémoire permettant la lecture de la valeur maximum atteinte ;
- alimentation : batterie d'accumulateur (autonomie : 10 heures) ;
- accessoires fournis avec l'appareil :
 - calibrateur ;
 - chargeur de batterie ;
 - prolongateur de microphone ;
 - support trépied ;
 - sonnette anti-vent ;
 - malette.

CROUZET (Perisud, Bt A 1), 4, rue François-Ory, 92128 Montrouge (tél. 657.13.31).

Service lecteur : inscrivez le n° 266.

SYNTHÉTISEUR DE FRÉQUENCE Wavetek modèle 17

Wavetek présente un nouveau synthétiseur de fréquence entièrement programmable au standard CEI.

Délivrant des signaux dont la fréquence maximale est égale à 13 MHz, cet appareil dispose de nombreux modes de fonction-

Les petites merveilles

Atténuateurs coaxiaux 8491 B - du continu à 18 GHz

- modèles à 3, 6, 10, 20, 30, 40, 50 et 60 dB
- excellent rapport prix/performance
- très bas TOS avec linéarité de phase supérieure dans le cas d'impulsions rapides et en large bande
- options APC-7, SMA, type N

Plus de 300 "petites merveilles" destinées aux mesures en hyperfréquences sont décrites dans un nouveau catalogue sur les guides et coaxiaux Hewlett-Packard. Vous pouvez obtenir votre exemplaire gratuitement en écrivant à l'adresse ci-dessous.

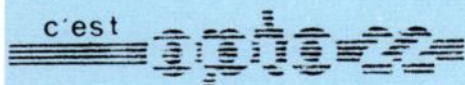
HEWLETT  PACKARD

Z.I. de Courtabœuf, B.P. 70, 91401 Orsay Cedex - Tél. 907 78.25



Service Lecteur : inscrivez le n° 216.

pour votre
MICROPROCESSEUR
la meilleure INTERFACE
c'est



RELAIS STATIQUE SYNCHRONES

POUR CIRCUIT IMPRIME :

2 et 3 Ampères — 120 et 240 Volts

Commande TTL

isolement 1500 et 2500 Volts

écran incorporé



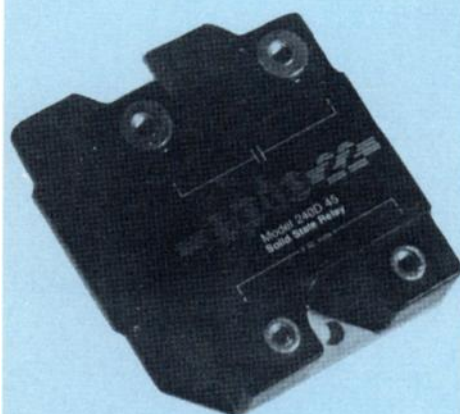
PUISSANCE :

3, 5, 10 et 45 Ampères

120, 240, 480 et 575 Volts

isolement jusqu'à 4000 Volts

radiateur et écran incorporé



et MAINTENANT sur demande

MODELES SPECIAUX

pour couper du CONTINU



INTERNATIONAL SEMICONDUCTOR
CORPORATION-FRANCE

TEL 604-52-75 (6 lignes)

27 RUE YVES KERMEN 92100 BOULOGNE

nement : déclenché, train d'ondes, symétrie variable, impulsion, verrouillage de phase sur un signal de référence externe.



Le synthétiseur 172 comporte un microprocesseur destiné à faciliter la programmation. Toutes les opérations de mise au format sont réalisées par le microprocesseur, la programmation s'effectuant en notation algébrique ou scientifique. L'affichage des paramètres programmés est réalisé en langage clair. Les programmes sont stockés dans des mémoires internes vives ou mortes à semiconducteurs. Bien entendu, cet appareil élaboré est destiné aux applications « systèmes ».

WAVETEK (USA). Représentation en France : ELEXO, 8, rue Sainte-Lucie, 75015 Paris (tél. 577.95.70).

Service lecteur : inscrivez le n° 267.

RÉFÉRENCE DE TENSION Sodilec-LCIE modèle SDET 01

Sodilec et le Laboratoire Central des Industries Électriques ont mis au point et réalisé une référence de tension de faible encombrement (82 x 142 x 265 mm). Cet appareil peut être associé à des réseaux de résistance de grande précision et est alors utilisable comme référence de tension secondaire. Il convient particulièrement au contrôle d'appareils de mesure (voltmètres et multimètres numériques), aux mesures potentiométriques ainsi qu'aux comparaisons de tensions par la méthode du zéro.



Cette référence de tension est constituée par une source de courant constant de 1 mA à transistor à effets de champ et à haute stabilité (meilleure que $2 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ entre 20 et 30 $^{\circ}\text{C}$) débitant dans un réseau de résistances fixes de haute précision. Cet appareil qui délivre 5 tensions fixes de 10 mV à 10 V présente une dérive inférieure à $5 \cdot 10^{-6}$ par mois, sa mise en œuvre ne nécessite pas d'enceinte thermostatée.

SODILEC, 7, avenue Louise, 93360 Neuilly-Plaisance (tél. 927.38.07).

Service lecteur : inscrivez le n° 268.

MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE Dana modèle 5100

Dana Electronics introduit un nouveau multimètre numérique utilisant le principe

de la conversion à double rampe. Ce appareil est équipé d'un filtre réjeteur commutable agissant sur toutes les fréquences multiples de 10 Hz.



Caractéristiques :

- nombre de points de mesure : 200 000
- présentation de résultats sur dispositif d'affichage de 13 mm de hauteur à diodes électroluminescentes ;
- changement de gamme : automatique ou manuel ;
- fonctions : voltmètre pour courants alternatifs et continu, ohmmètre et fréquence-mètre ;
- tensions continues : 1 μV à 1 200 V
- tensions alternatives : 1 μV à 1 000 V (30 Hz à 100 kHz) ;
- fréquences : 10 Hz à 20 MHz ;
- résistances : 10^{-3} à $2 \cdot 10^7 \Omega$;
- options : convertisseur valeur efficace vraie, sondes 5 ou 50 kV, sonde haute fréquence (200 MHz), shunts, sonde à mémoire, sortie BCD.

DANA Electronics France SA, 91, route des Gardes, 92190 Meudon (tél. 027.75.75)

Service lecteur : inscrivez le n° 269.

ENREGISTREUR MAGNÉTIQUE ANALOGIQUE

Philips modèle ANA LOG 714

Philips présente un nouvel enregistreur magnétique analogique à cartouche destiné aux applications industrielles, médicales et à la recherche.

Cet enregistreur présente un haut degré d'automatisation ce qui facilite son utilisation. Il comporte également un générateur tachymétrique assurant une grande régularité dans le défilement de la bande. Sa conception modulaire permet de satisfaire à un grand nombre d'utilisations.



Service Lecteur : inscrivez le n° 217.

Cet appareil peut être équipé jusqu'à 14 canaux d'enregistrement-lecture simultanés, les vitesses vont de 15/16" à 60" par seconde. Les entrées symétriques à haute impédance en modulation de fréquence éliminent les tensions parasites et facilitent la mise en route de l'appareil.

L'enregistreur 714 est aussi caractérisé par une grande fiabilité et dispose d'un certain nombre d'accessoires et d'équipements en option telles une interface pour commande par ordinateur ou une cartouche à bande sans fin.

PHILIPS SCIENCE ET INDUSTRIE, 105, rue de Paris, 93002 Bobigny (tél. 830.11.11).

Service lecteur : inscrivez le n° 270.

PUISSANCEMÈTRE LASER EGG modèle 460

La firme américaine EGG présente un nouvel appareil numérique destiné à mesurer la puissance de faisceau émis par les lasers continus ou pulsés répétitifs. Des accessoires fournis en option permettent la mesure de l'énergie intégrée, de la puissance crête, ainsi que de la largeur d'impulsion.



Caractéristiques :

- gamme de mesure de la puissance à pleine échelle : $1,999 \cdot 10^{-8}$ à $1,999 \cdot 10^2$ W ;
- gammes de mesure de l'énergie à pleine échelle : $1,999 \cdot 10^{-9}$ à $1,999$ J ;
- photodétecteur : cellule photovoltaïque au silicium ;
- réponse spectrale : 200 à 1 100 nm.

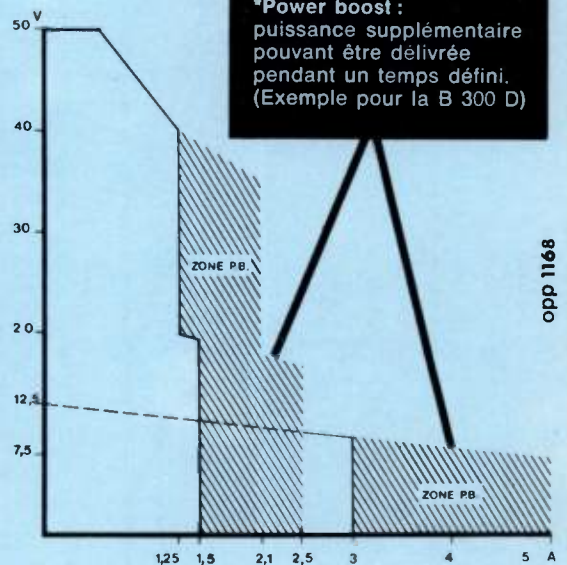
EGG (USA). Représentation en France : RMP, 16, rue d'Arras, 92000 Nanterre (tél. 242.60.01).

Service lecteur : inscrivez le n° 271.

C'est le **POWER BOOST*** qui fait la supériorité des **ALIMENTATIONS STABILISÉES**

OLTRONIX

B 300 D et B 600 D.



modèle B 300 D :

0 à 7,5 V - 3 A (5 A avec P. B.),
0 à 20 V - 1,5 A (2,5 A avec P. B.),
20 à 40 V - 1,25 A (2,1 A avec P. B.).

modèle B 600 D :

0 à 7,5 V - 5 A (8 A avec P. B.),
0 à 30 V - 2 A (3,5 A avec P. B.),
30 à 60 V - 1 A (1,8 A avec P. B.).

Documentation sur demande à :

sorelia

51/53 rue Edouard Vaillant
92700 Colombes
Tél. 242.29.03 ou 782.16.39.

COUPON-INFORMATION à adresser à

sorelia 51/53 rue Edouard Vaillant 92700 Colombes.

Monsieur Fonction

Entreprise

Adresse

Désire recevoir, sans frais ni engagement, une documentation :

- ☐ Alimentations Stab. LABPAC.
- ☐ Alim. modulaires d'équipement STABPAC
- ☐ Alim. Stab. de Labo. de forte puissance RACPAC
- ☐ Alim. H.T. HIGHPAC pour photomultiplicateurs.

Le « Service lecteur » de l'Onde Électrique est à votre disposition.

Si vous désirez des renseignements complémentaires sur les produits annoncés, les Nouveautés techniques et les Produits récents, utilisez les **Cartes Informations** mises à votre disposition, en fin de volume.

Service Lecteur : inscrivez le n° 218.

Notez-le sur votre agenda.

PARIS
excepté dimanche 3

31 mars
1 avril
2 avril
4 avril
5 avril
6 avril



salon international des
**composants
électroniques 77**

invitation
sur simple demande
S.D.S.A. 20, rue Hamelin
F 75116 Paris
Tél. 505.13.17
Télex 630 400 F

4 sections :
composants - mesure
matériaux et produits
équipements et méthodes

un nombre sans cesse croissant
de visiteurs *

1974 - 57.000
1975 - 61.000
1976 - 72.000
(* cartes permanentes)

**1^{er} rendez-vous mondial
de l'électronique**

oe

LIVRES REÇUS

Microwave devices. Devices circuit interactions.

M. J. HOWES et D. V. MORGAN,
Wiley, London, 1976, 402 p.,
ISBN 0-471-41729-7.

The Development of Solid State Microwave Devices (10 p.). - Transferred-Electron Devices (30 p.). - Avalanche and Barrier Injection Devices (76 p.). - Microwave Transistors (93 p.). - Microwave Solid State Oscillator Circuits (57 p.). - Microwave Amplifier Circuit Considerations (48 p.). - Applications of Microwave Solid State Devices (84 p.). - Subject Index (3 p.).

Systems engineering methodology for interdisciplinary teams.

A. W. WYMORE,
Wiley, New York, 1976, 431 p.,
ISBN 0-471-96901-X.

Systems and Systems Engineering (110 p.). - Input/Output Specifications (61 p.). - Technology, Implementation, and Feasibility (59 p.). - Merit Orderings (94 p.). - System Testing (27 p.). - System Design (34 p.). - The Tricotomy Theory of System Design (22 p.). - Notation (6 p.). - Bibliography (11 p.). - Author Index (4 p.). - Subject Index (2 p.).

ARRL Electronics data book.

D. DEMAW,
ARRL, Newington, 1976, 128 p.

Math aids and tables (11 p.). - Time and frequency (5 p.). - Radio-frequency circuit data (9 p.). - L, C and R networks (12 p.). - Transformers (10 p.). - Filter design (16 p.). - Antennas and feed systems (17 p.). - Catalog of solid state circuits (12 p.). - Construction and testing data (9 p.). - Data potpourri (18 p.). - Index (2 p.).

Handbook of engineering in medicine and biology.

D. G. FLEMING et B. N. FEINBERG,
CRC Press, Cleveland, 1976, 421 p.,
ISBN 0-87819-285-9.

Philosophical, historical and theoretical considerations of regulation and control in biology and medicine (40 p.). - The use of physical models and engineering concepts in attempts to understand the means by which animals thermoregulate (14 p.). - Short-range intercellular communication, biochemical oscillations, and circadian rhythms (94 p.). - Control theory and regulation in biology and medicine (42 p.). - Physical principles of electric fields (34 p.). - The lubrication of human joints - a review (28 p.). - Biomedical materials (38 p.). - Principles of biomedical information processing (16 p.). - Computer data acquisition. Patient monitoring (16 p.). - Elements of computer systems (12 p.). - Principles of microprocessors (12 p.). - Clinical application of measurements (26 p.). - Measurements (32 p.). - Index (16 p.).

Picture processing and digital filtering.

T. S. HUANG,
Springer Verlag, Berlin, 1975, 289 p.,
ISBN 3-540-07202-0.

Introduction (20 p.). - Two-dimensional transforms (49 p.). - Two-dimensional nonrecursive filters (61 p.). - Two-dimensional recursive filtering (48 p.). - Image enhancement and restoration (70 p.). - Noise considerations in digital image processing hardware (34 p.). - Additional references with titles (2 p.). - Subject index (4 p.).

Key papers on surface-acoustic-wave passive interdigital devices.

D. P. MORAGAN,
Peter Peregrinus Ltd, Stevenage, 1976,
372 p.,
ISBN 0-901223-82-4.

Introductory review and survey of applications (36 p.). - Interdigital transducers (84 p.). - Materials and propagation effects (72 p.). - Bandpass filters (76 p.). - Pulse-compression filters and phase-coded matched filters (40 p.). - Delay lines and special techniques (37 p.). - Bibliography (24 p.). - Index (1 p.).

Les nombres premiers.

W. J. ELLISON,
Hermann, Paris, 1975, 442 p.,
ISBN 2-7056-1366-8.

Les théorèmes de Tchebychef (36 p.). - Le théorème des nombres premiers (42 p.). - Une preuve élémentaire du théorème des nombres premiers (38 p.). - Le terme d'erreur (36 p.). - La fonction zêta de Riemann (38 p.). - Les irrégularités dans la distribution des nombres premiers (38 p.). - Les fonctions L de Dirichlet (I) (30 p.). - Les fonctions L de Dirichlet (II) (46 p.). - Sommes relatives aux nombres premiers (52 p.). - Sommes trigonométriques (62 p.). - Le terme d'erreur dans le théorème des nombres premiers (22 p.). - Index des auteurs (1 p.).

Introductory economic statistics.

A. C. MAYES et D. G. MAYES,
Wiley, London, 1976, 223 p.,
ISBN 0471-58031-7.

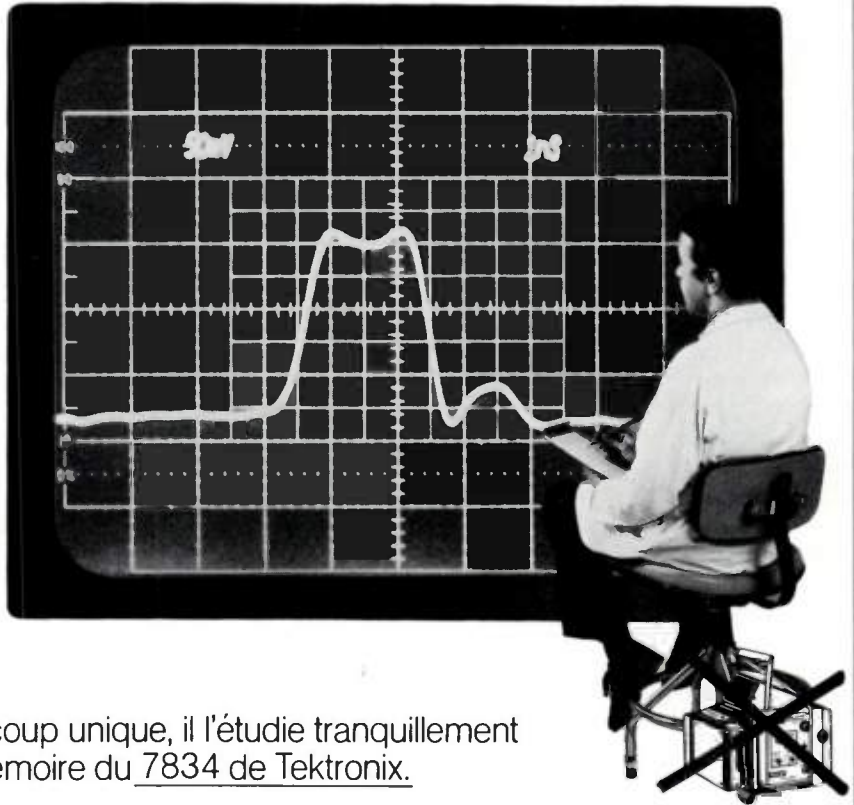
Introduction (3 p.). - Distributions and the meaningful description of distributions (27 p.). - Probability and sampling (26 p.). - Hypothesis testing (21 p.). - The relationship between two variables (32 p.). - Regression (26 p.). - Multiple regression (34 p.). - The role of econometrics (30 p.). - Appendix 1 index numbers (8 p.). - Appendix 2 elements of matrix algebra (6 p.). - Appendix 3 statistical tables. Index (4 p.).

Physics of computer memory devices.

S. MIDDELHOEK, P. K. GEORGE et P. DEKKER,
Academic Press, London, 1976, 402 p.,
ISBN 0-12-495050-5.

Delay line memories and materials (55 p.). - Matrix memories (263 p.). - Beam accessible memories (34 p.). - Electromechanically accessible magnetic surface memories (31 p.). - Subject index (4 p.).

400 MHz
2500 cm/ μ s
de vitesse d'écriture



Ce signal de 1,4 ns en coup unique, il l'étudie tranquillement depuis 10' grâce à la mémoire du 7834 de Tektronix.

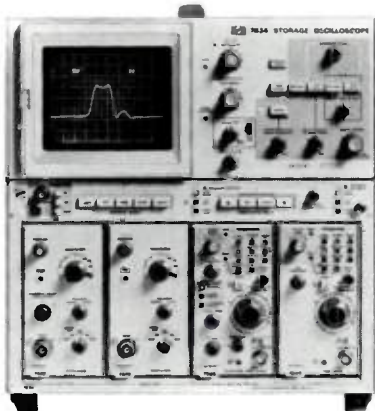
Pour capter **en toute sécurité** un signal de 1,4 ns en coup unique, il est indispensable de disposer d'un oscilloscope à mémoire ultra-rapide : le 7834 de Tektronix.

Seul appareil au monde à associer des performances telles qu'une bande passante de 400 MHz et une vitesse d'écriture de 2500 cm/ μ s, le 7834 est l'oscilloscope le plus efficace et le plus sûr qui soit.

Plus d'appareil de photo ni de perte de temps.

Avec quatre modes "mémoire", un réglage du temps d'acquisition entre deux phénomènes uniques, une durée de visualisation pouvant atteindre 15 heures et un grand écran de 7,2 x 9 cm où sont affichés tous les paramètres de mesure, le 7834 est l'outil de travail attendu pour la recherche et l'étude.

Oscilloscope de la série 7000, le 7834 peut recevoir 4 modules différents parmi les 30 que compte cette série, et se transformer en un système de test et de mesure particulièrement bien adapté à vos besoins.



T 92

Coupon à retourner à Tektronix
Service Promotion des Ventes - BP 13 - 91401 Orsay

M _____ Société _____

Fonction _____

Adresse _____

Tél _____

Je désire recevoir, sans engagement de ma part.

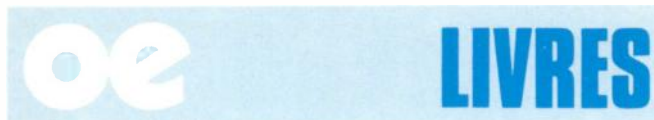
- ☐ une documentation sur le 7834,
☐ la visite d'un ingénieur commercial.

OE

Service Promotion des Ventes - BP 13 - 91401 Orsay - Tél. 907 78 27.
Centres Régionaux : Lyon Tél. (78) 76 40 03
Rennes. Tél. (99) 51 21 16 - Toulouse. Tél. (61) 40 24 50
Aix-en-Provence. Tél. (91) 27 24 87 - Nancy. Tél. (28) 96 24 98

TEKTRONIX®

CPV-Riss



Introduction à l'étude des accélérateurs de particules,

Tome I. Théories de base et relations fondamentales. Particules élémentaires, 1975, 516 p., 86 fig.,

Tome II. Bombardement de la matière par des particules rapides. Rayonnements secondaires. Les accélérateurs outils de physique, 1976, 1 126 p., 516 fig.,

R. R. WARNECKE,

Masson et Seditas, édit., Paris.

Voici plus d'une dizaine d'années, R. R. Warnecke entreprenait, avec quelques collaborateurs, d'écrire un livre sur les « accélérateurs de particules », cette espèce nouvelle d'appareils de physique dont le gigantisme de certains membres tout en inspirant l'admiration ou quelquefois l'inquiétude, pouvait laisser craindre une disparition précoce. Si ce livre avait vu le jour, il aurait exposé les principes sur lesquels s'établit la construction de ces machines, les diverses limitations et difficultés rencontrées, la manière de les surmonter; même dans une présentation dont on ne peut douter qu'elle aurait été originale et d'un niveau technique et scientifique très élevé, il n'aurait cependant été qu'un élément supplémentaire d'un ensemble d'ouvrages, dont beaucoup il est vrai en langue anglaise, mais satisfaisant cependant un aéropage de spécialistes forcément limité.

Les deux tomes que nous soumet aujourd'hui R. R. Warnecke se démarquent complètement de cet objectif déjà défloré et répondent à une tout autre ambition. Son expérience dans le domaine des accélérateurs a depuis longtemps fait comprendre à l'auteur que les difficultés rencontrées dans la construction de ces machines n'ont pas uniquement des causes techniques.

La physique évolue sans cesse, et rapidement. Les expériences réalisées effectivement avec les grands accélérateurs lorsqu'ils sont en service diffèrent souvent beaucoup de celles auxquelles les physiciens qui en ont fixé les caractéristiques avaient pu les destiner. On s'efforce, il est vrai, tout au long de la réalisation de maintenir des contacts entre les constructeurs et les futurs utilisateurs mais le dialogue reste forcément difficile : ce n'est pourtant que de son succès que résulte souvent la véritable qualité d'un accélérateur.

R. R. Warnecke a voulu, par son ouvrage, aider à l'établissement de ce dialogue en apportant aux ingénieurs des éléments qui leur permettent de mieux connaître les objectifs et les méthodes des physiciens.

Dans un premier tome deux chapitres développent, l'un, les théories de bases et les relations fondamentales de la physique des particules : relativité, mécanique quantique, propriétés des noyaux atomiques, théories des collisions et physique des plasmas, l'autre les particules élémentaires : paramètres caractéristiques, propriétés, interactions et tentatives de groupement.

Dans le deuxième tome sont traités les problèmes relatifs au bombardement de la matière par des particules rapides et aux collisions dans les gaz ou à la surface des solides, les problèmes des rayonnements secondaires

comme sources de particules qu'on ne peut accélérer directement et, pour terminer, un chapitre intitulé « accélérateurs, outils de physique » expose certaines observations et leur interprétation, et indique le sens dans lequel doivent s'améliorer les moyens d'investigation.

Cinq appendices complètent l'ouvrage d'environ 1 600 pages : dosimétrie et radioprotection, dommages causés dans les solides par les rayonnements de haute énergie, implantation ionique dans les semi-conducteurs, émission électronique secondaire, pertes de particules dans les structures accélératrices.

Que le lecteur ne s'illusionne pourtant pas : pour acquérir toutes les connaissances exposées, devenir capable de mieux apprécier les préoccupations des physiciens et établir avec eux un dialogue fructueux, un gros travail reste nécessaire. Mais R. R. Warnecke a adopté un style didactique éprouvé; outre les données fournies illustrées par de nombreux graphiques, une abondante bibliographie est apte à guider ceux qui ont besoin d'approfondir quelque point particulier.

Les accélérateurs de particules, machines coûteuses, ne sont pas très répandus et les ingénieurs qui sont ou seront amenés à y travailler ne peuvent être extrêmement nombreux; mais il faudrait que le livre de R. R. Warnecke figure parmi leurs outils de travail si l'on veut que ces accélérateurs répondent au maximum aux espoirs qu'ils suscitent de percer toujours plus avant les secrets de la physique. Il intéressera certainement aussi ceux, et ils sont sans doute nombreux, qui voudraient se familiariser avec certains aspects de la physique des particules.

P. LAPOSTOLLE

Matrices for Scientists and Engineers,

W. W. BELL.

Van Nostrand Reinhold, 1975, 229 p.

Le présent ouvrage s'intéresse à la fois aux aspects théoriques et pratiques relatifs aux matrices; il peut s'adresser à des étudiants des 1^{er} et 2^e cycles des universités, mais également aux spécialistes de diverses disciplines (physiciens, ingénieurs). L'auteur a donné à son exposé une forme très accessible. Ce livre est divisé en 4 chapitres indépendants. Le chapitre 1 introduit les déterminants et leurs propriétés. Les exemples contribuent à la bonne compréhension du cours, mais les exercices proposés sont, dans ce chapitre, d'un niveau très moyen.

Le chapitre 2 traite de l'algèbre des matrices avec la même rigueur de présentation : théorème, démonstration, exemple, exercices. Le chapitre 3 traite des systèmes d'équations; bien que comprenant une grande partie théorique, il s'oriente vers les méthodes numériques usuelles et les compare entre elles (méthodes directes et indirectes).

Le chapitre 4 traite des problèmes de valeurs et vecteurs propres des matrices. Il est divisé en deux grandes parties :

— une partie théorique assez complète sur les éléments propres,

— une partie méthodes numériques qui malheureusement est assez incomplète puisque seulement 3 méthodes sont données, il aurait été intéressant d'ajouter une 4^e méthode qui aurait été celle de Householder (l'une des plus puissantes).

Conclusion : Cet ouvrage a des qualités pédagogiques indéniables (exemples-exercices) et semble complet pour le niveau demandé aux lecteurs que sont les universitaires scientifiques ou les ingénieurs. De plus, il débordé sur les problèmes numériques (qui ne sont pas approfondis ici), mais qui sont une conclusion logique des théories vues précédemment.

P. LAGNEAU.

L'acousto-optique

J. SAPIRIEL

Masson Edit., Paris 1976, 128 p.

L'acousto-optique est une science mature, née après la Grande Guerre. Elle vit depuis une décennie une seconde jeunesse qui l'introduit véritablement dans l'univers technologique et industriel. Elle quitte le champ universitaire et s'insère, discrètement, dans les catalogues commerciaux. Ce nouveau souffle s'explique par les promesses nombreuses qu'engendrèrent lors de l'apparition des lasers, les méthodes optiques de télécommunication et de traitement de l'information. L'acousto-optique apparut alors susceptible d'assurer les commutations (modulation et déflexion) de ces sources très puissantes mais peu dociles. L'optique intégrée confirma par la suite l'intérêt de ces méthodes. Parallèlement l'acousto-optique apparut comme un outil privilégié d'étude des phénomènes de propagation ainsi que des milieux cristallins. Ces deux domaines ont ainsi progressé de front, l'un débouchant sur la réalisation de dispositifs technologiques, l'autre vers la conception de méthodes de mesure.

