

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

DEC 22 1977

l'onde électrique

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

Volume 57 n° **11** NOVEMBRE 1977

Volume 57, n° 11 NOVEMBER 1977

TRANSISTORS DE PUISSANCE

RELAIS A ÉLECTRET

LE BRUIT ÉLECTRIQUE (1^{re} partie)

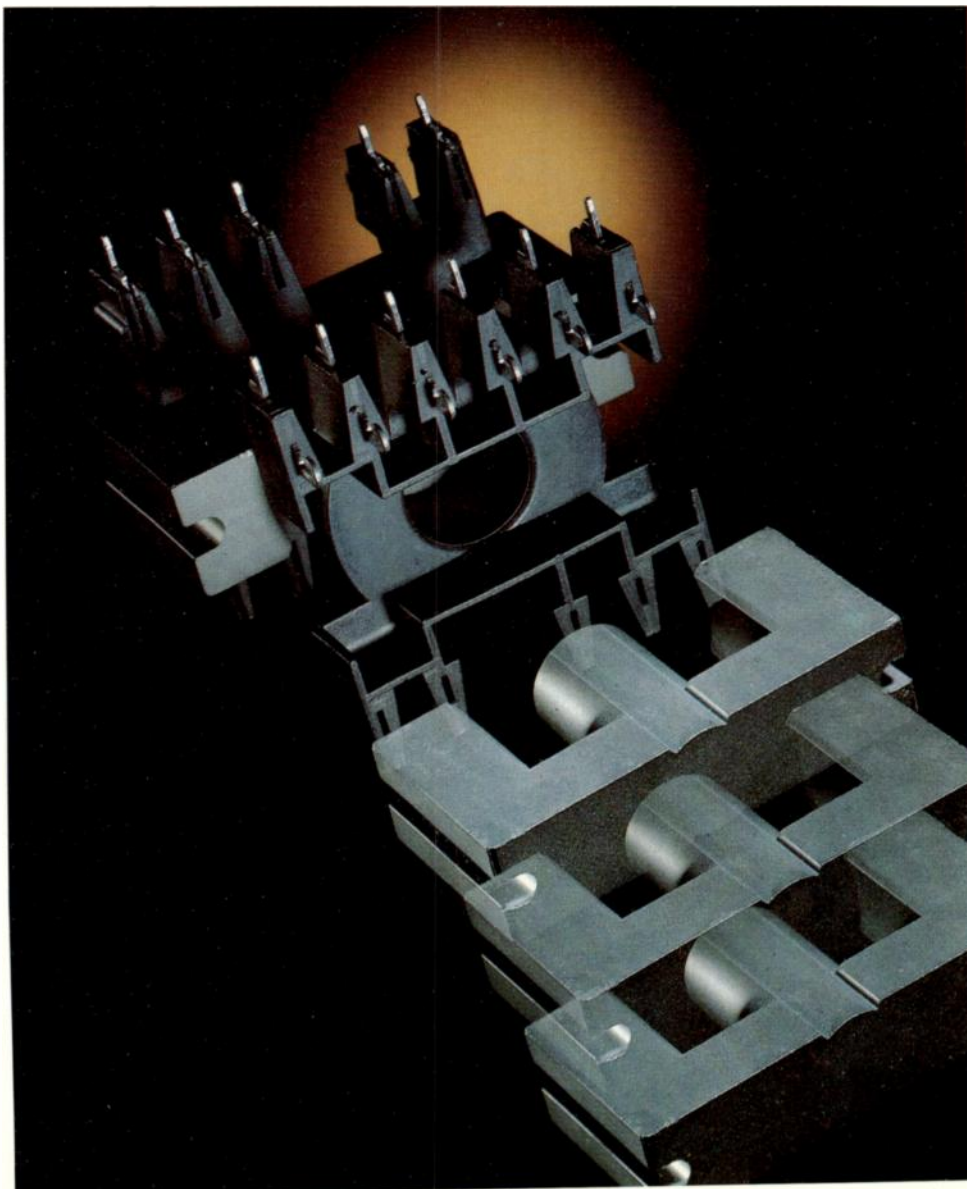
L'hétéroclite exposition à Wiesbaden

LOCATION:

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

RETENTION:

- ☐ Current year only
- ☐ Other _____



MASSON
Paris New York
Barcelone Milan

NOYAUX EC
Pour alimentations
à découpage.
RTC

La nature fait bien les choses



Chez les abeilles,
la communication est aussi perfectionnée
que la société est organisée.

Une autre façon de les concevoir

Cette autre conception est née de la technologie avancée et de la volonté d'entreprendre de LMT.

LMT a su prévoir les besoins du futur et le même esprit d'innovation anime chacune de ses divisions. C'est pourquoi, aujourd'hui LMT joue un rôle majeur tant en France que dans 80 autres pays, dans de nombreux domaines, tel celui des télécommunications.

La division Téléphonie a toujours su garder une longueur d'avance depuis la réalisation, en 1929, du premier central téléphonique parisien jusqu'à la mise en service de centraux commandés et contrôlés par calculateurs.

L'expérience acquise dans le domaine de la commutation a amené nos ingénieurs à mettre

au point des équipements destinés à améliorer la qualité du service offert aux usagers.

Le SIMAT, simulateur d'appels téléphoniques, commandé par ordinateur, permet de tester un central avant sa mise en service. Il contrôle le bon acheminement de 10 000 appels à l'heure.

LMT Division Téléphonie
46, quai Alphonse Le Gallo
92103 Boulogne-Billancourt
FRANCE
Tél. 608.60.00 - Télex 200 972



oe

COURRIER DES LECTEURS

Je viens de lire l'article de S. Lacharnay en réponse à une lecture, sur la dénomination des différentes ondes. On peut s'étonner de voir, suite aux conclusions de Lacharnay en bas de la page suivante : (p. 389, n° 6-7, juin-juillet 1977) « Mitsubishi Electric doit incessamment entreprendre la commercialisation d'un four à micro-ondes grand-public équipé d'un microordinateur à 8 bits ».

On devrait en conclure que ce four n'est autre qu'un four fonctionnant dans l'infra-rouge !!!

Et la page suivante, réclame pour RTC « des hyperfréquences industrielles. Transistors microondes de puissance de 1 à 4 GHz » !!! J'aimerais rappeler que ce qui importe dans une onde électromagnétique, c'est sa fréquence qui, elle, ne dépend pas en principe du milieu de propagation. Il faut donc abandonner la notion de longueur d'onde quand on veut caractériser une station d'émission, ou les bandes faisant l'objet des plans d'allocation.

D.R. Charles

RÉPONSE :

Pour des raisons historiques, la désignation des ondes présente depuis fort longtemps un manque de cohérence et d'homogénéité. L'emploi de qualificatifs relatifs ou de sigles est courant, ainsi il existe :

— *des fréquences* très basses, basses, hautes, très hautes, ultra-hautes, hyper, etc...

— *des ondes* longues, très longues, grandes, courtes, moyennes ou petites.

— *des bandes* A, B, C, D, E... à H, L, S, C, X, Ku, K...

Il serait effectivement souhaitable qu'une onde soit caractérisée par sa fréquence ou par sa longueur d'onde rapportée au vide.

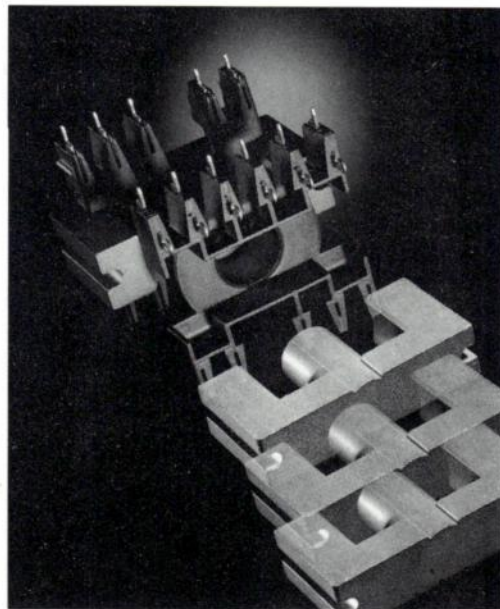
Ce problème ne concerne pas uniquement les ondes mais également l'informatique, la « microélectronique », etc.

La Rédaction

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.

Sur notre couverture :

NOYAUX EC POUR ALIMENTATIONS A DÉCOUPAGE



Les noyaux EC en matériau 3 C 8 ont été développés spécialement pour la réalisation des transformateurs et des inductances utilisés dans les alimentations à découpage.

La jambe centrale ronde facilite le bobinage des conducteurs de forte section et permet d'obtenir un bon couplage primaire/secondaire indispensable au découpage haute fréquence.

Le matériau 3 C 8 est un matériau à haute induction dont les pertes diminuent lorsque la température augmente ce qui a pour effet de stabiliser le transformateur en cours de fonctionnement.

Les noyaux EC existent en quatre versions :

EC 35	puissance utile	50 W
EC 41	puissance utile	100 W
EC 52	puissance utile	200 W
EC 70	puissance utile	500 W

Les carcasses existent en plusieurs versions (voir tableau ci-dessous). Elles sont réalisées en matériau auto-extinguible et sont munies de picots nécessaires à l'implantation sur circuits imprimés :

carcasse EC 35	11 picots	implantation horizontale
	13 picots	implantation horizontale
carcasse EC 41	9 picots	implantation horizontale
	9 picots	implantation verticale
carcasse EC 52	11 picots	implantation horizontale
	11 picots	implantation verticale
carcasse EC 70	15 picots	implantation horizontale
	15 picots	implantation verticale

R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC
130, av. Ledru-Rollin 75540 PARIS CEDEX 11,
tél. 355.44.99

Sagem ...



parce que les équipements numériques de bord sont affaire de spécialiste,

Service Photo MUSEUM

SAGEM


Système de N, limite SAGEM SNL 10

et parce que c'est justement une des spécialités de SAGEM. SAGEM, par ses études, développements et fabrications de calculateurs numériques embarqués, mémoires à disque, électroniques d'interface et de transmission numérique, est dans les domaines du software et du hardware forte d'une expérience de plus de 20 ans unique en Europe.

Les techniques mises en œuvre par SAGEM garantissent aux utilisateurs des équipements d'une excellente fiabilité et d'une rentabilité élevée.

Un exemple : sur l'AIRBUS A300B, le système SAGEM de N1 limite, construit autour de l'unité de traitement (UTD), contrôle et commande les réacteurs.

SAGEM... parce que les équipements numériques de bord sont affaire de spécialiste.

SOCIÉTÉ D'APPLICATIONS GÉNÉRALES D'ÉLECTRICITÉ ET DE MÉCANIQUE
S.A. Capital 54.000.000 F. 6 avenue d'Iéna - 75783 PARIS - CEDEX 16
Département AÉRONAUTIQUE - Tél. 723.54.55 - Telex 611890 F

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

oe magazine

- 621 **Courrier des lecteurs**
- 626 **Télex**
- 629 **Événement**
- 633 **Informations générales**
- 633 **Télécommunications**

oe magazine

- 636 **Composants**
- 638 **Mesure et instrumentation**
- 639 **Informatique**
- 639 **Grand public**
- 641 **Nouvelles économiques**

oe magazine

- 645 **Nouveautés techniques**
- 657 **Livres reçus**
- 662 **Analyses de livres**
- 663 **Activité des laboratoires**

oe magazine**Composants**

- 667 Applications nouvelles des transistors de puissance. Introduction.
J. M. PETER

- 668 Les alimentations à découpage : un marché croissant.
J. P. RICOUARD

Grâce à leurs performances intéressantes, les transistors de puissance sont de plus en plus utilisés dans les circuits de puissance. Les applications concernent essentiellement les alimentations à découpage dont le marché est croissant.

- 672 Évolution et perspectives des transistors de puissance utilisés en conversion d'énergie.
R. GICQUEL

- 679 Convertisseurs continu-continu, nouvelles perspectives. C. R. POIRSON

- 684 Alimentation moyenne puissance à sorties multiples. G. GUERMEUR

Les dispositifs de commutation à électret utilisent le principe récemment découvert de l'instabilité mécanique d'un électret placé entre les armatures d'un condensateur.

- 688 Les dispositifs de commutation à électret.
D. PERINO, J. LEWINER et G. DREYFUS

Télécommunication

La France en coopération avec la Belgique a développé un réseau de télécommunications militaires moderne, baptisé RITA. Ce système présente un certain nombre de caractéristiques originales : maillage du réseau, diffusion d'appels, commutation numérique, etc...

- 694 Les réseaux intégrés militaires. P. MARY

Formation continue

- 699 Le bruit électrique I : processus aléatoires (1^{re} partie).
A. CHOVET et P. VIKTOROVITCH

RÉDACTION

SEE, 48, rue de la Procession, 75015 Paris
Tél. : 567.07.70
Telex 200565

Rédacteur en chef : D. HALPERN.
Adjointe au Rédacteur en Chef : E. RUTMAN.
Secrétariat : B. BREDAS.

Comité de l'Onde Électrique
Président : Y. ANGEL, Professeur au CNAM.
Vice-Président : M. THUÉ, Ingénieur général des Télécommunications au CNET.

Comité de lecture
Président : G. PAYET, PTT (Tél. 645.40.69).

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

- 621 Letters
- 626 Telex
- 629 Events: The MEDE
- 633 Moving around
- 633 Telecommunications

oe magazine

- 636 Components
- 638 Instrumentation
- 639 Computers
- 639 Consumer electronics
- 641 Economical news

oe magazine

- 645 Technical news
- 657 Books received
- 662 Books review
- 663 Laboratories activity

oe magazine

Components

- 667 New applications of power transistors, Introduction. J. M. PETER
- 668 Switched mode power supplies: a growing market. J. P. RICOUARD
- 672 Evolution and perspectives of switching power transistors. R. GICQUEL
- 679 DC/DC converters, new perspectives. C. R. POIRSON
- 684 Forward converter with multiple outputs. G. GUERMEUR
- 688 Electret switching devices. D. PERINO, J. LEWINER and G. DREYFUS

Thanks to their good general performances, power transistors are more and more used in power designs. A typical application is the switching mode power supply.

Electret switching devices are based on the recently discovered principle of mechanical instability of an electret placed in a condenser.

Telephone

- 694 Military integrated network. P. MARY

France and Belgium have developed in cooperation an advanced military integrated telecommunication network. This system presents original features: netted structure, digital switching, call diffusion routing.

Educational paper

- 699 Electrical noise I: Random processes. A. CHOVET and P. VIKTOROVITCH

EDITORIAL MATTERS

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

Editor-in-Chief: D. HALPERN,

Editorial assistant: E. RUTMAN.

Secretary: B. BREDA.

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
(Tel. 645.40.69).

Subscription: 3rd 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 Meacham Ave., Elmont, N.Y. 11003.

ADVERTISING

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

Michel J. LEROY, Advertising Director.

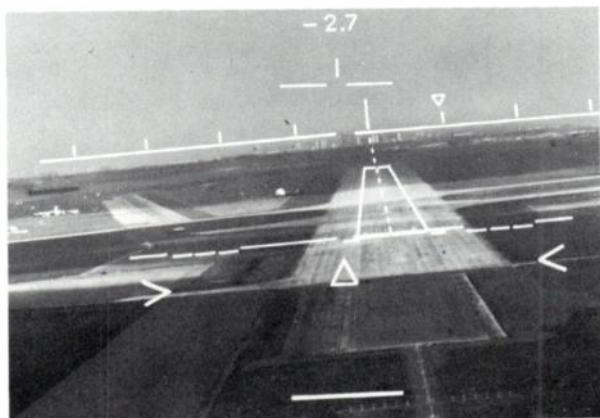
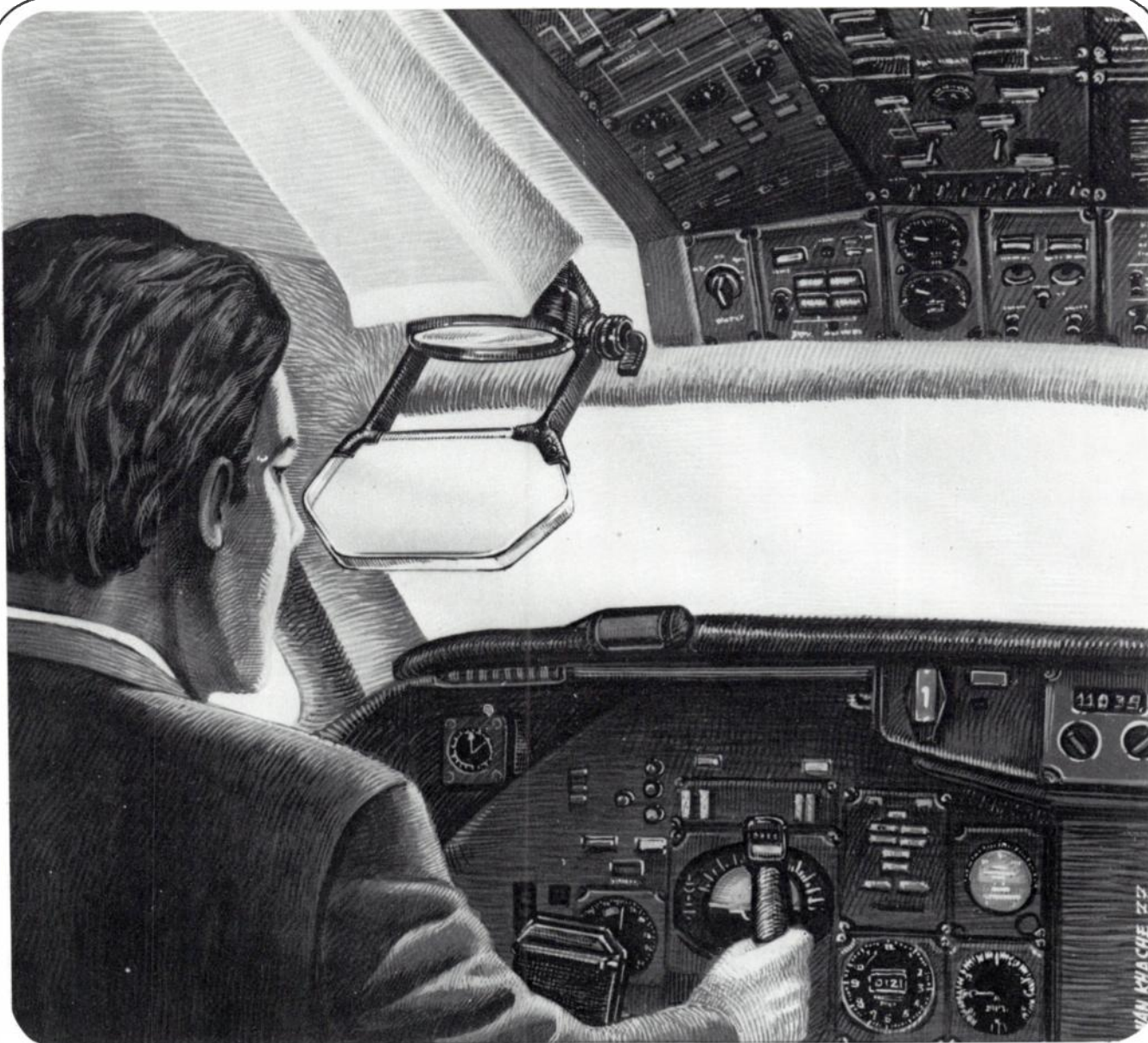
Alain BUISSON, Advertising Manager.

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



PITAC

PILOTAGE DE LA TRAJECTOIRE
AU COLLIMATEUR



THOMSON-CSF

DIVISION ÉQUIPEMENTS AVIONIQUES
52, RUE GUYNEMER / B.P. 56 / 92132 ISSY-LES-MOULINEAUX FRANCE / TÉL. : (1) 645 21.55

3153

Service Lecteur : inscrivez le n° 906.


TELEX

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

INFORMATIONS GÉNÉRALES

Le groupe britannique **Thorn Electrical** a demandé à ce que ses titres soient admis aux bourses de Paris, Francfort, Düsseldorf et Amsterdam.

TELECOMMUNICATIONS

Un contrat d'étude a été attribué au **British Post Office** par les Postes et Télécommunications de Libye. Ce contrat porte sur l'étude, la définition d'un réseau national de télécommunication par câbles.

La **CGCT**, filiale française du groupe ITT, a pris une participation de 79 % dans le capital des Etablissements Henri Pouyet (790 personnes ; chiffre d'affaires en 1976 voisin 100 MF). Rappelons que les Etablissements Henri Pouyet sont spécialisés dans la fabrication de matériels de raccordement téléphoniques et de protection.

Codex Corporation (USA) fournira à la Overseas Fixed Telecommunication Services (GB) filiale de la British Airways, des calculateurs de réseau série 6 000 et des modems rapides de la série LSI. Le montant de la commande s'établit à 1 M\$.

Comtech Laboratories Inc fournira au Satellite Business System (SBS) une station terrestre de télécommunications par satellite qui sera implantée à Research Triangle Park (Caroline du Nord USA). Le montant du contrat s'établit à 0,75 M\$.

La **General Datacomm Industries Inc** vient d'acquérir une usine à Danbury (Connecticut, USA).

Selon les termes d'un accord récemment conclu entre les deux firmes américaines, **Harris Corporation** va acquérir la ligne de produits de radiocommunications mobiles de la division Aerospace de Martin Marietta.

Le Paraguay est devenu le 97^e pays membre de l'**Intelsat**.

En 1976, **International Aeradio Ltd** a réalisé un chiffre d'affaires de 75 M\$ (+ 114,3 %) et un bénéfice avant impôts de 5,7 M\$ (+ 171,4 %).

L'**ITT** et l'**United Telecommunications Inc** se sont associés pour répondre à l'appel d'offres de l'Arabie Saoudite, portant sur l'extension du réseau téléphonique du pays qui doit passer de 0,19 à 0,66 M de lignes.

Selon les termes d'un accord intervenu entre la Comsat General Corporation et la KKD (Administration japonaise des télécommunications internationales), une station terrestre **Marisat** de télécommunications mari-

times par satellite sera construite au Japon. Ce sera la première station Marisat à être construite hors des Etats-Unis.

La firme britannique **Nolton Communications** fait son introduction dans le secteur du contrôle de réseau de transmission de données en présentant une série de modules et d'équipements destinés à ce secteur.

La **North Electric Company** fournira à l'Administration des Postes et des Télécommunications de Zambie des équipements de commutation NX 1 E pour un montant de 13,6 M\$.

Plantronics Inc, du groupe Frederick Electronics, fournira à l'Administration des télécommunications d'Argentine l'ENTEL, quatre autocommutateurs télégraphiques électroniques ELTEX et soixante-quinze multiplexeurs de concentration ELCOM (Electronic CONcentrating Multiplexer). Le montant du contrat s'établit à 5,1 M\$.

Plessey développe actuellement pour le compte de l'Armée britannique, un système mobile de transmission de l'information baptisé WAWELL. La phase initiale de l'étude aura coûté 2 M\$ et les premiers essais du système doivent prochainement commencer.

Pye Business Communications (GB), du groupe Philips, enregistre deux commandes britanniques de central téléphonique privé modèle UH 200 l'une pour le London Hospital, l'autre pour la Northern Foods. Le montant de chacune des commandes s'établit à 36 000\$.

Racal Communications fournira aux PTT de Belgique des récepteurs de commande à distance des installations de radiocommunications maritimes.

Radio Suisse et Air Navigation Services ont mis en place un nouveau service de transmission de données baptisé DATAC, qui permettra aux abonnés suisses d'être reliés aux réseaux Tymnet et Telenet.

La NASA a octroyé un contrat à **RCA American Communications Inc**, pour la mise à la disposition de quatre liaisons de télécommunications par satellite pour le programme de «Navette Spatiale» et le système TDRSS (Tracking and Data Relay Satellite System).

Technology for Communications International fournira à l'Armée suédoise des antennes de réception à cadre.

COMPOSANTS

Control Data Corporation a vendu sa division «Connecteurs» à la firme américaine

Elfab Corporation. La vente inclut la cession de l'usine de Westlake Village en Californie (6 300 m²).

Le fabricant britannique de piles électrochimiques, **Ever Ready**, a cédé pour un montant de 10,8 M\$, à Mallory les participations de 25 % qu'il détenait dans les filiales communes européennes des deux groupes : Mallory Batteries Ltd (GB) ; Mallory Batteries SA (B) ; Mallory Holdings BV (NL).

Digital Equipment Corporation a retenu le microprocesseur MOS Complémentaire 6 100 d'**Intersil** pour la réalisation de son équipement terminal «intelligent», le DEC System 78.

Monsanto a réduit d'environ 10 % le prix des tranches de silicium de 100 mm et de 3" de diamètre.

Un accord est intervenu entre Motorola et AMI selon les termes duquel Motorola acquiert les lignes de production de dispositifs d'affichage à cristal liquide d'AMI. Les équipements concernés des usines d'AMI de Sunnyvale (USA) et de Taichung (Taïwan) seront donc cédés à Motorola. Le montant de la transaction n'est pas connu.

MESURE

L'exposition britannique **IEA** restera biennale. Rappelons que la prochaine IEA doit se tenir du 13 au 17 mars 1978 à Birmingham.

Racal fournira au Post Office britannique une centaine de fréquencemètres numériques qui seront utilisés pour la détection de parasites radioélectriques.

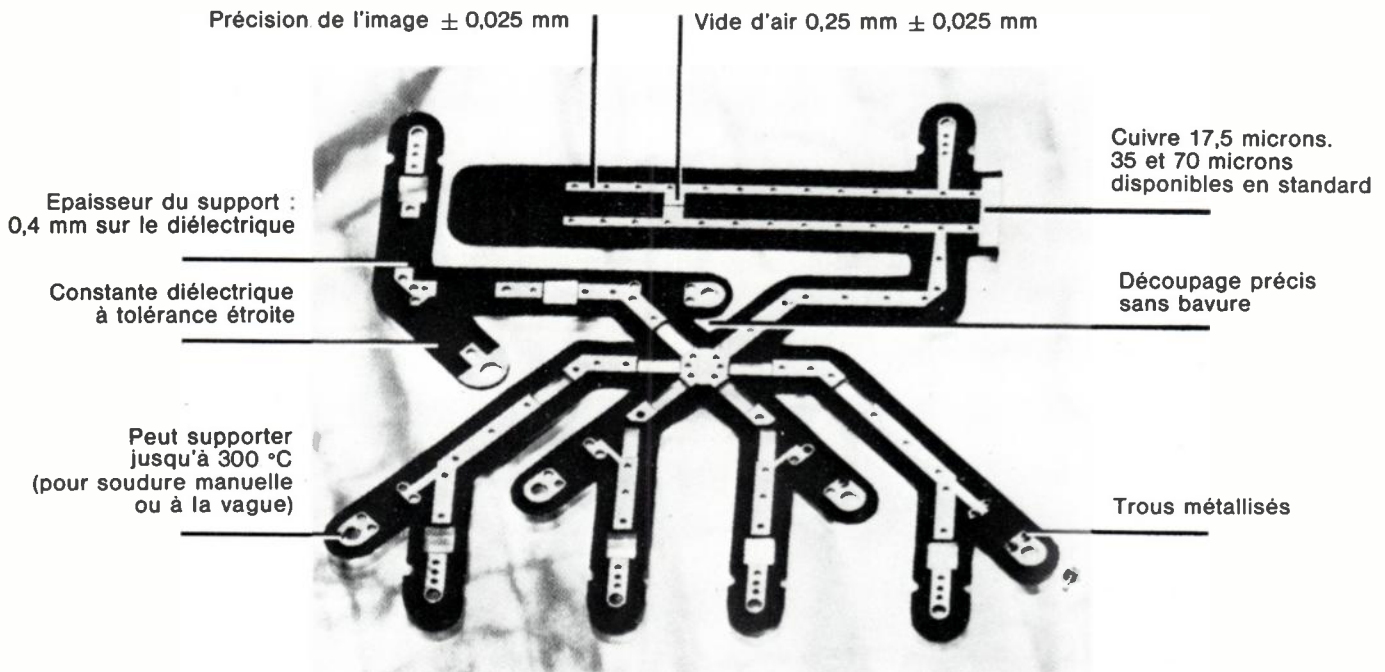
INFORMATIQUE

Au cours du premier trimestre de l'exercice fiscal qui sera clos au 30 juin de 1978, **Centronics** a réalisé un chiffre d'affaires provisoire de 15,286 M\$ (+ 23,3 %) et un bénéfice net provisoire de 3,083 M\$ (+ 5,6 %).

La firme américaine **Ramtek** a implanté une filiale commerciale à Francfort/Main (Allemagne Fédérale). Rappelons que Ramtek est spécialisé dans la fabrication de systèmes de traitement d'images.

Un accord de principe a été conclu entre les deux firmes américaines concernées pour le rachat par Xéros de **Shugart Associates**. Rappelons que Shugart est un important fabricant d'équipements de péri-informatique et notamment d'unités à disques souples.

Connaissez-vous d'autres supports pour circuits hyperfréquences autorisant ces performances ?



RT/duroid®

5870 constante diélectrique : $2,35$ à 10 GHz
 5880 constante diélectrique : $2,20$ à 10 GHz
 très faible perte

Ces supports sont disponibles dans toutes les épaisseurs standard de $0,25$ mm à $3,2$ mm

® Marque déposée de Rogers Corporation

276

Mektron-France

9, allée des Jachères - SOFILIC 416
 94263 - FRESNES Cedex
 Téléphone : 668.10.25 - Télex : 260719

Service Lecteur : inscrivez le n° 907.



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



L'hétéroclite exposition de Wiesbaden

La deuxième exposition internationale d'électronique militaire, «Military Electronics Defence Expo» qui s'est tenue en Allemagne Fédérale du 27 au 29 septembre dernier, aura, dans une certaine mesure, rempli les objectifs assignés par l'organisateur et, à ce titre, aura été un succès. Pour les participants, son ambiguïté originelle n'a fait que croître.

C'est dans le cadre verdoyant d'une station thermale allemande, capitale de la Hesse, que la deuxième «Military Electronics Defence Expo» (MEDE) aura eu lieu à Wiesbaden. Organisée par une société privée américaine, Kiver Communications, cette manifestation aura été, au plan des chiffres et des statistiques, un succès.

commercial : tous les composants, sous-ensembles, équipements exposés sont proposés à la vente et par conséquent ne sont plus classifiés. De ce fait cette manifestation ne reflète pas l'état de l'art en matière d'équipements électroniques militaires, mais plutôt l'état du marché.

nationales dont celles de Satory et de Cologne, qui auront mis à rude épreuve les budgets de promotion des sociétés.

Les visiteurs : des techniciens ?

Pour le visiteur, la saturation aura été moins sensible, car il semblerait que la MEDE, par son caractère inhomogène, s'adresse plus au concepteur d'équipements militaires et moins à l'acheteur. Les délégations officielles étrangères qui se sont rendues à l'exposition auront, de ce fait, moins abordé les aspects financiers et plutôt les problèmes techniques.

La nature même de l'organisateur, une société privée mais commerciale, aura été à l'origine d'une certaine neutralité qui a dominé la manifestation. On peut toutefois remarquer que le pays d'exposition, l'Allemagne Fédérale,

Une exposition hétéroclite

Une caractéristique frappante et non nouvelle de cette exposition, est son caractère hétéroclite : la liste des «objets» exposés s'étend du simple composant passif militarisé au système d'armes complet. Ceci témoigne d'une ambition démesurée des organisateurs ou peut-être d'un souci de faire le plein d'exposants.

Cette manifestation aura également souffert de la proximité du Salon du Bourget et de certaines expositions



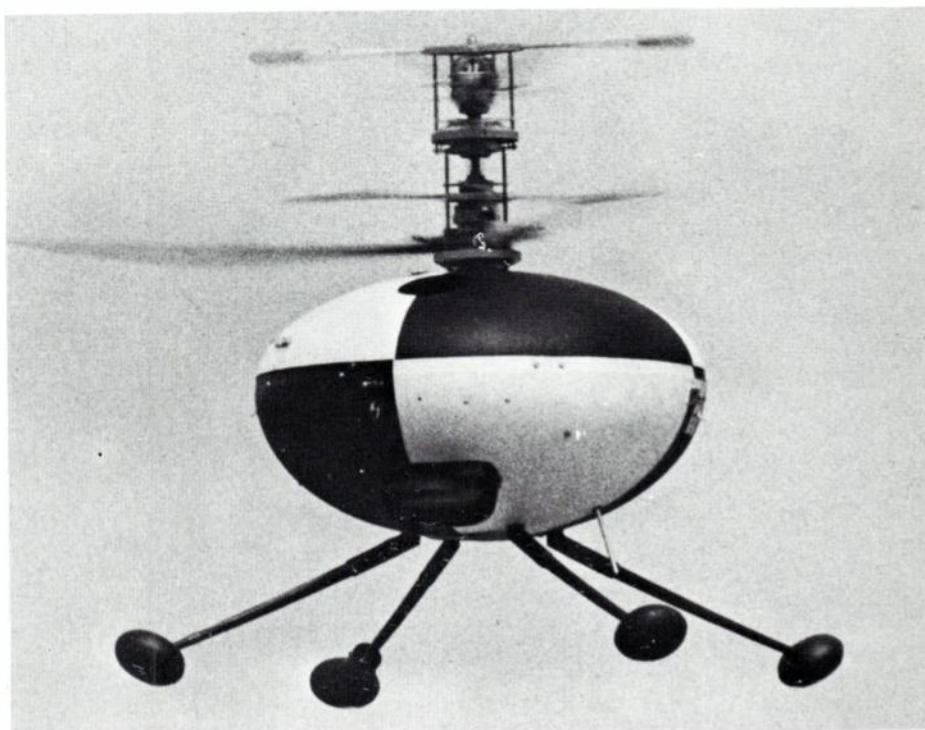
Télémètre laser avec chercheur de cibles installé dans le nez de l'avion Harrier (réalisation : Ferranti).

Un succès quantitatif

Au total, 440 firmes auront été représentées contre 305 l'an dernier ; la surface occupée par l'exposition se sera accrue en conséquence, passant de 2 100 à 3 200 m². Le nombre des visiteurs aura atteint 7 000 contre 5 200 en 1976. Néanmoins, comme nous le verrons plus loin, l'annonce de ce succès doit être accueillie avec un certain nombre de réserves.

Une exposition non classifiée

Il peut sembler surprenant, pour le profane, qu'une exposition d'électronique militaire soit ouverte au public. L'électronique, cœur des équipements militaires ne ferait-elle plus partie du domaine classifié ? En réalité, la MEDE est une exposition à caractère



Système «Vista» de surveillance et d'acquisition de cible, par hélicoptère miniature télécommandé (réalisation : Westland Helicopters).

L'insaisissable satisfaction

La satisfaction des exposants aura été très inégale. En fait, cette exposition n'a pas d'équivalent dans le monde et les comparaisons sont difficiles, d'autant plus qu'elle a acquis d'emblée ce caractère sans unité qui déconcerte beaucoup d'exposants. Il est probable que ces exposants s'appuieront sur d'autres éléments et notamment sur les résultats statistiques.

Un an pour juger

En réalité, le succès apparent et quantitatif de la MEDE 1977 aura été le résultat conjoint de l'important effort de promotion accompli par ses organisateurs et du succès réel de la précédente et première manifestation. Pour avoir une appréciation réelle de l'exposition de cette année, il faudra donc attendre les résultats statistiques de la prochaine MEDE qui se tiendra à Wiesbaden, du 3 au 5 octobre 1978. A ce titre, il serait bon que cette manifestation internationale se tienne dans un pays différent chaque année.

D. HALPERN



Faisceau hertzien militaire léger (réalisation : Thomson-CSF).

rale qui représente pour les sociétés américaines et leurs filiales allemandes un marché important, aura donné une certaine teinte à l'exposition ; celle-ci ayant été dominée par une forte présence américaine.

minutes, puis ressortant, le conférencier gêné par ces mouvements incessants ressemblait plutôt à un mauvais «camelot». Il serait important qu'un calendrier horaire des conférences soit fourni aux personnes intéressées et soit strictement respecté.



«Equinox» système de navigation OMEGA (réalisation : Crouzet-Serel).

L'absence relative de la France

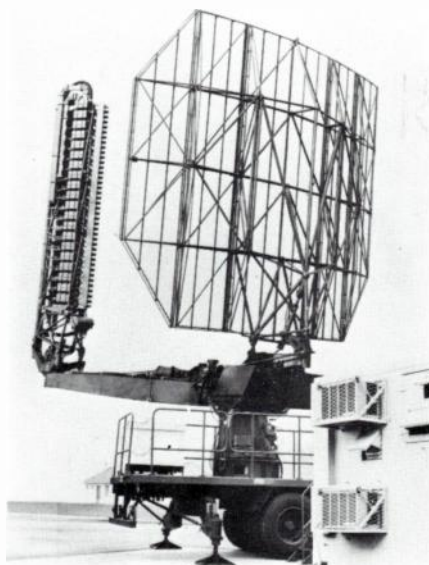
La France était représentée par 8 exposants seulement, ce qui n'est pas conforme à la place que ce pays occupe parmi les fournisseurs d'équipements militaires dans le monde. Il est possible que les divers observateurs dépêchés par les sociétés françaises absentes, engagent leurs firmes à être présentes l'année prochaine.

Les conférences :

Parallèlement à l'exposition, se tenait une série de conférences, dont les thèmes abordés semblaient intéressants. On peut regretter que certaines conférences qui devaient traiter de sujets particulièrement intéressants, aient été annulées, au dernier moment pour des raisons de secret. Il faut également noter le désordre apparent qui régnait dans certaines salles de conférences, les auditeurs restant quelques

Un bilan technique difficile

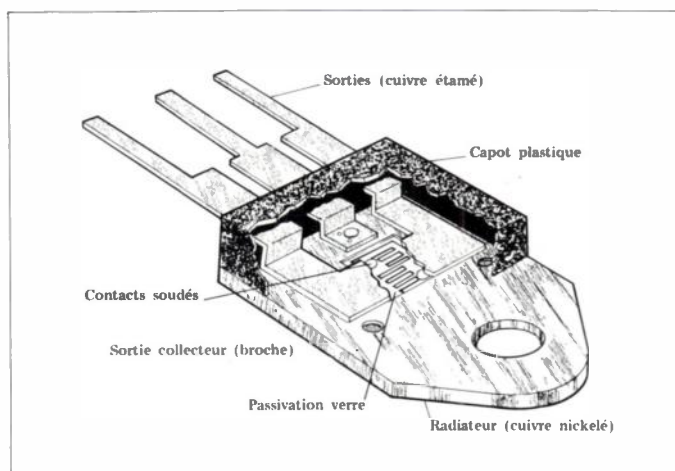
Au plan technique, il s'avère très difficile et ambitieux de vouloir faire un bilan en raison même du caractère hétéroclite de l'exposition. Notons néanmoins les grands pôles d'intérêts : l'optronique, les contre-mesures radar, les télécommunications tactiques et également les engins de surveillance des champs de bataille sans pilote.



Radar tridimensionnel à balayage électronique Thomson-CSF TRS 2215. (Cliché Thomson-CSF).

Economie, Fiabilité, Performances

Un boîtier puissance plastique standard



Economie

Le procédé d'encapsulation plastique des composants de puissance apporte aux utilisateurs une économie importante. Le boîtier plastique coûte moins cher que le boîtier métallique à caractéristiques thermiques équivalentes. De plus le procédé de fabrication des composants en plastique est complètement automatisé ce qui réduit considérablement la part du coût de la main-d'œuvre et permet une production de masse.

Fiabilité

Le procédé de fabrication apporte aussi aux utilisateurs un gain appréciable de fiabilité. Les risques de panne sont réduits car l'utilisation de billes pour les connexions permet l'élimination des fils et l'amélioration de la tenue aux chocs thermiques et aux vibrations. Le boîtier plastique rempli d'époxy évite les contraintes du moulage par transfert ; enfin, un radiateur en cuivre nickelé améliore la conductibilité thermique.

Performances

Les composants de puissance en plastique ont maintenant des performances que vos applications demandent. De nombreux dispositifs TIP de notre gamme de produits ont des caractéristiques en tension VCEO supérieures à 400 volts. D'autres sont capables de débiter 25 Ampères en continu. Les boîtiers TO3 plastique ont une puissance de dissipation de 125 watts à température ambiante. Ces performances vous pouvez les vérifier en utilisant les composants de puissance en plastique de Texas Instruments. Vos équipements coûteront moins cher, leur fiabilité sera meilleure et toutes vos applications seront concernées par nos boîtiers en plastique.

Texas Instruments France, La Boursidière
RN 186 - 92350 Le Plessis Robinson
Tél. 630.23.43



TEXAS INSTRUMENTS

FRANCE



traduction :

***“le seul système autoconvergent
totalement intégré,
réglé définitivement à la fabrication”***

Le système P.I.L. (Precision In-Line), développé et fabriqué par Vidéocolor depuis plusieurs années, est le premier système autoconvergent intégré, réalisé par l'association d'un tube avec le jeu de déflexion et les unités de pureté et de convergence.

Le système P.I.L. assure par sa précision la convergence des faisceaux électroniques sans le moindre réglage de la part du constructeur ou du revendeur de téléviseurs couleur. C'est le seul système qui soit définitivement réglé lors de sa fabrication.

Avantages du système P.I.L.

Les avantages de ce système sont pour vous d'un grand intérêt. En supprimant tous les réglages de pureté et de convergence, les risques de dérèglement disparaissent du

même fait : la convergence reste précise et stable dans le temps.

D'autre part, les téléviseurs équipés de ce système comportent moins de composants : cette simplification technique les rend plus fiables. Votre service après-vente en sera facilité.

**Cette étiquette est une garantie
pour vous et pour vos clients.**

Conscientes de ce réel progrès, plusieurs grandes marques européennes en Allemagne, en France et en Scandinavie notamment, équipent leurs appareils avec le système P.I.L. En choisissant un téléviseur couleur portant le label P.I.L., vos clients ne passeront pas à côté d'un progrès essentiel.



videocolor S.A.

Périsud-7, boulevard Romain Rolland
92128 Montrouge Cedex - France - Tél. 657 13 31



INFORMATIONS GÉNÉRALES

Le consultant américain **Creative Strategies Inc.** et la société d'études et d'édition **Business International Corporation (USA)** ont fusionné de manière à étendre leurs activités à l'étranger.

Au cours du premier semestre de 1977, la société **Crouzet France** a réalisé un chiffre d'affaires de 252,6 MF (+ 14,2 %) et un bénéfice net de 8,588 MF (+ 125,9 %). Pour sa part, le groupe Crouzet enregistre, au cours de la même période, les résultats suivants :

- chiffre d'affaires :	363 MF
	(+ 14,2 %)
- bénéfice net :	12,890 MF
	(+ 118,7 %)

Litton Industries fournira à l'Olympic Maritime (MC) un système automatique de contrôle de charge destiné à équiper un navire de la flotte Onassis. Ce système dont le coût sera de 0,27 M\$ et qui comprend un calculateur central couplé à un système d'acquisition de données, permet d'assurer la stabilité du navire lors des opérations de chargement et de déchargement.

Medtronic France, filiale française de la société américaine spécialisée dans la fabrication de stimulateurs cardiaques et d'équipements biomédicaux, va implanter une unité de production à Fourmies (France).

Depuis le 7 septembre 1977, les actions ordinaires et les obligations **Memorex** sont

à nouveau cotées à la Bourse de New York. Rappelons que les titres Memorex avaient été radiés en juillet 1973 de la Bourse de New York, à la suite d'une crise qui avait secoué la société américaine.

Le capital du groupe **Thomson-Brandt** va être porté de 490 296 000 à 588 355 200 F par incorporation des primes et de réserves.

La participation de Thomson-Brandt dans **Thomson-CSF** va être ramenée à 45 % après distribution gratuite d'actions (pour 57,348 MF). Rappelons que cette participation était de 50,2 % avant la reprise de Silec-Semiconducteurs par Thomson CSF.



TÉLÉCOMMUNICATIONS

DANS LES USINES

GTE Lenkurt a présenté sous la référence 263 A, un nouveau modem permettant la transmission de données sur ligne à 2 ou 4 fils, en duplex intégral ou en demi-duplex, à des débits de 2,4 ; 4,8 ; 9,6 ou 56 k bits/s. Cet équipement est essentiellement destiné au marché américain, mais une version conforme aux recommandations du CCITT doit prochainement être introduite.

Hitachi introduit sous la référence FP-1020 une caméra couleur portable équipée d'une mémoire numérique pour la balance noir et blanc. Cette caméra comporte trois tubes saticon et ne pèse que 7,25 kg, viseur électronique et poignée inclus ; sa résolution horizontale est de 500 lignes.

La **Nippon Electric Company America** va implanter à Irving près de Dallas (Texas, USA), une usine de fabrication d'autocommutateurs téléphoniques électroniques privés et de postes téléphoniques à clavier destinés au marché américain. Cette usine dont la superficie sera de 5 400 m² emploiera 200 personnes ; sa mise en service est prévue pour la fin du 1er semestre de 1978.

La **Nippon Electric Company** introduit sous la référence NECREED, une série de matrices de points de croisement utilisant la technologie contact à tiges et destinées à la commutation téléphonique ou télégraphique. Cette série comporte des matrices 4 x 4 ; 8 x 8 bipolaires ou quadripolaires.

Nolton Communications Ltd (GB) a acquis auprès de la General Electric Corporation (USA) la licence de fabrication et de vente pour l'Europe d'un modem à très haut débit (250 k bits/s, 330 à 512 kHz). Cet appareil est conforme aux recommandations du CCITT.

Plessey Avionics and Communications Ltd introduit une nouvelle famille de récepteurs de radiocommunications, baptisée série PR 2250 (10 kHz à 30 MHz par bonds de 10 Hz ; modulations : onde entretenue, amplitude, bande latérale unique, bande latérale supérieure, bande latérale inférieure, manipulation de fréquence). Ces appareils font appel à la technologie des circuits intégrés et au principe de la synthèse de fréquence ; la valeur de la fréquence d'accord est affichée sur un dispositif numérique à diodes électroluminescentes.



Système ami-ennemi embarqué sur véhicule terrestre, navire ou hélicoptère, modèle IFF 875 (Réalisation COSSOR)

La firme britannique **Redifon Telecommunications** s'apprête à fermer son usine de Cwmbran en Ecosse. Cette mesure qui affecte quelques 250 employés est destinée à « assainir » la situation financière de Redifon caractérisée par un déficit d'exploitation.

Texas Instruments Grande-Bretagne a développé sous la référence VDP 11 un décodeur pour les systèmes Viewdata et Teletext. Ce décodeur est construit autour du microprocesseur à 16 bits 9980. Rappelons que le Teletext est un service mis en place par la télévision britannique permettant de visualiser sur un téléviseur des informations alphanumériques insérées à l'émission, et que

Viewdata est un service téléphonique permettant la présentation d'informations alphanumériques sur un téléviseur. La dénomination commerciale du décodeur complet sera Tifax.

COMMANDES ET CONTRATS

Le radar de nez de l'avion militaire allemand - italien - britannique, Tornado sera construit, sous licence Texas Instruments, par un consortium de constructeurs des trois pays concernés conduit par **AEG-Telefunken**.

Le Centre de Recherches sur les Communications (CRC) par l'intermédiaire du Ministère des Télécommunications du Canada a attribué à la **Canadian Marconi Company** une série de contrats pour la fourniture d'un système MIC pour télévision couleur, et l'étude d'une méthode de traitement de signaux vocaux de manière à améliorer les radiocommunications en bande latérale unique. Le système MIC doit être utilisé pour la transmission de signaux de télévision en couleur sur fibres optiques. En ce qui concerne le système de traitement de signaux vocaux, rappelons que le CRC a développé une méthode de traitement baptisée Syncopex (Synchronized Compressor and Expander).

Comtech Laboratories Inc. fournira à la Corporation for Public Broadcasting (USA), une station terrienne de télécommunications par satellite qui sera implantée à Fairfax County (Virginie, USA). Le montant de la commande s'établit à 1,4 M\$.

La Telephone Authority de Singapour a commencé l'installation chez ses abonnés des premiers modems à 1 200 bits/s **Data Comm** commandés en 300 exemplaires.

E-Systems fournira à l'Air Force Space and Missile Systems Organization (SAMSO, USA), un quatrième sous-système de réception en ondes centimétriques, destiné au système de télécommunications navales par satellite Fleet Satellite Communications Systems (Fleet Sat Com). Le montant de la commande s'établit à 1,9 M\$.

Un ensemble de contrats totalisant la somme de 30 M\$ a été attribué à **GEC Telecommunications** par le Post Office britannique pour la fourniture d'équipement de commutation électronique TXE 4.

GEC Telecommunications Ltd fournira au Post Office britannique des équipements MIC à 30 voies, pour un montant de 2 M\$.

GTE Sylvania fournira à l'Armée de Suède un système de commutation à commande par programme enregistré modèle ETSS (Electronic Telecommunications Switching System). Le montant de la commande s'établit à 0,69 M\$.

Un contrat d'un montant de 21 M\$ a été adjugé par l'Arabie Saoudite à la firme américaine **Harris Corporation** pour la fourniture de 10 stations terriennes à antenne de 11 m de diamètre destinées au réseau national saoudien de télécommunications par satellite.

A la suite d'un appel d'offres, la Satellite Business Systems Inc (SBS) a retenu pour le système américain de télécommunications numériques par satellite, le modèle de satellite à stabilisation par rotation proposé par **Hughes Aircraft**; celui-ci sera donc commandé en trois exemplaires. Actuellement, SBS étudie les propositions concernant quatre prototypes de stations terriennes, dont deux à antennes de 5 m de diamètre et deux à antennes de 7 m. L'attribution définitive des contrats est attendue pour le début de 1978. Rappelons que la SBS appartient conjointement à Comsat General, à IBM et à la Aetna Life and Casualty.

Jeumont-Schneider a fourni aux PTT un autocommutateur temporel privé TLC 10 qui a été installé au siège des Directions des Enseignements Techniques et Administratifs des PTT (46, rue Barrault, 75013 Paris).

L M T, du groupe Thomson-CSF, fournira à la TELMEX, l'Administration mexicaine des PTT, 7 équipements de taxation centralisée ETC 10N, pour un montant de 14,3 MF.

L M T fournira aux PTT français 16 simulateurs d'appels téléphoniques SIMAT.

Marconi Communication Systems Ltd fournira à la Libye, des équipements de radio-communications d'aéroports de la série Marconi Fast Tuning qui seront installés à Tripoli et à Benghazi. Le montant du contrat s'établit à 9 M\$.

Un contrat initial d'un montant de 3,74 M\$ a été attribué par l'ESA à la firme britannique Hawker Siddeley Dynamics (HSD) pour l'étude initiale du satellite de télécommunication européen ECS (European Communications Satellite). Le montant total du contrat de développement atteindra 34,5 M\$. Rappelons que Hawker Siddeley



Émetteur - Récepteur pour télécommunications mobiles militaires, modèle VRC 538-T de la firme IRET. (20-70 ou 26-76 MHz ; 2000 canaux, FM)

est le chef de file du consortium Européen **MESH** chargé de la réalisation du projet. MESH regroupe les sociétés suivantes : Matra (F), ERNO (D Fédérale), SAAB-SCANIA (S), HSO, Aeritalia (I), Fokker-VFW (NL) et INTA (E).

Philips fournira à la Radio Télévision finlandaise, Oy Yleisradio pour 2,2 M\$ d'équipements de vidéo en couleur dont : 16 caméras LDK 25, 2 caméras LD 15, des équipements de mixage et de commutation, et 32 séquenceurs LDK 4210 SPG.

