

l'onde électrique

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

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

Volume 58 n° **6-7** JUIN-JUILLET 1978

Volume 58, n° 6-7 JUNE-JULY 1978

AUG 10 1978

FILTRES DE VOIE TÉLÉPHONIQUE

PROTECTION DES RADIOCOMMUNICATIONS

Les petits autocommutateurs électroniques privés

LOCATION:

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

RETENTION:

- ☐ Current year only
☐ Other _____



Filtres à quartz
1,4 MHz
MARCONI



MASSON
ris New York
rcelone Milan

ENERTEC

la mesure est notre vocation



2 voies

75 MHz

500 cm/μs

oscilloscope à mémoire 5273

Double base de temps mixée
Tube à persistance variable
Stockage très longue durée
Dispositif d'enregistrement de perturbations
Voyant signalant la position du spot



Oscilloscopes



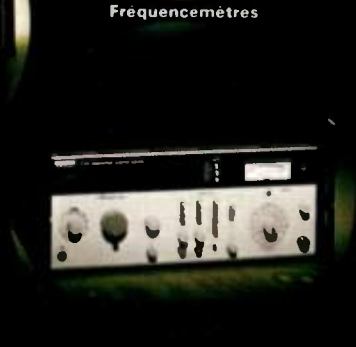
Voltmètres



Alimentations



Fréquencemètres



Générateurs HF

Mesures automatiques



Mesures selectives



Générateurs BF



ENERTEC

Schlumberger

ENERTEC

DÉPARTEMENT INSTRUMENTS

5, RUE DAGUERRE 42030 ST-ETIENNE CEDEX

oe COURRIER DES LECTEURS

Pour quelles raisons n'entend-t-on plus parler de la FNIE ?

G. FEVRIER
(Paris)

Créée en 1958, la Fédération Nationale des Industries Electroniques avait pour principal objet d'être un organe de concertation entre les différentes branches de l'industrie électronique et de représenter cette industrie à l'extérieur.

En 1976, la FNIE a regroupé ses moyens avec ceux du Syndicat Général de la Construction Electrique qui a alors changé de nom et est devenu Fédération des Industries Electriques et Electroniques (FIEE).

Afin d'éviter toute confusion avec le sigle FIEE, la FNIE a modifié ses statuts et son nom en devenant le Groupement des Industries Electroniques (GIEL).

Conformément à ses statuts, le GIEL s'est initialement assigné trois objectifs principaux :

- suivre l'évolution de l'Electronique en participant notamment aux instances concernées du PLAN ;
- établir et entretenir une concertation entre les fabricants et tous les utilisateurs des composants électroniques ;
- participer à la diffusion de l'information scientifique et technique relative à l'Electronique en organisant, en association avec la S.E.E., des colloques internationaux.

Le GIEL comporte actuellement 9 syndicats membres actifs.

Pour les biens d'expression :

- Le SCART (Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radio-récepteurs et Téléviseurs) ;
- Le SIERE (Syndicat des Industries Electroniques de Reproduction et d'Enregistrement).

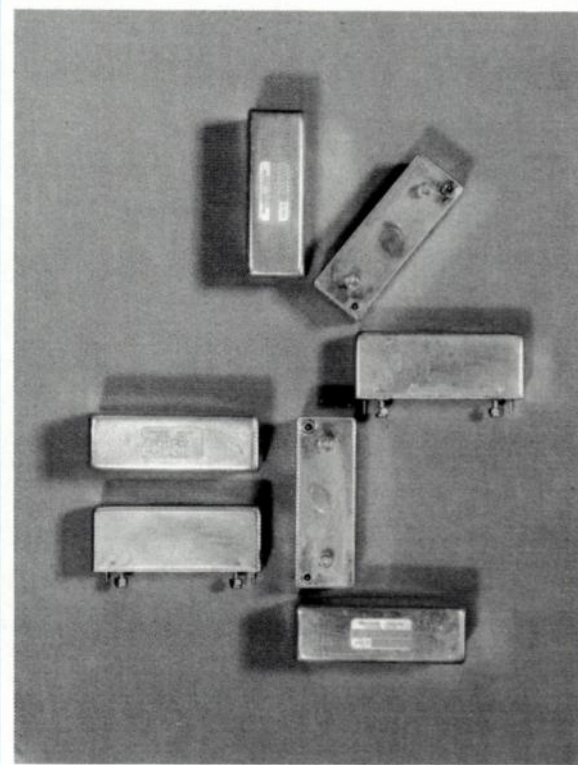
Pour les biens d'équipement :

- Le SPER (Syndicat des Industries de Matériel Professionnel Electronique et Radioélectrique) ;
- Le SFIB (Syndicat National des Fabricants d'Ensembles Informatiques et de Machines de Bureau) ;
- Le SYNAME (Syndicat National de la Mesure Electrique et Electronique) ;
- Le CACIRA (Chambre Syndicale de Constructeurs d'Appareils de Contrôle Industriel et de Régulation Automatique) ;
- Le SEMRAD (Syndicat des Industries de l'Electronique Médicale et de Radiologie).

(suite page 413)

Sur notre couverture :

FILTRES A QUARTZ 1,4 MHz



La division *Composants Spécialisés* MARCONI présente une sélection de filtres à quartz 1,4 MHz de la nouvelle série F 2 300. Ces filtres de haute qualité sont la solution exacte aux problèmes posés par la dernière génération d'émetteurs et de récepteurs.

Ils sont particulièrement adaptés pour équiper les circuits fréquence intermédiaire des matériels professionnels de largeur de bande passante de 50 Hz à 8 kHz.

Des versions pour circuits passe-bande, double bande latérale, bande latérale inférieure et bande latérale supérieure sont disponibles.

Tous ces filtres sont en boîtiers standard de 76 x 27 x 30,5 mm et livrables en quatre impédances différentes.

Ce matériel est conçu pour fonctionner sur les plus sévères conditions d'environnement en conformité avec les dernières spécifications des services des Postes et Télécommunications. En complément à cette gamme de matériel de haute fiabilité, MARCONI propose un large choix de filtres spéciaux dont la plupart sont disponibles dans la gamme VHF.

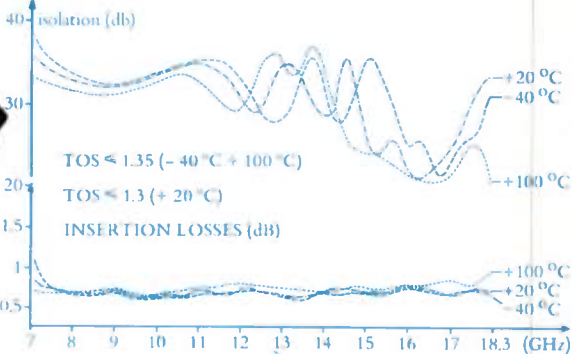
mi MARCONI INSTRUMENTS

32, avenue des Ecoles - 91600 Savigny sur Orge - France
Tél : 996 03 86 - Téléc 600541



LTT Osel

a new range of
high performances
multioctave isolators
2-18.3GHz



LTT multi-octave isolators.
This new type of isolator is based on a non-reciprocal edge mode propagating in a three-plate structure with an appropriately shaped central conductor.
Although the main interest of these new isolators resides in their very broad bandwidth, they also offer excellent properties regarding :

- insertion losses (< 1 dB typically)

- Isolation (> 20 dB typically)
- temperature derating (-40°C to +100 °C typically)

LTT proposes 12 types of OSEL isolators completely covering the 2 to 18.3 GHz frequency range and a device operating in the 225 to 400 MHz band.
They can be used in many applications such as: broadband measurement equipments, counter-measurements etc.
These devices can be fitted with DC block connectors

	Type number	Frequency range	at room temperature			in temperature range			dimensions mm	weight g	temperature range °C
			insertion losses db	Typical isolation db	VSWR all ports	max insertion losses db	min isolation db	max VSWR all ports			
very broad bandwidth	F 30078	225 400 MHz	2.2	15	1.35	2.5	10	1.40	90 x 135 x 65	3400	-10 + 70
	F 30022	2 10 GHz	1.5	15	1.25	2	13	1.30	80 x 52 x 30	500	0 + 50
	F 30074	3.5 14 GHz	1	20	1.30	1.4	18	1.35	67 x 33 x 30	250	-40 + 85
	F 30076	7 18 GHz	1	20	1.30	1.3	18	1.35	30 x 24 x 22	70	-40 + 100
	F 30088	3 18 GHz	2	17	1.45	2.2	15	1.50	50 x 35 x 26	180	0 + 50
small insertion losses	F 30022 A	2.5 6 GHz	0.7	20	1.20	1	20	1.20	67 x 33 x 30	500	0 + 50
	F 30079	3.2 11 GHz	0.6	20	1.25	0.7	20	1.30	50 x 35 x 26	180	0 + 50
	F 30075	7 12.4GHz	0.8	20	1.25	1	20	1.25	30 x 24 x 22	80	-40 + 100
	F 30077	9 18.3GHz	0.9	20	1.30	1.2	18	1.35	22 x 19 x 19	50	-40 + 100
high isolation	F 30114	2 4 GHz	1.2	35	1.22	1.2	30	1.25	80 x 52 x 30	500	0 + 50
	F 30115	4 8 GHz	0.7	30	1.25	0.8	30	1.25	50 x 35 x 26	180	0 + 50
	F 30116	8 12.4GHz	0.8	35	1.25	0.9	30	1.25	30 x 24 x 22	80	-40 + 100



89, rue de la Faisanderie 75782 Paris Cedex 16 télex 620356 Gralifil Paris tél. 504.45.50
Please send me more information on the "Osel" multi-octave isolator type number:

name _____ address _____

title _____ city _____

company _____ state _____ zip _____

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

oe magazine**oe magazine****oe magazine****oe magazine**409 **Courrier des lecteurs**416 **Télex**419 **Événement**425 **Informations générales**425 **Télécommunications**427 **Composants**430 **Mesure et instrumentation**430 **Informatique**433 **Nouvelles économiques**437 **Nouveautés techniques**449 **Livres reçus****Article de synthèse - Télécommunications**

Les radiocommunications sont de plus en plus menacées par le développement des télécommunications et par celui d'activités industrielles et scientifiques qui viennent polluer l'éther.

453 **Protection et défense des radiocommunications.**

J. P. POITEVIN

Filtres

Dans les systèmes de télécommunications analogiques modernes, la fonction de filtrage en fréquence joue un rôle fondamental, aussi, de nombreuses technologies s'affrontent telles celles mettant en œuvre des résonateurs piézoélectriques, des dispositifs à ondes de surface, des composants passifs LRC, des dispositifs mécaniques, etc.

458 **Filtre à quartz 2,5 MHz pour multiplex téléphonique 12 voies.**

J. KERBOULL

464 **Transducteurs composites pour application aux filtres électromécaniques.**

C. BRÉMON, G. VILLELA et C. DUCHET

470 **Un transducteur magnétostrictif miniaturisé.**

D. BEAUDET

475 **Application des structures monolithiques à quartz au filtrage de la voie téléphonique dans les systèmes analogiques.**

R. LEFÈVRE

482 **Filtres électromécaniques développés au Japon. 2^e partie : filtres électromécaniques de voie.**KEN-ICHI SAWAMOTO, TAKESHI YANO, KAZOU YAKUWA, YASUO KOH
et MASASHI KONNO**Circuits logiques**488 **Utilisation de l'inhibition pour la matérialisation de fonctions logiques à l'aide de portes et — non, ou — non et ou — exclusif.**Z. LOTFI, M^{lle} D. DUBUS et A. TOSSER**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. BREDÀ.

Comité de l'Onde Électrique

Président : Y. ANGEL, Professeur au CNAM.

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

Comité de lecture

Président : G. PAYET, PTT (Tél. 638.40.69).

l'onde électriqueVoir conditions d'abonnement
France et Étranger,
3^e de couverture.Index des annonceurs,
3^e de couverture.© 1978, 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

oe magazine

oe magazine

oe magazine

- 409 Letters
- 416 Telex
- 419 Events
- 425 Moving around

- 425 Telecommunications
- 427 Components
- 430 Instrumentation
- 430 Computers

- 433 Economical news
- 437 Technical news
- 449 Books received

Telecommunication

Radiocommunications are more and more jeopardized by their development of telecommunications and by the growth of industrial and scientific activities which induce more and more spectrum pollution.

- 453 The protection of radiocommunications.

J. P. POITEVIN

Filters

In modern analog telecommunication systems, filtering is a fundamental function. So, many filtering technologies are competing, Xtal, SAW, LRC filtering, mechanical devices, etc.

- 458 2,5 MHz crystal filters for a 12 channel multiplex telephony system.

J. KERBOULL

- 464 Single crystal-metal composite transducer for electromechanical filter devices.

C. BRÉMON, G. VILLELA and C. DUCHET

- 470 Miniaturized magnetostrictive transducer.

D. BEAUDET

- 475 Application of monolithic quartz crystal to the voice channel filter in analog systems.

R. LEFÈVRE

- 482 Electromechanical filters developed in Japan. Part 2 : Channel EM filters (in english).

KEN-ICHI SAWAMOTO, TAKESHI YANO, KAZOU YAKUWA, YASUO KOH and MASASHI KONNO

Logic circuits

- 488 Implementing inhibition to build logical functions in NAND, NOR and XOR gates.

Z. LOTFI, M^{lle} D. DUBUS and A. TOSSER

EDITORIAL MATTERS

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

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. 638.40.69).

Subscription: 3th cover.

Published monthly (except July and August)
by Masson et Cie,
120, bd Saint-Germain, Paris, France.
Annual subscription price : 235 F.
Second-class postage paid
at Jamaica, N.Y. 11431
Air freight and mailing in the U.S.
by Publications Expediting, Inc.
200 Meachan Ave., Elmont, N.Y. 11003.

ADVERTISING

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

Michel J. LEROY, Advertising Director.
Alain BUISSON, Advertising Manager.
Telephone : 329.21.60.

Representative for Great Britain :

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

© 1978, Masson, Paris
Published monthly

oe COURRIER DES LECTEURS

Pour les biens internationaux :

- SITELESC (Syndicat des Industries de Tubes Electroniques et de Semiconducteurs) ;
- SYCEP (Syndicat des Industries de Composants Electroniques passifs).