Jacques Sapiel rend compte dans sa monographie, de la diversité du champ acousto-optique. Il a préféré la clarté et la concision à l'étude exhaustive, et ce choix nous apparaît heureux, tant la variété des domaines intéressés, et la complexité de chacun d'eux sont propres à susciter la confusion. De fréquents renvois à une bibliographie ample et choisie, permettent au lecteur de vérifier les fondements mathématiques des solutions proposées. Des exemples concrets illustrent l'exposé et situent les préoccupations réelles des chercheurs, nous regrettons, néanmoins, que leurs termes en soient souvent ésotériques et échappent ainsi au néophyte. Quelques exercices permettront aux fanatiques de tester leur savoir.

L'ouvrage est divisé en deux parties inégales.

La première, et la plus importante, traite de la physique des phénomènes ; elle décrit, en larges traits, les propriétés qui seront exploitées dans la seconde : théorie de l'élasticité, propagation des ondes acoustiques dans un milieu piézoélectrique ou non, propriétés photoélastiques des cristaux, diffraction de la lumière par une onde acoustique.

La seconde partie s'intéresse aux applications, soit du côté dispositifs (déflecteurs et modulateurs), soit du côté méthodes de mesure des propriétés des matériaux. Elle fait une bonne synthèse des axes actuels de la recherche, des développements prévisibles, ainsi que des obstacles. On y trouve plusieurs tableaux comparatifs des performances des cristaux disponibles.

Un ouvrage concret qui sera utile dans bien des bibliothèques.

H. MAITRE.

ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

FORMATION CONTINUE

Formation générale	Formation technique	Présentation d'une technique avancée
-----------------------	------------------------	---

AUDIO-VISUEL

1977

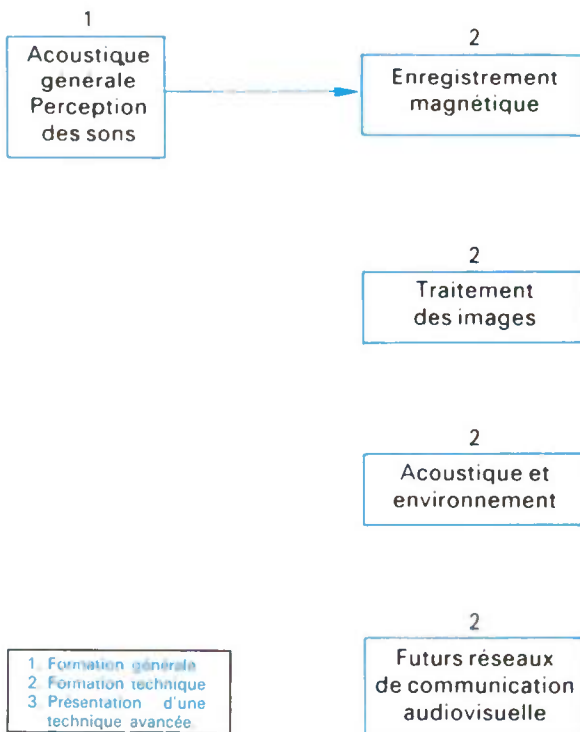
Acoustique générale et perception
des sons 31 janvier au 4 février

Acoustique et environnement
nuisance acoustique et vibrations 7 au 11 mars

Enregistrement magnétique 2 au 6 mai

Méthodes de traitement des images ... 19 au 23 septembre

Futurs réseaux de communication
audiovisuelle (Rennes) 13 au 17 juin
28 novembre au 2 décembre



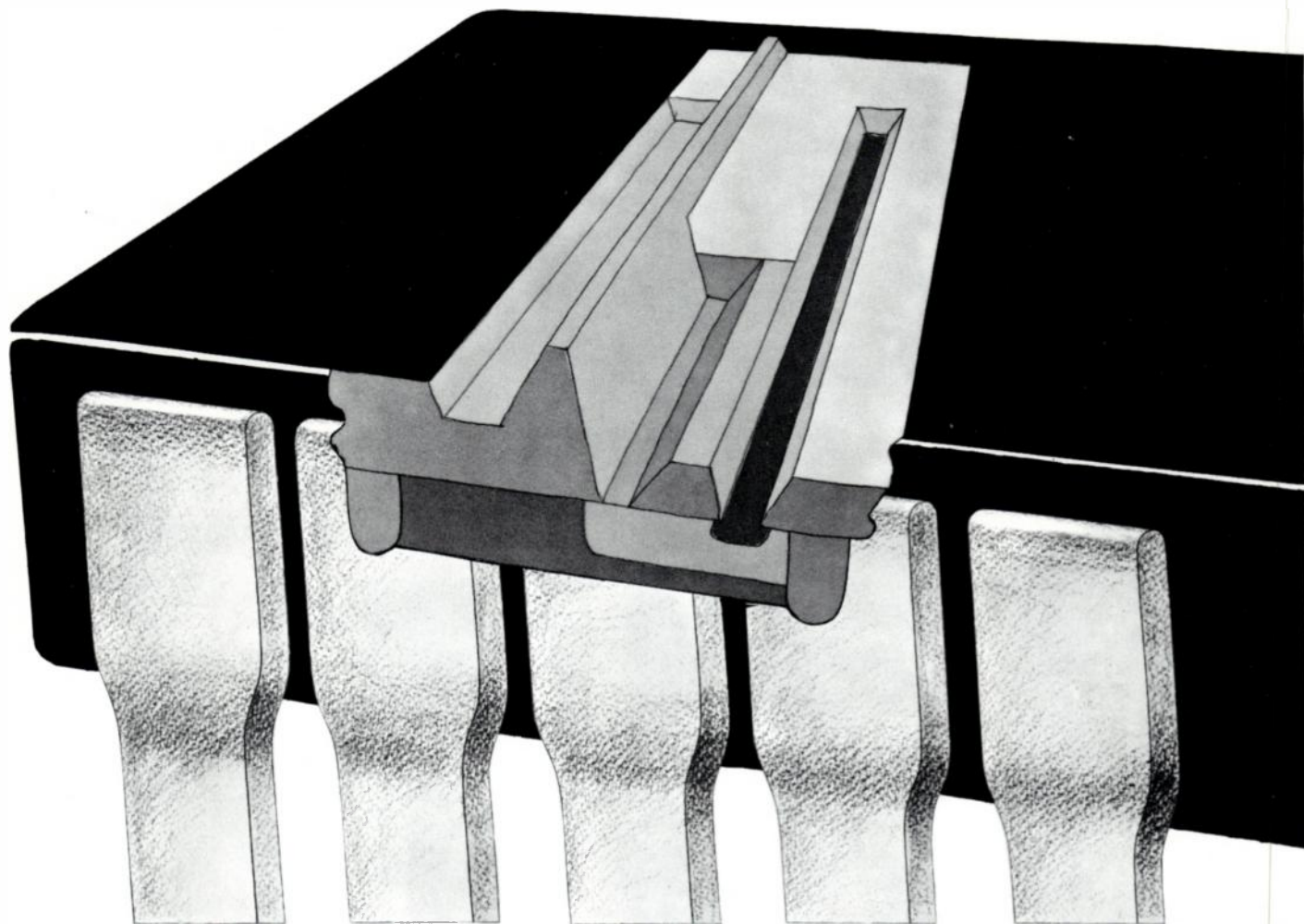
Des sessions adaptées à une demande particulière peuvent être organisées par
L'ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

Inscriptions et renseignements :

ENST - Service de la Formation
Continue 46, rue Barrault,
75634 PARIS CEDEX 13
Tél. : 580-40-80 poste 42.57



Si vous pensez E.C.L...



SUBILO: 0,5 ns PAR PORTE

Le Centre Industriel R.T.C. de Caen développe le PROCÉDÉ SUBILO (diffusion à isolement latéral par oxyde) et industrialise ainsi des ECL caractérisés par :

- UNE HAUTE DENSITÉ D'INTÉGRATION (autoalignement et isolement par diélectrique).
- UNE GRANDE RAPIDITÉ (implantation ionique permettant des fréquences de transition de 5 GHz)
- la faculté de résoudre, aussi bien les problèmes logiques qu'analogiques rapides, sur catalogue ou "sur mesure".

Et de plus, la série GXB 10000 est complète
et vous permet le plus large choix



R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC 130, av. Ledru-Rollin 75540 Paris, Cedex 11, tél. 355.44.99 (poste 477)

Service Lecteur : inscrivez le n° 222.

II. Application des dispositifs à transfert de charges et des composants acoustiques à onde de surface au traitement du signal analogique (*)

(2^e partie) (1)

COMPOSANTS

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 2
pp. 113-117



par C. LARDAT, C. LEGAY,

Docteurs-Ingénieurs à la Division des Activités Sous-Marines de Thomson-CSF

et P. TOURNOIS (*),

Sous-Directeur à la Division des Activités Sous-Marines de Thomson-CSF. Responsable du Centre de Cagnes-sur-Mer.

Thomson-CSF, Division des Activités Sous-Marines, BP 53, 06802 Cagnes sur-Mer (tél. (93) 20.01.40).

La première partie de cet article est parue dans *L'onde électrique*, 1977, n° 1, p. 72.

3. DISPOSITIFS

3.1. Fonction retard

3.1.1. RETARD ANALOGIQUE

La première application des DTC en traitement du signal est la fonction de retard d'échantillons de signaux analogiques. A ce point de vue, le grand avantage des DTC est la possibilité de commander l'horloge de transfert qui leur confère la souplesse des systèmes numériques, et permet de réaliser des retards variables, des modifications d'échelles des temps ou d'utiliser le même composant pour une grande plage d'applications avec des retards variant dans un rapport de 1 à 1 000.

Les caractéristiques qui interviennent directement dans cette fonction sont l'inefficacité de transfert, le temps de stockage maximum et la dynamique qui ont été abordés au chapitre précédent.

Divers types de structures ont été proposés [1, 37, 38].

La structure série est simplement constituée par un registre à décalage analogique à N cellules, le retard total étant alors égal à NT_{II} (T_{II} période de l'horloge de transfert). Cette disposition offre l'avantage de la simplicité et de l'uniformité du traitement de chaque échantillon. En outre, pour s'affranchir de la composante continue de sortie due en particulier aux courants de fuite, et limiter le bruit résultant des fluctuations d'horloge, on peut adopter un montage différentiel constitué de deux lignes à retard en parallèle attaquées respectivement par le signal et son opposé, et placer un amplificateur différentiel en sortie [12]. La limitation de la structure série est le nombre maximum de cellules du fait de

l'inefficacité de transfert (Réalisations actuelles $N \leq 1\ 000$).

La structure parallèle multiplexée offre l'avantage, pour un même nombre d'échantillons stockés N, de réduire le nombre et la fréquence d'horloge de transfert dans le rapport N/P du nombre de registres en parallèle. Elle pose par contre de sérieux problèmes d'uniformité de gain au niveau du multiplexage et du démultiplexage ainsi que de l'uniformité des courants de fuite en divers points du composant [37].

Pour obtenir des éléments de mémoire de grande capacité, on a mis au point [1, 39] des systèmes série-parallèle-série, où les échantillons sont chargés à grande vitesse dans un registre série-parallèle de longueur N_p avant d'être récupérés dans un registre série de sortie lu à grande vitesse. Le nombre de transferts d'un échantillon particulier est $N_s + N_p$ pour une capacité de $N_s \cdot N_p$ échantillons, le produit bande passante $\times$ temps de retard étant égal à $N_s \cdot N_p / 2$. De tels dispositifs avec $N_s = N_p = 100$ faisant aussi office de capteur d'image, ont été commercialisés et expérimentés [40] dans des systèmes de traitement d'image par soustraction trame à trame et comme mémoire d'entretien avec rafraîchissement à 5 niveaux.

Une application importante des lignes à retard DTC est la compression ou l'expansion du temps obtenu en jouant sur la vitesse des horloges de chargement ou de lecture. Un des résultats les plus spectaculaires dans ce domaine est l'expansion de signaux contenant jusqu'à 130 échantillons lus à une fréquence de 105 MHz et restitués à une fréquence de 100 KHz [14].

Les CA sont très différents dans leur structure et leur complexité suivant que le retard à obtenir est relativement faible (quelques 10 μ s), long ($> 150 \mu$ s) ou variable à commande rapide.

(*) Conférence présentée le 12 Avril 1976 à la Réunion Internationale organisée par la DRME sur « Les Applications des Composants Micro-Ondes Acoustiques ».

(1) Article reçu le 31 mai 1976 et accepté le 1^{er} juillet 1976.

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

Une ligne à retard simple met en jeu un trajet rectiligne et comporte des transducteurs dont la bande passante relative est généralement inférieure à 50 %. Le temps de retard maximum est alors limité par la longueur du cristal à 75 µs environ pour le quartz et le LiNbO₃ ou à 150 µs environ pour le BGO.

Lorsque les pertes d'insertion sont faibles (faible bande relative et faibles pertes de propagation), le problème le plus difficile concerne l'élimination de l'écho triple. De nombreuses techniques ont été envisagées pour cela [22, 41] ; avec par exemple des transducteurs unidirectionnels, il a été possible d'obtenir des pertes de 3 dB et un écho triple à - 30 dB dans une bande relative de 10 % [24].

Le tableau III rassemble quelques exemples typiques de lignes réalisées.

TABLEAU III
Performances typiques de lignes à retard simples à ondes de surface.

Fréquence centrale (MHz)	60	100	2 500
Bande (MHz)	15	40	210
Pertes d'insertion (dB)	8	15	29
Retard (µs)	5	5.7	1.5
Parasites (dB)	- 40	- 39	
Référence	[24]	[42]	[16]

Les lignes à retard beaucoup plus long (≥ 150 µs) posent les problèmes de repliement du trajet, de compensation des pertes de propagation et de guidage pour éliminer les pertes par diffraction.

Deux techniques ont été principalement étudiées pour replier le trajet acoustique : les réflecteurs-changeurs de voie à coupleurs multitraits [43, 44] et la ligne hélicoïdale sur substrat cylindrique [44]. Les résultats obtenus sur deux de ces lignes sont donnés sur le tableau IV.

TABLEAU IV
Performances des lignes à retard long à onde de surface.

	Hélice	Coupleurs
Retard	907 µs	130 µs
Fréquence centrale	83 MHz	75 MHz
Bande	65 MHz	29 MHz
Pertes d'insertion	63 dB	36 dB
Parasites	- 40 dB	- 30 dB
Référence	[44]	[43]

La valeur élevée des pertes d'insertion montre la nécessité de compenser les pertes de propagation : ceci peut être obtenu en disposant sur le chemin de propagation des amplificateurs acoustoélectriques [45, 46]. Les nombreuses recherches effectuées dans ce domaine n'ont pas abouti à la réalisation d'un amplificateur stable, de gain net suffisant (> 10 dB), de faible facteur de bruit (< 5 dB) et fonctionnant en continu. Les derniers résultats publiés [47] permettent d'espérer que tous ces problèmes seront bientôt résolus et que des retards supérieurs à 1 ms seront envisageables au-delà de 100 MHz, tout en conservant une bonne dynamique.

Le guidage de l'onde de surface est réalisé lorsque la vitesse de propagation est abaissée localement : bande déposée d'un matériau plus lent [48], fente dans un film déposé d'un matériau plus rapide [49], ou ralentissement dû à un guidage topographique [50]. L'inconvénient majeur des deux premières techniques provient de l'augmentation des pertes de propagation due au film déposé et à la nature dispersive du mode de propagation. Le guide topographique par l'arête (« ridge guide ») n'a pas ce désavantage, mais présente de sérieuses difficultés de réalisation bien que d'impressionnants résultats aient été obtenus pour le silicium par attaque chimique sélective [51]. En conclusion, de nombreux progrès restent à accomplir dans ce domaine des lignes à retard supérieur à 1 ms.

De nombreuses techniques ont été envisagées pour réaliser des composants à ondes de surface présentant un retard variable. Ces solutions ne sont pas intéressantes soit parce que la variation de retard est trop faible, soit parce que la commande est mécanique et par conséquent trop lente [52]. L'apparition de filtres dispersifs très performants (Cf. 3.4) a donné un regain d'intérêt à certains montages complexes qui sont analysés plus loin avec les transformations globales, et qui constituent probablement la seule solution valable pour obtenir un retard variable à commande électronique.

3.1.2. MÉMOIRES NUMÉRIQUES

Bien que les composants étudiés ici trouvent leurs principales applications en analogique, ils peuvent être utilisés comme mémoires circulantes numériques, l'information étant alors périodiquement régénérée.

Il existe actuellement des réalisations industrielles de mémoires numériques à DTC de grande intégration (jusqu'à 32 Kbits sur un même boîtier) à accès aléatoire avec circuits de décodage incorporés. Une analyse comparative des diverses productions récentes est présentée dans [53]. A titre indicatif, des mémoires de 16 Kbits possèdent un temps d'accès maximum de l'ordre de 30 µs, une cadence de 5 MHz/échantillon, et une dissipation de quelques centaines de milliwatts.

Dans un CA, l'impulsion à retarder est fortement déformée par les transducteurs d'entrée et de sortie. L'allure et le nombre de rebondissements du signal retardé dépend principalement de la forme de la bande passante. Pour que la fréquence de répétition soit la plus élevée possible, il est nécessaire que ces rebondissements soient très limités et par conséquent que la largeur de bande relative soit très grande.

D'excellents résultats ont été obtenus avec une ligne de 67 µs de retard de structure composite LiNbO₃-Quartz-LiNbO₃ [54]. Cette ligne peut stocker 5 100 bits à une fréquence de 75 Mbits/s. Une autre technique consiste à utiliser des transducteurs à codes complémentaires comme le code de Golay [55]. Actuellement on peut espérer réaliser des mémoires de 10⁵ bits dans un volume inférieur à 100 cm³. Un des avantages des CA dans ce domaine est la grande fréquence de fonctionnement possible (> quelques 100 MHz) et la faible consommation par bit : 5-10 µW.

3.2. Fonction multiplexage-démultiplexage.

La fonction de mémorisation des DTC peut être mise à profit pour effectuer un réarrangement de données. Assez souvent ces fonctions sont intégrées sur un même composant avec d'autres telles que filtrage ou transformation de Fourier en vue de réduire le nombre d'interconnexions.

Le principe de base est l'utilisation de registres entrée parallèle sortie série pour le multiplexage ou entrée série, sortie parallèle pour le démultiplexage. Ces structures sont en général plus difficiles à réaliser que de simples lignes à retard en raison des problèmes de diaphonie entre les diverses entrées dans les multiplexeurs (en particulier due à l'inefficacité de transfert) et d'équilibrage de gain en entrée et en sortie. Un multiplexeur à 40 entrées présentant une diaphonie inférieure à 44 dB à 4 MHz et une dynamique linéaire de 51 dB avec une bonne uniformité de gain a été réalisé [56].

L'application principale des multiplexeurs est dans les systèmes de balayage ou de compression de temps en vue du traitement en série d'informations. Une utilisation courante des démultiplexeurs est la formation de cases distance en radar [37, 57, 58].

Dans le cas des ondes de surface, la fonction multiplexage est réduite à la réalisation de lignes à prises multiples du fait de la difficulté d'intégration de fonctions plus complexes. Les prises multiples sont constituées par des transducteurs répartis sur le chemin de propagation. La fonction de transfert associée à chaque prise est contrôlée en amplitude par le recouvrement des électrodes et en phase par la connexion de celles-ci aux lignes bus de sommation. Ces prises peuvent en outre être commandées électroniquement comme dans le cas de filtres à code programmable (Cf. 3.5). L'inconvénient majeur de ces composants est l'impossibilité d'obtenir simultanément de faibles pertes par prise et un grand nombre de prises comme on l'a vu plus haut. D'autres désavantages proviennent des effets secondaires (réflexions, régénération, dispersion) qui introduisent des défauts en amplitude et en phase. Pour réduire ces effets diverses techniques ont été proposées : transducteurs à géométrie inclinée [59] prises à coupleurs multibandes [41], inclusion d'électrodes mortes [60], électrodes doubles [19]. Les possibilités de ces lignes

à prises dépendent surtout de l'application : domaine de fréquence, pertes d'insertion maximum et défauts tolérés. On verra plus loin des exemples de réalisation (Cf. 3.4).

3.3. Filtres de bande

On s'intéresse ici à la réalisation de filtres dont la forme de la réponse en fréquence est fixe. Ils peuvent être de type transversal, récursif ou résonnant.

Les filtres transversaux ont la même structure pour les DTC et CA. La sortie est une combinaison linéaire d'échantillons du signal d'entrée $x_k = x(k \cdot \Delta t)$.

$$y_n = \sum_{k=1}^K h_k \cdot x_{n-k+1}$$

où les coefficients h_k sont des échantillons de la réponse impulsionnelle du filtre à réaliser. On utilise un élément de retard et on procède à une lecture *non destructive* des échantillons puis pondération par h_k et sommation. La réponse impulsionnelle est tronquée du fait de la limitation du nombre d'échantillons et on cherchera à optimiser les coefficients par des méthodes numériques.

Avec les DTC plusieurs dispositifs pour réaliser ces fonctions peuvent être mis en œuvre [61, 62, 15], le plus fiable étant un procédé à coupure d'électrode utilisant le courant induit dans une phase d'horloge par les paquets de charges transférés. Il permet simultanément la lecture, la pondération algébrique et la sommation des courants par un amplificateur différentiel intégré [38].

Les limitations sont liées à la précision des prises actuellement de l'ordre de 0,1 à 0,5 % et à l'inefficacité de transfert qui pourrait toutefois être compensée si elle était connue avec une précision suffisante. Des exemples particuliers de réalisation [63, 64, 65] montrent un bon accord entre la conception et le prototype. De plus, une intégration complète sur la puce des amplificateurs d'entrée et de sortie et des circuits d'horloge a été effectuée sur un filtre à 800 cellules [63]. Plusieurs gabarits de filtrage peuvent même être disposés sur le même registre à décalage en utilisant des phases d'horloges différentes [66]. Une indication des caractéristiques réalisables est donnée dans le tableau V.

TABLEAU V
Performances comparées des filtres de bande.

	DTC	CA	
		Actuel	Court terme
Fréquence centrale	< 2 MHz	10 MHz-1 GHz	10 MHz-2 GHz
Bande passante	< 2 MHz	50 kHz-300 MHz	10 kHz-500 MHz
Pertes d'insertion minimum	—	10 dB	5 dB
Facteur de forme minimum (*)	< 1,3	1,2	1,2
Fluctuations d'amplitude	± 0,1 dB	± 0,25 dB	± 0,1 dB
Fluctuations de phase	—	± 2°	± 1°
Réjection hors-bande maximum	> 50 dB	50 dB	70 dB

(*) Rapport entre les largeurs de bande à — 3 dB et — 30 dB.

Les filtres transversaux à ondes acoustiques de surface sont basés sur le fait que la réponse impulsionnelle d'un transducteur interdigité est donnée, au premier ordre, par la fonction qui représente la forme géométrique de la zone de recouvrement des électrodes. Il est donc théoriquement possible de déterminer ces transducteurs à partir de la réponse impulsionnelle désirée. En fait, la réalité est bien plus complexe car :

1) le calcul de la fonction de transfert devient très compliqué lorsque les deux transducteurs sont pondérés [67] ; de ce fait, on n'utilisera qu'un seul transducteur pondéré ou, dans le cas de substrats à k^2 élevé, on pourra intercaler un coupleur multibandes à transfert total entre deux transducteurs pondérés [41].

2) il faut également tenir compte des circuits d'adaptation et des phénomènes secondaires habituels ; la diffraction, en particulier, augmente considérablement la complexité du calcul,

3) les signaux parasites, tels que l'écho trajet-triple ou les ondes de volume, doivent être soigneusement contrôlés pour atteindre des réjections hors bande importantes.

L'inconvénient majeur des filtres à ondes de surface est de présenter des pertes d'insertion élevées (20 dB est une valeur courante). On a donc intérêt à utiliser un substrat à fort k^2 mais on augmente alors les effets secondaires et la sensibilité à la température. Le choix du substrat est donc très important et dépend, en plus des contraintes sur l'environnement, de la largeur de bande relative utilisée.

Les performances qu'il est actuellement possible d'obtenir avec des filtres à ondes de surface sont résumées dans le tableau V.

Il apparaît dans le tableau V que les caractéristiques des filtres transversaux qui peuvent être atteintes sont sensiblement équivalentes mais que les domaines fréquentiels des DTC et CA sont nettement différents.

En ce qui concerne les filtres récursifs, les DTC interviennent comme éléments de retard. Leur mise en œuvre se heurte toutefois aux difficultés suivantes :

— les coefficients de contre-réaction doivent être réalisés avec une bien meilleure précision, ce qui pour le moment pose le problème de leur intégration dans le composant,

— l'intérêt principal est le multiplexage dans le même filtre des échantillons de nombreux signaux différents pour un filtrage commun. Il se produit alors un mélange entre signaux dû à l'inefficacité de transfert.

On peut citer des applications de ces systèmes pour des filtres à bande étroite [68] (surtension Q de 65 et une réjection hors bande de 30 dB) et pour des filtres en peigne réjecteurs de fréquence ou intégrateurs. Des réjections de 60 dB ont été obtenues pour les premières dents du peigne alors que la qualité se dégrade pour les suivantes [69].

Le choix entre structures transversale et récursive, très favorable à cette dernière pour des filtres numériques n'est pas évident dans le cas des DTC où la somme pon-

dérée d'un grand nombre d'échantillons n'est pas très coûteuse et où les dispositifs de réinjection sont plus difficiles à réaliser [37].

Alors que les ondes de surface ne se prêtent pas à la réalisation de filtres récursifs, des filtres à bande très étroite ($\Delta f/f = 10^{-3} - 10^{-4}$) peuvent être obtenues dans une structure « résonnante » où l'onde de surface effectue un grand nombre d'aller-retour entre deux réseaux réfléchissants. Ces filtres très particuliers seront envisagés plus loin (Cf. 3.6).

3.4. Filtres adaptés à code fixe

Une application très importante du filtrage est le filtrage adapté dans lequel la réponse impulsionnelle du filtre est la copie du signal inversée dans le temps. Les principaux codes utilisés sont les modulations linéaires de fréquence, les codes binaires de phase et les modulations de temps de retards.

Avec les DTC, le filtrage adapté est le plus souvent réalisé après démodulation. La fréquence d'horloge (échantillonnage) est alors simplement liée à la bande B du signal et le produit BT du composant ajusté à celui du signal.

Dans le cas de signaux modulés linéairement en fréquence, les parties réelles et imaginaires sont traitées après démodulation complexe par des filtres de réponse impulsionnelle $\cos(\alpha t^2)$ et $\sin(\alpha t^2)$, l'enveloppe de l'impulsion comprimée étant ensuite reconstituée (fig. 2). Le filtrage adapté à des codes à modulation de fréquence montante ou descendante en télécommunication avec un produit BT de 100, a déjà été expérimenté avec succès [37, 65].

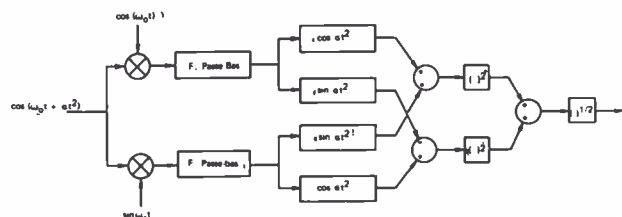


Fig. 2. — Filtrage adapté à un signal modulé linéairement en fréquence avec des filtres DTC (après démodulation complexe).

Pour des codes binaires de phase, l'élément DTC est adapté au code modulant. Les limitations de performances du DTC sont moins contraignantes que dans le cas de filtrage. La perte de gain de traitement reste acceptable jusqu'à des valeurs $N\varepsilon = 2$ [37], ce qui conduit pour assurer un échantillonnage correct, à un produit bande-durée de $BT < 1/\varepsilon$. La précision des prises est moins critique et le temps de stockage peut être augmenté jusqu'à des valeurs égales au dixième du temps de remplissage complet du puits de potentiel. Un exemple d'application avec un code à 100 bits est donné dans [37].