Philips a installé pour le compte du Ministère de la Sécurité Publique de Grèce, un système de télévision en circuit fermé équipé de 44 caméras LDH 105 pour le contrôle du trafic urbain.

Racal fournira au Ministère de la Défense britannique pour 14 M\$ d'équipements de radiocommunication en ondes métriques du type Clansman modèle UK-PRC 350 et 351.

Racal fournira à l'Egypte une usine clés-en-main de fabrication de matériels de radiocommunication qui emploiera plus de 200 personnes.

Racal fournira à un pays d'Afrique du Nord, dont le nom n'a pas été rendu public, pour 15 M\$ d'équipements de radiocommunication du type Clansman, de détection automatique de pannes, modèle CAFF (Computer Aided Fault Finder) et d'autocommutateurs téléphoniques. Les autocommutateurs qui seront fournis sont du type crossbar ils ont une capacité maximale de 40 lignes et sont fabriqués par la filiale S.G. Brown.

Racal Milgo a introduit sous la référence CVF 600, un système de surveillance et de contrôle des circuits de transmission de conversations et de données aboutissant à un maximum de six stations éloignées d'un réseau multilignes pour données.

RCA Government Communications Systems fournira à l'USA Navy des systèmes de radiocommunication supplémentaires destinés à l'avion de lutte anti sous-marine P-3 C. Le montant du contrat atteint 3,8 M\$.

La division Collins de **Rockwell International** fournira à la Tunisie onze émetteurs de 1 kW modèle HF 80, vingt-deux récepteurs HF 8050 et six véhicules émetteurs-récepteurs, modèle 718 V 2 B.

La division Collins de **Rockwell International** fournira à la Securities Industries

Automation Corporation (SIAC) deux autocommutateurs de messages modèle C 8500. Rappelons que la SIAC utilise déjà depuis 1972 un système C 8500.

La division Collins de **Rockwell International** fournira à la compagnie aérienne américaine Southern Airways, un système de distribution automatique d'appels à 180 positions pour un montant de 0,93 M\$.

La **SAT** fournira à la compagnie aérienne espagnole IBERIA, un système de réservation de place constitué par un autocommutateur temporel «Telcom 104» et une table de réservation de place réalisée par la société **L'Entreprise Téléphonique**.

La **Signalisation**, filiale de la CGCT, s'est vue adjuger un contrat d'un montant de 120 MF pour la fourniture et l'installation au Nigeria de câbles téléphoniques et télégraphiques enterrés et aériens. Cette commande s'insère dans le cadre de la réalisation d'un important contrat de télécommunications adjugé au groupe ITT par le Nigéria. Rappelons que la Signalisation qui est membre du groupe ITT depuis 3 ans, emploie 2 138 personnes et devrait réaliser en 1977 un chiffre d'affaires de 212 MF (+ 33,3 %).

L'Armée d'Allemagne Fédérale a choisi le système de navigation Doppler américain modèle AN/ASN 128 pour l'équipement de ses hélicoptères. Ce système développé par Singer-Kearfott sera fabriqué sous licence en Allemagne par la **Standard Elektrik Lorenz**, du groupe ITT.

La **Standard Elektrik Lorenz** fournira à l'Arabie Saoudite les équipements de navigation aérienne suivants : 16 balises VOR-S, 6 balises VOR-S Doppler et 13 systèmes d'atterrissage aux instruments ILS.

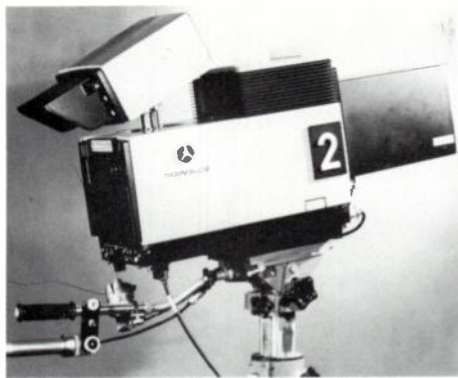
La **Standard Elektrik Lorenz** filiale allemande d'ITT, fournira à la Turquie six balises tournantes VOR-S à modulation de fréquence. Rappelons que les VOR-S (Visual Omni Range) sont des équipements de navigation aérienne.

Le câble sous-marin reliant les Iles Canaries (Espagne) à Camuri (Venezuela) a été mis en service le 12 octobre dernier. Réalisé et posé par la **Standard Telephone and Cables**, filiale britannique d'ITT, il aura coûté 70 M\$; sa capacité est de 1 840 circuits, sa longueur de 16 000 km.

La **Standard Telephones and Cables** fournira au Post Office britannique des systèmes MIC à 30 voies pour un montant de 2 M\$.

Thomson-CSF fournira à l'URSS des équipements de téléproduction et de télédiffusion en couleur destinés à assurer la couverture des prochains Jeux Olympiques qui auront lieu à Moscou en 1980. La commande porte sur les équipements suivants :

- 100 caméras couleur TTV 1515 ;
- 40 faisceaux hertziens mobiles ;
- 39 télécinémas couleur ;
- divers équipements : moniteurs d'image couleur, générateurs de caractères, générateurs d'effets spéciaux. Rappelons que l'URSS possède déjà 80 caméras couleur TTV 1515 et que le standard couleur soviétique est un SECAM.



Caméra couleur Thomson - CSF, modèle TTV 1515 commandé en 100 exemplaires par l'URSS.

Thomson-CSF fournira à l'Armée française cinq radars de détection à basse altitude ALADIN, dont la portée est supérieure à 100 km.

Le Crédit Lyonnais (F) a confié à la société **TRT** la réalisation d'un réseau de transmission de données qui doit relier trois centres informatiques de cette banque, aux agences principales du Crédit Lyonnais. En phase finale, le réseau comportera 1 200 modems à 2 400 bits/s et 50 modems à 9 600 bits/s.

Westinghouse fournira au Maroc un système complet de défense de l'espace aérien pour un montant de 200 M\$.

Le contrat attribué en juin dernier par la Côte d'Ivoire à la SAT (cf. OE août-sept. p. 470) pour la fourniture de faisceaux hertziens numériques a été élargi et son montant dépasse maintenant 10 MF. Le réseau comprendra désormais 20 stations «FHD 28».

En Europe, Sony met actuellement en place une organisation destinée à accroître ses ventes de matériels de téléproduction. Cette action portera essentiellement sur 10 produits, des magnétoscopes pour la plupart, conformes aux standards couleur PAL et SECAM. Le montant des ventes de Sony en matière d'équipements de téléproduction dans cette région du monde devrait être porté à 10 M\$ en 1977, puis augmenter rapidement. Rappelons qu'un accord commercial a récemment été conclu entre Sony et Thomson-CSF, selon les termes duquel Thomson-CSF serait chargé de la commercialisation de magnétoscopes 3/4" Sony parallèlement à la firme japonaise.

VIE DES SOCIÉTÉS ET RÉSULTATS FINANCIERS

Un protocole d'accord a été établi en vue de l'acquisition par l'ITT de la **North Electric**. (groupe United Telecommunications). Selon les termes de cet accord, l'acquisition doit intervenir avant la fin de l'année et United Telecommunications garderait la division Approvisionnement de la North Electric qui distribuera aux Etats-Unis et dans le monde des produits et matériels pour les

télécommunications. Rappelons que la North Electric est spécialisée dans la fabrication d'équipements de commutation électronique interurbains pour réseaux téléphoniques indépendants.

Matsushita Graphic Communications (J) et Visual Science Inc (USA) constituent actuellement aux Etats-Unis sous le nom de **Panafax Inc**, une filiale commerciale commune en matière d'équipements de télécopie. Les deux sociétés-mères, détiendront chacune 49 % du capital de Panafax et Matsushita Electric Industries 2 %. Rappelons que Matsushita et Visual Graphic s'étaient déjà associés en 1969 pour le développement commun d'un télécopieur lent qui a été vendu à plus de 0,5 M d'exemplaires en Europe sous la marque Plessey et aux Etats-Unis sous la marque 3 M.

Au cours du premier semestre de 1977, la **SAT** a réalisé un chiffre d'affaires de 654,155 MF (+ 17,8 %) dont 153,475 pour l'activité «câbles» (+ 29,5 %) et 442,835 pour l'activité «équipements électroniques» (+ 15,6 %).

Ascinter Otis, filiale française de la firme américaine OTIS du groupe United Technologies, a racheté deux sociétés parisiennes d'installation téléphonique : la **Télétechnique** et le **Téléphone Automatique**. Rappelons que l'an passé, Ascinter Otis avait racheté deux sociétés françaises d'installation téléphonique : l'Entreprise Téléphonique et la Nouvelle Société Française de Télécommunications.

DIVERS

Rappelons que la **Deutsche Bundespost** a alloué 12 canaux dans la bande des 27 MHz pour les services radioélectriques privés (Citizen bands en anglais). Aucune licence d'exploitation n'est exigée pour les appareils mobiles ou portables ; seule une licence est demandée pour les stations fixes.

Le Post Office d'Afrique du Sud a retenu pour l'équipement du réseau téléphonique du pays, le système français de commutation temporelle **E 10** et le système à commutation électronique spatiale **ESW-D** de Siemens (version numérique du EWS, actuellement en cours de développement).

A la suite d'une défaillance du lanceur américain, le satellite **Intelsat IV A** qui devait être placé au-dessus de l'Océan Indien a été détruit.

Le consultant américain International Resource Development Inc. (125 Elm Street New Canaan CT 06840, USA) a réalisé une étude sur le **marché américain des fibres optiques** d'ici à 1987.

La Télévision Nationale d'Iran va procéder à des expérimentations de transmission de programme de télévision par satellite sur une station fabriquée par la **MBB** (Allemagne Fédérale). Le satellite qui servira aux expérimentations sera Symphonie.

La **Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation (NTT)** qui envisage de mettre en service en mars 1979, un service de télécopie domestique au Japon, a lancé un appel d'offres national pour la fourniture d'un télécopieur à un prix voisin de 400\$. Les firmes concernées par l'appel d'offres sont Fujitsu, Hitachi, Matsushita Graphic Communications, Tamura Electric Works et Toshiba.

Les premiers essais de radiodiffusion à ambiance sonore à 2 1/2 canaux ont eu lieu le 24 juin dernier à Liverpool (GB). Elles ont été effectuées à partir d'une station radioélectrique indépendante, Radio City. Le système de codage utilisé est une variante du système 45 J. Notons que ces systèmes permettent d'obtenir une écoute sonore du type quadriphonique avec un encombrement en fréquence réduit. Ces expérimentations s'inscrivent dans le cadre de recherches entreprises par l'Independent Broadcasting Authority et font l'objet de rapports auprès de l'UER.

La société américaine exploitante de réseau de télédistribution **Warner Cable** va expérimenter à Columbus (Ohio, USA) un réseau de télédistribution à 30 canaux avec voie de retour. La voie de retour permettra de relier l'abonné à l'ordinateur central où il pourra composer son programme et participer à certaines décisions, jeux ou votes. Le coût total du projet atteint 15 M\$. Rappelons que la Warner Cable exploite 138 réseaux de télédistribution desservant 0,55 M d'abonnés.

Afin de répondre à l'appel d'offres portant sur la définition du système arabe de télécommunications par satellites de l'ARABSAT, un groupe international de consultants a été constitué. Ce groupe dont le siège sera à Paris, comprend le CNES (F), la Compagnie Française des Câbles et de Radio (F), Telespazio Spa (I) et Teleconsult Inc. (USA).

Suite à une récente décision du Gouvernement français, la France va lancer la réalisation d'un satellite d'observation de la terre baptisé **SPOT**. D'autres pays et diverses Administrations pourront être associés au projet dont le coût, mise en orbite comprise, est estimé à 800 MF de 1977.

La France a décidé d'entreprendre la fabrication de six lanceurs Ariane qui seront destinés à la mise sur orbite de satellites de l'ESA et de la France.

Le Post Office britannique a constitué un groupe d'étude pour définir les spécifications des équipements terminaux d'un **réseau de transmission de données à commutation par paquets** et répondant à l'avis X 25 du CCITT.

Le Gouvernement français a décidé la suppression de la redevance sur les radiorécepteurs qui touchait 1,7 M de personnes. Cette mesure a été prise en raison de la complication de perception de cette taxe qui a suscité en 1976, près de 0,2 M de réclamations en raison notamment des exonérations qui touchaient 0,875 M de personnes.



COMPOSANTS

DANS LES USINES

Selon les termes d'un accord à long terme intervenu entre les deux firmes, **AVX** (USA) fabriquera sous licence Siemens des condensateurs céramique multicouches.

Electronic Memories and Magnetics Corp. (EMM) construit actuellement une usine de production de circuits intégrés de 4 000 m² à Phoenix (Arizona, USA). Cette unité viendra s'ajouter à l'usine de 3 000 m² que la société possède déjà aux États-Unis ; elle entre en production au début de 1978.

Fujitsu Laboratories Ltd a développé une mémoire à bulles enfichable qui se présente sous la forme d'un parallélépipède de 5,2 x 5,9 x 1,7 cm et dont la capacité est de 8 ; 16 ; 24 ou 32 K octets. L'unité enfichable comprend, en effet, 1 à 4 puces de mémoire ayant une capacité unitaire de 64 K bits.

La firme américaine **Gates Energy Products Inc.** présente des accumulateurs étanches au plomb dont la recharge à 100 % de leur capacité s'effectue en 1 heure grâce à une procédure spéciale. Rappelons que les accumulateurs étanches au cadmium-nickel à recharge rapide nécessitent 4 heures pour la même opération.

General Instrument introduit un nouveau processeur logique à un bit baptisé SBA (Sequential Boolean Analyser). Ce dispositif présenté en boîtier DIL à 40 broches incorpore une mémoire morte de 1 K mot de 8 bits, une mémoire vive de 120 bits ainsi qu'une pile à 16 positions. Son répertoire est composé de 24 instructions et il comporte un puissant système d'entrée-sortie. Ce dispositif est destiné aux applications industrielles et grand public où il peut assurer les fonctions de programmation, de temporisation, de minuterie, etc.

Hughes Aircraft a développé des mémoires vives à semiconducteur et non volatiles. Ces dispositifs sont désignés sous le vocable NOVRAM (NO n Volatile Random Access Memories).

Intel échantillonnera à la fin de l'année sous la référence 2464 une mémoire à transfert de charge, de 64 K bits (256 registres de 256 bits ; alimentation : + 12 et - 5 V ; 2 horloges : 0,25 et 1 MHz ; boîtier DIL à 18 broches). Notons que ce dispositif n'est pas compatible avec les mémoires analogues déjà introduites par Texas Instruments et par Fairchild.

Matsushita Electronics Corporation introduit une série de circuits intégrés complexes destinés à la réalisation d'oscillateurs-mélangeurs synthétisés pour téléviseurs. Le principe mis en œuvre est celui du verrouillage de phase ; les références de ces circuits sont : MN 1401 et MN 6044.

Matsushita Electric introduit sous la référence MN 3005 un registre à décalage analogique du type BBD à 4096 étages. Ce dispositif est essentiellement destiné au marché grand public pour la production de retards, d'échos, etc.

Le rythme mensuel de production de circuits intégrés réalisés en technologie I²L par **Mitsubishi** a été porté à 200 000 pièces/mois.

National Semiconductor échantillonne actuellement en seconde source d'AMD et sous la référence 2901 A, un microprocesseur par tranches de 4 bits réalisé en technologie TTL-Schottky à faible consommation et s'alimentant par une tension unique de 5 V. Par rapport aux dispositifs existants, le microprocesseur proposé par National Semiconductor présente un temps de microcycle réduit par un facteur 2. Notons que les améliorations touchent également les 18 autres circuits intégrés d'environnement de la famille 2900.

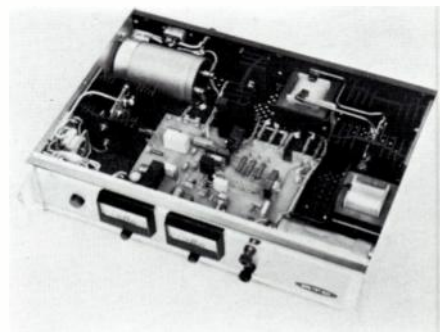
La **Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation (NTT)**, **Hitachi**, **Fujitsu** et la **Nippon Electric Company** ont conjointement développé une mémoire vive dynamique monolithique de 64 K bits de capacité dont les caractéristiques sont les suivantes :

- capacité : 64 K bits ;
- organisation : 16 K mots de 4 bits ;
- type : dynamique ;
- technologique : MOS à canal N ;
- superficie de la puce de semiconducteur : 36 mm² ;
- 1 transistor par cellule mémoire élémentaire ;
- surface d'une cellule mémoire élémentaire : 210 μm² ;
- temps moyen d'accès : 200 ns ;
- puissance dissipée en fonctionnement : 150 mW ;
- puissance dissipée par bit : 2,3 μW ;
- alimentation : + 7 et - 2 V ;
- cycle de rafraîchissement : 128.

Ce dispositif sera d'abord utilisé dans les systèmes de commutation électronique (D 10 notamment), les systèmes de transmission de données (DIPS 11) et d'autres systèmes et services de télécommunications. (Source : NTT : 1-6, Uchisaiwai-cho 1 chome, Chiyoda Ku, Tokyo, Japan).

Signetics du groupe Philips a racheté l'usine que le constructeur de circuits intégrés à la demande de Stewart-Warner possédait à Sunnyvale en Californie. Cette unité était spécialisée dans les technologies bipolaires et MOS Complémentaire.

Texas Instruments va commencer au printemps de 1978, la production de microprocesseurs à 16 bits dans sa filiale manufacturière japonaise.



Alimentation à découpage (24 V ; 21 A ; 25 kHz ; entrée réseau : 220 V ; rendement 85 %) réalisée avec des composants RTC - La Radiotechnique Compelec (circuit intégré TDA 1060 ; transistor BUX 80 ; redresseur BYW 31 ; ferrite 3C8)

Une photodiode à avalanche plus particulièrement destinée aux télécommunications par fibres optiques a été mise au point dans le Laboratoire Central de Recherches de **Thomson-CSF**. Cette photodiode fonctionne dans la bande 0,9-1,7 μ, elle est réalisée à partir d'une hétérostructure Ga In As élaborée sur du phosphore d'indium.

Afin d'utiliser au mieux les importants moyens de production dont il dispose, le fabricant américain de microprocesseur **Zilog** se lance dans la fabrication de mémoires vives à semiconducteurs. Les deux premiers dispositifs annoncés sont le modèle Z 6104 (4 K mots de 1 bit, statique ; temps d'accès 100 à 300 ns selon les modèles) et le modèle Z 6116 (16 K mots de 1 bit, dynamique, temps d'accès de 150 à 250 ns selon les modèles, boîtier DIL à 18 broches).

Zilog introduira au cours du premier semestre de 1978 un microprocesseur à 16 bits. Ce dispositif sera réalisé en technologie MOS à canal N et portera la référence Z 8000 ; son architecture sera voisine de celle du miniordinateur PDP 11-70, il comportera notamment la division et la multiplication câblée.

Zilog introduit sous la référence 28, un microordinateur monolithique à 8 bits comportant une mémoire morte de 2 K octets et une mémoire vive de 96 octets. Ce dispositif est essentiellement destiné aux marchés de grand volume et notamment pour le secteur grand public.

COMMANDES ET CONTRATS

Un contrat d'un montant de 0,248 M\$ a été attribué à **Microwave Associates Inc.** par l'US Army Electronic Command pour le développement de techniques de production de dispositifs hyperfréquence de puissance à l'arséniure de gallium.

Murata Manufacturing Co (J) fournira à l'URSS une usine «clés-en-mains» de fabrication de condensateurs céramique pour un montant de 1,48 M\$ et une usine de fabrication de thermistances pour un montant de 1,3 M\$. La capacité annuelle de production de condensateurs sera de l'ordre de 6,5 M d'unités.

Murata Manufacturing Co (J) fournira à la Yougoslavie une unité de production «clés-en-mains» de condensateurs céramiques multicouche pour un montant de 4,2 M\$. La capacité annuelle de production sera voisine de 25 M d'unités.

La Nippon Electric Company a implanté en Écosse (GB) un bureau de ventes de composants et de circuits intégrés pour la Grande-Bretagne.

Un contrat d'une contre-valeur de 0,153 M\$ a été attribué à **Plessey** par l'Intel-sat, pour l'étude et la mise au point d'un transistor à effet de champ hyperfréquence, à l'arséniure de gallium. Ce dispositif à faible bruit devra présenter des performances optimales dans la bande des 14 GHz.

SGS-Ates a obtenu la première commande de circuits intégrés MOS complémentaire destinés au projet «**Spacelab**» de l'ESA.

La société française **Souriau** a constitué sous le nom de **Souriau Inc**, aux États-Unis une filiale commerciale spécialisée dans la vente de connecteurs. Le siège social de la nouvelle société se trouve dans les locaux de la firme américaine **Industrial Electronic Engineers (IEE)** à Van Nuys en Californie. Rappelons que **Souriau** et **IEE** sont liés par un accord croisé de représentation.

Zilog annonce une baisse de prix de l'ordre de 20 % de son microprocesseur **Z 80**.

VIE DES SOCIÉTÉS ET RÉSULTATS FINANCIERS

Le 18 octobre 1977, **Litronix Inc** est devenue filiale à 80 % du groupe **Siemens**.

Le groupe **Saint Gobain Pont-à-Mousson** a lancé une offre publique d'achat sur les actions de la société **Quartz et Silice** dont elle détient déjà 68,89 % du capital. Cette offre a reçu l'agrément de **Quartz et Silice**. Rappelons que **Quartz et Silice** emploie 950 personnes et a réalisé un chiffre d'affaires de 102 MF en 1976 (+ 10 %) ; la société fabrique essentiellement des résonateurs à quartz, des fibres optiques, des dispositifs optiques, etc...

Les principaux actionnaires de la société **Siliconix** ont décidé de ne pas donner suite à l'offre d'achat d'actions de la société **Honeywell**.

Selon les termes d'un récent accord, **Siemens** s'apprête à prendre une participation initiale de 17 % dans le capital du fabricant américain de circuits intégrés **Advanced**

Micro Devices Inc (AMD). Cet accord prévoit également la création ultérieure d'une filiale commune contrôlée à 60 % par **Siemens** et spécialisée dans la fabrication de microordinateurs. Rappelons qu'**AMD** emploie 2 300 personnes et a réalisé au cours de l'exercice fiscal 1976 clos au 31 mars 1977 un chiffre d'affaires de 62 M\$ et un bénéfice net de 4,5 M\$.

PRODUITS RÉCENTS

Astralux Dynamics Ltd : connecteurs pour cartes imprimées à 17, 29, 41, 53, 65, 72 et 84 contacts série 838. [9898]

Berg Electronics : connecteurs mâles soudés pour cartes imprimées au pas de 2,54 mm, de 4 à 72 contacts. [9899]

Caddock : résistances de puissance non inductives (0,5 à 15 W ; 10 Ω à 30 M Ω) série MS. [9900]

Cherry : touches lumineuses à diodes électroluminescentes à contact fugitif ou poussé-poussé. [9901]

HOT-Electric : barrette photosensible à 256 ; 1 024 ou 1 728 éléments réalisée en technologie par couplage de charges. [9902]

Intel : mémoires vives statiques de 1 K mot de 4 bits alimentés sous 5 V modèles 2114 (boîtier à 18 broches) et 2112 (boîtier à 20 broches). [9903]

Mogul Electronics : amplificateurs opérationnels à faible coefficient de température et réalisés en technologie Bi-MOS (6 μ V/ $^{\circ}$ C ; courant de sortie : 20 mA ; bande passante : 4 MHz ; vitesse de balayage : 10 V/ μ s) série CA 3160. [9904]

Motorola : Thyristors au silicium présentés en boîtier plastique TO 92 (courant maximal de gachette 200 μ A ; courant efficace commandé : 800 mA ; 100 à 600 V). [9905]

National Semiconductor : régulateurs de tension à trois broches compatibles avec la série 78 L (5 à 24 V ; 100 mA ; stabilité améliorée) série : LM 140 LA. [9906]

Plessey : détecteur de rayonnement infrarouge à large bande modèle PPC 222. [9907]

— Circuits intégrés pour récepteurs professionnels à modulation de fréquence réalisant les fonctions d'amplification à fréquence intermédiaire, de détection, de silencieux et d'amplification à basse fréquence, modèles SL 664 (étage de puissance à basse fréquence incorporé : 0,25 W sur 8 Ω) et SL 665 (sortie ligne à 10 k Ω). [9908]

Radiall : pinces à sertir économiques pour connecteurs coaxiaux. [9909]

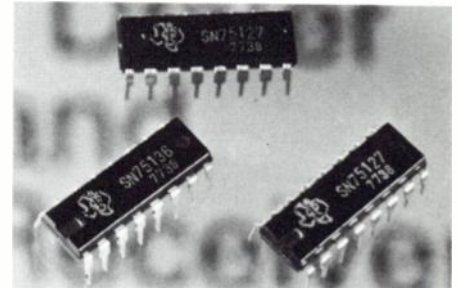
— Détecteurs coaxiaux à diodes schottky (0,01 à 18 GHz). [9910]

Sentry Manufacturing Co : résonateurs à quartz répondants aux normes MIL-C-3098 (— à 25 MHz en mode fondamental ; 18 à 125 MHz en mode harmonique) modèle S 45. [9911]

Tadiran Ltd : accumulateurs étanches au cadmium-nickel disponibles selon cinq modèles cylindriques standard dont certains correspondent à des piles électrochimiques usuelles. [9912]

Techno-Profil : bacs pour cartes imprimées au standard européen (100 x 160 mm) et hors standard. [9913]

Texas Instruments : circuit intégré récepteur de ligne à 7 éléments compatible avec les critères d'interface avec les systèmes IBM 360/370 modèle SN 75 127. [9914]



— Circuit intégré émetteur-récepteur de ligne à 4 éléments modèle SN 75 136. [9915]

Thomson-CSF : tube à ondes progressives pour liaisons troposphériques (4,4 - 5,6 GHz, 1 100 W) modèle TH 3 588. [9916]



Varian Associates : préamplificateurs mélangeurs doubles (2 à 18 GHz selon les modèles) série 9755 A/B. [9917]

— Mélangeurs doubles équilibrés (2 à 18 GHz selon les modèles) série 9755. [9918]

Watkins-Johnson Co : amplificateurs haute fréquence monolithique et à dynamique élevée et présentés en boîtier TO-8 (5 à 500 MHz : bruit maximal : 6 dB ; puissance de sortie : + 18 à - 20 dBm de 5 à 500 MHz et + 117 dB sur 1 MHz) modèles WJ A58 et A59. [9919]

Western Digital : circuit générateur d'horloge modèle BR 1941 L. [9920]



MESURE & INSTRUMENTATION

La société suédoise **Atlas Copco ABEM AB** (Box 20086 ; S 0161 20 Bromma 20,S) spécialisée dans l'instrumentation géographique et les systèmes de test étend ses activités dans la formation et le conseil en instrumentation et en système de test.

Le groupe anglais **Racal Electronics** consacrera 3,5 M\$ au rachat de **Dana Laboratories Inc** (USA) du groupe américain Dana Lab.

La firme américaine **General Microwaves** s'attaque à un marché nouveau pour elle en introduisant un analyseur automatique de réseaux hyperfréquence pouvant être utilisé jusqu'à 18 GHz et portant la référence 1001. Cet appareil est proposé aux États-Unis en version de base, à un prix voisin de 35 000 \$.

Sinclair Radinics (GB) a présenté un multimètre numérique autonome à 3 1/2 chiffres dont le prix hors taxes est de 30 £.

L'un des principaux laboratoires de recherches américain dans le domaine de la fusion laser, le **Laurence Laboratory Livermore**, a passé commande à **Thomson-CSF** de trois oscilloscopes ultra rapides, modèle TSN 660 (0-6 GHz).



Séismographe à réflexion Atlas Copco, modèle ABEM TRIO.

Motorola : appareil de test dynamique des composants de la série 6 800 (microprocesseur) modèle ME X 68 CT. [9927]

PRODUITS RÉCENTS

AVO : multimètre analogique simple modèle Avometer 10. [9921]

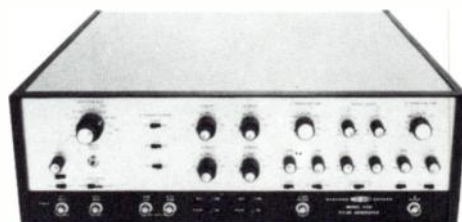
Brüel and Kjaer : sonomètre intégrateur de précision (20 Hz à 20 kHz ; 25 à 145 dB) modèle 2218. [9922]

— Sonomètre de précision aux recommandations 0 et 1 de la CEI (20 Hz à 20 kHz ; 24 à 140 dB) modèle 2210. [9923]

Colorado Video Inc : générateur de trames pour utilisation avec des tables traçantes XY, modèle 302-5 (128 lignes). [9924]

Electro-Scientific Industries : pont RLC numérique (gamme-résolution : 199,9 μ F — 0,1 pF ; 1 999 k Ω — 0,001 Ω ; 199,9 H — 0,1 μ H ; 1 999 millimhos — 1 nanomhos ; facteur de dissipation : 1,999 — 0,001) modèle 252. [9925]

Hewlett Packard : analyseur de signaux dynamiques à basse fréquence modèle HP 5420. [9926]

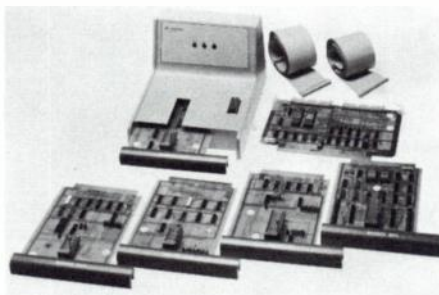


— Générateur de signaux synthétisé (0 à 1 GHz) modèle 1702. [9931]

— Vibulateur à marqueur et à tiroirs (10 MHz à 18 GHz), modèle 540 B. [9932]



Wavetek : vibulateur (1 MHz à 2,5 GHz), modèle 2002. [9933]

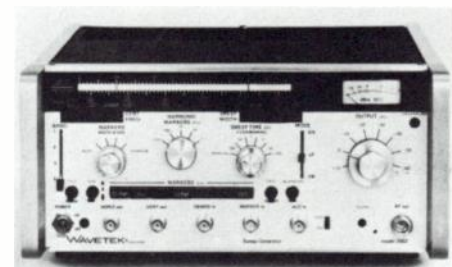


Prosser Scientific Instruments Ltd : générateur de fonction (0,04 à 5 MHz ; ondes sinusoïdales, carrés, triangulaires) modèle PS 1211. [9928]

Systron Donner : compteurs numériques à 8 chiffres modèles 6202 B (20 Hz à 10 MHz) et 6203 B (20 Hz à 80 MHz). [9929]



— Générateur d'impulsions (0,5 à 50 MHz ; niveaux inférieurs et supérieurs indépendamment réglables entre — 18 et + 18 V ; amplitude : 1 à 34 V), modèle 110 D. [9930]



— Générateur synthétiseur (1 à 520 MHz), modèle 3001. [9934]



oe

INFORMATIQUE

DANS LES USINES

Hewlett Packard introduit sous la référence système 45, un nouveau système de calcul conçu autour du calculateur de bureau 9 800. Cet ensemble comporte notamment une console de visualisation graphique à crayon optique, le langage utilisé étant le BASIC conforme au standard ANSI.

IBM présente deux nouveaux systèmes informatiques de moyenne et grande puissance de la série 30, les modèles 3031 et 3032 destinés aux mêmes gammes d'applications que les modèles IBM 307-148, 158 et 168. Les systèmes destinés à la sphère européenne, africaine et du Proche-Orient seront produits à Montpellier (F).

Intel USA et **Siemens** (D Fédérale) ont conclu un accord de coopération technique et industrielle en matière d'unités imprimantes compatibles avec les systèmes IBM. La première unité développée dans le cadre de cet accord, sera une unité conçue autour de l'imprimante laser, ND 2 de Siemens et sera compatible avec les matériels IBM 3800.

La firme américaine **3 M** fait son entrée sur le marché des «équipements de traitement de textes» en introduisant un éditeur de textes vidéo baptisé «Linolex 4000».

Texas Instrument a présenté deux nouveaux équipements terminaux imprimants de la série Silent 700, incorporant des mémoires à bulles non volatiles : les modèles 765 (portable avec coupleur acoustique inclus) et 763 (fixe). La capacité de la mémoire est de 20 000 octets et peut être étendue à 80 000 octets.

COMMANDES ET CONTRATS

Bunker Ramo, filiale allemande du groupe américain Bunker Ramo, fournira à la Swiss Credit Bank 120 ordinateurs bancaires modèle VCS 90 pour un montant de 5 M\$.

National Semiconductor fournira à la Jewel Food Stores (USA) des terminaux de points de vente modèle Datachecker pour un montant de 3,5 M\$.

VIE DES SOCIÉTÉS ET RÉSULTATS FINANCIERS

La firme américaine de péri-informatique **Centronics Data Computer Corp.** a implanté une filiale en Italie sous le nom de **Centronics Data Computer SpA** (Via Santa Valeria 5, 20123 Milano).

Au cours de l'exercice fiscal clos au 30 juin 1977, **Centronics** a réalisé un chiffre d'affaires de 58 037 445 \$ (+ 11,2 %) et un bénéfice net de 12 546 151 \$ (+ 28,5 %).

Integrated Computer Systems (ICS) société américaine spécialisée dans la formation en matière de microinformatique a constitué une filiale en France sous le nom d'**ICS-France** (90, avenue Albert 1er, 92500 Rueil Malmaison).

En Allemagne Fédérale, 15 sociétés du secteur de l'informatique se sont regroupées pour constituer la société **Impuls GmbH** (Düsseldorf). Ces 15 sociétés emploient au total 1 500 personnes et ont réalisé un chiffre d'affaires global de 170 M de DM.

Afin d'éviter toute confusion avec certaines firmes portant la même raison sociale, la société de péri-informatique **Peritec** a changé de nom et est devenue **Peritecnic** (30, avenue Albert 1er, 92500 Rueil Malmaison).

Sperry-Univac a constitué une nouvelle unité de production-vente de miniordinateurs baptisée «Mini Computer Operations».

Une nouvelle société spécialisée dans le domaine des applications des microprocesseurs et également dans l'étude de circuits intégrés à la demande vient d'être constituée en Belgique sous le nom de **Vector International**.

X-Data, filiale française de la firme américaine **Perkin Elmer Corporation**, a changé de raison sociale et est devenue **Perkin Elmer Data Systems France S.A.**

A la suite d'un accord intervenu entre les deux firmes, **Siemens** et **Advanced Micro Devices Inc** vont constituer aux États-Unis une filiale commune de fabrication de microordinateurs. Cette nouvelle société sera contrôlée à 60 % par la firme allemande.

PRODUITS RÉCENTS

AXIOM : unité imprimante sans impact à étincelle modèle EX 800 (160 caractères par seconde ; code caractères : ASC II). [9935]

Technico : microordinateur en une seule carte construit autour du microprocesseur 9 900 de Texas Instruments : modèle TEC-9 900 SS. [9936]

Victor Comptometer : unité imprimantes pour étiquettes et tickets série 5 000. [9937]

oe

GRAND PUBLIC

DANS LES USINES

Tout comme **RCA**, **Magnavox**, filiale américaine de Philips, s'apprête à introduire sur le marché un magnétoscope grand-public fabriqué par Matsushita et utilisant des cassettes présentant une série d'enregistrement de 4 heures. (cf. OE octobre, cette même rubrique RCA).

Zenith Radio (21 000 employés) va procéder dans le courant de 1978 à un transfert de certaines de ses unités de production des États-Unis vers le Mexique et Taïwan. Cette opération va entraîner le licenciement aux États-Unis de 5 600 personnes.

VIE DES SOCIÉTÉS ET RÉSULTATS FINANCIERS

Au cours du premier semestre de 1977, la société **ITT-Océanic** enregistre un chiffre d'affaires de 228 667 914 F (+ 13,4 %) et un bénéfice net de 614 000 F (- 80,8 %). **Télébank**, filiale d'**ITT-Océanic** a réalisé au cours de la même période un chiffre d'affaires de 9 549 747 F (+ 25 %) et un bénéfice net de 363 000 F (+ 9,3 %).

Toshiba a acquis 35 % du capital de la **Sempe Amazonas SA** (Manaus, Brésil) spécialisée dans la fabrication de téléviseurs. La société à la suite de cette prise de participation est devenue **Sempe-Toshiba Amazonas SA** ; elle produira des télévi-

seurs couleur au standard PAL et des équipements basse fréquence grand public.

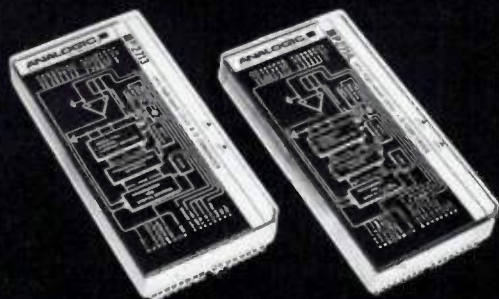
DIVERS

La majeure partie des constructeurs japonais de magnétoscopes et de vidéodisques étudie actuellement la possibilité d'enregistrement sonore sur la mécanique vidéofréquence, en faisant appel à la modulation MIC. Cette technique permet, en effet, d'obtenir une qualité d'enregistrement intéressante, mais elle nécessite une bande passante de 4 MHz. Parmi les constructeurs intéressés réalisant des études et des développements notons Sony, Matsushita, Mitsubishi pour les magnétoscopes et Sony Mitsubishi et Hitachi pour les vidéodisques.

ANALOGIC®

Nouvelles générations de convertisseurs A/N et N/A

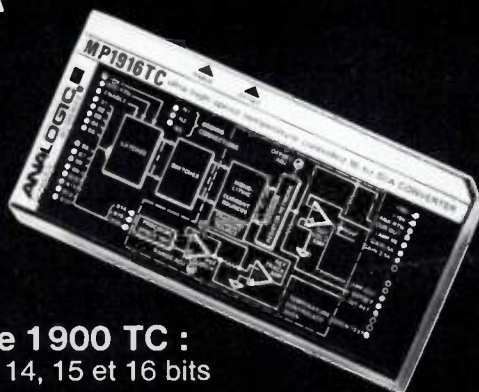
A/N



série 2 700 :

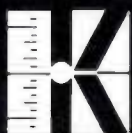
- 10, 12, 13 et 14 bits
- de 2,5 à 10 μ s
- 12 ppm/°C
- **rapport exceptionnel performance/prix**

N/A



série 1900 TC :

- 13, 14, 15 et 16 bits
- 10 μ s
- 1 ppm/°C
- **très haute résolution**



kontron électronique

B.P. 99 - 6, rue des Frères Caudron
78140 Vélizy-Villacoublay
Tél. 946.97.22 - Télex 695 673

EB bigepub 425

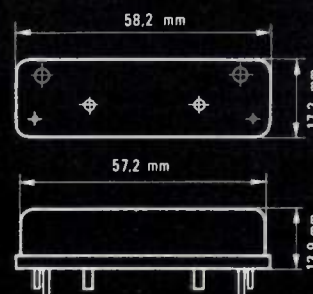
FILTRES A QUARTZ

Fo : 100 MHz

Boîtier BF m4



Boîtier BF m2



Bande passante	BF m4 à 3 dB $\pm$ 7,5 kHz	BF m2 $\pm$ 7,5 kHz
Bande atténuée	à 80 dB $\pm$ 25 kHz	60 dB $\pm$ 25 kHz
Affaiblissement hors bande	80 dB	60 dB
Ondulation	$\leq$ 2 dB	$\leq$ 2 dB
Perte insertion	$\leq$ 6 dB	$\leq$ 4 dB
Gamme de température	- 20 + 80 °C	- 20 + 80 °C

C.E.P.E.®

COMPAGNIE D'ÉLECTRONIQUE
ET DE PIÉZO-ÉLECTRICITÉ

101, RUE DU P^r-ROOSEVELT / 78500 SARTROUVILLE / FRANCE
TEL. (1) 962.30.25 / TELEX : TSAFI X 204 780 F



filiale THOMSON-CSF

2692



NOUVELLES ÉCONOMIQUES

ALLEMAGNE FÉDÉRALE

Le Syndicat professionnel d'Allemagne Fédérale ZVEI a publié les résultats globaux de l'**industrie électronique** allemande pour l'année 1976 (en M de DM).

	Production	Exportations	Importations
Télécommunications	33 070 (– 3,2 %)	11 230	3 330
Informatique	17 260 (+ 14,5 %)	12 270	11 020
Grand-public	40 970 (+ 18,2 %)	17 470	12 480
Composants	17 470 (+ 20,6 %)	10 610	11 230
Instrumentation	21 000 (+ 7,7 %)	10 190	5 620
Mesure	7 690 (+ 7,2 %)	4 160	1 460
Total	137 460 (+ 10,2 %)	65 930	45 140

FRANCE

D'après le Syndicat professionnel français SCART le **marché français des téléviseurs couleur** devrait s'établir pour 1978 à 1,35 M d'unités.

Le Ministère de l'Industrie français a publié un certain nombre de statistiques concernant l'activité en France du **secteur de l'électronique grand-public** au cours du premier semestre de 1977. Les chiffres donnés ci-après sont relatifs aux facturations en MF :

1er trimestre de 1977						2e trimestre de 1977
	Facturations	Exportations	Importations	Déficit	Taux de couverture (en %)	Facturations
Radio-télévision	1 042 (+ 32,8 %)	226 (+ 37,8 %)	967 (+ 26,6 %)	741 (+ 23,5 %)	23,3% (+ 1,8 points)	979 (+ 15 %)
Electroacoustique	161 (+ 19,8 %)	212 (+ 2 %)	807 (+ 17,3 %)	595 (+ 24 %)	26,2% (– 4 points)	109 (– 25 %)
Total grand-public	1 203 (+ 30,9 %)	438 (+ 17,7 %)	1 774 (+ 22,2 %)	1 336 (+ 23,7 %)	24,7% (– 0,9 points)	1 088 (+ 9,7 %)

JAPON

Selon la Nippon Electric Company (NEC) le Japon exporterait en 1977 vers les États-Unis pour 95 M\$ de **circuits intégrés** mémoires dont 80 réalisés en technologie MOS et 15 en technologie bipolaire. Rappelons que la NEC estime que la production japonaise de circuits intégrés serait en 1977 de 640 M\$ (+ 17,4 %) dont 265 réalisés en technologie MOS (+ 3,9 %) et 375 en technologie bipolaire (+ 25,9 %).

TAIWAN

En 1976, la **production de l'industrie électronique de Taïwan** s'est élevée à 1 520 M et les exportations à 1 144 M\$. Durant la même année, ce pays a **exporté** 254 000 **téléviseurs couleur** (+ 60,8 %) et 1,6 M **d'émetteurs-récepteurs pour services radioélectriques privés** (+ 433,3 %). Rappelons que Taïwan s'est engagé depuis 1976 dans un plan de développement de 6 ans de l'industrie électronique nationale dont voici les deux objectifs en volume (en milliers d'unités) :

	1976	1977	1978	1979	1980	1981
téléviseur couleur	515	600	700	805	965	12 000
montres électroniques	1 990	2 980	3 700	4 400	5 500	5 700

Le Plan prévoyait en réalité pour 1976 une production de 1 214 M\$ et 950 M\$ pour les exportations. En raison des bons résultats obtenus en 1976, les objectifs de 1981 ont été révisés et sont maintenant de 2,1 M de téléviseurs couleur dont 1,8 seraient exportés et de 18 M de montres numériques dont 17,3 seraient exportés.

Au cours du premier trimestre de 1977, le montant des **exportations de produits grand-public basse-fréquence et de téléviseurs de Taïwan à destination des États-Unis** s'est élevé à 104,398 M\$ (+ 40 %) représentant ainsi 12,1 % du montant des importations américaines de ce type de produit (+ 11,6 %). Parmi les produits les plus exportés vers les USA, notons les téléviseurs noir et blanc totalisant 0,450 M d'unités (– 11,8 %) et les enceintes acoustiques totalisant 1,7 M d'unités (+ 70 %).

EUROPE

Le consultant américain Frost and Sullivan a réalisé une étude portant sur « les marchés français et européen des équipements terminaux pour ordinateurs » dont voici les principaux résultats :

	Europe			France		
	1977	1980	1984	1977	1980	1984
Terminaux de points de vente	40,5	72,1	202,6	8,6	15,9	44,7
Terminaux financiers	120,8	141,6	138,7	23	28	26,5
Terminaux imprimants inter-actifs à clavier	127,5	144	106,4	24,1	28,8	21,8
Terminaux inter-actifs à clavier et à écran alphanumérique	193,6	313,2	503,3	34,4	62,7	103,9
Terminaux inter-actifs à écran graphique	15,6	21,4	35,9	2,5	3,7	6,9
Terminaux non spécialisés	186,6	189,8	158,1	30,3	32,6	29,3
Total terminaux	709,4	921,3	1 215,1	127,4	178,6	245,4

Les Nations Unies ont publié les statistiques concernant l'équipement en téléviseurs des pays d'Europe au 1^{er} janvier 1977

	Nombre d'habitants	Nombre de téléviseurs	Nombre de téléviseurs pour 1 000 habitants
Albanie	2 350 000	3 000	1,3
Allemagne Démocratique	17 253 000	5 200 000	301
Allemagne Fédérale	62 105 000	19 000 000	306
Autriche	9 605 000	2 000 000	208
Belgique	9 800 000	2 000 000	208
Bulgarie	8 700 000	2 500 000	255
Danemark	5 054 000	1 750 000	346
Espagne	34 860 000	6 500 000	186
Finlande	4 692 000	1 450 000	309
France	52 350 000	14 200 000	271
Gibraltar	26 850	6 700	320
Grande-Bretagne	56 000 000	17 900 000	320
Grèce	8 760 000	1 000 000	114
Hongrie	10 500 000	2 500 000	238
Irlande	3 030 000	660 000	218
Islande	234 000	55 000	235
Italie	55 280 000	12 805 000	232
Luxembourg	335 000	90 000	269
Malte	320 000	75 000	234
Monaco	33 000	16 200	491
Norvège	4 000 000	1 200 000	300
Pays-Bas	13 599 000	3 601 000	265
Pologne	34 000 000	6 200 000	182
Portugal	8 900 000	575 000	65
Roumanie	21 142 000	2 500 000	118
Suède	8 236 000	2 988 000	363
Suisse	6 440 000	1 800 000	280
Tchécoslovaquie	14 802 000	3 600 000	243
U R S S	250 000 000	50 000 000	200
Yougoslavie	21 130 000	2 800 000	133

INTERNATIONAL

D'après le consultant américain Frost and Sullivan, le marché européen de **voltmètres et multimètres** de tableau doit évoluer de la manière suivante (en M\$) :

	1976	1980
Allemagne Fédérale	7,3	9,3
Belgique	1,6	3
France	6,3	8,5
Grande-Bretagne	5,7	7,8
Italie	3,1	5,1
Pays-Bas	2,8	5,1
Pays scandinaves	4,1	7,5

D'après Fairchild, le marché mondial des jeux télévisuels devrait évoluer de la manière suivante :

	en volume	valeur en M\$		
	en M de pièces	prix à la production	prix détail	prix moyen unitaire au détail en
1975	0,8	65	104	130
1976	2	95	152	76
1977	5	185	300	60
1978	10	310	500	50
1979	15	420	675	45
1980	20	500	800	40

Le modèle 2002 wobule de 1 MHz à 2,5 GHz en quatre bandes mais il peut aussi balayer la gamme complète ou un nombre quelconque de bandes adjacentes grâce à sa commutation automatique de gamme. C'est le plus complet que WAVETEK ait jamais produit !

- + 13 dBm (20 mW) de sortie
- $\pm 0,5$ dB de nivellement
- $\pm 1\%$ de linéarité • $5 \cdot 10^{-5}$ de précision pour les marqueurs.

WAVETEK®

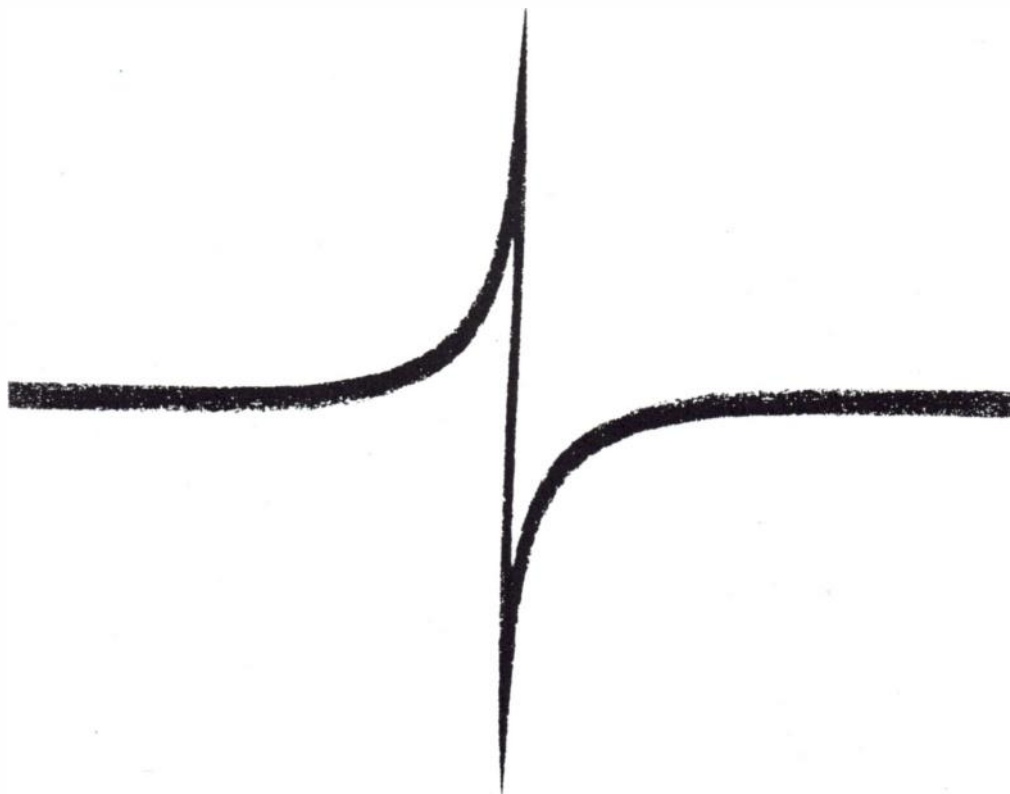
le nouveau wobulateur 2002 balaye vos problèmes jusqu'à 2.5 GHz



8, rue Sainte Lucie - 75015 PARIS
Tél. : 577.95.70 - 577.77.16 - Télex : 260.073

GB brogpub 450

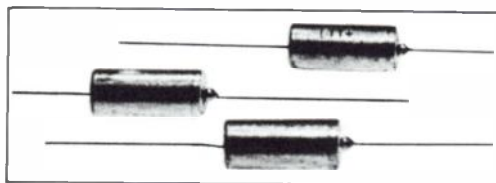
des performances nouvelles



condensateur au tantale à diélectrique dopé

Le condensateur au tantale à diélectrique dopé LTT CTS 31 (PASI 85) possède les caractéristiques habituelles des condensateurs au tantale à électrolyte solide :

- haute stabilité,
- très faible courant de fuite.