A cette liste, il convient d'ajouter un autre syndicat, le SFICE (Syndicat des Fournisseurs pour l'Industrie des Composants Electroniques) qui adhère au GIEL en qualité de membre associé.

Sur le plan de son organisation, le GIEL comporte :

- un Conseil d'Administration réunissant les Présidents des Syndicats membres actifs et quelques personnalités de l'Industrie Electronique.
- un Secrétariat Général ;
- un service d'Etudes Economiques ;
- un service «Colloques».

Adresse : Groupement des Industries Electroniques GIEL) - 11, rue Hamelin, 75783 Paris cedex 16 - Tél. 505.14.27). Télex : Sycelec 611045 F.

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.



JOURNÉES D'ÉLECTRONIQUE 1978

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE
DE LAUSANNE - SUISSE
10 ET 11 OCTOBRE 1978

" L'ÉLECTRONIQUE, L'HOMME ET LA SOCIÉTÉ "

Ces Journées seront consacrées à une analyse critique de l'influence de l'électronique sur l'homme et la société actuelle, et à une évaluation prospective de son rôle à l'aube du XXI^e siècle. Les apports des spécialistes seront enrichis par des débats prévus à la fin de chaque conférence.

SESSION A (mardi 10)

Évolution et possibilités actuelles de l'électronique
Électronique, économie et industrie
Électronique et moyens d'information
L'électronique et le consommateur
Électronique et santé publique

SESSION B (mercredi 11)

Contexte technologique de l'an 2000
La microélectronique
Les télécommunications
L'informatique
L'automatique

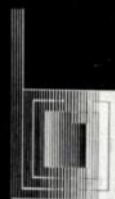
RENSEIGNEMENTS

Secrétariat des Journées d'électronique
École polytechnique fédérale de Lausanne
16, Chemin de Bellerive
CH-1007 Lausanne, Suisse. Tél. (021) 47.26.24

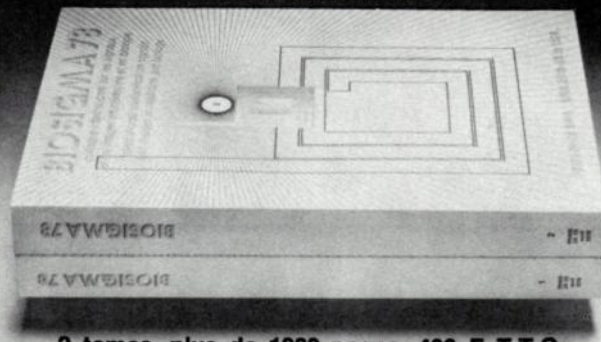
Service Lecteur : inscrivez le n° 606

BIOSIGMA 78

colloque international sur les signaux
et les images en médecine et en biologie



PARIS 24-28 avril 1978



2 tomes, plus de 1000 pages, 400 F T.T.C.
Textes complets de toutes les conférences
présentées au colloque
Format 21 x 29,7 cm

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

Service Lecteur : inscrivez le n° 607



NOUVEAU

SE 7000 LARGE BANDE

Il y a deux ans, EMI présentait le SE 7000 A, premier Enregistreur Analogique portable 8 vitesses, de 7 à 42 voies, dont les caractéristiques restent incontestées. Aujourd'hui, le nouvel ENREGISTREUR MAGNETIQUE PORTABLE SE 7000 M, constitue une extension de la gamme 7000 A. Le SE 7000 M enregistre sur 7 à 14 voies, des phénomènes compris dans des fréquences allant jusqu'à 2 MHz en direct, 500 KHz en FM. (Standard IRIG, Bande large, Groupe II).



En enregistrement digital (PCM) la densité atteinte est de 30 Kbp.

Son module de calibration interne éliminant tout appareil externe pour la mise en oeuvre, ses huit vitesses équipées de filtres ou égaliseurs, ses possibilités de monitoring à l'arrêt ainsi que son chemin de bande en font un appareil sans rival.

Le SE 7000 M dispose des qualités reconnues du 7000 A, dont de nombreuses installations sont aujourd'hui opérationnelles en France. Il bénéficie de la Haute Technicité et de l'Expérience du GROUPE EUROPEEN EMI.

De plus, ce matériel est assuré de l'efficacité du support logistique d'EMI TECHNOLOGY.

Pour une information immédiate, n'hésitez pas à contacter:

EMI TECHNOLOGY.

SE 7000 M: Le seul appareil portable large bande comportant un calibrateur incorporé, permettant un contrôle avant enregistrement.



EMI Technology

EMI Technology S.A.

38, rue de la République

93100 Montreuil

Telephone : 365.00.42 Telex : EMITEC 212786 F



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

INFORMATIONS GÉNÉRALES

Au cours du premier trimestre de 1978, la **CIT-Alcatel** a réalisé un chiffre d'affaires hors taxes de 780 MF (+ 12,6 %) à structure comparable. Le chiffre d'affaires consolidé du groupe CIT-Alcatel s'établit pour la même période à 1 281 MF (+ 11,2 % à structure comparable).

En 1977, la société **Jeumont-Schneider** a réalisé un chiffre d'affaires hors taxes de 1 789 MF (+ 10,1 %) et un bénéfice net de 20,7 MF.

Au cours du premier trimestre de 1978, le groupe **Thomson** a réalisé un chiffre d'affaires hors-taxes consolidé de 4 969,2 MF (+ 5,8 %) dont la ventilation par secteur d'activité est la suivante :

- électronique professionnelle : 2 294,2 MF (+ 2,65 %) ;
- biens de consommation durables : 1 233,8 MF (+ 0,4 %) ;
- ingénierie et service : 142,3 MF (+ 40,9 %) ;
- biens d'équipements électromécaniques : 404,4 MF (- 3,9 %) ;
- activités médicales : 388,3 MF (- 3,1 %) ;
- lampes et éclairage : 248,2 MF (- 1,2 %).

TÉLÉCOMMUNICATIONS

La société britannique **Blick National Systems** spécialisée dans la fabrication de systèmes de recherches de personnes, de systèmes d'alarme et de sonorisation, a pris le contrôle à 70 % de la firme britannique **Callbuoy Electronics**. Callbuoy Electronics fabrique essentiellement des radiotéléphones pour services radioélectriques privés.

Les deux premiers centraux téléphoniques temporels E 10 fournis par la **CIT-Alcatel** à l'île Maurice ont été récemment mis en service. Ces équipements sont situés à Rose-Hill (capacité : 4 500 abonnés locaux, 2 500 abonnés distants) et à Floreal (2 500 abonnés locaux). Rappelons que l'ensemble du réseau temporel de l'île qui sera opérationnel à la fin de cette année, comportera 15 000 lignes. L'île Maurice est le 5^e pays à avoir choisi le système E 10 après la France, la Pologne, le Maroc et Malte.

Un accord industriel et technique a été conclu entre les deux firmes concernées pour la fabrication sous licence par **Decca Communications Ltd** des équipements de radiocommunications de la firme américaine **Granger Associates**. Decca fabriquera notamment des récepteurs à BLU ainsi que des émetteurs de 1 et de 5 kW de puissance.

L'Administration des Télécommunications de la Zambie a octroyé un contrat d'un montant de 6 M\$ à **LM Ericsson**, pour la fourniture et l'installation d'ici à la fin de 1980 de centraux téléphoniques du type «crossbar».

L'Eastern Airlines a octroyé un contrat à **Racal-Milgo** pour la fourniture d'un système de contrôle-gestion de réseau, modèle System 200 destiné à la surveillance et à l'optimisation du réseau de réservation de l'Eastern. Cette commande inclut la fourniture de 300 modems 24 LSI et 36 modems 96 MM.

Les deux sociétés américaines **Rapifax Corporation** (Fairfield, NJ) et **Dacom Inc** (Santa Clara, Californie) ont fusionné en une nouvelle société baptisée **Rapicom Inc** (Fairfield, NJ). Notons que Rapicom exercera ses activités dans le domaine de la télécopie rapide et également dans le secteur des télécommunications avancées.

Le Ministère du Tourisme et de l'Information du Venezuela a octroyé un contrat d'un montant de 0,8 M\$ à **RCA Broadcast** pour la fourniture de 2 émetteurs de télévision de 30 et de 35 kW.

La Télévision de la Corée du Sud a octroyé un contrat d'un montant de 4,5 M\$ à **RCA Broadcast Systems** pour la fourniture de 14 caméras couleur TK 760, 7 caméras portables TK 76, 7 magnétoscopes TR 600 et 7 magnétoscopes portables HR 1020.

Dans le cadre du projet d'étude des faibles rayonnements X des étoiles, **Exosat** de l'Agence Spatiale Européenne, un contrat d'un montant de 0,365 M\$ a été attribué au **Sira Institute** (GB) pour le développement et la fabrication des modèles de vol des détecteurs de rayons X utilisés dans les télescopes à faible énergie.

L'Office des Postes et Télécommunications de la Côte d'Ivoire a octroyé un contrat à la **Société Française des Téléphones Ericsson**, du groupe Thomson-CSF, pour la fourniture et l'installation de 4 centraux téléphoniques urbains et l'extension de la capacité de 5 autres centraux déjà fournis par cette société. Cette commande porte à 35 le nombre de centraux téléphoniques commandés à la Société Française des Téléphones Ericsson depuis 1977.

Les télécommunications Internationales du Tchad ont octroyé à la **Société Française des Téléphones Ericsson**, du groupe Thomson-CSF, un contrat pour la fourniture d'équipements de commutation téléphonique automatique internationale destinés à relier par satellite le Tchad à la France.

Sterno Ltd filiale britannique du groupe norvégien du même nom, fournira à l'Abu Dhabi des équipements de radiocommunications mobiles (stations fixes CFQ 600; stations mobiles CQM 600 et stations portables CQP 800). Le montant de la commande s'établit à 0,1 M\$.

La Chine a conclu un accord avec la France et l'Allemagne Fédérale portant sur l'utilisation du satellite de télécommunica-

tions **Symphonie** stationné au-dessus de l'Océan Indien. Selon les termes de cet accord, la Chine est autorisée à utiliser ce satellite pour l'acheminement à l'intérieur du pays de programmes de radio et de télévision et conversations téléphoniques à moyen de 3 ou 4 stations terriennes de fabrication chinoise. Cet accord est entré en vigueur au mois de mai dernier.

COMPOSANTS

L'**American Components Inc** (USA) vient de mettre en service en Autriche une unité de production de résistance de précision.

General Instrument Microelectronics introduit deux mémoires mortes statiques réalisées en technologie MOS à canal N et dont la capacité est de 32 K bits. Ces dispositifs qui portent les références RO-3-9332 B et RO-3-93320 ont des temps d'accès respectifs de 450 et de 350 ns.

Motorola fait son entrée sur le marché des amplificateurs opérationnels de technologie BI-TEC (Bipolaire-Transistor à Effet de Champ) en présentant les circuits LF 155, 156 et 157 réalisés en seconde source sans qu'il y ait eu accord, de National Semiconductor. Par ailleurs, Motorola s'apprête à introduire d'autres amplificateurs opérationnels BI-TEC de sa propre conception.

Le fabricant japonais de composants électroniques passifs à base de céramique **Murata Manufacturing**, a constitué une filiale commerciale en Allemagne Fédérale sous le nom de **Murata Europe GmbH** (capital 0,3 M de DM ; Duisburger Strasse 125 Düsseldorf).

National Semiconductor vient de mettre en production le microprocesseur à 16 bits modèle INS 8900. Ce dispositif présent en boîtier DIL à 40 broches et réalisé en technologie MOS à canal N, fonctionne avec des formats de mot de 8 et 16 bits et il a un système de 45 types d'instructions.

Le fabricant américain de circuits intégrés **Nitron** qui était précédemment filiale de Mac Donnel Douglas, est devenu filiale du groupe américain Nanon Electronic dont le capital est détenu à raison de 18 % par Mac Donnel Douglas. Nitron, dont le chiffre d'affaires en 1977 avait été de 7 M\$, est spécialisée dans la fabrication de mémoires vives et mortes MOS à canal N et de compteurs à décades.

INFORMATIQUE

Un accord de coopération technique en matière d'ordinateurs a été conclu entre **Hitachi** (J) et **I.C.L.** (GB). Rappelons qu'un accord plus large s'étendant aux domaines industriel et commercial a été récemment signé entre Fujitsu (J) et Siemens (D. Féd.).