Les caractéristiques de filtrage adapté que l'on peut envisager avec des DTC, sont reportées dans le tableau VII.

Les filtres dispersifs à ondes de surface sont déjà largement employés pour la génération et la détection

TABLEAU VI
Performances de filtres dispersifs à onde de surface.

Fréquence centrale (MHz)	60	60	300	1 300	60	60	500	1 000	120
Bande B (MHz)	25	6	100	500	15	2,5	250	512	70
Dispersion T (µs)	5	25	10	0,5	25	125	40	10	130
BT	125	150	1 000	250	375	312,5	10 000	5 120	9 100
Pertes d'insertion (dB)			30	25	30	33	42	51	50
Lobes secondaires (dB)	30	34	27	25	40	35		36	
Structure	IDT	IDT	IDT	IDT	RAC	RAC	RAC	RAC	RAC
Référence	72	70	71	73	74	76	77	78	75

des signaux modulés linéairement en fréquence. Les principales configurations de tels filtres sont rassemblées sur la figure 3.

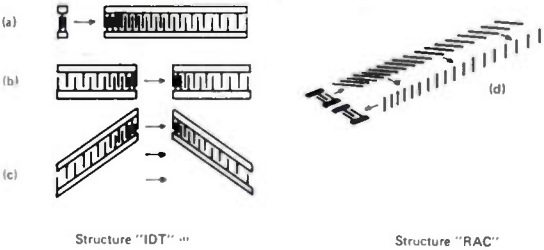


Fig. 3. — Configuration des différents types de filtres dispersifs à onde de surface.

Bien que ces quatre structures donnent des résultats identiques au premier ordre, elles sont très différentes lorsqu'on considère les effets secondaires [70, 71].

Les caractéristiques importantes d'un filtre dispersif sont le produit BT et la réjection qu'il donne sur les lobes secondaires (chacune des 4 configurations permet d'incorporer in-situ la pondération nécessaire). Lorsque le BT dépasse quelques centaines, les effets secondaires amènent des fluctuations de phase et d'amplitude qui font remonter le niveau des lobes secondaires. Si l'on veut obtenir une réjection ≥ 30 dB, les configurations (c) et (d) sont les plus intéressantes. Le tableau VI rassemble les performances des filtres dispersifs déjà réalisés les plus typiques.

Les filtres à ondes de surface à codage binaire de phase consistent en une ligne à prises multiples dont le sens de connexion de celles-ci aux lignes omnibus, correspond au code désiré. Les limitations en nombre de bits, fréquence de répétition et niveau de secondaires, sont dues non seulement à la longueur des cristaux, à la résolution photolithographique, et aux effets secondaires, mais aussi aux erreurs de phase dues aux variations de température et aux défauts d'orientation

du cristal. Ces deux effets se traduisent par une variation de vitesse qui équivaut à une différence de fréquence pour les filtres d'émission et réception. On a montré [80] que le niveau du pic de corrélation et des lobes secondaires est très dépendant de l'erreur de phase correspondante. On utilisera donc généralement un substrat en quartz, au détriment des pertes d'insertion.

Le tableau VII donne les possibilités des CA en longueur de séquence, fréquence de répétition et produit BT.

TABLEAU VII
Possibilités des filtres adaptés à DTC et des CA à code de phase.

	DTC	CA	
		Actuel	Développement
Durée des séquences	0,5 s	25 µs	70 µs
Fréquence de répétition	10 MHz	100 MHz	500 MHz
Produit BT	1 000	1 000	10 000

Dans un filtre à modulation de temps de retard, les prises sont identiques mais inégalement espacées [81]. Le signal à traiter est constitué par une suite d'impulsions étroites de la fréquence porteuse telles qu'un maximum de corrélation est obtenu lorsque chaque impulsion du signal coïncide avec chaque prise du filtre. Si le code contient N impulsions et s'il a été choisi de façon à ce que jamais plus de deux impulsions ne coïncident sauf lorsqu'elles coïncident toutes, on obtient un rapport pic/secondaires égal à N.

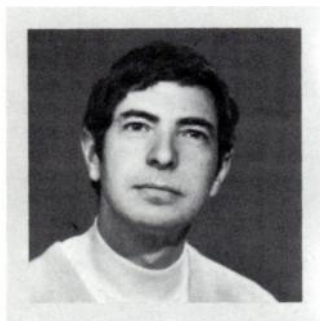
Ces filtres simples, faciles à réaliser, peuvent traiter des séquences de 100 µs de longueur contenant des impulsions de 50 MHz de bande [82].

La troisième partie de cet article paraîtra dans le n° 3, mars, de l'Onde Électrique.

Transmission de données synchrones sur support numérique par échantillonnage ⁽¹⁾

TÉLÉCOMMUNICATIONS

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 2
pp. 118-125



par M. Michel STEIN (*),

Chef du Service Transmissions de Données.

Société Télécommunications Radio-électriques et Téléphoniques, 5, avenue Réaumur, 92350 Le Plessis-Robinson.

Le débit d'une voie téléphonique numérique est généralement très supérieur à celui qui est couramment nécessaire pour la transmission de données ; il est donc

possible de transmettre sur une seule voie, plusieurs canaux, de transmission de données, grâce aux techniques de multiplexage.

1. INTRODUCTION

Les systèmes de transmission numérique de la parole (Multiplex MIC) dont l'emploi tend à se généraliser ouvrent des possibilités nouvelles pour la transmission d'informations numériques. On peut en effet, dans les matériels les plus récents, utiliser directement le canal numérique de débit 64 Kbit/s correspondant à la transmission codée d'une voie téléphonique.

Le débit de 64 Kbit/s est très supérieur aux rapidités couramment employées pour la transmission de données, aussi est-on souvent conduit à le diviser en canaux de débit plus faible multiplexés dans le temps. On obtient ainsi des canaux numériques dont le débit est un sous-multiple de 64 Kbit/s.

La mise en œuvre de ce type de support de transmission pose le problème suivant :

Étant donné un canal de transmission synchrone porteur dont le débit dérive d'une fréquence d'horloge imposée, comment utiliser ce canal pour transmettre des données synchrones ou asynchrones à des rapidités et selon des formats divers. Seul le cas des données synchrones sera considéré ici.

On peut distinguer deux modes de transmission pour les données synchrones :

1° Débit des données asservi au débit porteur

Il est évidemment très simple d'utiliser un canal numérique synchrone pour transmettre des données synchrones lorsqu'il est possible d'imposer au signal de données à transmettre une fréquence d'horloge dérivée de celle du canal porteur.

2° Débit des données indépendant du débit porteur

L'assujettissement de l'horloge des données à celle du canal porteur n'est pas toujours possible ; dans le cas

d'un réseau complexe, il impose la synchronisation des horloges de tous les canaux de transmission. On a donc cherché des méthodes permettant une certaine indépendance entre les débits porté et porteur. Le plus connu consiste à ajouter aux éléments d'information transmis des éléments de remplissage en quantité juste suffisante pour ajuster le débit à transmettre au débit porteur. C'est la méthode dite du « bourrage » ; selon que l'adjonction des éléments de remplissage a lieu au niveau des bits ou au niveau des blocs, on a affaire à un « bourrage de bits » ou à un « bourrage de blocs ». La quantité d'éléments bourrés n'est pas fixe, elle est continuellement modifiée pour tenir compte des variations relatives des horloges, il est donc nécessaire d'incorporer à ces éléments additionnels les repères nécessaires pour les distinguer de l'information utile. A l'extrémité réception de la liaison, les éléments additionnels sont supprimés et on reconstitue le signal de données initial ainsi que son horloge.

La méthode du bourrage permet d'excellents rendements, elle est cependant relativement complexe et sa mise en œuvre est par conséquent coûteuse ; elle présente d'autre part l'inconvénient suivant : si, par suite d'erreurs de transmission, un élément de remplissage est incorrectement reconnu, cette erreur aura pour conséquence d'ajouter ou de retrancher un bit (ou un bloc) à l'information utile, d'où une désynchronisation de l'équipement terminal de données.

Une autre méthode est analysée ci-après, celle de l'« échantillonnage simple ».

2. DESCRIPTION DU PROCÉDÉ

L'échantillonnage simple est très couramment utilisé pour la transmission d'informations asynchrones. La méthode consiste à échantillonner le signal à transmettre au rythme de l'horloge du canal porteur et à transmettre la valeur de ces échantillons. La figure 1 illustre ce procédé, le signal à transmettre A est échantillonné aux

(1) Article reçu le 12 mars 1976 et accepté le 21 avril 1976.

(*) Membre S.E.E.

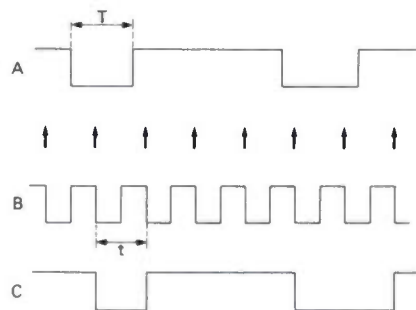


Fig. 1.

instants correspondant aux fronts descendants de l'horloge du canal porteur représentée en B. Chaque échantillon est transmis sous la forme d'un élément binaire de durée t du signal porteur, le signal transmis C est l'image du signal A à une certaine imprécision près dans la position des transitions, imprécision d'autant plus faible que la fréquence d'échantillonnage est élevée.

La distorsion résultante, c'est-à-dire l'incertitude sur l'instant des transitions en réception est égale à l'intervalle de temps t qui sépare deux échantillons successifs. Si i est la distorsion ramenée à la durée du moment élémentaire T du signal de données et si $r = t/T$ est le rendement du système :

$$i = r$$

pour une distorsion isochrone de 5 %, par exemple, le rendement n'est lui-même que de 5 %; la simplicité du procédé se paie donc par un rendement très faible.

Rien ne s'oppose, bien entendu, à l'utilisation de cette méthode pour la transmission d'un signal synchrone, cependant, si l'on désire obtenir un rendement élevé, de l'ordre de 60 à 80 %, la distorsion du signal reçu atteindra des valeurs du même ordre; ceci est inadmissible pour des signaux asynchrones, mais, dans le cas des signaux synchrones, il n'y a pas pour autant, de perte d'information et tout le problème consiste à régénérer le signal initial à partir du signal distordu.

Considérons un canal porteur synchrone de débit $1/t$ et un signal de données de débit $1/T$ tel que $T > t$. La figure 1 montre en A le signal de données et en B l'horloge du canal porteur. Il n'y a aucune relation de fréquence ou de phase entre ces deux signaux.

Le signal transmis C est obtenu en échantillonnant le signal A aux instants correspondant à l'un des fronts de l'horloge B; ces instants sont figurés sur le diagramme par des flèches verticales.

La figure 2 présente en D, un élément binaire du signal A encadré par deux transitions. La transition repérée par un cercle se retrouvera dans le signal C retardée d'une quantité variable qui correspond à l'intervalle de temps qui sépare cette transition du prochain instant d'échantillonnage. Ce retard est variable entre 0 et t et est figuré en E par une zone hachurée que nous appellerons « zone d'incertitude ». Une deuxième zone d'incertitude commence à partir de la transition suivante du signal de données.

Comme t est plus petit que T , à chaque élément binaire de A correspond nécessairement dans le signal C une

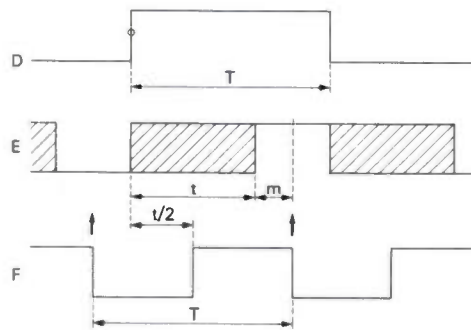


Fig. 2.

« zone de certitude » dont les limites sont la fin de la zone d'incertitude qui suit le début de l'élément binaire et le début de la zone d'incertitude qui commence à la fin de ce dernier (zone non hachurée de E). La durée correspondant à cette zone de certitude est $T - t$. Il est possible d'interpréter sans erreur le signal distordu C à condition de le « lire » à l'intérieur des « zones de certitude », cette condition implique l'existence d'une horloge de régénération (F de la fig. 2) de période T et de phase telle que l'un des fronts d'horloge coïncide approximativement avec le milieu de la « zone de certitude » (flèche verticale de la figure 2). Tout le problème de la régénération du signal de données se ramène à l'obtention de cette horloge.

Si le front descendant de l'horloge de régénération coïncide avec le milieu de la « zone de certitude »; par rapport à la transition de A repérée par un cercle, il est retardé de $t + m$ avec :

$$m = \frac{T - t}{2}$$

Dans ces conditions, le front montant qui précède est retardé par rapport à la même transition de A de :

$$t + m - \frac{T}{2} = \frac{t}{2}$$

Le front montant coïncide avec le milieu de la « zone d'incertitude ».

Il apparaît donc que l'on peut engendrer l'horloge F à partir d'un oscillateur local de fréquence $1/T$ asservi en phase de telle sorte que le front montant de l'horloge coïncide avec la position moyenne des transitions du signal C. Il s'agit là d'un circuit extrêmement classique et que l'on retrouve sous forme digitale ou analogique dans tous les types de régénérateur de signaux synchrones. Dans ce qui suit nous ne considérerons que le cas où ce circuit est réalisé au moyen de circuits digitaux; nous nous placerons dans le cas le plus simple où chaque transition de C provoque une correction avance ou retard suivant la polarité actuelle du signal d'horloge F et où ces corrections ont toutes la même amplitude : T/n (fig. 3).

Pour que l'asservissement fonctionne, il est bien entendu nécessaire que le signal de données A comporte un nombre suffisant de transitions. Si cela n'était pas le cas, il serait nécessaire d'intercaler un « brouilleur » entre la source de données et le système de codage par échantillonnage. Nous admettons que cette condition

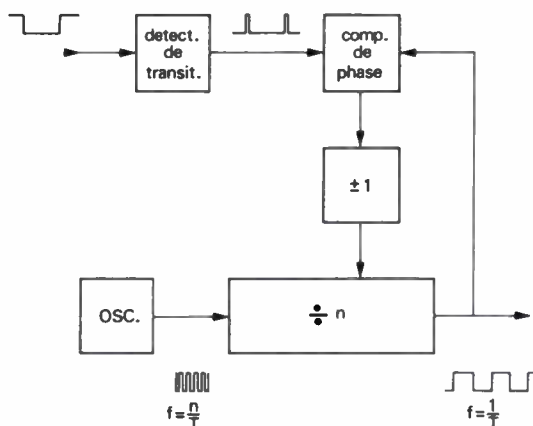


Fig. 3.

est réalisée et que les données à transmettre sont constituées d'une suite aléatoire d'éléments binaires.

3. ANALYSE DES PERFORMANCES

Les différents paramètres qui interviennent dans la détermination des performances du système sont :

- le rendement $r = \frac{t}{T}$,
- l'amplitude des corrections de phase dans le circuit de régénération d'horloge que nous définirons par le paramètre n , n étant le nombre de corrections de même signe nécessaires pour modifier la phase de l'horloge de 360° ,
- la précision p de l'oscillateur qui pilote le circuit de régénération d'horloge. Nous admettrons que la précision de l'horloge de la source de données est également p .

Pour différentes valeurs de ces paramètres, nous rechercherons la probabilité P_d d'une lecture du signal C en dehors de la zone de certitude. Enfin, nous calculerons le taux P_e d'erreur par bit.

3.1. Influence de la précision des horloges

Il y a risque d'erreur lorsque le front descendant de l'horloge F s'écarte de sa position idéale d'une quantité égale ou supérieure en valeur absolue à m avec :

$$m = \frac{T - t}{2} \quad (\text{fig. 4})$$

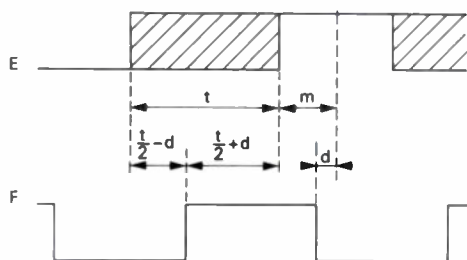


Fig. 4.

La base de temps associée au signal de données D et l'oscillateur local qui engendre l'horloge de régénération F

ont une précision que nous supposons identique et égale à p . En l'absence de correction l'horloge F dérive par rapport au signal D ; pendant l'intervalle T, cette dérive est égale à $2pT$. Au cours du même intervalle de temps T, la moyenne des corrections de phase apportées à l'horloge de régénération est :

$$g \frac{T}{n} \left(\frac{\frac{t}{2} + d}{t} - \frac{\frac{t}{2} - d}{t} \right)$$

— g est la densité moyenne de transition pendant l'intervalle T, soit 0,5.

— $\frac{T}{n}$ est l'amplitude d'une correction de phase,

— les 2 termes entre parenthèses représentent respectivement la probabilité pour qu'une transition déterminée provoque une correction dans le sens d'un retour vers le centre ou dans le sens opposé.

En égalant dérive et correction, on obtient :

$$d = 2prTn$$

Il est commode de mesurer le décalage d en nombre de pas de correction, soit :

$$d = 2prn^2$$

Ce décalage a pour effet de réduire la marge, c'est-à-dire l'amplitude des écarts de phase acceptables de l'horloge F. On devra donc pour la suite des calculs, considérer la « marge réduite » $m - d$.

3.2. Probabilité de lecture hors de la zone de certitude

Au cours du temps, la position du front descendant de l'horloge de régénération présente des fluctuations autour de la position moyenne déterminée ci-dessus. Le taux d'erreur du système dépend de la probabilité P_d que la lecture se produise en dehors de la zone de certitude, c'est-à-dire que l'écart de phase soit supérieur à la marge. Nous supposons pour commencer que le décalage de la position moyenne dû à l'imprécision des horloges est nul, et nous appellerons k l'écrit instantané mesuré en nombre de pas de correction.

Appelons $P_k(-)$ la probabilité qu'une transition donnée provoque une diminution de l'écart d'un pas.

Appelons $P_k(+)$ la probabilité qu'une transition donnée provoque une augmentation de l'écart d'un pas.

On peut calculer $P_k(-)$ et $P_k(+)$ en prenant comme hypothèse que la distribution des transitions à l'intérieur de la zone d'incertitude est aléatoire. En réalité, il n'y a pas indépendance entre la position de deux transitions successives, elles sont liées à la fréquence de battement entre l'horloge du signal de données et l'horloge du canal porteur. On peut cependant négliger ce phénomène si l'inertie du système d'asservissement de phase est grande par rapport à la période du battement.

Dans ces conditions :

$$P_k(-) = \frac{1}{2} + \frac{k}{nr}$$

$$P_k(+) = \frac{1}{2} - \frac{k}{nr}$$

d'autre part, comme l'écart k ne peut être atteint qu'à partir des écarts $k-1$ ou $k+1$, on peut écrire la relation de récurrence suivante entre P_{k-1} , P_k et P_{k+1} :

$$P_k = p_{k-1} P_{k-1}(+) + P_{k+1} P_{k+1}(-)$$

ou

$$P_{k+1} + \frac{P_k - P_{k-1} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{nr} - \frac{k}{nr} \right)}{\frac{1}{2} + \frac{1}{nr} + \frac{k}{nr}} \quad (1)$$

L'écart k ne peut dépasser la moitié de la zone d'incertitude car alors, toutes les transitions auront tendance à réduire l'écart, donc :

$$0 \leq k \leq \frac{rn}{2}$$

$\left(\frac{rn}{2} \right)$ étant arrondi à la valeur entière supérieure).

D'autre part, la somme des probabilités correspondant à tous les écarts possibles est égale à 1 :

$$\sum_{k=0}^{\frac{rn}{2}} P_k = 1 \quad (2)$$

Le décalage nul peut être atteint à partir de l'une ou l'autre des positions correspondant à l'écart $k = 1$ d'où :

$$P_0 = P_1(-) \cdot P_1$$

soit :

$$P_1 = \frac{2P_0}{1 + \frac{2}{nr}} \quad (3)$$

Les relations (1), (2) et (3) permettent le calcul de toutes les probabilités d'écart P_k .

On peut en déduire la probabilité globale de dépassement de la marge P_d :

$$P_d = \sum_{k=m}^{\frac{rn}{2}} P_k \quad \text{avec} \quad m = n \frac{1-r}{2}$$

Compte tenu de l'hypothèse de distribution aléatoire des transitions, on peut introduire l'influence de la précision des horloges sous la forme d'une dissymétrie de la marge selon le sens de l'écart. Dans le sens du décalage d calculé plus haut de la position moyenne, la marge est

diminuée de d , dans le sens opposé, elle est augmentée de d .

$$P_d = \frac{1}{2} \sum_{k=m-d}^{\frac{nr}{2}} P_k + \frac{1}{2} \sum_{k=m+d}^{\frac{nr}{2}} P_k \quad (4)$$

3.3. Probabilité d'erreur par bit

La probabilité de dépassement P_d ne se confond pas avec la probabilité d'erreur; pour un écart donné, supérieur à la marge, il n'y aura erreur que si une transition a lieu dans la partie de la zone d'incertitude comprise entre l'instant de la lecture et la limite de la zone de certitude. La probabilité d'erreur Q_k correspondant à un écart donné k est donc le produit de la probabilité de cet écart par la probabilité qu'une transition se produise dans la zone critique :

$$Q_k = P_k \frac{k - \left(\frac{n-nr}{2} \right)}{2nr}$$

La probabilité globale d'erreur par bit P_e est la somme des probabilités Q_k correspondant à tous les écarts supérieurs à la marge, soit :

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{k=m-d}^{\frac{nr}{2}} Q_k + \frac{1}{2} \sum_{k=m+d}^{\frac{nr}{2}} Q_k \quad (5)$$

Les valeurs numériques de P_d et P_e ont été calculées pour diverses valeurs des paramètres r , n , p . Les résultats sont réunis dans le tableau de la figure 5. Ils ne s'appliquent en toute rigueur que pour des rendements légèrement différents de ceux indiqués, en effet, lorsque le rapport r entre le débit de données et le débit du canal porteur sont dans un rapport qui s'exprime par une fraction rationnelle simple; l'hypothèse d'une répartition aléatoire des transitions à l'intérieur de la zone d'incertitude ne rend pas suffisamment compte de la réalité et la répartition réelle des transitions doit être prise en compte, ainsi que les phénomènes de battement.

3.4. Phénomènes de battement

Supposons que les horloges $\frac{1}{t}$ et $\frac{1}{T}$ soient parfaitement stables. La phase relative des deux horloges varie linéairement et une position relative déterminée des deux horloges se retrouve périodiquement. La période X du phénomène est égale au PPCM de t et T .

$$X = PT = Q.t$$

Cette période X correspond à :

$\frac{X}{t} = Q$ échantillons successifs dont $Q \frac{t}{T} = P$ sont compris dans la zone d'incertitude.

Taux d'erreur : P_e .

Rendement : $r = \frac{t}{T}$	Nombre de pas de correction : n	Précision horloges : 10^{-4}		Précision horloges : 10^{-5}		Précision horloges : 10^{-6}	
		P_d	P_e	P_d	P_e	P_d	P_e
$\frac{5}{8}$ (62 %)	256 512 1 024	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $1,2 \cdot 10^{-8}$	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$
$\frac{2}{3}$ (66 %)	256 512 1 024	$2,3 \cdot 10^{-7}$ $2,9 \cdot 10^{-8}$ $1,2 \cdot 10^{-2}$	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $3,5 \cdot 10^{-5}$	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $9,7 \cdot 10^{-8}$	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$
$\frac{5}{7}$ (71 %)	256 512 1 024	$4 \cdot 10^{-5}$ $1,5 \cdot 10^{-4}$	$1,1 \cdot 10^{-7}$ $3,8 \cdot 10^{-7}$	$1,4 \cdot 10^{-7}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$
$\frac{3}{4}$ (75 %)	256 512 1 024	$9,2 \cdot 10^{-4}$ $8,2 \cdot 10^{-3}$	$3,4 \cdot 10^{-6}$ $2,9 \cdot 10^{-5}$	$6,8 \cdot 10^{-6}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$1,6 \cdot 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$6,8 \cdot 10^{-6}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$1,6 \cdot 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$
$\frac{7}{9}$ (78 %)	256 512 1 024 2 048	$6,5 \cdot 10^{-3}$ $6 \cdot 10^{-2}$	$2,9 \cdot 10^{-5}$ $2,9 \cdot 10^{-4}$	10^{-4} $9,7 \cdot 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$3 \cdot 10^{-7}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$8,8 \cdot 10^{-5}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$	$2,5 \cdot 10^{-7}$ $< 10^{-7}$ $< 10^{-7}$ $< 10^{-7}$
$\frac{6}{7}$ (86 %)	256 512 1 024 2 048	$1,9 \cdot 10^{-1}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-2}$ $1,4 \cdot 10^{-3}$ $1,1 \cdot 10^{-4}$ $3,2 \cdot 10^{-4}$	$8,8 \cdot 10^{-5}$ $3,8 \cdot 10^{-6}$ $2 \cdot 10^{-7}$ $3 \cdot 10^{-7}$	$1,8 \cdot 10^{-2}$ $5,8 \cdot 10^{-4}$ $1,2 \cdot 10^{-6}$ $< 10^{-7}$	$8,1 \cdot 10^{-5}$ $1,4 \cdot 10^{-6}$ $< 10^{-8}$ $< 10^{-8}$
$\frac{7}{8}$ (87,5 %)	256 512 1 024 2 048	$3,2 \cdot 10^{-1}$	$3,1 \cdot 10^{-3}$	$4,9 \cdot 10^{-2}$ $6,5 \cdot 10^{-3}$ $1,5 \cdot 10^{-3}$ $5,7 \cdot 10^{-3}$	$2,6 \cdot 10^{-4}$ $2,1 \cdot 10^{-5}$ $3,1 \cdot 10^{-6}$ 10^{-5}	$4,5 \cdot 10^{-2}$ $3,4 \cdot 10^{-3}$ $2,7 \cdot 10^{-5}$ $< 10^{-8}$	$2,3 \cdot 10^{-4}$ $9,7 \cdot 10^{-6}$ $4,1 \cdot 10^{-8}$ $< 10^{-8}$

Fig. 5.

Il y a donc P positions possibles des transitions à l'intérieur de la zone d'incertitude. Du fait de la variation linéaire de la phase, ces positions sont équidistantes.

Le front montant de l'horloge de régénération coïncide en moyenne avec le barycentre de ces P positions possibles. Cependant, dans le cas général, ce barycentre n'est pas situé au milieu de la zone d'incertitude (fig. 6).

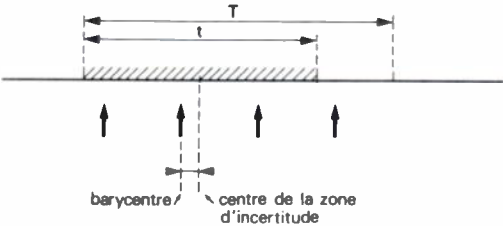


Fig. 6.

Le décalage maximum e du barycentre par rapport au centre de la zone d'incertitude est :

$$e = \pm \frac{t}{2P}$$

En pratique, si les horloges $\frac{1}{t}$ et $\frac{1}{T}$ diffèrent légèrement

de leurs valeurs nominales, on observe un glissement continu des instants d'échantillonnage dans la zone d'incertitude qui correspond pour le barycentre à un déplacement en « dent de scie » d'amplitude $2e$.

Si le glissement est lent, la phase de l'horloge de régénération suit la même loi et, cela équivaut à une réduction de la marge égale à e . La marge résiduelle, m' vaut donc :

$$\begin{aligned} m' &= m - e \\ &= \frac{T - t}{2} - \frac{t}{2P} \end{aligned}$$

soit, en nombre de pas de correction :

$$m' = n \frac{1 - r}{2} - \frac{nr}{2P}$$

La marge se trouve donc réduite dans le rapport :

$$\begin{aligned} \frac{e}{m} &= \frac{r}{P(1 - r)}, \quad \text{et comme } r = \frac{P}{Q} \\ \frac{e}{m} &= \frac{1}{Q - P} \end{aligned}$$

La réduction de marge due à la répartition non aléatoire des transitions, peut être très importante, en particulier, lorsque le rendement r est de la forme :

$$r = \frac{P}{P + 1}$$

Dans ce cas, la réduction de marge est :

$$\frac{e}{m} = 100 \%$$

Le phénomène est en partie compensé par la concentration des transitions dans une zone égale non plus à t mais à $t - 2e$, ce qui diminue les écarts de phase d'horloge par rapport à la position moyenne des transitions.