* U_n = Tension nominale.

Pour mieux connaître le CTS 31 PASI 85 et recevoir des échantillons, adressez-vous à L.T.T., 89, rue de la Faisanderie 75782 PARIS CEDEX 16 Tél. 504.45.50 ou renvoyez le bon ci-contre.



- encombrement réduit,
- mais en outre, il présente l'avantage, nouveau pour ces condensateurs -, d'une excellente tenue en régime impulsif et sous tension inverse.

C'est ainsi que les condensateurs CTS 31 LTT subissent un essai de qualification sous tension alternative de $0,2 U_n$ * Eff 50 Hz pendant 2.000 heures à 85 °C, sans résistance de protection. Les boîtiers types E, A et B peuvent supporter cet essai sous $0,3 U_n$.

Le condensateur CTS 31 est le seul condensateur électrolytique présentant de telles performances dans un volume réduit.

Nous souhaitons recevoir gratuitement votre documentation.

Nom ou Société _____

Adresse _____

TA

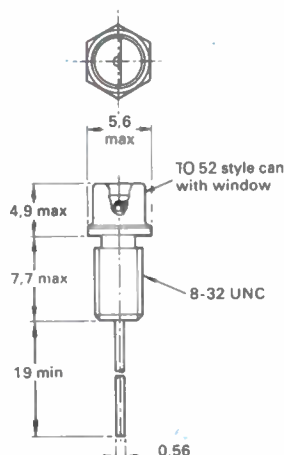
oe NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

Cette rubrique a exclusivement pour but l'information de nos lecteurs et aucune participation sous aucune forme n'est sollicitée ni acceptée pour sa réalisation.

DIODE LASER EMETTANT DANS L'INFRA-ROUGE ITT modèle LBA 185 A

La division Composants du groupe ITT présente une diode laser à hétérostructure double présentant un courant de seuil très faible et un facteur d'utilisation élevé.

Ce dispositif est destiné à être utilisé pour la transmission optique de données, l'illumination infra-rouge, la télémétrie et la détection d'intrus. L'encapsulation de cette diode a été étudiée en vue de faciliter son insertion dans un dispositif optique.



Caractéristiques moyennes (température du boîtier : 25°C)

- courant crête : 1,3 A ;
- largeur d'impulsion : 350 ns ;
- facteur d'utilisation : 6 ;
- ouverture selon l'axe : 0,75 ;
- puissance de crête émise : 200 mW ;
- tension crête directe : 3,5 V ;
- longueur d'onde centrale : 850 nm ;
- largeur spectrale à demi-hauteur : 4,5 nm ;

SPI ITT FRANCE, 1, avenue Louis Pasteur, 92220 Bagneux, (tél. 253.31.39).

Service lecteur : inscrivez le n° 951.

MAGNETRON POUR APPLICATIONS INDUSTRIELLES Thomson-CSF modèle TH 3094

Afin de satisfaire aux besoins croissant en matière de tubes de puissance hyperfréquences destinées aux applications industrielles dans la bande des 2 450 MHz, Thomson-CSF présente un nouveau magnétron : le TH 3094. Ce tube fournit une puissance continue de 6 kW avec un rendement électrique de 65 %.



Il est équipé d'une cathode en tungstène imprégné ce qui lui confère une longue durée de vie. Ce magnétron est refroidi par circulation d'eau et focalisé par un aimant permanent. Thomson-CSF fournit le tube, seul ou associé à son alimentation et tous les circuits annexes nécessaires.

THOMSON-CSF, Division Tubes Electriques, 38, rue Vauthier, 92200 Boulogne-Billancourt, (tél. 604.81.75).

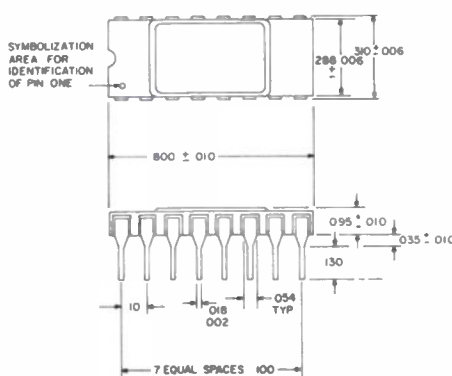
Service lecteur : inscrivez le n° 952.

MEMOIRE VIVE DYNAMIQUE DE 16 K BITS

Zilog modèle Z 6116

Le fabricant américain de microprocesseurs Zilog étend son domaine d'activité en présentant une mémoire vive dynamique de 16 K bits qui sera prochainement introduite.

Le modèle Z. 6116 est compatible broche à broche avec les dispositifs analogues de Mostek déjà disponibles sur le marché.



Caractéristiques :

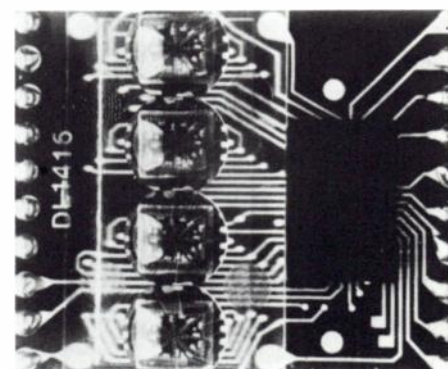
- technologie MOS à canal N ;
- organisation : 16 K mots de 1 bit ;
- temps moyen d'accès :
 - 150 ns pour le modèle 2
 - 200 ns pour le modèle 3
 - 250 ns pour le modèle 4
- tensions d'alimentation :
 - + 5 V ± 10 %
 - - 5 V ± 10 %
 - +12 V ± 10 %

- consommation :
 - 462 mW en fonctionnement
 - 20 mW en attente
- 128 cycles de rafraîchissement ;
- gamme de température : 0 - 70°C ;
- présentation : boîtier DIL à 16 broches et en céramique.

ZILOG (USA). Représentation en France : A 2 M : 40, rue des Tilleuls, 92100 Boulogne (tél. 603.66.40).

Service lecteur : inscrivez le n° 953.

MODULE D'AFFICHAGE AUTONOME Litronix modèle DL 1416



La firme américaine Litronix introduit un nouveau module d'affichage alphanumérique à 4 caractères et entièrement autonome. En effet, ce dispositif incorpore outre les dispositifs d'affichage, un circuit intégré spécial assurant les fonctions de multiplexage, de décodage, de mémorisation, de commande et de décalage à droite ou à gauche. Les caractères à diodes électroluminescentes sont du type monolithique ; de ce fait leur hauteur n'est que de 4 mm. L'ensemble s'alimente sous une tension unique de 5 volts. L'accès à chacun des caractères peut être réalisé de façon aléatoire ou séquentielle. Notons enfin que ce module est destiné à une large gamme d'applications allant de la micro-informatique à l'instrumentation.

LITRONIX (USA). Représentation en France : C.P. : 51, rue de la Rivière, 78420 Carrières-sur-Seine, (tél. 968.70.08).

Service lecteur : inscrivez le n° 954.

REGULATEUR DE TENSION POSITIVE A 5 VOLTS

Texas Instruments modèle TL 7805 AC

Le régulateur de tension positive proposé par Texas Instruments présente, par rapport aux dispositifs précédemment disponibles sur le marché, un taux de régulation plus élevé. Il possède une protection interne contre les surcharges thermiques et en courant. Présenté dans divers boîtiers à trois broches, le régulateur TL 7805 AC ne nécessite aucun composant extérieur pour sa mise en œuvre ; il peut toutefois être utilisé avec

Vous avez un problème
de

DEMARRAGE DE MOTEURS

Avez vous pensé au

DARLINGTON DE PUISSANCE



DTS 4066 - 4067

DTS 4074 - 4075

V_{ceo} 600 volts

V_{ceosus} 350 volts

I_c 25 amp

I_b 5 amp

P_{tot} 100 watts

DELCO ELECTRONICS

Sans oublier les classiques

Silicium	I _c	V _{ceo}
DTS 413	2 amp	400 volts
DTS 423	3,5 amp	400 volts
DTS 430	5 amp	400 volts
DTS 515	10 amp	250 volts
DTS 519	10 amp	300 volts
DTS 704	3 amp	1000 volts
DTS 804	5 amp	1000 volts

Germanium

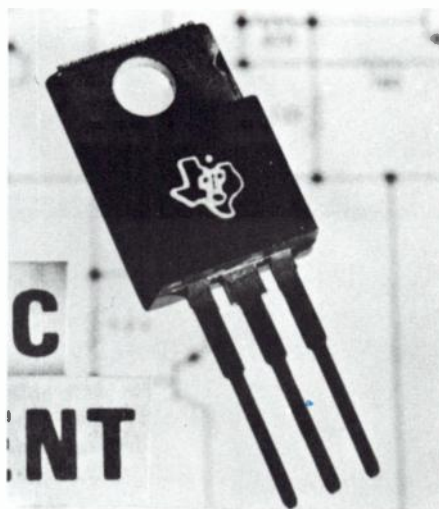
DTG 2400 25 amp 120 volts



604-52-75

INTERNATIONAL SEMICONDUCTOR
27 rue Y. KERMEN 92100 BOULOGNE

des composants extérieurs de manière à obtenir une tension ou un courant de sortie variables ou servir d'élément de puissance dans un circuit de régulation de grande précision.



Caractéristiques :

- tension d'entrée : 7-25 V ;
- tension de sortie : 5 V $\pm$ 3 % ;
- courant maximal de sortie : 1,5 A ;
- variation moyenne de la tension de sortie pour une variation de la tension d'entrée de 7 à 25 V : 3 mV ;
- régulation en fonction de l'intensité fournie : 15 mV en valeur moyenne entre 5 mA et 1,5 A ;
- présentations : boîtier métallique TO3 ou boîtier en matière plastique TO 220 ;
- puissance dissipée à 25 °C de température ambiante : 3,5 W pour la version en boîtier TO 3 et 2 W pour la version en boîtier TO 220 ;
- gamme de température : 0 - 60 °C.

TEXAS INSTRUMENTS FRANCE, La Boursidière, Bloc A, RN 186, 92350 Le Plessis Robinson, (tél. 630.23.43).

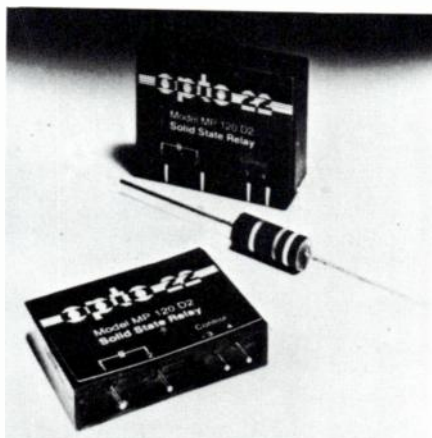
Service lecteur : inscrivez le n° 955.

RELAIS STATIQUES

OPTO 22 série MP

La firme californienne OPTO 22 présente une nouvelle série de relais statiques de petites dimensions destinés à être montés verticalement sur des circuits imprimés.

La série MP est particulièrement adaptée aux utilisations faisant appel à un microprocesseur de commande.



Caractéristiques :

- tension commandée : 120 ou 240 volts alternatifs ;
- courant nominal : 3 A ;
- fonctionnement synchrone ;
- entrée compatible avec la TTL ;
- isolement optique 2 500 ou 4 000 volts.

OPTO 22 (USA). Représentation en France : ISC : 27, rue Yves Kermen, 92100 Boulogne, (tél. 604.52.75).

Service lecteur : inscrivez le n° 956.

CIRCUIT ECONOMISEUR DE CONSOMMATION POUR DIODES ELECTROLUMINESCENTES

Siliconix modèle LM 3909 N

Siliconix propose en seconde source de National Semiconductor, un circuit intégré économiseur de consommation pour diode électroluminescente. Ce dispositif qui est en réalité un oscillateur de petite puissance s'insère entre le circuit d'alimentation et la diode. La fréquence d'oscillation est déterminée par la valeur d'un condensateur extérieur ; la consommation moyenne en courant est de 0,2 mA tandis que la valeur minimale de la tension d'alimentation atteint 1,15 V.

Ce circuit présenté en boîtier plastique DIL à 8 broches, permet dans certains cas, de multiplier par un facteur 100 la durée de vie des piles d'alimentation.

SILICONIX FRANCE : Echât 660, 94022 Créteil Cédex, (tél. 377.12.51).

Service lecteur : inscrivez le n° 957.

INTERFACES VIDEO

Matrox modèle VRAM

La firme canadienne Matrox présente une gamme d'interfaces vidéo sous la dénomination VRAM (Vidéo RAM ou mémoires vives vidéo).

Les entrées des VRAM se comportent comme une mémoire vive et se connectent directement à la majorité des microprocesseurs. La sortie des VRAM délivre un signal composite vidéo sur 75 Ω correspondant au standard européen à 625 lignes et à 50 Hz. Il est ainsi possible de mélanger du texte à l'image au niveau de mélange de signaux vidéo.



La gamme d'applications des VRAM est étendue : informatique, présentation des résultats, surveillance, etc... En particulier, ces modèles permettent la réalisation aisée de consoles de visualisation alphanumérique et ceci à un prix très intéressant.

Les modèles actuellement disponibles permettent d'obtenir des configurations d'écran de 8 lignes de 16 caractères, de 16 lignes de 32 caractères ou de 24 lignes de 80 caractères.

MATROX (CND). Représentation en France
Métrologie : Tour d'Asnières, 4, avenue
Laurent Cely, 92606 Asnières, (tél.
791.44.44).

Service lecteur : inscrivez le n° 958.

RELAIS STATIQUES MINIATURES

Hamlin série 7580

La firme américaine Hamlin propose une nouvelle gamme de relais statiques miniatures destinés à être implantés verticalement sur circuits imprimés, les connexions s'effectuant au pas de 2,54 mm.

Caractéristiques :

- tension de commande : 3 à 35 V continu ;
- entrées compatibles avec les logiques TTL et MOS Complémentaire ;
- tension commandée : 120, 240 V alternatifs ;
- intensité maximale : 1,75 à 2 A ;
- dimensions (L x l x h) : 41 x 6 x 19 mm ;
- poids : 6 g ;
- tension d'isolement entre l'entrée et la sortie : 1 500 V ;
- présentation : boîtier SIL (deux dispositifs peuvent être fixés sur un support DIL à 24 broches).

HAMLIN ELECTRONICS FRANCE,
3, sente des Dorées, 75019 Paris (tél.
202.53.17).

Service lecteur : inscrivez le n° 959.

PROGRAMMATEUR DE MÉMOIRES MORTES

Stolz modèle Maestro M 2

La firme suisse Stolz présente un programmeur universel de mémoires mortes aux possibilités étendues. Contrôlé par un microprocesseur, cet appareil comprend un clavier hexadécimal équipé de touches de commandes, une unité de visualisation en hexadécimal à 14 digits ainsi qu'une mémoire de données de 4 K mots de 8 bits. Il dispose de deux interfaces au standard V 24, l'un en boucle de courant pour le raccordement à une unité périphérique (téléimprimeur, etc), l'autre pour une extension éventuelle des entrées-sorties en vue du raccordement à une mémoire de masse ou à un calculateur.

La valeur du débit de données peut être choisie entre 110 et 19 200 bauds et le format des données est décrit par l'opérateur.

Notons que cet appareil permet la lecture, la programmation, le contrôle, la vérification des mémoires mortes, chaque type de mémoire correspondant à un module physique déterminé ; enfin, le fonctionnement de cet appareil peut être télécommandé.

STOLZ (CH) Représentation en France :
Actel, 143 rue des Meuniers, 92220 Bagneux (tél. 657.81.50).

Service lecteur : inscrivez le n° 960.

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.

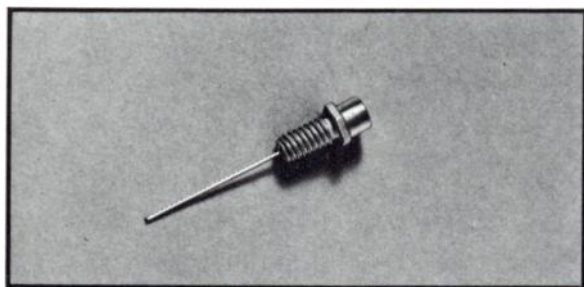
HEWLETT  PACKARD

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



Service Lecteur : inscrivez le n° 916.

cette diode laser a de multiples applications



DIODES LASER ITT A L' As Ga

D'un faible encombrement et d'un poids réduit elles peuvent fonctionner dans un circuit de puissance à transistor.

caractéristiques

Disponible en 2 versions

	simple hétérostructure	double hétérostructure
Longueur d'onde nom.	905 nm	850 nm
Puissance crête de sortie	7-12 W	100-200 mW
Facteur de charge	0,2 %	6 %
Courant de crête max.	40 A	2 A
Courant de seuil nom.	10 A	0,5 A
Champ d'émission	2 x 230 µm	0,3 x 100 µm

applications

Télécommunications par fibre optique
Photographie infrarouge à haute vitesse
Marquage de film
Sécurité
Mesure à distance
Recherche etc.

SPI-ITT
Division Diffusion Composants
38, avenue Henri Barbusse
92223 BAGNEUX (FRANCE)
tél. 253.31.39
téléc. 270 763

Instruments et Composants

ITT

M..... Poste

Société..... Tél.....

souhaite ☐ la visite d'un technicien
☐ recevoir une documentation

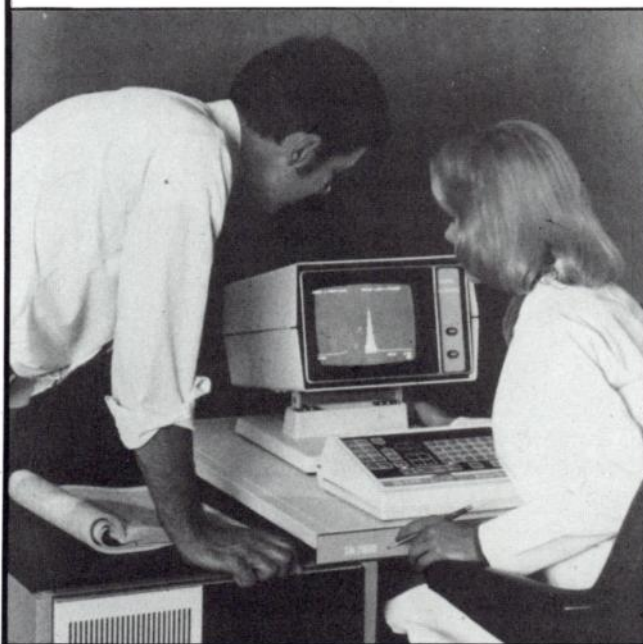
Service Lecteur : inscrivez le n° 917.

Service Lecteur : inscrivez le n° 918.

La nouvelle génération d'analyseurs Tracor Northern

TN 2000
TN 2000
TN 2000
TN 2000

Système d'Analyse et de Traitement
de la Spectrométrie X



Voici 5 ans, Tracor Northern lançait sur le marché le NS 880, le premier système de Spectrométrie X avec ordinateur et mémoire de masse.

Le NS 880 est actuellement le plus performant des systèmes quantitatifs.

Aujourd'hui Tracor Northern introduit en France le TN 2000, un super système à un prix très compétitif.

Parmi les spécifications du TN 2000 citons :

- Système modulaire, microprogrammé et programmable basé autour du microprocesseur du PDP 11 (LSI 11) qui gère l'acquisition et les calculs alors que la visualisation est générée à partir d'un second microprocesseur.
- Ensemble modulaire très évolutif.
- Clavier mobile à touches sensibles comprenant des touches de fonctions programmables.
- Dialogue avec l'ordinateur en clair.
- Mémoire de masse optionnelle (floppy disque).
- Software développé sur NS 880 compatible.

Tracor France, 8, rue Le Corbusier.
Silic 202 - 94518 Rungis - Tél. : 686-15-47

Salon de la Physique - Stand C 25.

FRÉQUENCEMÈTRE UNIVERSEL A AFFICHAGE DOUBLE

Systron Donner modèle 6361 A



La firme américaine Systron Donner présente un appareil original sous la référence 6361-A. Il s'agit d'une fréquence-mètre-périodemètre à affichage double, disposant de deux canaux identiques, et permettant la mesure de fréquences de 0 à 100 MHz et des périodes correspondantes.

Les deux canaux sont donc utilisables simultanément pour les mesures de fréquence, de période ou de rapport. L'appareil permet en particulier la mesure des périodes alternées.

Chaque canal se trouve associé à un atténuateur et à une commande du seuil de déclenchement.

Le champ d'utilisation de cet appareil est très étendu en raison de sa conception originale.

SYSTRON DONNER FRANCE, 24 rue de Paris, 78560 Le Port Marly (tél. 958.48.63).

Service lecteur : inscrivez le n° 961.

MULTIMÈTRES NUMÉRIQUES

Keithley modèles 179 RMS et 178

Keithley complète sa gamme de multimètres numériques à prix intéressant, par deux modèles à 20 000 points.

Le modèle 179 TRMS mesure cinq grandeurs électriques suivantes :

- les tensions continues et alternatives de 10 μ V à 1 200 V ;
- les résistances de 100 m Ω à 20 M Ω ;
- les courants continus et alternatifs de 10 μ A à 2 A.



Les tensions et courants alternatifs sont affichés en valeurs efficaces vraies. La précision des mesures de tensions continues et des résistances est de 0,04 % $\pm$ 1 unité.

Le modèle 178 permet la mesure des trois grandeurs électriques suivantes :

- les tensions continues et alternatives de 100 μ V à 1 200 V ;
- les résistances de 100 m Ω à 20 M Ω .

La précision des mesures est la même que celle du modèle 179 TRMS.

KEITHLEY FRANCE, 44 rue Anatole France, 91120 Palaiseau (tél. 928.00.48).

Service lecteur : inscrivez le n° 962.

MODULATEUR D'IMPULSIONS HYPER-FRÉQUENCES

Hewlett Packard modèle 11 720 A

Hewlett Packard présente un nouveau modulateur d'impulsions à hautes performances, couvrant une gamme de fréquences s'étendant de 2 à 18 GHz et permettant ainsi de faire fonctionner en impulsions de nombreuses sources hyperfréquence. Ce modulateur délivre des impulsions à faible temps de montée nécessaires notamment au test d'équipements radars à haute résolution.

La gamme de fréquence du modèle



11 720 A correspond exactement à celle du générateur synthétisé modèle 8672 A et du générateur de balayage 8620 C/86290 A disponibles chez le même constructeur. Néanmoins, cet appareil peut être utilisé avec n'importe quel générateur ou source hyperfréquence fournissant une puissance de sortie de 100 mW au maximum.

Il possède un temps de montée et de descente de 10 ns et le rapport transmission-blocage s'établit à 80 dB, ce qui permet le test de la grande majorité des systèmes radars fonctionnant en impulsions.

La mise en œuvre de l'appareil ne nécessite aucun circuit externe d'attaque ou de mise en forme. La cadence maximale de répétition atteint 5 MHz tandis que le retard interne et la largeur maximale des impulsions sont respectivement de 60 et 50 ns. Cet appareil dispose également d'une entrée vidéo compatible avec la logique TTL.

HEWLETT PACKARD FRANCE, BP 70, 91401 Orsay Cedex (tél. 907.78.25).

Service lecteur : inscrivez le n° 963.

MÉMOIRE MORTE PROGRAMMABLE PAR L'UTILISATEUR

Raytheon modèle 29612 et 29613.

Raytheon introduit une nouvelle série de mémoires mortes, programmables à fusibles qui présentent la particularité d'être dotées d'un circuit économiseur de puissance consommée. Ce circuit coupe, en effet, la tension d'alimentation lorsque la mémoire n'est pas sollicitée et la rétablit dans le cas contraire. Le gain de puissance

un recueil
unique au monde
sur les
circuits intégrés
que vous devez
posséder

I.C.
MASTER
77



1264
pages de
références
indispensables
à tout ingénieur

- liste fabricants de C.I. avec gamme de produits
- tables de sélection par paramètres
- tables d'identification des produits
- répertoire des homologations JAN
- 970 pages de notes techniques
- tableau des "secondes sources"

REMISE A JOUR TRIMESTRIELLE GRATUITE

OFFRE SPECIALE
495 fr moins 20%

(offre limitée) 396 fr

BON de COMMANDE à retourner à CONSEIL & PROMOTION

1 rue Damiens 92100 - BOULOGNE

Je soussigné,

Nom

Société

Adresse

Ville

commande le IC MASTER 77 au prix
exceptionnel de 396 fr TTC.

Règlement joint : Chèque ☐ CCP ☐

joindre facture de régularisation ☐

Service Lecteur : inscrivez le n° 919.



TRANSISTORS DE PUISSANCE

DARLINGTON COMPLÉMENTAIRES

GENERAL ELECTRIC

Le Nouveau « USERS GUIDE » est paru : 36,50 TTC franco

CCI

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

BB brépub 405

Service Lecteur : inscrivez le n° 920.



une mesure d'avance

Le modulomètre **BOONTON 82AD** haute précision



**automatique
et programmable IEEE**

- de 10 MHz à 1200 MHz
- modulation de fréquence
 - gammes : 10, 100, 300 kHz
- modulation d'amplitude
 - gammes : 10, 100, 300 %
- précision globale AM-FM: 2%
- résolution : 0,1 % de la pleine échelle
- filtres commutables
- caractéristiques spéciales avionique :
 - AM : précision $\pm 0,7\%$ de la lecture pour un taux de modulation de 20 à 40 %, fréquence 30 Hz à 3 kHz

MB

électronique

ZAC de Buc - B. P. 31 - 78530 BUC - Tél. 956.31.30 - Telex 695.414

BB brépub 461

Service Lecteur : inscrivez le n° 921.

moyenne consommée peut ainsi atteindre 75 % par rapport aux dispositifs analogues classiques. Le modèle 29612 est du type sortie à collecteur ouvert et le modèle 29613 est la version à 3 états du dispositif.

Caractéristiques :

- type : mémoire morte programmable à fusibles au nickel-chrome ;
- organisation : 512 mots de 4 bits ;
- tension d'alimentation : 5 V ;
- temps d'accès : 60 ns pour la version commerciale et 75 ns pour la version militaire ;
- puissance consommée :
 - 100 mW pour le modèle 29612 ;
 - 125 mW pour le modèle 29613 ;
- gamme de température :
 - 0 - 50 °C pour la version civile ;
 - 55 à + 125 °C pour la version militaire ;
- présentation : boîtier DIL ou Flatpack à 16 broches.

Notons enfin que le même constructeur propose sous les références 29662 et 29663, des dispositifs analogues mais ayant une capacité de 256 mots de 4 bits.

RAYTHEON SEMICONDUCTOR FRANCE, la Boursidière, RN 186, 92350 Le Plessis-Robinson (tél. 631.06.76).

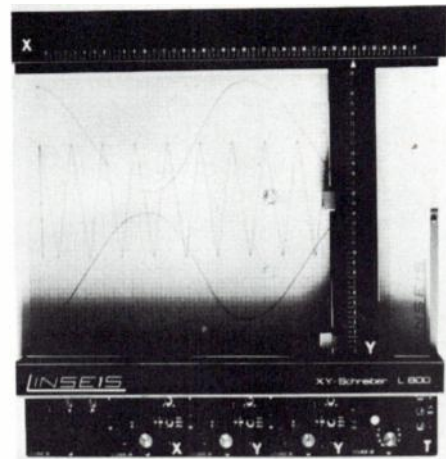
Service lecteur : inscrivez le n° 964.

TABLE TRAÇANTE X-Y1-Y2

Linseis modèle L 800

La firme d'Allemagne Fédérale, Linseis complète sa gamme de tables traçantes X-Y par un modèle à 2 voies Y portant la référence L 800. Cette table au format DIN A 3 et à maintien électrostatique du papier, permet une inscription selon l'axe X à une vitesse maximale de 1 m/s et une inscription Y à une vitesse maximale de 0,9 m/s. Elle dispose de 15 gammes de mesures à partir de 100 μ V/s.

Cet appareil peut être également équipé d'un générateur de base de temps piloté par quartz, permettant d'obtenir des rampes de 0,05 mm/s à 100 mm/s avec une possibilité de déclenchement externe.



Notons que la table L 800 peut recevoir la gamme des tiroirs complémentaires Linseis et notamment : les préamplificateurs sensibles, les convertisseurs logarithmiques et anti-logarithmiques, les convertisseurs

analogique-continus, les convertisseurs fréquence tension, les convertisseurs numérique-analogique, etc.

LINSEIS FRANCE, 43 avenue du Château, 92190 Meudon (tél. 626.33.04).

Service lecteur : inscrivez le n° 965.

SYSTEME AUTOMATIQUE DE TEST ET DE MESURE

ESI modèle 88

La firme américaine Electro Scientific Industries Inc. introduit un nouvel ensemble destiné au test automatique de composants et de circuits linéaires. Ce système permet également l'enregistrement et l'acquisition de données relatives aux mesures.

Le modèle 88 est construit autour d'un miniordinateur PDP 11. Il comprend une unité à disques souples, une console de visualisation équipée d'un clavier, un module voltmètre-ohmmètre numérique, un module scrutateur, un bus d'interface et une alimentation générale. Le langage évolué de programmation est le PASCAL.



Notons que cet appareil peut être fourni selon un certain nombre de configurations adaptées à des besoins précis : test de tranches de circuits intégrés linéaires, test de circuits hybrides, de composants passifs ou actifs, etc...

ELECTRO SCIENTIFIC INDUSTRIES INC, 13900 N.W. Science Park Drive, Portland, Oregon 97229 (USA).

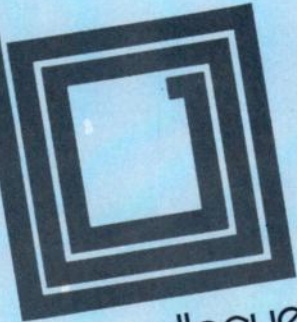
Service lecteur : inscrivez le n° 966.

GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS

Exact modèle 508

La firme américaine Exact complète sa gamme de générateurs de fonctions à hautes performances par le modèle 508.

Cet appareil comporte deux générateurs indépendants. Le premier délivre des signaux sinusoïdaux, carrés, triangulaires, sinusoïdaux carrés, triangulaires carrés dans une gamme de fréquences s'étendant de 0,001 Hz à 5,5 MHz ; la valeur de la tension de sortie étant de 30 V crête à crête.



colloque
international sur
la fiabilité et
la maintenabilité
international
conference on
reliability and
maintainability

paris 19-22 juin 1978

secrétariat général :
11 rue Hamelin
75783 Paris
Cedex 16 - France
☎ 505-14-27
SYCELEC Paris 034
SYCELEC
Paris 611045 F

Service Lecteur : inscrivez le n° 922.



Le second générateur sert au balayage et il délivre des rampes, des signaux de déclenchements, de réalisation de salves et de trains d'ondes avec une période allant de 10 μ s à 100 s.

Lorsque l'appareil est volubé, les fréquences extrêmes d'excursion peuvent être lues avec précision, sur un fréquencemètre extérieur, en utilisant le blocage de la rampe de balayage.

L'appareil peut également délivrer des impulsions négatives et positives. Il dispose d'une sortie dont la tension est proportionnelle à la fréquence de manière à pouvoir être raccordé à une table traçante ou à un oscilloscope.

EXACT (USA). Représentation en France : Dana Electronics : 91, route des Gardes, 92190 Meudon Bellevue (tél. 027.75.75).

Service lecteur : inscrivez le n° 967.

ANALYSEUR DE SYSTEMES A MICROPROCESSEUR

Motorola modèle MPA 1

L'analyseur de système à microprocesseurs présenté par Motorola, a spécialement été conçu pour le dépannage et la mise au point du matériel et du logiciel d'ensembles incorporant des microprocesseurs.



L'appareil visualise les informations à raison de 32 mots en notation hexadécimale, sur un écran cathodique et ceci à partir d'une adresse de déclenchement fourni par opérateur. La présentation des résultats s'effectue suivant trois modes dans lequel le mot de déclenchement constitue :

- soit le point de départ de la saisie de l'information ;
- soit le point de fin de saisie de l'information ;
- soit le point d'enclenchement d'un compteur retardant la saisie d'un nombre déterminé de cycle d'horloges jusqu'à un maximum de 65 536 cycles.

L'emploi du MPA-1 s'avèrera particulièrement utile pour la mise au point des programmes, l'étude des piles et des liaisons à des sous-programmes, l'analyse des interruptions ainsi que la vérification des opérations sur les registres d'interface des entrées-sorties.

MOTOROLA SEMICONDUCTEURS FRANCE, 17 avenue de Ségur, 75007 Paris (tél. 551.50.61).

Service lecteur : inscrivez le n° 968.

ANALYSEUR UNIVERSEL DE MICRO-PROCESSEUR

Systron Donner modèle 50

L'analyseur universel de microprocesseurs proposé par la firme américaine Systron Donner permet l'analyse du fonctionnement de tout système à microprocesseur, possédant un accès au bus d'adresses et au bus de données à 16 bits au maximum.



Cet appareil permet de visualiser les données présentées à des adresses sélectionnées par l'opérateur sur 65 000 positions d'adresse, ou 65 000 impulsions d'horloge ou bien sur 256 combinaisons possibles adresse-impulsions d'horloge. Il dispose de plusieurs modes de recherche des points d'entrée ou de sortie des boucles, de déroulement pas à pas avant ou arrière, etc. D'autres possibilités sont également offertes par l'appareil telles l'introduction de retards sur les boucles, sur les cycles d'horloge ou d'instruction, la fréquence maximale d'horloge atteignant 10 MHz. L'emploi de l'analyseur universel modèle 50 s'avèrera très utile pour le dépannage, la mise au point du matériel et du logiciel.

SYSTRON DONNER FRANCE, 24 rue de Paris, 78560 Le Port Marly (tél. 958.48.63).

Service lecteur : inscrivez le n° 969.

APPAREIL DE CONTROLE DE TRANSMISSION DE DONNÉES

International Data Sciences modèle Hawk 4000

La firme américaine International Data Sciences introduit un nouvel appareil destiné à être inséré, dans un système de transmission de données, entre le modem et l'équipement terminal. Cet appareil qui incorpore un microprocesseur et un écran de visualisation, permet la saisie et le contrôle au vol des données qui peuvent être emmagasinées dans la mémoire interne de l'appareil pour lecture et analyse ultérieures. Le Hawk 4000 est entièrement interactif et peut donc transmettre des données.



Il fonctionne selon les procédures standards BISYNC, SDLC, HDLC et ADCCP sur des liaisons asynchrones en duplex total de 75 à 19 200 bits/s ou sur des lignes synchrones jusqu'à 72 000 bits/s. Les données peuvent être affichées caractère par caractère ou ligne par ligne selon les formats ASCII, EBCDIC et hexadécimal.

L'écran de visualisation peut afficher jusqu'à 512 caractères ; la capacité de la mémoire interne est de 2 048 caractères, mais elle peut être étendue grâce au raccordement optionnel à une unité à disques souples. L'appareil peut également être relié à une unité imprimante.

Notons enfin que la commande de l'appareil s'effectue à partir d'un clavier hexadécimal et de 4 touches, et d'un ensemble de 20 touches de petites dimensions ; un certain nombre d'indicateurs lumineux permettant de contrôler l'état de fonctionnement du Hawk 4000.

INTERNATIONAL DATA SCIENCES Inc (USA). Représentation internationale : EMEC Inc, 2350 South 30th Avenue, Hallandale, Florida 33009 (USA).

Service lecteur : inscrivez le n° 970.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Service Lecteur

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

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

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

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

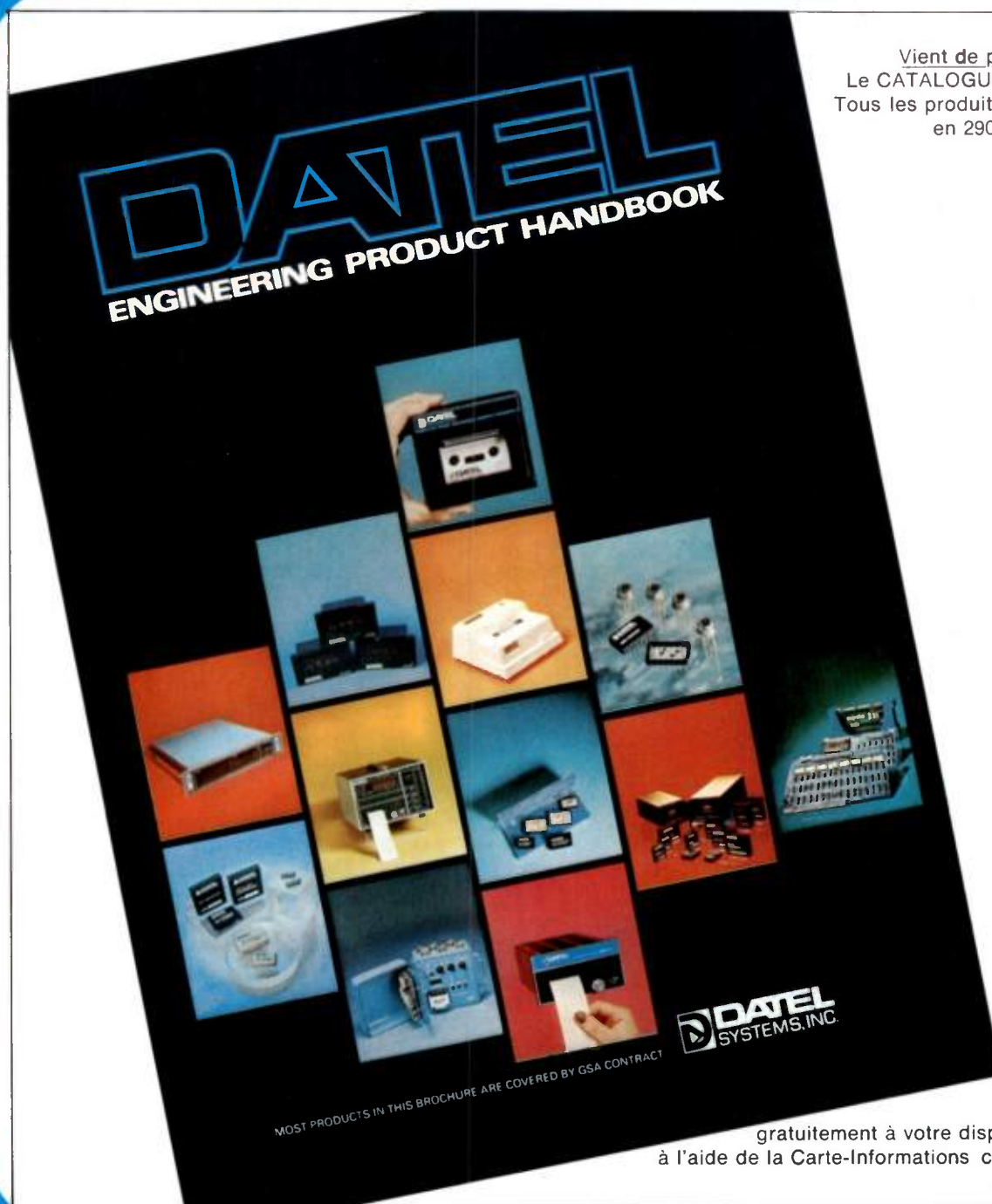
Dans chaque fascicule de l'*Onde Électrique* vous trouverez, en fin de volume, les cartes d'information mises à votre disposition.

DATEL informations SYSTEMS

Édité par DATEL SYSTEMS s.a.r.l. 11 av. Ferdinand-Buisson, 75016 Paris - Tél. : 620.06.74 - Télex : Datelem 204280 F

n° 1
NOVEMBRE 1977

Vient de paraître
Le CATALOGUE 1978.
Tous les produits Datel
en 290 pages



gratuitement à votre disposition
à l'aide de la Carte-Informations ci-après.

DATEL SYSTEMS Leader en technologie de conversion et d'acquisition de données fabrique : convertisseurs A-N, N-A - Multiplexeurs - Échantillonneurs bloqueurs - Amplificateurs opérationnels - Alimentations modulaires - Convertisseurs DC-DC - Voltmètres de tableau - Imprimantes - Compteurs - Data loggers - Systèmes d'acquisition - Enregistreurs - Lecteurs de cassette.

Nos représentants : Rhône-Alpes, Comtec Tél. : (78) 48 61 87 - Sud Ouest, SPELEC Tél. (61) 62.34.72

nouveaux instruments et systèmes

L'ICT-WA : un enregistreur numérique à cassette, de faible consommation, pour relecture sur terminal.

Les applications spécifiques de l'ICT-WA sont très diversifiées : bouées et sondes immergées, équipements de contrôle de qualité de l'air et de l'eau, contrôle d'intensité du trafic automobile, mesure du bruit, tests sismiques et géophysiques, météorologie et acquisitions médicales, etc.

Enregistreur incrémental à cassette - 50 bits/sec.
Consommation + 12V à 100 mA - Entrée série ou parallèle jusqu'à 40 bits - Relecture immédiate sur terminal compatible ANSI-ECMA - ISO - Contrôle automatique de longueur de bloc, fin de ligne, et "formatage" de caractères - Convertisseur A-N en option pour entrées analogiques et numériques mixées.



Carte-Informations cerclez le n° 1-01

Un standard de tension miniature et économique : le DVC-8500.

Le DVC-8500 est un instrument idéal pour le laboratoire puisqu'il permet de calibrer des voltmètres jusqu'à 4 1/2 digits de résolution, des convertisseurs A-N et N-A, des amplificateurs opérationnels ou d'instrumentation et d'autres équipements électroniques. Ses dimensions (140 x 140 x 50 mm) permettent de le placer dans l'environnement immédiat des circuits à tester. Six commutateurs rotatifs permettent d'obtenir l'amplitude et le signe de l'information désirée.



Carte Informations cerclez le n° 1-02

Le DVC-8500 génère une tension de sortie bipolaire jusqu'à $\pm 19,999V$ à 25 mA par pas de 1mV, avec une précision de 0,005 % pleine échelle ou $\pm 1mV$. Un vernier, placé sur le panneau-avant et gradué par 100 μV , fait varier la sortie de 0 à + 1,5mV pour les calibrations précises. Une stabilité de 27ppm sur 3 mois, une dérive du zéro de 5 μV permettent de considérer le

DVC-8500 comme un excellent standard de transfert, très économique. Un thermostatage de la zener de référence assure moins de 1mV d'erreur sur une plage de température de 0 à + 50 °C. La sortie est protégée contre les courts-circuits ($\pm 25 mA$) et une surcharge éventuelle est signalée par un voyant rouge situé en face avant.

Carte-Informations cerclez le n° 1-02

Nouveau : Le Data logger DL2 "deshabillé"

Cette version sans coffret est encastrable et 25 % moins chère que le DL2 Standard. Il a de nombreuses applications en météorologie, océanographie, essais de véhicules, contrôle et surveillance de pollution, exploration de ressources naturelles.

Le DL2 permet l'acquisition de données analogiques et numériques jusqu'à 64 voies à intervalles de temps de 1 s à 30 h, avec enregistrement automatique

des date et heure de début de scrutation.

Une cassette standard de type Philips peut ainsi enregistrer jusqu'à 120 000 mesures.

Le DL2 est entièrement réalisé en technologie CMOS, sa consommation est de 6mW en stand-by et 1,2 W pendant l'enregistrement. Alimentation secteur ou batterie : 12V.



Carte-Informations cerclez le n° 1-03

nouveaux composants et modules

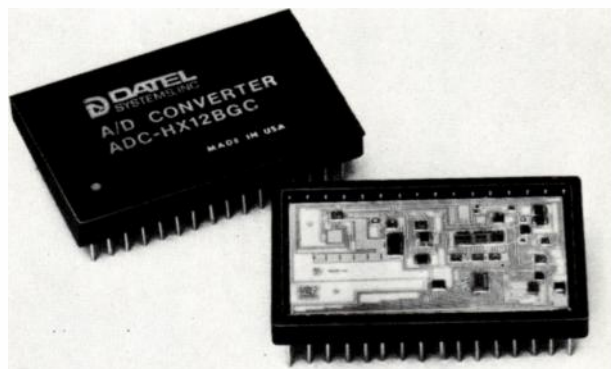
L'ADC-HX12BGC : un nouveau convertisseur A-N hybride, économique.

L'ADC-HX12BGC offre des possibilités habituellement réservées à des convertisseurs modulaires de prix élevé. Pour moins de 500 Ff, il permet d'effectuer une conversion sur 12 bits de résolution en 20µs.

5 gammes de tension d'entrée possibles : 0 à 5V, 0 à + 10V, $\pm 2,5V$ $\pm 5V$ et $\pm 10V$. L'impédance d'entrée varie de 2,5 k Ω à 10 k Ω selon la gamme d'entrée sélectionnée. Un "buffer" grande impédance est incorporé au convertisseur offrant ainsi une impédance de 100 M Ω . L'ADC-HX12BGC peut être utilisé en cycle court pour des conversions de plus faible résolution, à plus grande vitesse : 10 bits en 15µs ou 8 bits en 10µs.

La version 0 + 70°C est présentée en boîtier céramique 32 broches.

Les versions — 25° + 85°C et — 55° + 100°C sont livrées en boîtier métallique étanche.



Carte-Informations cerclez le n° 1-04

Convertisseur N-A miniature à sortie rapide filtrée.

S'affranchissant des instruments habituellement proposés sur le marché, le DAC-DG12B comprend une électronique complète dans un boîtier compact de 10,4 x 5 x 1 cm.

La sortie tension est rapide : 10V à 1 LSB en 600 ns et 250 ns à 1%. Pour les petites variations de ± 4 LSB, la vitesse est de 100 ns. La mise à jour des entrées logiques peut s'effectuer à 10 MHz. L'amplitude maximale des parasites de commutation est de ± 2 LSB. Trois gammes de tensions programmables : 0 à — 10V, + 5V et + 10V. La sortie courant test de ± 10 mA minimum et protégée contre les courts-circuits.

Deux modèles de base sont proposés : l'un accepte un code binaire complémenté ou offset binaire complémenté, l'autre un complément à 2 complémenté.

Citons, entre autres, parmi les nombreuses applications possibles du DAC-DG12B, les consoles de visualisation graphique, la lithographie, la cartographie X-Y, les systèmes de contrôle de process, les systèmes automatiques de test, etc...



Carte-Informations cerclez le n° 1-05

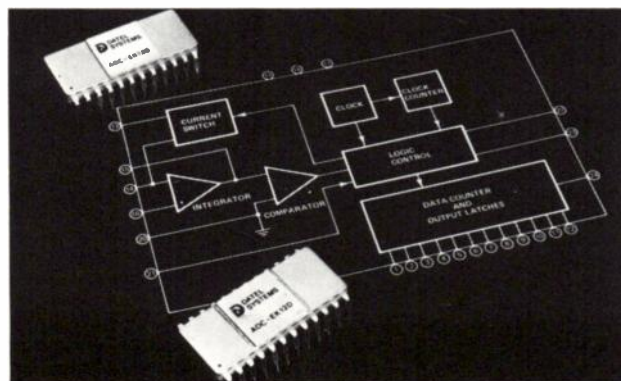
Grande linéarité et faible consommation : les convertisseurs A-N CMOS à intégration de la série EK.

Les ADC-EK offrent une excellente linéarité et présentent l'avantage de consommer 20mW sur l'alimentation de ± 5 VDC. Tous les modèles de cette série ont une linéarité et une précision relative de $\pm 1/4$ LSB typique ($\pm 1/2$ LSB max.).

Trois modèles binaires (8, 10 et 12 bits) et un modèle BCD, ayant une résolution de 3 digits, sont disponibles. Ces convertisseurs sont particulièrement recommandés pour les applications où le signal d'entrée varie lentement, où la précision, la consommation et la dimension priment sur la vitesse. Cette dernière est de 1,8 ms pour 8 bits, 6 ms pour 10 bits et 24 ms pour 12 bits.

Le modèle BCD présente un temps de conversion de 12 ms maximum.

Ces convertisseurs peuvent fonctionner en autoconversion ou sur commande extérieure. Les entrées-sorties sont compatibles CMOS-TTL/DTL. Présentation en boîtier DIP 24 broches.



Carte-Informations cerclez le n° 1-06

CARTE-INFORMATIONS
à retourner affranchie à 1 F à

DATEL
SYSTEMS

11 avenue Ferdinand-Buisson
75016 PARIS

nouveaux composants et modules

Les amplificateurs opérationnels ultra rapides AM 500.

Combinant des caractéristiques de faible dérive avec une grande vitesse, ces amplificateurs opérationnels hybrides miniatures ont de multiples applications comme : intégrateurs rapides, échantillonneurs bloqueurs et amplificateurs de courant pour les convertisseurs N-A rapides.

Le temps d'établissement est de 200 ns max. à 10-4 pour 10V de variation. La vitesse de montée est de 1000V/μs pour des transitions positives et de 1800V/μs pour des transitions négatives. Ceci permet la reproduction, sans distorsion et à pleine charge, d'un signal de 20VCC à 16 MHz. L'AM 500 établit un signal de 10V à 1% en 70 ns seulement.

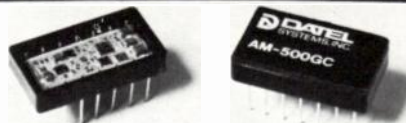
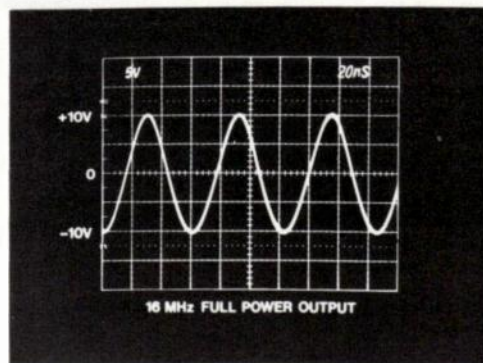
Les caractéristiques statiques de l'AM 500 comprennent un gain en boucle ouverte de 106 dB, une impédance d'entrée de 30 MΩ et un courant d'entrée de 1 nA.

Bien qu'il ne fonctionne pas en différentiel, cet appareil supporte une tension de ± 5VDC sur l'entrée positive. Le bruit en sortie, dans la bande 100 Hz à 10 kHz, est de 1 μV RMS.

La tension de décalage est de ± 0,5 mV et la dérive de 5 μV/°C. L'alimentation requise est de ± 15VDC à 22mA (il peut fonctionner de ± 10V à ± 18V).

3 versions de base sont disponibles : 0 + 70 °C, - 25 + 85 °C, - 55 + 85 °C.

Boîtier DIP 14 broches.



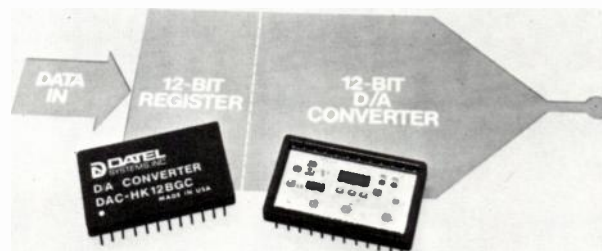
Carte-Informations cerclez le n° 1-07

Un convertisseur N-A à registre d'entrée pour interfaces de calculateurs.

Le DAC-HK12B contient un registre de stockage 12 bits. Fabriqué en technologie hybride couche mince, il se présente en boîtier 24 broches, céramique ou métallique.

5 gammes de tension de sortie peuvent être obtenues par simple connexion : 0 à + 5V, 0 à + 10V, ± 2,5V, ± 5V et ± 10V. La linéarité est de ± 1/2 LSB maximum et le coefficient de température de gain de + 20 ppm/°C max.