L'AUTOTEST

le système de contrôle automatique de cartes câblées

Catalogue **mi** 78 - en Français - sur demande au service-lecteurs

mi **MARCONI INSTRUMENTS**

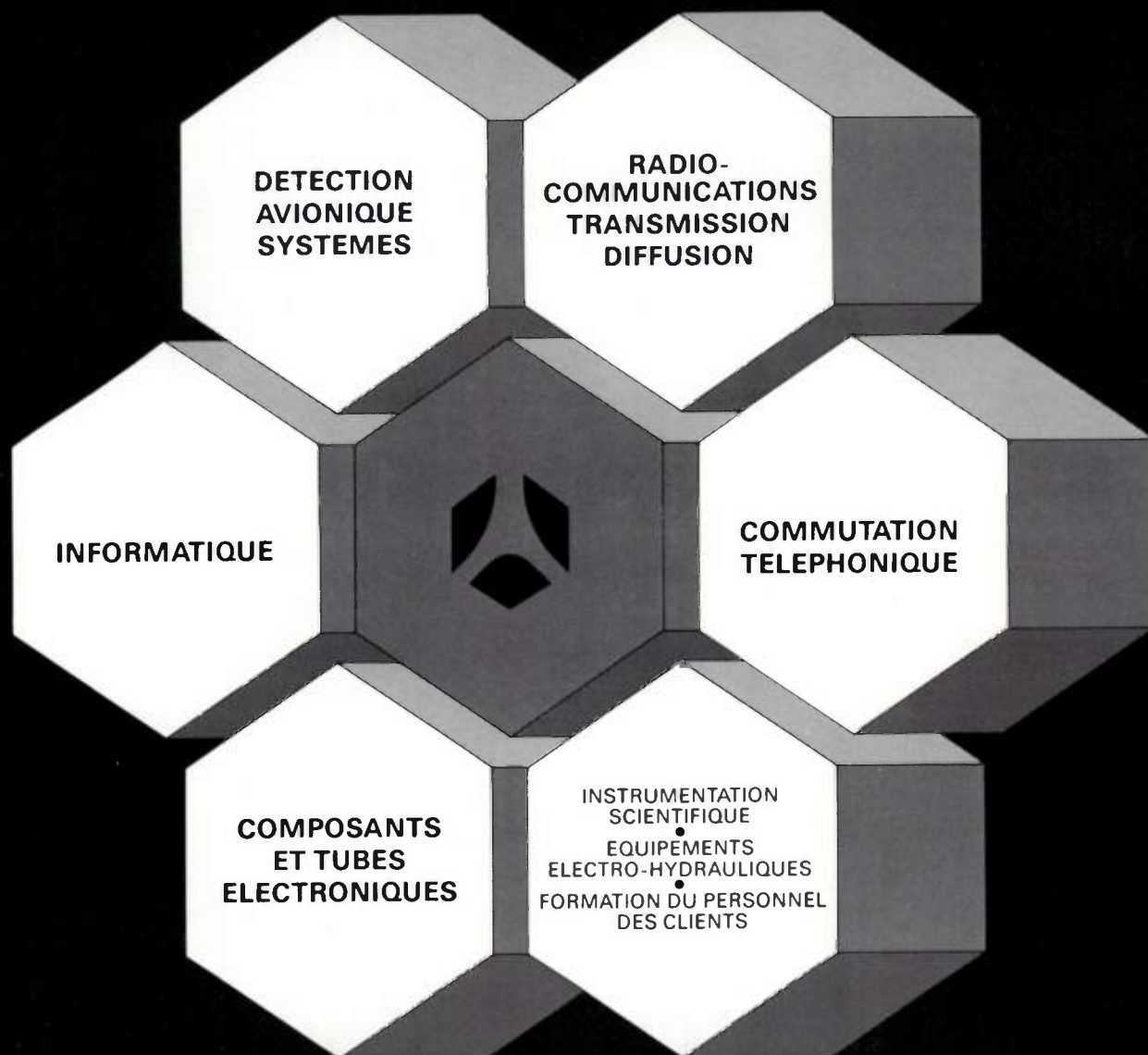
Marconi Instruments • 32 avenue des Ecoles • 91600 Savigny-sur-Orge • France • Tél : 996.03.86 • Télex : 600541 F
Toulon (83) : Dimel • Tél : (15.94) 41.49.63 • **Rennes (35) : Soredia** • Tél : (16.99) 50.50.29

Marconi Instruments Limited • Longacres • St. Albans • Hertfordshire • Angleterre AL4 0JN • Tel: (0727) 59292 • Telex: 23350

Marconi Electronics Inc • 100 Stonehurst Court • Northvale • New Jersey 07647 USA • Tél: (201) 767-7250 • Twx: 710-991-9752

Marconi Messtechnik GmbH • 8000 München 21 Jörgstrasse 74 • R.F.A. • Tel: (089) 58 20 41 • Telex: 5 212642

Membre du Groupe GEC - Marconi Electronics



THOMSON-CSF

•
LMT – Le Matériel Téléphonique

•
LTT – Lignes Télégraphiques et Téléphoniques

•
Société Française des Téléphones Ericsson

Un ensemble de dimension internationale



THOMSON-CSF

23, RUE DE COURCELLES / B.P. 96-08 / 75362 PARIS CEDEX 08 / FRANCE
TÉL. : (1) 256 52.52



ÉVÉNEMENT

L'avenir des petits autocommutateurs électroniques privés

Les autocommutateurs privés de petite capacité connaissent depuis quelques années d'importants développements liés à l'introduction des techniques de commutation électronique. Aussi, la S.E.E. a-t-elle organisé le 17 mai dernier, une demi-journée d'étude consacrée à ces équipements et qui a réuni de très nombreux participants.

Inventé il y a un siècle environ, le téléphone a connu un développement considérable et est incontestablement devenu un élément fondamental de la vie économique et sociale du monde moderne.

Deux grandes étapes techniques jalonnent l'histoire du téléphone : l'automatisation et «l'électronisation».

L'automatisation introduite au cours des années 30, a rendu l'usage du téléphone simple et pratique et a largement contribué au développement du parc téléphonique.

L'électronisation

L'introduction des techniques électroniques est beaucoup plus récente et apporte essentiellement une contribution qualitative au niveau de l'utilisateur. Elle permet la mise en place de services supplémentaires tels le renvoi de ligne, les conférences téléphoniques, la numérotation abrégée, le maintien et la répétition d'appel, le rappel automatique.

Pendant de longues décennies alors que l'emploi de l'électronique s'étendait aux télécommunications, le secteur de la commutation a été le royaume des techniques électromécaniques donnant souvent à ces équipements un aspect quelque peu archaïque.

Les progrès de l'électronique et de l'informatique ont progressivement rendu possible la substitution de certains organes électromécaniques complexes par des ensembles électroniques mieux adaptés et plus fiables. Ainsi, les enregistreurs qui sont les organes logiques de traitement des appels dans les autocommutateurs électromécaniques peuvent être avantageusement remplacés par des ordinateurs ou des calculateurs câblés. Ces ordinateurs sont également susceptibles de prendre en compte d'autres tâches qu'il n'était pas possible de confier à des dispositifs électroméca-

niques, comme la maintenance des équipements ou la surveillance du trafic. La substitution par l'électronique peut aussi s'étendre à d'autres éléments des autocommutateurs, mais pour le concepteur de systèmes, cette démarche ne peut constituer qu'une phase intermédiaire, le but final étant le développement de systèmes électroniques spécifiques.

Les fabricants et les exploitants de systèmes de commutation se tournent de plus en plus vers les techniques électroniques utilisant à la fois les progrès de l'informatique et ceux des transmissions et conçoivent des systèmes de commutation utilisant les techniques temporelles en MIC ou MIA (Modulation d'Impulsions en Amplitude) et même plus récemment vers les techniques fréquentielles. Les autocommutateurs temporels sont de plus en plus employés dans tous les secteurs de l'exploitation téléphonique, les autocommutateurs fréquentiels n'en sont encore qu'au stade de l'étude.



Poste d'opératrice du système Jistel 30 de Jeumont - Schneider.

Le vocable commutation électronique recouvre donc un ensemble de techniques présentant des différences fondamentales mais qui toutes mettent en œuvre des ordinateurs. Pour les usagers, la commutation électronique apporte des possibilités nouvelles et une plus grande facilité d'utilisation.

La commutation privée

Parallèlement, l'évolution technique a également touché le secteur de la commutation privée. La présence d'autocommutateurs privés au sein des entreprises représente pour l'utilisateur et l'exploitant du réseau public de nombreux avantages.

Pour l'exploitant du réseau public, elle permet une utilisation rationnelle du réseau dans la mesure où un nombre limité de lignes publiques peut desservir un grand nombre d'utilisateurs. Sur le plan de la taxation l'exploitant perçoit une taxe spéciale qui



Poste d'opératrice du système Telic 2505 classe B dont le modèle classe A est dérivé.



Poste d'opératrice du système SAT modèle Telcom 100

(Doc. SAT)

dépend en général de la taille de l'installation privée.

Pour les entreprises, les autocommutateurs privés constituent un moyen de communication intérieure incomparable et permettent en principe de mettre le téléphone à la disposition d'un grand nombre d'employés.

Avec l'apparition des systèmes de commutation électronique privés, les entreprises peuvent dorénavant disposer de services supplémentaires avant même que ceux-ci soient introduits sur le réseau public. En effet, de nombreux services supplémentaires peuvent être mis en œuvre au niveau de l'équipement d'abonné (cf. OE février 1977, p. 85). Or, en raison des infrastructures existantes, la pénétration des autocommutateurs électroniques sur le réseau public est relativement lente et différenciée. Lorsqu'il s'agit de créer un nouveau central, l'électronique s'impose, mais lorsqu'il s'agit de

modifier une installation électromécanique récente, le problème est plus délicat.

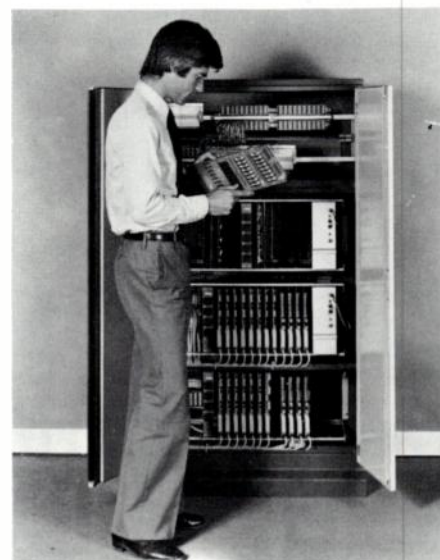
Parmi les autocommutateurs électroniques privés on distingue, en général, deux catégories d'équipements ; les gros systèmes dont la capacité est supérieure à 100 postes et les petits systèmes qui desservent moins de 100 postes. Cette distinction n'est pas totalement arbitraire, car elle tient compte des différences techniques très importantes.

Les gros autocommutateurs électroniques privés

D'une manière générale, les gros autocommutateurs électroniques privés, tout comme leurs homologues électromécaniques, sont directement dérivés des systèmes publics. C'est la raison essentielle, pour laquelle les autocommutateurs ont été les pre-

miers à être mis au point et à être commercialisés. Leur architecture est très voisine de celle des systèmes publics et ils disposent, en principe, pour des raisons de sécurité, d'unités de calcul en double. Notons également que ces systèmes sont très vulnérables aux perturbations qui affectent le réseau d'alimentation électrique et que des dispositions particulières sont prises pour en réduire les effets.

Ces autocommutateurs ont été introduits sur le marché au début des années 70 et connaissent depuis un développement important. Leur prix est plus élevé que celui des équipements électromécaniques de même capacité mais les services qu'ils procurent ne sont pas comparables. Il faut ajouter que la différence de prix n'est pas très importante et que le surcoût lié à l'électronique est mieux absorbé par les utilisateurs. Dans la plupart des cas, c'est le fabricant qui assure l'installation et la maintenance de ses équipements.



Autocommutateur Unimat 4040 de la CGC

Les petits autocommutateurs électroniques privés

Les petits autocommutateurs électroniques privés ne sont pas dérivés des gros systèmes car leur prix de revient serait alors beaucoup trop élevé et leur marché très restreint. De fait, ces systèmes ne sont que très récemment apparus sur le marché.

Ces équipements ont une architecture propre qui utilise au mieux les progrès récents réalisés dans le secteur de la microélectronique. Ils font appel à un ou plusieurs microprocesseurs standards ou spécifiques et leurs unités de calcul ne sont pas doublées. Il existe une abondante variété d'architectures offrant des solutions originales et leur logiciel d'exploitation est très complet.



Poste d'opératrice de l'autocommutateur Péritel V

Autocommutateurs électroniques privés de petite capacité agréés ou en cours de procédure d'agrément auprès des P. T. T.

Constructeur	Modèle	Nombre de postes d'opératrice	Nombre de lignes de réseau	Nombre de postes intérieurs	Réseau de commutation	Unité de commande	Agrément auprès des P. T. T.	Origine
Ericsson	P 10	1	6	24	MOSC-4 fils	8080	en cours	CIT-CITEL
C.G.C.T.	Unimat 4010	1	8	32	MOSC	8080	en cours	
Peritel	PER. III	1	11	56	M I A	9900	en cours	
Telic	2505 cl. A	2	16	76	Thyristor	8080	1977	
Jeumont	Jistel 95	2	14	78	M I A	Z 80	en cours	
Peritel	PER. V	2	16	96	M I A	Spécifique	en cours	SAT-ORIS 100
S.A.F.A.A.	GTD 120	2	28	120	M I A	Spécifique	en cours	GTE
C.G.C.T.	Unimat 4050	2	32	128	MOSC	8080	1977	
Ericsson	P 30	2	20	109	Thyristor	8080	1977	
		3	44	228			en cours	
A.O.I.P.	STAT 200	2	28	192	M I A	Spécifique	1977	
Jeumont	Jistel 243	3	32	208	M I A	Z 80	en cours	
S.A.T.	Telecom 140	3	40	400	Delta	Spécifique	en cours	D.T.S.

MIA : modulation d'impulsions en amplitude
MOSC : MOS complémentaire



Console d'opératrice du système P30 de la Société Française des Téléphones Ericsson.

Ces autocommutateurs offrent les mêmes services aux utilisateurs que les gros systèmes électroniques privés. Le marché des autocommutateurs électroniques privés est beaucoup plus vaste que celui des gros systèmes, tou-

tefois, leur commercialisation, leur installation et leur maintenance posent d'importants problèmes qui risquent de constituer un frein à leur développement rapide. Jusqu'à présent, en effet, la plupart de petits autocommutateurs électromécaniques privés étaient commercialisés en France par l'intermédiaire d'installateurs qui dominaient parfaitement la technique des systèmes qu'ils proposaient. La commercialisation, l'installation et la maintenance des systèmes électroniques nécessitent des compétences totalement différentes et qui sont très difficiles à acquérir rapidement. Les installateurs se heurtent à des problèmes considérables, en face desquels ils sont quelque peu désarmés, et de ce fait ils doivent investir pour acquérir ces compétences. Par ailleurs, les constructeurs ont investi des sommes importantes au niveau de la maintenance sur les plans du matériel et du logiciel et souhaitent amortir ces dépenses, en les in-

cluant dans le prix de revient. Ils doivent également tenir compte de l'obsolescence rapide des composants microélectroniques ce qui constitue un facteur de surcoût assez substantiel. Les constructeurs, s'ils désirent utiliser les services des installateurs doivent également assurer leur formation. Ils peuvent aussi constituer leur propre réseau commercial. Enfin, l'Administration des P.T.T. peut également assurer les services commerciaux et techniques nécessaires à l'implantation de ces équipements. Ainsi, malgré l'attrait incontestable que présentent les petits autocommutateurs électroniques privés, la généralisation de leur utilisation pose d'importants problèmes commerciaux d'origine technique. Le succès commercial de ces équipements dépendra de la nature des solutions qui seront apportées à ces problèmes.