Le calcul exact de la probabilité de dépassement de la marge et de la probabilité d'erreur en tenant compte du battement des horloges est complexe, mais, une majoration de la probabilité d'erreur peut être obtenue en considérant seulement la relation de phase la plus défavorable possible entre les deux horloges. On a alors :

$$P_d = \frac{1}{2} \sum_{k=m'-d}^{\frac{nr}{2} \left(1 - \frac{1}{P}\right)} + \frac{1}{2} \sum_{k=m'+d}^{\frac{nr}{2} \left(1 - \frac{1}{P}\right)} P_k$$

avec :

$$m' = \frac{n}{2} \left(1 - r - \frac{1}{Q}\right)$$

et :

$$d = 2prn^2$$

Dans les cas normaux d'application, les dépassements de marge sont de faible amplitude et on peut prendre comme valeur approximative du taux d'erreur :

$$P_e = \frac{P_d}{2P}$$

Les formules ci-dessus s'appliquent aux cas où le nombre P d'échantillons dans la zone d'incertitude est grand et où, par conséquent, le nombre de corrections tendant à ramener l'horloge de régénération vers sa position d'équilibre peut être considéré comme proportionnel à l'écart. Lorsque P est petit, cette approximation n'est pas valable et le calcul doit être fait en tenant compte de la position relative des fronts d'horloge par rapport aux échantillons :

Cas où $P = 1$:

Les transitions se situent toujours au même emplacement à l'intérieur de la zone d'incertitude, le cas le plus défavorable correspondant à la limite de la zone d'incertitude.

On a alors :

$$P_k(+) = 0 \quad \text{et} \quad P_k(-) = 1 \quad k \text{ différent de } 0$$

donc, si $m' - d > 0$,

$$P_d = 0$$

Le taux d'erreur est nul si la marge réduite est positive,

Cas où $P = 2$:

Il y a deux emplacements possibles pour les transitions, dans le cas le plus défavorable, l'une d'elles coïncide avec la limite de la zone d'incertitude.

$$P_k(+) = P_k(-) = \frac{1}{2}$$

Tous les écarts sont équiprobables, donc :

$$P_k = \frac{2}{nr \left(1 - \frac{1}{P}\right)} = \frac{4}{nr} \quad \forall k$$

et :

$$P_d = 2 \left(2 - \frac{1}{r}\right)$$

avec

$$r < \frac{2}{3}$$

Cas où $P = 3$:

Il y a 3 positions possibles des transitions dans la zone d'incertitude et :

$$\forall k \begin{cases} P_k(-) = \frac{2}{3} \\ P_k(+) = \frac{1}{3} \end{cases}$$

On a donc la relation de récurrence :

$$P_k = \frac{3P_{k-1} - P_{k-2}}{2}$$

ou encore :

$$P_k = \frac{3P_0}{2^k}$$

et :

$$P_k \neq \frac{1}{2^{k+1}}$$

pourvu que la marge réduite ($m' - d$) soit positive, c'est-à-dire :

$$r < \frac{3}{4(1 + 3pn)}$$

l'expression de la probabilité de dépassement P_d est :

$$P_d = \frac{1}{2} \sum_{k=m'-d}^{\frac{nr}{3}} \frac{1}{2^{k+1}} + \frac{1}{2} \sum_{k=m'+d}^{\frac{nr}{3}} \frac{1}{2^{k+1}}$$

Dans l'exemple d'application décrit plus loin, le rendement est de 60 % soit :

$$r = \frac{3}{5}$$

En fonction des valeurs des paramètres p et n , le taux d'erreur est donné dans le tableau ci-après :

$$\text{Taux d'erreur pour } r = \frac{3}{5}$$

$p \backslash n$	256	512	1 024
$2 \cdot 10^{-4}$	$8,1 \cdot 10^{-5}$	—	—
10^{-4}	$3,2 \cdot 10^{-7}$	$7,9 \cdot 10^{-8}$	—
$5 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-8}$	$1,2 \cdot 10^{-12}$	$7,6 \cdot 10^{-14}$
10^{-5}	$2,5 \cdot 10^{-9}$	$1,5 \cdot 10^{-16}$	$6,7 \cdot 10^{-29}$
10^{-6}	$1,2 \cdot 10^{-9}$	$3,5 \cdot 10^{-17}$	$1,6 \cdot 10^{-32}$

4. EXEMPLE D'APPLICATION

Le schéma synoptique du dispositif d'échantillonnage et de régénération est donné par la figure 7. Ce dispositif s'intercale entre l'équipement terminal de données et le système de transmission numérique utilisé comme support.

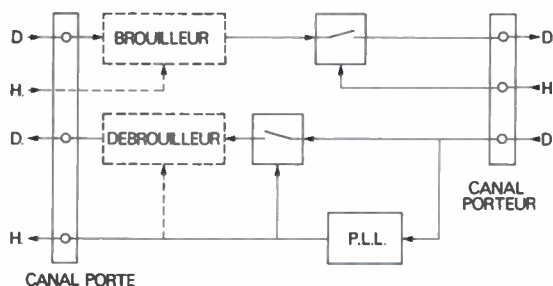


Fig. 7.

La partie émettrice comprend un « brouilleur », utile seulement si les transitions du signal à transmettre ne sont pas distribuées aléatoirement, et une porte d'échantillonnage fonctionnant au rythme de l'horloge émission du canal porteur.

La partie réception comprend le système de synchronisation de l'horloge de régénération (PLL), une porte d'échantillonnage fonctionnant au rythme de l'horloge de régénération et un « débrouilleur » auquel est appliqué le signal régénéré.

Ce système a été mis en application dans un multiplexeur destiné à la transmission de données synchrones ou asynchrones sur canal numérique, le « Sémaplex 64 ».

La figure 8 donne le schéma synoptique de multiplexeur, il comporte un ensemble de circuits communs de multiplexage et de démultiplexage qui subdivisent le canal porteur en 64 canaux élémentaires. A ces circuits communs peuvent être raccordés un nombre variable d'organes de voie de 4 types différents :

- OV synchrone pour la transmission de données synchrones de débit compris entre 600 et 9 600 bit/s.
- OV asynchrone pour la transmission de données asynchrone de rapidité inférieure ou égale à 1200 Bauds.
- OV télégraphique pour la transmission de deux canaux télégraphiques à 50 ou 200 Bauds.
- OV téléphonique pour la transmission d'une voie téléphonique codée en delta.

A chaque organe de voie est affecté le nombre de canaux élémentaires qui lui est nécessaire compte tenu de la nature des informations à transmettre. Dans le cas où le canal porteur a un débit de 64 Kbit/s, chaque canal élémentaire possède une rapidité de 1 Kbit/s et la figure 8 indique pour chaque cas le nombre de canaux utilisés.

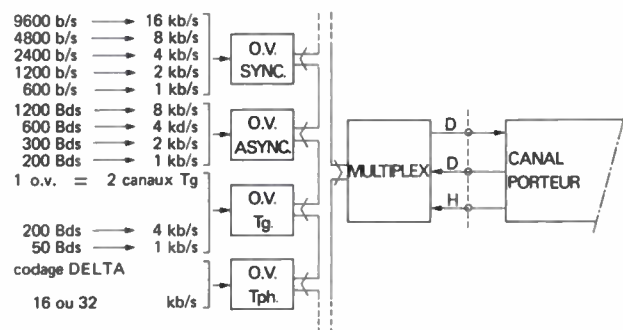


Fig. 8.

Le découpage du canal porteur en canaux élémentaires est réalisé au moyen d'une trame de 64 bits dont la représentation est donnée par la figure 9. Le bit n° 0 assure la synchronisation de trame, il est codé selon une séquence pseudo-aléatoire de 7 bits qui s'étend donc sur 7 trames consécutives. Le bit n° 32 est réservé à la maintenance, il permet une télécommande de bouclage des organes de voies. Les 62 bits restants de la trame constituent 62 canaux élémentaires qui peuvent être répartis entre les différents organes de voie. La seule règle à respecter pour cette répartition est que les bits de la trame affectés à un organe de voie déterminé soient équidistants.

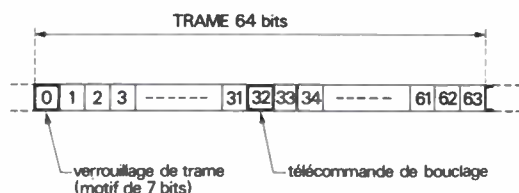


Fig. 9.

Le codage des données asynchrones fait appel à la méthode de l'index glissant, ce qui conduit pour les débits et les rapidités indiqués par la figure 8 à des distorsions d'environ 5 %.

Les signaux télégraphiques sont transmis par simple échantillonnage selon la méthode rappelée au paragraphe 2, la distorsion et le rendement sont de 5 %.

Les organes de voie synchrones sont conformes au schéma de la figure 7. Pour les débits indiqués par la figure 8, le rendement est de 60 %.

On peut équiper le Sémaplex 64 d'organes de voies des différents types en nombre et en proportions relatives quelconques pourvu que la règle de répartition des canaux soit respectée et que le nombre total de canaux utilisés n'excède pas 62. Il faut également noter que le débit du canal porteur peut être différent de 64 Kb/s, il en résultera simplement des règles différentes quant au nombre de canaux élémentaires à affecter aux organes de voie.

Les interfaces présentés à l'utilisateur sont différents selon les cas :

— du côté canal porteur, on peut disposer, au choix, des interfaces CCITT V28, V35.

— Les organes de voie synchrones et asynchrones présentent un interface du type modem, conforme aux recommandations V24 et V28 du CCITT La figure 10 donne la liste des circuits d'interface dans le cas de l'organe de voie synchrone,

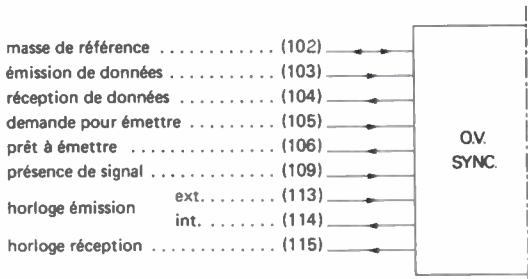


Fig. 10.

— l'organe de voie télégraphique présente l'interface double courant normalisé (± 48 V, 20 mA),

— l'organe de voie téléphonique existe en deux versions, pour le raccordement à un poste téléphonique avec cadran ou à un central téléphonique privé.

L'ensemble de l'équipement est contenu dans un coffret au standard 19 pouces de dimensions :

largeur	390 mm
hauteur	200 mm
profondeur	270 mm

La figure 11 montre la face avant du coffret, la figure 12 donne une vue arrière montrant la disposition des accès.



Fig. 11.

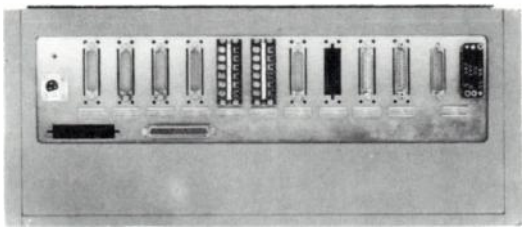


Fig. 12.

Si le nombre des organes de voie dépasse 10, des coffrets d'extension sont ajoutés, chacun ayant une capacité de 13 organes de voie.

RÉSUMÉ

Les systèmes de transmission numérique de la parole (MIC) offrent aujourd'hui la possibilité de transmettre d'une façon économique des débits numériques élevés, par exemple 64 Kbit/s. L'utilisation de ces canaux pour la transmission de données pose des problèmes d'adaptation de débit, de multiplexage et de synchronisation de rythmes. Une méthode simple d'échantillonnage permettant la transmission de données numériques synchrones sur un canal numérique porteur sans asservissement du rythme d'horloge est exposée. La description d'un multiplexeur de voies de données synchrones ou asynchrones optimisé pour l'utilisation de canaux numériques rapides est donné en exemple d'application.

SUMMARY

Synchronous Data transmission on digital channel by sampling technics
by M. STEIN (TRT).

Digital systems for speech transmission (PCM) now give the possibility to transmit in an economical way high data rates such as 64 Kbit/s. The use of these channels for data transmission raises rate adaptation, multiplexing and clock synchronization problems. A simple sampling method for transmission of clock independant synchronous data signals over a digital carrier channel is investigated. The description of a multiplexing system for synchronous and asynchronous data channels optimized for the use of high speed digital channels is given as an example of application.

Bibliographie

[1] BENNETT W. R. — Statistics of Regenerative Digital Transmission. *B.S.T.J.*, 1958, 37, n° 6, 1501-1542.
[2] AARON M. R. et GRAY J. R. — Probability Distribution for the Phase Jitter in Self-Timed Reconstructive Repeaters for PCM. *BSTJ*, 1962, 41, n° 2, 503-558.
[3] SALTZBERG B. R. — Timing Recovery for Synchronous Binary Data Transmission. *BSTJ*, 1967, 46, N° 3, 593-622.

Simplification d'un circuit logique par utilisation des circuits à 3 états (1)

CIRCUITS LOGIQUES

L'onde électrique

1977, vol. 57, n° 2

pp. 126-129

par Jacques DUCHENE (*),

Ingénieur ESE, Assistant titulaire à l'Université de Technologie de Compiègne.

Service électronique, Université de technologie de Compiègne, B.P. 233, 60206 Compiègne (tél. (4) 440.45.02).



Les circuits logiques à trois états possèdent la particularité de présenter à leur sortie, en dehors des états « 0 » et « 1 » logiques un troisième état à haute impédance qui pratiquement les déconnecte électroniquement du circuit. Cette originalité permet de brancher en parallèle plusieurs circuits sans nécessiter de fonction « ou ».

puisqu'il suffit uniquement « d'activer » les circuits utiles à un instant donné.

En pratique, la logique à trois états permet de simplifier le schéma électrique du circuit et par conséquent de réaliser une économie au niveau des coûts.

1. PRINCIPE

Rappelons le principe d'une porte trois états : c'est un circuit qui présente à sa sortie une basse impédance lorsqu'il est validé par un signal de commande, et qui place sa sortie en haute impédance lorsqu'il n'est plus validé.

A l'origine, ce type de circuit (appelé trois états parce qu'il présente deux états « 0 » et « 1 » de basse impédance, et un troisième état haute impédance) a été accueilli comme étant le produit de remplacement avantageux des « OU-cablé » traditionnels, permettant par exemple de relier des sorties de mémoires ROM ou RAM entre elles sans autre logique qu'une sélection au niveau des portes de sortie, mises en basse ou haute impédance selon que l'on désire ou non les sélectionner.

En fait, les possibilités du circuit trois états sont beaucoup plus riches que celles d'un simple OU-cablé, et il est beaucoup plus avantageux de considérer ces circuits comme offrant une possibilité de réaliser des séquences plus simplement qu'à l'aide de circuits classiques à portes. Dans cette optique, ils peuvent apporter une aide appréciable dans la conception de séquences de signaux en fonction du temps.

L'exemple le plus simple est le suivant : dans une configuration séquentielle c'est-à-dire t_1 ne recouvrant pas t_2 , on veut faire apparaître un signal A pendant le temps t_1 et un signal B pendant le temps t_2 (fig. 1).

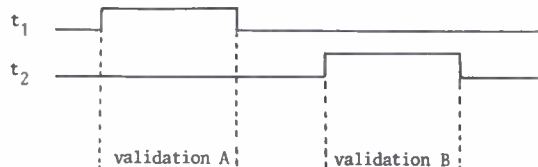


Fig. 1.

En logique combinatoire on écrira :

$F = A \cdot t_1 + B \cdot t_2$. On remarquera que lorsque l'on ne se trouve ni en t_1 , ni en t_2 , on a $F = 0$. La réalisation est faite selon les schémas équivalents de la figure 2.

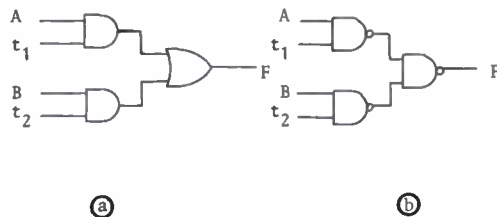


Fig. 2.

En logique trois états, on ne peut utiliser les mêmes opérateurs puisque la fonction « ET » devient fonction de validation et la fonction « OU » devient fonction de mise en parallèle. On traduit F par :

$F = A o t_1 * B o t_2$. On remarquera cette fois que, lorsque l'on ne se trouve ni en t_1 , ni en t_2 , c'est-à-dire hors de la période de validité de A ou B, la fonction F est libre, ce qui est fondamental dans l'utilisation de ces circuits. Le circuit obtenu est alors donné par la figure 3.

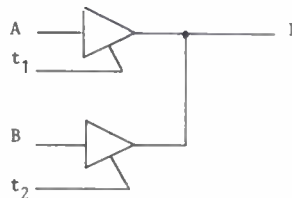


Fig. 3.

2. CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES DE LA LOGIQUE OBTENUE

De ce petit exemple, on tire deux notions fondamentales. La première est la notion de fonction libre : lors-

(1) Article reçu le 12 mars 1976 et accepté le 21 avril 1976.

(*) Membre S.E.E.

qu'aucun des circuits n'est sélectionné, on peut disposer comme l'on veut de la valeur de F , en l'imposant extérieurement par une charge, active ou passive, puisque les deux circuits utilisés dans l'exemple sont en haute impédance et donc pratiquement hors circuit. Cette notion de fonction libre est très importante puisque l'on peut, à un temps t_3 disjoint des deux premiers, sélectionner un troisième circuit mis en parallèle, ou alors définir la valeur de base de F par une résistance mise soit à la masse, soit à l'alimentation du circuit.

La seconde notion est celle d'opérateurs nouveaux : dans l'expression de $F = A \circ t_1 * B \circ t_2$, les deux opérateurs $\circ$ et $*$ n'obéissent pas du tout aux mêmes lois que les opérateurs $\cdot$ et $+$ de la logique à deux états basse impédance.

D'abord, F n'est définie que pour les deux intervalles de temps t_1 et t_2 . Ensuite les théorèmes de Morgan ne s'appliquent pas à ces opérateurs : on peut vérifier que l'on peut écrire et réaliser indifféremment les trois schémas de la figure 4, pour obtenir la même fonction F .

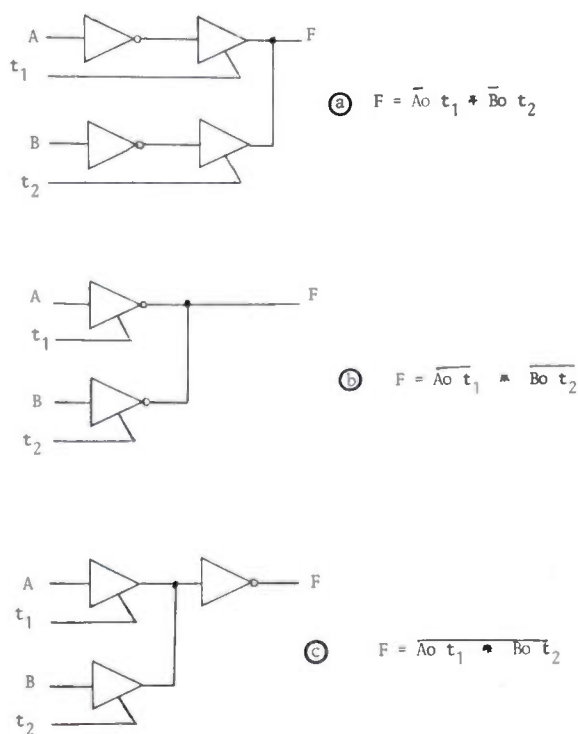


Fig. 4.

Cet exemple montre bien la grande différence entre le signal et la commande, qui ne peuvent être traités de la même manière et ne sont pas équivalents dans la relation de définition de la fonction F : en particulier l'opération $\circ$ est associative mais non commutative, alors que l'opération $*$ possède les deux propriétés : cette dernière possède d'ailleurs, dans le domaine de définition de F , les mêmes propriétés que l'opération $+$, et on pourra écrire :

$$A \circ t_4 * A \circ t_1 = A \circ t_1 * A \circ t_4 = A \circ (t_1 + t_4)$$

L'apparition de cette notion de séquence d'apparition de signaux fait entrevoir l'intérêt d'utiliser ce genre de circuits dans des opérations de multiplexage de messages : soit à multiplexer p messages de n bits chacun. Il existe

des multiplexeurs à sortie trois états permettant une mise en parallèle directe des sorties. Cependant, il peut être intéressant de n'utiliser que des portes, sans multiplexeur. Nous avons fait ici la comparaison en prix et en nombre de circuits entre deux types de multiplexages : l'un par portes trois états, et l'autre par un circuit classique du type 74 C 157. Pour justifier l'utilisation de ces circuits, on se limitera à un nombre de messages inférieur à 8, et à des tailles d'un message de 4, puis de 8 bits.

L'intérêt du multiplexage par circuits trois états apparaît très évident sur les courbes tracées (fig. 5), avec ce petit point supplémentaire mais important que l'on est maître du message de base, c'est-à-dire de celui qui apparaît lorsque l'on ne sélectionne aucune des entrées, alors que par un multiplexage traditionnel ce message est fixé par le circuit utilisé, tout à zéro ou tout à 1. Il faut remarquer cependant que les prix sont indiqués pour des circuits CMOS, circuits fiables et peu dissipatifs, mais encore relativement chers par rapport aux circuits TTL-N.

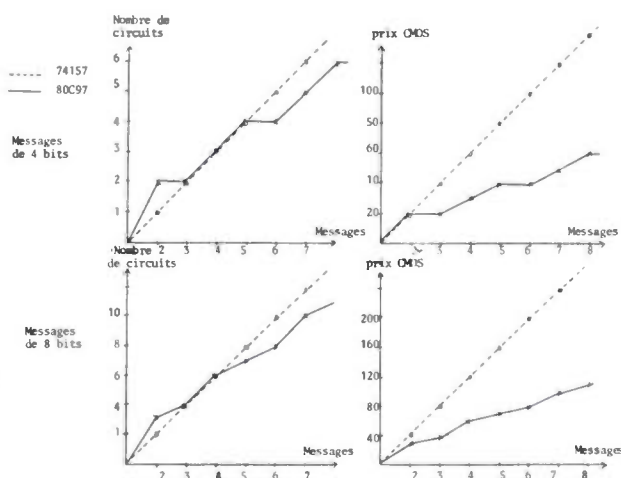


Fig. 5.

3. COMPARAISON DES CIRCUITS C-MOS ET TTL LORS DE LA MISE EN BASSE IMPÉDANCE SIMULTANÉE

Si ce circuit est essentiellement séquentiel, cela veut dire aussi que l'on risque d'avoir des problèmes de fonctionnement lorsque deux circuits sont mis en basse impédance simultanément. Ces chevauchements peuvent être systématiques ou accidentels.

Il y a chevauchement systématique si le temps de mise en haute impédance est supérieur au temps de mise en basse impédance. On remarquera d'abord que si $A = B$ au moment de la transition, de toute façon F sera égale à A et B , le problème ne se pose donc que si $A \neq B$. Pour les portes TTL, cet inconvénient est évité de par la conception même de la porte (fig. 6).

Pour mettre la porte hors service, Q_3 se sature et décharge directement à travers D et Q_1 les capacités respectivement de collecteur et de base de Q_2 , alors que pour la remettre en service, on polarise D et Q_1 en inverse par Q_4 , après quoi les capacités de base et de collecteur de Q_2 ne peuvent se charger respectivement qu'au travers de R_1 et R_2 , d'où une constante

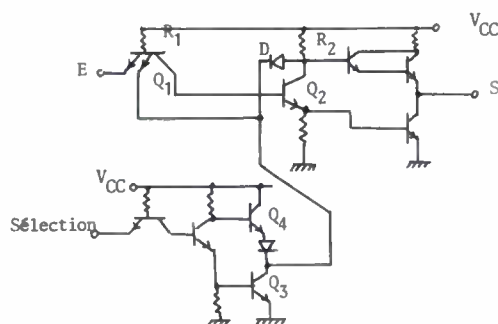


Fig. 6.

de temps plus grande à la mise en service qu'à la mise hors service.

Pour une porte de transmission CMOS (fig. 7) on ne peut éliminer le problème de la même manière puisque l'on n'est pas maître des résistances et des capacités du montage aussi facilement que dans le cas TTL ci-dessus.

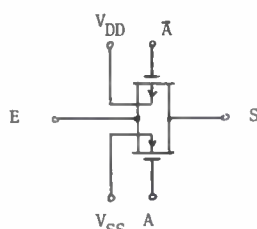


Fig. 7.

Mais ce que l'on peut remarquer, c'est que les résistances mises en jeu sont beaucoup plus importantes : une résistance de canal est facilement supérieure à la centaine d'ohms, ce qui signifie que les courants mis en jeu lors du chevauchement seront encore supportables par le circuit.

Par exemple, on prend une résistance de canal de 250Ω , pour $V_{DD} = 5 \text{ V}$, le courant traversant les deux transistors sera de 10 mA (fig. 8). On peut de plus rendre minimal le temps de chevauchement grâce à l'existence de la tension de seuil des MOS, et le réduire de manière qu'il ne soit pas « vu » par les circuits extérieurs, en ne créant par exemple le canal des MOS de transmission que pour une tension de commande supérieure à $V_{th}/2$.

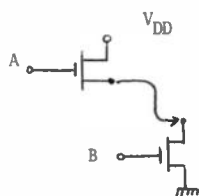
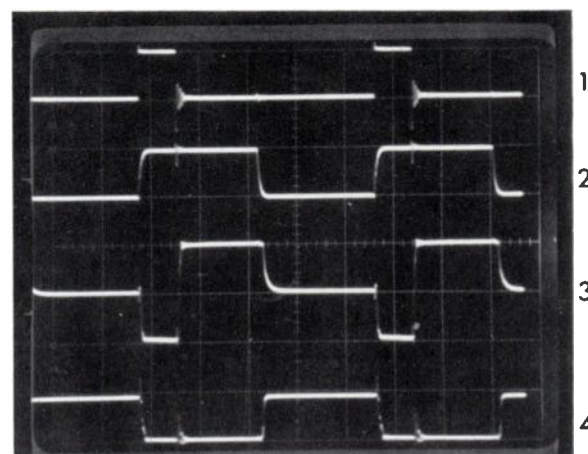


Fig. 8.

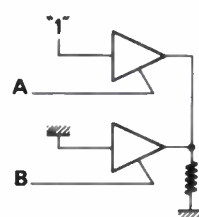
Pour les chevauchements accidentels, il s'agit de mettre cette fois simultanément en basse impédance deux portes dont l'une devrait sortir « 0 » et l'autre « 1 » pendant un temps relativement long.

Pour une porte TTL, la mise en conduction simultanée et en opposition de deux étages provoque, sinon la destruction, du moins une détérioration des caractéris-

tiques des étages de sortie, le courant émis ou absorbé étant très important. Pour une porte MOS par contre, la résistance drain-source, importante, limite le courant à quelques milliampères, courant non destructif et la sortie se place à peu près au centre de l'excursion maximale; l'essai effectué (fig. 9) montre l'allure du courant d'alimentation lorsque deux portes sont mises simultanément en conduction.



(a)



1	Commande A	5 V / carreau
2	Commande B	5 V / carreau
3	Sortie S	2 V / carreau
4	Courant d'alimentation	5 mA / carreau

(b)

Fig. 9.

4. PERSPECTIVES D'UTILISATION

En conclusion, il paraît évident que les avantages présentés par une porte trois états sont très importants et permettent souvent une simplification notable des fonctions logiques à réaliser, tout en apportant une économie non négligeable dans les domaines de multiplexage, et en permettant à l'utilisateur de rester maître des temps de non validation du circuit.

Différentes technologies sont à la disposition de l'utilisateur dont le choix sera guidé par d'autres facteurs tels que la rapidité (la TTL est à peu près 10 fois plus rapide que la CMOS) et la consommation (la TTL consomme au moins 10 fois plus que la CMOS, selon la fréquence d'utilisation du circuit). Les avantages des deux technologies restent identiques en ce qui concerne la fonction remplie par le circuit.