La consommation globale est de 900 mW. Quatre modèles sont proposés : Boîtier céramique 0 + 70 °C, boîtier métallique : 0 + 70 °C, - 25 + 85 °C, - 55 °C + 85 °C.



Carte-Informations cerclez le n° 1-08

Nouvelles alimentations stabilisées pour montage en châssis.

Cette nouvelle série d'alimentations modulaires, avec connexions par bornier, est utile dans les applications où il n'est pas souhaitable, sinon possible, d'utiliser des circuits imprimés ou des supports.

Deux modèles à simple sortie, UCM5/1000 et UCM5/2000, sont proposés pour les applications digitales. Les sorties sont respectivement de + 5V à 1A et 2A avec une régulation de 5.10-4 sur la ligne et 1.10-3 sur la charge. Le bruit est de 1mV RMS max. Trois modèles à sortie double, BCM15/100, 15/200 et 15/300, sont proposés pour les applications analogiques. Les sorties sont respectivement de ± 15V à 100mA, 200mA et 300mA, avec une régulation de 2.10-4 sur la ligne et 5.10-4 sur la charge avec un bruit en sortie de 2mV RMS max. Dimensions : 88,9 x 63,5 mm ; hauteur de 22,2 à 39,6 mm selon le modèle.



Carte-Informations cerclez le n° 1-09

opp conseil

M..... Fonction.....

Entreprise..... Service.....

Adresse.....

Ville..... Code postal..... Tél..... poste.....

Souhaite sans engagement, ni frais,

☐ Recevoir le catalogue Datel 1978

☐ Recevoir une documentation plus complète sur les produits-numéros suivants :

n° 1-01

n° 1-02

n° 1-03

n° 1-04

n° 1-05

n° 1-06

n° 1-07

n° 1-08

n° 1-109

☐ Recevoir régulièrement Datel Systems Informations (abonnement gratuit)

☐ Avoir la visite d'un ingénieur Datel pour le problème suivant :



LIVRES REÇUS

Théorie et applications de la transformation de Fourier rapide,

J. LIFERMANN,

Masson, Paris, 1977, 143 p.,
ISBN 2-225-46190-2.

Avant-propos (2 p.). - Les deux domaines d'un signal (5 p.). - La discrétisation des signaux et des spectres (12 p.). - La transformation de Fourier discrète (22 p.). - Les algorithmes de la transformée de Fourier rapide (19 p.). - Représentation graphique de l'algorithme de Cooley (17 p.). Représentation graphique de l'algorithme de Sande (11 p.). - Généralisation des algorithmes de la TFR (19 p.). - Application de la TFR au calcul des spectres (10 p.). - Application de la TFR au calcul des convolutions (13 p.). - Application de la TFR au calcul des corrélations (12 p.). - Index alphabétique des matières (1 p.).

Telecommunication by speech. The transmission performance of telephone networks,

D. L. RICHARD,

Butterworths, London, 1973, 589 p.,
ISBN 0-408-70344-X.

General background (30 p.). - Mechanism of human communication (81 p.). - Methods of measuring the communication efficiency of a speech link (112 p.). - Effects of specific factors (125 p.). - Telephone sets (55 p.). - Line transmission systems (58 p.). - Planning of telephone networks (25 p.). - Transmission performance of telephone networks (34 p.). - Appendixes (8 p.). - Bibliography (50 p.). - Index (10 p.).

Le COBOL A.N.S. avec exercices et corrigés,

C. BONNIN,

Eyrolles, Paris, 1977, 4^e édition, 182 p.

Les principes de base (5 p.). - Les instructions descriptives de zones (24 p.). - La Data division (9 p.). - La division procédure (2 p.). - Les verbes d'entrées-sorties (13 p.). - Les instructions arithmétiques (10 p.). - Les mouvements de données (12 p.). - Les instructions conditionnelles (9 p.). - Les branchements (14 p.). - Les déclaratives (4 p.). - La division identification (2 p.). - La division environnements (8 p.). - Les sous-programmes externes (5 p.). - Aide à l'écriture et à la mise au point (9 p.). - Annexe I (3 p.). - Annexe II (9 p.). - Annexe III (6 p.). - Corrigés des exercices (41 p.).

The language of thought,

J.A. FODOR,

Hassocks Harvester Press Ltd, 1976, 214 p.,
ISBN 0-85527-309-7.

Introduction : Two kinds of reductionism (26 p.). - First approximations (28 p.). - The structure of the Internal code : Some linguistic evidence (58 p.). - The structure of the Internal code : Some psychological evidence (40 p.). - Conclusion (9 p.). - Bibliography (7 p.). - Index (1 p.).

De la métrologie fondamentale à son application industrielle,

R. DOUET,

Librairie Scientifique et Technique Albert Blanchard, Paris, 1976, 325 p.

Première partie : Le mesurage (94 p.). - Deuxième partie : Les résultats du mesurage (96 p.). - Troisième partie : L'interprétation des résultats de mesurage (94 p.). - Conclusion (6 p.). - Exercices d'application (32 p.). - Bibliographie.

Les extensions au COBOL A.N.S. (avec exercices et corrigés),

C. BONNIN,

Eyrolles, Paris, 1977, 2^e édition, 193 p.

L'organisation directe (20 p.). - L'organisation relative (10 p.). - L'organisation séquentielle indexée (20 p.). - VSAM (15 p.). - L'organisation consécutive VSAM-ESDS (7 p.). - L'organisation indexée VSAM-KSDS (14 p.). - La gestion des tables (12 p.). - Le tri COBOL (7 p.). - Le report Writer - Editeur COBOL (25 p.). - La segmentation des programmes (7 p.). - Annexe I (3 p.). - Annexe II (18 p.). - Annexe III (5 p.). - Corrigés des exercices (20 p.). - Index alphabétique (2 p.).

Microprocesseurs et microordinateurs,

R. LYON CAEN,

Masson, Paris, 1977, 173 p.,
ISBN 2-225-46299-2.

Introduction aux microprocesseurs et aux microordinateurs (4 p.). - Le microprocesseur : principes, description, fonctionnement (27 p.). - Etude de la logique de contrôle d'un microprocesseur (24 p.). - Annexe (10 p.). - Réalisation d'un microordinateur autour d'un microprocesseur (28 p.). - Exemple d'utilisation simple d'un microprocesseur (17 p.). - Programmation sur microordinateur logiciel d'aide à la mise au point (22 p.). - Essai de classification des principaux microprocesseurs actuels (15 p.). - Annexes : Présentation des nombres (12 p.). - Rappels sur quelques notions élémentaires de programmation (6 p.). - Lexique français-anglais des termes utilisés, avec renvois au texte (5 p.). - Mémoires RAM, ROM, PROM, REPRM (1 p.). - Bibliographie (1 p.).

Div. Automatique et Instrumentation. Groupe de Travail «Commande hiérarchisée»

Commande et Gestion des Systèmes complexes. Journées de formation, Toulouse, 6-7 octobre 1976, Paris, AFCET, 1976, 202 p.

Session I : Analyse, décomposition, aggrégation (56 p.). - Session II : Commande hiérarchisée des systèmes complexes (58 p.). - Session III : Gestion des systèmes complexes (85 p.).

(suite page 658)

colloque
international
sur les
signaux
et les images
en médecine
et en biologie
international
conference
on signals
and images
in medicine
and biology
BIOSIGMA 78
paris 24-28 avril 1978

secrétariat général :
11 rue Hamelin
75783 Paris
Cedex 16 - France
☎ 505-14-27
✉ SYCELEC Paris 034
☐ SYCELEC
Paris 611045 F

Service Lecteur : inscrivez le n° 923.

USA invitation à l'exposition

EQUIPEMENT DE PRODUCTION ET D'ESSAIS

POUR L'INDUSTRIE ELECTRONIQUE

14-17 novembre 1977

de 10 heures à 18 heures

U.S. TRADE CENTER

123, av. Charles de Gaulle 92200 Neuilly
tél. 624.33.13 télex. 610731 métro : Sablons

SOCIÉTÉS EXPOSANTES :

BFI ÉLECTRONIQUE	TECHNI IMPORT PROFES-
GENRAD	SIONNEL
INTERTRADE SCIENTIFIC	TECHNITRON
MICROCIRCUIT-ANNEXFIELD	THE TECHNOLOGY GROUP
MICRO TEST SYSTEMS	TECHNOLOGY RESOURCES
SIEMIC	YREL

oe LIVRES REÇUS

American Radio Relay League,

The radio amateur's handbook, Newington, ARRL, 1977, 714 p.

The amateur's code (1 p.). - Amateur radio (7 p.). - Electrical laws and circuits (47 p.). - Vacuum-tube principles (18 p.). - Semiconductor devices (26 p.). - AC-Operated power supplies (31 p.). - HF Transmitting (63 p.). - Receiving systems (55 p.). - VHF and UHF Receiving Techniques (29 p.). - Mobile and portable/emergency equipment and practices (33 p.). - Code transmission (16 p.). - Amplitude modulation and double-sideband phone (11 p.). - Single-sideband transmission (41 p.). - Frequency modulation and repeaters (38 p.). - Specialized communications systems (26 p.). - Interference with other services (22 p.). - Test equipment and measurements (43 p.). - Construction practices and data tables (16 p.). - Wave propagation (14 p.). - Transmission lines (15 p.). - HF Antennas (35 p.). - VHF and UHF Antennas (16 p.). - Assembling a station (7 p.). - Operating a station (54 p.). - Vacuum tubes and semiconductors. - Index.

Approche participative du traitement de l'information,

J.F. PHELIZON,

Technique et Vulgarisation, Paris, 1977, 80 p.

Traitement des conditions : expressions algébriques et conditionnelles. I.— Expressions algébriques - II.— Propositions logiques III.— Tables et grilles de décision (20 p.). - Traitement des actions : la programmation structurée. I.— Modules - II.— Instructions (33 p.). - Résolution des problèmes : exemple de mise en œuvre. I.— Relations avec le système d'exploitation - II.— Exemples miniaturisés (13 p.). - Annexes (1 p.). - I. Tableau récapitulatif des options (1 p.). - II. Schéma logique d'enchaînement (1 p.). - IV. Sommaire des instructions LCS (2 p.). - V. Description des opérandes (1 p.). - VI. Exemple de génération (5 p.).

Logique séquentielle,

J. LAGASSE,

Bordas, Paris, 1976, 82 p., 3^e édition, ISBN 2-04-000149-2.

Généralités - structures (7 p.). - Représentation des systèmes séquentiels (8 p.). - Analyse des systèmes séquentiels (17 p.). - Synthèse des systèmes séquentiels. Méthode d'Huffman (29 p.). - Synthèse à l'aide d'éléments mémoires donnés (18 p.).

Data structures and Programming techniques,

H. H. MAURER,

Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1977, 228 p., ISBN 0-13-197038-0.

Introduction (1 p.). - A model for the manipulation of Data Structures (15 p.). - Lists (86 p.). - Trees (82 p.). - Complex Data Structures (30 p.). - Index of Symbols (2 p.). - Bibliography (4 p.). - Subject Index (7 p.).



MÉTHODES MATHÉMATIQUES NON NUMÉRIQUES ET LEURS ALGORITHMES

par A. KAUFMANN et E. PICHAT

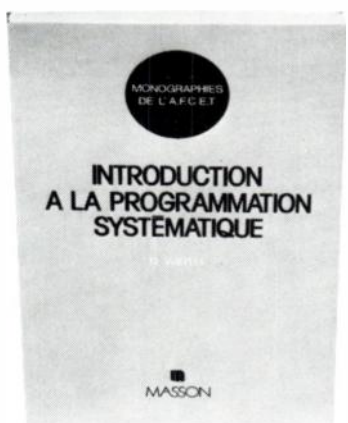
Tome I. Algorithmes de recherche des éléments maximaux. 208 pages, 182 figures, 180 F.

Tome II. Algorithmes de recherche de chemins et problèmes associés. 176 pages, 36 figures, 170 F. Prix au 15.9.1977

Pour commander ou recevoir une documentation, adressez-vous à votre libraire ou aux Editions Masson - 120 bd Saint-Germain - 75280 Paris cedex 06. (Commande par correspondance : joindre votre règlement et 5 F de participation aux frais de port).

MASSON 

Service Lecteur : inscrivez le n° 925.



INTRODUCTION A LA PROGRAMMATION SYSTÉMATIQUE

par Niklaus WIRTH

Approche systématique et rigoureuse de la programmation, adaptée aux besoins de ceux qui considèrent l'enseignement de la construction systématique des algorithmes comme une partie fondamentale de leur formation.

«Monographie de l'A.F.C.E.T.». Ouvrage traduit de l'anglais, 168 pages, 75 F. Prix au 15.9.1977.

Pour commander ou recevoir une documentation, adressez-vous à votre libraire ou aux Editions Masson - 120 bd Saint-Germain - 75280 Paris cedex 06. (Commande par correspondance : joindre votre règlement et 5 F de participation aux frais de port).

MASSON 

Service Lecteur : inscrivez le n° 926.

oe LIVRES REÇUS

A structured approach to programming,

J.K. HUGHES et J.I. MIGHTOM,

Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1977, 264 p., ISBN 0 13 854356 9.

A new programming discipline (18 p.).- Top-Down development : Program design (24 p.).- Top-Down Development : Planning and implementation (18 p.).- Structured Programming (22 p.).- Stepwise refinement (35 p.).- Structured programming using ANS COBOL (45 p.).- Structured programming using FORTRAN (28 p.).- Structured programming using PL/I (34 p.).- Structured walk-throughs (12 p.).- Testing (14 p.).- Glossary (6 p.).- Bibliography (4 p.).- Index (3 p.).

Pattern synthesis. Lectures in pattern theory, volume 1

U. GRENANDER,

Springer Verlag, New York, 1976, 509 p., (coll. : Applied mathematical sciences n° 18), ISBN 0 387 90174 4.

The generators (23 p.).- The configurations (71 p.).- The images (266 p.).- The deformations (119 p.).- Appendix (4 p.).- Notes (10 p.).- Bibliography (9 p.).- Index (7 p.).

Solid state design for the radio amateur,

W. HAYNARD et D. DEMAN,

ARRL, Newington, 1977, 256 p.

Semiconductors and the amateur (10 p.).- Basics of transmitter design (15 p.).- More transmitter topics (20 p.).- Power amplifiers and matching networks (17 p.).- Receiver design basics (42 p.).- Advanced receiver concepts (32 p.).- Test equipment and accessories (38 p.).- Modulation methods (28 p.).- Field operation, portable gear and integrated stations (27 p.).- Appendix (15 p.).- Bibliography (3 p.).- Index (2 p.).

Initiation aux minicalculateurs et microprocesseurs,

A. BARNA et D. PORAT,

Eyrolles, Paris, 1977, 114 p.

Avant-propos (4 p.). - Liste des abréviations utilisées (2 p.). - Introduction (3 p.). - Structure de base des minicalculateurs et microprocesseurs (7 p.). - Introduction aux techniques de programmation (9 p.). - Entrées et sorties (9 p.). - Opérations arithmétiques (16 p.). - Circuits arithmétiques et logiques (10 p.). - La mémoire centrale (14 p.). - L'unité de commande (13 p.). - Compléments (19 p.). - Index alphabétique (3 p.).

Electronic systems. Theory and applications,

H. ZANGER,

Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1977, 340 p.,

ISBN 0-13-252155-5.

The system (29 p.). - System analysis (46 p.). - Transducers (39 p.). - System components (89 p.). - Communications systems (47 p.). - Instrumentation (32 p.). - Control systems (31 p.). - System hardware, reliability, and maintainability (21 p.). - Index (5 p.).

(suite page 660)



L'EMPLOI DES MICROPROCESSEURS

par Michel AUMIAUX

Volume broché, 128 pages, 80 figures, 60 F.

Prix au 15.9.1977

Chez le même éditeur :

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

Pour commander ou recevoir une documentation, adressez-vous à votre libraire ou aux Editions Masson - 120 bd Saint-Germain - 75280 Paris cedex 06. (Commande par correspondance : joindre votre règlement et 5 F de participation aux frais de port).

MASSON 

Service Lecteur : inscrivez le n° 927.

THÉORIE ET TECHNIQUE DE LA TRANSMISSION DES DONNÉES



par Jacques CLAVIER et al.

2^e édition revue

Collection de l'E.N.S.T.A.

Tome I. Notions fondamentales.

320 pages, 76 figures, 160 F.

Tome II. Systèmes de télé-informatique.

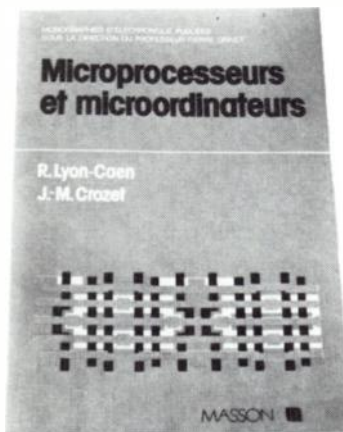
216 pages, 168 figures, 120 F.

Prix au 15.9.1977

Pour commander ou recevoir une documentation, adressez-vous à votre libraire ou aux Editions Masson - 120 bd Saint-Germain - 75280 Paris cedex 06. (Commande par correspondance : joindre votre règlement et 5 F de participation aux frais de port).

MASSON 

Service Lecteur : inscrivez le n° 928.



MICROPROCESSEURS ET MICROORDINATEURS

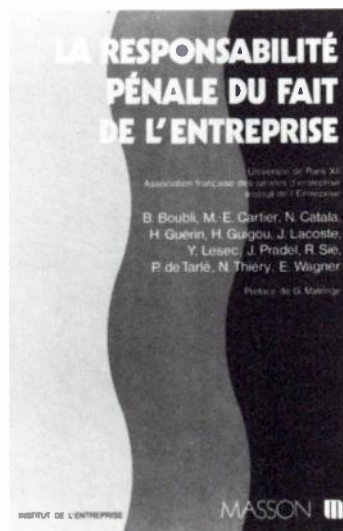
par Robert LYON-CAEN
«Monographies d'électronique» publiées sous la
direction de P. Grivet.
Volume broché, 188 pages, 82 figures, 60 F.
Prix au 15.9.1977

Chez le même éditeur :
L'emploi des microprocesseurs, par M. Aumiaux.

Pour commander ou recevoir une documentation, adres-
sez-vous à votre libraire ou aux Editions Masson - 120
bd Saint-Germain - 75280 Paris cedex 06 (Commande
par correspondance : joindre votre règlement et 5 F de par-
ticipation aux frais de port).

MASSON

Service Lecteur : inscrivez le n° 929.



Journées d'études, Université de Paris XII/Institut
de l'Entreprise - Association française des juristes
d'entreprise (14-15 octobre 1976)
Collection «Institut de l'Entreprise». Volume bro-
ché de 192 pages, 48 F.
Prix au 15.9.1977
Dans la même collection :
Politique industrielle et stratégies d'entreprise.

Pour commander ou recevoir une documentation, adres-
sez-vous à votre libraire ou aux Editions Masson - 120
bd Saint-Germain - 75280 Paris cedex 06. (Commande
par correspondance : joindre votre règlement et 5 F de par-
ticipation aux frais de port).

MASSON

Service Lecteur : inscrivez le n° 930.

oe LIVRES REÇUS

Informatique et information. La conception des systèmes d'information. Les banques de données,

R. HURTUBISE,

Éditions Agence d'Arc, Ottawa, 1976,
357 p.,
ISBN 0-88586-0004.

Chapitre premier : Le concept des sys-
tèmes d'information aux fins de gestion.
Introduction au concept (11 p.). - Consi-
dérations informatiques (6 p.). - Consi-
dérations organisationnelles (8 p.). - Niveaux
de SIG (2 p.). - Bibliographie (5 p.). - Cha-
pitre 2 : Le concept des bases de données.
Introduction au concept (5 p.). - Consi-
dérations informatiques (51 p.). - Consi-
dérations organisationnelles (11 p.). - Inté-
gration du concept-base de données au concept-
SIG (3 p.). - Bibliographie (4 p.). - Chapitre
3 : La démarche SIG. Les étapes (1 p.). -
Le plan (3 p.). - Analyse du système d'in-
formation existant (30 p.). - Conception
du SIG (36 p.). - Organisation pour le
développement (7 p.). - Organisation pour le
changement (2 p.). - Bibliographie (5 p.). -
Chapitre 4 : Réalisations pratiques. Les cas
servant d'illustration - Le cas régie de l'assu-
rance maladie du Québec (RAMQ) (18 p.). -
Le cas élaboration d'un système de normes
de gestion (21 p.). - Le cas société québé-
coise d'exploitation minière (SOQUEM)
(9 p.). - Le cas direction générale de l'ensei-
gnement collégial (DGEC) (6 p.). - Le cas
direction générale de la main d'œuvre (DGM)
(13 p.). - Le cas délais de paiement gouver-
nementaux (9 p.). - Le cas SIG-école natio-
nale d'administration publique (SIGENAP)
(15 p.). - Le cas SIG-laboratoire du Dr
Renaud (SIG/LDR) (21 p.). - Annexes :
Certaines questions sur les SIG (8 p.). -
Certains logiciels généralisés de support
au SIG (16 p.). - Un modèle de simulation
de système d'information (14 p.). - Index
(8 p.). - Les bases de données relationnelles
(6 p.).

Optical Information Processing,

Y.E. NESTERIKHIN, G.W. STROKE et
W.E. KOCK,

Plenum Press, New York, 1976, 401 p.,
ISBN 0-306-30899-1.

Optical realization of a Foucault-Hilbert
transform (12 p.). - Materials and devices
for coherent optical computing (34 p.). -
Information processing in optical systems
of holographic memory devices (28 p.). -
Generation of asymmetric interference
fringes in reflected light (10 p.). - Noise in
coherent optical information processing
(20 p.). - Informational capacity of cohe-
rent optical processing systems (12 p.). -
Extensions of synthetic aperture radar
information processing (12 p.). - Controlled
transparencies for optical processing
(24 p.). - Kinoform optical elements
(18 p.). - Acoustooptic signal processing
(24 p.). - Some peculiarities of physical
realization of operation optical memory
(8 p.). - Non-coherent optical system for
processing of images and signals (16 p.). -
Optical logic and optically accessed digital

storage (36 p.). - Nonlinear optical proces-
sing (26 p.). - Optical foundations of digi-
tal communication and information proces-
sing (32 p.). - The information content of
optical diffraction patterns (34 p.). - Holo-
graphic memories (22 p.). - Biographies of
authors (12 p.). - Author index (8 p.). -
Subject index (12 p.).

Pratique de l'électronique, Tome 2 : Com- parateurs, filtres actifs, techniques numéri- ques,

M. AUMIAUX,

Masson, Paris, 1977, 196 p.,
ISBN 2-225-47201-7.

Sommaire du tome II : La comparaison
(22 p.). - La détection (18 p.). - Filtrage
des signaux analogiques (48 p.). - Con-
versions numérique/analogique et analogique/
numérique (67 p.). - Les systèmes d'acqui-
sition de données (38 p.).

Advanced oscilloscope handbook for techni- cians and engineers,

D. CAMERON,

Reston Publishing Co, Reston, 1977, 228 p.,
ISBN 0-87-909-008-1.

Oscilloscope types and applications
(22 p.). - Principles of waveform analysis
(26 p.). - Troubleshooting audio amplifiers
(24 p.). - Basic television troubleshooting -
Color television troubleshooting (24 p.). -
Industrial-electronics test procedures
(24 p.). - Semiconductor device testing
(16 p.). - Ignition and power-supply tests
and measurements (18 p.). - Data domain
testing (22 p.). - Appendixes - Basic spec-
trum analysis (8 p.). - Current probes (2 p.). -
Signal-processing probes (4 p.). - Oscillos-
copes with differential input (4 p.). - Index
(7 p.).

Microprocessors and microcomputer sys- tems,

D. H. SAWIN,

Lexington books, Lexington, 1977, 267 p.,
ISBN 0-669-00564-9.

Introduction to microprocessors (20 p.). -
System component technology (18 p.). -
Memories (24 p.). - Microprocessor opera-
tion (24 p.). - Microcomputer systems
(26 p.). - Basic programming (22 p.). - Pro-
gramming techniques (24 p.). - Program-
ming tools (22 p.). - Architectures and pro-
cessors (32 p.). - Microprocessor selection/
Design (16 p.). - Programmable logic and the
future (8 p.). - Appendix (8 p.). - Glossary
(16 p.). - Index (6 p.). - About the author.

L'emploi des microprocesseurs,

M. AUMIAUX,

Masson, Paris, 1977, 118 p.,
ISBN 2 225 46992 X.

Notions de base préliminaires (8 p.). - Ar-
chitecture et exploitation d'un système à mi-
croprocesseur (15 p.). - Principes généraux
pour l'exploitation d'un système à micropro-
cesseur (21 p.). - Etude du matériel d'un sys-
tème à microprocesseur (52 p.). - Le logiciel
(20 p.). - Index alphabétique (1 p.).

" TELCOM 200 "

Après avoir réalisé, dès 1962, pour l'Armée de l'Air, un prototype d'autocommutateur spatial utilisant une logique de commande cablée, la SAT s'est vu confier l'étude et la réalisation des centres de transit temporels du réseau d'infrastructure de l'Armée de l'Air.

Après la mise au point, en 1966, d'une première version à 40 jonctions, l'étude d'un autocommutateur de plus grande capacité a été entreprise et a abouti à la mise en service, en 1971, des trois premiers centres du réseau. La totalité des 17 centres est aujourd'hui commandée et en cours de mise en service.

Parallèlement aux études et réalisations pour le compte de l'Armée de l'Air, la SAT s'est vu successivement confier par le CNET :

- l'étude de réseau de connexion temporel MIC à trois étages T.S.T. (en 1971)
- l'étude des Groupes d'unités de raccordement (GUR) des liaisons MIC aux centraux temporels
- l'étude du raccordement des abonnés avec concentration des liaisons MIC (URA).

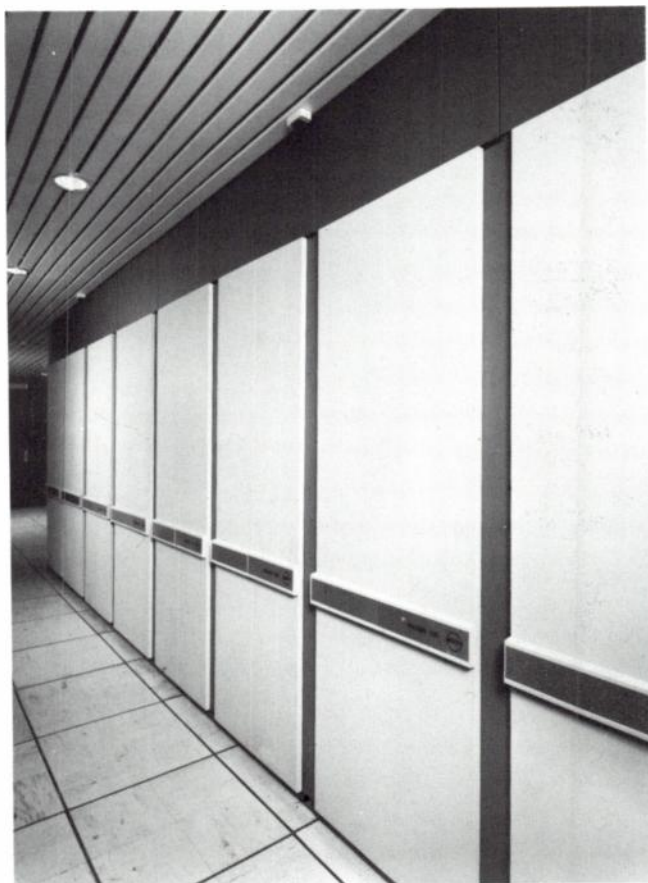
La SAT a décidé, à partir de 1972, de développer un système de commutation, public et privé, mettant à profit les technologies les plus récentes de mini-calculateur et de microprocesseur : le TELCOM 200. Ce système présente deux versions principales :

Commutateur d'abonnés TELCOM 220
Commutateur de transit TELCOM 210

Conçu pour le raccordement direct de circuits MIC 30 voies, ce système permet de raccorder 256 liaisons MIC, ce qui correspond à un trafic de traversée de 3 000 erlangs.

A ces caractéristiques, il faut ajouter le faible encombrement des équipements : 13 baies pour 3 000 abonnés — 21 baies pour 6 000, qui conduit au meilleur rapport voies au mètre carré existant à ce jour.

Pour compléter sa gamme d'autocommutateurs privés «TELCOM», la SAT développe un équipement destiné aux installations comprises entre 50 et 800 abonnés, qui fera son apparition dans le courant de 1978.

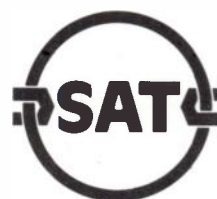


Société Anonyme de Télécommunications

41, rue Cantagrel 75624 Paris Cedex 13 Tél. 584 14 14

Telex 250054 TELECOM Paris

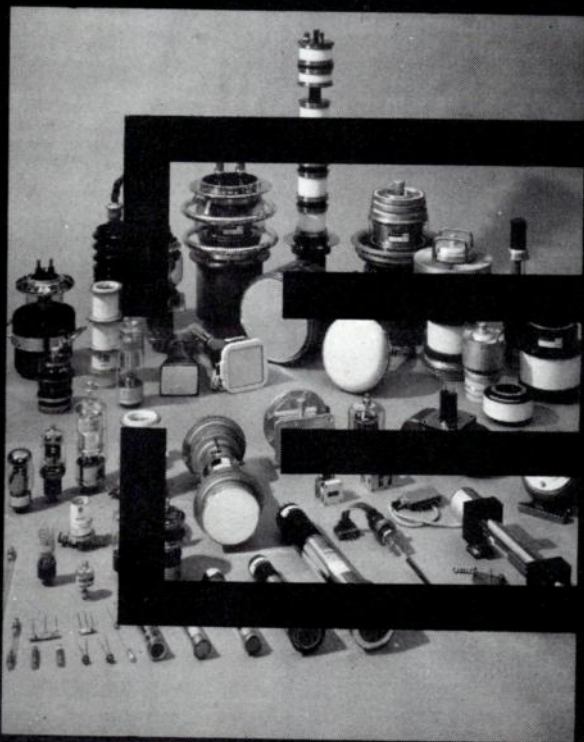
Câble. SOTELECOM Paris 063



la gamme la plus complète en Europe

TUBES ELECTRONIQUES:

- . électro optique
- . hyperfréquence
- . de puissance pour applications industrielles et télécommunications
- . tubes spéciaux



Cette photo ne représente que 80 tubes sur 3 500 en fabrication courante. 100 nouveaux modèles par an.

REALISATION, ADAPTATION, CREATION INDUSTRIELLE:

"Nos ingénieurs sont vos conseils."

GEC Composants - Département Tubes Electroniques -

194 avenue des Grésillons, 92606 ASNIERES

Tél : 791.44.44 Télex : 610471 Inelmec.

secle

oe

LIVRES

Digital picture processing,

A. ROSENFELD et A. KAK,

Academic Press, 1976, 457 p.,

ISBN 0 12 597 3608

Les grands maîtres américains du traitement des images traversent une période féconde. Précédant de quelques mois celui d'Andrews et celui de Pratt, c'est l'ouvrage de Rosenfeld et Kak qu'il nous est donné d'analyser ce jour. C'est un livre d'auteurs, rompant avec la tradition de ces dernières années, des œuvres collectives regroupées sous la responsabilité d'un éditeur. Mais ce n'en est pas pour autant une œuvre individuelle, tant sont nombreux emprunts, citations et références ; bien plutôt une sorte d'encyclopédie des méthodes et des moyens du traitement des images. L'art des auteurs apparaît dans cette vision très large, cette connaissance quasi-universelle étayée d'une pratique reconnue, aussi bien que dans l'organisation de l'œuvre, et le choix des rapprochements.

L'ensemble se présente en deux volets : le premier, selon le plan classique, décrit les outils : statistiques, analyse de Fourier, psychophysiologie de la vision. Il ne le fait ni originalement, ni brillamment, et l'on s'interroge sur l'intérêt de ces chapitres.

Le second volet est la matière même de l'ouvrage. Il s'ouvre par la numérisation (échantillonnage et quantification) et par la compression, il se déploie ensuite sur les techniques d'amélioration, de segmentation, d'extraction et de restauration, qui occupent plus de la moitié de l'œuvre. L'accent est fortement placé sur les méthodes locales, algébriques et logiques, aisément transcribibles en algorithmes : méthodes rapides (donc peu coûteuses), très générales, facilement épaulées par l'heuristique, et dont l'efficacité, si elle est souvent controversée, a néanmoins déjà conduit à d'excellents résultats. Par le fait, les théories plus élaborées de la reconnaissance des formes et de l'analyse de scène sont ici quasiment absentes : grammaires, analyse harmonique, théorie de l'estimation, théorie des graphes, etc...

La présentation choisie est une revue des divers travaux réalisés, et la confrontation de leurs résultats sur des images tests. Elle permet une recherche facile et rapide des algorithmes les plus adaptés à un problème. La Bibliographie de chaque chapitre est précise, riche et judicieusement commentée.

Pourquoi donc, malgré ces très bonnes pages, cet ouvrage nous laisse-t-il cette impression insatisfaite ? C'est probablement l'absence d'une méthodologie puissante et sûre, le manque d'un lien théorique qui nous privent d'une appréhension nette du sujet. L'ouvrage, installé dans le descriptif, nous présente une vision disparate de son objet.

H. MAITRE



ACTIVITÉS DES LABORATOIRES

ETUDE DES TRANSPORTS IONIQUES DANS LA ZIRCONO DOPEE EN COUCHES MINCES

OBJECTIF DES ETUDES ET TRAVAUX

Cette étude avait pour but la mise en évidence des propriétés de transport ionique des électrolytes solides à base de zircono dopée, préparés en couches minces par différentes techniques de dépôt. Elle comportait 3 étapes successives. Dans la première, diverses techniques de dépôt étaient mises en place (pulvérisation cathodique, évaporation et implantation) ; les couches déposées étaient analysées (composition chimique, uniformité, densité de défauts, structure cristallographique). Utilisant ces tests comme critères de choix, la meilleure méthode était retenue et optimisée. Au cours de la deuxième étape, des structures en couche mince Métal/Zircono dopée/Métal étaient analysées électriquement (mesure de la conductivité alternative de l'électrolyte solide, du nombre de transport ionique, en fonction de la température). Des structures de type senseurs d'oxygène en couche mince (électrode de référence M/MO/Zircono dopée/Pt/O₂) devaient alors être réalisées et l'étude de leur réponse potentiométrique à une pression partielle d'oxygène faisait l'objet de la troisième étape.

Cette étude devait, en prenant le cas de la zircono dopée comme exemple, permettre d'évaluer l'intérêt et les perspectives offertes par les électrolytes solides en couche mince.

PROGRAMME DE RECHERCHE

1. Technologie de préparation des couches et caractérisations physico-chimiques

Trois techniques ont été utilisées pour la préparation des couches minces de zircono stabilisée à la chaux : la pulvérisation cathodique RF à partir de cibles de zircono frittée, l'évaporation à l'aide d'un canon d'électrons, et l'implantation ionique. La densité de défauts dans les couches ainsi déposées était révélée par décoration électrolytique au cuivre ; la cristallographie était analysée par diffraction de rayons X (Debye-Scherrer ou diffractiométrie goniométrique) ; la composition des dépôts était étudiée par réaction nucléaire (dosage de l'oxygène à partir de la réaction ¹⁶O(d,p)¹⁷O et par rétrodiffusion d'ions de moyenne énergie (⁴He de 2 MeV). Ces mesures nucléaires ont été réalisées sur le Van de Graaff de l'ENS dans le cadre de la RCP n° 157. Les couches obtenues par pulvérisation cathodique présentent peu de défauts (< 1/mm²), ont une structure cubique type fluorite et sont de composition homogène. L'évaporation « canon » ne permet pas facilement d'obtenir des couches de composition uniforme et reproductible bien que leur structure soit aussi de type fluorite. Trop peu d'essais encore réalisés permettent de conclure sur l'intérêt de l'implantation ionique. L'essentiel des caractérisations électriques a porté sur les dépôts obtenus par pulvérisation cathodique.

2. Caractérisations électriques

Mesures en courant alternatif. La conductivité alternative totale (électronique + ionique) a été calculée à partir de l'expression :

$$(\sigma_{ac})_T = \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{\tau_T} \epsilon_0 \quad (1)$$

ou :

ϵ_s constante diélectrique statique
 ϵ_∞ constante diélectrique pour une fréquence infinie
 ϵ_0 Permittivité du vide
 τ_T Temps de relaxation (sec.) obtenu à partir du pic de perte quand $\omega\tau = 1$ étant la fréquence angulaire du signal de mesure en radian/sec.

Les mesures ont été réalisées de la température ambiante à 450 °C ; les fréquences explorées allaient de 60 Hz à 500 KHz.

La conductivité totale en fonction de la température absolue s'exprime par :

$$\sigma(\Omega \cdot \text{cm})^{-1} = \frac{14 \times 10^5}{T} \exp \left(- \frac{27,5 \pm 0,5 \text{ Kcal/mole}}{RT} \right)$$

pour des couches dopées à 12 % en oxyde de calcium déposées par pulvérisation cathodique en plasma d'oxygène.

Le même type de mesures réalisées sur des couches dopées à 15 % en CaO a donné :

$$\sigma(\Omega \cdot \text{cm})^{-1} = \frac{4,4 \cdot 10^5}{T(^{\circ}\text{K})} \exp \left(- \frac{25 \pm 0,5 \text{ Kcal/mole}}{RT} \right)$$

Dans le cas où le plasma de pulvérisation est constitué par un mélange de krypton et d'oxygène, l'incorporation de krypton au dépôt modifie légèrement la conductivité ; c'est ainsi que pour des couches dopées à 12 % en CaO on a trouvé :

$$\sigma(\Omega \cdot \text{cm})^{-1} = \frac{2,3 \cdot 10^5}{T(^{\circ}\text{K})} \exp \left(- \frac{32 \pm 0,5 \text{ Kcal/mole}}{RT} \right)$$

Mesures de f.e.m. sur des cellules Si/Ni-NiO/(ZrO₂)_{0,88}(CaO)_{0,12}/Pt-O₂. La réponse potentiométrique du système aux variations de

pression partielle d'oxygène suit la loi du Nernst ; ce résultat est vrai, que les couches de zircono soient déposées par pulvérisation en oxygène pur ou en mélange krypton-oxygène. Il démontre que la conductivité de la zircono en couche mince ainsi déposée est exclusivement ionique (à mieux que 1 % près).

Cependant la valeur de ces mesures est affectée par des problèmes de stabilité et de reproductibilité dus au fonctionnement probablement irréversibles des électrodes de référence (Ni/NiO), et aux difficultés technologiques associées à la préparation des structures.

PRINCIPAUX RESULTATS

Des couches minces de zircono dopée au calcium ont été réalisées qui présentaient la structure cristallographique c.f.c. et des propriétés de conduction ionique semblables à celles du matériau massif de même composition ($0,11 < \frac{\text{Ca}}{\text{Zr}} < 0,16$) ; les conditions de

dépôt fournissant une conductivité ionique élevée ont été définies, cette conductivité a pu être mesurée jusqu'à des températures aussi basses que 150 °C, mettant ainsi en évidence l'intérêt des couches minces, surtout dans le domaine des électrolytes solides peu conducteurs. Des capteurs de pression partielle d'oxygène en couche mince, de structure Ni/NiO/ZrO₂-CaO/Pt ont été réalisés ; leur fonctionnement entre 300 et 450 °C obéit à la loi de Nernst ; toutefois, des dérives ont été observées qui sont attribuables à l'électrode de référence Ni/NiO, enterrée. En deça de 300 °C, la lenteur des réactions d'électrodes (Pt ou Ni/NiO) utilisées dans cette étude limite, à l'heure actuelle, l'utilisation de tels dispositifs. La compréhension des mécanismes des électrodes ainsi que la technologie de leur réalisation devraient être approfondies dans l'avenir. Cette étude a atteint ses objectifs.

Organisme contractant :

Thomson CSF — LCR Corbeville

Laboratoire exécutant la recherche :

Laboratoire Physico chimie, LCR Corbeville.

Contrat DRME 74.34.569.

AMELIORATION DES CERAMIQUES PIEZOELECTRIQUES

par A. Morell.

Objectif des études.

— Elaboration d'une céramique appartenant au diagramme des titanorirconates de plomb, ou PZT, pour laquelle le coefficient de température de la fréquence de résonance soit inférieur à 50 ppm/°C dans la gamme de température 10 — 60 °C.

— Fourniture au C.N.E.T. d'échantillons sous forme de petits disques, du matériau PZT ainsi défini, destinés à être montés dans les transducteurs pour filtres de voies.

Programme de recherche.

Le programme de recherche comprenait trois points :

1) Mise au point du matériau : on a étudié quelques compositions, solutions solides entre Pb Zr O₃, Pb Ti O₃ et Pb (Fe_x Sb_{1-x}) O₃. Le fer entrant dans la composition chimique il est possible d'effectuer les mélanges et broyages des poudres dans des jarres en acier, procédé énergique et efficace pour améliorer l'homogénéité du matériau.

2) Caractérisation du matériau : les échantillons de mesure sont des disques ($\Phi = 12 \text{ mm}$; $e = 0,5 \text{ mm}$) sur lesquels on dépose des électrodes d'argent. On polarise ensuite dans un bain d'huile à 80°C sous une tension de 4 KV. On mesure alors les caractéristiques piézoélectriques ainsi que la variation, en fonction de la température, de la fréquence de résonance.

3) Ayant déterminé la composition chimique donnant à la fois de bonnes caractéristiques piézoélectriques et un coefficient de température de la fréquence de résonance inférieur à $50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, on a préparé et caractérisé 200 disques ($\Phi = 4,5 \text{ mm}$; $e = 2 \text{ mm}$) dans les modes radial et d'épaisseur. On donne également des mesures statistiques de la fréquence de résonance et du coefficient de couplage. Sur 10 % du lot on mesure la fréquence de résonance entre 10 et 60°C et on calcule le coefficient C.T.F. Enfin sur 5 % on étudie l'évolution dans le temps de la fréquence de résonance et du coefficient de couplage à 50°C .

Principaux résultats

Le matériau ayant les caractéristiques requises, mentionnées ci-dessus, à la composition chimique suivante :

$\text{Pb}_{0,47} \text{Zr}_{0,48} \text{Ti}_{0,05} \text{Fe}_{0,025} \text{Sb}_{0,025} \text{O}_3$
+ 0,26 % en poids de MnO.

Les caractéristiques piézoélectriques sont :

- Coefficient de couplage (mode radial) $K_r = 0,50$
- Surtension mécanique = 890
- Constante de fréquence $N = 2370 \text{ KHz mm}$.

Les mesures en température sont effectuées selon un programme de 15°C/h entre 10 et 60°C . Dans ces conditions le coefficient de température de la fréquence de résonance (mode radial) de la composition choisie est $45 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

La composition chimique et les caractéristiques du matériau étant ainsi déterminées on a procédé à la fabrication des 200 disques. Leur caractérisation a donné les résultats suivants :

- à l'ambiante, les mesures piézoélectriques donnent à la fois un bon coefficient de couplage et une surtension élevée tant dans le mode radial ($K_r = 0,537 \pm 0,015$; $= 1163 \pm 122$) que dans le mode d'épaisseur ($K_{ep} = 0,294 \pm 0,01$; $_{ep} = 1072 \pm 390$).

- les coefficients de température de la fréquence de résonance mesurés entre 10 et 60°C sont dans les deux modes, inférieurs à l'objectif visé $45 \pm 7 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ dans le mode radial et $22 \pm 6 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ dans le mode d'épaisseur.

- au cours du vieillissement à 50°C pendant 69 jours on constate une augmentation de la fréquence de résonance et une faible variation du coefficient de couplage. Dans le mode radial, les variations relatives sont :

$$\Delta \frac{f}{f} = 0,0038 \pm 0,0015 \text{ et } \frac{k}{K} = 0,053 \pm 0,033.$$

Dans le mode d'épaisseur on a :

$$\Delta \frac{f}{f} = 0,0014 \pm 0,0005 \text{ et } \frac{k}{K} = 0,0085 \pm 0,0045$$

Organisme contractant :

Thomson CSF - LCR, Corbeville

Laboratoire exécutant la recherche :

Laboratoire Céramique Electronique, LCR, Corbeville.

Contrat CNET : 75.9B.295

ETUDES DES PHENOMENES TRANSITOIRES DANS LE NEMATIQUE EN HELICE

par M. Hareng, R. Hehlen

Etude des conditions à réunir pour multiplexer un affichage par nématique en hélice sans perte de ses qualités propres : contraste et angle de vue ; faibles tension et puissance de commande. Deux études préliminaires ont été entreprises : sur le phénomène de rebondissement et sur l'élimination des défauts de structure se traduisant par des inhomogénéités d'angle de vue (influence des conditions d'alignement sur les surfaces). Sur le multiplexage lui-même, les caractéristiques du cristal liquide, l'épaisseur et la température de la cellule d'affichage, le mode de commande ont été étudiés pour optimiser les performances de l'afficheur.

Organisme contractant :

Thomson, L.C.R., Corbeville.

Laboratoire exécutant :

Thomson CSF, laboratoire central de recherche, Domaine de Corbeville, 91401 Orsay.

Contrat DGRST : 75.7.0702, 1976

NOUVEAUX GRENAIS FERRIMAGNETIQUES POLYCRISTALLINS A LARGEURS DE RAIES ULTRA-FAIBLES.

par R. Sroussi.

Préparation de matériaux grenats polycristallins pour hyperfréquences présentant des largeurs de raies de gyrorésonance de 3 à 4 Oersteds, pour des moments magnétiques de l'ordre de 1000 à 2000 G et des points de Curie compris entre 150 et 210°C . Leurs pertes diélectriques sont très faibles.

Laboratoire ayant exécuté la recherche :

Thomson C.S.F., 91401 Orsay

Contrat DGRST : 74.7.0421, 1975

BRUIT DE FOND DES TRANSISTORS BIPOLAIRES ASSOCIE AUX PHENOMENES DE TRANSPORT EN MOYENNE ET HAUTE INJECTIONS. APPLICATION AUX COMPOSANTS HYPERFREQUENCE

par G. Blasquez, J. Caminade et G. Le Gac.

Influence de la défocalisation des lignes de courant, de la modulation de la résistivité de la base pour les porteurs injectés, des zones passives de servitude, de l'échauffement sur les propriétés de bruit de fond des transistors à jonctions. Résultats de l'analyse

de l'influence sur le bruit de fond des éléments passifs et parasites du transistor et schéma équivalent correspondant. Description des propriétés de bruit quand les porteurs injectés modulent la résistivité de la base.

Laboratoire ayant exécuté la recherche :

Université P. Sabatier, lab. autom. anal. syst. C.N.R.S., 31029 Toulouse Cédex.

Contrat DGRST : 74.7.0443, 1977

ELABORATION D'UNE NOUVELLE METHODE DE DIFFUSION UTILISANT LA TECHNOLOGIE DU TUBE OUVERT ET LA THERMODYNAMIQUE DU TUBE SCELLE.

par D. Martin

L'introduction contrôlée d'impuretés par voie de diffusion est universellement adoptée dans l'élaboration de la plupart des dispositifs à semi-conducteurs. Par les critères de classification des méthodes de diffusion, celui concernant le type d'enceinte est un des plus importants ; dans les enceintes ouvertes connues sous le nom de « tubes à gaz porteur » et celles dites fermées, généralement appelées « tubes scellés », les conditions thermodynamiques sont très différentes. L'objectif de l'étude est de mettre au point l'appareillage permettant d'utiliser en tube ouvert des sources réservées actuellement au tube scellé, et, d'autre part, d'étudier les performances et nouvelles possibilités offertes par ce procédé.

Laboratoire ayant exécuté la recherche :

SILEC Semi-Conducteurs, 37100 Tours.

Contrat DGRST : 75.7.0646, 1975.

ETUDE ET REALISATION D'UNE MATRICE PHOTOSENSIBLE A TRANSFERT DE CHARGES

par G. Ricaux et G. Merkel

Les matrices photosensibles à transfert de charges, de complexité 64×128 , sont réalisées dans une technologie 3 phases, à grille aluminium dite « cimentée ». Les zones photosensibles sont les espaces entre électrodes qui sont constituées de deux couches (Al_2O_3 Si O_2). Un effort important a été fait au niveau technologique pour solutionner de manière simple les problèmes liés à la réalisation de circuits complexes. Les principales performances obtenues sur les dispositifs sont : rendement technologique $\geq 10\%$, inefficacité de transfert sans « fat zero » 10^{-3} jusqu'à 2 MHz, courant d'obscurité 40 nA/cm^2 pour une tension de grille $V_G = -15 \text{ V}$, sensibilité maximale $0,32 \text{ na/mW/cm}^2$.

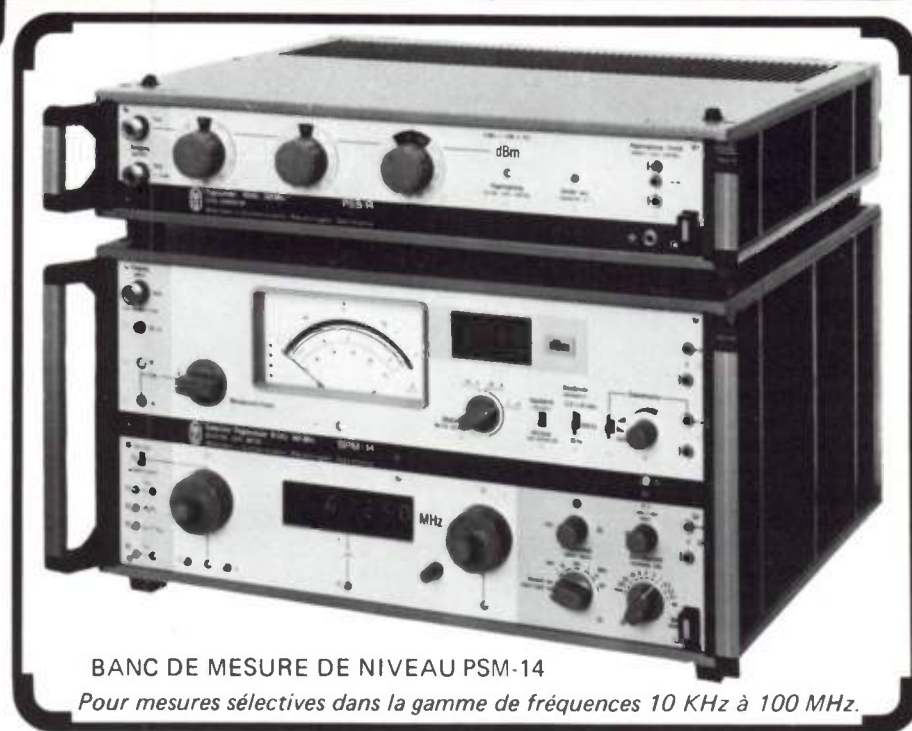
Laboratoire ayant exécuté la recherche :

CEA, CENG, laboratoire électronique technologique informatique, laboratoire microélectronique appliquée, 38040 Grenoble.

Contrat DGRST : 75.7.1617, 1977.

BANC de MESURE de NIVEAU PSM-14

10 KHz à 100 MHz



BANC DE MESURE DE NIVEAU PSM-14

Pour mesures sélectives dans la gamme de fréquences 10 KHz à 100 MHz.