D. HALPERN

3e Forum mondial des télécommunications

GENÈVE 23-26 SEPTEMBRE 1979

Le 3e Forum Mondial des Télécommunications aura lieu à Genève du 23 au 26 septembre 1979, dans le cadre de la manifestation quadriennale de l'Union Internationale des Télécommunications, Télécom 79, sous le patronage de nombreuses associations, dont la S.E.E. Ce forum, en réalité congrès international à caractère technique et scientifique, aura pour thème général "l'Intégration du Réseau Mondial des Télécommunications". La date de clôture pour les propositions de communication a été fixée au 30 septembre 1978.

Renseignements et envoi des résumés : M. W.G. Wolter : Forum Mondial des Télécommunications U.I.T.; Place des Nations. CH 1211 Genève 20 (Suisse).

Les rumeurs sont fondées.

**TERADYNE
PRESENTE
SON SYSTEME
DETEST
DE CARTES
A CIRCUITS LSI.**



Peut-être avez-vous entendu murmurer qu'un nouveau système de test TERADYNE existait. Un système avec toutes les possibilités nécessaires pour tester les cartes d'aujourd'hui.

Un système qui a la vitesse et la capacité pour prendre pratiquement n'importe quel type de cartes, quelle que soit sa complexité.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

TERADYNE

11 bis rue Roquépine, 75008 Paris - Tél. 073 16-98

I.S.C. FRANCE

présente

— CERMETEK

- circuits spéciaux pour modems
- commandes d'horloge et interfaces
- filtres actifs hybrides et intégrés

— CONSUMER MICROCIRCUITS LTD

- détecteurs de fréquence
- générateurs de fréquence
- codeur/décodeur delta PMOS et CMOS
- appel sélectif 3 tons et 5 tons

— HUGHES MICROELECTRONICS

- compteur/décompteur 3 1/2 et 4 1/2 décades
- synthétiseur de fréquence
- commande d'affichage LCD
- microprocesseur 8 bits CMOS
- condensateur au tantale gélifié
- connecteurs professionnels pour câbles

— LSI COMPUTER SYSTEMS

- compteurs décompteurs 6 et 8 décades
- commande d'affichage LCD
- diviseurs par 5, 6, 50, 60, 3 000 et 3 600

— TELARIS

- générateurs double ton multifréquence
- détecteurs double ton multifréquence
- multiplexeurs et commutateurs analogiques
- claviers pour téléphonie

— TELEDYNE SEMICONDUCTOR

- convertisseurs A/D CMOS
- convertisseurs tension fréquence CMOS/BIPOLAIRE
- transistors JFET
- diodes Zener à haute performance
- circuits intégrés HINIL à haute immunité au bruit

27 RUE YVES KERMEN - 92100 BOULOGNE - TELEX : 250030 - TEL. : 004 52 75 +



INFORMATIONS GÉNÉRALES

En 1977, **Cutler Hammer Inc** a réalisé un chiffre d'affaires de 516,95 M\$ (+ 15,5 %) et un bénéfice net de 23,99 M\$ (+ 30,1 %).

Au cours du premier trimestre de 1978, **ITT** a réalisé un chiffre d'affaires consolidé de 4,3 milliards de \$ (+ 13,2 %) et un bénéfice net de 157 M\$ (+ 9,6 %).

Au cours du premier trimestre de 1978, la société **Matra** a réalisé un chiffre d'affaires de 424,6 MF (- 9,4 %) dont 256,2 MF pour les activités militaires (- 21,9 %), 47,3 MF pour les activités spatiales (- 22,6 %), 103,8 pour l'activité automobile (+ 66,1 %) et 17,3 pour les autres activités (+ 0,9 %).

Toshiba fournira aux Postes de Finlande un système de tri automatique de courrier.

En 1977, **Watkins-Johnson** a réalisé un chiffre d'affaires de 90,07 M\$ (+ 25,1 %) et un bénéfice net de 5,44 M\$ (+ 19,3 %).



TÉLÉCOMMUNICATIONS

DANS LES USINES

Un accord a été conclu entre la société anglaise **Aston Electronic Developments Ltd** et la firme française **Unitel** pour le développement commun de sources et de décodeurs de télétexte bi-standard (Antiope/Titan - Ceefax/Oracle/Viewdata). Cet accord porte également sur la représentation réciproque des matériels de télétexte existants.

La firme américaine **Eigen** a présenté une nouvelle version améliorée de son système à vidéodisque professionnel couleur, baptisé Chroma II. Ce modèle «20 secondes», présente des rapports signal à bruit améliorés et sera disponible en version NTSC, PAL et SECAM.

Philips introduit deux nouveaux autocommutateurs électroniques de messages et de données spécialement conçus pour l'équipement des aéroports où ils réalisent toutes les fonctions nécessaires à la transmission de messages destinés aux aéronefs (informations météorologiques, plan de vol, etc.). Ces équipements portent les références AEROPP I et II.

Philips Telecommunications en collaboration avec la Televerket, Administration suédoise des télécommunications, a développé sous la référence 8 TR 342, un système permettant la transmission d'un maximum de 6 programmes de télévision en couleur à 6 MHz sur les systèmes de transmission conformes aux recommandations du CCITT.

COMMANDES ET CONTRATS

Un accord commercial réciproque a été conclu en matière de magnétoscopes de radiodiffusion entre les sociétés **Ampex** et **Philips**. Cet accord concerne les modèles /PR 2 et VPR 20 d'Ampex et le modèle 14 de Philips.

Cables and Wireless (GB) installera une station terrienne de télécommunications par satellite à Gibraltar. Le montant de la commande s'établit à 1 M\$.

Le groupement d'entreprises espagnoles AGE CONTROL, SAINCO, OPT ESPANOLA, a octroyé un contrat à la **CETT** (Compagnie Européenne de Télétransmission) du groupe Thomson-CSF pour la fourniture d'un système de télétransmission pour la conduite et la sécurité de fonctionnement d'un oléoduc de 230 km de long appartenant à la CAMPSA.

La **CIT-Alcatel** fournira à la Fédération Nationale du Crédit Agricole (F) des modems et leurs matériels annexes destinés à équiper 21 caisses régionales. Le marché porte sur une gamme de modems de 1200 à 4800 bits/s et des émetteurs-récepteurs en bande de base à 19,2 K bits/s.



Poste téléphonique universel à microprocesseur permettant l'introduction de services supplémentaires au niveau de l'abonné. (Doc. Siemens)

La **CIT-Alcatel** a fourni à la Banque Nationale de Paris un autocommutateur temporel privé Citedis (4000 postes dont 500 à fort trafic 340 lignes de réseau et 15 pupitres d'opératrice).

La **CIT-Alcatel** a fourni le central téléphonique privé qui dessert le métro de Lyon. Cet équipement de type Crossbar a une capacité initiale de 300 postes et 800 directions.

Comtech Laboratories fournira à la Libye des stations de radiocommunications à diffusion troposphérique pour un montant de 7,5 M\$.

Cable and Wireless (GB) a octroyé un contrat d'un montant de 0,85 M\$ à **Comtech Telecommunications Corporation** pour la fourniture d'une station terrienne de télé-

communication au standard B de l'Intelsat destinée à être installée à Belize (Territoire britannique situé en Amérique Centrale).

La Pologne a octroyé un contrat d'un montant de 0,96 M\$ à la division AIL de **Cutler-Hammer**, pour la fourniture d'un système de contrôle du trafic aérien comprenant un radar secondaire de surveillance et le système de visualisation associé. Ce système sera installé aux environs de Varsovie.

L'Embratel, Administration des télécommunications du Brésil, a octroyé un contrat d'un montant de 0,32 M\$ à la division PAC-TEL de **PA International Management and Consultants** (GB) pour la réalisation d'une étude portant sur les besoins futurs du Brésil en matière de transmission de données.

L'URSS a octroyé un contrat d'un montant de 512 000 à la société **EMI** (GB) pour la fourniture de systèmes de câbles de télévision destinés à la retransmission des Jeux Olympiques de Moscou.

L'US Army Electronics Command a octroyé un contrat d'un montant de 10,6 M\$ à **Fairchild Camera and Instrument Corporation** pour la fourniture de 50 ensembles de modification destinés aux systèmes de contre-mesures AN/GLQ-3.

GEC Telecommunications fournira à la Hong-Kong Telephone Company des postes téléphoniques à pré-paiement pour un montant de 0,2 M\$.

A la suite d'un appel d'offres international l'Administration des télécommunications de Singapour a octroyé un contrat d'un montant de 87 M\$ à **Hitachi** pour la fourniture et l'installation sur 4 ans, de centraux téléphoniques à commutation spatiale, D 10, totalisant 0,4 M de lignes.

L'ITT North Electric fournira à la New Ulm Tel, société américaine exploitante de téléphones, un autocommutateur téléphonique numérique mixte local-interurbain de la classe 4-5 et de 9100 lignes de capacité.

Le Post Office britannique a octroyé un contrat d'un montant de 2 M\$ à **Marconi Communication Systems**, pour la fourniture de modems modèle U 1106, destinés au réseau Datal 200.

La Marine Royale des Pays-Bas a octroyé un contrat supplémentaire d'un montant de 4 M£ à **Marconi Communications Systems Ltd** pour l'équipement en systèmes de transmission de 4 frégates. Ce contrat complète une commande analogue d'un montant de 8 M£.

La Shell Grande-Bretagne a octroyé un contrat d'un montant de 0,3 M£ à **Marconi Communication Systems Ltd** pour la fourniture et l'installation d'un système de télécommunications entre plate formes pétrolières maritimes. Cette commande fait suite à un contrat de 1,3 M£ qui prévoyait la fourniture et l'installation d'un réseau de télécommunications destiné à relier ces plate-formes aux îles britanniques.

Le Ministère de la Défense britannique a octroyé un contrat à **Marconi Space and Defence Systems** pour l'étude d'un système de vision nocturne destiné à équiper des véhicules télécommandés.

L'Agence Spatiale Européenne a octroyé un contrat d'un montant de 75 M£ au consortium européen **MESH** conduit par la British Aerospace Dynamics pour la réalisation de 2 satellites de télécommunications ECS et de 2 satellites de télécommunications maritimes MAROTS B. Le consortium MESH comprend les firmes suivantes : British Aerospace Dynamics (GB), Matra (F) ERNO (D Fédérale), Fokker-VFW (NL), INTA (SP). Les principaux contractants pour la charge utile de ECS et de MAROTS sont respectivement le groupe AEG-Telefunken (DF), Selenia (I) et Marconi Space and Defence Systems (GB).

L'Intelsat a octroyé un contrat d'un montant de 0,165 M\$ à la **Nippon Electric Company** pour la fourniture d'un régénérateur d'ondes à 6 GHz embarqué destiné à équiper les répéteurs de satellite de télécommunication.

La Canadian Cablesystems Ltée (CND) a octroyé un contrat d'un montant de 0,4 M\$ à **Philips Electronics Ltée**, filiale canadienne du groupe néerlandais, pour la fourniture d'équipements de production de télévision en couleur destinés à la télédistribution de programmes par câbles. Parmi ces équipements commandés, on note plusieurs caméras couleur.

La République Fédérale d'Allemagne a octroyé un contrat d'un montant de 34 M\$ à **Raytheon Company** pour la fourniture, l'installation et la maintenance d'un système de contrôle du trafic aérien modèle DERD-MC. Quatre centres primaires seront équipés de ce système : Breme, Düsseldorf, Frankfurt/Main, Munich. Siemens sera le sous-traitant principal du système pour un montant de 9 M\$.

L'US Navy a octroyé un contrat d'un montant de 18,7 M\$ à **RCA** pour la fourniture d'un satellite de navigation maritime NOVA.

L'US Navy a octroyé un contrat d'un montant de 226 M\$ à **RCA Missile and Surface Radar** pour la production du sys-

tème d'armes AEGIS destiné aux destroyers de la classe DDG-47.

L'US Army a octroyé un contrat d'un montant de 7,1 M\$ à la division Collins Radio de **Rockwell International** pour la conception et le développement des émetteurs-récepteurs portables tactiques à saut de fréquence Singcars V. Le précédent contrat concernant cet équipement avait été attribué en avril dernier à Marconi.

Selon les termes d'un accord d'une durée de 2 ans, **Scientific Atlanta** fournira à la Continental Satellite Corporation, 30 stations terriennes de télécommunications par satellite.

Siemens fournira au Canada un autocommutateur électronique de Télec de 1750 lignes, modèle EDX, qui sera installé à Calgary.

La Standard Telephones and Cables, filiale britannique de l'ITT fournira et installera le 3^e câble sous-marin qui reliera la Grande-Bretagne à l'Espagne (800 km, 15 répéteurs, 45 MHz, 4140 circuits). Il est à noter que chacun des répéteurs sera équipé de 8 transistors plans au silicium d'un nouveau modèle baptisé type 40.

Le Ministère de la Défense britannique a octroyé un contrat à **La Standard Telephones and Cables**, filiale de l'ITT, pour la mise au point et la fourniture d'un système de transmission par fibres optiques à 256, 512 et 2048 K bits/s.

Dans le cadre du projet panarabe du réseau de télécommunication devant relier le Proche-Orient à l'Europe, le Syrian Telecommunication Establishment a octroyé un contrat d'un montant de 1,2 M\$ à la firme italienne **Telettra** pour la fourniture, l'installation, la maintenance pendant un an, d'une liaison à faisceaux hertziens entre Alep (Syrie) et Duredudag (Turquie) ainsi que la formation de personnels. Cette liaison comportera des émetteurs-récepteurs à 4 GHz et à 1800 voies, des systèmes multiplex à répartition de fréquence, des systèmes de télécommande et de télésurveillance, des antennes et des pilônes.

VIE DES SOCIÉTÉS ET RÉSULTATS FINANCIERS

Selon les termes d'un accord de principe récemment conclu, la General Dynamics va racheter pour un montant de 41,3 M\$ l'**American Telecommunications Corporation** (ATC). ATC dont le principal actionnaire est Fujitsu fabrique des autocommutateurs temporels privés ; General Dynamics dispose également d'une filiale de production de matériels de commutation nommée **Stromberg-Carlson** qui enregistre actuellement des pertes.