L'utilisation systématique de ces éléments logiques implique une étude ultérieure sur les propriétés spécifiques des opérateurs * et o qui viennent d'être introduits.

Néanmoins, tant que le degré de complexité de l'utilisation est suffisamment réduit, il est facile de mettre en œuvre cette technique comme le montre l'exemple que nous avons traité.

RÉSUMÉ

Les portes de transmission trois états sont utilisées sur les sorties de circuits MSI ou LSI de plus en plus nombreux. Il est introduit ici deux opérateurs logiques destinés à décrire le fonctionnement de ces portes trois états, en indiquant ce qui les différencie fondamentalement d'un ensemble câblé de logique simple à deux états basse impédance.

Une étude de prix de revient est faite dans le cas d'utilisation de portes MOS complémentaires. Un examen détaillé de chevauchement des commandes en montre les conséquences sur la commutation des portes, en TTL comme en CMOS.

SUMMARY

Simplification and money-save in logic-circuits by use of three state logic

by J. DUCHENE (UTC, Compiègne).

Three states transmission gates are more and more used in connection with MSI and LSI circuits out put. This paper

presents two logical operator in order to describe the operating mode of those gates. It points out the basic difference with a wired logical circuit using two states gates of low impedance.

The real cost of a multiplexing circuit made from complementary MOS is precised. The possible crossing of commande is studied in some detail. The incidences of this crossing on the commutation of TTL or CMOS gates has been given some consideration.

Bibliographie

TONN Jerry. — Introduction to CMOS integrated circuits with three state outputs, AN 715. *Motorola Semiconductors products INC.*

FEMLING Don. — Tri state logic in modular systems, AN 43. *National Semiconductor corp.*

MRAZEK Dale. — Harald Schiotz, tri state logic applied in a computer system can reduce system cost and provide added performance, AN 73. *National Semiconductor corp.*

Compaign the power of CMOS with TTL by Colin Crook, Motorola Semiconductor INC. Phoenix, Ariz. *Electronics international*, 1974, May 16.

Automate spécialisé de traitement d'images (1)

Application à l'analyse chromosomique automatique

TRAITEMENT DES IMAGES

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 2
pp. 130-134



par Alain SPIWACK,

* Ingénieur de l'École Nationale d'Électronique et de Radioélectricité de Grenoble (E.N.S.E.R.G.), Docteur ingénieur en électronique.

Services d'Électronique de Saclay,
S.E.S./S.E.R.F., CEN de Saclay,
BP n° 2, 91190 Gif-sur-Yvette
(tél. 941.90.00).

Dans de nombreuses disciplines scientifiques, les chercheurs font de plus en plus appel à l'analyse automatique des images afin d'en extraire des informations précises et objectives.

C'est le cas du domaine biomédical où l'analyse d'image joue un rôle primordial (lecture de radiographies, étude des tissus humains, analyse des cellules, etc...).

1. INTRODUCTION

Dans de nombreuses disciplines scientifiques, les chercheurs font de plus en plus appel à l'analyse automatique des images afin d'en extraire des informations précises et objectives.

C'est le cas du domaine biomédical où l'analyse d'image joue un rôle primordial (lecture de radiographies, étude des tissus humains, analyse des cellules, etc...).

Dans cet article, nous allons prendre comme exemple l'important problème de la classification des chromosomes humains. Cette classification, conduisant à l'appariement des chromosomes, ou caryotype, intervient dans de nombreux domaines : que ce soit dans celui du dépistage de certaines anomalies (mongolisme), de la cancérologie ou de la radioprotection où le chromosome se présente comme un véritable dosimètre individuel, le caryotype apporte une aide précieuse au médecin et au biologiste.

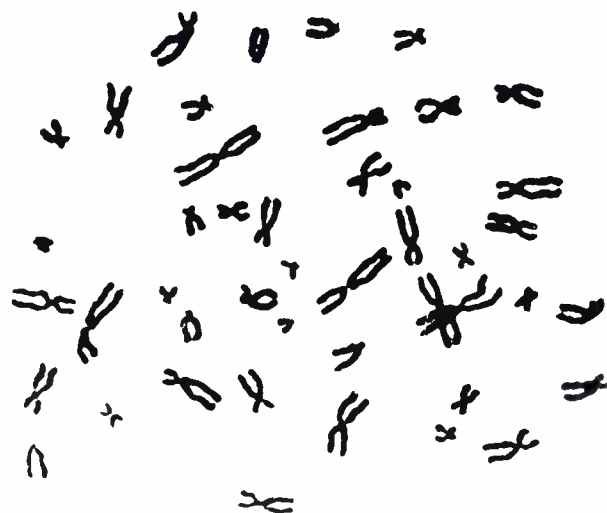


Fig. 1. — Chromosomes en métaphase.

2. RÉALISATION DU CARYOTYPE [1, 2]

Pour obtenir le caryotype des chromosomes d'un individu, plusieurs étapes sont nécessaires.

a) *Étape biologique.* Les lymphocytes du sang sont mis en culture pendant 48 heures environ.

La culture est alors arrêtée. On effectue le prélèvement des cellules et le montage sur des lames porte-objet pour l'analyse au microscope. Cette étape n'est pas automatisée.

b) On recherche au microscope les bonnes images de métaphase [3] (deuxième étape de la division cellulaire où les chromosomes apparaissent individualisés (fig. 1).

c) Conversion optique numérique des images de métaphases et mémorisation des images numérisées.

d) Isolement des chromosomes individuels et calcul d'une valeur représentative de la taille de chacun d'entre eux (l'aire par exemple).

e) Transfert des fichiers numériques individuels de chaque chromosome à un mini-calculateur.

f) Réalisation en logiciel de la classification et de l'édition d'un document caryotype (fig. 2).

L'automate spécialisé de Traitement d'Images (ASTI), décrit dans cet article, englobe les étapes c, d, et e de la chaîne d'automatisation. Son travail essentiel consiste donc à ne transmettre à un mini-calculateur que les informations significatives des images, ce qui réduit le logiciel et le temps de traitement dans des proportions importantes [4].

(1) Article reçu initialement le 26 novembre 1975 et dans sa forme définitive le 13 septembre 1976.



Fig. 2. — Caryotype.

3. DESCRIPTION DE L'ASTI

L'Automate comprend d'une part un système d'acquisition-restitution d'image, et d'autre part un ensemble de fonctions de traitement réalisant l'extraction des informations significatives des images.

3.1. Acquisition-restitution des images (fig. 3).

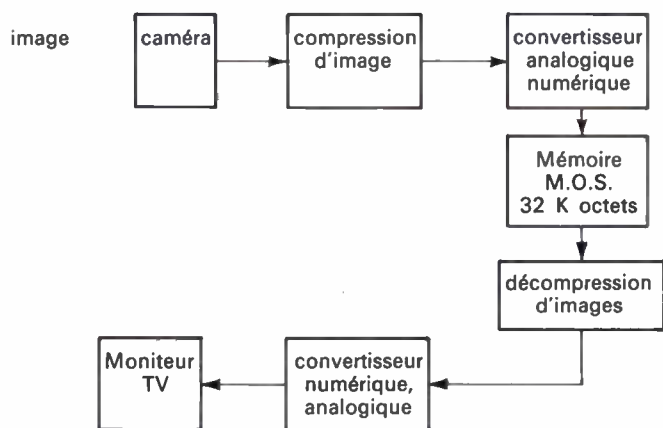


Figure 3.

3.1.1. ANALYSE DE L'IMAGE

L'image, prise sur l'oculaire d'un microscope, est analysée par une caméra de télévision noir et blanc ayant une définition de 625 lignes entrelacées. L'information vidéo est numérisée en 16 niveaux de gris discrets par un convertisseur analogique-numérique rapide à raison de 400 points par ligne. On prélève une demi-image, soit environ 300 lignes.

3.1.2. LA COMPRESSION DES DONNÉES

Les informations numériques sont transmises à un compresseur de données dont le principe est le suivant :

l'opérateur définit un seuil S de niveau de gris qui permet de différencier les points du fond et les points significatifs des images. Soit N le niveau de gris d'un point de l'image où le fond est clair :

Su $N \leq S$, ce point est un point significatif,
Si $N > S$, il appartient au fond.

Si l'on suppose que, lors du balayage d'une ligne, une partie importante du signal électrique fourni par la caméra de télévision correspond à des points du fond, on utilise le compresseur d'image de façon à ne transmettre que la longueur des segments de fond séparant deux points significatifs. Les points significatifs sont transmis sans compression. Pour des images du type métaphase, les taux de compression mesurés sont de l'ordre de 5.

3.1.3. FORMAT DES MOTS MÉMORISÉS

Le compresseur transmet les données comprimées à la mémoire de stockage d'image (mémoire à semiconducteur MOS d'une capacité de 32 K octets (5)) sous forme d'octets définissant soit la longueur d'un segment de fond, soit le niveau de gris d'un point significatif.

a) Mots-longueurs :

Le bit de poids 7 des mots codant une longueur de segment de fond est égal à 0. Les bits de poids 0 à 6 codent en binaire par une longueur de fonds, de 1 à 128 points.

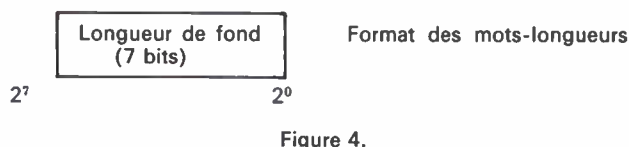


Figure 4.

b) Mots-niveaux :

Le bit de poids 7 des mots codant un point significatif est à 1. Les bits de poids 6, 5, 4 sont des bits de travail initialisés à la valeur 0. Les bits de poids 0 à 3 sont représentatifs du niveau de gris du point.

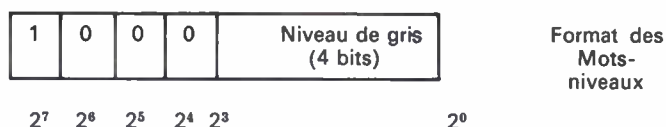


Figure 5.

3.1.4. RESTITUTION DE L'IMAGE

Le décompresseur relit la mémoire de stockage d'image en effectuant l'opération inverse de la compression. Il fournit des mots de 4 bits au convertisseur numérique-analogique. Le signal analogique obtenu est mélangé aux impulsions de synchronisation de la télévision pour reformer le signal vidéo complet transmis au moniteur de télévision. On a perdu dans la série des opérations les niveaux de gris du fond, mais ceux des points significatifs sont normalement restitués.

3.2. Les fonctions de traitement d'images

3.2.1. DÉFINITION DU TRAITEMENT

Il consiste à « isoler » successivement les images des chromosomes de façon à extraire, pour chacun des chromosomes, les paramètres suivants :

- aire,
- aire pondérée par les niveaux de gris de chaque point du chromosome isolé,
- position dans le plan-image,
- fichier numérique représentatif du chromosome isolé.

3.2.2. RÉALISATION DE L'ISOLEMENT DES FIGURES DE L'IMAGE

Pour isoler successivement toutes les figures composant l'image, trois fonctions sont mises en œuvre.

- la fonction de désignation de la figure à isoler F_i ,
- la fonction d'isolement,
- la fonction d'effacement de la figure venant d'être analysée avant de traiter la figure suivante.

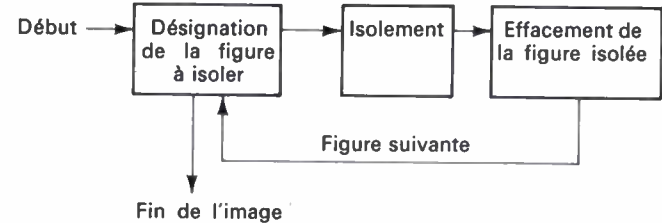


Figure 6.

Appelons P_i l'ensemble des points formant la figure F_i de format initial en mémoire :

7	6	5	4	3	2	1	0
1	0	0	0				Niveau de gris

Isoler les points P_i consiste à donner aux bits de poids 6, 5, 4 des mots représentatifs de P_i en mémoire une valeur fixée, différente de celle des points qui représentent les figures autres que F_i .

Les points isolés de P_i auront par convention le nouveau format :

1	0	0	1	Niveau de gris
---	---	---	---	----------------

Les bits de travail 6, 5, 4 ont pris la valeur 0 0 1.

3.2.3. FONCTION DE DÉSIGNATION DE LA FIGURE A ISOLER

Une figure à isoler F_i est définie si on sait désigner un point quelconque de celle-ci. La fonction de *désignation* a donc pour rôle l'isolement d'un point quelconque de F_i que l'on appellera point-mère dans la suite.

On distingue deux modes de désignation de figures :

- le mode automatique, où le point-mère est le premier mot-niveau non effacé (format de la figure 5)

rencontré lors d'une analyse séquentielle de l'image, de haut en bas, et de gauche à droite,

- le mode manuel, où le point-mère est le premier mot-niveau en coïncidence sur l'écran du moniteur de télévision avec l'équivalent d'un photostyle.

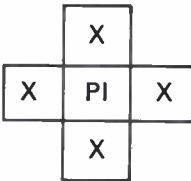
3.2.4. FONCTION D'ISOLEMENT

Cette fonction isole, de proche en proche à partir du point-mère, tous les points P_i d'une figure à isoler F_i (6, 7).

L'algorithme d'isolement a été conçu en vue d'une réalisation simple en logique câblée. Nous allons exposer son principe.

a) La convention de contiguïté.

Si P_i est un point isolé d'une figure F_i , on considère que tout point significatif contiguë à P_i et situé sur la verticale ou l'horizontale passant par P_i est un point de F_i .



X : points pouvant appartenir à F_i .

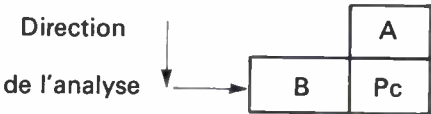
b) Isolement d'un point courant P_c .

Le traitement des figures se fait de façon séquentielle en mémoire d'image de l'ASTI soit par incrémentation de + 1 de son pointeur d'adresse (analyse ou passe « descendante »), soit par décrémentation de - 1 de ce pointeur (passe « montante ») pour lire le mot suivant à analyser.

- Cas de la passe « descendante ».

Elle correspond à une analyse de haut en bas et de gauche à droite de l'image.

D'après la convention de contiguïté, le point courant significatif P_c appartient à la figure F_i en cours d'isolement si, et seulement si, le point A situé immédiatement au-dessus de P_c , ou le point B à gauche de P_c sont des points isolés de F_i .

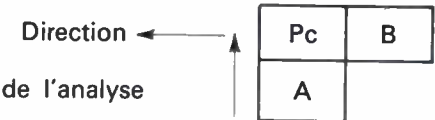


P_c = point courant significatif.

$P_c \in F_i$ si (A isolé) V (B isolé).

- Cas de la passe « montante ».

Par raison de symétrie, on retrouve la même relation quand l'analyse est réalisée de bas en haut et de droite à gauche de l'image.



$P_c \in F_i$ si (A isolé) V (B isolé).

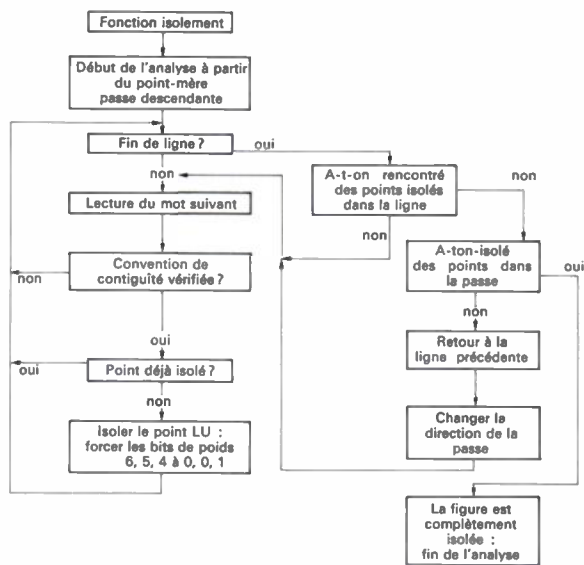


Figure 7.

c) Algorithme d'isolement.

L'isolement commence à partir du point-mère de Fi par une passe descendante. A chaque mot lu, on vérifie si la convention de contiguïté est vérifiée. A la fin de chaque ligne rencontrée, on teste s'il faut, soit continuer l'analyse, soit changer la direction de la passe, soit encore s'arrêter quand Fi est complètement isolée. Il apparaît donc que l'isolement de Fi est réalisé par balayage de l'image par passes successivement « montantes » et « descendantes ».

En même temps que l'isolement, l'automate calcule l'aire de Fi, la somme des niveaux de gris de ses points, sa position dans le plan de l'image.

Lorsque l'isolement de Fi est terminé l'Automate transmet ses paramètres et le fichier numérique représentatif de ses points à un minicalcateur.

3.2.5. FONCTION D'EFFACEMENT DE LA FIGURE ISOLÉE

Lorsqu'une figure a été complètement analysée, il convient de « l'effacer » en mémoire afin que la fonction *isolement* ne la traite pas à nouveau « effacer » une figure isolée consiste à transformer ses points de format :

	1	0 0 1	Niveau de gris
en	1	1 0 1	Niveau de gris

Les points ayant ce dernier format sont considérés par la fonction *isolement* comme appartenant au fond de l'image.

Quand l'effacement de Fi est terminé, l'Automate analyse la figure suivante en se rebranchant à la fonction de *désignation*. Le traitement de l'image est terminé quand la fonction de *désignation* atteint la fin du fichier image en mémoire de l'automate sans avoir rencontré de point-mère.

4. MODES D'UTILISATION DE L'ASTI

L'Automate fonctionne suivant deux modes :

- mode automatique : l'ASTI isole et transmet les paramètres des figures successives en analysant l'image de haut en bas et de gauche à droite.
- mode conversationnel : l'opérateur peut désigner à l'aide d'un segment lumineux déplacé sur l'écran du moniteur de télévision grâce à un « manche à balai » une figure particulière afin d'en extraire ses paramètres individuels qui s'affichent sur la console de commande de l'ASTI (fig. 8). Le segment, réglable en longueur et en angle par rapport à l'horizontale, permet également de créer des contours à l'intérieur des figures de façon à n'en isoler qu'une partie.

Cette fonction autorise le traitement des ambiguïtés, comme par exemple l'enchevêtrement de deux chromosomes.

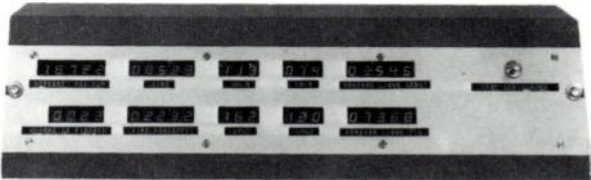


Fig. 8. — Affichage des résultats sur la console.

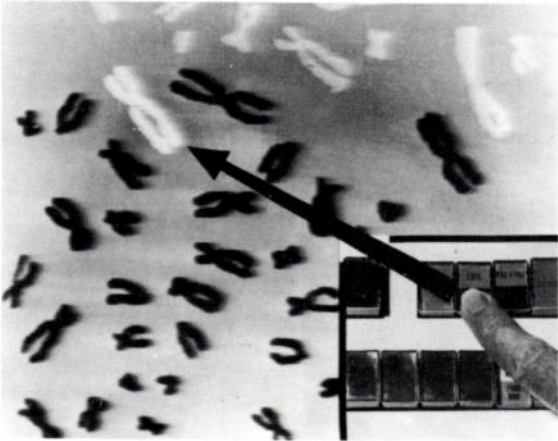


Fig. 9. — Isolement en mode automatique.



Fig. 10. — Isolement en mode vecteur.

Fig. 11. — *Sous-isolement d'une image.*Fig. 12. — *Console et « manche à balai ».*Fig. 13. — *Vue d'ensemble du système.*

5. CONCLUSIONS

Les avantages de l'ASTI sont la souplesse d'utilisation et la vitesse de travail. La possibilité de dialogue avec le système permet à l'opérateur de traiter les cas de figures difficiles. D'autre part, l'Automate est couplé à un miniordinateur qui peut le piloter entièrement. La

mémoire d'image étant directement accessible par le miniordinateur, on peut créer en logiciel de nouvelles fonctions de traitement d'images non prévues en logique câblée. Le système est donc « ouvert » vers des extensions futures dans le domaine de la biologie (par exemple la cytologie numérique), la métallurgie, la granulométrie, etc...

RÉSUMÉ

Le système ASTI est un automate destiné au traitement rapide conversationnel d'images quelconques et spécialement d'images biologiques (cellules ou chromosomes) transformées par un analyseur rapide de densité optique en un fichier numérique de 120 000 points stockés dans une mémoire MOS.

L'appareil réalise automatiquement l'isolement de toutes les images individuelles dont il calcule la surface et la densité optique. Ces résultats sont affichés directement sur un panneau de commande et peuvent être transférés à un mini-calculateur pour des calculs ultérieurs.

Un spot lumineux permet de désigner des portions d'image et de connaître les résultats partiels concernant la portion désignée.

L'étude se rapporte principalement à l'application de l'ASTI aux analyses chromosomiques automatiques.

SUMMARY

Specialized image processor: a karyotyping application,

by A. SPIWACK (CEN Saclay).

The ASTI is an automatic system dedicated to the fast conversational processing of all kind of images (cells, chromosomes) converted to a numerical data set (120 000 points, 16 grey levels in a MOS memory) through a fast DO analyser.

The system performs automatically the isolation of any individual image, the area and weighted area of which are computed.

These results are directly displayed on the control panel and can be transferred to a mini-computer for further computations.

A bright spot allows parts of an image to be picked out and the results to be displayed.

This work is particularly directed toward automatic karyotyping.

Bibliographie

- [1] *Computers in Biology and Medicine*, Volum 2, Pergamon Press, 1972, Numéro spécial sur l'analyse des chromosomes.
- [2] LE GO R. — Études pour une Méthode d'Automatisation des Analyses Chromosomiques. *Thèse de Doctorat en Biologie Humaine*, Université de Paris VI, Faculté de Médecine Pitié-Salpêtrière, UER 65, 3 mai 1972, Rapport CEA, R 4325.
- [3] FAVIER C., LE GO R. et TOURNIER E. — Procédé et Dispositif de Sélection Automatique d'Images de Chromosomes en cours de Métaphase. *Brevet CEA n° EN 139422*, 3 novembre 1971.
- [4] LE GO R., DE COSNAC B. et SPIWACK A. — Analyses chromosomiques Automatiques. *Appareillage Spécialisé de Traitement d'Images*. BIOCAPT 75, Édition FNIE, *Colloque International sur les Capteurs Biomédicaux*, Volume 2, pp. 565-570, 3 an 7 novembre 1975, CEA-CONF-3282.
- [5] COUVELART P. — Mémoire à Semiconducteurs COFMO 418, *L'Onde électrique*, 1973, 53, fasc. 5, 181-188.
- [6] A. SPIWACK. — Automate Spécialisé de Traitement d'Images. Application à la classification de chromosomes. *Thèse de Docteur-Ingénieur*, Université de Paris Sud, Centre d'Orsay, 27 février 1976, CEA-R-4740.
- [7] DE COSNAC B. et SPIWACK A. — Procédé et Dispositif d'Isolement de Figures dans une image. *Brevet CEA n° 7513434*, 29 avril 1975.

Transformations non linéaires des variables aléatoires régies par les lois de Gauss et de Rayleigh (1)



par Sam-Ath HING,

Ingénieur-Électricien, diplômé de
l'École Polytechnique Fédérale de
Lausanne, Licencié ès Sciences
mathématiques de l'Université de
Lausanne, Assistant de la chaire
d'électronique du Département
d'Électricité à l'EPFL.

Ecole Polytechnique Fédérale, 16,
chemin de Bellerive 1007 Lausanne,
Suisse.

L'indépendance de deux variables aléatoires x et y signifie que la réalisation de l'une d'elles ne modifie pas la densité de probabilité de l'autre. L'absence de corrélation entre x et y signifie seulement que l'espérance mathématique $E(xy) - E(x)E(y)$ est nulle. Si l'indépendance implique la non corrélation, la réciproque n'est pas vraie ; par exemple, si $x = \cos v$ et $y = \sin v$, où v est une variable aléatoire uniformément répartie sur $(0, 2\pi)$, la corrélation de x et y est nulle alors qu'elles ne sont manifestement pas indépendantes, puisque fonctions certaines d'une même variable aléatoire.

Or, la non corrélation de deux variables aléatoires est facilement vérifiable par des mesures de moyennes, mais non l'indépendance, qui est une propriété beaucoup

plus forte. Il est donc intéressant de savoir sous quelles conditions la non corrélation entraîne l'indépendance.

Les variables aléatoires gaussiennes possèdent cette propriété. Cet article montre que c'est aussi le cas des variables de Rayleigh et du résultat de certaines transformations non linéaires sur des variables aléatoires qui la possèdent. Beaucoup des transformations non linéaires d'emploi courant dans la technique (redressement, comparaison à un seuil, quantification à pas constant) conservent cette propriété lorsque les variables d'entrée sont gaussiennes. L'indépendance des variables aléatoires obtenues par ces diverses transformations est alors garantie par leur non corrélation, pourvu qu'elles opèrent sur des variables gaussiennes.

Abréviations et principales notations utilisées

Tous les couples de variables aléatoires (v.a.) d'entrée considérées ici possèdent des densités de probabilité.

$E(x)$ = Espérance mathématique de la v.a. x .
 $m_x = E(x)$.
 $m_y = E(y)$.
 p_{xy} = Densité de probabilité jointe des v.a. x et y .
 p_x = Densité de probabilité de la v.a. x .
 p_y = Densité de probabilité de la v.a. y .
 $r_{xy} = \{E(xy) - E(x)E(y)\} / \sigma_x \sigma_y$ = coefficient de corrélation des v.a. x et y .
 σ_x^2 = Variance de la v.a. x .
 σ_y^2 = Variance de la v.a. y .

1. INTRODUCTION

Soient p_{xy} la densité de probabilité jointe, p_x et p_y les densités de probabilité, r_{xy} le coefficient de corrélation des v.a. x et y .

Rappelons que l'indépendance des v.a. x et y , à savoir :

$$p_{xy} = p_x p_y \quad (1)$$

implique toujours leur non corrélation, soit :

$$r_{xy} = 0 \quad (2)$$

Ceci est toujours valable, quelles que soient les v.a.

considérées. Par contre, la non corrélation de deux v.a. n'entraîne pas nécessairement leur indépendance ; cependant, lorsque le couple (x, y) possède une densité de probabilité jointe gaussienne, on a la relation de réciprocity suivante :

$$p_{xy} = p_x p_y \longleftrightarrow r_{xy} = 0 \quad (3)$$

Par définition, on dira qu'un couple de v.a. (x, y) possède la propriété de Gauss si la propriété (3) est satisfaite.

Dans le présent travail, on démontre que, sous certaine condition très générale que l'on précisera, des transformations non linéaires des v.a. possédant la propriété de Gauss, et notamment des v.a. de Gauss et de Rayleigh, conservent la propriété exprimée par la relation (3).

Le plan de l'article se présente comme suit : pour caractériser les types de transformations non linéaires qui conservent la propriété (3), on énonce et démontre un théorème qui sera appliqué aux cas particuliers tels que les v.a. de Gauss et de Rayleigh. Enfin, quelques exemples de transformations non linéaires telles que la détection linéaire (à simple et à double alternance), la détection quadratique, la détection de niveau, la limitation d'amplitude, la quantification linéaire seront étudiés en détail.

(1) Article reçu initialement le 7 octobre 1974, dans sa forme définitive le 13 avril 1976.

REMARQUE 1

Les expressions telles que : « v.a. d'entrée » et « v.a. de sortie », qui seront utilisées par la suite, sous-entendent l'entrée et la sortie du système non linéaire considéré.

2. LEMME

Si les v.a. d'entrée x et y sont indépendantes, alors les v.a. v et w de sortie, définies par la transformation non linéaire, sans mémoire, symbolisée par la fonction g :

$$v = g(x) \quad \text{et} \quad w = g(y) \quad (4)$$

sont également indépendantes (la transformation linéaire y est incluse comme un cas spécial).

Pour la démonstration de ce lemme, le lecteur peut se référer à [3], p. 205-206.