CE BANC DE MESURE SE COMPOSE

- d'un récepteur sélectif SPM 14 avec un oscillateur,
- d'un émetteur de niveau PSS-14 synchronisé par l'oscillateur du SPM-14.

Cette configuration est particulièrement économique au laboratoire ou lors des mesures en boucle.

Pour des mesures, en liaison, il existe le PS-14 constitué :

- d'un émetteur de niveau,
- d'un oscillateur.

PRINCIPALES CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

- * Grande précision en fréquence par verrouillage sur quartz.
- * Affichage de la fréquence à 7 chiffres sans défilement ; résolution max. 10 Hz.
- * Echelles linéaires en tension et en niveau et loupe de niveau.
- * Etendue de mesure de niveau de plus de 130 dB.
- * Commutable sur mesure à faible distorsion ou à faible bruit.
- * Complété par un oscilloscope SG-2 ou SG-3, forme le banc de volubation WM-14.

Wandel & Goltermann France

APPAREILS DE MESURES ÉLECTRONIQUES

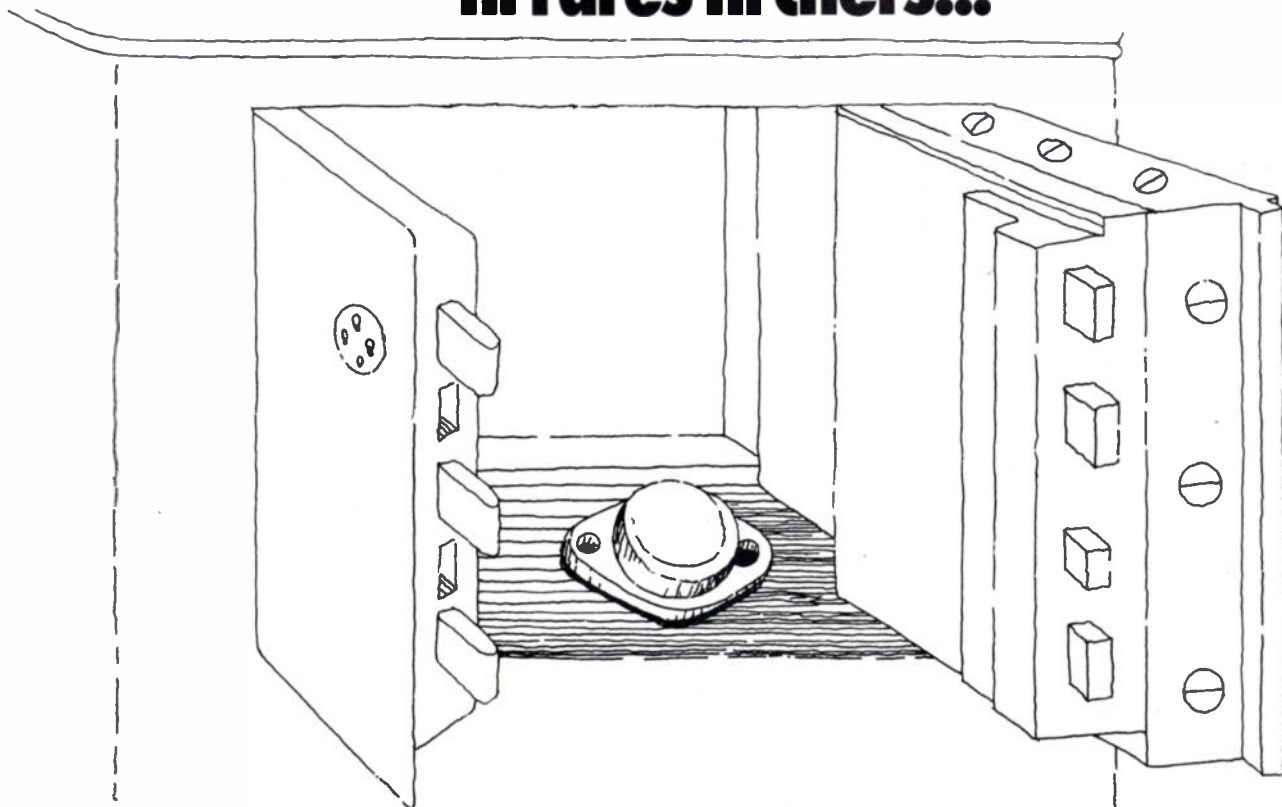
SOGARIS 156 - 94 534 RUNGIS CEDEX

☎ 677.67.70 - Télex : 260006 W.et G.F.



Service Lecteur : inscrivez le n° 933.

ni rares ni chers...



... ils sont précieux pour leurs performances

transistors de puissance

BUX 80/82/84/86

commutation rapide : $t_f = 0,3 \mu s$

haute tension : $V_{ceo} = 800 V$



Type	Boîtier	$V_{CE sat}$	à I_C	P max.
BUX 80	TO 3	1,5 V	5 A	100 W
82	TO 3	1,5 V	2,5 A	60 W
84	TO 220	1,5 V	1 A	25 W
86	TO 126	1,5 V	0,2 A	15 W

La série BUX 80/87 pour commande de moteurs, onduleurs, alimentation à découpage sur tension B 220 volts

Conformes et fiables, les semiconducteurs R.T.C. sont de qualité...



R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC 130, av. Ledru-Rollin PARIS CEDEX 11, tél. 355.44.99

Service Lecteur : inscrivez le n° 934.

Applications nouvelles des transistors de puissance

COMPOSANTS

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 11
p. 667

Introduction

par Jean-Marie PETER.

*Thomson-CSF, Division Sescosem,
Centre d'Aix - en - Provence, 15,
avenue Camille-Pelletan 13602 Aix-
en-Provence (tél : (42) 27.98.15).*

L'objet essentiel de cette journée d'étude organisée par les sections 13 et 21 de la SEE, était de permettre d'exposer à travers des applications diverses, les tendances nouvelles qui se dégagent en matière d'utilisation des transistors de puissance.

Les exposés ont été présentés, soit par des Universitaires responsables de laboratoires de recherches appliquées, soit par des Industriels.

La majeure partie d'entre eux ont traité des sujets en étude, ou en développement et ont été plus représentatifs des tendances que de l'état actuel de l'art.

Après l'introduction de M. Gicquel qui faisait le point sur la technologie actuelle des transistors de puissance et leur évolution dans le futur deux sujets principaux ont été développés :

- La commande des moteurs asynchrones à fréquence variable,
- Les convertisseurs d'énergie destinés aux équipements électroniques.

Les sujets traités dans la première partie intéressent l'électrotechnique et en représentent une tendance nouvelle. Seuls sont publiés dans *L'Onde Électrique* les sujets intéressant les composants et les convertisseurs d'énergie.

Quelle que soit leur fonction : Télécommunication, Informatique, Audiovisuel, les équipements électroniques ont besoin d'alimentation.

Aujourd'hui on demande beaucoup à une alimentation :

- d'abord une grande fiabilité,
- ensuite fournir une énergie de qualité à partir de sources diverses quelquefois très perturbées,
- enfin satisfaire à des exigences de rendement, coût, poids et encombrement.

Les progrès réalisés dans la technologie des transistors de puissance rendent possible la réalisation de convertisseurs fonctionnant sans transformateur, à partir de réseau de distribution. Le fait de faire travailler le, ou les transistors à fréquence relativement élevée permet d'obtenir des gains importants :

- en poids et en volume pour les organes d'alimentation (transformateurs),
- en poids et en volume pour les organes de filtrage,
- en performances, car la bande passante de l'équipement à transistors est toujours très élevée en regard des possibilités des éléments électromécaniques.

Si les convertisseurs sont connus depuis longtemps (des convertisseurs utilisant des transistors au germanium sont apparus en 1960) les études théoriques détaillées sur le sujet sont relativement récentes.

Les progrès réalisés dans la connaissance de ces circuits et dans celles du fonctionnement, et des mécanismes de défaillance des transistors permettent de concevoir et de réaliser aujourd'hui des convertisseurs simples du type direct à un seul transistor, capables de contrôler des puissances importantes dans un encombrement réduit.

L'exposé de M. Poirson apporte une vue générale sur les convertisseurs de faible puissance qui seront utilisés en télécommunications, celui de M. Guermeur présente la réalisation moderne d'une alimentation destinée à des périphériques.

Cette journée d'étude est la première organisée par la SEE sur les applications des transistors de puissance.

Les alimentations à découpage : un marché croissant ⁽¹⁾

COMPOSANTS

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 11
pp. 668-671



par J. P. RICOUARD.

Ingénieur Arts et Métiers, Coordination
Technique aux Laboratoires d'Applica-
tions.

RTC La Radiotechnique Comelec, 51, rue
Carnot, 92154 Suresnes. (Tél. 772.51.00.)

1. INTRODUCTION

A cause des nombreux avantages qu'elles présentent, les alimentations à découpage ont fait beaucoup d'adeptes ces dernières années. Elles sont utilisées à grande échelle pour les calculateurs, l'instrumentation, etc..., et on s'attend à une croissance de 12 % par an de ce marché. En 1980, elles pourraient représenter 70 à 80 % du marché total des alimentations (environ 230 millions de dollars pour l'Europe de l'Ouest seule). Les alimentations pour calculateurs, avec sortie + 5 V à quelques kW y seront les plus répandues.

Les avantages des alimentations à découpage sont :

Faible poids, petites dimensions, haut rendement, insensibilité aux fortes variations de tension alternative d'entrée et faible prix.

— Faible poids et petites dimensions à cause d'une fréquence de fonctionnement élevée (au-dessus des fréquences audibles). Les éléments inductifs sont donc petits et légers.

— Haut rendement à cause de la faible dissipation du transistor de sortie (fonctionnant en saturé ou bloqué). Son refroidisseur est donc aussi plus petit. Une alimentation conventionnelle a un rendement voisin de 50 % tandis qu'une alimentation à découpage réalise assez couramment un rendement supérieur à 80 % (fig. 1).

— Insensibilité aux fortes variations de tension alternative d'entrée à cause de la souplesse de réponse apportée par la régulation par rapport cyclique et/ou fréquence de commutation variables.

— Faible prix dû à une réduction du volume et de la dissipation. La quantité de matériau utilisée est réduite et des semiconducteurs de plus faible puissance suffisent.

Les alimentations à découpage ont aussi des défauts, si on les compare aux régulateurs « série » :

Complexité sensiblement plus grande du circuit, tendance à rayonner des parasites électromagnétiques, réponse plus lente aux variations brusques de charge et filtrage des ondulations de tension de sortie plus délicat.

2. FONCTIONNEMENT DES ALIMENTATIONS A DÉCOUPAGE

L'alimentation à découpage est une version moderne du vibreur électromécanique utilisé dans le passé sur les autoradios. Son fonctionnement a été rendu beaucoup plus fiable grâce à l'emploi d'un interrupteur à semiconducteur, de durée de vie beaucoup plus grande.

La figure 2 décrit le schéma de principe d'une alimentation à découpage branchée sur le secteur. Dans ce système, la tension secteur redressée et filtrée alimente un hacheur électronique qui travaille à une fréquence ultra-sonore. La tension continue découpée est appliquée au primaire d'un transformateur. Au secondaire de celui-ci, apparaît alors une tension également en créneaux qui, après redressement et filtrage fournit la tension de sortie recherchée. Le transformateur est nécessaire pour isoler galvaniquement la sortie de l'entrée secteur et pour obtenir le rapport de transformation souhaité à partir de la tension secteur redressée et filtrée. La tension de sortie est mesurée par un circuit qui ajuste le rapport cyclique de l'interrupteur électronique de manière à

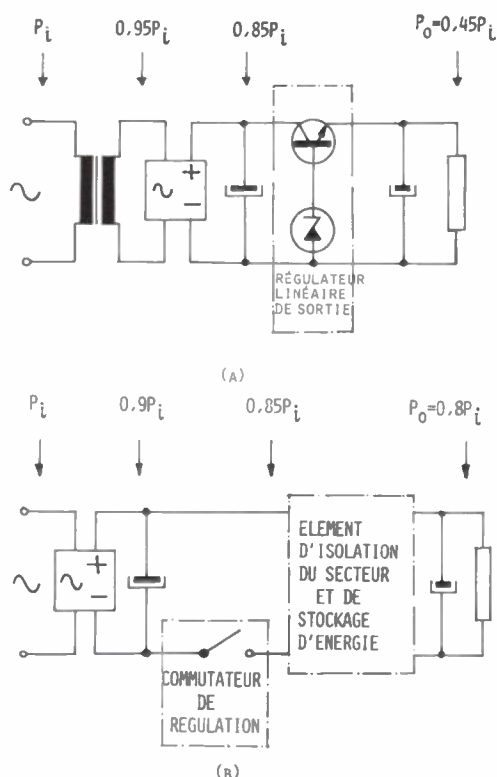


Fig. 1. — Pertes dans les alimentations de puissance régulées.

(A) Alimentation conventionnelle.

(B) Alimentation à découpage.

(1) Article reçu en août 1977 et accepté le 13 septembre 1977.

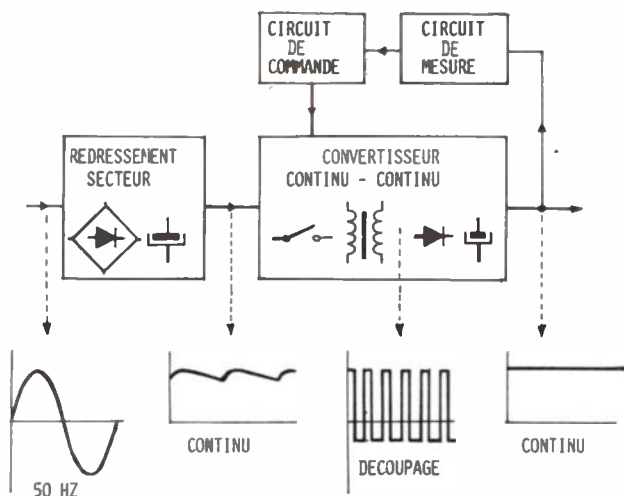


Fig. 2. — Schéma synoptique d'une alimentation à découpage.

La fréquence de découpage varie entre 20 kHz et 50 kHz.

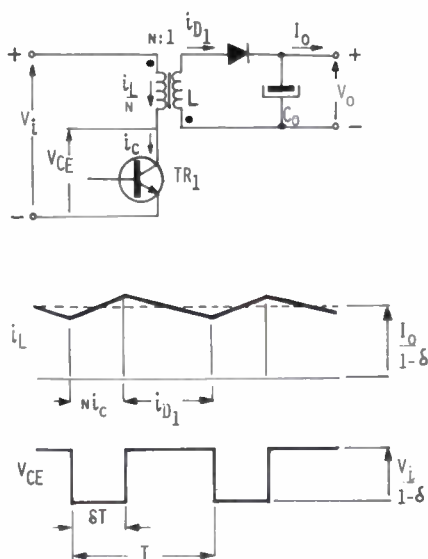
conserver une tension de sortie constante malgré les variations de la charge ou de la tension du secteur. Sans pont redresseur, ce circuit peut fonctionner sur une source de tension continue (batterie par exemple).

En fonction des spécifications demandées, le convertisseur continu-continu peut être de l'un des trois types suivants :

- à récupération (« flyback »),
- direct (« forward »),
- symétrique (« push-pull »).

2.1. Le convertisseur à récupération (« flyback »)

La figure 3 montre le circuit du convertisseur à récupération, ainsi que les formes d'onde de la tension collecteur V_{CE} du transistor TR_1 et du courant i_L dans l'enroulement primaire (enroulement double pour isoler le primaire du secondaire). La période de commutation et le temps de conduction du transistor sont notés respectivement T et δT . Lorsque le transistor TR_1 conduit, de l'énergie est accumulée sous forme magnétique dans le transformateur (i_L croît et D_1

Fig. 3. — Schéma d'un convertisseur à récupération et forme d'onde de i_L et V_{CE} .

δ est le rapport cyclique de TR_1 et T est la période ; L est une inductance à double enroulement.

est polarisée en inverse donc bloquée parce que primaire et secondaire sont bobinés en sens contraire). Lorsque le transistor est bloqué, cette énergie est récupérée au secondaire par décharge de l'élément inductif dans le condensateur C_o (i_L décroît et D_1 est conductrice). Lors de la nouvelle conduction de TR_1 , le condensateur C_o maintient la tension V_o .

On remarquera qu'un seul élément inductif est nécessaire au fonctionnement du circuit, par opposition aux autres types de convertisseur décrits ci-après.

Comme le montre la figure 3, la tension V_{CE} maximale est égale au double de la tension d'entrée pour $\delta = 0,5$.

En effet, lorsque

$$0 < t < \delta T, \quad i_L = i_{L \min} + \frac{V_i}{NL_s} t$$

et si

$$\delta T < t < T, \quad i_L = i_{L \max} + \frac{V_o}{L_s} (t - \delta T)$$

N = rapport de transformation.

L_s = inductance du transformateur vue du secondaire.

A l'équilibre, l'incrément est égal au décrement :

$$\frac{V_i}{NL_s} \delta T = \frac{V_o}{L_s} (T - \delta T)$$

d'où

$$V_o = \frac{\delta V_i}{N(1 - \delta)}$$

or

$$N = \frac{V_p}{V_o} \text{ à un seuil de diode près si } \delta T < t < T$$

V_p = tension sur l'enroulement primaire,

donc

$$V_{CE} = V_i + V_p = V_i + \frac{\delta V_i}{1 - \delta} = \frac{V_i}{1 - \delta}$$

donc si

$$\delta = 0,5, \quad V_{CE} = 2 V_i.$$

Dans ce type de convertisseur, l'élément le plus difficile à calculer est le transformateur.

On se sert des critères de fonctionnement aux limites : l'inductance primaire minimum L_p est calculée en considérant la fourniture de la puissance nominale P_o à tension d'entrée maxi $V_{i \max}$ et rapport cyclique minimum $\delta \min$:

$$L_p = \frac{V_{i \max}^2 \times \delta^2 \min \times T}{2 P_o}$$

Ensuite, si on s'autorise une induction $B_{\max}$ dans le noyau de section efficace S du transformateur, le nombre de spires n_p au primaire sera :

$$n_p = \frac{V_{i \max} \cdot \delta \min \cdot T}{S \cdot B_{\max}}$$

car le flux total mis en jeu est :

$$L_p \cdot I_c = V_{e \max} \cdot \delta \min T = B_{\max} \cdot S \cdot n_p$$

2.2. Le convertisseur direct (« forward »)

La figure 4 illustre ce circuit.

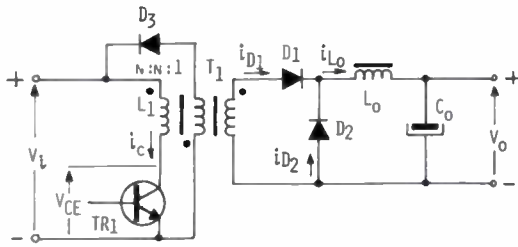


Fig. 4. — Convertisseur direct.

Durant la période de conduction du transistor, l'énergie est simultanément stockée dans l'inductance de lissage L_o et transmise à la charge par D_1 parce que les enroulements primaire et secondaire du transformateur T_1 sont bobinés dans le même sens (lorsque i_{L_1} augmente, i_{D_1} passe). Lorsque T_{R1} est bloqué, une partie de l'énergie accumulée dans L_o est délivrée à la charge par la diode « volant » D_2 (lorsque i_{L_1} diminue, i_{D_2} passe). Le condensateur de sortie C_o filtre l'ondulation due au découpage.

Le transfert de l'énergie du primaire au secondaire du transformateur n'est pas parfait, et après que le transistor se soit bloqué, il reste de l'énergie stockée dans le circuit magnétique. Cette énergie (faible) est renvoyée au circuit d'entrée grâce à l'enroulement de démagnétisation (couplé très serré avec l'enroulement primaire) et à la diode D_3 . Cela permet de limiter la surtension de rupture inductive sur le collecteur du transistor à deux fois la tension d'entrée.

L'avantage principal de ce convertisseur est le bon filtrage réalisé par L_o et C_o , donc une faible ondulation résiduelle de la tension de sortie.

L'incrément de courant au secondaire pendant la conduction de T_{R1} est :

$$\Delta I = \left(\frac{V_i}{N} - V_o \right) \frac{dT}{L_o} \quad (\text{conduction de } D_1)$$

et le décrément de courant correspondant (à l'équilibre) pendant la récupération par la diode D_2 :

$$\Delta I = \frac{V_o}{L_o} T(1 - \delta)$$

ce qui donne :

$$V_o = \frac{\delta V_i}{N}.$$

On peut de même calculer le nombre de spires au primaire du transformateur :

$$n_p = \frac{V_i \max \cdot \delta \max \cdot T}{S \cdot B \max}.$$

Il faut ici prendre $\delta \max$ pour δ car le transfert d'énergie se passe pendant la conduction de T_{R1} .

2.3. Le convertisseur symétrique (« push-pull »)

Ce type de convertisseur, illustré figure 5, est en fait composé de deux convertisseurs de type « direct » travaillant en opposition de phase.

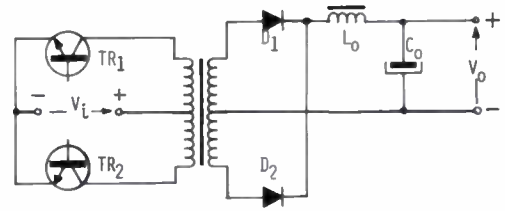


Fig. 5. — Convertisseur symétrique.

Les diodes D_1 et D_2 redressent le signal rectangulaire secondaire généré par la commutation alternative de T_{R1} et T_{R2} au primaire.

Le fonctionnement choisi permet de doubler la fréquence des ondulations de tension de sortie et de réduire ainsi les valeurs de L_o et C_o .

La tension maximale sur les collecteurs des transistors est égale à deux fois la tension d'entrée V_i .

Pendant une période T , il y a deux transferts d'énergie du primaire au secondaire, l'un par T_{R1} , l'autre par T_{R2} ; ce qui fait que les incréments et décréments de courant dans L_o sont :

$$\begin{aligned} & \left(\frac{V_i}{N} - V_o \right) \frac{dT}{L_o} \quad \text{si} \quad 0 < t < \delta T \\ & \frac{V_o}{L_o} \left(\frac{T}{2} - \delta T \right) \quad \text{pour} \quad \delta T < t < \frac{T}{2} \\ & \left(\frac{V_i}{N} - V_o \right) \frac{dT}{L_o} \quad \text{pour} \quad \frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} + \delta T \end{aligned}$$

et

$$\frac{V_o}{L_o} \left(\frac{T}{2} - \delta T \right) \quad \text{pour} \quad \frac{T}{2} + \delta T < t < T$$

d'où

$$V_o = 2 \frac{\delta V_i}{N}$$

et δ doit rester inférieur à 0,5 pour éviter de court-circuiter l'alimentation à travers les transistors et le transformateur.

Le calcul du nombre de spires primaires devient :

$$n_p = \frac{V_i \max \cdot T}{4S \cdot B \max}.$$

Il existe de multiples versions des trois circuits fondamentaux exposés ici : montages à transistors multiples en série (pour augmenter les excursions de tension aux primaires) ou en parallèle (pour augmenter les courants admissibles); montages en pont avec diviseurs capacitifs ou quatre transistors pour les convertisseurs symétriques, etc...

3. CHOIX DU CONVERTISSEUR

Le choix du convertisseur dépend des spécifications de l'application visée. Le convertisseur à récupération est le plus simple et le moins onéreux. Il est recommandé pour les alimentations à tensions de sorties multiples car chaque sortie ne nécessite qu'une diode et un condensateur. Cependant, le filtrage peut être un problème lorsque l'ondulation résiduelle doit être faible. Également, une seule des sorties (on choisira celle délivrant le plus de puissance) peut être

parfaitement contrôlée par le circuit de mesure et de contre-réaction au primaire.

Les autres tensions de sortie resteront voisines de leur valeur nominale mais ne seront pas corrigées en fonction des variations de charge.

D'autre part, l'ondulation résiduelle de la tension de sortie devient très vite difficile à réduire lorsque la puissance de sortie augmente et que la valeur nominale de la tension de sortie diminue. Dans ce cas, il sera préférable d'adopter un convertisseur direct où l'inductance de lissage permet de résoudre ce problème.

Pour des raisons d'économie, le convertisseur à récupération est à conseiller lorsque la puissance de sortie n'excède

pas 10 W. Pour des puissances supérieures, on utilisera avantageusement le convertisseur direct jusqu'à des puissances de l'ordre du kW. Au delà, le convertisseur symétrique sera préféré.

Le tableau illustré figure 6 permet de guider le choix du convertisseur en fonction de la tension de sortie et de la puissance de sortie.

RÉSUMÉ

Les alimentations à découpage suscitent actuellement un intérêt important parmi les fabricants d'équipements électroniques, à cause des avantages nouveaux qu'elles offrent — gain de poids, moindre encombrement et meilleur rendement que les alimentations classiques.

La croissance de ce marché est forte et concerne les équipements « professionnels » aussi bien que les appareils dits « Grand Public ».

Une présentation des trois principes de base utilisés dans les convertisseurs continu-continu est faite et quelques critères de choix sont proposés afin de guider le concepteur dans l'orientation de son étude vers un dispositif particulier.

SUMMARY

Switched mode power supplies : a growing market,
by RICOUARD (RTC, Suresnes).

Because of the many advantages they offer, — low weight, small size, high efficiency — switched mode power supplies appear very attractive to electronic equipment manufacturers.

This market grows at a high rate and extends in professional applications as well as consumer electronics.

A review of the three basic operation principles of switched mode power supplies is given and some criteria are proposed for the choice of d.c. to d.c. converters in order to help design engineers choosing the optimum circuit configuration.

Bibliographie

- Mains Isolating Switch-mode Power Supply. — WOLF G. — *Electronic Application Bulletin*, 1973, vol. 32, N° 1.
A survey of converter circuits for switched-mode power supply. — JANSSON L. E. — Documentation Philips.

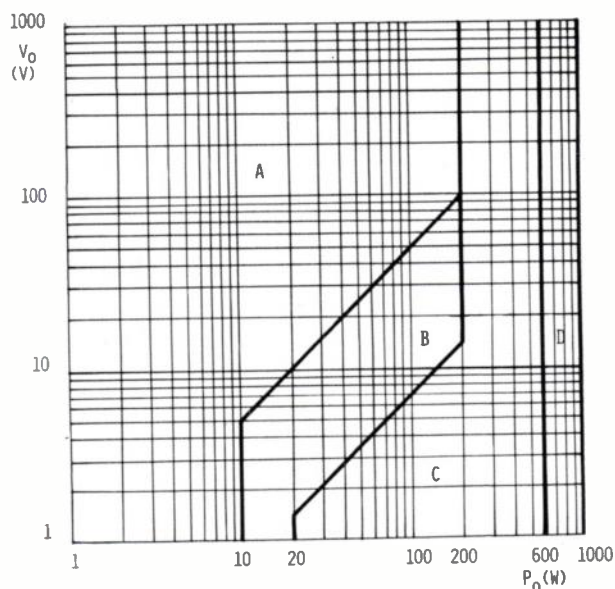


Fig. 6. — Choix du convertisseur en fonction de la tension de sortie V_o et de la puissance de sortie P_o .

- A : Convertisseurs à récupération.
B : Convertisseurs à récupération ou direct.
C : Convertisseurs directs.
D : Convertisseurs direct ou symétrique.

Évolution et perspectives des transistors de puissance utilisés en conversion d'énergie ⁽¹⁾

COMPOSANTS

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 11
pp. 672-678

par René GICQUEL,

Ingénieur CNAM, Chef du Service de Développement et de Fabrication des Transistors de Puissance du Centre Thomson-CSF, Division Sescosem.

Thomson-CSF, Division Sescosem,
15, avenue Camille-Pelletan
13602 Aix-en-Provence (tél.
(42) 27.98.15).



L'évolution des transistors de puissance a été dépendante de deux principaux critères :

- le prix du « volt $\times$ ampère »,
- la qualité.

C'est seulement depuis 1970 que les fabricants d'éléments de puissance ont considéré avec intérêt l'industrialisation des transistors de puissance. Bien entendu, dès 1960, le virage était pris à l'avantage du transistor en silicium, qui détrônait ainsi les éléments en germanium. Mais, à cette époque, l'orientation était en grande partie à des fins d'amplification HF, ce qui ne permettait pas de répondre correctement aux applications de conversion d'énergie en régime linéaire.

Il a fallu attendre 1965, avec l'apparition des transistors à base homogène, pour répondre à cette application. Depuis 1970, un autre virage s'est dessiné dans le marché de ces éléments par l'application progressive de la conversion d'énergie en régime de commutation. Or, les deux modes existent encore à notre époque, mais il est évident que la croissance attendue de ce marché dépend du mode en régime de commutation.

1. LE MARCHÉ

La puissance apparente d'un transistor en régime de commutation est définie par le produit ($V_{CEO} \times I_C$). On peut ainsi définir le coût du transistor par le prix du (volt $\times$ ampère). Le prix a été la résultante de deux paramètres, l'un entraînant l'autre :

- la croissance du marché total (voir à titre d'exemple la figure 1),
- la baisse des prix moyens de vente.

La croissance du marché européen a été pour une très large part la conséquence de l'évolution du marché grand public (transistors destinés aux fonctions de puissance, alimentation et balayage des récepteurs de télévision). Il est attendu en Europe le démarrage de

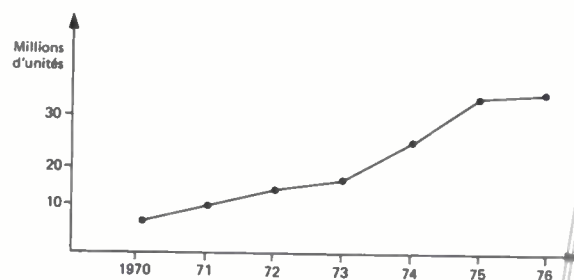


Fig. 1. — Évolution du marché européen des transistors de puissance.

la transistorisation du marché automobile. L'importance de ce marché, comme celui de la télévision, modifiera la structure industrielle des transistors de puissance.

Le prix du (volt $\times$ ampère) est une résultante de l'importance du marché, mais il est à noter que, en économie de marché, l'élément moteur est de loin la pression concurrentielle.

2. LA QUALITÉ

L'amélioration de la qualité des transistors de puissance est due aussi à la dimension des moyens industriels mis en œuvre.

Aujourd'hui, le fait de traiter quotidiennement 50 000 transistors exclut totalement toute intervention en dehors des rigoureuses spécifications de fabrication. Il en résulte que les phases de réalisation sont indépendantes de l'appréciation des opératrices dans la plupart des cas, tant au niveau des transistors à l'état de la rondelle de silicium, qu'au cours de différentes phases d'assemblage. Et cette évolution continue à se généraliser au fil du temps pour tendre vers une semi-automatisation.

Il faut en effet comprendre que la qualité résulte du contrôle d'un certain nombre de contraintes imposées par le client. Le fabricant de récepteurs de télévision, comme le fabricant d'automobiles, ne peut pas courir le risque de défaillance des éléments de puissance, car la panne rejait très vite sur l'image de marque du produit. Il faut alimenter tous les jours, par dizaines

(1) Article issu de la Journée d'études de la SEE du 9 mars 1977 et reçu en mars 1977.

de milliers d'éléments, les usines de téléviseurs avec un niveau de qualité qui doit osciller au-dessus d'une référence moyenne entraînant moins de 1 pour mille de défauts de fonctionnement.

Les méthodes d'industrialisation ont contribué à atteindre ces objectifs, et de ce fait, les marchés dits industriels, beaucoup plus diversifiés que les marchés grand public, ont profité directement de cette assurance de qualité.

Quelles sont les performances essentielles des transistors de puissance qui jouent un rôle au niveau de leur fiabilité fonctionnelle? Comment ont-elles été améliorées et comment peut-on les voir évoluer?

Sans classer les critères par ordre d'importance, nous pouvons les résumer par :

- la stabilité des caractéristiques électriques,
- la tenue en aire de sécurité,
- la tenue en fatigue thermique,
- la tenue en énergie,
- la tenue mécanique des interconnexions silicium-boîtier,
- le rôle des boîtiers dans le cas général et l'évolution des caractéristiques.

Nous n'évoquerons pas le rôle direct ou indirect des caractéristiques statiques et dynamiques des transistors de puissance, que les utilisateurs connaissent bien.

2.1. La stabilité des caractéristiques électriques

Les éléments de puissance de grande surface sont réalisés en technologie « Mésa », c'est-à-dire que la jonction collecteur-base décapée sous forme de sillon, est plane pour atteindre plus facilement les hautes tensions. Dans un grand nombre d'applications le transistor est bloqué en V_{CEX} (par exemple dent de scie de balayage dans les récepteurs TV), et il importe que la caractéristique soit stable jusqu'à des tensions de l'ordre de 2 000 V.

En règle générale, la stabilité de cette caractéristique dépend essentiellement du mode de passivation de la jonction collecteur-base. Le fabricant d'éléments de puissance devra donc usiner le sillon séparant les dispositifs suivant une géométrie bien précise et exempte de toute contrainte au niveau du réseau cristallin ainsi que de toute pollution étrangère. Ce n'est qu'à ces conditions que l'on peut procéder à la passivation, c'est-à-dire à la protection de la jonction, qui peut être de deux types :

- organo-chimique sous forme de résines,
- minérale sous forme de verre, de silice ou de nitrure.

Comment comparer ces divers procédés?

— tout d'abord, au travers d'épreuves normalisées de fiabilité. Dans les épreuves de blocage de la caractéristique inverse entre 150 et 200 °C, il est possible de mettre en évidence des différences entre les procédés. Il est également courant de caractériser la « protection passivante » vis-à-vis des ions alcalins qui sont souvent à l'origine des phénomènes d'instabilité,

— pour des dispositifs encapsulés en boîtier métallique, il n'y a pas, en priori, une technique meilleure qu'une autre. Par contre, pour le fabricant, il y a sans aucun doute un procédé pour lequel il aura plus d'expérience que pour les autres. Et le comportement qui préoccupe les utilisateurs n'est pas la stabilité intrinsèque d'une passivation, mais la stabilité statistique après protection de milliers de produits dont un certain nombre échappe aux règles ci-dessus. C'est ce pourcentage, plus ou moins important suivant les procédés et les fabricants, qui peut être à l'origine de défaillances dans les applications.

2.2. La tenue en aire de sécurité

Cette notion est très importante. Dans les transistors fonctionnant en régime linéaire, l'aire de sécurité se caractérise en fait par deux paramètres (fig. 2) :

- la droite d'équi-puissance, qui dépend de la résistance thermique du transistor,
- la droite de seconde avalanche, qui limite la droite d'équi-puissance.

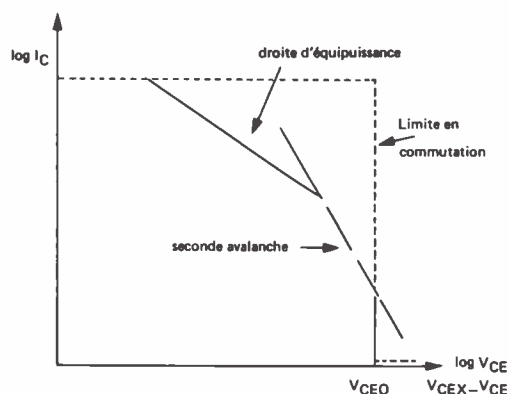


Fig. 2. — Aire de sécurité type d'un transistor de puissance.

La surface délimitée par ces deux droites et par les limites technologiques I_C et V_{CE0} caractérise l'aire de sécurité en régime permanent.

En régime de commutation, l'aire de sécurité est définie par les limites en courant et en tension.

(Nota : la géométrie de l'aire de sécurité que nous venons de préciser correspond à des échelles logarithmiques du courant et de la tension).

Bien que la majorité des transistors livrés actuellement fonctionne en commutation, l'aire de sécurité définie en régime permanent est un critère de qualité et le fabricant d'éléments de puissance connaît très bien les paramètres qui font évoluer positivement l'aire de sécurité :

- une faible résistance thermique,
- une fréquence de transition faible,
- un gain statique faible,
- une résistance de base suffisante.

Il est un fait que les structures à base homogène bénéficient de tous ces paramètres et présentent une

excellente tenue en aire de sécurité. Mais il a été possible d'améliorer notablement l'aire de sécurité des dispositifs rapides et haute tension en jouant sur :

- la résistance thermique au niveau des soudures,
- l'équilibrage thermique au niveau de la configuration du masque et de la conductivité des contacts,
- la résistance de base au niveau de la distribution des impuretés dans la base.

De plus, cette caractéristique est garantie par tri unitaire sur machine automatique.

2.3. La tenue en fatigue thermique

Aujourd'hui, deux méthodes essentielles caractérisent la soudure du transistor côté collecteur sur le boîtier.

La première consiste à assembler la pastille de silicium sur le dissipateur en cuivre par une soudure à bas point de fusion dite « soudure tendre ». Dans ce cas, les matériaux constituant la liaison ont des coefficients de dilatation différents.

La seconde méthode consiste à assembler le silicium sur le dissipateur par l'intermédiaire d'un matériau ayant un coefficient de dilatation proche de celui du silicium, par exemple le tungstène et le molybdène (dite soudure dure).



Fig. 3. — Vue de la machine automatique de découpe des pastilles de transistor par faisceau « laser ».

Il est un fait que l'emploi de matériaux réfractaires est onéreux d'autant plus que souvent ils sont associés au silicium par l'eutectique or-silicium et au dissipateur par l'eutectique or-étain.

La tenue en fatigue thermique est un excellent critère de qualité des soudures. Le transistor est en effet soumis à une puissance limitée par son aire de sécurité pendant

un temps nécessaire pour que le boîtier atteigne une température comprise entre 100 et 125 °C. Le cycle est ensuite stoppé et la température de boîtier chute rapidement autour de 15 °C (voir illustration de l'équipement figure 4).

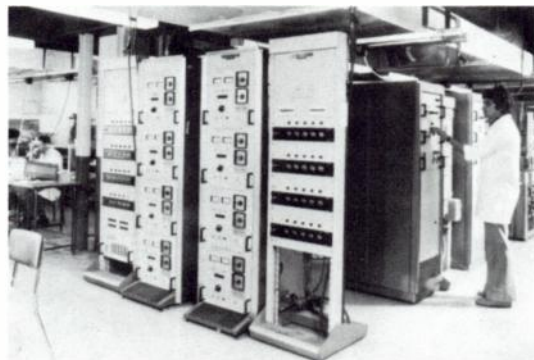


Fig. 4. — Banc d'essai en fatigue thermique. Chaque banc permet de tester 20 transistors en puissance réelle et en fonctionnement cyclé.

Le principe consiste à effectuer 10 000 cycles et à examiner les évolutions ou les dégradations apparues.

Quel est aujourd'hui l'état de la technique ?

Dans le domaine des soudures dites dures, c'est-à-dire parfaitement accordées sur molybdène, lequel est brasé sur le dissipateur avec un alliage Cu-Ag ou Au-Sn, les épreuves de fatigue thermique, en fonctionnement alterné dans des conditions extérieures de puissance et de différences de température importantes, donnent des résultats extrêmement satisfaisants. Les dispositifs ne présentent pas de défaillances pour des niveaux supérieurs à 10 000 cycles.

Dans le domaine des soudures tendres, le procédé a évolué considérablement et autorise d'excellents comportements jusqu'à 10 000 cycles et plus, mais avec des différences de température plus faibles, de l'ordre de 60 °C.

2.4. La tenue en énergie

Cette appellation est l'abrégié de « tenue en énergie en polarisation inverse ». Elle caractérise l'aptitude d'un transistor à dissiper en régime d'avalanche une énergie présente dans le circuit collecteur (en pratique stockée essentiellement dans une inductance), avec la jonction émetteur-base polarisée en inverse.

Dans ce fonctionnement, la répartition du courant dans la pastille n'est pas homogène. Il y a concentration au centre de l'émetteur : c'est le phénomène de « focalisation ». Seule une faible partie du silicium est concernée et cette concentration, pour un transistor donné, est d'autant plus poussée que la polarisation inverse de base est énergétique.

La possibilité de dissipation d'une pastille sera toujours beaucoup plus faible en énergie inverse qu'en polarisation directe.

Ainsi, en conversion d'énergie, les transistors ne pourront jamais supporter, même accidentellement,

l'énergie stockée dans les inductances principales du circuit.

Devant ces contraintes, deux types de solutions sont possibles :

— ne jamais atteindre le régime d'avalanche, par le respect de l'aire de sécurité en commutation. C'est la meilleure solution, tant sur le plan fiabilité que sur le plan rendement énergétique ;

— à défaut, modifier le comportement du transistor en supprimant le phénomène de focalisation :

- soit extérieurement, par des artifices de circuit (cas d'une diode Zener entre le collecteur et la base) qui remettent le transistor en conduction avant d'atteindre la tension d'avalanche ; ce type de protection n'est valable que dans des cas particuliers, limités aux faibles puissances (allumage automobile) ;
- soit intérieurement, par des conceptions de structures différentes (fig. 5) ; ce mode de protection récent n'est pas encore généralisé chez les fabricants.

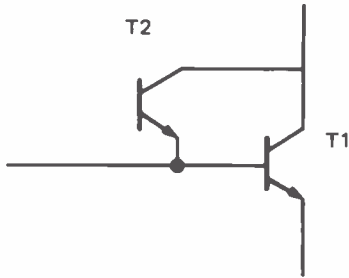


Fig. 5. — Transistor auto-protégé ayant une bonne tenue en « énergie inverse ». Le transistor T 2 est réalisé par une diffusion localisée dans la base du transistor principal T 1. En cas de surtension, T 2 entre en avalanche avant T 1 et le protège.

2.5. Tenue mécanique des interconnexions silicium-boîtier

Pour faciliter la compréhension de ce phénomène, nous raisonnons exclusivement sur le boîtier TO 3 qui est encore le plus répandu.

La platine peut être en acier ou en cuivre, suivant la résistance thermique du dispositif.

De la platine sortent deux poteaux qui sont souvent en ferro-nickel, avec ou sans âme de cuivre, les géométries et les matériaux dépendent du courant I_C véhiculé.

Diamètre des poteaux	Matériaux	I _C max continu
1 mm	Fe-Ni	15 A
1 mm	Fe-Ni + Cu	30 A
1,5 mm	Fe-Ni + Cu	50 A

A l'intérieur du capot, il est nécessaire de connecter les zones actives émetteur et base aux poteaux du boîtier. Il existe deux technologies :

— interconnexions par fil d'aluminium soudé aux ultrasons,

— interconnexions par clips en alliage de cuivre, généralement soudé par l'alliage Pb-Sn.

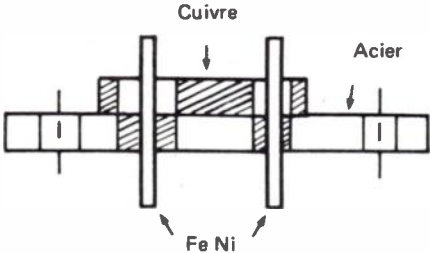


Fig. 6. — Coupe d'une embase TO 3.

Qu'attend l'utilisateur ?

— que les conditions de courant maximal garanties dans la notice soient respectées. Il n'y a pas de différences fondamentales entre les deux technologies ;

— que les liaisons résistent à toutes les épreuves thermiques et mécaniques :

- cycles thermiques de — 50 à + 200 °C ;
- épreuves mécaniques de vibrations à fréquence variable, chocs, accélérations jusqu'à 20 000 g.

Là encore, il n'y a pas de différences fondamentales entre les technologies, quand les opérations sont bien exécutées. Le principal facteur de qualité réside essentiellement dans la reproductibilité du procédé.

En ce qui concerne la soudure par ultrasons des fils d'aluminium (diamètre de 100 à 500 μm), il importe que les générateurs d'ultrasons soient parfaitement accordés. La transduction doit être reproductible au niveau de l'outil. Indépendamment de la propriété des pièces à assembler, il est nécessaire que l'épaisseur d'aluminium sur les zones actives de l'émetteur et de la base reste constante.

Les machines industrielles permettent d'atteindre des cadences de soudure très élevées et autorisent les contrôles indispensables pour assurer de bonnes liaisons.

La liaison par clips nécessite une technologie appropriée au niveau de la pastille de silicium. En effet, les clips sont soudés par l'alliage Pb-Sn. Il faut donc que les zones actives soient partiellement ou totalement nickelées et recouvertes de cet alliage. Le clips lui-même est un alliage de cuivre à trempe structurale recouvert d'un ou de deux côtés par l'alliage. Cette technique a tendance à se répandre de plus en plus, car elle permet des liaisons par groupe (de 10 par exemple), particulièrement pour les éléments encapsulés en boîtier plastique, et, de ce fait, devient plus économique.

2.6. Le rôle des boîtiers dans le cas général et l'évolution des caractéristiques électriques

Le boîtier type TO 3 a contribué à la croissance des applications de puissance et pourtant il n'est pas satisfaisant. Il est en effet généralement nécessaire de percer le châssis pour le connecter au circuit ce qui affecte la dissipation. Il est limité en tension par l'isolement de ses broches, et en puissance, par son embase.

TABLEAU I
Facteurs d'évolution des transistors de puissance.

Demandes des utilisateurs	Conséquences
Suppression des transformateurs 50 Hz	Besoin de transistors dont les tensions soient adaptées au réseau 220 V : $V_{CEO} > 400\text{ V} - V_{CEX} > 800\text{ V}$ ou au réseau 380 V : $V_{CEO} > 700\text{ V} - V_{CEX} > 1\,500\text{ V}$
Commandes de moteurs directement sur les réseaux	Besoin de transistors Darlington : $V_{CEO} > 400\text{ V}$ pour le réseau 220V $V_{CEO} > 700\text{ V}$ pour le réseau 380 V
Composants pour allumage automobile	Réalisation de Darlington intégrés 400 V - 10 A particulièrement robustes
Composants pour récepteurs TV couleurs	Nouveaux circuits à transistors pour les fonctions puissance. Réalisation de transistors haute tension 2 000 V - 4 A
Augmentation de la puissance des équipements	Augmentation de la puissance apparente $V_{CEO} \times I_C$ des transistors
Simplification des commandes de base	Réalisation de Darlington
Amélioration de la fiabilité	Réalisation de nouveaux boîtiers Effort de recherche de la part des constructeurs pour mieux maîtriser les technologies

TABLEAU II
Facteurs d'évolution des transistors de puissance.

Progrès de la technologie	Conséquences
Meilleure maîtrise des processus de fabrication	Amélioration des rendements industriels (incidence sur les prix) et de la fiabilité
Meilleure connaissance du fonctionnement du transistor	Optimisation des structures Améliorations des modes critiques de fonctionnement Meilleure adaptation thermique
Progrès dans les masquages et les diffusions	Intégration des éléments de puissance (Darlington) Possibilité de réalisation avec de bons rendements industriels des pastilles transistors de 300 mm ²
Progrès dans la physico-chimie des résines, oxydes, verres	Mise à la disposition des constructeurs de nombreux procédés de passivation, permettant l'obtention d'une excellente fiabilité dans le temps
Meilleure connaissance des contacts métal-semiconducteur et étude plus poussée des interconnexions	Possibilité de réalisation de nouveaux boîtiers. Possibilité de monter des pastilles de grande surface pour courants élevés Amélioration de la fiabilité

Limites de la technologie. La réalisation de transistors haute tension fait appel à du silicium de résistivité élevée. Il en résulte un accroissement de la surface de silicium (pour un courant donné), des temps de commutation et une diminution du gain. Le compromis amène à une tension limite V_{CEO} de 800 V qu'il n'est pas souhaitable de dépasser.

TABLEAU III
Facteurs d'évolution des transistors de puissance.

Progrès dans la connaissance du fonctionnement des transistors	Conséquences
Meilleure définition des aires de sécurité en commutation Meilleure connaissance des méthodes de protection contre les surcharges Meilleure connaissance de la commutation	Amélioration de la fiabilité des équipements Définition de commandes de base améliorées conduisant à des temps de commutation plus faibles Amélioration du rendement
Analyse du fonctionnement du Darlington en commutation	Possibilité de réaliser des fonctions commutant des courants plus élevés

Par contre, les boîtiers du type à vis et « Press Pack », utilisés pour les redresseurs et les thyristors de puissance, sont entièrement satisfaisants. De même, dans le domaine des encapsulations plastiques, un très net progrès a été réalisé. Ce sont ces boîtiers qui permettront aux transistors de puissance d'évoluer vers de nouvelles caractéristiques en courant et en tension, que l'on peut d'ores et déjà indiquer (se reporter aux tableaux I, II et III).

3. FACTEURS D'ÉVOLUTION

Les transistors de puissance vont évoluer sous l'influence de plusieurs facteurs :

3.1. Les demandes des utilisateurs

Elles résultent d'une part, des problèmes concrets rencontrés au cours de l'étude et de la réalisation des équipements, d'autre part des souhaits exprimés pour améliorer ces équipements.

3.2. Les possibilités et les progrès de la technologie

Pour que le produit puisse être réalisé, il faut tenir compte des possibilités techniques de réalisation. Celles-ci, combinées avec les demandes des utilisateurs, devraient arriver à définir le marché. En réalité, ce n'est pas suffisant et un troisième élément intervient :

3.3. La connaissance du fonctionnement des composants

Un exemple simple permettra d'en montrer l'importance. Il y a une dizaine d'années, les alimentations régulées utilisaient les transistors en régime linéaire (ballast). Un transistor haute tension (V_{CEO} 400 V, I_C 9 A, V_{CEX} 800 V), s'il avait été réalisé à cette époque, n'aurait eu que peu d'applications parce que les possibilités des transistors en régime de commutation étaient

mal connues. De plus, les phénomènes de second claquage en régime linéaire ($I_{S/B}$), limitaient considérablement l'emploi des transistors dès que la tension collecteur-émetteur dépassait une centaine de volts. Aujourd'hui, il est possible de réaliser, avec un transistor analogue fonctionnant en régime de commutation, un convertisseur de 750 W avec un rendement voisin de 90 %.

D'autres progrès, dans les commandes de base par exemple, permettent de faire commuter un transistor beaucoup plus vite que ne l'indiquent les valeurs nominales prévues par les normes.

Les principaux facteurs d'évolution et leurs conséquences sont donnés par les tableaux I, II et III.

4. PERSPECTIVES

L'évolution des transistors de puissance, caractérisée selon les éléments de la figure 7, a été très importante ces dernières années.

Quelles seront les tendances pour ces prochaines années ?

Le tableau IV en donne les grandes lignes :

Le marché le plus important touchera les biens de consommation (téléviseurs, machines domestiques) et l'automatisme (alimentations de faible puissance). Ce marché utilisera un grand nombre de transistors adaptés au réseau 220 V (V_{CEO} 400 V, V_{CEX} 850 V), mais de puissance limitée.

Parallèlement, les applications électrotechniques demanderont des transistors de plus forte puissance, qui seront réalisés avec d'autres formes de boîtiers que le classique TO 3 (*fig. 8*). Dans ce domaine, on peut prévoir un développement du Darlington, qui sera

fabriqué, soit sous forme de montage intégré, soit sous forme de composants discrets, ce qui présente bien des avantages techniques pour les fortes puissances.