Au cours du premier semestre de l'exercice fiscal qui sera clos au 31 juillet 1978, **International Video Corporation** (IVC) a réalisé un chiffre d'affaires de 5,449 M\$ (— 43,9 %)

et un bénéfice net de 0,505 M\$ (pertes 3,08 M\$).

Au cours du premier semestre de l'exercice fiscal qui sera clos au 30 juin 1978, **Scientific Atlanta** a réalisé un chiffre d'affaires de 30,72 M\$ (+ 29,1 %) et un bénéfice net de 1,56 M\$ (+ 28,9 %).

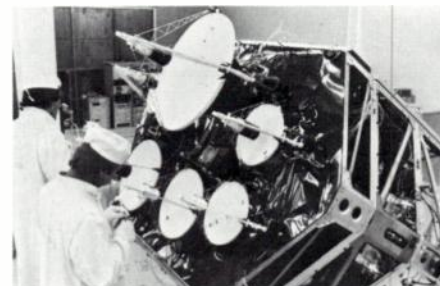
La société américaine Storage Technology Corporation (Louisville, Colorado) a constitué une nouvelle filiale manufacturière sous le nom de **STC Communications Corporation** qui sera plus particulièrement chargée de la fabrication de systèmes multiplex à faible capacité tel le COM 2.

Télédiffusion de France (TDF) et la Société Française de Production et de Création Audiovisuelle (SFP) ont constitué sous le nom de **Télédiffusion Internationale** (TDI) un groupement d'intérêt économique destiné à répondre aux demandes de fourniture et de conseil émanant de l'étranger en matière de radio-télévision (TDI : 10, rue Oradour sur-Glane, 75015 Paris).

Bell and Howell a acquis le département matériels et équipements vidéo de la firme américaine **TeleMatron Inc.**

DIVERS

Après plus de 5 années de service, le satellite de télédétection des ressources terrestres **Landsat I** a été retiré du service par la NASA alors que son fonctionnement demeure satisfaisant. Rappelons qu'il y a actuellement deux satellites analogues en orbite, le Landsat II et III respectivement lancés en 1975 et 1978.



OTS, premier satellite de télécommunication de l'ASE. Intégration du modèle de qualification par MATRA à Toulouse (F).

Le premier satellite de télécommunications de l'Agence Spatiale Européenne **OTS-2** a été lancé et mis à poste avec succès au début du mois de mai dernier. Divers incidents au niveau du lanceur Delta 391 avaient, à plusieurs reprises, retardé ce lancement.

La **RCA Alaska Communications Inc** a engagé une action en justice contre l'Aleyska Pipeline Service Co demandant à cette dernière firme un dédommagement d'un montant de 26 M\$. RCA a, en effet, réalisé pour le compte de l'Aleyska un système de télécommunications spécial à microondes long d'un oléoduc de 1300 km de long e

laska ; le coût initial du projet était estimé 23,2 M\$ or à la suite de modifications demandées par l'Aleyska, de difficultés imprévues et de l'inflation, le coût réel de ce système s'élève à 49,6 M\$. Rappelons que Aleyska est un consortium de 8 compagnies pétrolières auquel appartient l'oléoduc aversant l'Alaska.

Si la Federal Communications Commission des Etats-Unis l'autorise, des essais de transmission de données par satellite à très haute vitesse devraient avoir lieu cet été entre les laboratoires de la Comsat situés à Gaithersburg (USA) et les laboratoires d'IBM situés à Gaudes (France) via le satellite franco-allemand **Symphonie**.

L'organisation de l'Aviation Civile Internationale vient de sélectionner le système d'atterrissage aux instruments qui doit remplacer le LS (Instrument Landing System) à partir de 1995. Il s'agit du système microonde à faisceau battant baptisé **TRSB** (Time Reference Scanning Beam) et développé aux Etats-Unis par Texas Instruments et Bendix Corporation. Seule, la Grande-Bretagne par l'intermédiaire de Plessey proposait un système concurrent, le MLS (Microwave Landing System).

Le nouveau système à câble coaxial de 2700 voies de capacité entre Sarrebruck (D. Fédérale) et Forbach a été mis en service par la Deutsche Bundespost.

Le système de télétexte japonais CAPTAIN (Character, Pattern and Information Network) entrera en service au mois de mai 1979. Il permet la retransmission de 3000 idéogrammes différents et à une mémoire de 64 K bits contre 8 K bits pour le Viewdata. L'investissement japonais est estimé à 4,5 M\$.

Le satellite expérimental japonais de télédiffusion BSE a été lancé avec succès le 8 avril dernier.

PRODUITS RÉCENTS

Atec : taxateur de communications téléphoniques sur réseau public et sortant d'un auto-commutateur privé électromécanique (poste appelant et transféré, numéro appelé, heures de début et de fin de conversation, date, nombre d'unités de taxation imputées, dérangements récapitulation sélective des données enregistrées) modèle Taxatec. [6535]

A and W Electronic Company : compositeur automatique de numéro téléphonique à mémoire avec répétition automatique d'appel, modèle Auto-Busy-Dialer. [6536]

General DataComm Industries Inc. : multiplexeur par division de fréquence (capacité 6 voies, vitesse 50 à 72 000 bits/s) modèle TDM 1203. [6537]

— appareil identique au TDM 1203 mais 16 voies, modèle TDM 1205. [6538]

Racal : antenne log-périodique pour ondes métriques, modèle MA 751. [6539]

— enregistreur-lecteur de messages vocaux d'alarme à cassette, modèle Callstore. [6540]

Siemens : système de saisie de données de maintenance pour le contrôle et la surveillance à distance de 100 centraux téléphoniques au maximum, modèle MDSC. [6541]

Telefonbau und Normalzeit : autocommutateurs temporels privés de petite capacité (3, 5, 8 ou 10 lignes réseau ; 25, 50 et 100 postes) série 4030. [6542]

oe

COMPOSANTS

DANS LES USINES

La firme israélienne **ELRON** a décidé de lancer dans la fabrication de fibres optiques. Ces fibres seront uniquement proposées à l'exportation.

L'**English Electric Valve** (EEV) a acquis Witham (GB) une usine de circuits intégrés qui appartenait précédemment à Marconi. Cette unité a une superficie de 10 000 m² et recevra une partie de la production des usines d'EEV de Chelmsford et de Maldon. EEV et Marconi font partie du groupe GEC.

Un accord d'échange croisé de brevets en matière de dispositifs à semiconducteurs a été conclu entre **Fairchild** et **Thomson-CSF**. D'autre part, Fairchild renonce moyennant une indemnité aux poursuites engagées contre Thomson-CSF depuis 1974 et qui concernent la technologie Planar.

General Instrument Corporation a développé pour le compte du Post Office britannique un circuit intégré complexe Codex 11C à une voie. Ce circuit réalise le codage-écodage selon la loi A du CCITT ou la loi de la Bell ; il porte la référence A1-3-9900.

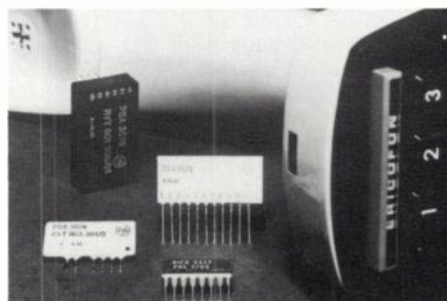
General Instrument Corporation introduit sous la référence AY-3-8760 A, un circuit intégré complexe destiné à la réalisation de jeux télévisuels du type «motard acrobatique».

GenRad a acquis auprès de la société américaine Omnicom, la licence de vente

et de fabrication de l'appareil portatif de test et d'analyse des défauts sur cartes imprimées modèle 2225.

GTE Sylvania introduit une série de tubes cathodiques destinés à l'affichage de données et à diagonale de 10 ; 12 ; 15 ; 17 ; 20 et 23".

La construction de l'usine de production de circuits intégrés MOS Complémentaire à grille de silicium de **Harris Semiconductor** située à Melbourne, a récemment été achevée. Cette usine très automatisée pourra traiter des tranches de 4". L'investissement total est estimé à 7,5 M\$.



Composants RIFA utilisés dans le poste téléphonique Ericofon 700 de LM Ericsson.

Un accord de coopération technique croisée a été conclu entre **IBM** et **Intel** selon les termes duquel IBM est autorisé à utiliser l'architecture et les logiciels des systèmes Intel MCS 48 et UPI-41. En échange, Intel accède à tous les brevets IBM en matière de mémoires à bulles.

National Semiconductor s'apprête à introduire sous la référence DP 8350, un circuit intégré complexe réalisé en technologie bipolaire et destiné à la réalisation de consoles alphanumériques à écran cathodique. Ce circuit, présenté en boîtier DIL à 40 broches, réalise toutes les fonctions nécessaires à la réalisation d'une console : adressage génération des caractères, synchronisation, etc. ; il remplace à lui seul environ 30 circuits intégrés.

OKI Electric a récemment reçu trois systèmes de microlithographie pour circuits intégrés de très grande complexité, fournis par la firme américaine Etec Co. Il s'agit de systèmes à faisceau électronique permettant le traitement des tranches de 4".

Des matériaux spéciaux ont été mis au point dans le Laboratoire de Recherches de **Philips** (Eindhoven, NL) pour la réalisation de mémoires à bulles magnétiques. Ces matériaux permettent d'obtenir des vitesses de déplacement des bulles de 30 à 100 fois plus rapides que celles obtenues dans les matériaux connus jusqu'à présent.

Le Gouvernement de la Corée du Sud a autorisé la firme locale **Samsung Electron Devices Co** à fabriquer des tubes image couleur à partir d'une licence japonaise de la Nippon Electric Company. Une usine sera donc construite en Corée du Sud et aura une capacité annuelle initiale de production de 0,5 de tubes par an. C'est la première firme de Corée à produire des tubes. Samsung Electron Devices dont le capital est détenu à 50 % par Samsung Electronics, à 40 % par la Nippon Electric Company et à 10 % par Sumitomo Shoji aura à payer 1,75 M\$

par tube fabriqué à la Nippon Electric Company au titre de droits de licence. La verrerie de ces tubes sera fabriquée par Samsung Corning qui est une filiale commune de Samsung et de Corning. Les premiers tubes sortiront des chaînes de fabrication à la fin de 1978.

Le rythme de production de dispositifs à ondes acoustiques de surface pour téléviseurs a été porté chez **Siemens** à 0,1 M de dispositifs/mois.

L'usine située à Taiwan de la firme japonaise **TDK** a commencé la production de ferrites destinées à la confection d'aimants permanents de haut-parleurs. La capacité mensuelle initiale est de 100 tonnes.

La société française **Tekelec-Airtronic** vient de créer un département «composants grand public».

Zilog introduit un microprocesseur à 16 bits baptisé Z 8000.

COMMANDES ET CONTRATS

Selon les termes d'un accord d'une durée de 2 ans signé entre les deux firmes, **Corning Glass Works** fournira à la Canstar Communications Ltd (CND) du groupe Canada Wire, des fibres optiques de haute qualité (4 à 10 dB d'atténuation linéique ; bande passante : 200 à 1000 MHz). Cet accord porte sur une longueur maximale de 20 000 km.

Dumont, filiale américaine de Thomson-CSF fournira des tubes à rayons cathodiques destinés au viseur «tête haute» de l'avion de combat F 16. Rappelons que la fourniture totale de ces tubes est également partagée entre Dumont et Rank Tubes Ltd.

Le Ministre des Télécommunications britannique a octroyé un contrat à **General Instrument Corporation** pour l'étude et le développement de circuits intégrés MOS spécifiques destinés au système de télétexte britannique Viewdata. Rappelons que la mise en service de Viewdata est prévue pour l'année 1979.

La **Nippon Electric Company** fournira à la République Populaire de Chine 0,2 M de tubes image noir et blanc de 30 cm de diagonale.

La société britannique **Rank Tubes Ltd** fournira les tubes à rayons cathodiques destinés à équiper le viseur «tête haute» de l'avion américain F 16 (cf. cette même rubrique : Dumont).

VIE DES SOCIÉTÉS ET RÉSULTATS FINANCIERS

Selon les termes d'un accord de principe récemment conclu, Cutler Hammer, Inc doit acquérir la firme américaine **Addington Laboratories Inc** spécialisée dans la fabrication de composants et de sous-ensembles micro-ondes et dont le chiffre d'affaires en 1977 a été de 6 M\$.

Le capital d'**Advanced Micro Devices SA** (France) du groupe Siemens, a été porté de 100 000 à 200 000 F.

Au cours du premier semestre de l'exercice fiscal qui sera clos au 30 juin 1978, **California Microwave** a réalisé un chiffre d'affaires de 16,5 M\$ (+ 29,9 %) et un bénéfice net de 0,882 M\$ (+ 41,2 %).

Le groupe britannique Rcal Electronics a constitué une nouvelle filiale spécialisée dans la fabrication d'antennes de télécommunications : **Rcal Antennas Ltd** (Hardley Industrial Estate, Hythe, Southampton, Hampshire, S 04 6 ZH).

Rcal Electronics a constitué un nouveau groupe opérationnel baptisé **Rcal Microelectronics Ltd** qui aura pour principale mission la conception et la fabrication de circuits intégrés spécifiques complexes et de grande complexité destinés à équiper les produits fabriqués par Rcal.

La division **Sanders** de Marconi Instruments a changé de nom et est devenue la division «**Microwave Products**».

Au cours du premier trimestre de 1978, **Siliconix** a réalisé un chiffre d'affaires de 8,7 M\$ (+ 31,8 %) et un bénéfice net de 626 937 M\$ (+ 83,1 %).

Le gouvernement japonais a autorisé la firme TDK (J) à céder à Fairchild Camera and Instrument la part du capital qu'elle détenait dans le capital de la filiale japonaise commune **TDK-Fairchild**. TDK-Fairchild, créée en 1972, avait à l'origine pour objet l'implantation d'une usine de fabrication de dispositifs à semiconducteurs au Japon et la vente de circuits intégrés, or aucune usine n'a pu être implantée à cause de l'opposition de Fairchild.