3. CARACTÉRISATION DES TRANSFORMATIONS NON LINÉAIRES

Soit r_{vw} le coefficient de corrélation des v.a. v et w de sortie qui sont obtenues à partir des v.a. d'entrée x et y par la relation (4). On sait que ce coefficient s'exprime par :

$$r_{vw} = \frac{1}{\sigma_v \sigma_w} \times \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g(x)g(y) \{p_{xy}(x, y, r_{xy}) - p_x(x)p_y(y)\} dx dy \quad (5)$$

3.1. Théorème

Si la transformation non linéaire, symbolisée par la fonction g , est telle que l'équation :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g(x)g(y) \{p_{xy}(x, y, r_{xy}) - p_x(x)p_y(y)\} dx dy = 0 \quad (6)$$

implique $r_{xy} = 0$ et que les v.a. x et y possèdent la propriété de Gauss, alors les v.a. de sortie v et w vérifient la propriété (3); autrement dit, cette transformation conserve cette propriété.

3.2. Démonstration

Soient x et y deux v.a. possédant la propriété de Gauss. En conséquence, elles vérifient la propriété (3). Il s'agit de démontrer que cette propriété est également vérifiée pour les v.a. v et w de sortie.

Or, on sait que l'indépendance implique toujours la non corrélation de deux v.a. Il reste à démontrer l'implication inverse, à savoir :

$$r_{vw} = 0 \rightarrow p_{vw} = p_v p_w \quad (7)$$

Si $r_{vw} = 0$ (les v.a. v et w sont non corrélées), la relation (5) devient l'équation (6) qui, par hypothèse, implique $r_{xy} = 0$. Comme x et y possèdent la propriété

de Gauss, ceci entraîne que les v.a. x et y sont indépendantes. D'après le lemme, les v.a. v et w le sont également. En conclusion, la non corrélation de v et w entraîne leur indépendance : le théorème est ainsi démontré.

4. CAS PARTICULIERS

L'application du théorème nécessite la connaissance de l'expression analytique du coefficient r_{vw} exprimé par la relation (5) qu'on va déterminer, lorsque les v.a. d'entrée sont des v.a. de Gauss et de Rayleigh.

4.1. Variables aléatoires de Gauss

La densité de probabilité jointe des v.a. gaussiennes x et y s'écrit :

$$p_{xy}(x, y, r_{xy}) = \frac{1}{2\pi\sigma^2 \sqrt{1 - r_{xy}^2}} \exp \left\{ -\frac{x^2 + y^2 - 2xyr_{xy}}{2\sigma^2(1 - r_{xy}^2)} \right\} \quad (8)$$

et leur densité de probabilité s'exprime par :

$$p_x(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{x^2}{2\sigma^2} \right)$$

et

$$p_y(y) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{y^2}{2\sigma^2} \right) \quad (9)$$

où l'on a supposé, pour simplifier, que les espérances mathématiques m_x et m_y sont nulles et les variances σ_x^2 et σ_y^2 sont les mêmes, soit :

$$\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma^2 \quad (10)$$

Leur coefficient de corrélation r_{xy} se définit par :

$$r_{xy} = \frac{1}{\sigma^2} \times \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} xy \{p_{xy}(x, y, r_{xy}) - p_x(x)p_y(y)\} dx dy \quad (11)$$

Pour $r_{xy} = 0$, on peut déduire de (8) et (9) la relation $p_{xy} = p_x p_y$. En conséquence, la v.a. gaussienne possède la propriété de Gauss.

D'après le théorème de Price ([3], p. 226-227), la relation (5) exprimant le coefficient de corrélation r_{vw} des v.a. de sortie v et w devient :

$$\frac{d^n r_{vw}}{d r_{xy}^n} = \frac{(\sigma^2)^n}{\sigma_v \sigma_w} \times \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g^{(n)}(x)g^{(n)}(y)p_{xy}(x, y, r_{xy}) dx dy \quad (12)$$

REMARQUE 2

Par la suite, on suppose que la fonction réelle g satisfait, pour $|z| \rightarrow \infty$, la condition $|g(z)| < A \exp(z^\alpha)$, où A est une constante quelconque et l'exposant α est strictement inférieur à 2. C'est la condition de validité du théorème de Price.

Cette condition est vérifiée pour $g(z)$ définie comme

suit : $g(z) = az^{(n-1)}$ pour $z \geq 0$ et $g(z) = 0$ pour $z < 0$, où a est une constante ; autrement dit, la relation (12) est valable également dans le cas où la dérivée nième de g est l'impulsion de Dirac δ , cas que l'on rencontrera au paragraphe 5 où l'on considère quelques exemples concrets de transformations non linéaires du bruit gaussien.

A titre d'information, on va montrer que l'expression (5) peut être exprimée sous forme de série convergente. Pour cela, l'utilisation de la fonction généralisée généralisée du polynôme hermitien ([2], p. 60 et suivantes) permet de décomposer la densité de probabilité jointe exprimée par la relation (8) en série de polynômes orthogonaux :

$$p_{xy}(x, y, r_{xy}) = \frac{\exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right)}{2\pi\sigma^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{H_n(x/\sigma)H_n(y/\sigma)}{n!} r_{xy}^n \quad (14)$$

où $n! = n(n-1)(n-2) \dots 3.2.1$ et $H_n(z)$, désignant le polynôme d'Hermite de degré n , est défini par :

$$H_n(z) = (-1)^n \exp\left(\frac{z^2}{2}\right) \frac{d^n \exp(-z^2/2)}{dz^n} \quad (15)$$

avec $H_0(z) = 1$, quel que soit z .

En remplaçant dans la relation (5) les fonctions p_{xy} , p_x et p_y données par les relations (14) et (9) respectivement, on obtient :

$$r_{vw} = \frac{1}{\sigma_v \sigma_w} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{C_n^2}{n!} r_{xy}^n \quad (16)$$

où le coefficient C_n est défini par :

$$C_n = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} g(x) \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) H_n\left(\frac{x}{\sigma}\right) dx \quad (17)$$

REMARQUE 3

Pour toute fonction réelle g satisfaisant la condition mentionnée dans la remarque 2, l'intégrale (4.15.14) du théorème 2 de [2], p. 71, converge. En conséquence, une telle fonction est développable en série de polynômes d'Hermite.

4.2. Variables aléatoires de Rayleigh

Géométriquement, la v.a. de Rayleigh peut être interprétée comme étant le module d'un vecteur dont les composantes dans le système d'axes orthogonaux sont des v.a. gaussiennes. C'est la raison pour laquelle on l'appelle parfois v.a. circulaire de Gauss. Physiquement, une telle variable peut être considérée comme l'enveloppe du bruit gaussien de largeur de bande très étroite. D'une manière plus générale, on peut considérer que c'est l'enveloppe du signal de sortie d'un filtre passe-bande dont la largeur de bande est très étroite, lorsque le signal d'entrée du filtre est un bruit quelconque.

La densité de probabilité jointe des v.a. de Rayleigh x et y s'écrit, d'après [4] :

$$p_{xy}(x, y, \rho) = \frac{xy \exp\left\{-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2(1-\rho^2)}\right\}}{\sigma^4(1-\rho^2)} I_0\left\{\frac{xy\rho}{(1-\rho^2)}\right\} \quad (18)$$

pour $x \geq 0$ et $y \geq 0$. Elle est nulle partout ailleurs. La fonction $I_0(z)$ désigne la fonction de Bessel modifiée de première espèce, d'ordre zéro :

$$I_0(z) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(z \cos t) dt \quad (19)$$

et leur densité de probabilité s'exprime par :

$$p_x(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$$

et

$$p_y(y) = \frac{y}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right) \quad (20)$$

pour $x \geq 0$ et $y \geq 0$. Elle est nulle partout ailleurs.

Le coefficient de corrélation r_{xy} des v.a. x et y a été déterminé par Barrett et Lampard [1] en fonction de ρ . On a :

$$r_{xy} = \rho^2 \quad (21)$$

Pour $r_{xy} = \rho^2 = 0$ (non corrélation), on peut déduire $p_{xy} = p_x p_y$ (indépendance) des relations (18) à (20). En conséquence, les v.a. de Rayleigh possèdent, elles aussi, au même titre que les v.a. de Gauss, la propriété (3). Cette propriété est souvent méconnue.

Cherchons à exprimer, en fonction de r_{xy} , le coefficient de corrélation r_{vw} des v.a. de sortie v et w obtenues à partir des v.a. de Rayleigh x et y par une transformation non linéaire définie par les relations (4). A cet effet, notons que la relations (5), définissant r_{vw} , est générale et reste en conséquence valable pour le cas particulier considéré ici, sauf que le domaine d'intégration se réduit à $(0, +\infty)$ pour x et y . Avec le changement de variables :

$$x_1 = x^2/2\sigma^2 \quad \text{et} \quad x_2 = y^2/2\sigma^2 \quad (22)$$

la relation (5) devient :

$$r_{vw} = \frac{1}{\sigma_v \sigma_w} \times \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} g(\sigma \sqrt{2x_1}) g(\sigma \sqrt{2x_2}) f(x_1, x_2, \rho) dx_1 dx_2 \quad (23)$$

où la fonction $f(x_1, x_2, \rho)$ est définie par :

$$f(x_1, x_2, \rho) = \frac{\sigma^2}{2\sqrt{x_1 x_2}} \{p_{xy}(x_1, x_2, \rho) - p_x(x_1)p_y(x_2)\} \quad (24)$$

En tenant compte des relations (18), (20) et en utilisant la fonction génératrice généralisée du polynôme de Laguerre [2], p. 76-78, on peut exprimer la fonction

$f(x_1, x_2, \rho)$ sous forme d'une série de polynômes orthogonaux :

$f(x_1, x_2, \rho)$

$$= \exp \{-(x_1 + x_2)\} \sum_{n=1}^{\infty} (\rho^2)^n L_n(x_1) L_n(x_2) \quad (25)$$

où $L_n(z)$, désignant le polynôme de Laguerre de degré n , est défini par :

$$L_n(z) = \frac{\exp(z)}{n!} \frac{d^n \{z^n \exp(-z)\}}{dz^n} \quad (26)$$

Pour toute fonction réelle g satisfaisant la condition dont il a été question dans la remarque 2, l'intégrale du théorème 3 de [2], p. 88 converge. Donc une telle fonction est développable en série de polynômes de Laguerre. Alors d'après les relations (23) et (25), on obtient :

$$r_{vw} = \frac{1}{\sigma_v \sigma_w} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(\rho^2)^n}{(n!)^2} K_n^2 \quad (27)$$

avec

$$K_n = \int_0^{+\infty} g(\sigma \sqrt{2z}) \frac{d^n \{z^n \exp(-z)\}}{dz^n} dz \quad (28)$$

La série (27), à termes positifs, ne s'annule que si ces termes sont tous nuls. En conséquence, pour $K_n = 0$, l'équation $r_{vw} = 0$ implique $\rho^2 = r_{xy} = 0$. Ainsi, la condition du théorème énoncé ci-dessus est toujours satisfaite, quel que soit le type de transformation considéré. Comme la v.a. de Rayleigh possède la propriété de Gauss, la transformation de cette variable, caractérisée par la fonction g , conserve toujours la propriété (3).

5. EXEMPLES DE TRANSFORMATIONS NON LINÉAIRES

Dans ce paragraphe on va traiter quelques exemples classiques de transformations non linéaires caractérisées par la fonction g . On considère, en particulier, la v.a. gaussienne x qui, soumise à ces transformations, donne naissance à la v.a. $v = g(x)$. Sur la figure ci-dessous, on a représenté :

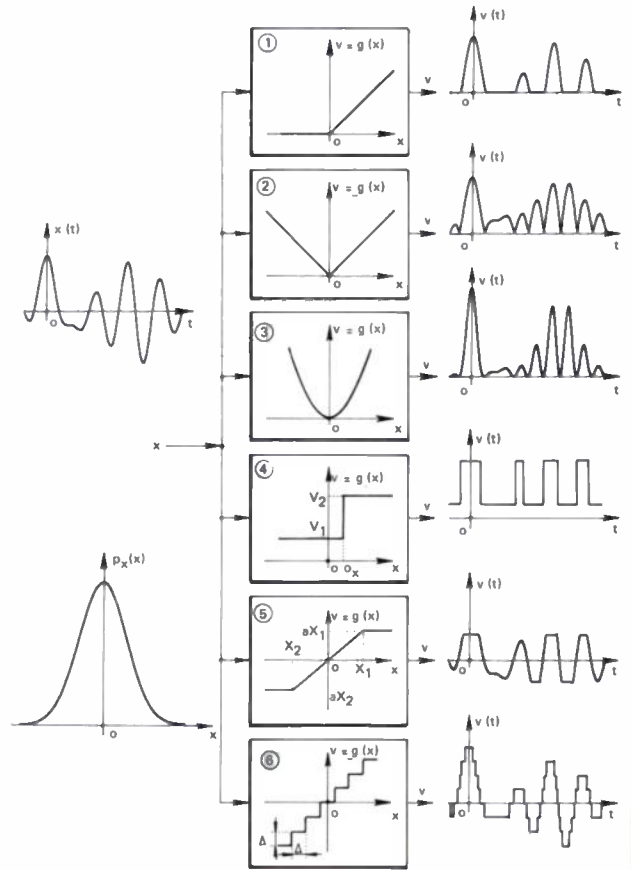
- une fonction d'entrée $x(t)$,
- la densité de probabilité $p_x(x)$ définie par la relation (9),
- les caractéristiques $g(x)$ de six types de transformations non linéaires que nous allons étudier,
- les fonctions de sortie $v(t)$ correspondantes.

REMARQUE 4

Afin de pouvoir définir le coefficient de corrélation, on introduira une deuxième v.a. gaussienne y de même variance que x et qui, soumise aux transformations caractérisées par g , donne naissance à la v.a. $w = g(y)$.

REMARQUE 5

Rappelons que si $r_{xy} = 0$ alors les v.a. x et y sont indépendantes et, d'après le lemme, il en est de même des v.a. v et w . Donc $r_{xy} = 0$ implique $r_{vw} = 0$.



En partant de la relation (12), on va déterminer le coefficient de corrélation des v.a. de sortie v et w , pour chaque type de transformations mentionnées, en fonction de celui des v.a. d'entrée x et y .

5.1. Détecteur linéaire à une alternance (Half wave linear detector).

Le bloc n° 1 de la figure ci-dessus représente la caractéristique d'un tel détecteur qui peut s'exprimer par :

$$v = g(x) = \frac{1}{2} (x + |x|) \quad (29)$$

où $|x|$ désigne la valeur absolue de x .

Ceci donne :

$$g'(x) = \frac{dg(x)}{dx} = \begin{cases} 1 & \text{pour } x \geq 0 \\ 0 & \text{pour } x < 0 \end{cases} \quad (30)$$

En désignant par δ l'impulsion de Dirac, on peut écrire :

$$g''(x) = \frac{d^2g(x)}{dx^2} = \delta(x) \quad (31)$$

Il en est de même pour $g'(y)$ et $g''(y)$.

Avec $n = 2$ et $p_{xy}(x, y, r_{xy})$ exprimé par (8), la relation (12) devient :

$$\frac{d^2r_{vw}}{dr_{xy}^2} = \frac{\sigma^2}{2\pi\sigma_v\sigma_w} \frac{1}{\sqrt{1-r_{xy}^2}} \quad (32)$$

Pour $n = 1$, la relation (12) donne :

$$\left. \frac{dr_{vw}}{dr_{xy}} \right|_{r_{xy}=0} = \frac{\sigma^2}{\sigma_v \sigma_w} \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} p_{xy}(x, y, 0) dx dy = \frac{\sigma^2}{4\sigma_v \sigma_w} \quad (33)$$

Compte tenu de la relation (33), l'intégrale de l'équation (32), prise de 0 à r_{xy} , donne :

$$\frac{dr_{vw}}{dr_{xy}} = \frac{\sigma^2}{4\sigma_v \sigma_w} \left\{ 1 + \frac{2}{\pi} \text{Arc sin}(r_{xy}) \right\} \quad (34)$$

D'après la remarque 5, on a $r_{vw} = 0$ pour $r_{xy} = 0$. En se basant sur ce fait et en intégrant l'équation (34) de 0 à r_{xy} , on obtient :

$$r_{vw} = \frac{\sigma^2}{4\sigma_v \sigma_w} \left\{ r_{xy} + \frac{2}{\pi} \int_0^{r_{xy}} \text{Arc sin}(u) du \right\} \quad (35)$$

5.2. Détecteur linéaire à double alternance (Full wave linear detector)

Le bloc n° 2 de la figure ci-dessus représente la caractéristique d'un tel détecteur qui peut s'exprimer par :

$$v = g(x) = |x| \quad (36)$$

Ceci donne :

$$g'(g) = \frac{dg(x)}{dx} = \begin{cases} 1 & \text{pour } x \geq 0 \\ -1 & \text{pour } x < 0 \end{cases} \quad (37)$$

et

$$g''(x) = \frac{d^2g(x)}{dx^2} = 2\delta(x) \quad (38)$$

Il en est de même pour $g'(y)$ et $g''(y)$.

Avec $n = 2$ et $p_{xy}(x, y, r_{xy})$ donné par (8), la relation (12) devient :

$$\frac{d^2r_{vw}}{dr_{xy}^2} = \frac{2\sigma^2}{\pi\sigma_v \sigma_w} \frac{1}{\sqrt{1 - r_{xy}^2}} \quad (39)$$

Pour $n = 1$, la relation (12) donne :

$$\left. \frac{dr_{vw}}{dr_{xy}} \right|_{r_{xy}=0} = 0 \quad (40)$$

Compte tenu de la relation (40), l'intégrale de l'équation (39), prise de 0 à r_{xy} , donne :

$$\frac{dr_{vw}}{dr_{xy}} = \frac{2\sigma^2}{\pi\sigma_v \sigma_w} \text{Arc sin}(r_{xy}) \quad (41)$$

En intégrant l'équation (41) de 0 à r_{xy} et en tenant compte du fait que, d'après la remarque 5, $r_{vw} = 0$ pour $r_{xy} = 0$, on obtient :

$$r_{vw} = \frac{2\sigma^2}{\pi\sigma_v \sigma_w} \int_0^{r_{xy}} \text{Arc sin}(u) du \quad (42)$$

5.3. Détecteur quadratique (square-law detector)

Le bloc n° 3 de la figure ci-dessus représente la caractéristique d'un tel détecteur qui peut s'exprimer par :

$$v = g(x) = ax^2 \quad (43)$$

où a est une constante. La relation (43) donne :

$$g'(x) = \frac{dg(x)}{dx} = 2ax \quad (44)$$

Il en est de même pour $g'(y)$.

Pour $n = 1$, la relation (12) devient :

$$\frac{dr_{vw}}{dr_{xy}} = \frac{4a^2\sigma^2}{\sigma_v \sigma_w} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} xy p_{xy}(x, y, r_{xy}) dx dy \quad (45)$$

En tenant compte, d'une part, de la relation (11) et, d'autre part, du fait que $m_x = E(x) = 0$ et $m_y = E(y) = 0$, la relation (45) peut encore s'écrire :

$$\frac{dr_{vw}}{dr_{xy}} = \frac{4a^2\sigma^4}{\sigma_v \sigma_w} r_{xy} \quad (46)$$

L'intégrale de l'équation (46), prise de 0 à r_{xy} , donne :

$$r_{vw} = \frac{2a^2\sigma^4}{\sigma_v \sigma_w} r_{xy}^2 \quad (47)$$

5.4. Détecteur de niveau (Threshold detector)

C'est un comparateur d'amplitude dont la caractéristique $g(x)$ est représentée au bloc n° 4 de la figure ci-dessus. Cette caractéristique peut s'exprimer par :

$$v = g(x) = \begin{cases} V_2 = \text{constant} & \text{pour } x \geq x_0 \\ V_1 = \text{constant} \neq V_2 & \text{pour } x < x_0 \end{cases} \quad (48)$$

Ceci donne :

$$g'(x) = \frac{dg(x)}{dx} = (V_2 - V_1) \delta(x - x_0) \quad (49)$$

Il en est de même pour $g'(y)$.

Pour $n = 1$, la relation (12) devient :

$$\frac{dr_{vw}}{dr_{xy}} = \frac{\sigma^2(V_2 - V_1)^2}{\sigma_v \sigma_w} p_{xy}(x_0, y_0, r_{xy}) \quad (50)$$

D'après la remarque 5, on a $r_{vw} = 0$ pour $r_{xy} = 0$. De ce fait, l'intégrale de l'équation (50), prise de 0 à r_{xy} , donne :

$$r_{vw} = \frac{\sigma^2(V_2 - V_1)^2}{\sigma_v \sigma_w} \int_0^{r_{xy}} p_{xy}(x_0, y_0, u) du \quad (51)$$

où $p_{xy}(x_0, y_0, u)$ est exprimé par la relation (8).

CAS PARTICULIERS

Premier cas : pour $x_0 = y_0 \neq 0$, la relation (8) devient :

$$p_{xy}(x_0, x_0, u) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \frac{1}{\sqrt{1 - u^2}} \exp \left\{ -\frac{x_0^2}{\sigma^2(1 + u)} \right\} \quad (52)$$

Avec $p_{xy}(x_0, y_0, u)$ exprimé par (52), la relation (51) devient :

$$r_{vw} = \frac{(V_2 - V_1)^2}{2\pi\sigma_v \sigma_w} \int_0^{\text{Arc sin}(r_{xy})} \exp \left\{ -\frac{x_0^2}{\sigma^2(1 + \sin t)} \right\} dt \quad (53)$$

Deuxième cas : pour $x_0 = y_0 = 0$ (détecteur de passages par zéro), la relation (53) devient :

$$r_{vw} = \frac{(V_2 - V_1)^2}{2\pi\sigma_v \sigma_w} \text{Arc sin}(r_{xy}) \quad (54)$$

5.5 Limiteur d'amplitude

La caractéristique de ce limiteur est représentée au bloc n° 5 de la figure ci-dessus. Elle peut s'exprimer par :

$$v = g(x) = \begin{cases} aX_1 = \text{constant} & \text{pour } x \geq X_1 \\ ax & \text{pour } X_2 \leq x < X_1 \\ aX_2 = \text{constant} \neq aX_1 & \text{pour } x < X_2 \end{cases} \quad (55)$$

Ceci donne :

$$g'(x) = \frac{dg(x)}{dx} = \begin{cases} a = \text{constant} & \text{pour } X_2 \leq x < X_1 \\ 0 & \text{partout ailleurs} \end{cases} \quad (56)$$

Il en est de même pour $g'(y)$.

Pour $n = 1$, la relation (12) devient :

$$\frac{dr_{vw}}{dr_{xy}} = \frac{a^2 \sigma^2}{\sigma_v \sigma_w} \int_{X_2}^{X_1} \int_{Y_2}^{Y_1} p_{xy}(x, y, r_{xy}) dx dy \quad (57)$$

Soit $F(\alpha, \beta, r_{xy})$ la fonction de répartition ou la probabilité que $x \leq \alpha$ et $y \leq \beta$:

$$F(\alpha, \beta, r_{xy}) = \Pr(x \leq \alpha, y \leq \beta) = \int_{-\infty}^{\alpha} \int_{-\infty}^{\beta} p_{xy}(x, y, r_{xy}) dx dy \quad (58)$$

Exprimée en fonction de F , la relation (57) s'écrit :

$$\frac{dr_{vw}}{dr_{xy}} = \frac{a^2 \sigma^2}{\sigma_v \sigma_w} \{F(X_1, Y_1, r_{xy}) + F(X_2, Y_2, r_{xy}) - F(X_1, Y_2, r_{xy}) - F(X_2, Y_1, r_{xy})\} \quad (59)$$

Si l'on tient compte du fait que $r_{xy} = 0$ implique $r_{vw} = 0$, l'intégrale de l'équation (59), prise de 0 à r_{xy} , s'écrit :

$$r_{vw} = \frac{a^2 \sigma^2}{\sigma_v \sigma_w} \int_0^{r_{xy}} \{F(X_1, Y_1, u) + F(X_2, Y_2, u) - F(X_1, Y_2, u) - F(X_2, Y_1, u)\} du \quad (60)$$

5.6. Quantification linéaire

La quantification linéaire est caractérisée par la fonction $g(x)$ représentée au bloc n° 6 de la figure ci-dessus. En désignant par Δ le pas de quantification et par δ l'impulsion de Dirac, on peut écrire :

$$g'(x) = \frac{dg(x)}{dx} = \Delta \cdot \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta\left\{x - \frac{1}{2}(2m+1)\Delta\right\} \quad (61)$$

Il en est de même pour $g'(y)$.

Pour $n = 1$, la relation (12) donne :

$$\frac{dr_{vw}}{dr_{xy}} = \frac{\sigma^2 \Delta^2}{\sigma_v \sigma_w} \times \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} p_{xy}\left\{\frac{1}{2}(2m+1)\Delta, \frac{1}{2}(2k+1)\Delta, r_{xy}\right\} \quad (62)$$

En tenant compte du fait que $r_{xy} = 0$ implique $r_{vw} = 0$, on peut écrire :

$$r_{vw} = \frac{\sigma^2 \Delta^2}{\sigma_v \sigma_w} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \int_0^{r_{xy}} p_{xy}\left\{\frac{1}{2}(2m+1)\Delta, \frac{1}{2}(2k+1)\Delta, u\right\} du \quad (63)$$

On obtient la relation (63) en intégrant terme à terme la série (62). La validité d'une telle opération peut se justifier par la convergence dominée de cette série, convergence que l'on va démontrer. Avec l'inégalité suivante :

$$x^2 + y^2 - 2xyr_{xy} \geq \frac{1}{2}(x^2 + y^2)(1 - r_{xy}^2),$$

la relation (8) devient :

$$p_{xy}(x, y, r_{xy}) \leq \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-r_{xy}^2}} = \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{4\sigma^2}\right) \quad (64)$$

Avec $x = \frac{1}{2}(2m+1)\Delta > m\Delta$ et $y = \frac{1}{2}(2k+1)\Delta > k\Delta$, et en tenant compte de (64), la relation (62) devient :

$$\begin{aligned} \frac{dr_{vw}}{dr_{xy}} &\leq \frac{\Delta^2}{2\pi\sigma_v\sigma_w\sqrt{1-r_{xy}^2}} \left\{ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{\Delta^2 m^2}{4\sigma^2}\right) \right\}^2 \\ &= \frac{\Delta^2}{2\pi\sigma_v\sigma_w\sqrt{1-r_{xy}^2}} = \left(1 + 2 \sum_{m=1}^{+\infty} A_m\right)^2 \end{aligned} \quad (65)$$

Avec $m \geq 1$, on peut écrire :

$$A_m = \exp\left(-\frac{\Delta^2 m^2}{4\sigma^2}\right) \leq \exp\left(-m \frac{\Delta^2}{4\sigma^2}\right) \quad (66)$$

Ceci permet d'écrire :

$$\sum_{m=1}^{+\infty} A_m \leq \frac{\exp(-\Delta^2/4\sigma^2)}{1 - \exp(-\Delta^2/4\sigma^2)} \quad (67)$$

Avec (67), la relation (65) devient :

$$\frac{dr_{vw}}{dr_{xy}} \leq \frac{\Delta^2}{2\pi\sigma_v\sigma_w\sqrt{1-r_{xy}^2}} = \frac{\text{ch}(\Delta^2/4\sigma^2) + 1}{\text{ch}(\Delta^2/4\sigma^2) - 1} \quad (68)$$

ce qu'il fallait démontrer.

5.7. Résumé

Les relations (35), (42), (47), (51), (60) et (63) représentent le coefficient de corrélation r_{vw} des v.a. de sortie d'un détecteur linéaire à simple et à double alternance, d'un détecteur quadratique, d'un détecteur de niveau, d'un limiteur d'amplitude et d'un dispositif de quantification linéaire respectivement, lorsque les v.a. d'entrée sont gaussiennes. Ces relations montrent que $r_{xy} = 0$ est l'unique solution des équations définies par $r_{vw} = 0$. En conséquence, la condition du théorème énoncé ci-dessus est satisfaite pour les transformations linéaires étudiées. D'après ce théorème, on peut conclure que les v.a. obtenues à partir des v.a. gaussiennes par ces transformations vérifient la propriété (3).