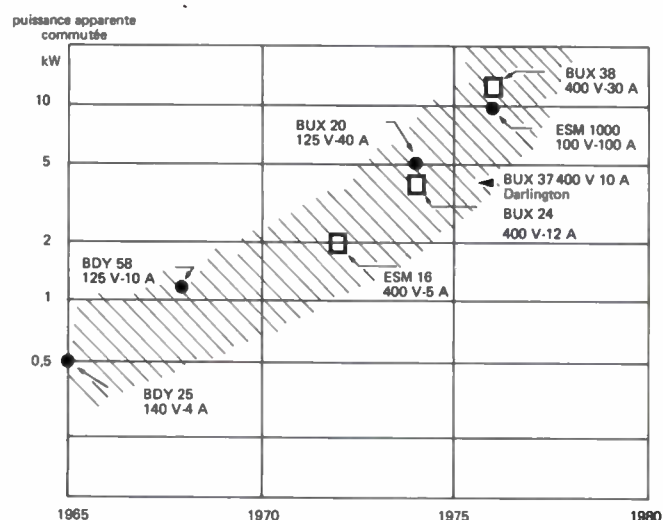


Fig. 7. — Évolution des transistors de puissance. La puissance apparente est calculée à partir du produit $V_{CE0(800)} \times I_{CSat}$. En utilisant la valeur maximale I_{CM} , on aurait obtenu, pour la puissance apparente maximale, des valeurs beaucoup plus élevées.

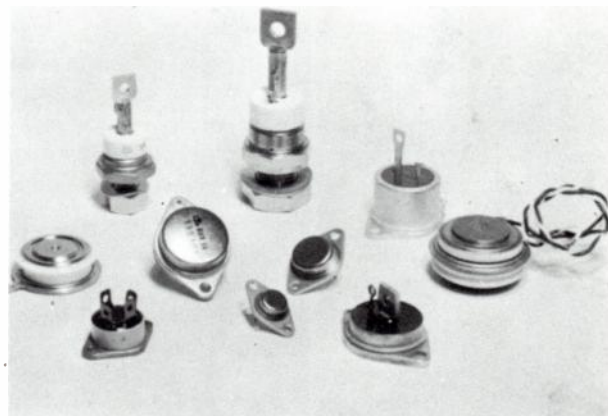


Fig. 8. — Transistors de puissance.

TABLEAU IV
Évolution des caractéristiques des transistors de puissance.

Caractéristiques des transistors	Batteries	Réseau 220 V		Réseau 380 V	
		Convertisseurs	Moteurs	Convertisseurs	Moteurs
V_{CE0}	80-120 V	400 V	400 V	700 V	700 V
V_{CEX}	150-250 V	800 V	450 V	1 500 V	800 V
$V_{CE(sat)}$	$< 1 \text{ V}$ $H_{FE} = 10$	$< 1,5 \text{ V}$ $H_{FE} = 5$	$< 1,5 \text{ V}$ $H_{FE} = 5$	$< 2 \text{ V}$ $H_{FE} = 2$	$< 2 \text{ V}$ $H_{FE} = 3$
$I_{C(sat)}$ actuel	100 A	10 A	30 A	4 A	
	↓	↓	↓	↓	
$I_{C(sat)}$ objectif	300 A	20 A	60 A	10 A	10 A

Caractéristiques des Darlington			
V_{CE0}	80-150 V	400 V	700 V
$V_{CE(sat)}$	$< 2 \text{ V}$	$< 2 \text{ V}$	$< 2,5 \text{ V}$
$I_{C(sat)}$ actuel	50 A	20 A	
	↓	↓	
$I_{C(sat)}$ objectif	400 A	80 A	20 A

Enfin, les progrès de la technologie autoriseront le développement des transistors de moyenne puissance dans des boîtiers plastiques mieux adaptés au fonctionnement sur équipement (montage, câblage, refroidissement).

5. CONCLUSION

La qualité fonctionnelle des équipements, prédéterminée théoriquement sur des bases statistiques, a toujours été un vœu pour les concepteurs.

Il apparaît clairement que celle-ci résulte de deux facteurs. Le premier implique le semi-conducteur au niveau de sa fiabilité intrinsèque. Le second implique l'adaptation de l'élément de puissance dans la conception de l'équipement.

Il est rassurant de constater que, dans les semi-conducteurs de puissance, des moyens importants ont été mis en œuvre, pour atteindre cet objectif tant au niveau industriel qu'au niveau technologique.

RÉSUMÉ

Après avoir situé le transistor de puissance, l'auteur insiste sur les problèmes de qualité. Il passe en revue les principaux facteurs physiques qui influent sur la fiabilité, passivation et stabilité des caractéristiques, aire de sécurité, fatigue thermique, interconnexions silicium-boîtier.

Pour terminer, il indique quels sont les principaux facteurs qui vont faire évoluer les transistors et il donne quelques perspectives.

SUMMARY

Evolution and perspectives of switching power transistors, by R. GICQUEL (SESCOSEM).

Having situated the power transistor, the author is primarily concerned with the problem of quality. He goes through on the physical factors influencing reliability, SOAR, thermal fatigue, connections, case, etc...

Finally, he indicates which are the principal factors which will affect the evolution of transistors and he gives some perspectives.

Convertisseurs continu-continu nouvelles perspectives ⁽¹⁾

COMPOSANTS
L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 11
pp. 679-683



par C. R. POIRSON,

Ancien élève de l'École Polytechnique, Ingénieur ESE, Directeur de la Division Énergie, CIT-Alcatel.

CIT - Alcatel, 27, rue Godillot
93406 Saint-Ouen (tél. : 257.67.59).

L'avènement de la commutation temporelle et de la transmission numérique a créé des besoins nouveaux dans le domaine de l'énergie. Apparus un peu avant 1970, les convertisseurs continus travaillant au delà de 20 kHz représentent aujourd'hui une part importante

des équipements de télécommunication. L'évolution de leur technologie, le développement des transistors de puissance ouvrent la voie aux alimentations « sans transformateur » de forte puissance.

1. INTRODUCTION

Après avoir rappelé les principes généraux de la conversion continu-continu et situé les produits sur les plans de l'utilisation et de la technique, on évoquera les procédés en cours d'étude et l'on estimera les avantages économiques que l'on peut en espérer.

2. PRINCIPES GÉNÉRAUX

2.1. Définition

Le convertisseur peut être défini par les fonctions que l'on attend de lui et que l'on appellera fonctions principales :

- Isolement galvanique,
- Transformation de tension,
- Régulation.

Par le fait qu'il existe, il crée un certain nombre de contraintes qu'il convient de pallier : ce sont les fonctions secondaires :

- Protection de surcharge,
- Protection de surtension,
- Signalisation de sous-tension.

2.2. Utilisation

Les convertisseurs continu-continu trouvent leur plus large débouché dans le domaine des télécommunications

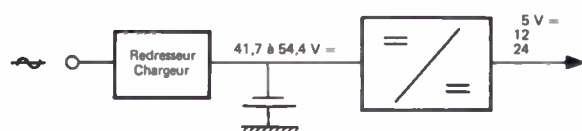


Fig. 1. — Diagramme de l'énergie dans un système de télécommunications.

(fig. 1). Ils sont destinés à convertir l'énergie secondaire en énergie tertiaire, c'est-à-dire à alimenter en 5, 12, 24 V les circuits électroniques à partir d'une tension de 41,7 à 54,4 V fournie par une batterie 24 éléments.

Les convertisseurs peuvent être utilisés pour transformer l'énergie primaire en énergie secondaire, c'est-à-dire pour produire une tension continue de 48 V à partir du réseau. Dans ce cas, le redresseur comprend (fig. 2) un pont à 4 diodes qui transforme la tension alternative en une tension continue de 300 V et un convertisseur 300/48 V qui fournit l'isolement galvanique et la régulation.

Ces systèmes présentent l'avantage de ne pas avoir de transformateur fonctionnant à 50 Hz. Ils sont beaucoup moins encombrants que les matériels traditionnels.

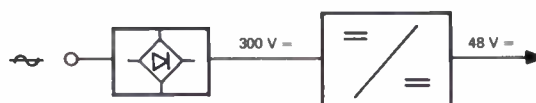


Fig. 2. — Redresseur chargeur à découpage.

2.3. Constitution

Un convertisseur continu-continu comprend (fig. 3) :

- 1 hacheur qui transforme la tension continue d'entrée en un signal rectangulaire ;
- 1 transformateur haute fréquence qui assure l'isolation galvanique et la transformation de tension ;
- 1 redresseur et 1 circuit de filtrage.

La régulation peut être faite en amont en agissant sur le hacheur. Elle peut être faite en aval par circuit ballast ou à découpage. La régulation aval conduit à une double transformation ; elle est généralement plus complexe et conduit à des rendements médiocres. Dans tous les convertisseurs modernes on utilise le principe de la régulation amont.

(1) Article issu de la Journée d'études de la SEE du 9 mars 1977 et reçu en mars 1977.

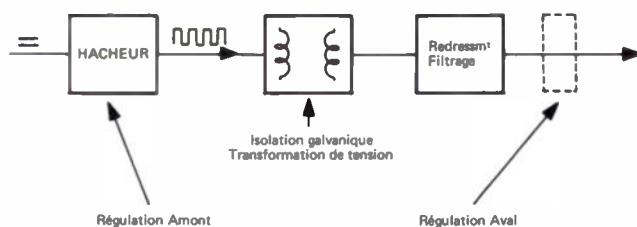


Fig. 3. — Principe d'un convertisseur continu-continu.

2.4. Diagramme fonctionnel

Aux trois éléments principaux du convertisseur on ajoute la chaîne de régulation qui comprend (fig. 4) :

- 1 comparateur qui élabore un signal d'erreur amplifié à partir de la tension de sortie et d'une tension de référence ;
- 1 photo-coupleur qui assure l'isolement galvanique ;
- des circuits de commande qui élaborent des signaux rectangulaires modulés en largeur.

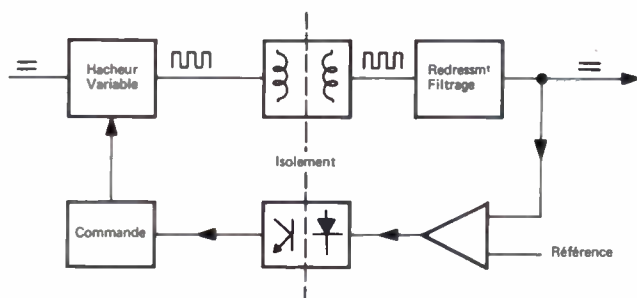


Fig. 4. — Diagramme fonctionnel d'un convertisseur continu-continu.

2.5. Schémas (étage de puissance)

La presque totalité des convertisseurs actuellement en service utilisent le montage push-pull (fig. 5a). Dans celui-ci l'élément d'adaptation est un transformateur à deux enroulements avec points milieu. Les transistors sont alternativement passants pendant un temps τ variable entre 0 et la demi-période T (fig. 5b).

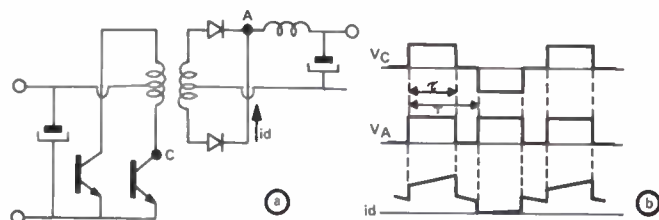


Fig. 5.

a) Schéma d'un convertisseur push-pull.

b) V_c : tension sur le collecteur d'un transistor.

V_A : tension sur les cathodes des diodes.

i_d : courant dans une diode.

Si la tension crête au point A a pour valeur E , la tension de sortie est :

$$V_s = E \frac{\tau}{T}$$

E est fonction de la tension d'entrée ; la régulation de V_s est assurée par modification du temps de conduction τ .

Ce schéma a permis de développer des matériels dont la puissance va de 30 à 600 W ; les rendements typiques sont :

- 73 % pour une tension de sortie de 5 V ;
- 80 % pour une tension de sortie de 12 V.

3. NOUVELLES PERSPECTIVES

3.1. Circuit hybride

a) *Secondaire*. Les circuits disposés au secondaire du convertisseur comprennent les éléments suivants (fig. 6) :

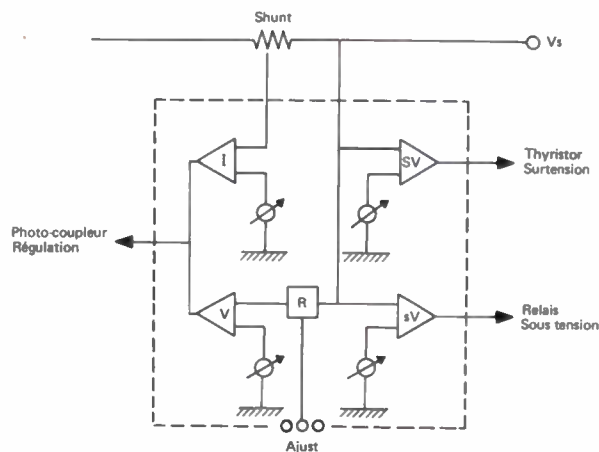
— 1 régulateur de tension précédé d'un réseau d'ajustement ;

— 1 régulateur de courant.

Ces deux circuits pilotent l'étage primaire par le photo-coupleur :

— 1 comparateur qui assure la protection de surtension en commandant le thyristor de sortie ;

— 1 comparateur qui assure la signalisation de sous-tension en actionnant un relais.

Fig. 6. — V régulateur de tension, I régulateur de courant, SV comparateur de protection surtension, sV comparateur de signalisation sous tension.

Les seuils de ces quatre comparateurs sont réglés en usine ; on peut facilement envisager l'intégration de ces organes en un boîtier unique pré-réglé.

b) *Primaire*. Les circuits primaires sont destinés à élaborer les signaux de commande des transistors de puissance à partir d'un signal d'erreur transmis par le photo-coupleur. Ils comprennent en grande partie des circuits intégrés logiques mais peu de réglages.

L'intérêt du circuit hybride est très limité. Par contre on devrait voir apparaître rapidement des circuits intégrés qui regrouperont toutes les fonctions situées au primaire.

c) *Enjeu du circuit hybride.* L'analyse du coût d'un convertisseur 12 V - 6 A - Push-pull donne les résultats suivants :

Puissance	{ Électronique	20,1
	{ Transf-Self	10,3
Capacités, électricité moyenne puissance photocoupleur		10,7
Circuit imprimé, mécanique		9,1
Électronique de commande		6,3
Inter, fus, relais		4,6
Total matières		61,1 %
Montage		21,6
Contrôle réglage		17,3
Total main-d'œuvre		38,9 %

Enjeu du circuit hybride :

— Matière	6,3
— Montage	7,0
— Contrôle	8,5
Total	21,8 %

Si l'enjeu représente une part importante du prix d'un convertisseur, la technologie hybride n'apporte pas aujourd'hui une baisse importante du coût. On peut cependant espérer beaucoup du développement de ce produit. Dès maintenant on gagnera sur des éléments marginaux du prix de revient : la miniaturisation, la simplification des études.

3.2. Monotransistor

On reste étonné en voyant que le montage monotransistor n'était pratiquement pas employé jusqu'à ce jour. Le montage « direct » présente des caractéristiques très voisines de celles du montage push-pull ; son schéma est donné en figure 7.

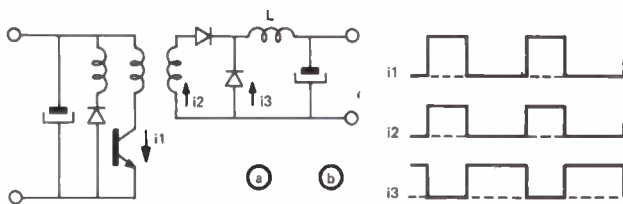


Fig. 7.

- a) Schéma d'un convertisseur monotransistor direct.
b) Courants dans le transistor et les diodes.

La conduction du transistor (i_1) induit dans le secondaire un courant i_2 . Pendant le blocage du transistor, le courant lancé dans la self s'écoule dans la diode de roue libre (i_3). L'enroulement tertiaire retourne vers l'entrée l'énergie emmagasinée dans la self propre du transformateur ; on comprendra mieux le principe de la récupération de l'énergie magnétisante en observant la figure 8 où le transformateur est représenté par sa self propre L_p et par n rapport de transformation primaire tertiaire. Le courant magnétisant est :

$$i_m = \frac{E}{L} t \quad i_m \text{ croît jusqu'à } I_m = \frac{E}{L} \tau_1$$

Pendant la récupération, le courant magnétisant décroît pendant τ_2 tel que :

$$I_r = \frac{E}{n^2 L} \tau_2$$

on aura :

$$I_r = \frac{I_m}{n} \tau_2 = n \tau_0$$

la tension collecteur du transistor pendant la récupération sera :

$$V_c = E \left(1 + \frac{1}{n} \right)$$

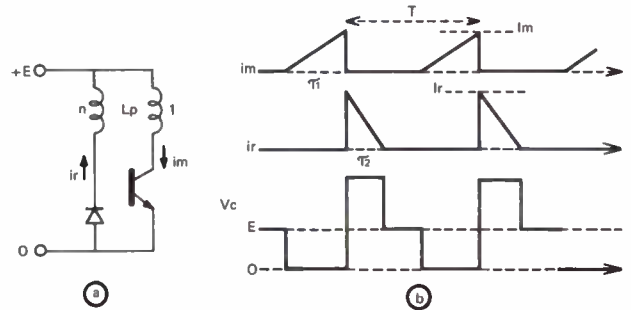


Fig. 8.

- a) Schéma réduit au circuit concerné par le courant magnétisant.
b) i_m : courant magnétisant, i_r : courant récupéré, V_c : tension collecteur.

Le rapport cyclique devra avoir une butée :

$$\tau < \frac{1+n}{1} T$$

De ce fait le courant crête dans un « monotransistor » est supérieur à celui d'un « push-pull ». La diminution de n permet un meilleur rapport cyclique ; elle applique plus de tension au transistor.

Si l'on compare les schémas d'un montage monotransistor à celui d'un montage push-pull, on constate que le premier comporte un transformateur plus facile à fabriquer et un transistor de puissance en moins. D'autre part, son électronique de commande est très simplifiée ; elle n'a qu'un seul étage driver et pas de circuit d'aiguillage. Ce schéma est très avantageux pour des convertisseurs de puissance inférieure à 100 W.

Si l'on considère le convertisseur cité au paragraphe précédent, le montage monotransistor abaisse le coût de 14,5 %.

3.3. Convertisseur bi-source

Lorsque l'on doit disposer de deux sources de moyenne ou faible puissance, on peut partir d'un convertisseur mono-source, adjoindre un enroulement supplémentaire à son transformateur de puissance et l'on obtient une deuxième source semi-régulée (fig. 9).

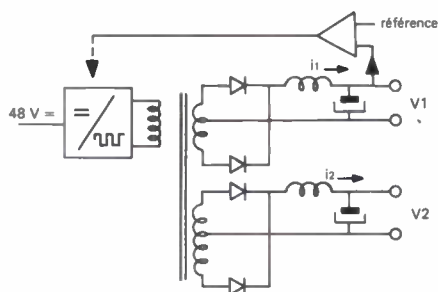


Fig. 9. — Schéma d'un convertisseur bi-source.

La tension de la deuxième source est peu sensible aux variations de la tension d'entrée. Elle est par contre légèrement variable suivant la répartition des charges (fig. 10).

Cette solution permet d'obtenir deux sources pour le prix d'un seul convertisseur.

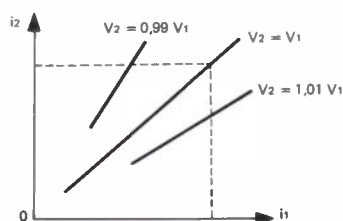


Fig. 10. — Convertisseur à deux secondaires identiques. Courbes isotension dans le plan des charges. Par raison de symétrie, sur la droite $i_1 = i_2$, V_2 est rigoureusement égal à V_1 . Pour $i_2 < i_1$, V_2 est légèrement supérieur à V_1 , pour $i_2 > i_1$, V_2 est supérieur à V_1 .

3.4. Alimentation secteur

L'usage d'alimentations à transformateur haute fréquence est aujourd'hui assez répandu ; elles fournissent des tensions régulées et filtrées destinées à l'alimentation de circuits électroniques (5-12 V) ; leur puissance est de quelques centaines de watts. Les alimentations conventionnelles comprenant : un transformateur 50 Hz, un redresseur et un régulateur à transistor (celui-ci pouvant travailler en linéaire ou par découpage). Cependant, jusqu'à ce jour, les alimentations à découpage secteur ne s'étaient pas attaquées au domaine des redresseurs chargeurs qui utilisent des thyristors (fig. 11) et présentent un grand rapport puissance/prix.

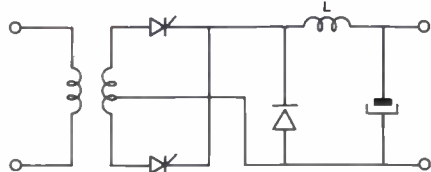


Fig. 11. — Schéma de l'étage de puissance d'un redresseur chargeur monophasé.

Il est intéressant de faire aujourd'hui le point des possibilités que nous offrent les nouveaux transistors

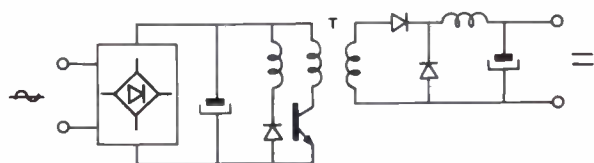
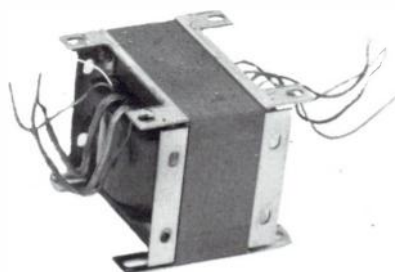


Fig. 12. — Schéma d'un redresseur chargeur 48 V 12 A à découpage HF : T transformateur 24 kHz.



9 Kg



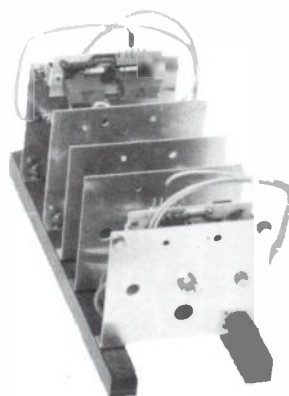
0 Kg 050



0 Kg 200



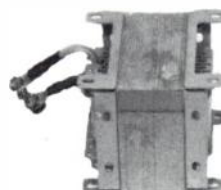
0 Kg 100



1 Kg 200



0 Kg 300



3 Kg



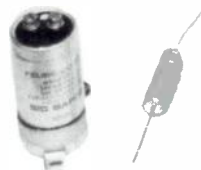
0 Kg 100



0 Kg 300



0 Kg 400



0 Kg 100

(a)

(b)

Fig. 13. — a) Composants d'un redresseur à thyristors. b) Composants d'un redresseur haute fréquence.

haute tension-fort courant. La base de comparaison est un redresseur chargeur 48 V - 12 A qui comporte un seul transistor de puissance (*fig. 12*).

Les bilans poids et coûts portent essentiellement sur les circuits de puissance. La photo (*fig. 13*) présente les encombrements et les masses des différents composants; le tableau ci-dessous donne la comparaison de leur coût.

Alimentation thyristor		Alimentation HF	
		Pont redresseur	3,7
		Capacité entrée	10,6
		Transistor	6,2
Transformateur	46,7	Transformateur	15,0
Thyristors, diode	16,5	Diodes	5,6
Self	20,3	Self	9,7
Capacité	16,5	Capacité sortie	3,4
Total	100	Total	54,2

Si les coûts de certaines fonctions sont indépendants de la technique choisie pour le circuit de puissance : Commande-régulation-visualisation, le coût de la mécanique sera très inférieur pour l'alimentation à découpage secteur.

On peut dire que dès aujourd'hui le découpage secteur est la technique la plus compétitive jusqu'à une

puissance de 1 kW; son domaine devrait s'étendre très rapidement jusqu'à des puissances de plusieurs kilowatts.

RÉSUMÉ

Après avoir rappelé le principe des convertisseurs continus et décrit le montage push-pull, l'article traite des nouvelles perspectives :

- Utilisation de circuits hybrides pour les circuits de régulation,
- Montage monotransistor,
- Montage bisource,
- Redresseur-chargeurs sans transformateur.

Il fait ressortir l'intérêt économique des nouveaux procédés.

SUMMARY

DC/DC converters new perspectives,
by C. POIRSON (CIT-Alcatel Energy).

After a recapitulation of the DC DC converter's basis and a description of the push-pull circuit, this article deals with the new perspectives :

- Hybrid circuit's use for control network,
- One transistor converter,
- Double output unit,
- Rectifier-chargers transformerless.

It throws into relief the economic interests of the new process.

Alimentation moyenne puissance à sorties multiples

COMPOSANTS

L'onde électrique
1977, vol. 57, n°
pp. 684-687

par G. GUERMEUR,

Ingénieur ESE, Ingénieur d'Études à la
Direction Études, Département Périphé-
riques.

CII Honeywell Bull, 6, avenue des Usines,
90000 Belfort (tél. 16(84) 22.82.00).

Les alimentations modernes font de plus en plus appel à la technique du découpage. Le principe de fonctionnement de ces alimentations repose sur une conversion de la fréquence du réseau; cette dernière se trouve portée à quelques dizaines de kHz permettant ainsi des diminutions importantes de la taille du transformateur et de la valeur des capacités de

filtrage. L'apparition récente sur le marché de dispositifs à semiconducteurs de transistor de puissance à haute tension notamment et de circuits intégrés spécialisés, a permis une simplification substantielle de la réalisation de ce type d'alimentation.

La disponibilité récente de transistors haute tension à faible temps de commutation a redonné aux convertisseurs continu-continu une nouvelle jeunesse en rendant possible des applications industrielles directement à partir du réseau (220/240 V) à des fréquences au-delà de l'audible.

De plus, l'apparition de circuits intégrés spécialement conçus pour les alimentations à découpage a permis de réduire le nombre de composants tout en augmentant les performances.

Aux facteurs inhérents à ce type de convertisseurs — volume et poids — il semble que l'on puisse et, au-delà d'une certaine puissance, y ajouter la notion de gain de coût.

Le but de cette note est de vous présenter une application moyenne puissance multitension, à convertisseur direct (forward converter).

1. DESCRIPTION

La figure 1 représente le schéma d'une alimentation à découpage, de type « forward converter » et fait apparaître les fonctions suivantes :

- redressement secteur et filtrage (I),
- convertisseur (II),
- commande du transistor découpeur (III),
- redressement et filtrage des tensions de sortie (IV),
- circuit de contrôle (V).

Les caractéristiques d'entrées et de sorties sont :

- tension secteur (50 Hz) : 200 V — 15 %, 240 V : 10 %,
- tension de sortie : 5,1 V — 30 A $\pm$ 5 %, 24 V — 3 A $\pm$ 10 %, + 12 V — 4 A $\pm$ 5 %, — 12 V — 2 A $\pm$ 5 %.

Seule la tension 5,1 V — 30 A est régulée.

2. CHOIX FONDAMENTAUX

2.1. Convertisseur.

2.1.1. GÉNÉRALITÉS.

Il existe trois familles de convertisseurs illustrés par la figure 2 et dont sont issues un certain nombre de versions à un ou deux transistors.

Le choix du convertisseur est fonction de l'application et des performances demandées. Résumons simplement :

- Le convertisseur à accumulation, fly back, est le plus simple et le moins coûteux. Il est adapté à des puissances de l'ordre de 50 à 200 W et des tensions de sortie supérieure à 10 V. Il convient parfaitement aux applications à sorties multiples.

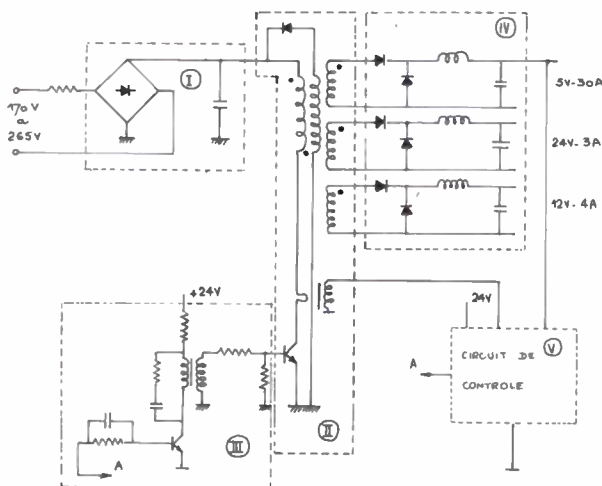


Fig. 1. — Alimentation à découpage, type forward.

I. Redressement secteur. — II. Convertisseur forward. — III. Circuit de commande du transistor. — IV. Redressement et filtrage. — V. Circuit de contrôle.

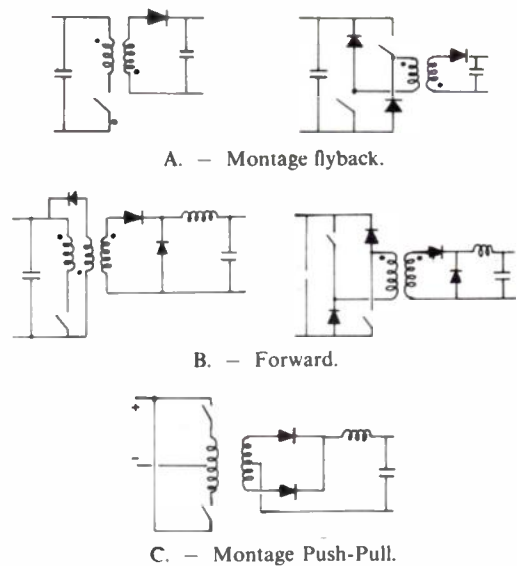


Fig. 2. - Les différentes familles de convertisseurs.

• Le convertisseur push-pull est le plus complexe, mais permet des puissances de sortie supérieures à 1 000 W.

Le convertisseur direct, forward, semble être le meilleur compromis complexité/coût lorsque la puissance de sortie est comprise entre 200 et 1 000 W.

C'est le choix que nous avons fait compte tenu du cahier des charges et des difficultés que nous aurions rencontrées par ailleurs lors du filtrage des tensions de sorties, dans le cas d'un convertisseur à accumulation (voir paragraphe 2.1.3.).

2.1.2. LE CONVERTISSEUR FORWARD.

Principe de fonctionnement.

La figure 3 représente un convertisseur forward à un transistor dont le fonctionnement est décrit ci-dessous :

- Le transistor *t* est conducteur. L'énergie est transférée du primaire au secondaire du transformateur et, est stockée dans la self *L*₀, *d*₁ est conductrice, *d*₂ bloquée.
- Le transistor *t* est bloqué. Le courant *I*l s'écoule dans la diode *d*₂ qui est alors conductrice, tandis que *d*₁ est bloquée.

A l'ouverture du transistor, la tension aux bornes de l'enroulement de démagnétisation s'inverse, et rend *d*₃ passante ce qui a pour effet de libérer l'énergie primaire ($1/2L_1I^2M$) qui est retournée au condensateur *C*_i et de limiter l'excursion de tension aux bornes du transistor approximativement à 2 *V*_i.

La variation de courant dans le condensateur *C*₀ est réduite contrairement au convertisseur fly back. A courant de sortie identique, le filtrage est moins problématique dans un convertisseur forward.

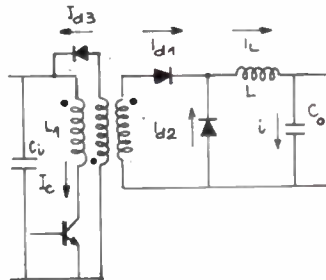


Fig. 3. - Convertisseur forward.

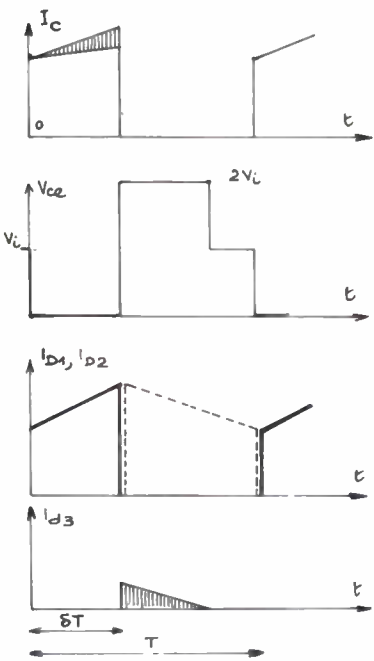


Fig. 4. - Chronogrammes.

2.1.3. ANALYSE COMPARATIVE.

CONVERTISSEUR FORWARD/CONVERTISSEUR FLYBACK.

Pour une même puissance de sortie et une fréquence de travail donnée, le tableau ci-dessous résume les avantages et inconvénients des deux solutions.

	Convertisseur flyback	Convertisseur forward	
Ic max (A)	4,2	4,4	Courant collecteur
Vce max (V)	550	680	Tension collecteur émetteur
Vt (cm ³)	295*	40*	Volume du transformateur (matériau 3c8)
Vl (cm ³)	—	88*	Volume de la self de filtrage (3c8)
Id1	≠ 2I ₀	≠ I ₀	Courant secondaire diode de redressement
i	≠ 2I ₀	≠ I ₀ /7	Variation du courant dans la capacité de filtrage

Malgré la simplicité du convertisseur fly-back, multiten-sion, il y a lieu de noter :

- la mauvaise utilisation du matériau (nécessité d'un volume plus grand),
- la difficulté, voir l'impossibilité, de filtrer les tensions de sorties (condensateur à self inductance faible, nécessité d'une cellule de filtrage supplémentaire).

2.2. Circuit de commande du transistor.

2.2.1. RAPPEL.

Le rôle du circuit de commande décrit ci-dessous est :

- d'assurer un courant de saturation *I*_{b sat},

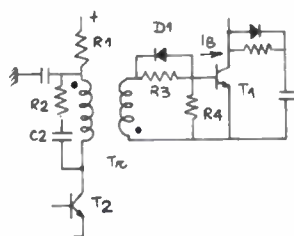


Fig. 5. — Circuit de commande.

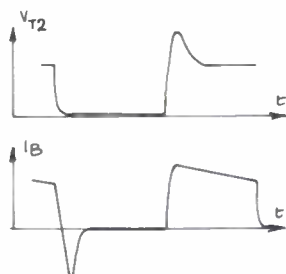
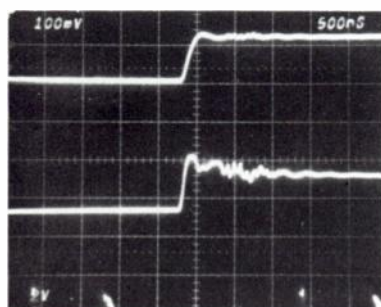
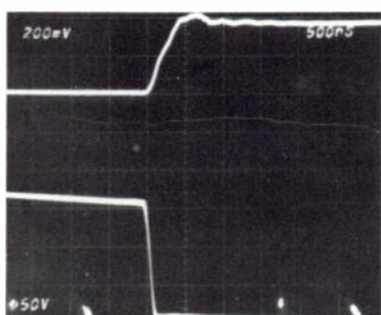


Fig. 6. — Chronogrammes.

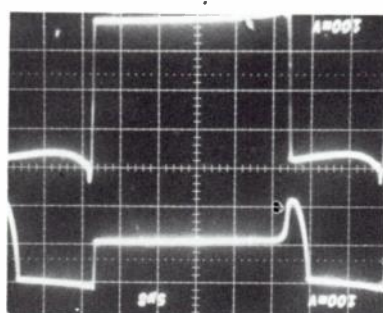
Fermeture



$I_b : 1 \text{ A/c}$
 $V_{be} : 2 \text{ V/c}$ 500 ns/c

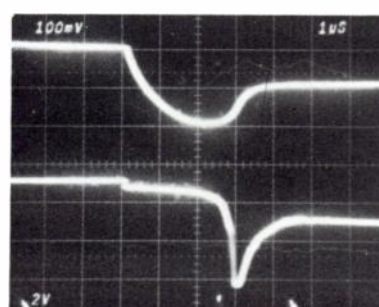


$I_c : 2 \text{ A/c}$
 $V_{ce} : 100 \text{ V/c}$ 500 ns/c

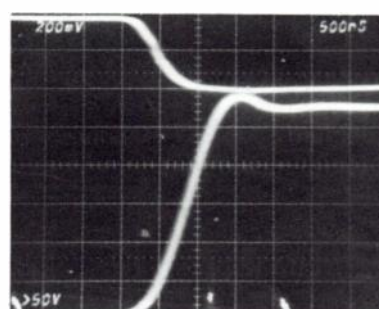


$I_b : 1 \text{ A/c}$
 $I_c : 1 \text{ A/c}$ 5 $\mu\text{s/c}$

Ouverture

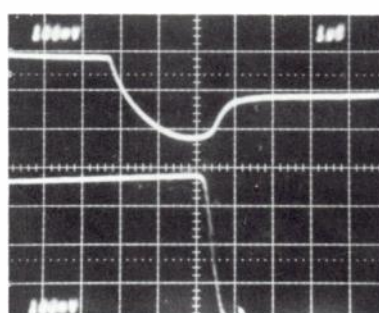


$I_b : 1 \text{ A/c}$
 $V_{be} : 2 \text{ V/c}$ 1 $\mu\text{s/c}$



$I_c : 2 \text{ A/c}$
 $V_{ce} : 100 \text{ V/c}$ 500 ns/c

Fig. 7. — Formes d'ondes à l'ouverture et à la fermeture.



$I_b : 1 \text{ A/c}$
 $I_c : 1 \text{ A/c}$ 1 $\mu\text{s/c}$

Fig. 8. — Formes d'ondes à l'ouverture et à la fermeture (suite).

- de fournir une pointe de courant base, lors de la remise en conduction (transitoire rapide),
- d'imposer une variation dI_b/dt permettant aux courants collecteur et émetteur de s'annuler simultanément. (La puissance dissipée par le transistor est alors minimum.)

2.2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

La figure 5 représente les principaux composants d'un circuit de commande ainsi que les chronogrammes associés. Lorsque le transistor T 2 passe de l'état « saturé » à l'état bloqué, l'énergie emmagasinée dans la self primaire de Tr est transférée au secondaire et le transistor T 1 se sature. La résistance R 3 détermine la valeur du courant de saturation. Le réseau R 2 C 2 supprime les surtensions sur le collecteur lorsque T 2 se bloque. La diode D 1 vient court-circuiter la résistance R 3 pendant l'impulsion de commande négative.

2.2.3. APPLICATIONS.

Les formes d'ondes associées aux courants I_c et I_b sont représentées figures 7 et 8.

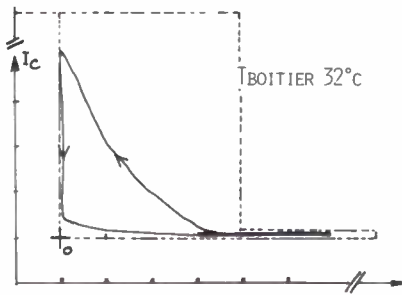
On prendra :

$R1 = 68 \Omega$, $R3 = 1,5 \Omega$, $R4 = 12 \Omega$, $C1 = 47 \text{ nF}$, $Va = 24 \text{ V}$, $C = 4,7 \text{ nF}$, $R5 = 470 \Omega/10 \text{ W}$.

Pour une température boîtier de l'ordre de 70 °C, il vient :
– à la fermeture, pertes dans le transistor : 20 J (val. typ.),
– à l'ouverture, pertes dans le transistor : 64 J (val. typ.),
– puissance moyenne dissipée dans le transistor : 3 W à 25 kHz.

Le temps de stockage du transistor est : 2,5 µs (val. typ.).

La figure 9 représente le cycle de fonctionnement du transistor de puissance avec son réseau de protection, décrit ci-dessus.



Ic : 1 A/cm.
Vce : 100 V/cm.

Fig. 9. — $I_c = f(V_{ce}, t)$.

On a superposé à ce diagramme l'aire de sécurité du transistor Bu x 47, telle qu'elle est définie par le fournisseur.

3. RÉSULTATS

3.1. Caractéristiques des tensions de sortie.

Le tableau ci-dessous résume brièvement les résultats obtenus.

Facteur	Sorties			
	5 V — 30 A	24 V — 3 A	12 V — 4 A	12 V — 2 A
perturbateur				
Tension secteur	+ 0,4 %	+ 0,3 %	+ 0,3 %	+ 0,4 %
200 V — 15 %	– 0,6 %	– 0,6 %	– 0,8 %	– 0,7 %
240 V + 10 %				
Fréquence	Non mesurée			
Variation de la charge statique $I_{n/2} \rightarrow I_n$	– 0,6 %	– 1,9 %	– 3,2 %	– 2,9 %
Variation de la charge de la tension régulée 15 A → 30 A		+ 6 %	+ 6,8 %	+ 6,4 %
Ondulation résiduelle (CAC)	30 mV	30 mV	45 mV	20 mV
Bruit	—	—	—	—

A tension nominale, soit 220 V alternatif, il vient (val. typ.):

$V_{+5} = 5,1 \text{ V/30 A}$

$V_{+12} = 11,95/4 \text{ V}$

$V_{+24} = 24/3 \text{ A}$

$V_{+12} = 11,97/2 \text{ A}$

3.2. Rendement.

On définit le rendement comme étant le rapport tel que :

=

Puissance utile

Puissance utile + pertes

Les pertes, en première approximation, se décomposent comme suit :

- Diodes de redressement et diodes de récupération :

– Transistor :

– Selfs de filtrage :

– Transformateur

Pcu (pertes cuivre) :

Pc (pertes par hystérésis) :

– Circuit de contrôle, réseaux de protection :
- 24 W

3 W

4,8 W

1,8 W

1,7 W

33 W
- soit : 68,3 W

Le rendement de l'alimentation est de 81 %, à tension nominale.

La figure 10 représente la variation du rendement en fonction de la tension secteur.

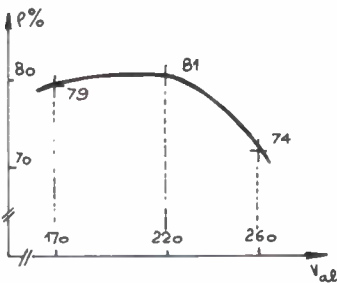


Fig. 10. — $\rho = f(V_n)$.

3.3. Encombrements.

Le volume de cette alimentation, non compris le filtre secteur, est de l'ordre de 7,5 litres.

RÉSUMÉ

Les alimentations à découpage se répandent de plus en plus car elles sont d'un encombrement réduit et ont un rendement élevé.

Opérant directement à partir du réseau, l'élément principal de ces alimentations est le convertisseur continu-continu.

Cet article décrit les circuits de base et donne quelques résultats concernant une application particulière.

SUMMARY

Forward converter with multiple outputs,
by P. GUERMEUR (CII-Honeywell-Bull).

Switch mode power supply are popular because they have small volume and high efficiency.

Operating directly from the mains, the heart of this supply is the DC to DC converter.

This paper describes the power supply basic circuits and give some results about one special application.

Les dispositifs de commutation à électret ⁽¹⁾

COMPOSANTS

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 11
pp. 688-693

par D. PERINO,

Ingénieur de l'École Supérieure de Physique et de Chimie de Paris.

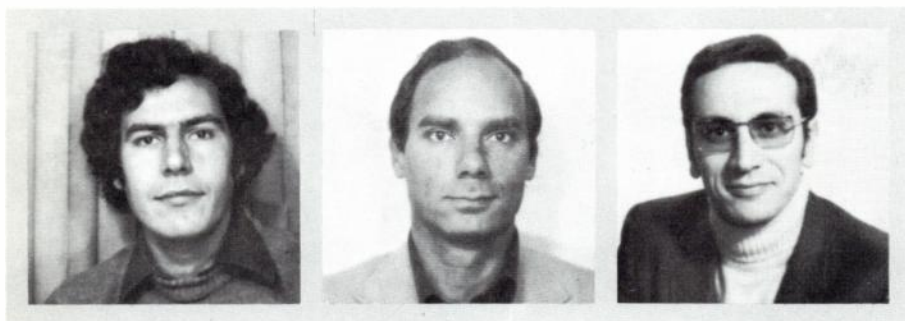
J. LEWINER,

Docteur ès Sciences, Professeur à l'École Supérieure de Physique et de Chimie de Paris.

et G. DREYFUS,

Docteur ès Sciences, Assistant à l'École Supérieure de Physique et de Chimie de Paris.

Laboratoire d'Électricité Générale, École Supérieure de Physique et de Chimie Industrielles de la Ville de Paris, 10, rue Vauquelin, 75005 Paris.



1. INTRODUCTION

Les électrets [1], qui sont des diélectriques porteurs de charges, ou d'une polarisation quasi-permanente, sont connus depuis un demi-siècle; ils sont pourtant restés pendant très longtemps une curiosité de laboratoire.

Cette désaffection des scientifiques et des techniciens était due principalement au fait que pendant longtemps les matériaux envisageables étaient mal définis ou peu utilisables industriellement. Cette situation a complètement changé avec l'apparition des polymères, et actuellement des méthodes d'élaboration ont été développées qui permettent d'obtenir des électrets de très grandes durées de vie. Ceci explique leur apparition très rapide dans le domaine de l'électro-acoustique : plusieurs dizaines de millions de microphones à électrets sont maintenant fabriqués chaque année et la liste des applications possibles des électrets ne cesse de s'accroître. Cet article est consacré à une application nouvelle des électrets : les relais électriques. Dans une première partie, nous décrirons brièvement les processus mis en œuvre dans l'effet électret et les méthodes de préparation de tels matériaux. Nous décrirons ensuite le principe et diverses réalisations des relais à électret.

2. RAPPEL SUR LES ÉLECTRETS

2.1. Processus mis en jeu

Lorsqu'un champ électrique est appliqué à une plaque diélectrique, une polarisation électrique macroscopique se développe sous l'effet de trois processus principaux :

- les dipôles tendent à s'orienter dans la direction du champ,
- les ions migrent dans le matériau avec une vitesse directement liée à leur mobilité et aux mécanismes de transport des charges concernées,
- des charges électriques peuvent être transférées des

électrodes aux diélectriques. Elles peuvent alors être piégées ou se déplacer sous l'effet du champ électrique local.

Comme on peut le voir sur la figure 1, ces processus produisent des champs électriques à l'intérieur et à l'extérieur du matériau de directions différentes : les deux premiers tendent à réduire le champ interne, le troisième à l'augmenter.

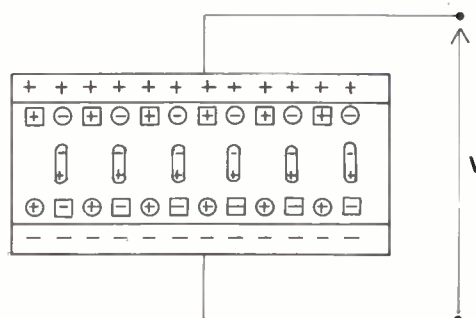


Fig. 1. — Effet d'un champ électrique sur un diélectrique. Les dipôles sont représentés alignés avec le champ électrique, les charges encadrées résultent de la migration des ions et des impuretés dans l'échantillon, et les charges encadrées sont celles qui sont injectées de l'extérieur dans le diélectrique (ici des électrodes a et b).

Une fois l'électret formé, les polarisations associées à ces divers processus décroissent dans le temps avec des constantes de temps en général différentes.

Dans la plupart des cas, la polarisation due à l'injection de charges possède la plus grande constante de temps.

2.2. Préparation des électrets

Les techniques les plus communément utilisées sont :

a) la polarisation à température élevée sous un champ électrique intense.

L'échantillon est placé dans un condensateur, dont on peut faire varier la température. Dans un premier temps, on élève celle-ci jusqu'à la température de polarisation T_p ,

(1) Article reçu le 1^{er} juillet 1977 et accepté dans sa forme définitive le 13 septembre 1977.

atteinte à l'instant t_1 ; cette température est maintenue constante jusqu'à l'instant t_2 , et enfin, elle est réduite à la valeur ambiante (atteinte à l'instant t_3). Entre les instants t_1 et t_3 , on applique une tension de polarisation V_p , aussi élevée que possible, compte tenu de la tension de claquage du diélectrique utilisé.

Si on suppose que les interfaces diélectrique-électrode sont bloquantes, l'électret possède alors une polarisation interne classique. En pratique, ceci est rarement vrai, et des charges électriques sont échangées entre les électrodes et le diélectrique.

Cette méthode est utilisée en particulier pour fabriquer des électrets piézoélectriques. Dans ce cas, le traitement électrique décrit précédemment peut être combiné avec un traitement mécanique (étirage du film), puis avec un vieillissement pour stabiliser les propriétés obtenues.

b) injection de charges externes.

Certaines méthodes ont été développées pour introduire des charges extérieures dans un diélectrique.

— On utilise un canon à électron pour bombarder le diélectrique. Les tensions d'accélération peuvent être comprises entre quelques kV et quelques dizaines de kV.

Cette méthode permet l'élaboration de structures bien définies, la profondeur de pénétration étant directement liée à l'énergie des particules.

— On crée une décharge dans un gaz entourant le diélectrique à charger. Un champ électrique accélère les ions ainsi produits et les injecte dans le diélectrique. Cette méthode, qui conduit à une dispersion plus grande des caractéristiques des électrets obtenus a l'avantage d'être très facile à industrialiser. Dans certains cas, les électrets obtenus présentent des propriétés piézoélectriques.

— Le diélectrique à charger est placé entre deux électrodes, et un liquide sert de milieu conducteur pour transférer les charges des électrodes aux diélectriques.

2.3. Choix des matériaux

La première propriété que doit posséder un matériau à polariser est une haute résistivité. En effet, il est clair que si cette condition n'est pas satisfaite, les champs produits par les charges piégées, ou par une polarisation interne, seront compensés par l'effet des charges de conduction.

On distingue trois catégories de matériaux : les cires, les composés inorganiques et les polymères (la première est indiquée plus pour des raisons historiques que pour son utilisation pratique, le premier électret ayant été fabriqué avec de la cire de Carnauba). Nous nous intéresserons surtout à la troisième catégorie, bien que certaines applications aient été envisagées qui utilisent l'oxyde d'Aluminium (Alumine) ou de Silicium (Silice).

C'est le développement des polymères qui est en fait responsable du regain d'intérêt envers les électrets. Ces matériaux ont une haute résistivité, et peuvent être aisément obtenus en grandes dimensions, à bas prix. Le choix d'un polymère dépend essentiellement de l'application considérée : il est toujours nécessaire de combiner de bonnes

propriétés électriques avec la propriété physique particulière requise par l'application (mécanique, optique, etc.).

Parmi les polymères les plus couramment utilisés, on peut citer les polyoléfinés substitués, telles que le polyéthylène, le polypropylène, etc., ou certains polymères halogénés tels que le polytétrafluoroéthylène, le polychlorotrifluoroéthylène, le fluorure de polyvinylidène, etc.

Lorsque l'électret doit posséder de bonnes propriétés mécaniques, on peut utiliser une structure composite comprenant un matériau à bonne résistance mécanique et un matériau à bonnes propriétés électriques; c'est par exemple le cas du Kapton composé de polyamide et de polyéthylène propylène fluoré.

3. PRINCIPE

Les relais à électret utilisent le principe d'instabilité mécanique des électrets découvert voici quelques années [2, 3] au Laboratoire d'Électricité Générale de l'École Supérieure de Physique et de Chimie de Paris.