PRODUITS RÉCENTS

Analog Devices : cartes d'interface entrées-sorties analogiques pour microordinateur à 16 bits modèle TM 990/100 de Texas Instruments

4 sorties analogiques + 8 sorties logiques de puissance, modèle RTI 1242 ; [6543]

8 sorties analogiques + 8 sorties logiques de puissance, modèle RTI 1243 ; [6544]

32 entrées analogiques unipolaires ou 16 entrées différentielles, modèles RTI 1240R, 1240S ; [6545]

mêmes fonctions que le RTI 1240 + 2 sorties numériques, modèles RTI 1241 R et 1241 S. [6546]

— amplificateur opérationnel monolithique à faible tension de décalage (< 25 μ V) et à faible courant de polarisation (1 mA) modèle AD 517. [6547]

— convertisseurs N-A bipolaires sur 8 bits à multiplication sur deux quadrants et dont la précision est de 1 %, modèles AD 1408 et 1508. [6548]

Ateliers FM : commutateurs au pas de 8 et 10 mm, modèles CS 800 et 850. [6549]

— commutateurs de codage modulaires à 2 poussoirs modèles DP 100. [6550]



Bendix : système portable de test de cartes logiques (TTL-MOSC, jusqu'à 256 broches) modèle 9070. [6651]

Bulgin : commutateurs de sécurité encastrables à clé, série S 686. [6652]

— cordons secteur aux normes CEE 7 série P 615 et 616. [6653]

— alimentation stabilisée (réseau 220 V c 50 à 400 Hz ; 12 V sous 100 mA) modèle EPS 12100. [6654]

Burr Brown : multiplieurs-diviseurs à haute précision (0,5 à 1 % selon les versions) série 4214. [6655]

— carte d'entrée analogique pour microprocesseur à 8 bits (8080 ; 8048 ; Z 80 ; SC MP) ou miniordinateurs (PDP 8, 11, NOVA ECLIPSE) modèle MP 22. [6656]

— convertisseur tension-fréquence et fréquence-tension à haute précision, modèles VFC 32 et VFC 42. [6657]



Callex : modules électroniques pour balance électronique incorporant l'alimentation, pont de mesure, le convertisseur tension-fréquence et l'amplificateur de mesure modèles 166 et 167. [6658]

Cherry : roue codeuse subminiature modèle T 50. [6659]

— roue codeuse subminiature (15 mm de hauteur et 7,62 mm de largeur). [6660]

— claviers alphanumériques avec électrode de codage ASC II à 128 caractères modèle B 70-05 AB. [6661]

SGS : réseaux de résistances en couche épaisse en boîtier SIL. [6562]

— résistances de puissance (10 à 300 W ; 1 mΩ à 86 K Ω) série HS. [6563]

Thomeric : clavier alphanumérique. [6564]

SI : convertisseurs synchro-numérique CD (± 180° ; 50-1 200 Hz) série 168 C. [6565]

TC : TEC-V haute fréquence (175 MHz ; 5 ; 50 ou 100 W). [6566]

EV : amplificateur à TOP (140 W ; 14-14,5 MHz). [6567]

MM : mémoires vives statiques (4 K mots de 1 bit ; MOS à canal N ; 450 ns ; TTL ; 18 broches) modèle 4044. [6568]

airchild : circuit intégré amplificateur basse fréquence de puissance (8 W sur 2 Ω à 9 V ; boîtier plastique) modèle TDA 2002. [6569]

entron : ponts redresseurs à thyristors (25 A) série B2. [6570]

arris Semiconductor : référence de précision en tension (10 V) modèle HA 1605. [6571]

ewlett Packard : dispositifs d'affichage numérique (rouge ou jaune ; 7,62 et 10,2 mm ; 23 000 μcd par segments sous 20 mA) série HDSP 4030/4130. [6572]



alimentation stabilisée à 3 sorties : 0 à 18 V sous 1 A ; 0 à + 18 V sous 0,2 A et 0 à 18 V sous 0,2 A modèle 6235 A. [6573]

tersil : mémoire morte statique programmable et effaçable par exposition aux rayons ultraviolets (CMOS ; 1 K mot de 4 bits ou 5 K mots de 8 bits, 24 broches) modèles 6603 et 6604. [6574]

mémoire vive dynamique (16 K mots de 1 bit ; MOS à canal N ; 200 et 250 ns ; 18 broches) modèle 7116. [6575]

mémoire vive dynamique (4 K mots de 1 bit, 150, 200 et 250 ns, 16 broches ; sende source de Mostek 4027) modèle 4027. [6576]

amplificateur tampon de puissance (entrée ± 12 V ; sortie ± 30 V sous 2 A) modèle ICL 8063. [6577]

T : réseau de résistances en couche épaisse présentées en boîtier DIL et SIL. [6578]

condensateurs «puce» au tantale (0,1 μF-V ; 100 μF-3 V) série TAC. [6579]



ITT JeanRenaud : touche poussoir miniature modèle MDP. [6580]

ITT-Semiconducteurs : circuit MOSC pour réveil à quartz de 4,19 MHz modèle SAA 3100. [6581]

— transistors complémentaires MOS V (1,5 A/60 V ; TO 202) modèles BD 512 et 522. [6582]

— stabilisateurs de tension fixe (5 à 24 V ; 0,2-0,5 A ; TO 202) série TD 1705 à 1724. [6583]

— diode supprimeuse de transitoires pour la téléphonie modèle ZSY 0,7. [6584]

— diodes zener bidirectionnelles (16 ; 32 ; 62 et 160 V) modèles ZZ 16 à 160. [6585]

— triacs (200-600 V ; 6 et 8 A ; TO 220) série ITT 2500 et 2800. [6586]

— circuits intégrés pour télécommande par rayons infrarouges modèles SAA 1050 et 1051. [6587]

— oscillateur à quartz de 4,19 MHz pour l'automobile pour l'alimentation des pendulettes et des différents organes (clignoteurs ; alarme, etc) modèle SAF 1055. [6588]

KSW Electronics : diodes d'accord à capacité variable (capacité à 3 V : 11 ; 25 ou 29 pF ; rapport de capacité entre 3 et 25 V : 6 à 1 ; Q à 50 MHz ; 300 à 400 ; 0-1 GHz) modèle KV 3101, 3801 et 3802. [6589]



MRC : circulateur isolateur (1,7 à 2,4 GHz ; 1,3 KW ; isolation : 20 dB ; connecteur EIA) modèle C 140. [6590]

NEC : barrette de points fluorescents (101 points) modèle FIP 101 B 8 Y. [6591]

Pacific Cyber Metrix : programmeur vérificateur de mémoires mortes programmables MOSC d'Intersil modèle 660. [6592]

SGS-Ates : régulateur de tension monolithique (2-77 V ; 150 mA) modèle L 146. [6593]

— régulateur de tension monolithique à diodes redresseuses incorporées (5, 12 et 15 V sous 250 mA ; entrée 28 V alternatifs) série L 192. [6594]

— amplificateur à haute fréquence pour la télévision réalisée en technologie hybride (40-900 MHz ; gain : 16 dB ; bruit 5 dB) modèle SH 120/A. [6595]

— amplificateur à basse fréquence (12 W sur 4 Ω ; 14 W ; boîtier Pentawatt) modèle TDA 2030. [6596]

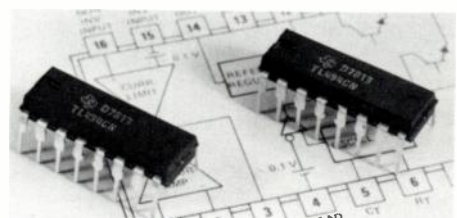


(Doc. ENERTEC)

Schlumberger : système de test de cartes imprimées détectant les défauts électriques simples de circuits, modèle 9280. [6597]

Texas Instruments : circuit intégré pour la commande des mémoires à transfert de charge modèle SN 75363 NE. [6598]

— redresseurs doubles en boîtier TO 220 (100-400 V ; 6 ou 12 A ; anode ou cathode commune) modèles TIR 101, 102, 201, 202. [6599]



— régulateur de tension à rapport cyclique variable pour alimentations à découpage modèle TL 494. [6600]

— circuits intégrés générateur de son pour jeux divers modèle SN 76477 N. [6601]

— mémoire morte programmable et effaçable par exposition aux rayons UV (4 K mots de 8 bits ; 450 ns ; 24 broches) modèle TMS 2532 JL. [6602]

— capteur de température pour la régulation ou la surveillance (— 55 à + 125 °C) modèle TSP 102. [6603]

— détecteur analogique à 5 niveaux modèle TL 489. [6604]

— émetteurs-récepteurs de ligne à 4 éléments : modèles AM 26 S 10 et 26 S 11. [6605]

TRW : convertisseur monolithique A-N vidéo à 8 bits parallèles (temps de conversion 33 ns) modèle TDC 1007 J. [6606]

Vectron : oscillateur ultrastable à quartz (5 MHz ; stabilité : 3.10⁻⁸ par an et 10⁻¹¹ par seconde) modèle CO 206 V. [6607]

oe

MESURE & INSTRUMENTATION

GenRad Inc a introduit ses actions dans le public. Depuis sa création en 1915, la firme américaine qui a porté le nom de General Radio à l'origine, appartenait à un groupe de personnes.

Les organisateurs de l'exposition britannique **IEA** ont décidé de renoncer à l'accord d'alternance à 3 qui liait cette exposition avec Interkama et Mesucora. Rappelons que c'est à la demande de l'IEA que cette alternance avait été instaurée.

La **Northeast Electronics** filiale américaine de la Northern Telecom Ltée, a introduit une nouvelle série de générateurs modulaires de signaux étalons aléatoires MIC. Cette série porte la référence 7046 (North-east Elect. Airport Road, Concord, New Hampshire 03301, USA).

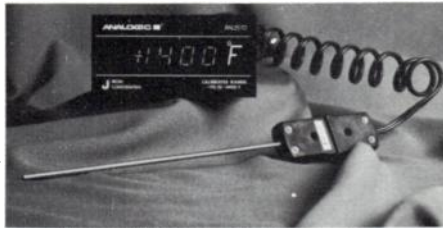
Le système de contrôle automatique centralisé du câble sous-marin Danemark-Norvège 4 a été mis en service. Ce système a été fourni par la firme **Wandel und Goltermann** pour un montant de 0,6 M de DM.

La firme américaine Plantronics Inc a racheté la société américaine **Zehntel Inc** spécialisée dans le secteur des systèmes automatiques de test et dont le chiffre d'affaires annuel est voisin de 6 M\$. Cette opération s'est effectuée par voie d'échange de 500 000 actions ordinaires Plantronics.

PRODUITS RÉCENTS

Aiken Industries : multimètre numérique à 200 000 points et à changement automatique ou manuel de gamme (3 fonctions + 2 fonctions en option) modèle DMM 52. [6608]

— multimètre-compteur à 20 MHz numérique à 40 000 points (6 fonctions) modèle DMC-45. [6609]



Analogic : thermomètre numérique de précision à 2000 points (thermocouples B, E, J, K, R, S, T) modèle AN 2572. [6610]

CEA : dispositif de surveillance de jonctions de transmission de données aux normes V 24 et V 28, modèle DC 1. [6611]



— analyseur de données sur jonctions V 24 et V 28, modèle DCA. [6612]

— écran de visualisation pour l'analyse de données, modèle DCS. [6613]

— appareil de test pour interfaces de transmission de données V 24 et V 28 modèle ITE 2000 B. [6614]

— adaptateur direct de jonctions V 24 et V 28 modèle DCD. [6615]

— indicateur de niveau pour jonction V 24 et V 28, modèle DCIS. [6616]

— dispositif d'enregistrement de données V 24 et V 28. [6617]

Dymar : millivoltmètre analogique à haute fréquence (1 m-10 V ; ondes métriques décimétriques) modèle 2011. [6618]



Farnell : générateur synthétisé de signal (10-520 MHz) modèle SSG-520. [6619]

— indicateurs numériques de tableau 2000 points, série DPM 2. [6620]

Giga Instruments : unité de modulation à préférence à double commande modèle GW 1300. [6621]

Hewlett Packard : banc de mesures sélectif de niveau pour multiplex analogiques jusqu'à 90 MHz, modèle 3747. [6622]

— générateur d'impulsions programmable (10 ns à 990 ms) modèle 8160 A. [6623]

Keithley : commutateur de voie compatible avec l'interface BUS IEC, modèle 7083. [6624]

Tektronix : analyseur portatif de signaux numériques modèle 851. [6625]

Wandel und Goltermann : mesureur de figure numérique pour signaux MIC, modèle PJM-1. [6626]

Wayne-Kerr : appareil pour le test des composants L, R, C, modèle B 424-CA 4. [6627]

Wiltron : appareil de mesure de rapport d'amplitude d'ondes stationnaires (10 MHz à 4,2 GHz) modèle 63N50. [6628]

oe

INFORMATIQUE

COMMANDES ET CONTRATS

Digital Equipment Corporation (DEC) vient de livrer son 100 000ème système informatique. Créé en 1960, DEC avait livré son 50 000ème système en 1975.

PRODUITS RÉCENTS

Calcomp : numériseurs de graphes, série S 600. [6628]

Ghielmetti : lecteur de ruban perforé pour mini-ordinateur avec interface incorporé

(V 24, RS 232, boucle de courant et interfaces pour mini-ordinateurs courants) [6629]

GR-Electronics : terminal alphanumérique de poche avec affichage de 8 caractères alphanumériques (110-300 bauds, interface RS 232 ou boucle de courant ; 128 caractères ASC II). [6630]

ITT : système d'initiation au microprocesseur (microprocesseur 8080), modèle MP Experimenter. [6631]

Logic : numériseur de graphe, modèle 5000. [6632]

M F E : enregistreur-lecteur de cassette, modèle MFE 250 B. [6633]

Sodeco : imprimante alphanumérique miniature (21 colonnes ; 57 caractères différents) modèle PR. [6634]

Sotelem : microprocesseur de poche pour saisie et acquisition de données (capacité 4 K octets), modèle SWP. [6635]

— Minisystème de gestion, de saisie de données, de traitement de texte ou de données graphiques (microprocesseur Z 80, clavier écran cathodique, disquette, imprimant cassette, langages : Basic et assembleur série SWF. [6636]

SWTPC : microordinateur personnel construit autour du microprocesseur 6800 (langage : Basic). [6637]

Choisir le générateur de signaux HP-8640B c'est optimiser vos résultats.