6. CONCLUSION

Dans la pratique, s'il est facile de vérifier expérimentalement (à l'aide d'un corrélateur) la non corrélation de deux v.a., par contre, il n'est pas aisé de procéder à la vérification directe de leur indépendance. Pour les v.a. gaussiennes et plus généralement pour les v.a. possédant la propriété de Gauss, la connaissance de la non corrélation est suffisante pour affirmer l'indépendance. Ainsi, on conçoit que ces v.a. présentent une grande commodité.

On sait, par ailleurs, qu'une transformation non linéaire d'une v.a. détruit, à coup sûr, la plupart des propriétés originales de cette variable. Par exemple, une v.a. n'est plus gaussienne si elle est soumise à une telle transformation. Grâce au théorème énoncé ci-dessus, on sait caractériser les types de transformations non linéaires qui conservent la propriété (3).

A l'aide des exemples concrets, on a montré que la v.a. gaussienne n'est pas la seule à posséder la propriété de Gauss exprimée par la relation (3).

Remerciement

L'auteur tient à remercier le Pr. R. Dessoulavy pour son encouragement.

RÉSUMÉ

On sait que la non corrélation des variables aléatoires implique leur indépendance lorsque ces variables sont gaussiennes.

On montre que cette propriété peut être étendue d'une part aux variables aléatoires de Rayleigh et d'autre part à celles qui s'obtiennent par certaines transformations non linéaires des variables aléatoires de Gauss et de Rayleigh. Quelques exemples de transformations non linéaires telles que la détection linéaire (à simple et à double alternance), la détection quadratique, la détection de niveau, la limitation d'amplitude, la quantification linéaire sont donnés pour illustrer la théorie.

SUMMARY

Non linear transformations of Gauss and Rayleigh random variables,

by S.-A. HING (EPF, Lausanne CH).

It is well known that the uncorrelation of random variables implies their independence when these variables are gaussian. It is shown that this property can be extended on one hand to Rayleigh variables and, on the other hand, to those obtained by some nonlinear transformations of the Gauss and Rayleigh random variables. Some examples of nonlinear transformations such as the linear detection (half wave and full wave), the square-law detection, the threshold detection, the amplitude limitation, the linear quantization are given to illustrate the theory.

Références

- [1] BARRETT J. F. et LAMPARD D. G. — An expansion for some second-order probability and its applications to noise problems. *IRE Trans. on Information Theory*, 1955, vol. IT-1, 10-15.
- [2] LEBEDEV N. N. — *Special functions and their applications*. Prentice-Hall, Inc., New-York, 1965.
- [3] PAPOULIS A. — *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. MacGraw-Hill, New-York, 1965.
- [4] RICE S. O. — Mathematical Analysis of Random Noise. *Bell Syst. Tech. J.*, 1945, 23, 75-87.

Possibilités d'un organe moteur à commande électronique pour cœur artificiel ⁽¹⁾

BIOMÉDICAL
L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 2
pp. 142-147



par R. C. BLANCHET (*),

Docteur-ingénieur, Assistant à l'École Centrale de Lyon.

et J. J. URGELL,

Docteur ès Sciences, Professeur à l'École Centrale de Lyon.

Laboratoire d'Électronique, Automatique et Mesures Électriques de l'École Centrale de Lyon, 36, route de Dardilly, 69130 Écully.

Lorsque le cœur ne peut plus être remis en état de fonctionnement admissible, seul son remplacement total par un autre en meilleur état ou par une prothèse complète reste envisageable. Le cœur artificiel évite le problème du donneur dont les tissus doivent être compatibles avec ceux du receveur. Cependant, il

nécessite de nombreuses études relatives au module cardiaque, à l'organe moteur, aux systèmes de régulation et à la source d'énergie. Indépendamment de son intéressant but final, le cœur artificiel apparaît comme un catalyseur puissant pour les recherches relatives à la circulation sanguine.

1. INTRODUCTION

1.1. Pourquoi s'intéresse-t-on au cœur artificiel?

Malgré son interdépendance avec les autres fonctions de l'organisme, le cœur n'est, en première approximation, qu'un ensemble de deux pompes aspirantes et foulantes, ventricule droit et ventricule gauche, qui met le sang en mouvement dans un circuit fermé. Il semble donc que la mise au point d'un cœur artificiel ne soit pas impossible. Le problème du donneur serait ainsi résolu. Celui du rejet paraît également plus facile à résoudre quand on songe que d'autres prothèses, valvules, articulations, vaisseaux sanguins, ont déjà été acceptées par l'organisme.

De plus, le cœur artificiel apparaît comme un catalyseur puissant pour les recherches relatives à la circulation sanguine. Il permettra des progrès dans l'étude de nombreux problèmes particuliers dont la résolution aura souvent des répercussions plus générales d'ordre médical et même technologique.

1.2. Définition du problème

Indiquons quelques caractéristiques moyennes normales de la circulation sanguine et du cœur :

Dans le ventricule gauche naturel (fig. 1), la pression varie entre 0 et 130 mm de mercure soit 0 et 173 mbars à une fréquence de l'ordre de 1 Hz (60 à 80 battements par minute); l'onde de pression ventriculaire schématisée est trapézoïdale, son temps de montée est de l'ordre de 70 ms, celui de descente de 130 ms; ces temps diminuent quand la fréquence augmente. Dans le ventricule droit, la pression varie entre 0 et 30 mm de Hg en synchronisme avec le ventricule gauche.

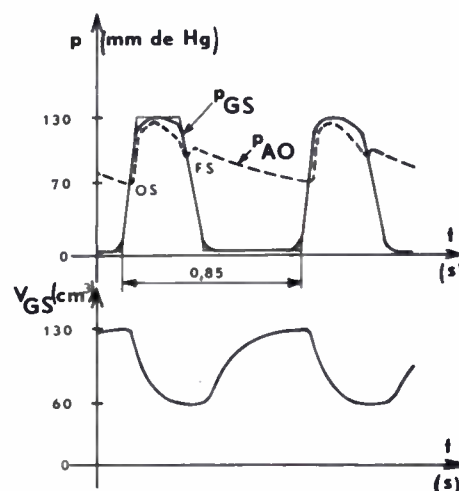


Fig. 1. — Variations naturelles normales des pressions sanguines dans le ventricule gauche p_{GS} , dans l'aorte p_{AO} et du volume ventriculaire gauche V_{GS} en fonction du temps. OS et FS indiquent, respectivement, l'ouverture et la fermeture des valvules sigmoïdes situées à l'entrée de l'aorte.

Les puissances moyenne et instantanée communiquées par le ventricule gauche au sang sont de l'ordre de 1 à 6 W.

Ces caractéristiques sont fonction de divers paramètres, en particulier, de l'activité physique de l'individu. Si cette dernière augmente, la fréquence peut passer de 70 à 190 battements/mn par exemple, la tension artérielle de 120/70 à 200/90 (pression maximale/pression minimale en mm de Hg), le volume systolique ou volume éjecté à chaque contraction de 70 à 130 cm³; la durée de la systole diminue mais moins que la durée de la diastole; dans ces conditions le débit moyen passe de 5 à 25 l/mn et la puissance mise en jeu augmente notablement [1].

(1) Article reçu le 21 juin 1976 et accepté le 3 août 1976.

(*) Membre S.E.E.

Le cœur artificiel peut être décomposé ainsi (fig. 2) :

- le module cardiaque, constitué de deux poches déformables en matière plastique susceptibles de remplacer les deux ventricules,
- l'actionneur ou dispositif de production de la déformation rythmique des poches et sa commande,
- le système de régulation de la circulation sanguine artificielle,
- la source d'énergie.

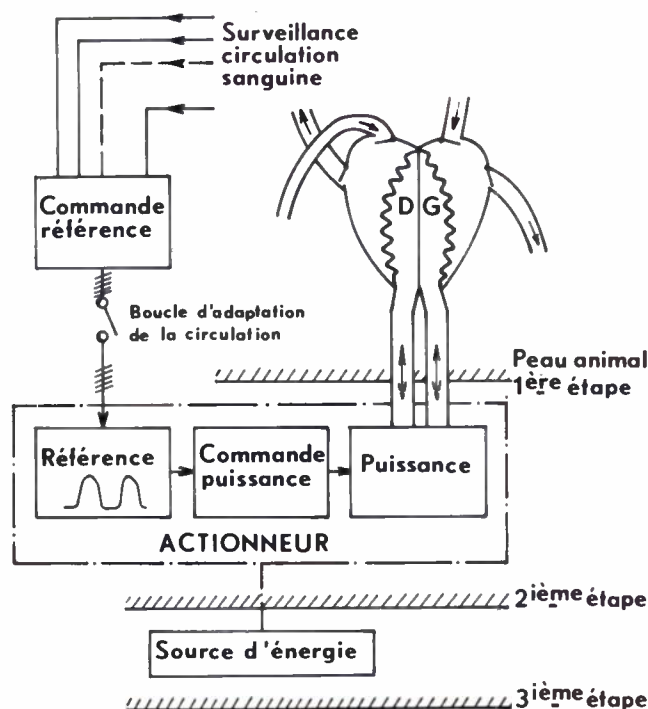


Fig. 2. — Schéma synoptique global d'un cœur artificiel implanté.

Trois étapes peuvent être définies pour la mise au point d'un cœur artificiel :

1. Implantation, dans le corps, du module cardiaque à la place du cœur naturel, l'actionneur et la source d'énergie restant à l'extérieur. Cela doit permettre de déterminer, sur animal, les conditions de bon fonctionnement d'un cœur artificiel.

2. Implantation du module cardiaque et de l'actionneur, alors miniaturisé.

3. Implantation de tous les éléments y compris la source d'énergie, ce qui constitue, à long terme, la solution complète du problème.

Actuellement, quelques équipes travaillent pour l'une ou l'autre de ces étapes ([2], [3], par exemple). Plusieurs animaux ont déjà survécu plus de quinze jours aux U.S.A., le module cardiaque, seul, étant implanté et l'énergie pneumatique étant modulée par des électrovannes pour mettre en mouvement les membranes déformables du cœur. Pour les deuxième et troisième étapes, les sources d'énergie peuvent être électriques ou nucléaires [2], [3], [4]. On peut aussi, par exemple, transmettre l'énergie à travers la peau par voie électromagnétique ou utiliser une pile à combustible implantable fonctionnant à partir de glucose et d'oxygène [5].

Notre étude est relative à un actionneur à commande électronique capable de créer une circulation sanguine pulsée artificielle dont l'onde de débit ou de pression soit asservie à un signal électrique [6]. Les performances de l'asservissement doivent permettre la reproduction suffisamment fidèle du signal de référence qui sera ajusté en fonction des caractéristiques physiologiques mentionnées plus haut.

2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'ACTIONNEUR

2.1. Principe adopté

Utiliser un fluide pour mettre en action les membranes d'un cœur artificiel est une solution très simple du point de vue mécanique. Chaque ventricule artificiel comporte alors deux chambres séparées par une membrane déformable (fig. 3). Quand le fluide moteur pénètre

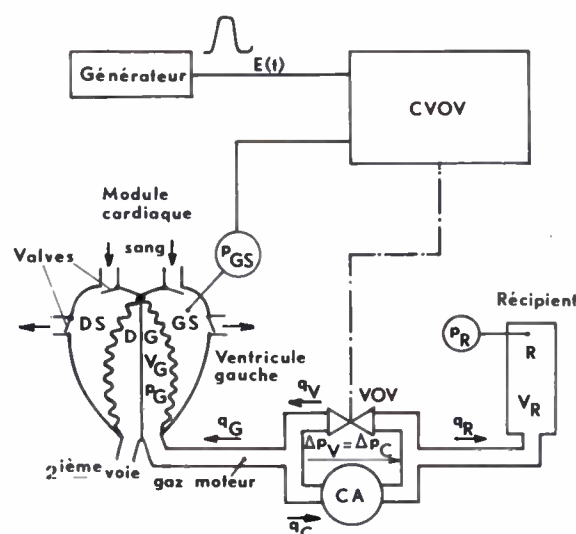


Fig. 3. — Schéma de principe de l'appareil. Le circuit CVOV commande la vanne à ouverture variable VOV de telle façon que le signal électrique, proportionnel à $p_{GS}(t)$ soit pratiquement égal à tout instant au signal $E(t)$ engendré par le générateur. Les flèches indiquent les sens positifs choisis pour les débits et les pressions.

dans la chambre qui lui est destinée, le volume de cette dernière augmente et, par conséquent, celui de la chambre contenant le sang diminue. Ainsi le sang est éjecté comme pendant la systole du cœur naturel. Quand le fluide moteur ressort, le sang peut entrer : c'est la diastole. Un actionneur doit donc créer une circulation alternative d'un fluide moteur. On utilise souvent de l'air, une source de pression, une source de vide et une électro-vanne trois voies tout-ou-rien pour gonfler et dégonfler alternativement le cœur [2]. Ces dispositifs ne permettent pas de régler facilement la forme de l'onde de pression ; de plus, nécessitant une source d'air extérieure au corps, ils ne sont pas implantables.

Nous nous sommes donc orientés vers l'utilisation d'une électro-vanne rapide à ouverture variable en fonction de sa tension d'alimentation pour permettre le réglage de l'onde et une circulation alternative du gaz dans un circuit étanche pour permettre l'implantation.

Un compresseur-aspirateur fait circuler le gaz du cœur vers un récipient R et le comprime dans ce dernier (fig. 3). L'énergie ainsi accumulée est restituée au cœur par circulation inverse dans le sens « haute pression vers basse pression » grâce à la vanne qui court-circuite plus ou moins le compresseur. En commandant l'amplitude de l'ouverture de cette électro-vanne, nous pouvons modeler à volonté l'onde de pression et de débit produite. La restitution d'énergie peut se faire en un temps très court. La puissance instantanée est alors très supérieure à la puissance moyenne mise en jeu.

Si le compresseur et son moteur fonctionnent à une fréquence mécanique élevée (grande vitesse de rotation par exemple), ils peuvent être miniaturisés. En effet, en première approximation, davantage de cycles élémentaires d'énergie étant décrits en une seconde, l'amplitude de ces cycles, caractéristique des dimensions des machines, pourra être réduite sans que la puissance moyenne développée le soit. C'est d'ailleurs pour cette raison que notre première idée selon laquelle les membranes auraient été mises en mouvement directement par voie électromagnétique à l'aide d'un moteur pas à pas linéaire par exemple, ne pouvait pas permettre la miniaturisation. La fréquence fondamentale du mouvement, de l'ordre du hertz, est en effet bien trop basse. Une diminution du volume du récipient R est possible dans la mesure où l'augmentation de pression qui en résulte ne provoque qu'un accroissement de l'échauffement admissible par l'organisme humain. Les circuits électroniques de commande et de contrôle s'intègrent aisément. Au total, nous pouvons dire que, si la miniaturisation nécessite quelques études spéciales, elle n'est interdite par aucune objection de principe. Le fluide moteur étant, de plus, en mouvement dans un circuit étanche, l'actionneur pourra donc être implanté.

2.2. Séquence de fonctionnement résumée

L'actionneur considéré pour l'instant commande le ventricule gauche uniquement (fig. 3).

α) Diastole : la vanne à ouverture variable VOV est fermée. Le compresseur-aspirateur CA fait circuler le fluide moteur (air) de la chambre ventriculaire gauche G vers le récipient R. La pression de l'air dans R augmente, la pression dans G décroît, permettant l'entrée du sang dans la chambre GS.

β) Systole : la vanne à ouverture variable VOV s'ouvre, court-circuite CA et permet ainsi la circulation de l'air dans le sens R vers G. Ainsi la pression décroît dans R et augmente dans G, provoquant l'éjection du sang hors de GS, vers l'aorte.

3. RÉALISATION ACTUELLE DE L'ACTIONNEUR ET RÉSULTATS [7]

3.1. Description du dispositif

Pour obtenir des performances en rapport avec la physiologie, nous avons dû réaliser une vanne rapide à degré d'ouverture asservi électroniquement à sa

commande. C'est une vanne à boisseau sphérique dont la position angulaire de la bille, percée d'un trou, par rapport au corps de vanne est asservie à un signal de commande selon le schéma synoptique représenté figure 4. L'angle d'ouverture varie donc proportionnellement à la tension de commande, pour régler le débit du gaz, avec un temps de réponse de 15 ms. Les problèmes rencontrés, pour cette réalisation, ont été dus essentiellement à ce faible temps de réponse.

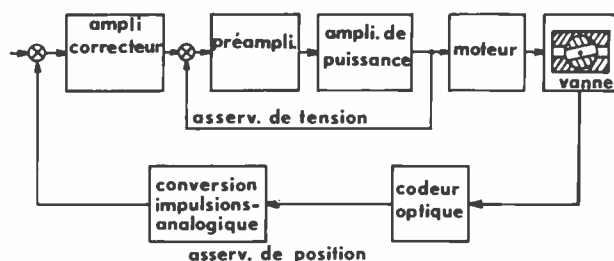


Fig. 4. — Schéma synoptique de la vanne à boisseau sphérique à degré d'ouverture proportionnel à son signal électrique de commande.

Lorsque l'actionneur mettra en mouvement les membranes d'un cœur artificiel placé sur un animal, il sera souhaitable de faire varier les caractéristiques de l'onde de pression produite afin de l'adapter à la demande de l'organisme de l'animal. Dans une étape plus avancée vers l'autonomie, la circulation sanguine artificielle devra s'adapter automatiquement aux besoins variables du patient selon son activité physique par exemple. Dans cette optique les sorties d'un système de mesure, d'interprétation et de prise de décision devront agir sur l'onde de pression, c'est-à-dire, dans notre cas, sur le générateur du signal de référence (fig. 2). Nous avons donc dû construire ce générateur dont les paramètres devront pouvoir être commandés, soit manuellement, soit par voie électronique. La forme générale du signal de référence étant ajustée manuellement par potentiomètres, nous avons choisi de rendre possibles les commandes électroniques des pentes de montée et de descente, de la fréquence (ces deux paramètres agissent sur le rapport systole/diastole), de l'amplitude crête à crête et de la valeur minimale qui correspond à la pression minimale.

L'ensemble réalisé est présenté sur la figure 5. Au premier plan, à droite, se trouve le générateur de signal,



Fig. 5. — Actionneur : partie pneumatique et commande électronique.

devant les coffrets de commande de la vanne asservie. Au-dessus de la partie pneumatique, un autre coffret contient les circuits électroniques des mesures des pressions et de régulation de la pression de remplissage d'air p_0 de l'actionneur. Ce dernier circuit compense également les fuites car l'étanchéité de ce prototype n'est pas parfaite.

La partie pneumatique peut se détailler plus facilement figure 6. On remarque :

- au premier plan : le dispositif de régulation de la pression de remplissage p_0 ,
- au-dessus à gauche : le compresseur-aspirateur,
- à droite du compresseur-aspirateur : la vanne et son moteur,
- derrière la vanne : le haut du récipient R et son capteur de pression,
- à l'extrême droite : la poire en caoutchouc simulant la poche gazeuse du ventricule gauche et son capteur de pression.

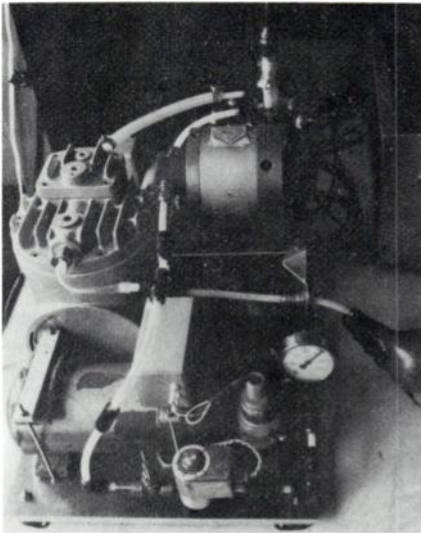


Fig. 6. — Partie pneumatique de l'actionneur de cœur artificiel.

La plupart de ces éléments étaient schématisés sur la figure 3 ainsi que le trajet du gaz que l'on peut identifier sur la figure 6, en observant les tuyaux. Le tuyau du circuit de remplissage, presque vertical, au premier plan, n'était pas schématisé sur la figure 3.

3.2. Commande de la pression ventriculaire en boucle ouverte

Nous effectuons des essais selon la figure 7 sans comparer p_G à E_v (cf. fig. 3). La boucle d'asservissement est donc ouverte, p_G n'est pas asservi à E_v .

Nous avons adopté $V_R = V_G = 200 \text{ cm}^3$. Ce volume doit permettre, en fait, d'alimenter les deux ventricules. Nous faisons les essais à volume V_G constant. En fonctionnement normal, V_G varie (fig. 1), ainsi que V_D , mais $V_{G \text{ max}} + V_{D \text{ max}} < 200 \text{ cm}^3$. La constante de temps pneumatique correspondant à nos essais est donc supérieure à la valeur maximale de la constante de temps normale. Si le système est suffisamment rapide à volume constant, il le sera donc aussi à volume variable, mais il y aura une non-linéarité supplémentaire.

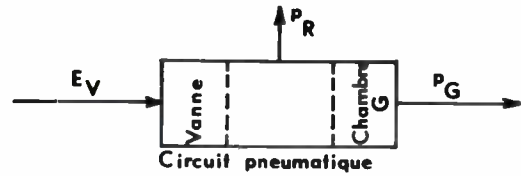
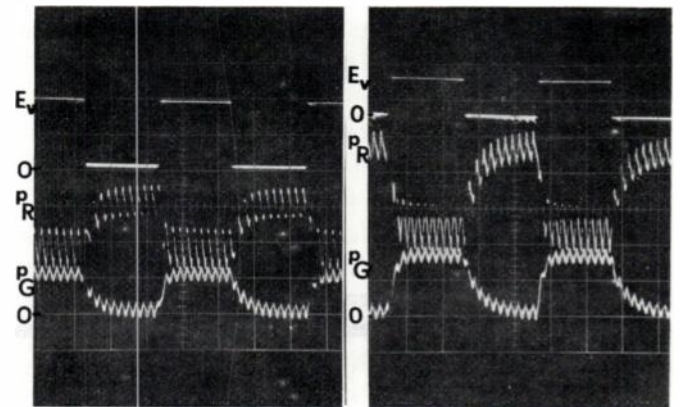


Fig. 7. — Système en boucle ouverte (cf. fig. 3).

Les pressions obtenues dans la chambre ventriculaire et le récipient comportent une pulsation parasite de fréquence 25 Hz. Elle est due au compresseur à membrane employé qui fonctionne à cette fréquence.

La figure 8 montre le résultat de deux essais en boucle ouverte. La vanne est commandée par un signal carré 0-1 V à la fréquence de 1,2 Hz. Les résultats que notre modèle mathématique simplifié [6] laissaient prévoir



a) $p_0 = 300 \text{ mbars}$, $f = 1,2 \text{ Hz}$. b) $p_0 = 250 \text{ mbars}$, $f = 1,2 \text{ Hz}$.

Fig. 8. — Commande de pression en boucle ouverte.

E_v : signal de commande de la vanne. 1 V/div. (a) et 0,5 V/div. (b).
 p_R : pression dans le récipient R. 0,2 bar/div.
 p_G : pression dans la chambre ventriculaire G. 0,2 bar/div.
 Les pulsations parasites sont dues au type de compresseur employé.

ne sont pas parfaitement vérifiés quantitativement bien sûr, mais, qualitativement, il n'y a pas de surprise. Les pressions dans le récipient R, p_R , et dans la chambre ventriculaire G, p_G , sont en opposition de phase. On remarque l'influence de p_0 sur p_G mais E_v n'est pas tout à fait le même dans les deux cas et nous avons pu remarquer qu'une faible variation de la tension de commande de la vanne agit notablement sur p_G . Notons aussi que l'on peut créer facilement une aspiration dans la poire en commandant la vanne par un signal négatif. Rappelons que la commande est écrêtée à $\pm 1 \text{ V}$, ce qui correspond à la plage de fonctionnement complète de la vanne.

Les constantes de temps peuvent être estimées, d'après ces relevés à :

- pour la montée de la pression, $\tau_m \approx 40 \text{ ms}$,
- pour la décroissance de la pression, $\tau_d \approx 80 \text{ ms}$,
- et les temps de réponse à 5 % à : $t_m \approx 120 \text{ ms}$,
 $t_d \approx 240 \text{ ms}$.

3.3. Asservissement de pression

Cette boucle de pression, visible sur la figure 3, peut être schématisée selon la figure 9. Le gain K

est réglé à 1,45, ce qui donne une réponse rapide à un échelon, sans dépassement. Cet asservissement n'est pas le meilleur possible. Le gain de boucle ne

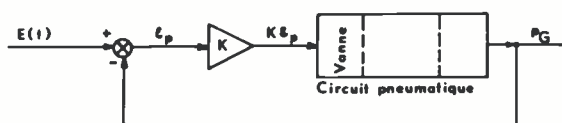


Fig. 9. — Système en boucle fermée (cf. fig. 3).

peut pas être réglé à une valeur supérieure à cause des non-linéarités du circuit. Parmi elles, on peut citer :

- la variation non-linéaire de la résistance pneumatique de la vanne en fonction de l'angle de rotation,
- la variation des constantes de temps du circuit pneumatique en fonction de cette résistance, cela même selon le modèle mathématique simplifié,
- les non-linéarités du système réel, pour lequel les hypothèses faites à l'occasion de l'établissement du modèle, sont très simplificatrices.

Nous pouvons nous contenter, malgré tout, de cette action proportionnelle, les performances étant largement suffisantes pour les besoins du cœur artificiel.

Les figures 10 et 11 montrent deux séries d'essais pour lesquelles les pulsations parasites ont été fortement atténuées électriquement au moyen de filtres réjecteurs de bande, afin d'améliorer l'observation de l'onde fonctionnelle.

Les essais I et II de la figure 10 ne mettent pas en évidence une grande influence de p_0 sur les temps de réponse qui sont de l'ordre de 40 ms; la diminution de t_m est faible en effet. L'essai III montre que l'appareil crée facilement une aspiration : p_G varie ici de -70 à $+200$ mbars environ. L'essai IV correspond à un rythme accéléré de 3 Hz, soit 180 battements/mn.

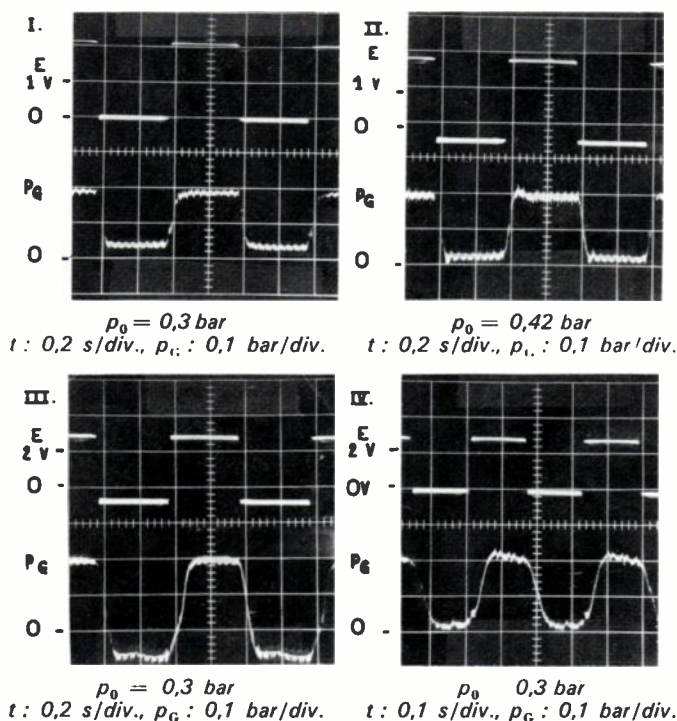


Fig. 10. — Asservissement de la pression dans la chambre G (p_G). Les pulsations parasites sont éliminées électriquement, afin de faciliter l'observation de l'onde essentielle.