Considérons en effet un électret porteur de charges placé entre deux électrodes planes (fig. 2a). Les charges portées par l'électret induisent sur les faces internes des électrodes des charges de signe opposé, et l'électret, soumis à des forces d'attraction électrostatique vient se plaquer contre l'une des deux électrodes, suivant qu'il est initialement plus près de l'une que de l'autre.

En appliquant une tension entre les deux électrodes, on modifie la répartition des charges (fig. 2b). Pour une valeur et un signe convenables de la tension, on peut annuler la force qui maintient l'électret plaqué contre l'électrode et augmenter considérablement l'attraction exercée par l'autre électrode. L'électret vient alors se coller contre cette dernière. Si l'on supprime maintenant la tension appliquée, on se retrouve dans une situation analogue à celle décrite précédemment et l'électret reste collé contre l'électrode (fig. 2c).

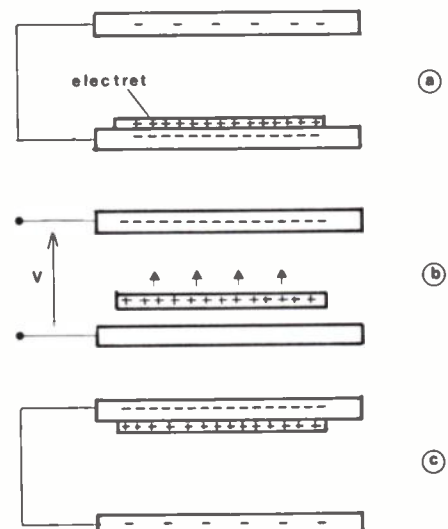


Fig. 2. — Principe d'instabilité mécanique d'un électret placé dans un condensateur.

- a) l'électret induit des charges sur les plateaux, et sous l'attraction de celles-ci occupe une position d'équilibre stable contre l'un des plateaux.
- b) l'électret peut transiter vers l'autre plateau si on applique une tension V convenable entre les plateaux.
- c) cette deuxième position d'équilibre, symétrique de la première, est stable.

On a donc un système possédant deux positions d'équilibre stable, et qu'il est possible de faire passer d'une position à l'autre en appliquant des impulsions de tension entre les deux électrodes. On peut noter la grande simplicité de conception de ce dispositif de commutation ainsi que la très faible énergie de commande requise. Les applications possibles couvrent un grand nombre de domaines. Nous nous intéresserons dans cet article uniquement à la description de quelques applications relevant de la commutation électrique.

4. APPLICATION DU PRINCIPE D'INSTABILITÉ MÉCANIQUE DES ÉLECTRETS : LE RELAIS ÉLECTRIQUE

4.1. Définition du système

Pour réaliser un commutateur électrique (ou optique), il est bien évident que l'élément mobile doit posséder certaines propriétés mécaniques, notamment une bonne rigidité, afin que la force qui s'exerce sur lui puisse être utilisée, par exemple pour mettre en contact deux éléments conducteurs. Or les polymères à partir desquels on peut réaliser de bons électrets ne possèdent généralement pas ces propriétés. Aussi a-t-on envisagé une variante du dispositif décrit précédemment, dans laquelle l'élément mobile est constitué par une des deux électrodes, l'électret étant solidaire de l'autre électrode qui est fixe (fig. 3). Des contacts électriques reliés à

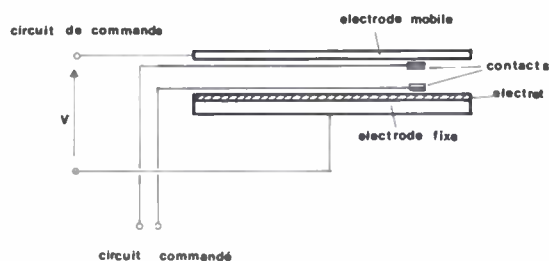


Fig. 3. — Schéma d'un relais à électret à électrode mobile.

un système « commandé » sont fixés, par l'intermédiaire de couches isolantes sur l'électrode fixe et sur l'électrode mobile, de telle sorte qu'ils puissent coopérer pour ouvrir ou pour fermer le circuit commandé.

La force qui s'exerce sur l'électrode mobile est due à la pression électrostatique. Il est donc nécessaire de calculer la valeur du champ électrique créé par l'électret dans la couche comprise entre ce dernier et l'électrode mobile. Divers auteurs [4, 5] ont évalué ces expressions. Il est commode d'introduire une grandeur V_0 dite tension équivalente de l'électret, qui dépend de la distribution des charges électriques présentes dans l'électret et de son épaisseur. Dans un système tel que celui représenté sur la figure 3, la tension équivalente a un sens physique simple : c'est la tension qu'il faudrait appliquer aux électrodes *a* et *b* pour annuler le champ électrique dans la couche comprise entre l'électret et l'électrode mobile. Dans le cas d'un électret porteur uniquement de charge de surface de densité σ , elle a pour valeur [5] :

$$V_0 = \frac{\sigma e}{\epsilon_2}$$

où e est l'épaisseur de l'électret et ϵ_2 la constante diélectrique du matériau constituant l'électret.

La force qui s'exerce par unité de surface sur l'électrode mobile a pour expression :

$$F = \frac{\epsilon_1}{2} \frac{(V_0 - V)^2}{\left(d + \frac{e\epsilon_1}{\epsilon_2}\right)^2}$$

où

d est la distance séparant l'électrode mobile de l'électret (fig. 3),

ϵ_1 la constante diélectrique du milieu séparant l'électrode mobile de l'électret (ici l'air).

V la tension appliquée entre les électrodes.

La force tend constamment à attirer l'électrode mobile contre l'électret. Pour réaliser un système bistable, on doit donc exercer sur l'électrode mobile une force de rappel, d'origine mécanique ou autre, qui peut être due simplement à la déformation de l'élément mobile.

Les conditions d'obtention d'un système bistable apparaissent sur la figure 4. On a représenté la variation en fonction de d , de la force d'attraction électrostatique, et de la force de rappel mécanique, qui s'exercent sur l'élément mobile. (On a pris le cas simple d'une force de rappel proportionnelle à la distance, ce qui peut être réalisé par un ressort, par exemple).

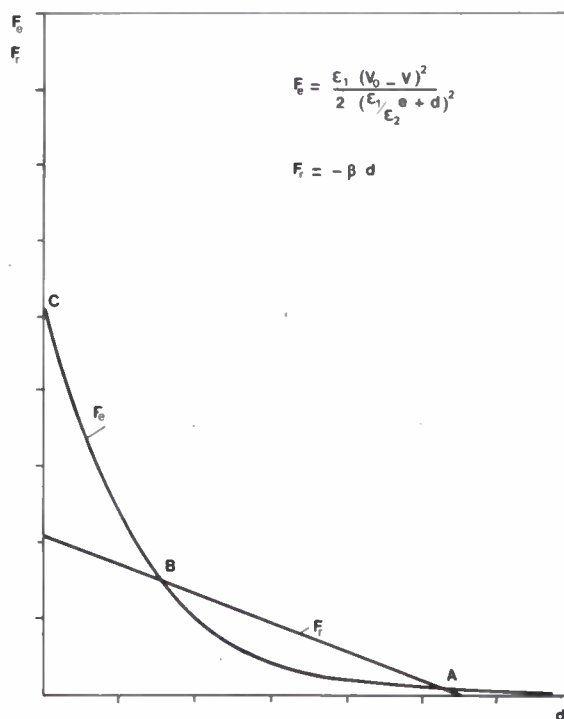


Fig. 4. — Évolution de la force électrostatique F_e et de la force de rappel F_r exercées sur l'élément mobile du relais de la figure 2 en fonction de la distance d entre l'électrode mobile et l'électret.

Les points A et C correspondent à des positions d'équilibre stable du système.

Le point B définit la condition de basculement.

Pour certaines valeurs des paramètres géométriques et électriques du système, on peut réaliser un dispositif possédant trois positions d'équilibre, dont deux sont stables.

Pour la première position (A), la force d'attraction

électrostatique F_e est égale à la force de rappel F_r , et cette position est stable, car si par exemple d diminue, la force de rappel devient supérieure à la force d'attraction de l'électret, et ramène l'élément mobile à sa position d'équilibre (et dans le cas où d augmente, c'est la force d'attraction qui devient supérieure à la force de rappel).

La seconde position par laquelle l'égalité des forces exercées sur l'élément mobile est réalisée (B) est instable, car si l'élément mobile s'écarte de cette position, soit la force de rappel, soit la force électrostatique tendent à l'en écarter, et à le ramener, soit dans la position (A), soit dans la position (C), où l'électrode mobile est plaquée contre l'électret. Cette position (C) est donc la deuxième position d'équilibre stable du système.

Dans ce qui suit, nous la définirons comme la position « travail » du système (bien entendu il serait possible d'utiliser l'autre position stable comme position de travail).

4.2. Critères de stabilité

Les conditions de stabilité des positions « travail » et « repos » du relais ainsi défini sont différentes.

En position « travail », nous avons vu que la force d'attraction électrostatique (qui, rappelons-le, varie en $[d + e\epsilon_1/\epsilon_2]^{-2}$), a une valeur élevée ; elle maintient donc les contacts commandés fortement serrés l'un contre l'autre et l'ensemble du dispositif est relativement insensible aux chocs et vibrations.

En revanche, la position « repos » est moins stable. En effet, l'élément mobile est laissé libre de se mouvoir. Sous l'effet d'un choc par exemple, il peut, au cours de son excursion, dépasser la position (B) qui constitue le point de basculement du système, et donc venir se plaquer contre l'électret, en position « travail ».

Pour augmenter la stabilité de la position « repos », on est donc tenté d'augmenter la constante de rappel du ressort, ce qui éloigne le point de basculement ; on diminue alors la force utile en position « travail », puisque la force de rappel augmente.

Il y a donc là un compromis à trouver, ce qui est d'autant plus délicat que d'autres facteurs interviennent comme la valeur de la tension de commande et le temps de commutation.

4.3. Tension de commande

Le passage d'une position à l'autre s'effectue en appliquant une tension entre l'électrode fixe et l'électrode mobile.

Pour passer de la position « repos » à la position « travail », il suffit d'appliquer une tension V_1 , de signe opposé à V_0 , telle que la force électrostatique F_e soit supérieure à la force de rappel F_r , quelle que soit d (fig. 5).

Le passage inverse (de la position « travail » à la position « repos ») nécessite l'application d'une tension V_2 , de même signe que V_0 , telle que F_e devienne inférieure à F_r .

Les valeurs de V_1 et V_2 dépendent de la constante de rappel. Là encore, toute modification de cette dernière qui

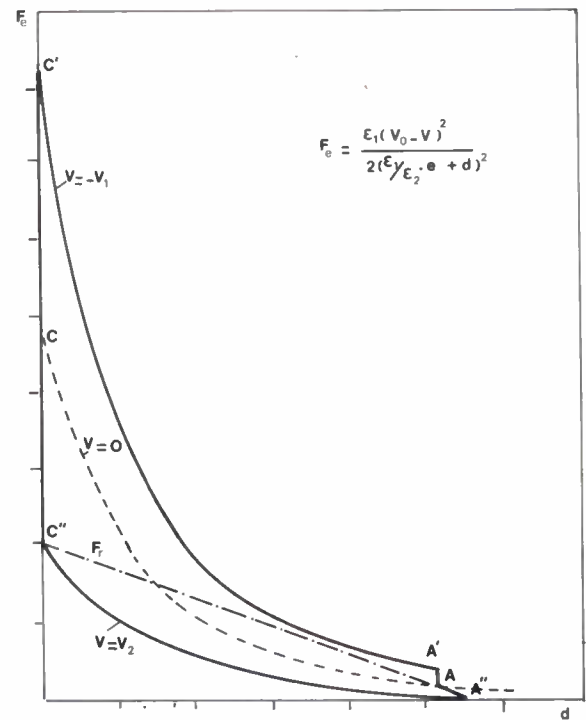


Fig. 5. — Variation de la force électrostatique F_e en fonction de la distance d entre l'électrode mobile et l'électret pour différentes valeurs de la tension de commande V .

La courbe en trait plein représente la variation de la force F_e au cours d'un cycle de commutation.

Initialement, l'électrode mobile est en position « repos » (A). Lorsque V devient égal à $-V_1$, la force F_e devient supérieure à la force de rappel F_r (représentée en trait mixte) (point A'). L'électrode mobile vient se plaquer contre l'électrode fixe (point C'), et reste en position « travail » (point C) lorsque V redevient nulle. Pour $V = V_2$, la force F_e devient inférieure à la force de rappel F_r (point C''), et l'électrode mobile s'écarte de l'électrode fixe, venant en A'', puis en A lorsque V redevient nulle.

tendrait à diminuer V_1 aurait pour conséquence d'augmenter V_2 (en valeur absolue) et réciproquement.

On peut également imposer que les deux tensions de commande soient égales en valeur absolue, de façon à n'utiliser qu'un seul générateur de tension. Cela définit alors la valeur de la constante de rappel.

4.4. Temps de commutation

Le temps de commutation dépend de plusieurs paramètres, dont :

- la masse de l'élément mobile,
- la distance d_0 séparant la position « repos » de la position « travail »,
- le compromis choisi entre la tension de basculement et la raideur du système de rappel.

En effet, la force qui provoque le basculement est la résultante des forces exercées sur l'élément mobile.

A moins d'utiliser une tension de basculement V_1 très élevée, ou un ressort de faible constante de rappel, cette force utile sera assez faible dans la première partie du mouvement, et c'est ce qui sera déterminant pour le temps de commutation.

Une analyse physique générale de ces phénomènes déjà publiée [6] peut être utilisée pour déterminer par le calcul le temps de commutation.

5. EXEMPLE DE RÉALISATION

5.1. Description

Diverses variantes du relais à électret ont été réalisées ; dans ce qui suit, nous décrivons un type particulier de relais, très semblable du point de vue conception aux interrupteurs à lame souple (ILS ou relais reed) à aimant de polarisation permanent.

Le relais représenté sur la figure 6 comprend un parallépipède de laiton, constituant l'électrode fixe, sur lequel est collé l'électret, d'une épaisseur d'environ $10\ \mu$, porteur d'une densité de charge décrite par une tension équivalente de 100 V.

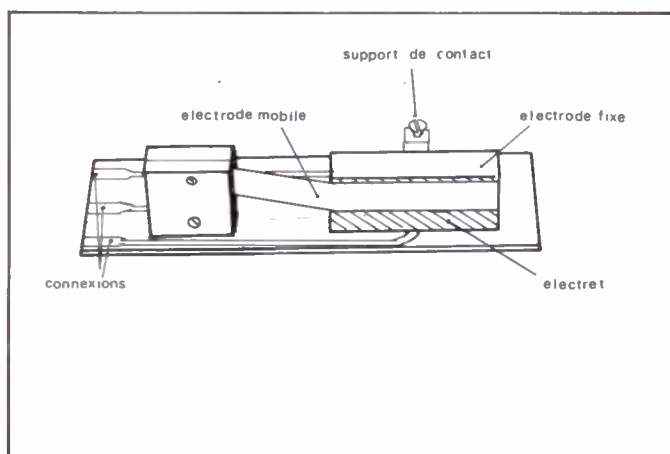
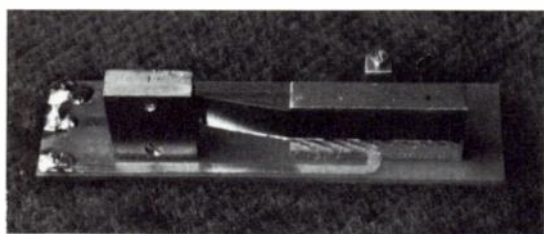


Fig. 6. — Exemple de relais réalisé selon le schéma de la figure 2.

Les électrodes de commandes sont constituées par l'électrode fixe et l'électrode mobile. Les contacts commandés sont constitués par un fil, fixé dans le support de contact, isolé électriquement de l'électrode fixe, qui affleure légèrement au delà de l'électret, et par l'électrode mobile qui est ainsi commune au circuit de commande et au circuit commandé.

L'électrode mobile vient s'appliquer contre le contact commandé en position « travail ». En position « repos », la distance entre ces contacts est de l'ordre de 1 mm.

L'électrode mobile est constituée d'une lame d'acier ressort, de $50\ \mu$ d'épaisseur, dorée. On a donné à cette lame une forme telle qu'elle vienne se plaquer contre l'électret en étant parallèle à ce dernier, afin que la force qui s'exerce sur elle soit maximum au contact.

L'électrode fixe est traversée par un fil d'or de 1 mm de diamètre isolé d'elle par un manchon de téflon. Lorsque la lame vient se plaquer contre l'électret, elle se trouve en contact avec l'extrémité du fil.

Le schéma électrique du système est représenté sur la figure 7. L'électrode mobile est reliée en permanence à la masse. La commande du relais s'effectue en portant l'électrode fixe à un potentiel positif ou négatif par rapport à la

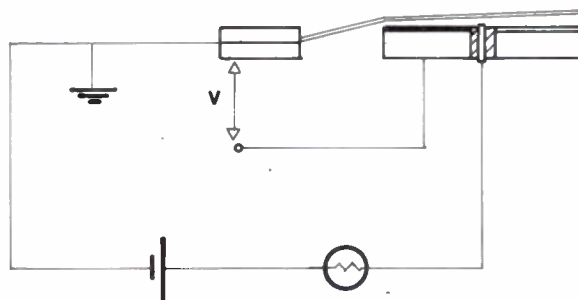


Fig. 7. — Exemple d'utilisation du relais à électret montré sur la figure 6. Une impulsion de tension V appliquée aux électrodes de commande ferme le circuit électrique constitué par une alimentation électrique et une lampe.

masse. Il est à noter que l'électrode mobile est partie intégrante du circuit commandé.

En fait, ceci n'a pour but que de simplifier la réalisation du relais. Comme déjà indiqué, le circuit de commande et le circuit commandé peuvent être très facilement séparés par une couche isolante.

5.2. Performances

Sur ce prototype, plusieurs paramètres sont réglables, notamment l'inclinaison de la lame mobile par rapport à l'électrode fixe, ainsi que l'affleurement du fil d'or à la surface de l'électret.

Suivant les réglages :

- la distance entre contacts ouverts est de l'ordre de 0,8 mm,
- la tension de commande varie de 50 V à 150 V,
- le temps de commutation (lié à la tension de commande) varie de 10 à 5 ms environ,
- la force qui s'exerce sur les contacts peut dépasser 2 gf.

Il est à noter que tous ces paramètres sont liés entre eux. Le point le plus délicat consiste à réaliser un contact dont l'épaisseur soit la plus faible possible. En effet, alors que la force exercée sur l'électrode peut atteindre théoriquement $20\ \text{gf/cm}^2$, avec un électret ayant une tension équivalente de 100 V, l'électrode mobile étant parfaitement plaquée contre l'électret, cette force diminue d'un facteur 10 lorsque l'électrode et l'électret sont séparés par un contact de $10\ \mu$ d'épaisseur.

D'autre part, on a vu au paragraphe 3 que plus la force de contact est élevée, plus la tension qui commande le décollement du relais doit l'être aussi. A ce sujet, une remarque s'impose. Les tensions de commande peuvent paraître élevées, mais il faut garder présent à l'esprit le fait que la puissance dissipée à chaque commutation est très faible (typiquement $100\ \mu\text{W}$ pendant 10 ms, soit une énergie de l'ordre de $10^{-6}\ \text{J}$). D'autre part, ces tensions sont susceptibles d'être encore abaissées, comme on le verra par la suite.

La durée de vie du relais est liée à l'usure des contacts. En effet, on sait actuellement réaliser des électrets dont les durées de vie atteignent plusieurs dizaines d'années, ces valeurs étant extrapolées à partir de mesures portant sur quelques années seulement. Quant au reste du dispositif, l'extrême simplicité de sa conception fait qu'il est pratiquement inusable.

6. VARIANTES

Comme le montrent les considérations développées au paragraphe 4, il apparaît que la solution d'un rappel mécanique de l'élément mobile n'est pas la meilleure. Idéalement, la force de rappel doit être faible en position « travail », d'intensité maximum en position « repos », afin que cette dernière soit très stable, et décroître rapidement au cours du basculement, afin que le temps de commutation soit le plus faible possible.

Cela a conduit à envisager une force de rappel qui évolue de la même manière que la force d'attraction électrostatique. Cela est parfaitement réalisable en utilisant un second électret pour assurer cette force de rappel.

Divers systèmes mettant en œuvre cette solution ont été réalisés. Les résultats sont prometteurs, puisque d'ores et déjà, la tension de commutation a pu être abaissée en dessous de 50 V, et le temps de commutation réduit à moins de 2 ms.

Dans certains cas, en particulier lorsque le temps de commutation est un paramètre important, il peut être avantageux d'utiliser des électrodes perméables à l'air (électrodes poreuses ou grilles conductrices).

Il est également à noter que dans toute la description qui a été faite, nous avons présenté des systèmes de type bistable. Bien entendu, des systèmes monostables sont réalisables selon les mêmes principes généraux.

7. PERSPECTIVES

Le champ d'application du principe d'instabilité mécanique des électrets sera probablement très vaste. Déjà des systèmes de visualisation plats de grande dimension sont décrits [7]. Parmi les nombreux avantages des commutateurs à électrets, on peut citer : leur très faible consommation, typiquement 10 000 à 100 000 fois plus faible que celle des interrupteurs magnétiques à lames souples (relais reed) ; la possibilité de les avoir bistable ou monostable ; l'existence d'un seuil de tension en dessous duquel le basculement ne se produit pas et qui permet l'adressage matriciel et le multiplexage dans des systèmes multi-cellulaires ; leur simplicité de conception qui les rend simples à réaliser et très compacts.

Une limite existe actuellement dans leur utilisation, limite qui est due à l'électret lui-même. En effet, si les durées de vie des électrets à température ambiante peuvent être évaluées à

des dizaines d'années, voire des siècles, il n'en est pas de même à température élevée.

Ainsi, ces dispositifs qui supportent des surcharges temporaires à des températures très élevées (160 °C par exemple) ne peuvent fonctionner actuellement de manière permanente à haute température. Quelques centaines d'heures à 130 °C suffisent pour faire diminuer la tension équivalente de l'électret de 10 pour cent de sa valeur lorsque celle-ci est voisine de 50 V.

Cette limitation ne concerne cependant pas un grand nombre d'applications pour lesquelles les quelques avantages décrits devraient peser d'un grand poids dans l'évolution des systèmes.

RÉSUMÉ

Les dispositifs de commutation à électret mettent en œuvre le principe, récemment découvert, d'instabilité mécanique d'un électret placé dans un condensateur. Ces dispositifs, qui nécessitent une énergie de commande plus de 10 000 fois plus faible que celle nécessaire pour commander des dispositifs électromagnétiques analogues, ont des applications potentielles dans un grand nombre de domaines (commutation électrique, optique, etc.).

Diverses réalisations de relais électriques sont décrites ainsi que les performances atteintes.

SUMMARY

Electret switching devices,

by D. PERINO, J. LEWINER and G. DREYFUS (E.S.P.C.I., Paris).

Electret switching devices are based on the recently discovered principle of mechanical instability of an electret placed in a condenser. Such devices, which require a driving energy more than 10 000 times smaller than that required to drive equivalent electromagnetic devices have potential applications in many fields (electrical, optical, etc.).

Various examples of electrical relays are presented together with the performances reached so far.

Bibliographie

- [1] Voir par exemple GROSS B. — Charge Storage in Solid Dielectrics, Elsevier Publishing Co. Amsterdam, 1964 ; et : Electrets, Charge Storage and Transport phenomena in Dielectrics, M. M. Perlman Editor. — The Electrochemical Soc. Inc., Princeton, 1973.
- [2] DREYFUS G. et LEWINER J. — C. R. Acad. Sci. Paris, 1975, B 280, p. 341-344.
- [3] DREYFUS G. and LEWINER J. — J. Appl. Phys., 1975, 46, p. 4357-4360.
- [4] SESSLER G. M. — J. Appl. Phys., 1972, 43, p. 405-408.
- [5] DREYFUS G. and LEWINER J. — Phys. Rev., 1973, B 8, p. 3032-3036.
- [6] DREYFUS G. and LEWINER J. — Phys. Rev., 1976, B 14, p. 5451-5457.
- [7] BRUNEL J. L. and MICHÉRON F. — Appl. Phys. Lett., 1977, 30, p. 382-383.

Les réseaux intégrés militaires ⁽¹⁾

TÉLÉCOMMUNICATION

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 11
pp. 694-698



par Pierre MARY,

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique et de l'ENST. Ingénieur en chef de l'Armement. Directeur du Programme RITA.

Section d'Études et Fabrications des Télécommunications, Fort d'Issy, 18, rue du Docteur-Zamenhof, 92131 Issy-les-Moulineaux (tél. 645.21.51).

Les systèmes automatiques de télécommunications tactiques modernes doivent présenter par rapport aux systèmes de télécommunications civiles un certain nombre de caractéristiques particulières. Ils doivent notamment assurer une sécurité et un secret absolus des transmissions et pouvoir fonctionner en cas de destructions extrêmes. Il est également nécessaire de

tenir compte de la grande mobilité des personnes raccordées et déployées sur le champ de bataille. La France et la Belgique ont réalisé en commun un système intégré de télécommunications tactiques baptisé RITA et qui répond de manière efficace à ces exigences.

1. INTRODUCTION

Le RITA, réseau intégré de transmission automatique, est un réseau de télécommunications destiné à couvrir toute la zone d'un Corps d'Armée depuis l'arrière jusqu'à environ 150 km de la frange des contacts, et à desservir ainsi sur une surface d'environ 30 000 km² quelques 3 000 abonnés fixes ou mobiles en assurant la transmission de la parole, des messages télégraphiques, des données et des images fixes par fac-similé.

Dans cet article, sont exposés les principes techniques fondamentaux qui, à la base du système, ont permis de traduire les besoins opérationnels en des caractéristiques et performances contractuelles. On décrit ensuite d'une façon plus ou moins détaillée, les divers constituants du réseau, les organisations administrative et industrielle mises en place pour diriger et exécuter le programme. L'auteur aborde également les aspects internationaux et les perspectives d'exportation du système RITA.

2. HISTORIQUE ET BESOINS OPÉRATIONNELS

En 1960, les progrès de la commutation électronique spatiale ou temporelle aidant, il était venu l'idée de réaliser une maquette de commutateur s'appuyant sur cette technique afin d'en vérifier son applicabilité à du matériel militaire de campagne. Les résultats ayant été considérés comme satisfaisants, un réseau expérimental dit de première génération, constitué de 6 centraux et 8 concentrateurs fut construit de 1964 à 1968 et expérimentalement de 1969 à 1971 en coopération avec les armées belges et allemandes. Parallèlement, des travaux théoriques sur la conception opérationnelle des réseaux militaires étaient menés au niveau tant national qu'international, conjointement par des

officiers des transmissions et des ingénieurs de l'Armement et aboutissaient en 1971 à la définition précise du concept opérationnel et des caractéristiques militaires à attendre des matériels. Ainsi, la conjonction de résultats techniques et d'études théoriques aboutissait à une prise de conscience de l'aspect « système » d'un réseau de télécommunications tactiques. Il n'était plus question d'envisager sous forme fragmentaire le problème des transmissions de campagne. Ce problème devait être traité dans son ensemble afin d'aboutir à un réseau homogène répondant parfaitement aux besoins exprimés.

Quels étaient ces besoins ?

Un réseau de télécommunications tactiques doit faire preuve d'une mobilité et d'une souplesse d'emploi en rapport avec les contraintes de la manœuvre. Les communications, de quelque nature que ce soit, doivent pouvoir être établies le plus rapidement possible avec un haut degré de sécurité. Elles doivent être protégées et assurer la transmission des informations avec une qualité suffisante. Le réseau doit être fiable et permettre l'établissement des communications les plus importantes même en cas de destruction partielle.

3. LES PRINCIPES TECHNIQUES FONDAMENTAUX

Pour satisfaire à la mobilité et à la souplesse d'emploi, il était nécessaire de retirer aux unités toute responsabilité au niveau de l'établissement du réseau général et de ne les doter que de moyens de raccordement. Autrement dit, il fallait passer d'un système hiérarchique, où chacun contribue pour son compte et celui des niveaux hiérarchiquement inférieurs ou supérieurs à la construction et à l'exploitation du réseau, à un système nodal où chacun ne fait que se raccorder, exclusivement pour son compte, à un réseau général maillé, manœuvré par le commandement des transmissions. Un tel système ne peut correctement fonctionner que si les commu-

(1) Article reçu le 26 mai 1977 et issu d'une Conférence prononcée à l'Assemblée Générale de la SEE (11 janvier 1977).

nications sont établies de manière automatique. Ceci impose donc l'utilisation de commutateurs automatiques et électro-mécaniques car des commutateurs électromécaniques ne sauraient satisfaire pleinement aux contraintes sévères applicables au matériel de campagne.

Ainsi dans le RITA, un maillage général est réalisé à partir de centraux numériques implantés sur des points hauts appelés centres nodaux et reliés par des liaisons multiplex à 24 voies empruntant comme support des faisceaux hertziens en vue directe. Les grands PC sont équipés d'un commutateur, identique à ceux des centres nodaux et raccordés pour des raisons de trafic et de sécurité à deux ou trois centres nodaux également par des liaisons multiplex à 24 voies par faisceaux hertziens. Dans ces PC, les abonnés se raccordent par l'intermédiaire de concentrateurs capables de recevoir 50 abonnés et reliés par câble au central du PC par une liaison multiplex à 24 voies. Les petits PC sont équipés uniquement d'un concentrateur relié à un centre nodal, en faisceau hertzien, par une liaison multiplex à 24 voies. Leur trafic local, d'ailleurs très faible, passe donc par le commutateur du centre nodal. Quant aux abonnés mobiles, ils sont *intégrés* dans le réseau par un système de radiotéléphonie dit système d'intégration radio. Pour ce faire, ils sont dotés d'un poste radio d'abonné et chaque centre nodal est équipé d'un convertisseur de raccordement radio (CRR) relié au central du nœud par 10 lignes groupées. Doté de 10 émetteurs récepteurs, le CRR peut ainsi assurer, au profit des abonnés mobiles se trouvant dans sa zone de couverture radioélectrique, 10 communications simultanées avec d'autres abonnés fixes ou mobiles.

Le maillage et les unités peuvent ainsi manœuvrer indépendamment l'un de l'autre en serrant toujours au plus près l'évolution tactique. Ainsi une offensive vers la droite donnera lieu à l'établissement d'une nouvelle ligne de centres nodaux qui viendra ainsi compléter le maillage, les centres nodaux de l'arrière devenus inutiles, étant replacés en réserve. Le réseau se déplace ainsi comme les chenilles d'un char, les éléments de l'arrière étant déplacés à l'avant.

De la même façon, les abonnés peuvent se déplacer librement dans le réseau. Mais encore faut-il pouvoir les repérer pour entrer en communication avec eux. C'est là qu'interviennent deux autres principes fondamentaux du réseau : l'inscription et le transfert d'inscription automatique et la méthode de routage par diffusion d'appel. Au début de la manœuvre chaque abonné reçoit un numéro d'annuaire. Ce numéro est inscrit dans la mémoire d'un quelconque central du réseau. On dit qu'il est en préinscription. Tout abonné qui se raccorde doit s'inscrire lui-même. Pour ce faire, il compose sur son propre téléphone, après un préfixe dit d'inscription, son propre numéro. Ce numéro est recherché dans le réseau, trouvé dans le central de préinscription d'où il est retiré pour être mis dans la liste des abonnés inscrits dans le central de rattachement. Dès lors, l'abonné peut appeler et être appelé. S'il veut se déplacer, il emporte son téléphone, se raccorde ensuite sur un nouveau central et réitère sa manœuvre d'inscription. Son numéro le suit ainsi dans tous ses déplacements. Pour les abonnés mobiles cette opération est réalisée automatiquement par le poste radio d'abonné.

Ceci dit, comment trouve-t-on l'abonné « appelé » lors de l'établissement d'une communication ?

Par une méthode de routage originale dite par diffusion d'appel. Je ne parlerai pas de l'établissement d'une communication entre deux abonnés d'un même central. Cette communication, dite locale, s'établit de façon classique. Soit donc à établir une communication inter, c'est-à-dire une communication intéressant deux abonnés de deux centraux différents. Le central de l'appelant, ayant constaté que le numéro de l'appelé ne figurait pas dans sa liste, diffuse dans tout le réseau un appel « avez-vous tel abonné ? » Le central de l'abonné appelé va répondre « J'ai cet abonné » et la communication va s'établir en principe par le chemin le plus court disponible entre les deux centraux. Bien entendu, la procédure d'établissement de la communication est plus complexe mais sa description complète sortirait du cadre de mon exposé. Retenons que grâce à cette méthode, il est possible de joindre n'importe quel abonné sans avoir à connaître sa position hiérarchique ou géographique, et en ne connaissant que son numéro d'annuaire, numéro qui est conservé tout le temps de la manœuvre, quelle que soit l'évolution du réseau. Elle a aussi l'avantage, par rapport à d'autres méthodes, notamment les méthodes déterministes, d'exiger moins de mémoire dans les calculateurs de commande des centraux.

Elle permet enfin, puisqu'une communication peut s'établir tant qu'il reste un chemin disponible entre l'appelant et l'appelé, de contourner automatiquement les zones encombrées ou détruites. Le réseau résiste donc parfaitement aux destructions ou pannes localisées.

Voyons maintenant comment est assurée la qualité des communications. Essentiellement par l'emploi de techniques et notamment de modulations numériques. Sur les liaisons multiplex, qu'elles empruntent comme supports des câbles ou des faisceaux hertziens, on utilise la modulation par impulsions et codage. Les signaux analogiques sont échantillonnés à 8 000 Hz et codés par 6 bits. La liaison multiplex comprend donc 24 voies à 48 kbits/s et sa cadence est par conséquent de 1,152 Mbits/s. A noter que des entrées directes sur la voie à 48 kbits/s sont prévues sur les concentrateurs pour permettre les transmissions de données rapides. En fait, sur les 24 voies, une est réservée à la signalisation (48 kbits/s sont amplement suffisants) et l'autre à la synchronisation de la trame MIC, le réseau étant plésiochrone, c'est-à-dire que chaque central fonctionne sur son horloge propre. L'utilisation d'une modulation numérique sur les liaisons multiplex fait que la qualité des communications est excellente (sur une liaison perturbée, la signalisation, ainsi *intégrée* aux informations, ne passe pas bien et la communication passe par un autre chemin meilleur). La qualité est également indépendante du nombre de centraux traversés par la communication, chaque central régénérant les signaux numériques reçus. La qualité de service est donc constante. En intégration radio, on utilise la modulation delta à 19,2 kbits/s.

La rapidité d'établissement des communications et leur sûreté sont liées à l'utilisation des techniques numériques et surtout à l'emploi de calculateurs pour commander les commutateurs. Grâce en plus à un système de priorité à 3 niveaux, les communications les plus prioritaires sont établies même en cas de fort trafic, ce qui fait que le besoin de liaisons spécialisées permanentes a pu être exclu.

La fiabilité du réseau est liée à sa structure d'une part et au

choix bien circonstancié des technologies employées dans les matériels d'autre part.

Quant à la sécurité, elle s'obtient par des dispositifs de chiffrement numérique utilisés sur toutes les émissions radioélectriques.

4. LES CONSTITUANTS DU RÉSEAU

Le réseau comprend 6 constituants principaux :

- les moyens de commutation,
- les moyens de transmission (sur câble ou sur faisceaux hertziens),
- les moyens d'intégration radio,
- les moyens de télégraphie et de transmission de données,
- les moyens de chiffrement,
- les moyens de commandement du réseau.

Ce sont les moyens de commutation qui constituent le cœur du système. Toutefois, ce sont les équipements de transmission et d'intégration radio qui constituent la part la plus importante du coût de fabrication évalué à 3 000 MF.

Les faisceaux hertziens sont de type modulaire, c'est-à-dire qu'ils peuvent, par échanges de modules et bien entendu des aériens, couvrir plusieurs gammes : 225-400 MHz, 400-960 MHz, et 1 300-2 700 MHz. Un large usage des circuits microélectroniques hyperfréquences a été fait dans ces appareils (fig. 1).

Des équipements de transmission, assurent l'adaptation des signaux à la transmission sur câble. Pour des distances supérieures à 1 200 m on utilise des répéteurs-régénérateurs téléalimentés.



Fig. 1. — Terminal faisceau hertzien (cliché SEFT).

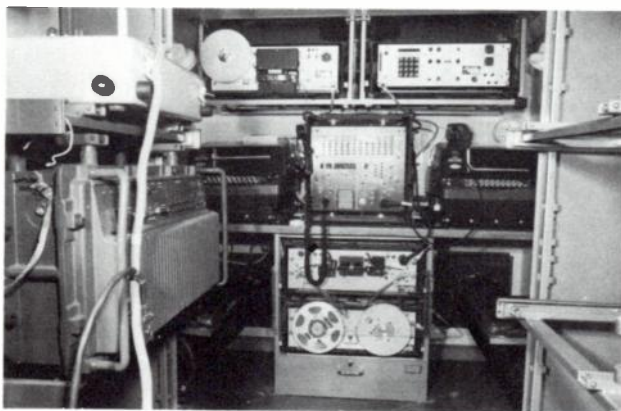


Fig. 2. — Station centrale numérique (cliché SEFT).

Le commutateur est commandé par un ordinateur micro-programmé à 16 bits et 64 kmots de mémoire. Le logiciel, mis au point pour l'expérimentation, comprend plus de 25 000 instructions. Il a été élaboré sur des ordinateurs civils type Mitra 15. Une équipe de 10 programmeurs y a travaillé pendant 3 ans (fig. 2). Le réseau est capable de traiter 6 appels par seconde et chaque central peut enregistrer 10 numérotations simultanées. Sur le réseau expérimental, constitué de 5 centraux on a atteint, grâce à un générateur automatique de trafic, plus de 10 000 communications par heure, nombre amplement suffisant pour répondre au besoin opérationnel. Ces communications peuvent être établies suivant 3 niveaux de priorité. Par ailleurs de nombreuses facilités sont offertes aux abonnés, telles que l'inscription automatique, la mise aux abonnés absents, la préemption, etc...

Les abonnés se raccordent au central par un concentrateur monté sur camionnette tactique. Ils disposent d'un téléphone un peu particulier (fig. 3). Ouvert, il est en position décroché et il laisse apparaître son micro, son écouteur et son clavier de numérotation. Les abonnés mobiles disposent d'un poste radio d'abonné (fig. 4). Ils ont accès au réseau via le plus proche centre nodal, où se trouve un convertisseur de raccordement radio. La liaison se fait automatiquement par sélection automatique de canal — 50 canaux duplex, dans deux gammes situées aux alentours de 70 — et 80 MHz sont disponibles.



Fig. 3. — Poste téléphonique d'abonné (cliché SEFT).



Fig. 4. — Poste radio d'abonné (cliché SEFT).

En télégraphie, on utilise les voies banalisées du réseau. Le terminal télégraphique se branche donc sur une ligne comme

un téléphone et on utilise une procédure Telex avec mise en contact direct de l'autorité origine et de l'autorité destinataire (fig. 5). Les messages, préparés sous forme de bande perforée sur un clavier perforateur, sont lus par un lecteur rapide et envoyés sur la ligne à la vitesse de 60 caractères par seconde. A l'autre extrémité, ils sont restitués sur bande par une perforatrice rapide ou imprimés sur page par une imprimante à hautes performances. Profitant du fait que la liaison est duplex on effectue en cours de transmission un contrôle d'erreur par procédé Reflex.

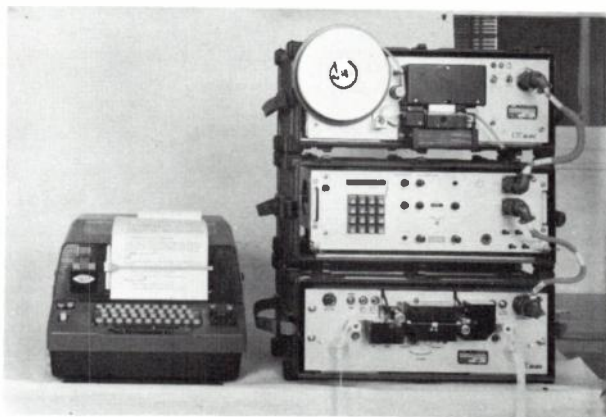


Fig. 5. — Terminal télégraphique (cliché SEFT).

Un tel terminal de télégraphie rapide baptisé Tetra est cependant inexploitable dans les très gros PC à fort trafic. Dans ces PC, les messages sont émis et reçus automatiquement par un Centre Automatique de Réception et d'Émission de Messages (Careme) piloté par un ordinateur relié par quatre lignes d'émission et quatre lignes de réception au réseau, le Careme peut ainsi traiter jusqu'à 400 messages par heure (fig. 6).



Fig. 6. — Centre Automatique de Réception et d'Émission de Messages (cliché SEFT).

Pour les transmissions d'images on utilise un fac-similé rapide capable d'analyser, de transmettre et de reproduire un document de format A 4 en 20 s. L'analyse est réalisée par un pinceau Laser. A la réception ce même pinceau, modulé par le signal représentant l'image, vient balayer un papier photosensible. Le fac-similé rapide se branche sur les accès numériques directs d'un concentrateur.

Les interfaces avec les autres réseaux sont réalisés soit automatiquement, cas des réseaux alliés et du réseau d'infrastructure Ritter, par un équipement dit interface Rita-Otan-Ritter, soit manuellement par un central mixte manuel dans le cas des réseaux à batterie locale ou des PTT.

Un réseau aussi vaste et aussi complexe que le RITA exige des moyens de supervision et de commandement très élaborés. C'est la raison d'être du Cecore, Centre de Commandement du Réseau. Le Cecore, installé dans trois cadres montés sur camion, est relié à tous les centraux par l'intermédiaire du réseau. Il peut ainsi recevoir périodiquement des comptes rendus et mettre ainsi à jour sa base de données sur l'état du réseau. Ces données sont stockées sur une mémoire à disque. Les ordres sont élaborés d'une façon semi-automatique et envoyés par le réseau aux centres nodaux et aux centraux de PC. Le calcul du plan de fréquence est réalisé automatiquement, le terrain étant stocké sous forme numérisée sur une mémoire à disque. Le calculateur du Cecore est du même type que celui qui équipe les centraux et le Careme. Des consoles de visualisation alphanumérique permettent de consulter les fichiers et de préparer les ordres. Une console graphique en couleur permet de visualiser le schéma du réseau.

5. ORGANISATION ADMINISTRATIVE ET INDUSTRIELLE

La conduite du projet est assurée, sur le plan administratif, par une équipe de marque placée sous les ordres d'un Directeur de programme et constituée de six ingénieurs de marque, chacun d'eux étant spécialiste de l'un des moyens du système. Complétée par un ingénieur des études et techniques d'armement, un ingénieur civil et onze techniciens, elle constitue, au sein de la SEFT, le département « Réseau Intégré ». D'autres services ou départements fonctionnels interviennent également dans le projet : le Service des Marchés, le Service Administratif, le Service Gestion et Méthodes avec ses départements « Gestion », « Méthodes » et « Technologies » et enfin rattachés au Service Technique, comme le département « Réseau Intégré », les départements « Informatique », « Calcul et Informatique Générale » et « Installations Mobiles ».

Des établissements de la DMA tels que le CELAR, l'ECA, et le Centre d'Études de Gramat prêtent également leur concours pour des essais particuliers.

Le rôle de l'équipe de marque n'est pas de faire mais de « faire faire » le RITA, et ainsi la quasi totalité des études et des fabrications sont sous-traitées dans l'industrie privée selon la répartition suivante :

- Thomson/CSF et SAT pour les faisceaux hertziens.
- Thomson/CSF et SAGEM pour les équipements de chiffrement.
- LMT et BTM dans le cadre de la coopération franco-belge pour la commutation et les matériels téléphoniques.
- LTT pour les équipements de transmission sur câbles, la télégraphie et certaines installations mobiles.
- CII pour les calculateurs, le Centre Automatique de réception et d'émission de messages Careme et le Centre de Commandement du réseau Cecore.
- CIT pour l'intégration radio, le fac-similé rapide et certains périphériques informatiques.

- SAGEM pour les téléimprimeurs, les disques magnétiques et l'imprimante rapide.
- SINTRA pour les consoles de visualisation.
- SECRE pour le central mixte manuel.

La Société SODETEG, enfin, va apporter son concours à l'équipe de marque dans ses travaux de coordination et de maîtrise d'œuvre étatique.

6. LES ASPECTS INTERNATIONAUX

6.1. La coopération franco-belge.

La signature, le 26 décembre 1973, d'un protocole d'accord entre la France et la Belgique, a conféré au RITA une vocation internationale. Cet accord porte plus particulièrement sur les équipements téléphoniques (commutateurs, concentrateurs et postes téléphoniques).

Les principes retenus dans ce protocole sont les suivants :

- un partage des droits et des charges au prorata des besoins exprimés (1/8, 7/8);
- participation rétroactive aux études achevées dans une proportion de 1/8 de leur montant actualisé à Juin 1973;
- participation pour 1/8 aux études en cours ou à lancer;
- acquisition par la Belgique d'un certain nombre de prototypes supplémentaires;
- participation à l'expérimentation française, les dépenses spécifiques étant supportées par chacune des deux nations;
- industrialisation sans duplication et cofabrication des matériels de commutation destinés aux deux pays.

La règle de partage est 1/8 en Belgique et 7/8 en France du total des matériels à fabriquer. Chaque pays supporte les frais d'industrialisation relatifs à la partie qu'il fabrique chez lui.

- concertation des deux gouvernements en cas de négociation ou de vente à l'étranger.

La décision la plus importante prise en 1976 par le Comité Directeur concerne le partage des fabrications. Il a été décidé de confier à la Société belge Bell Telephone Manufacturing d'Anvers, la réalisation des concentrateurs dans une mécanique standard fournie par la Société française LMT (Le Matériel Téléphonique) qui fabriquera par ailleurs les commutateurs et les postes téléphoniques.

La DTAT/SEFT demeure pilote technique pour l'ensemble de l'affaire et aura la charge de commande de tous les matériels couverts par le protocole et destinés aux deux pays.

6.2. Perspectives d'exportation.

Dès 1975, les industriels du RITA ont été amenés à répondre à des demandes étrangères.

Dans tous les cas il est apparu nécessaire qu'un industriel regroupe l'ensemble des réponses des différents industriels concernés. Or cet industriel n'est pas forcément toujours le même en raison du contexte technique ou commercial de chaque affaire. Aussi a-t-il été jugé indispensable de formaliser cette concertation inter-industriels dans une structure souple. C'est dans cet esprit qu'a été créé le groupement PRO RITA qui rassemble les constructeurs majeurs du RITA en vue d'une action commune de promotion et de négociation.

Si pour des raisons évidentes d'avancement du projet, il est impossible d'envisager avec un pays quelconque une coopération du type de celle engagée avec la Belgique, par contre, au niveau système, comme au niveau de certains constituants non spécifiques des exportations sont envisageables.

Cependant, la promotion du RITA se heurtera à la sévère concurrence qui prévaut dans le domaine des télécommunications.

Néanmoins, les résultats acquis au niveau expérimental, qui nous permettent de lancer aujourd'hui les industrialisations et les succès obtenus lors des différentes présentations nationales et internationales que nous avons effectuées en 1976, laissent augurer un brillant avenir à ce programme d'armement dans lequel l'État-Major de l'Armée de Terre Française et l'État-Major de la Force Terrestre Belge se sont résolument engagés.

RÉSUMÉ

Après un bref rappel des besoins opérationnels en matière de réseau de télécommunications militaires, cet article décrit les principes techniques fondamentaux ainsi que les divers constituants du réseau intégré de transmissions automatiques, RITA. L'auteur cite ensuite les organisations étatiques et industrielles mises en œuvre pour diriger et exécuter le programme. La dernière partie de l'article aborde les aspects internationaux du RITA (coopération franco-belge et perspectives d'exportation).

SUMMARY

Military integrated network.

by P. MARY.

The operational necessities in military transmission networks are briefly recalled. The basic technical principles and the various component parts of the RITA integrated network are described. The author then mentions the state and industrial organizations created to carry out the RITA plan. The last part of the article deals with the international point of view and the export prospects.

Le bruit électrique I : (1^{ère} partie) processus aléatoires ⁽¹⁾

FORMATION CONTINUE

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 0
pp. 699-707



par A. CHOVET,

Docteur-Ingénieur,
Maître-Assistant INP Grenoble.

et P. VIKTOROVITCH,

Docteur ès Sciences,
Chargé de Recherche CNRS.

Laboratoire d'Électronique, Groupe
« Physique des Composants Électroni-
ques », ENSERG, Institut National Poly-
technique, 23, rue des Martyrs, 38031
Grenoble-Cedex (tél. (76) 44.99.10).

Cet article est la première partie d'un travail de synthèse sur le bruit électrique. Ce travail présente l'intérêt de regrouper les principales méthodes d'étude et les résultats essentiels relatifs au bruit, qu'on ne trouve que très dispersés dans la littérature.

Nous souhaitons que cette étude puisse contribuer à familiariser le lecteur avec ce sujet généralement mal connu et d'une approche délicate.

PLAN

I.1. PHÉNOMÈNES ALÉATOIRES

- I.1.1. Notion de fonction aléatoire.
- I.1.2. Fonction aléatoire stationnaire; propriétés.
- I.1.3. Filtrage linéaire.
- I.1.4. Analyse harmonique des fonctions aléatoires.
- I.1.5. Propriétés des signaux aléatoires réels et des filtres réels.
- I.1.6. Processus gaussiens.
- I.1.7. Processus poissonniens.

I.2. APPLICATIONS

- I.2.1. Autocorrélation et densité spectrale de quelques fonctions certaines.
- I.2.2. Remarques sur les correspondances signal-autocorrélation — densité spectrale.
- I.2.3. Autocorrélation et densité spectrale de quelques fonctions aléatoires.
- I.2.4. Train poissonnien d'impulsions de Dirac.
- I.2.5. Compléments sur les systèmes linéaires.

PRINCIPAUX SYMBOLES ET NOTATIONS

$f_X(x)$:	densité de probabilité de la variable aléatoire (v.a.) X .
$E(X)$:	espérance mathématique de la v.a. X (moyenne de X au sens des probabilités).
$\Phi_X(u) = E(e^{iuX})$:	fonction caractéristique de la v.a. X .
σ_X :	écart type sur la v.a. X .
$X(t)$:	fonction aléatoire (f.a.) du temps t .
$X^*(t)$:	f.a. complexe conjuguée d'une f.a. complexe $X(t)$.
$R_X(\theta) = E[X(t) \cdot X^*(t - \theta)]$:	fonction de corrélation de la f.a. stationnaire $X(t)$.
$R_{XY}(\theta) = E[X(t) \cdot Y^*(t - \theta)]$:	intercorrélation des f.a. stationnaires $X(t)$ et $Y(t)$.
$X(\theta) * Y(\theta) = \int_{-\infty}^{\infty} X(t)Y(\theta - t) dt$:	produit de convolution des f.a. $X(t)$ et $Y(t)$.
$\overline{Y(t, \theta)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T Y(t, \theta) dt$:	moyenne temporelle (par rapport à t) de la fonction $Y(t, \theta)$.
$S_X(f)$:	densité spectrale de puissance de la f.a. $X(t)$.
$S_{Ex}(f)$:	densité spectrale d'énergie d'un signal déterministe $x(t)$ à énergie finie.