Pureté spectrale, modulation sans distorsion, étalonnage précis sont désormais des caractéristiques standard qui font du HP-8640B le générateur de signaux de la plus haute qualité, assurant la performance de vos récepteurs HF, VHF et UHF.

Plus que jamais, vous avez besoin des caractéristiques exceptionnelles du 8640 pour conserver une place sur le marché des récepteurs. Que ce soit en laboratoire ou en chaîne de production dans la gamme de fréquences 450 kHz à 550 MHz (extensible à 1100 MHz), vous pouvez compter sur la qualité Hewlett-Packard.

Pourquoi attendre pour nous demander de plus amples détails ?

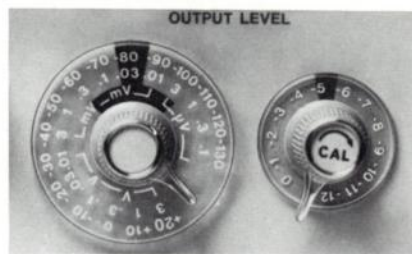
QUALITÉ, CHOIX ET SERVICE
DANS 9 BUREAUX DE VENTE : à Orsay,
Lyon, Toulouse, Rennes, Bordeaux,
Blanc-Mesnil, Villeneuve d'Ascq,
Strasbourg, Aix.

HEWLETT **hp** PACKARD

France : B.P. 70, 91401 Orsay Cedex - Tél. 907 78.25

Maintenant disponible avec encore une meilleure précision de niveau et pureté spectrale.

L'option 005 fournit une précision de ± 1 dB et une meilleure pureté spectrale de 450 kHz à 550 MHz pour le test des récepteurs de la plus haute qualité.



Service Lecteur : inscrivez le n° 613

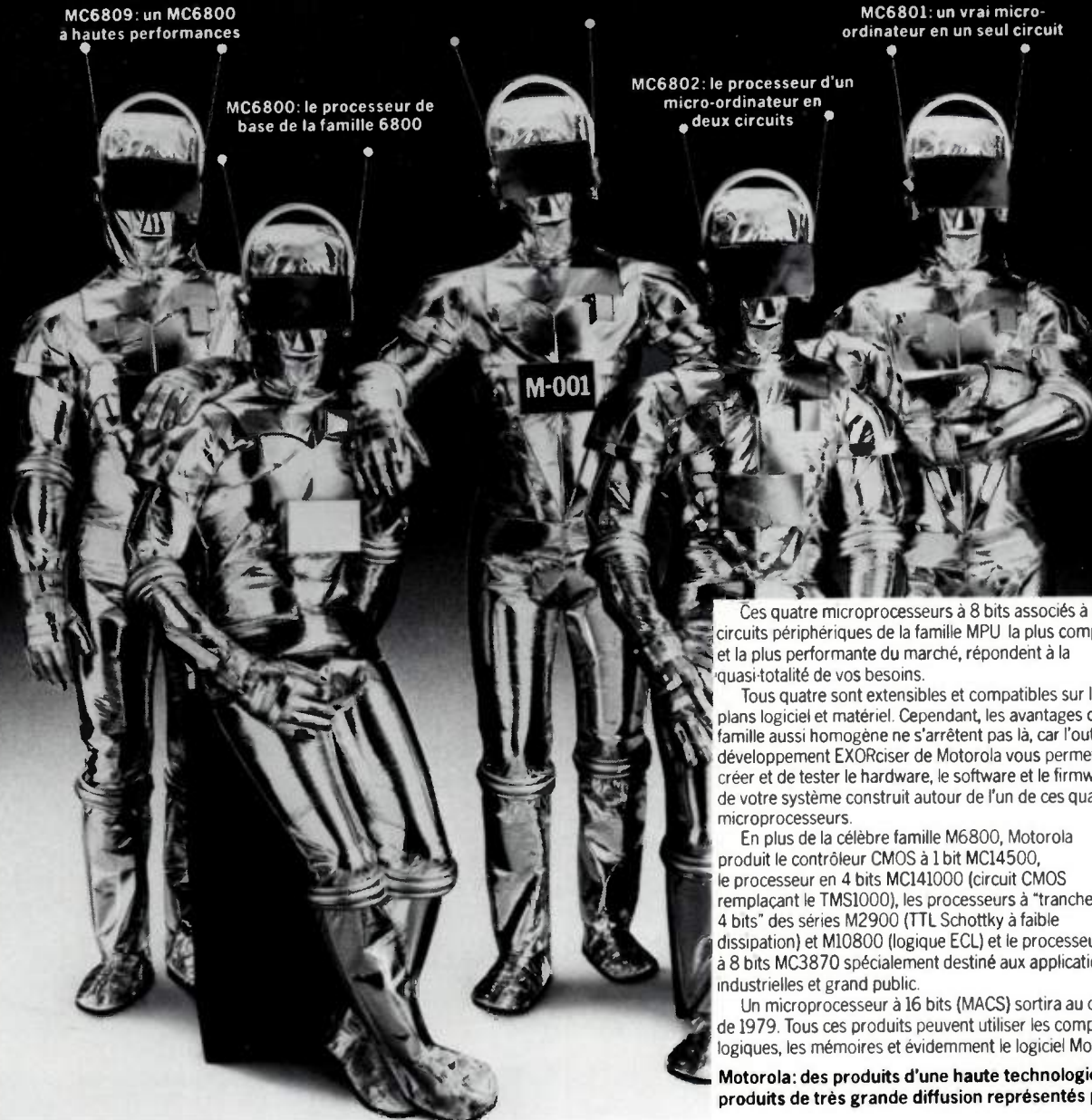
'M-001' vous présente une famille homogène de microprocesseurs pour une plus grande souplesse d'emploi

MC6809: un MC6800 à hautes performances

MC6800: le processeur de base de la famille 6800

MC6802: le processeur d'un micro-ordinateur en deux circuits

MC6801: un vrai micro-ordinateur en un seul circuit



Ces quatre microprocesseurs à 8 bits associés à des circuits périphériques de la famille MPU la plus complète et la plus performante du marché, répondent à la quasi-totalité de vos besoins.

Tous quatre sont extensibles et compatibles sur les plans logiciel et matériel. Cependant, les avantages d'une famille aussi homogène ne s'arrêtent pas là, car l'outil de développement EXORciser de Motorola vous permet de créer et de tester le hardware, le software et le firmware de votre système construit autour de l'un de ces quatre microprocesseurs.

En plus de la célèbre famille M6800, Motorola produit le contrôleur CMOS à 1 bit MC14500, le processeur en 4 bits MC141000 (circuit CMOS remplaçant le TMS1000), les processeurs à "tranches de 4 bits" des séries M2900 (TTL Schottky à faible dissipation) et M10800 (logique ECL) et le processeur à 8 bits MC3870 spécialement destiné aux applications industrielles et grand public.

Un microprocesseur à 16 bits (MACS) sortira au début de 1979. Tous ces produits peuvent utiliser les composants logiques, les mémoires et évidemment le logiciel Motorola.

Motorola: des produits d'une haute technologie, des produits de très grande diffusion représentés par:



MOTOROLA **Semiconducteurs S.A.**

15-17, avenue de Ségur, 75007, Paris. Tél: 551 50 61.

S.C.A.I.B. S.A.,
Département Microprocesseur,
Rungis. Tél: (1) 687 23 13/687 31 36

Ets Gros S.A.,
St-André-lez-Lille. Tél: (20) 51 21 33
Nancy. Tél: (28) 35 17 35
Paris. Tél: (1) 678 27 27

Bellion Electronique,
Brest. Tél: (98) 28 03 03

Société Commerciale Toutelectric,
Toulouse. Tél: (61) 62 11 33

Feutrier Sud-Est,
Saint-Priest-en-Jarez. Tél: (77) 74 67 33

Feutrier Ile-de-France,
Suresnes. Tél: (1) 772 46 46

Celdis S.A.,
Gentilly. Tél: (1) 581 00 20/581 04 69



NOUVELLES ÉCONOMIQUES

CORÉE DU SUD

D'après l'Electronic Industrie Association of Korea (EIAK), la **production totale des industries du secteur de l'électronique** de la Corée du Sud a atteint 1 850 M\$ en 1977. Sur ce total, 1 240 M\$ ont été exportés ; ce chiffre est inférieur aux prévisions en raison de la baisse d'activité enregistrée dans les domaines des montres numériques, des calculatrices électroniques, des téléviseurs et des émetteurs-récepteurs pour services radio-électriques privés. Pour 1978, les prévisions de l'EIAK sont les suivantes :

- production : 2 200 M\$
- exportation : 1 540 M\$

FRANCE

D'après le Ministère de l'Industrie français, le **marché national des circuits intégrés monolithiques** doit évoluer de la manière suivante (en MF courants) :

	Valeur
1977	550
1980	1 000
1982	1 400
1985	2 000

Pour 1979, la ventilation du marché est la suivante (en MF) :

	Circuits bipolaires numériques	Circuits linéaires	Circuits MOS	Total
Marché français en 1977	250	150	150	550
Circuits produits en France	35	165	40	240
Taux de couverture des circuits produits en France (en %)	14 %	110 %	27 %	44 %

GRANDE-BRETAGNE

Nous donnons ci-après l'état de la **balance du commerce extérieur britannique en matière d'équipements de télécommunications** en M\$:

- exportations : 122,9 (+ 5,2 %)
- importations : 48,7 (— 28,5 %)
- excédent : 77,4 (+ 58,9 %)

HONG-KONG

En 1977, les **fabricants d'équipements et de composants électroniques** de Hong-Kong ont réalisé un **chiffre d'affaires à l'exportation** de 688,462 M\$ de Hong-Kong (+ 14,7 %) dont 2938,644 M\$ de Hong-Kong concernent les produits finis (+ 12,2 %) et 1 749,818 M\$ de Hong-Kong les composants (+ 19,1 %). La ventilation de ces chiffres est la suivante :

Exportations de produits finis

Part dans les exportations totales de l'industrie électronique en %

Produits	Valeur en M\$ Hong-Kong	Part dans les exportations totales de l'industrie électronique en %
Radiorécepteurs à transistor	1 807,136 (+ 8,4 %)	38,5
Radioélectrophones à transistor	336,534 (+ 61,2 %)	7,2
Calculateurs électroniques	212,648 (— 40,4 %)	4,5
Magnétophones à cassette	180,086 (+ 39,4 %)	3,8
Magnétophones à bobines	365 (0 en 1976)	≈ 0
Émetteurs-récepteurs	129,565 (+ 3,5 %)	2,8
Appareils de mesure et de contrôle	122,662 (+ 445,7 %)	2,6
Microphones, haut-parleurs, amplificateurs	59,759 (+ 56,5 %)	1,3
Flashes photographiques électroniques	57,049 (+ 48,1 %)	1,2
Appareils de signalisation visuelle ou acoustique	16,692 (+ 5,8 %)	0,4
Équipements de télécommunications	8,003 (— 39,7 %)	0,2
Électrophones à transistors	4,050 (+ 24,41 %)	0,1
Téléviseurs noir et blanc	2,208 (+ 413,5 %)	≈ 0
Téléviseurs couleur	0,899 (— 30,6 %)	≈ 0
Équipements radioélectriques commerciaux	0,883 (— 21,4 %)	≈ 0
Magnétophones de bureau	98 (— 95 %)	≈ 0
Photographie et reprographie	7	≈ 0
Total	2 938,644 (+ 12,2 %)	62,7

Exportations de composants électroniques

Composants et sous-ensembles pour l'informatique	682,817 (+ 616,3 %)	14,6
Transistors	314,055 (+ 9,6 %)	6,7
Circuits intégrés	250,543 (— 5,8 %)	5,3
Composants et sous-ensembles électroniques	166,779 (+ 13,9 %)	3,6
Sous-ensembles pour radiorécepteurs à transistors	114,851 (— 8,8 %)	2,4
Châssis radio	85,277 (+ 86 %)	1,8
Diodes	68,049 (+ 6,3 %)	1,5
Sous-ensembles pour tournedisques et magnétophones	27,302 (+ 76 %)	0,6
Sous-ensembles pour le matériel de bureau	19,964 (+ 81,7 %)	0,4
Condensateurs	10,517 (— 38,1 %)	0,2
Sous-ensembles pour téléviseurs	9,614 (— 60,4 %)	0,2
Tubes électroniques	0	0
Total	1 749,818 (+ 19,1 %)	37,3

JAPON

D'après le Ministère de l'Industrie et du Commerce International du Japon, ce pays a produit en 1977, 30,96 M de calculatrices (– 23,4 %) dont 28,17 M ont été exportés (– 20 %). Les statistiques publiées font apparaître une nette amélioration de la situation en fin d'année puisqu'au mois de décembre, la production s'est établie à 2,75 M d'unités (+ 12,5 %).

En 1977, le Japon aura produit pour environ 200 milliards de yens de circuits intégrés monolithiques (+ 10 %). Voici les principaux chiffres relatifs au **commerce extérieur** de ce pays en matière de **circuits intégrés monolithiques en 1977** :

Exportations :

- Exportations totales de circuits encapsulés : 95,38 M de pièces (+ 71 %) représentant une valeur de 26 796 M de yens (+ 62,7 %).
- Exportations totales de circuits non encapsulés : 4 486 M de yens (– 17,4 %).

Exportations de circuits intégrés encapsulés en M de yens

Pays de destination	1976	1977
U.S.A.	4 910	10 288
Taïwan	3 244	4 754
Corée du Sud	1 906	2 036
Hong-Kong	1 528	2 851
Singapour	969	1 089
Allemagne Fédérale	684	822
France	561	418
Malaisie	454	319
Brésil	372	672
Pays-Bas	285	359
Grande-Bretagne	219	411

Importations

- Importations totales de circuits numériques encapsulés : 119,8 M de pièces (– 25 %) représentant une valeur de 36 521 M de yens (– 22 %).
- Importations totales des autres circuits encapsulés : 18 250 M de pièces (– 2 %) représentant une valeur de 14 679 M de yens (– 8 %).
- Importations totales de circuits intégrés non encapsulés : 4 569 M de yens (+ 25,8 %).