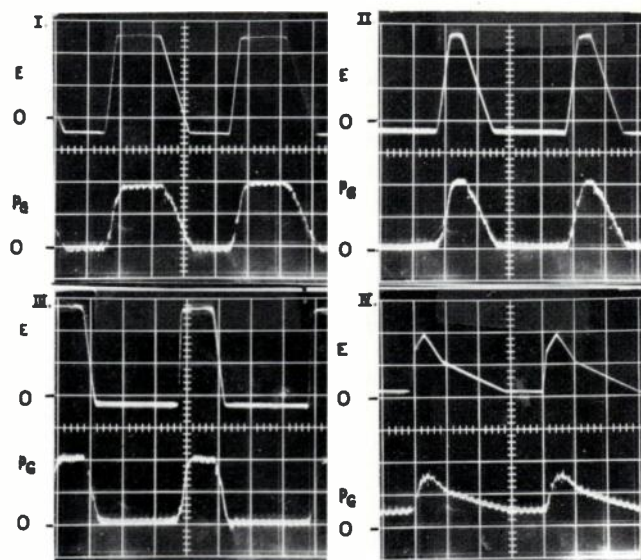


Fig. 11. — Asservissement de pression. Les pulsations parasites sont éliminées électriquement, afin de faciliter l'observation de l'onde essentielle.

Échelle de temps : 0,2 s/div., $p_0 \approx 0,285$ bar.

Signal de référence (E) : 1 V/div.

Pression dans la chambre G (p_G) : 0,1 bar/div.

Les ondes obtenues lors des essais I et II (fig. 11) correspondent à des ondes ventriculaires de dp/dt moyens et de rapports systole/diastole différents. Pour l'essai III, les dp/dt ont été augmentés. L'essai IV reproduit une onde voisine de l'onde de pression aortique.

Cet actionneur permet donc largement de reproduire les caractéristiques physiologiques, même dans le cas d'un rythme cardiaque très accéléré.

4. BILAN ET PERSPECTIVES

L'actionneur mis au point est, au stade actuel, capable d'engendrer, dans une poche ventriculaire, une onde de pression correspondant aux besoins physiologiques variables de l'homme. La forme, l'amplitude et la fréquence de cette onde, sont facilement programmables manuellement ou électriquement par action sur le générateur du signal de référence auquel l'onde est asservie. Ces résultats ne constituent évidemment qu'une étape ouvrant pourtant des perspectives diverses qui, pour se préciser, nécessiteraient une poursuite de l'étude. Cette dernière devra maintenant comporter un aspect du type « développement industriel ».

4.1. Possibilités et intérêts à court terme de l'utilisation de l'actionneur

Son utilisation première pourrait être la mise en action des membranes d'un cœur artificiel implanté dans un animal. L'actionneur permettrait de faire varier facilement les paramètres de la circulation artificielle produite afin de déterminer les conditions de meilleure survie.

Dans ce but, quelques perfectionnements restent à apporter. Le volume ventriculaire sera variable, il faudra donc adapter l'asservissement.

L'actionneur que nous avons décrit concerne le ventricule gauche. Il faudra, au moins, construire une

deuxième vanne de régulation pour doter l'appareil d'une deuxième voie alimentant le ventricule droit ou pour réaliser un deuxième actionneur. Nous disposerons ainsi de deux commandes indépendantes et d'une grande souplesse pour étudier, dans de bonnes conditions, l'égalité des débits « droit » et « gauche » indispensable puisque les deux ventricules sont en série dans la circulation. Ce problème peut être simplifié par la réalisation, dans le module cardiaque, d'une communication inter-auriculaire (CIA) au niveau des oreillettes ou d'une communication inter-ventriculaire (CIV) et un rétrécissement ou sténose sur l'artère pulmonaire [8].

L'équipe du Professeur P. Marion de l'hôpital cardiologique de Lyon, avec laquelle nous collaborons, étudie actuellement l'effet d'une CIA sur l'égalité des débits. Notre appareil, puisque les ondes produites sont commandables par voie électrique, pourrait permettre l'étude expérimentale d'une réalisation automatique de l'égalité des débits, à partir de différents paramètres, les pressions régnant dans les oreillettes droite et gauche par exemple.

4.2. Possibilités de l'appareil dans l'optique globale du cœur artificiel

Pour l'implantation totale de l'ensemble du cœur artificiel, des solutions comportant une source d'énergie nucléaire sont envisageables [3], [4].

Notre dispositif qui utilise une source d'énergie électrique constitue une autre orientation. A un stade intermédiaire l'énergie pourrait être fournie par accumulateurs transportables ou être transmise à travers la peau par voie électromagnétique, avant d'être fournie, par exemple, par une pile à combustible fonctionnant à partir de glucose et d'oxygène [5].

L'actionneur proposé n'est pas miniaturisé pour l'instant mais le principe employé doit permettre la miniaturisation, notamment par l'utilisation d'un compresseur-aspirateur fonctionnant à une fréquence mécanique plus élevée, ce qui, en même temps supprimerait les pulsations parasites superposées à l'onde obtenue.

L'étanchéité du circuit pneumatique fermé sur lui-même demandera une étude particulière selon la constitution du dispositif, la nature des membranes du module cardiaque par exemple. Un circuit de compensation des fuites implantable peut s'envisager.

La vanne de régulation et son moteur de commande pourraient être incorporés dans un même boîtier; cela supprimerait le problème des joints tournants. En réduisant les inerties et frottements, la puissance impulsionnelle à fournir serait bien plus faible. Un temps de réponse un peu plus grand pourrait s'avérer suffisant. L'amplificateur de puissance commandant la vanne aurait un meilleur rendement s'il était à « découpage ».

L'échauffement et le rendement global seraient fortement influencés par la miniaturisation. Cela constitue une autre direction d'étude.

La possibilité de commande électrique de l'onde produite sera utile lors de l'inclusion du dispositif dans

une boucle globale d'adaptation de la circulation sanguine artificielle aux variations des besoins de l'organisme.

Cette boucle est, en effet, indispensable pour une autonomie humaine totale.

4.3. Applications diverses

Cet actionneur de cœur artificiel peut avoir d'autres applications puisqu'il est capable de produire une onde quelconque de pression ou de débit pulsé à partir d'un signal électrique. Il pourrait servir, par exemple, de convertisseur électro-pneumatique rapide ou de pompe à liquide ou à gaz dont le débit serait facilement commandable. D'une façon plus générale, cet appareil est un transducteur très souple à entrée électrique et sortie fluide qui est capable de fournir une puissance instantanée bien supérieure à la puissance moyenne grâce à son réservoir d'accumulation d'énergie.

Selon les caractéristiques souhaitées, la mise en œuvre du principe de base peut être modifiée. On pourrait, par exemple, commuter alternativement le compresseur dans le circuit de remplissage puis de vidange du ventricule ou utiliser, comme fluide moteur, un liquide au lieu d'un gaz. Dans ce cas, le récipient R devrait être capable d'emmagasiner de l'énergie par déformation élastique.

Le générateur de signal programmable par voie manuelle ou électrique et l'électro-vanne asservie, de temps de réponse 15 ms, peuvent avoir d'autres applications, indépendamment du cœur artificiel.

RÉSUMÉ

Cette étude est relative à la commande électronique de l'onde de pression sanguine produite par un cœur artificiel. Une électro-vanne rapide, à ouverture variable, a été utilisée comme transducteur dans l'asservissement électronique. Le temps de réponse (15 ms) de l'électro-vanne mise au point permet d'envisager des applications diverses pour ce dispositif.

SUMMARY

The possibilities of an electronically controlled actuator for an artificial heart, by R. C. BLANCHET and J. J. URGELL (E.C.L.).

This paper presents an electronic control of a pressure wave for an artificial heart. A fast variable aperture valve has been used as a transducer for the electronic feedback. The response time obtained (15 ms) allows a large area of applications for this system.

Bibliographie

- [1] VADOT L. — *Mécanique du cœur et des artères*. Expansion Scientifique Française, 1967.
- [2] AKUTSU T. — Components of artificial hearts. *Bull. New-York Acad. Med. U.S.A.*, 1972, 48, n° 2, 362-378.
- [3] NORMAN J. C., MOLOKHIA F. A., HARMISON L. T., WHALEN R. L. and HUFFMAN F. N. — An implantable nuclear-fueled circulatory support system. I. Systems analysis of conception, design, fabrication and initial in vivo testing. *Ann. Surg. U.S.A.*, 1972, 176, n° 4, 492-502.
- [4] LAVIGNE P. — Dispositif moteur à cycle de Stirling et à relaxation pour cœur artificiel implantable. Brevet 2122366 (B) [7102219], 22-01-71, Brevetome (I.N.P.I.).
- [5] GINER J., HOLLECK G. L., TURCHAN M. and FRAGOLA R. — An implantable fuel cell to power an artificial heart. *Intersoc. energy convers. eng. conf. Boston, Mass.* 1971 Proc., 256-266.
- [6] BLANCHET R., FOULARD C. et URGELL J. J. — Asservissement électrique d'une circulation sanguine artificielle. *Mesures, régulation, automatisme*, 1974, 39, n° 5, 43-49.
- [7] BLANCHET R. — Actionneur à commande électronique pour cœur artificiel. *Thèse de docteur-ingénieur*, Lyon (05.12.1975).
- [8] MARION P. et VADOT L. — Contrat DGRST 67.00.776.

Contribution de la théorie des circuits pathologiques à l'électronique linéaire (1)

B. — Synthèse théorique

FORMATION CONTINUE

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 2
pp. 148-151

par R. KIELBASA

Ingénieur ESE, chef de travaux au service des mesures et professeur à l'ESE.

et F. DATTEE, (*),

Ingénieur ESE, chef de travaux principal et professeur à l'ESE.

ESE, Plateau du Moulon, 91190 Gif-sur-Yvette (tél. 941.80.40).

Cette deuxième partie définit des méthodes de construction des structures théoriques électroniques linéaires à partir des notions fondamentales exposées précédemment.

* Les références bibliographiques ont été données dans la 1^{re} partie.

La 1^{re} partie. A. Notions fondamentales est parue dans l'onde électrique, 1977, vol. 57, n° 1, p. 37.

4. SYNTHÈSE DES TRADUCTEURS A L'AIDE DE CIRCUITS PATHOLOGIQUES

La recherche de schémas équivalents de traducteurs à l'aide de circuits pathologiques et d'impédances doit permettre la réalisation physique de circuits proches des structures idéales si la réalisation approximative des circuits pathologiques est possible.

4.1. Association d'un quadripôle en réaction sur un nulleur

Une méthode fondamentale de synthèse des traducteurs consiste à associer un quadripôle en réaction sur un nulleur. Parmi les quatre types de contre-réaction utilisables, seule la contre-réaction tension-courant (fig. 6) sera examinée en détail. Les autres cas s'étu-

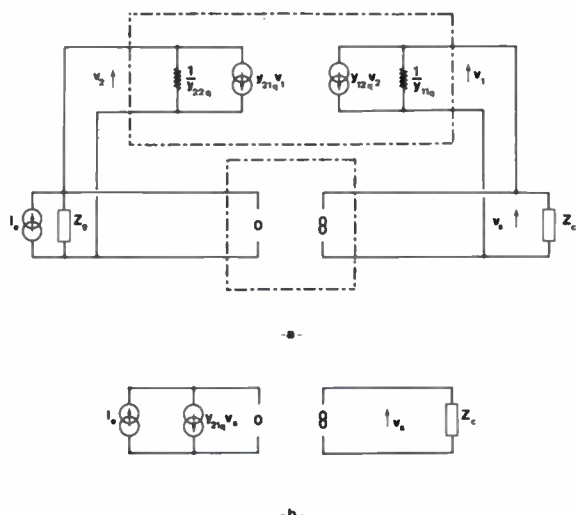


Fig. 6. — Quadripôle en réaction tension-courant sur un nulleur : a) Schéma complet ; b) Schéma réduit.

(1) Article reçu initialement le 4 juin 1975, et dans sa forme définitive le 17 juin 1976.

dieraient de la même façon et on se bornera à l'énoncé des résultats.

Le quadripôle de réaction Q est quelconque. La réaction tension-courant correspond à une association parallèle et implique que l'on s'intéresse essentiellement au coefficient de transfert tension-courant de Q .

Ce dernier est donc considéré comme un VCT non idéal qui sera décrit par les paramètres de la matrice $[Y]_q$. Le circuit bouclé (fig. 6a) est attaqué par une source de courant non idéale (I_e , Z_g) et délivre une tension V_s . L'analyse est alors simple : $v_2 = 0$; $v_1 = V_s$; $\frac{1}{Y_{22q}}$ est sans influence (cette résistance ne dérive aucun courant car la tension à ses bornes est nulle) ; $\frac{1}{Y_{11q}}$ en parallèle sur un norateur s'élimine, il en est de même pour l'impédance de source Z_g en parallèle sur le nullateur. Le schéma peut alors se simplifier (fig. 6b).

Le schéma ainsi redessiné doit suprendre, une lecture simpliste montre qu'en effet par définition la source $Y_{21q}V_s$ doit être liée à la valeur V_s ; or cette valeur V_s dans le schéma est apparemment libre (norateur). Le schéma conduit donc à une impossibilité si $Y_{21q}V_s \neq I_e$. Ce qui reviendrait à dire que la source liée doit fonctionner « à l'envers » et que le courant $Y_{21q}V_s$ ($= I_e$) impose $V_s = \frac{I_e}{Y_{21q}}$. Cette affirmation brutale n'est pas complètement erronée : il est essentiel de se souvenir de la remarque énoncée à la fin du paragraphe 2.1. ; cette remarque peut être maintenant reprise sous la forme suivante :

Le nulleur a pour rôle de délivrer en sortie (par le norateur) la puissance (la tension et le courant) nécessaire aux conditions $v = 0$ et $i = 0$ en son entrée (nullateur).

L'aspect fondamental de système bouclé et d'asservissement apparaît maintenant pour toute structure à nulleur. Le nulleur ajuste donc par lui-même la valeur de la tension de sortie V_s pour que le courant parcourant son entrée (nullateur) soit nul réalisant ainsi l'identité

$$I_e = Y_{21q}V_s \text{ donc en fait } V_s = \frac{I_e}{Y_{21q}}$$

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

On peut vérifier que la structure obtenue est un CVT (idéal) de paramètre de transfert $Y = \frac{V_s}{I_e} = \frac{1}{Y_{21q}}$.

Ce résultat peut se généraliser à tous les types de réaction : quelles que soient les imperfections (γ_{11q} , γ_{22q} , γ_{12q}) du quadripôle Q — pseudo traducteur — en réaction), le traducteur obtenu est idéal ; il opère la traduction *inverse* du quadripôle initial avec un paramètre de transfert $\Gamma = \frac{1}{\gamma_{21q}}$.

La remarque précédente conduit à la notion d'*opération inverse* qui pourrait se généraliser à d'autres structures d'opérateurs et il faut se souvenir de réalisations classiques remarquables :

- Diviseur à partir de multiplieur,
- Filtre sélectif à partir de filtre coupe-bande,
- Modules exponentiels à partir de modules logarithmiques,
- Convertisseur analogique-numérique à partir de convertisseur numérique-analogique.

4.2. Synthèse systématique des traducteurs

Le quadripôle de réaction impose le paramètre de transfert du traducteur. La nécessité pratique de la simplicité mais aussi d'une bonne précision et d'une bonne stabilité de ce paramètre implique le choix d'un quadripôle passif. Moyennant quelques restrictions un tel circuit peut généralement se mettre sous la forme T ou π . Le tableau II donne dans chaque cas le paramètre de transfert du traducteur ; celui-ci ne faisant pas apparaître systématiquement tous les éléments du quadripôle, il a été donné la structure minimale suffisante à la réalisation de chaque traducteur.

TABLEAU II
Récapitulation des traducteurs obtenus par réaction d'un quadripôle résistif (T ou π) sur un nulleur.

Type de contre réaction	Type du traducteur	Structure minimale	Paramètre de transfert	Restriction
Tension = Tension	VVT		$G = \frac{R_2 + R_1}{R_1}$	$G \geq 1$
Tension = courant	CVT		$Z = -R$	$Z < 0$
			$Z = -\frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_3}$	$Z < 0$
Courant = Courant	CCT		$H = -\frac{R_1 + R_2}{R_2}$	$H \leq -1$
Courant = tension	VCT		$Y = \frac{1}{R}$	$Y > 0$

- On remarquera les points suivants :
- toutes les valeurs réelles du paramètre de transfert ne sont pas obtenues si on ne considère que les quadripôles composés de dipôles résistifs,
 - les configurations en π et en T conduisent aux mêmes structures minimales (sauf pour le CVT),

- deux impédances au plus permettent la réalisation de tous les types de traducteurs (sous réserve que le quadripôle de réaction soit passif),
- les traducteurs synthétisés ici ont tous un point commun entrée-sortie.

Les traducteurs correspondant à des valeurs de Γ non réalisables à l'aide d'un nulleur bouclé par quadripôle passif peuvent être synthétisés par d'autres méthodes. Par exemple on utilisera la règle de composition en chaîne des traducteurs. Une autre possibilité consiste à insérer un quadripôle passif entre deux traducteurs : la figure 7 donne la réalisation d'un VVT de gain négatif ($G = -\frac{R_2}{R_1}$) par l'association d'un VCT ($Y = \frac{1}{R_1}$), d'un quadripôle réduit à une résistance ($z_{21} = -R_2$) et d'un VVT ($G = 1$).

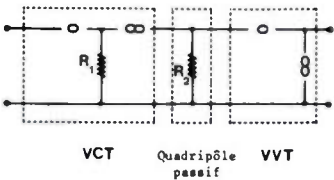


Fig. 7. — Exemple de synthèse d'un VVT de gain négatif ($G = -\frac{R_2}{R_1}$) par composition en chaîne.

4.3. Synthèse intuitive de quadripôles

Une synthèse des traducteurs par raisonnements directs est possible. Cette façon de procéder a l'avantage d'être applicable à tout quadripôle et conduit à des structures très diversifiées. Les règles à observer sont en nombre limité et la méthode fait largement appel à l'intuition.

Pour un traducteur il faut assurer, avant de réaliser un transfert entrée-sortie, des impédances d'entrée (Z_e) et de sortie (Z_s) idéales : le nulleur ($v = 0, i = 0$) se prête par excellence aux conditions imposées à l'entrée puisqu'une impédance d'entrée sera nulle ($Z_e = \frac{v_1}{i_1}$) si v_1 est forcé à une valeur nulle, donc si un nulleur est placé en parallèle sur l'entrée. De même une impédance d'entrée infinie sera réalisée si le nulleur est placé en série avec l'entrée (fig. 8a et b).

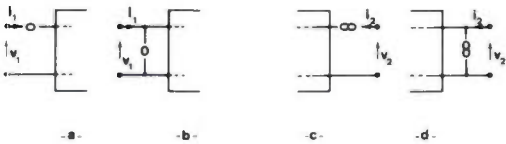


Fig. 8. — Réalisation d'une impédance d'entrée ; a) infinie et b) nulle, d'une impédance de sortie ; c) infinie et d) nulle pour la synthèse intuitive de traducteurs.

Soit à synthétiser, par exemple, un CVT ; ce dernier sera caractérisé par $\frac{v_2}{i_1} = Z, Z_e = 0, Z_s = 0$. Il doit donc présenter un nulleur en parallèle sur l'entrée, un nora-teur en parallèle sur la sortie. Le système de traduction du courant d'entrée en une tension est une impédance Z connectée entre les points 1 et 2 (fig. 9) ; elle est donc parcourue par le courant injecté $i_1 = I$, et celui-ci

est traduit en une d.d.p $v = -Zl$; puisque 1 est à un potentiel nul, la tension v se retrouve en $v_2 = -Zl$. Le circuit étant synthétisé, une analyse doit permettre de confirmer qu'il s'agit bien du CVT désiré.

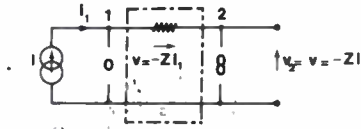


Fig. 9. — Exemple de synthèse intuitive d'un CVT.

L'utilisation de nulleurs pour la représentation et donc la synthèse de circuits actifs n'est pas limitée au cas des traducteurs. La figure 10 donne un exemple de configuration simple de convertisseur.

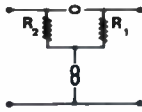


Fig. 10. — Synthèse d'un INIC de coefficient de conversion $K = \beta = -\frac{R_2}{R_1}$.

5. CONSIDÉRATIONS SUR LA NOTION D'AMPLIFICATION

Dans les exposés classiques sur l'électronique, la notion d'amplification est souvent introduite empiriquement à travers l'étude de montages simples. Bien que très concrète, la méthode a pour défaut de dissimuler l'aspect essentiel de traduction parmi d'autres aspects qui n'en sont bien souvent que des conséquences.

A cet aspect « circuit » de l'amplification s'associe bien sûr le problème énergétique : l'amplificateur réalise un transfert d'énergie d'une source d'alimentation continue à une charge, ce transfert étant « modulé » par une grandeur caractéristique de la source de signal. La figure 11 représente le bilan énergétique de ce transfert : la source d'alimentation continue fournit la puissance P_a , la source de signal fournit P_e à l'amplificateur ; la puissance dissipée dans la charge est P_u et les pertes internes à l'amplificateur P_p . Le gain en puissance

G_p se définit par $G_p = \frac{P_u}{P_e}$, mais la fonction d'amplification ne peut pas être caractérisée par $G_p > 1$, bien que cela soit souvent le cas. Le gain en puissance d'un traducteur idéal en charge est infini.

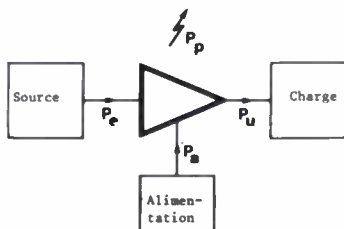


Fig. 11. — Bilan énergétique de transfert d'un amplificateur.

En pratique, la qualité d'un traducteur unidirectionnel réel doit se définir relativement aux impédances de source et de charge auxquelles il est associé. Par exemple un VCT réel d'impédance d'entrée Z_e et d'impédance de sortie Z_s , n'effectuera une « bonne » traduction que si l'impédance de source Z_g vérifie $Z_g \ll Z_e$ et si l'impédance

de charge vérifie $Z_c \ll Z_s$. Deux cas extrêmes sont alors à examiner :

1° Le traducteur est idéal, les conditions précédentes sont par définition vérifiées.

2° Le traducteur n'est pas idéal, mais les conditions d'attaque et de charge le sont ($Z_g = 0$ et $Z_c = 0$). Quelles que soient les imperfections du traducteur, la fonction de traduction est correcte.

Cette dernière remarque, bien que triviale, a une certaine importance pratique. On citera en exemple le cas d'un type courant d'« amplificateur de tension » dont la structure est celle d'un VCT de paramètre de transfert Y chargé par une résistance R (fig. 12). La tension d'entrée E est traduite en un courant $I = YE$. Le quadripôle constitué de la seule résistance R est attaqué par une source de courant et chargé par une impédance infinie. Il se comporte donc comme un « mauvais » CVT fonctionnant dans des conditions idéales en opérant la traduction du courant I en une tension $V = -RI$.

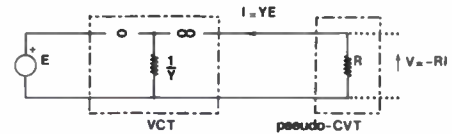


Fig. 12. — « Amplificateur de tension » de gain $G = -YR$.

L'ensemble traducteur-quadripôle passif doit alors être considéré comme un « mauvais » VVT de paramètre de transfert $G = -YR$.

Une comparaison des résistances d'entrée et de sortie respectivement à une résistance de source et une résistance de charge données permet de rattacher pratiquement un certain nombre d'amplificateurs à chacun des quatre types des traducteurs idéaux. Mais à cette classification échappe un élément singulier équidistant de ces traducteurs : l'amplificateur adapté pour lequel $R_e = R_g$ et $R_s = R_c$.

6. TRADUCTEURS OPÉRATIONNELS

Les structures qui vont être mises en évidence jouent un rôle fondamental en électronique linéaire.

Il faut se rappeler qu'un traducteur est un quadripôle à trois paramètres nuls, c'est donc une structure idéale. Par définition, un traducteur opérationnel est un traducteur dont le coefficient de transfert est infini (positif ou négatif). Ainsi, la matrice caractéristique d'un traducteur opérationnel de type VVT est donnée par :

$$\text{OVVT : } G = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \infty & 0 \end{bmatrix} \quad \text{soit} \quad T = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

De même :

$$\text{OVCT : } Y = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \infty & 0 \end{bmatrix} \quad \text{soit} \quad T = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{OCCT : } H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \infty & 0 \end{bmatrix} \quad \text{soit} \quad T = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{OCVT : } Z = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \infty & 0 \end{bmatrix} \quad \text{soit} \quad T = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'appellation « opérationnel » a été choisie par les auteurs par référence au cas de l'OVVT, dans lequel chacun aura reconnu l'amplificateur opérationnel idéal (noté AO).

La matrice de chaîne $[T]$ de tout traducteur opérationnel a tous ses éléments nuls, ce qui revient à dire qu'il n'existe qu'un seul circuit opérationnel limite de tout traducteur dont le paramètre de transfert tend vers l'infini. Toutefois les quatre approches (différenciées par le type de coefficient de transfert en particulier) rendent les réalisations pratiques des traducteurs opérationnels non seulement non idéales mais aussi à spécifications différentes.

Un nulleur est un quadripôle (fig. 13) dont la structure est définie par $v_1 = 0$, $i_1 = 0$, v_2 et i_2 totalement imposés par l'extérieur soit :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix}$$

Réciproquement tout quadripôle limite de circuit physiquement réalisable dont la matrice de chaîne est nulle est un nulleur.

La matrice de chaîne d'un nulleur est celle des traducteurs opérationnels; donc tout traducteur opérationnel a pour schéma équivalent un nulleur. Traducteur opérationnel et nulleur sont deux approches différentes d'un même concept.

La notion de traducteur opérationnel peut être étendue aux traducteurs non idéaux à condition qu'ils soient

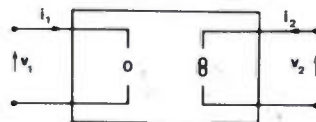


Fig. 13. — Le quadripôle nulleur et les traducteurs opérationnels sont diverses approches d'un même concept.

unidirectionnels; les relations générales de passage entre l'une quelconque des matrices ($[G]$, $[Y]$, $[H]$ ou $[Z]$) et la matrice $[T]$ sont de la forme

$$t_{ij} = \frac{1}{\gamma_{21}} \quad \text{ou} \quad \frac{\gamma_{11}}{\gamma_{21}} \quad \text{ou} \quad \frac{\gamma_{22}}{\gamma_{21}}$$

ou

$$\frac{\gamma_{11}\gamma_{22} - \gamma_{21}\gamma_{12}}{\gamma_{21}}$$

Ainsi, d'une part, tout traducteur unidirectionnel ($\gamma_{12} = 0$) dont le coefficient de transfert (γ_{21}) tend vers l'infini a pour limite un nulleur quelles que soient les valeurs de γ_{11} et γ_{22} non nulles. D'autre part si le coefficient de transfert est fini, l'approximation sera d'autant plus valable que les paramètres γ_{11} et γ_{22} seront faibles.

Il est à remarquer à ce propos que la définition classique de l'AO idéal : « gain en tension infini, impédance d'entrée infinie, impédance de sortie nulle » contient des redondances.

La 3^e partie « C. — Concrétisation et ouvertures » de cet article paraîtra dans le fascicule 4 d'avril 1977.

l'informatique

Système de communication et vocabulaire de l'entreprise

par **H. LESCA et J.-J. MAUGIS**

Préface de Pierre Berger

Cet ouvrage assez inhabituel chez les informaticiens, propose d'appliquer certains outils de linguistique à l'analyse de la gestion automatisée.

Dans l'introduction, les auteurs soulignent le domaine d'investigation, déjà très large, couvert par les méthodes du structuralisme, domaine qui va de l'étude des signaux du code de la route à l'analyse de l'image publicitaire.

Deux études sont présentées ensuite : la première situe l'informatique par rapport au progrès des systèmes de représentation élaborés par l'homme tout au long de son histoire. La seconde étude met en évidence le rôle de révélateur, notamment au niveau des relations dans l'entreprise, joué par l'informatique.

Cet ouvrage utilise un vocabulaire très accessible : il est donc ouvert aux informaticiens, aux organisateurs et à tous ceux qui s'intéressent aux développements de la civilisation de la communication.

Monographies de l'A.F.C.E.T. (Association Française pour la Cybernétique Economique et Technique).

120 p., 17 fig., 58 F (Prix au 15.1.77).

MASSON

120, bd Saint-Germain
75280 Paris Cedex 06