$\delta(t)$:	impulsion de Dirac en $t = 0$.
$h(t)$:	réponse « percussive » d'un filtre linéaire (réponse de ce filtre à l'impulsion de Dirac).
$H(f)$:	gain complexe (ou fonction de transfert, ou transmittance) d'un filtre.

I.1. PHÉNOMÈNES ALÉATOIRES

I.1.1. Notion de fonction aléatoire

Si on peut associer un nombre à chaque résultat d'une épreuve ou d'une expérience, on obtient une variable aléatoire (v.a.) caractérisant l'épreuve [1, 2]. Si on associe à chaque résultat de l'épreuve une fonction (fonction certaine de une ou plusieurs variables), on définira ainsi, par l'ensemble de ces fonctions certaines, une « fonction aléatoire ». Une fonction aléatoire (f.a.) apparaît donc comme un « être » mathématique dépendant de une ou plusieurs variables et soumis au hasard pour toutes valeurs de ces variables.

Nous nous intéresserons principalement aux f.a. réelles et à une dimension dépendant d'une seule variable qui sera généralement le temps. On pourra considérer une f.a. $X(t)$ comme étant constituée par une suite de v.a. : soient n instants arbitraires $t_1, t_2, \dots, t_n$, n étant lui-même arbitraire, et soient les n v.a. :

$$X_1 = X(t_1); \quad X_2 = X(t_2); \quad \dots; \quad X_n = X(t_n).$$

On obtient une v.a. à n dimensions définie par sa densité de probabilité (*) :

$$f_{X_1 \dots X_n}(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n).$$

La f.a. est ainsi définie si l'on connaît

$$f_{X_1 \dots X_n}, \quad \forall n$$

et pour toutes les distributions possibles de (t_i) .

(*) Rappelons que, par définition de la densité de probabilité d'une v.a. à n dimensions $(X_1, \dots, X_n)$, on a [1, 3] :

$$f_{X_1 \dots X_n}(x_1, \dots, x_n) dx_1 \dots dx_n = \text{Prob}(x_1 \leq X_1 < x_1 + dx_1, \dots \text{ et } x_n \leq X_n < x_n + dx_n).$$

(1) Article reçu initialement le 7 mai 1976, et accepté dans sa forme définitive le 23 mai 1977.

A un instant t , $X(t)$ est une v.a. à une dimension qu'on peut décrire par sa densité de probabilité $f_X(x; t)$. Tous les moments $[1, 2]$ $E[X^k(t)]$ de $X(t)$ dépendent de t (*).

Si on s'intéresse aux propriétés à deux instants t_1 et t_2 , interviennent les notions de probabilité conditionnelle et de corrélation :

— Densité de probabilité conditionnelle de X_2 sachant que $X_1 = x_1$ ($t_2 > t_1$); moyenne conditionnelle de X_2 . A titre d'exemple, soient N résistances identiques dont on mesure le signal de bruit. Si les amplitudes des signaux mesurées sur ces résistances sont identiques à l'instant t_1 et égales à x_1 , elles seront vraisemblablement différentes à l'instant t_2 mais leur moyenne dépendra en général de x_1 . Cependant si les signaux mesurés aux instants t_1 et t_2 sont indépendants, cette moyenne ne dépendra plus de x_1 (ne sera plus conditionnée par x_1). Le signal de bruit n'est pas « auto » corrélé dans ces conditions.

— D'où l'intérêt du coefficient de corrélation lié au moment $E[X(t_1) \cdot X(t_2)]$ ($E[X(t_1) \cdot X^*(t_2)]$ pour une f.a. complexe) qu'on appelle aussi covariance de $X(t)$: ce moment joue un rôle fondamental dans l'analyse du bruit, ainsi que nous le verrons par la suite.

1.1.2. Fonction aléatoire stationnaire

1.1.2.1. DÉFINITIONS; FONCTION DE CORRÉLATION; ERGODISME; INTERCORRÉLATION

Parmi toutes les f.a., la classe des f.a. *stationnaires* joue un rôle fondamental.

Ces fonctions représentent des phénomènes aléatoires dépendant du temps mais dont les propriétés moyennes n'en dépendent pas. En particulier, le signal de bruit électrique est généralement considéré comme stationnaire dans la gamme temporelle des mesures. Ainsi si $X(t)$ est « stationnaire au sens strict », toutes ses propriétés statistiques sont invariantes dans tout changement de l'origine des temps.

On a en particulier :

$$\begin{aligned} f_{X_1, \dots, X_n}(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n) \\ = f_{X_1, \dots, X_n}(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1 - \theta, t_2 - \theta, \dots, t_n - \theta), \quad \forall \theta. \end{aligned}$$

fonction de corrélation :

Alors $E[X(t_1) \cdot X^*(t_2)]$ n'est fonction que de $t_2 - t_1$. La covariance de $X(t)$ qui s'appelle alors fonction de corrélation de $X(t)$ s'écrit :

$$R_X(\theta) = R_X(t, t - \theta) = E[X(t) \cdot X^*(t - \theta)].$$

Si $X(t)$ n'est pas « autocorrélé » alors, si $\theta \neq 0$, pour une fonction réelle,

$$\begin{aligned} R_X(\theta) &= E[X(t)] \cdot E[X(t - \theta)] \\ &= (E[X(t)])^2 = C\theta = m_x^2; \end{aligned}$$

généralement, nous étudierons des f.a. *centrées*, c'est-à-dire telles que :

$$E[X(t)] = m_x = 0,$$

donc

$$R_X(\theta) = 0 \quad \text{si} \quad \theta \neq 0,$$

dans le cas d'une f.a. non « autocorrélée ».

Les principales propriétés de la fonction de corrélation de f.a. centrées sont [3] :

1° si $\theta \rightarrow \infty$, $X(t)$ et $X(t - \theta)$ tendent à devenir non corrélées et

$$R_X(\theta) \xrightarrow{\theta \rightarrow \infty} 0$$

2° pour $\theta = 0$, on a :

$$R_X(0) = E[X(t)^2] = \sigma_X^2$$

(variance pour une f.a. centrée).

D'autre part :

$$3^\circ R_X(\theta) \leq \sigma_X^2 = R_X(0).$$

4° $R_X(\theta) = R_X(-\theta)$: la fonction d'autocorrélation d'une fonction *réelle* est paire car :

$$\begin{aligned} R_X(\theta) &= E[X(t) \cdot X(t - \theta)] \\ &= E[X(t + \theta) \cdot X(t)] \\ &\quad (\text{changement d'origine des temps}) \\ &= E[X(t) \cdot X(t + \theta)] = R_X(-\theta). \end{aligned}$$

Plus généralement, quelle que soit la f.a. $X(t)$, on a :

$$R_X(-\theta) = R_X^*(\theta).$$

5° Enfin si $R_X(\theta)$ est continue à l'origine, elle est uniformément continue de $-\infty$ à $+\infty$.

— *ergodisme :*

Selon le principe ergodique, les moyennes d'ensemble (au sens des « probabilités ») peuvent être remplacées par les moyennes temporelles. Par exemple, la covariance, ou fonction d'autocorrélation, s'écrit :

$$\begin{aligned} R_X(\theta) &= E[X(t) \cdot X(t - \theta)] \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T X(t) \cdot X(t - \theta) \cdot dt = \overline{X(t) \cdot X(t - \theta)}, \end{aligned}$$

où $\overline{V(t, \theta)}$ désigne la moyenne temporelle de $V(t, \theta)$:

$$\overline{V(t, \theta)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T V(t, \theta) \cdot dt.$$

$R_X(0) = \sigma_X^2$ apparaît alors comme la « puissance totale moyenne » de la f.a.

— *intercorrélation :*

Considérons la fonction d'autocorrélation d'une f.a. $Z(t)$ somme de deux f.a. :

$$\begin{aligned} Z(t) &= X(t) + Y(t) \\ R_Z(\theta) &= R_X(\theta) + R_Y(\theta) + R_{XY}(\theta) + R_{YX}(\theta) \end{aligned}$$

avec :

$$R_{XY}(\theta) = E[X(t) \cdot Y^*(t - \theta)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T X(t) Y^*(t - \theta) \cdot dt$$

$$R_{YX}(\theta) = E[Y(t) \cdot X^*(t - \theta)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T Y(t) X^*(t - \theta) \cdot dt$$

(*) L'espérance mathématique (c'est-à-dire la moyenne au sens probabiliste) $[1, 2, 3]$ d'une v.a. $Y = g(X)$, où X est une v.a. de densité de probabilité $f_X(x)$, est définie par :

$$E(Y) = E[g(X)] = \int_{-\infty}^{\infty} g(x) f_X(x) \cdot dx.$$

R_{XY} et R_{YX} sont les fonctions d'intercorrélation entre X et Y . Si les deux f.a. $X(t)$ et $Y(t)$ sont non corrélées et centrées, alors :

$$R_{XY}(\theta) = R_{YX}(\theta) = 0, \quad \forall \theta.$$

Remarquons que $R_{XY}(\theta) = R_{YX}^*(-\theta)$.

L'intercorrélation se rencontre fréquemment dans les calculs de bruit ; en effet, le bruit résultant est souvent la superposition de plusieurs signaux de bruits distincts ; si les bruits sont non corrélés la fonction d'autocorrélation du bruit global est la somme des fonctions d'autocorrélation des différents bruits.

En particulier, la puissance de bruit totale est la somme des diverses puissances de bruit ($\theta = 0$) ; il n'en est rien si les bruits sont corrélés.

1.1.2.2. DENSITÉ SPECTRALE DE PUISSANCE ; THÉORÈME DE WIENER-KHINCHINE

La densité spectrale de puissance $S_X(f)$ d'une f.a. $X(t)$ est la densité de répartition de la puissance σ_X^2 du processus aléatoire sur l'axe des fréquences. On montre (théorème de Wiener-Khinchine), que $S_X(f)$ et $R_X(\theta)$ sont transformées de Fourier (T.F.) l'une de l'autre si $X(t)$ est stationnaire.

$$R_X(\theta) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_X(f) \exp(j2\pi f\theta) \cdot df$$

on a :

$$R_X(0) = \sigma_X^2 = \text{puissance totale} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_X(f) \cdot df.$$

D'autre part :

$$S_X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_X(\theta) \exp(-j2\pi f\theta) \cdot d\theta.$$

$S_X(f)$ est réelle, positive (et paire pour des f.a. réelles). Une f.a. strictement non autocorrélée (telle que $R_X(\theta) = 0, \quad \forall \theta \neq 0$) possède une densité spectrale de puissance « blanche » mais nulle. Une densité spectrale blanche et différente de zéro n'a pas de sens physique. La « blancheur » disparaît toujours à partir d'une certaine fréquence f_c de l'ordre de $1/\theta_c$, θ_c étant la limite inférieure de θ à partir de laquelle $R_X(\theta)$ n'est plus « négligeable ». La « largeur » du spectre nous renseigne donc directement sur le « degré » d'autocorrélation du signal aléatoire ; on ne peut donc imaginer dans la pratique un signal aléatoire qui prenne des valeurs successives complètement indépendantes quel que soit l'intervalle de temps séparant la mesure de ces valeurs. De toute façon même si un tel signal « existait », il semble qu'il serait impossible de le « vérifier expérimentalement » (limitation liée à la relation d'incertitude d'Heisenberg).

Remarques :

1. Signaux déterministes à énergie finie : (= de carré sommable).

On obtient des relations analogues pour de tels signaux ; soit un signal $\gamma(t)$ de carré sommable ; sa fonction d'autocorrélation est alors définie comme :

$$\begin{aligned} c_\gamma(\theta) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \gamma(t) \cdot \gamma^*(t - \theta) dt \\ &= \gamma(\theta) * \gamma^*(-\theta) \quad (\text{convolution}). \end{aligned}$$

On n'effectue plus la moyenne sur le temps, c'est pourquoi on parle maintenant de densité spectrale énergétique du signal :

$$S_E(f) = |\Gamma(f)|^2; \quad |\Gamma(f)|^2 \quad \text{et} \quad c_\gamma(\theta)$$

sont transformées de Fourier l'une de l'autre ; $\Gamma(f)$ est d'ailleurs la T.F. de $\gamma(t)$.

2. Signal périodique de période T : c'est un signal de puissance moyenne finie (mais d'énergie infinie). La fonction d'autocorrélation est alors définie par :

$$R_\gamma(\theta) = \frac{1}{T} \int_0^T \gamma(t) \cdot \gamma^*(t - \theta) \cdot dt.$$

$R_\gamma(\theta)$ est aussi périodique de période T et décomposable en série de Fourier :

$$R_\gamma(\theta) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |A_n|^2 \exp\left(j2\pi n \frac{\theta}{T}\right).$$

Les A_n sont les coefficients de Fourier de $\gamma(t)$.

La transformée de Fourier $S_\gamma(f)$ de $R_\gamma(\theta)$ s'écrit donc :

$$S_\gamma(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |A_n|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right),$$

où δ est l'impulsion de Dirac.

La fonction d'autocorrélation d'un signal périodique a pour spectre de fréquence le spectre de puissance du signal.

1.1.3. Filtrage linéaire

Un filtre linéaire est un système physique dans lequel une fonction de sortie $b(t)$ (ou réponse) est associée à une fonction d'entrée $a(t)$ (ou signal) au moyen d'une correspondance linéaire invariante par changement de l'origine des temps. On en déduit, puisqu'on peut toujours écrire :

$$a(t) = a(t) * \delta(t),$$

$$b(t) = a(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} a(\theta) \cdot h(t - \theta) d\theta,$$

où $h(t)$ est la réponse « percussionnelle » du filtre :

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(\theta) \cdot h(t - \theta) \cdot d\theta.$$

Le gain complexe du filtre, $H(f)$, est la T.F. de $h(t)$ et on a, entre les transformées de Fourier de $a(t)$ et $b(t)$, si elles existent, la relation $B(f) = A(f) \cdot H(f)$. Il est facile de voir que si :

$$a(t) = \exp(j2\pi f_0 t)$$

alors :

$$b(t) = H(f_0) \exp(j2\pi f_0 t).$$

Si $a(t)$ est une f.a. stationnaire alors $b(t)$ est stationnaire.

Si $S_b(f)$ est la densité spectrale d'énergie ou de puissance de $b(t)$ et $S_a(f)$ celle de $a(t)$, on a :

$$S_b(f) = |H(f)|^2 S_a(f).$$

1.1.4. Analyse harmonique des fonctions aléatoires

L'analyse harmonique consiste à exprimer la f.a. $X(t)$ sous la forme d'une somme d'exponentielles complexes :

$$X(t) = \int dx(f) \exp(j2\pi ft).$$

Intuitivement, on conçoit que chaque composante $dx(f)$ peut être considérée comme le résultat d'un filtrage très sélectif autour de la fréquence f . Deux composantes peuvent être considérées comme les signaux de sortie de deux filtres passe-bande, parfaits et disjoints dont la largeur de bande tend vers zéro, attaqués par $X(t)$. On montre que les signaux de sortie de deux filtres quelconques mais *disjoints* et attaqués par le même signal $X(t)$, *ne sont pas corrélés* [3]. Divisons l'axe des fréquences en intervalles disjoints Δf_n et soit F_n le filtre passe-bande parfait correspondant à la bande Δf_n autour de la fréquence f_n . L'ensemble des filtres $\{F_n\}$ couvre tout l'axe des fréquences et, si $X_n(t)$ est la sortie du filtre F_n , on a :

$$X(t) = \sum X_n(t).$$

On peut écrire :

$$X_n(t) \simeq \Delta x(f_n) \exp(j2\pi f_n t) \quad (*)$$

où $\Delta x(f_n)$ est une fonction d'autant plus lentement variable dans le temps que Δf_n est plus faible. Ainsi si l'on veut réaliser une opération « statistique » sur $X_n(t)$ (calculs de moyenne, de puissance, etc...) il faut que la mesure dure un temps T_0 tel que $T_0 \cdot \Delta f_n \gg 1$.

Ainsi, pour le calcul de la puissance :

$$\begin{aligned} |X_n(t)|^2 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T X_n(t) \cdot X_n^*(t) dt \\ &= E[X_n(t) \cdot X_n^*(t)] \\ &= E[\Delta x(f_n) \cdot \Delta x^*(f_n)] = E[|\Delta x(f_n)|^2] \\ &= S_X(f_n) \Delta f_n \end{aligned}$$

En toute rigueur on montre :

$$E[|dx(f)|^2] = S_X(f) df.$$

Remarque :

Si $Y(t)$ est la filtrée de $X(t)$ dans un filtre de gain $H(f)$ on a :

$$dy(f) = H(f) \cdot dx(f)$$

et

$$\begin{aligned} E[|dy(f)|^2] &= |H(f)|^2 E[|dx(f)|^2] \\ &\Leftrightarrow S_Y(f) = |H(f)|^2 S_X(f). \end{aligned}$$

1.1.5. Propriétés des signaux aléatoires réels (physiques) et des filtres réels (physiques)

Si $X(t)$ est réel, on a nécessairement :

$$dx(-f) = dx^*(f).$$

On établit une propriété analogue pour le gain d'un filtre

physique réel ; en effet, le signal de sortie d'un filtre réel attaqué par un signal réel est lui-même réel donc :

$$dy(-f) = dy^*(f),$$

soit

$$H(-f) dx(-f) = H^*(f) dx^*(f),$$

d'où

$$H(-f) = H^*(f).$$

Ainsi, par exemple, un filtre passe-bande idéal réel ($\Delta f_p, f_p$) possède deux « parties » symétriques sur l'axe des fréquences (fig. 1).

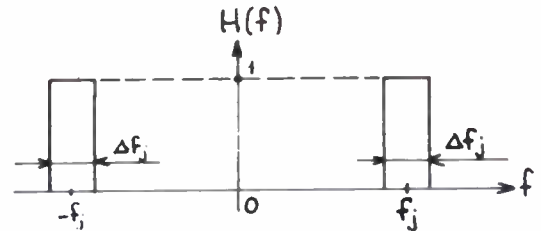


Fig. 1.

La puissance du signal réel mesuré à la sortie d'un tel filtre attaqué par un signal réel $X(t)$ s'écrit :

$$\begin{aligned} E[|\Delta x(f_j)|^2] + E[|\Delta x(-f_j)|^2] &= 2E[|\Delta x(f_j)|^2] \\ &\simeq S_X(f_j) \Delta f_j + S_X(-f_j) \Delta f_j = 2S_X(f_j) \cdot \Delta f_j, \end{aligned}$$

ce qui vérifie que pour des signaux réels, la densité spectrale $S(f)$, toujours réelle et positive, devient paire (la fonction de corrélation $R(\theta)$ devenant réelle, donc paire).

On mesure donc le *double* de la densité spectrale de puissance du bruit. En effet, les spectres de fréquence définis précédemment font intervenir des fréquences négatives, qui n'ont pas de signification physique. La densité spectrale à la fréquence f , positive, correspond, en fait pour un signal physique, à la somme des densités en f et $-f$. Alors la densité spectrale d'un signal $X(t)$ réel (donc $R_X(\theta)$ paire) s'écrit pour $f > 0$:

$$\begin{aligned} S_{pX}(f) &= 2S_X(f) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} R_X(\theta) e^{-j2\pi f\theta} d\theta \\ &= 4 \int_0^{\infty} R_X(\theta) \cos 2\pi f\theta d\theta \\ &= 4 \operatorname{Re} \left(\int_0^{\infty} R_X(\theta) e^{-j2\pi f\theta} d\theta \right) \end{aligned}$$

et

$$R_X(\theta) = \int_0^{\infty} S_{pX}(f) \cos 2\pi f\theta df = R_X(-\theta).$$

Remarque : On utilise souvent la notation $S_X(f) = \overline{x^2}(f)$ justifiée par les relations :

$$\begin{aligned} \text{puissance totale} &= \int_{-\infty}^{\infty} S_X(f) df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \overline{x^2}(f) df = \sigma_X^2 = \overline{X^2(t)} = E[X^2(t)]. \end{aligned}$$

1.1.6. Processus gaussiens

L'intérêt porté aux v.a. gaussiennes, et, par suite, aux processus gaussiens est justifié par la loi des grands nombres

(*) $\int dx(f) \exp(j2\pi ft) = \lim_{\Delta f_n \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta f_n} \int_{f_n - \Delta f_n/2}^{f_n + \Delta f_n/2} dx(f) \exp(j2\pi ft)$ (moyenne quadratique) de $\sum \Delta x(f_n) \cdot \exp(j2\pi f_n t)$ (voir [3] p. 36 et 45).

(ou théorème de tendance vers la loi de Gauss), qui énonce que, sous des conditions assez peu contraignantes [1, 6, 7], la distribution de la somme d'un grand nombre de v.a. indépendantes tend vers la loi de Gauss.

I.1.6.1. DÉFINITION

Une f.a. réelle $X(t)$ est gaussienne si quels que soient les instants $t_1, t_2, \dots, t_n$ (n quelconque, fini) la variable $[X(t_1), X(t_2), \dots, X(t_n)]$ est gaussienne (à n dimensions). Alors, si $X(t)$ a une valeur moyenne nulle, sa fonction caractéristique [1] s'écrit :

$$\Phi_{X_1, \dots, X_n}(u_1, \dots, u_n) = \exp \left[-\frac{1}{2} \sum_{ij} E(X_i \cdot X_j) u_i u_j \right].$$

I.1.6.2. PROPRIÉTÉS

- Une f.a. gaussienne est complètement définie dès qu'on connaît les moments d'ordre 2 : $E(X_i \cdot X_j)$ c'est-à-dire la covariance de $X(t)$.

Une f.a. gaussienne, stationnaire du 2^e ordre, est ainsi *entièrement* définie par sa fonction de corrélation $R(\theta)$ (ou sa densité spectrale de puissance $S(f)$), et elle est stationnaire au sens strict (c'est-à-dire à tous les ordres).

- Th : Le filtrage linéaire d'une f.a. gaussienne $X(t)$ donne une f.a. $Y(t)$ gaussienne.

La v.a. $\{Y_i = Y(t_i)\}$ est gaussienne dans son ensemble et chaque Y_i est une v.a. gaussienne à une dimension.

- Une f.a. stationnaire $X(t)$ peut s'écrire (cf. § I.1.4) :

$$X(t) = \int dx(f) \exp(j2\pi ft)$$

où les $dx(f)$ sont non corrélés.

Si $X(t)$ est gaussienne, on en déduit que les $dx(f)$ sont des v.a. gaussiennes, qu'elles forment « dans leur ensemble » une v.a. gaussienne et donc qu'elles sont *indépendantes*.

I.1.6.3. FILTRAGE A BANDE ÉTROITE D'UNE F.A. $X(t)$ RÉELLE AUTOUR DE LA FRÉQUENCE f_0

On obtient en sortie une f.a. $Y(t)$ qu'on peut écrire sous la forme :

$$Y(t) = Y_c(t) \cos \omega_0 t + Y_s(t) \sin \omega_0 t.$$

Les v.a. $Y_c(t)$ et $Y_s(t)$ s'obtiennent à partir des coefficients $dy(f)$ et sont non corrélés ; on montre que les f.a. $Y_c(t)$ et $Y_s(t)$ ont même fonction de corrélation, donc même densité spectrale [4, 5]. Si $X(t)$ est gaussienne, $Y(t)$ est gaussienne et il en est de même de $Y_c(t)$ et $Y_s(t)$. De plus, $Y_c(t)$ et $Y_s(t)$ sont indépendantes.

Alors, en écrivant $Y(t)$ sous la forme :

$$Y(t) = A(t) \cos [\omega_0 t + \varnothing(t)],$$

on trouve que :

- la v.a. $A_t = A(t)$ a pour densité de probabilité :

$$f_A(a) = \frac{a}{\sigma_Y^2} \exp \left(-\frac{a^2}{2\sigma_Y^2} \right), \quad a \geq 0 \quad (\text{loi de Rayleigh})$$

où

$$\sigma_Y^2 = \sigma_{Y_s}^2 = \sigma_{Y_c}^2 \quad (\text{variance de } Y_c, Y_s, Y_{st});$$

- la v.a. $\varnothing_t = \varnothing(t)$ est uniforme sur $(0, 2\pi)$.

A_t et $\varnothing_t$ sont indépendantes à tout instant t , mais on peut montrer que les f.a. $A(t)$ et $\varnothing(t)$ ne sont pas indépendantes.

I.1.6.4. PRODUIT DE 2 SIGNAUX GAUSSIENS RÉELS

Le produit $Z(t)$ de 2 signaux $X(t)$ et $Y(t)$ doit souvent être effectué pour le traitement de signaux (modulation, détection, corrélation).

R_{XY} étant la fonction d'intercorrélation de $X(t)$ et $Y(t)$ on a :

$$E[Z(t)] = E[X(t) \cdot Y(t)] = R_{XY}(0).$$

La fonction de corrélation de $Z(t)$ s'écrit :

$$\begin{aligned} R_Z(\theta) &= E[Z(t) \cdot Z(t - \theta)] \\ &= E[X(t) \cdot Y(t) \cdot X(t - \theta) \cdot Y(t - \theta)] \end{aligned}$$

qui est un moment d'ordre 4 de (X, Y) .

Si $[X(t), Y(t)]$ est gaussienne, on peut exprimer ce moment en fonction des moments d'ordre 2, on obtient :

$$R_Z(\theta) = R_{XY}^2(0) + R_X(\theta) \cdot R_Y(\theta) + R_{XY}(\theta) \cdot R_{YX}(\theta),$$

cette relation s'applique, en particulier, si $Y(t) = X(t)$ (détection quadratique).

I.1.7. Processus poissonnien

I.1.7.1. DÉFINITION

C'est un processus « ponctuel » (décrivant une distribution aléatoire de points sur un axe), telle par exemple, l'arrivée aléatoire d'événements au cours du temps. Il peut être défini à partir des hypothèses suivantes :

- le processus est sans mémoire (le passé n'influe pas sur l'avenir).
- la probabilité pour qu'un événement se produise dans l'intervalle infinitésimal $d\theta$ est $\lambda(\theta) d\theta$.
- la probabilité pour que, pendant $d\theta$, il se produise plus d'un événement, est infiniment petit, d'ordre supérieur à $d\theta$, donc négligeable.

I.1.7.2. NOMBRE D'ÉVÉNEMENTS $N(t)$ SUR UN INTERVALLE DE DURÉE t

Pour un processus poissonnien, on montre que la v.a.

$$N_{t_0} = N(t_0, t)$$

suit une loi de Poisson de paramètre :

$$a = \int_{t_0}^{t_0+t} \lambda(\theta) d\theta.$$

Donc

$$\Pr(N_{t_0} = k) = \frac{a^k}{k!} e^{-a}.$$

On a un processus poissonnien non stationnaire de densité $\lambda(\theta)$.

Si $\lambda(\theta) = \text{Cte} = \lambda$, le processus est stationnaire (indépendant de t_0).

$$\Pr(N_t = N(t) = k) = \frac{(\lambda t)^k}{k!} e^{-\lambda t},$$

$$E(N(t)) = \lambda t = \sigma_{N_t}^2.$$

1.1.7.3. INTERVALLE T ENTRE DEUX ÉVÉNEMENTS

Sa densité de probabilité est telle que :

$$\begin{aligned} f_T(t, t_0) dt &= \Pr(t_0 + t \leq T \leq t_0 + t + dt) \\ &= \Pr(N_{t_0+t} = 0 \text{ et 1 événement} \\ &\quad \text{entre } t_0 + t \text{ et } t_0 + t + dt) \\ &= \left[\exp\left(-\int_{t_0}^{t_0+t} \lambda(\theta) d\theta\right) \right] \lambda(t) dt. \end{aligned}$$

Si $\lambda(\theta) = \text{Cte} = \lambda$:

$$f_T(t) = \lambda e^{-\lambda t} \quad (\text{loi exponentielle}).$$

1.1.7.4. REMARQUES

— La somme de deux processus de Poisson indépendants de densité λ_1 et λ_2 est un processus de Poisson de densité $\lambda_1 + \lambda_2$.

— Moments d'un processus de Poisson :

Soit $dN(\theta)$ le nombre d'événements pendant $d\theta$.

Puisque $dN(\theta) = 1$ avec la probabilité $\lambda d\theta$ et $dN(\theta) = 0$ avec la probabilité $1 - \lambda d\theta$, on en déduit :

$$E[dN(\theta)] = \lambda d\theta$$

et

$$E[dN(\theta) \cdot dN(\theta')] = [\lambda \delta(\theta - \theta') + \lambda^2] d\theta d\theta'$$

(puisque si $\theta \neq \theta'$ les v.a. sont indépendantes).

1.2. APPLICATIONS

1.2.1. Autocorrélation et densité spectrale de quelques fonctions certaines (fig. 2)

1.2.2. Remarques sur les correspondances signal-autocorrélation-densité spectrale (Application des propriétés de la T.F.)

- Si : $X(t) \rightarrow R_X(\theta) \rightarrow S_X(f)$

$$X(t)e^{\pm j2\pi f_0 t} \rightarrow R_X(\theta)e^{\pm j2\pi f_0 \theta} \rightarrow S_X(f \pm f_0).$$

- Si : $R_X(\theta) \rightarrow S_X(f)$

$$R_X(\theta) \cos 2\pi f_0 \theta \rightarrow \frac{1}{2} [S_X(f + f_0) + S_X(f - f_0)]$$

$$= \frac{1}{2} [\delta(f + f_0) + \delta(f - f_0)] * S_X(f).$$

1.2.3. Autocorrélation et densité spectrale de quelques fonctions aléatoires (fig. 3)

1.2.4. Train poissonnien d'impulsions de Dirac

On peut considérer l'impulsion de Dirac comme la limite, quand ε tend vers zéro, d'une impulsion rectangulaire de largeur ε et de hauteur P/ε : le poids de cette impulsion est égal à P .

Soit un train d'impulsions de Dirac dont les instants d'apparition suivent un processus de Poisson. La probabilité

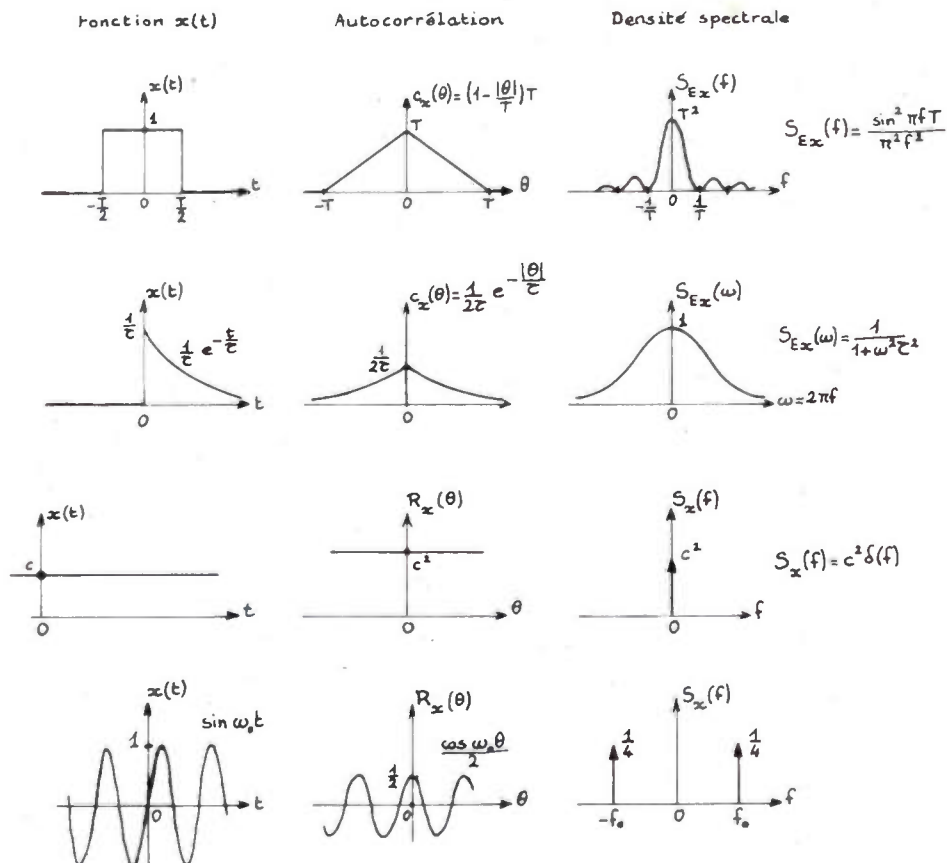


Fig. 2.

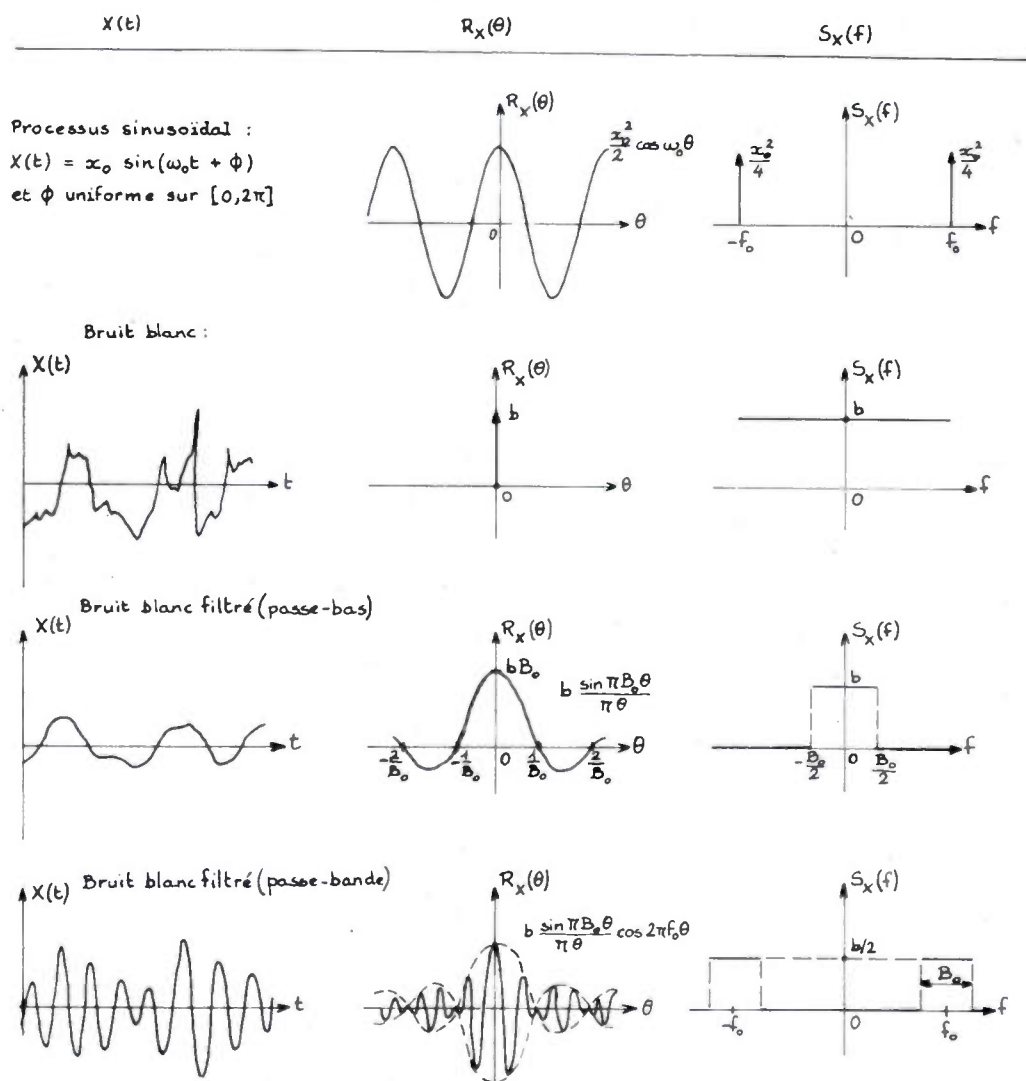


Fig. 3.

pour avoir une impulsion à l'instant t est donc la probabilité pour qu'une telle impulsion apparaisse entre les instants $t - \varepsilon$ et t , c'est-à-dire, ε étant arbitrairement petit, $\lambda\varepsilon$ (λ est le nombre moyen d'impulsions par seconde, densité du processus de Poisson).

1.2.4.1. MOYENNE

Si P est constant la moyenne du signal étudié s'écrit donc :

$$E[X(t)] = \lambda\varepsilon \cdot \frac{P}{\varepsilon} = \lambda P.$$

Si P n'est pas constant et constitue une v.a. on a alors, en appliquant le théorème des probabilités composées :

$$E[X(t)] = \lambda\varepsilon \cdot \frac{E(P)}{\varepsilon} = \lambda E(P).$$

Si P est centrée :

$$E[X(t)] = 0.$$

1.2.4.2. FONCTION DE CORRÉLATION. DENSITÉ SPECTRALE

$$R_X(\theta) = E[X(t) \cdot X(t - \theta)].$$

Si $|\theta| \geq \varepsilon$: $X(t)$ et $X(t - \theta)$ sont indépendants ;

$$R_X(\theta) = \lambda^2 E^2(P).$$

Si $|\theta| < \varepsilon$: en négligeant les événements de probabilité d'ordre supérieur à $\lambda\varepsilon$, $R_X(\theta)$ n'est différent de 0 que si $X(t)$ et $X(t - \theta)$ appartiennent à la même impulsion ; la probabilité de cet événement est égale à celle de l'apparition d'une impulsion pendant un intervalle de temps $\varepsilon - |\theta|$.

Alors :

$$R_X(\theta) = \frac{E(P^2)}{\varepsilon^2} \lambda(\varepsilon - |\theta|) \quad (\text{fig. 4}).$$

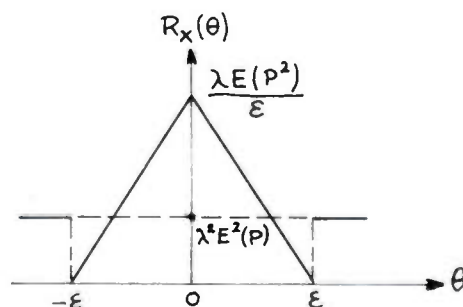


Fig. 4.

Pour $\varepsilon \rightarrow 0$ (fig. 5) :

$$R_X(\theta) = \lambda^2 E^2(P) + \lambda E(P^2) \delta(\theta).$$

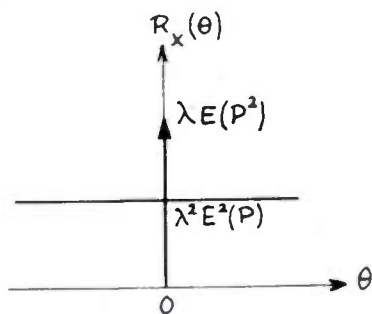


Fig. 5.

Alors la densité spectrale vaut (fig. 6) :

$$S_x(f) = \lambda^2 E^2(P) \delta(f) + \lambda E(P^2).$$

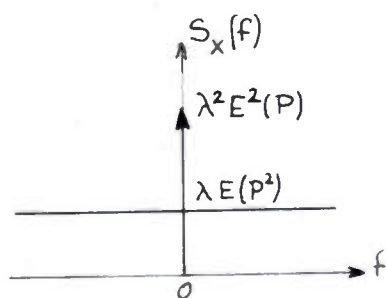


Fig. 6.

1.2.4.3. INTÉRÊT DES IMPULSIONS DE DIRAC

On a vu (§ 1.1.3) que le signal de sortie d'un filtre attaqué par une impulsion de Dirac est sa réponse percutuelle $h(t)$, dont la T.F. est la transmittance (ou gain complexe, ou fonction de transfert) $H(f)$ du filtre.

Plus généralement un train poissonnien $Y(t)$ de fonctions homothétiques à l'une d'entre elles supposée normée (le rapport d'homothétie P étant éventuellement une v.a.) peut être considéré comme la réponse

$$Y(t) = \sum P_i h(t - t_i)$$

d'un filtre linéaire au train poissonnien d'impulsions de Dirac

$$X(t) = \sum P_i \delta(t - t_i)$$

étudié au paragraphe précédent.

Le gain complexe du filtre correspondant est proportionnel à la T.F. d'une des fonctions. Connaissant les propriétés du train d'impulsions de Dirac, il sera aisé de déduire simplement les propriétés (densité spectrale, autocorrélation) du train de fonctions étudié puisque

$$Y(t) = X(t) * h(t).$$

1.2.5. Compléments sur les systèmes (filtres) linéaires [6, 8]

$$X(t) \rightarrow \begin{bmatrix} h(t) \\ H(f) \end{bmatrix} \rightarrow Y(t).$$

Nous supposons l'entrée $X(t)$ stationnaire.

1.2.5.1. MOYENNES ET CORRÉLATIONS — DENSITÉS SPECTRALES

$$E[Y(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} E[X(t - \theta)] h(\theta) d\theta = m_X \int_{-\infty}^{\infty} h(\theta) d\theta$$

$$E[Y(t)] = m_Y = H(0) \cdot m_X$$

En calculant

$$E[Y(t) \cdot X^*(t - \theta)] = R_{YX}(\theta),$$

on montre facilement que

$$R_{YX}(\theta) = R_{XY}^*(-\theta) = R_X(\theta) * h(\theta)$$

d'où

$$S_{YX}(f) = S_X(f) \cdot H(f) = S_{XY}^*(f)$$

d'autre part

$$R_Y(\theta) = R_{XY}(\theta) * h(\theta) = R_{YX}(\theta) * h^*(-\theta)$$

donc

$$S_Y(f) = S_{XY}(f) \cdot H(f) = S_{YX}(f) \cdot H^*(f).$$

1.2.5.2. REMARQUES

- La sortie $Y(t)$ est stationnaire au même ordre que l'entrée $X(t)$.
- Si $X(t)$ est un bruit blanc (donc $R_X(\theta) = \delta(\theta)$) et si le système est causal (donc $h(t) = 0$ pour $t < 0$), alors :

$$R_{YX}(\theta) = h(\theta) = 0 \text{ pour } \theta < 0$$

- On retrouve bien :

$$S_Y(f) = |H(f)|^2 S_X(f).$$

1.2.5.3. EXEMPLES

- Différentiation :

$$Y(t) = \frac{d}{dt} X(t)$$

on a :

$$H(f) = j2\pi f$$

d'où

$$S_{XY}(f) = S_X(f) \cdot (-j2\pi f) \text{ et } S_Y(f) = (2\pi f)^2 S_X(f)$$

c'est donc que :

$$R_{XY}(\theta) = -\frac{d}{d\theta} R_X(0); \quad R_Y(\theta) = -\frac{d^2}{d\theta^2} R_X(\theta).$$

- Lissage : étant donné un processus aléatoire $X(t)$, on forme un nouveau processus

$$Y(t) = \frac{1}{2\varepsilon} \int_{t-\varepsilon}^{t+\varepsilon} X(t_1) dt_1.$$

$Y(t)$ est donc la moyenne de $X(t)$ sur $(t - \varepsilon, t + \varepsilon)$, ou « lissage » de $X(t)$. $Y(t)$ peut être considéré comme la sortie

d'un système linéaire dont l'entrée est $X(t)$. La réponse impulsionnelle de ce système est :

$$h(t) = \begin{cases} 1/2\varepsilon & |t| < \varepsilon \\ 0 & |t| > \varepsilon \end{cases};$$

Donc

$$H(f) = \frac{1}{2\varepsilon} \int_{-\varepsilon}^{\varepsilon} e^{-j2\pi f t} dt = \frac{\sin 2\pi f \varepsilon}{2\pi f \varepsilon}.$$

Ainsi, la densité spectrale de $Y(t)$ est :

$$S_Y(f) = |H(f)|^2 S_X(f) = \frac{\sin^2 2\pi f \varepsilon}{(2\pi f)^2 \varepsilon^2} S_X(f).$$

Puisque la T.F. inverse de :

$$\frac{\sin^2 2\pi f \varepsilon}{(2\pi f)^2 \varepsilon^2} \quad (\text{cf. § 1.2.1})$$

est un triangle

$$\left[\frac{1}{2\varepsilon} \left(1 - \frac{|\theta|}{2\varepsilon} \right) \text{ pour } |\theta| < 2\varepsilon, \quad \text{zéro pour } |\theta| \geq 2\varepsilon \right],$$

l'autocorrélation de $Y(t)$ vaut :

$$R_Y(\theta) = \frac{1}{2\varepsilon} \int_{-2\varepsilon}^{2\varepsilon} \left[1 - \frac{|\theta_1|}{2\varepsilon} \right] R_X(\theta - \theta_1) d\theta_1.$$

• Réponse d'un filtre passe-bas :

$RC = \tau$: constante de temps du filtre.

La fonction de transfert du filtre passe-bas est

$$H(f) = \frac{1}{1 + j2\pi f \tau}$$

qui correspond à la réponse impulsionnelle

$$h(t) = \frac{1}{\tau} e^{-t/\tau} \quad t \geq 0; \quad h(t) = 0 \quad t < 0.$$

Réponse à un bruit blanc :

$$S_X(f) = b = Cte$$

$$S_Y(f) = |H(f)|^2 S_X(f) = \frac{b}{1 + (2\pi f \tau)^2}.$$

Donc

$$R_Y(\theta) = \frac{b}{2\tau} e^{-|\theta|/\tau}$$

$$\overline{Y^2(t)} = E[Y^2(t)] = R_Y(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_Y(f) df = \frac{b}{2\tau}.$$

1.2.5.4. SYSTÈMES « MULTIPLES »

L'étude de systèmes linéaires à plusieurs entrées ou sorties peut se ramener à l'étude de plusieurs systèmes simples :

$$X_1(t) \rightarrow \begin{bmatrix} h_1(t) \\ H_1(f) \end{bmatrix} \rightarrow Y_1(t) \quad X_2(t) \rightarrow \begin{bmatrix} h_2(t) \\ H_2(f) \end{bmatrix} \rightarrow Y_2(t)$$

$$Y_1(t) = X_1(t) * h_1(t), \quad Y_2(t) = X_2(t) * h_2(t)$$

$$\Rightarrow R_{Y_1 Y_2}(\theta) = R_{X_1 X_2}(\theta) * h_1(\theta);$$

$$R_{X_1 X_2}(\theta) = R_{X_1 X_2}(\theta) * h_2^*(-\theta),$$

soit

$$S_{Y_1 Y_2}(f) = S_{X_1 X_2}(f) \cdot H_1(f)$$

et

$$S_{X_1 X_2}(f) = S_{X_1 X_2}(f) \cdot H_2^*(f).$$

Donc :

$$S_{Y_1 Y_2}(f) = S_{X_1 X_2}(f) \cdot H_1(f) \cdot H_2^*(f).$$

SUMMARY

Electrical noise I : Random processes.

by A. CHOVET and P. VIKTOROVITCH.

In this first paper, mathematical techniques useful for signal theory are given, mainly the properties of random phenomena (like stationarity, autocorrelation function, power spectral density, ...). The important properties of gaussian and Poisson processes are also given.

RÉSUMÉ

Nous rappelons les principales techniques mathématiques propres à l'étude du bruit rencontrées dans la théorie du signal. Nous présentons en particulier les principales caractéristiques des phénomènes aléatoires (stationnarité, fonction de corrélation, densité spectrale de puissance, ...); nous rappelons en outre, les propriétés essentielles des processus Gaussiens et Poissonniens.

Bibliographie

- [1] BASS J. — *Éléments de calcul des probabilités*. Masson, 1962.
- [2] STERN J., de BARBEYRAC J. et L. POGGI. — *Méthodes pratiques d'étude des fonctions aléatoires*. Dunod, 1967.
- [3] PICINBONO B. — *Introduction à l'étude des phénomènes aléatoires*. Dunod, 1968.
- [4] BLANC-LAPIERRE A. et PICINBONO B. — *Propriétés statistiques du bruit de fond*. Masson, 1961.
- [5] BLANC-LAPIERRE A., BONNET G. et FAURE P. — *Modèles statistiques pour l'étude des phénomènes de fluctuation*. Masson, 1963.
- [6] PAPOULIS A. — *Probability, random variables and stochastic processes*. Mc Graw-Hill, 1965.
- [7] ROUBINE E. — *Introduction à la théorie de la communication. T1 : signaux non aléatoires, T2 : signaux aléatoires*. Masson, 1970.
- [8] BENDAT J. S. and PERSOL A. G. — *Random data : analysis and measurement procedures*. Wiley-Interscience, 1971.

Documentation des Editions Masson

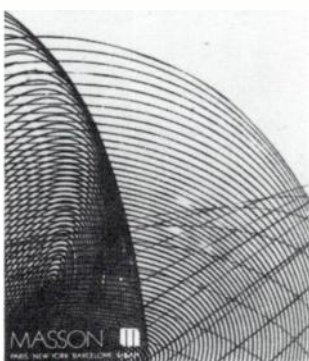
Pour recevoir, à titre gracieux, la documentation de votre spécialité,
adrezsez-vous à votre libraire ou complétez
le BON ci-dessous et retournez-le aux Editions Masson
120, bd Saint-Germain — 75280 Paris Cedex 06



■ LIVRES DE SCIENCES POUR LES ÉTUDIANTS

Sélection d'ouvrages clas-
sés par matières et par ni-
veaux d'enseignement.

Livres de mathématiques



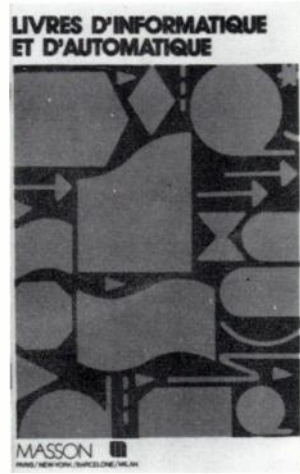
■ LIVRES DE MATHÉMATIQUES

Au sommaire : Mathéma-
tiques théoriques — Probabi-
lités, statistiques et fiabili-
té — Mathématiques appli-
quées — Recherche opéra-
tionnelle — Mécanique ra-
tionnelle — Mathématiques
pour physiciens — Mathéma-
tiques appliquées à l'électro-
nique. Fiabilité — Mathéma-
tiques géologiques-Biomathé-
matiques — Mathématiques,
statistiques, informatique ap-
pliquées à la médecine.



■ ÉLECTRICITÉ - ÉLECTRONIQUE

Livres et périodiques
Au sommaire : Electricité
théorique, magnétisme —
Techniques électroniques,
composants et circuits —
Matériels électroniques —
Electrotechnique — Mathé-
matiques appliquées, fiabili-
té.



■ LIVRES D'INFORMATI- QUE ET D'AUTOMATIQUE

Au sommaire : Logiciel —
Matériel — Automatique.
Théorie des systèmes — In-
formatique de gestion —
Applications diverses — Pé-
riodique : L'onde électrique.

■ BULLETIN DE NOUVEAUTÉS MASSON-SCIENCES

Ce répertoire des ouvrages
scientifiques nouvellement
parus est édité
deux fois par an.



Bon de documentation

à remettre à votre libraire ou à adresser aux Editions Mas-
son, 120 bd Saint-Germain, 75280 Paris Cedex 06.

Nom _____

Fonction _____

Société _____

Adresse _____

OE.11.77

souhaite recevoir gracieusement

- ☐ le catalogue **Electricité-Electronique**
- ☐ le catalogue **Livres d'Informatique
et d'Automatique**
- ☐ le catalogue **Livres de Mathématiques**
- ☐ le catalogue **Livres de Sciences pour les Etudiants**
- ☐ le bulletin de nouveautés **Masson-Sciences**



MASSON