Importations de circuits intégrés numériques encapsulés (en M de yens)

Pays d'origine	1976	1977
U.S.A.	28 130	24 023
Allemagne Fédérale	5 507	6 112
France	4 550	3 072
Philippines	1 412	872
Singapour	928	498

Importations de circuits intégrés non numériques encapsulés (en M de yens)

Pays d'origine	1976	1977
U.S.A.	6 531	8 908
Corée du Sud	3 654	3 244
Philippines	2 037	1 216
Taïwan	1 820	227
Allemagne Fédérale	344	304
Hong-Kong	106	23
Pays-Bas	61	336
Malaisie	154	228

En 1977, le Japon aura produit pour 6026 239 M de yens (+ 3,9 %) d'équipements et de composants électroniques. La ventilation de cette production est la suivante (en M yens) :

Secteurs	M yens
Electronique grand public	2127 805 (– 2,6 %)
Electronique industrielle	2124 157 (+ 13,3 %)
Composants électroniques	1774 277 (+ 1,8 %)
Total	6026 239 (+ 3,9 %)
Composants électroniques	M yens
Composants pour télécommunications par courants porteurs	56 074 (– 2,9 %)
Composants généraux	933 670 (+ 0,4 %)
Tubes électroniques	297 699 (– 0,8 %)
Dispositifs discrets à semiconducteurs	273 420 (+ 6,3 %)
Circuits intégrés monolithiques	189 950 (+ 7,8 %)
Circuits hybrides à couches épaisses	18 367 (+ 17,8 %)
Circuits hybrides à couches minces	5 097 (– 3,2 %)

U.S.A.

Le Département du Commerce des États-Unis a publié un certain nombre de chiffres relatifs au commerce extérieur de ce pays en matière de **composants électroniques** en 1977 (en M\$) :

	Exportations	Importations	Balance
Total composants électroniques	2 665 (+ 6 %)	2 000 (+ 21 %)	665 (– 23 %)
Dont dispositifs à semiconducteurs	1 500 (+ 7 %)	1 350 (+ 22 %)	151 (– 50 %)

Les États-Unis ont importé pour 1 000 M\$ (+ 26 %) de circuits intégrés. La provenance de ces circuits intégrés est la suivante (en M\$ et par ordre d'importance) :

- Malaisie : 247 (+ 4 %)
- Singapour : 230 (+ 8 %)
- Corée du Sud : 170 (+ 38 %)
- Taïwan : 82 (+ 34 %)
- Philippines : 68
- Japon : 40 (+ 110 %)
- Mexico : 40 (– 30 %)
- Hong-Kong : 40 (– 15 %)
- Autres pays : 83

D'une manière générale, le Japon a été en 1977 le principal fournisseur de composants électroniques pour les États-Unis avec 371 M\$ (+ 44 %) tandis que les importations japonaises de composants américains se sont établies à 133 M\$ (– 6 %).

INTERNATIONAL

D'après l'ouvrage «The World's Telephones», entre 1955 et 1975, le parc mondial des téléphones a connu un taux moyen de croissance annuel de 6 %, ce taux étant tombé de 5,9 % en 1975 et 4,9 % en 1977.

Classement des parcs téléphoniques en service par pays (au 1er janvier 1977).	Classement par taux de croissance du parc téléphonique en 1976 (%).
U.S.A. 155 173 000	Chine Nationaliste (Taïpei) 24,9 %
Japon 48 431 414	Corée du Sud 20,1 %
Grande-Bretagne 22 012 304	Brésil 18,3 %
D. Fédérale 21 161 787	U.S.A. 4,1 %
URSS 18 000 000	Classement par densité téléphonique (en nombre de téléphones pour 100 habitants).
France 15 553 798	U.S.A. 71,8
Classement par trafic en milliard d'appels (année 1976).	Suède 68,9
U.S.A. 198	Suisse 63,8
France 34	Canada 60,4
Suède 18	Nouvelle Zélande 52
Grande-Bretagne 15	Danemark 48,9
D. Fédérale 10	La ville présentant la densité téléphonique la plus élevée du monde est Washington avec 145,8 téléphones pour 100 habitants.
Corée du Sud 6	

INTERNATIONAL (suite)

M. W. L. Pritchard de la firme américaine Satellite Systems Engineering, Inc a publié un certain nombre de **prévisions concernant le développement mondial des télécommunications civiles par satellites** dont voici un tableau résumé.

	Nouveaux satellites		Nouvelles stations terriennes	
	Nombre	Valeur en M\$	Nombre	Valeur en M\$
1978	11	240	1 200	315
1979	26	870	1 600	410
1980	15	340	2 200	465
1981	14	320	2 700	500
1982	9	330	3 300	590
1983-1988	69	2 350	15 000	3 200
Total	144	4 450	26 000	5 480

Médailles André BLONDEL de 1978

Le jury du Comité André Blondel a décerné cette année les médailles Blondel à trois chercheurs français : Monsieur Bui Ai, Madame Henaff et Monsieur Michon.

Monsieur Bui Ai de l'Université de Toulouse, a réalisé d'intéressantes études sur le comportement des matériaux isolants et semi-isolants et notamment sur leur vieillissement.

Madame Henaff du Centre National d'Etudes des Télécommunications a porté son intérêt sur les composants électroniques plus particulièrement destinés au traitement du signal en télécommunication.

Monsieur Michon des Laboratoires de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité, effectue d'importants travaux sur les lasers de très haute puissance et les amplificateurs de lumière destinés, en particulier, à la réalisation d'expériences de fusion thermonucléaire contrôlée.

Rappelons que la médaille Blondel récompense des chercheurs français pour la qualité et l'intérêt de leurs travaux dans les domaines de l'électricité et de l'électronique.

La remise des médailles a eu lieu le 18 mai dernier, au cours d'une séance solennelle à laquelle participaient de nombreuses personnalités. Au cours de cette séance, Monsieur Delpech du CNRS a prononcé une très intéressante conférence sur « la fusion thermonucléaire par laser ».

La Direction et la Rédaction de la revue présentent aux lauréats de la médaille Blondel leurs plus sincères félicitations.



PARIS 4-8 SEPTEMBRE 1978

Hôtel Meridien, 81 Boulevard Gouvion St.-Cyr, 75017 Paris, France.

La S.E.E. en collaboration avec l'IEEE, l'EUREL, l'URSI, le GIEL et la Microwave Exhibitions and Publishers Ltd, organise à Paris la **8^e Conférence Européenne sur les Micro-Ondes**.

Les sujets qui seront abordés au cours de cette manifestation sont les suivants :

— Progrès dans les mesures et la métrologie en hyperfréquence; Antennes et réseaux d'antennes; Effets biologiques et applications médicales; Systèmes et sous-systèmes de communications; Acoustique hyperfréquence; Circuits intégrés hyperfréquence; Traitement des signaux hyperfréquence; Tubes hyperfréquence; Applications nouvelles; Composants passifs et ferrites; Propagation guidée; Radiométrie et analyse à distance; Dispositifs à semiconducteurs, technologie et circuits, fiabilité et performances; Composants pour l'Espace; Composants et circuits pour ondes submillimétriques; Électronique dans le domaine du gigabit et dans le domaine de période inférieure à la nanoseconde.

La langue officielle est l'anglais; toutefois, une traduction simultanée en français sera assurée.

Renseignements : M. E. Constant, 8^e Conférence Européenne sur les Micro-Ondes, Université des Sciences et des Techniques, BP 36, 59650 Villeeneuve d'Asq (France). Tél. : (20) 91.92.22.

La distribution des microprocesseurs ?... Notre conception :

- **2 laboratoires d'applications**
à la disposition de notre clientèle.
- **3 ingénieurs d'applications**
prêts à vous accueillir ou à vous rendre visite.
- **2 stocks Paris-Saint-Etienne**
de composants et de systèmes de développement.
- Des séminaires de formation.
- La livraison **sous 48 heures**
de systèmes de développement testés,
et mis en service par nos soins.
- Des documentations **en français**
(manuels d'applications des systèmes d'exploitation,
outils de développement, kit, etc.).
- Une **garantie** supplémentaire :
nous assurons nous-mêmes le service après-vente.
- L'organisation de conférences audio-visuelles
sur les nouveaux produits.
- Un service complet de documentation.

FEUTRIER
SUD - EST

rue des Trois Glorieuses
42270 SAINT-PRIEST-EN-JAREZ
Tél. : 74.67.33 + Téléc 300 021



FEUTRIER
ILE - DE - FRANCE

29, rue Ledru-Rollin
92150 SURESNES - Téléc 610 237
Tél. 772.46.46 (9 lignes groupées)

Distributeur officiel de :



oe

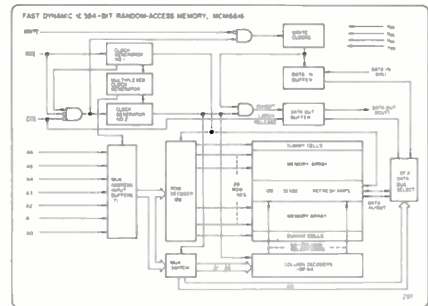
NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

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.

MÉMOIRE VIVE DE 16 K BITS

Motorola modèle MCM 6616

Motorola présente une mémoire vive dynamique de 16 K bits de capacité, et réalisée en technologie MOS à canal N. Cette mémoire utilise des cellules à 1 transistor par bit et son brochage est compatible avec les modèles 4070, 2117 et 4116.



Caractéristiques :

- capacité organisation : 16 K mots de 1 bit ;
- temps d'accès : 200, 250 ou 300 ns selon les versions ;
- entrées compatibles avec la logique TTL ;
- sorties à 3 états compatibles avec la logique TTL ;
- tensions d'alimentation : - 5 ; + 5 et + 12 V (± 10 %) ;
- gamme de température : 0 - 70 °C ;
- présentation boîtier DIL à 16 broches en matière plastique ou en céramique.

MOTOROLA SEMICONDUCTEURS FRANCE, 15, avenue de Ségur, 75007 Paris. (Tél. 551.50.61).

Service lecteur : inscrivez le n° 651.

CLAVIER PLAT

ITT Jean Renaud

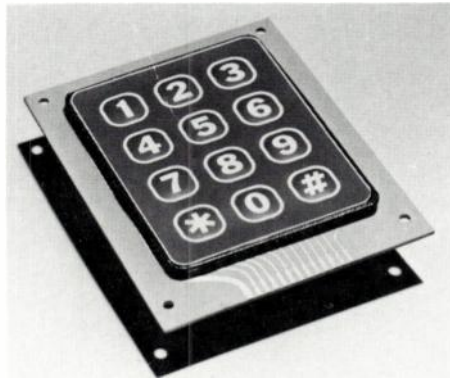
La division Commutateurs Jeanrenaud d'ITT, introduit sur le marché un nouveau clavier plat dont l'élément de contact est le contact «DISC» mis au point par cette division en 1975.

Ce clavier est constitué d'éléments «DISC» soudés sur un circuit imprimé, recouverts d'une membrane en matière plastique avec un dôme déformable à l'emplacement des touches : cette membrane est par ailleurs sérigraphiée par dessous, et de ce fait la gravure est indélébile.

Caractéristiques :

- durée de vie en charge : 10⁶ opérations ;
- force de manœuvre : 300 g ;
- course d'enfoncement : 0,4 mm ;

- pas entre deux touches : 17,78 x 17,78 mm en version standard ;
- caractéristiques électriques : 60 V ; 100 mA ; 6 W ;
- résistance de contact : ≤ 10 mΩ ;
- résistance d'isolement : ≥ 10⁹ MΩ ;
- rebond : < 100 μs ;
- caractéristiques climatiques : - 25 °C + 70 °C.



ITT JEANRENAUD : SPI-ITT, 1, avenue Louis Pasteur, 92223 Bagneux. (Tél. : 253.31.39).

Service lecteur : inscrivez le n° 652.

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

Teledyne Philbrick modèle 1414-83

La firme américaine Teledyne Philbrick introduit un nouvel amplificateur opérationnel réalisé en technologie hybride et spécialement conçu pour fonctionner dans de difficiles conditions d'environnement. Ce dispositif est caractérisé par un court temps d'établissement et une précision intéressante; il convient à une gamme étendue d'applications : échantillonnage-blocage, conversion numérique-analogique en courant ou en tension, etc.



Caractéristiques :

- tension d'entrée : ± 10 V ;
- impédance d'entrée : 10¹¹ Ω sur 3 pF ;
- tension de décalage : + 5 mV ;
- coefficient de température de la tension de décalage : 100 V/°C ;
- gain en boucle ouverte : 100 dB ;
- bande passante au gain unité : 8 MHz ;
- temps d'établissement à 0,01 % pour un bond de 10 V : 1 μs ;
- réjection en mode commun : 60 dB ;
- tension de sortie : ± 10 V crête ;
- courant de sortie : 20 mA ;

- tension d'alimentation : ± 18 V au maximum sous 30 mA ;
- gamme de température : - 55 à + 125 °C ;
- temps moyen entre deux pannes : > 11M d'heures à 25 °C et 0,63 M d'heures à 125 °C ;
- présentation : boîtier métallique DIP à 14 broches.

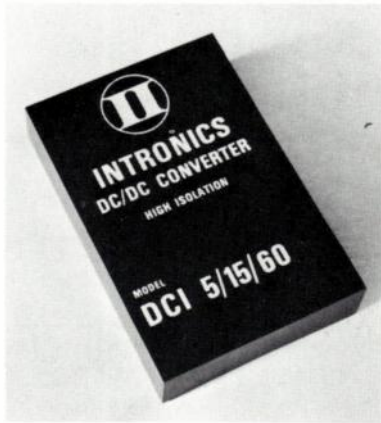
TELEDYNE PHILBRICK FRANCE, 4, rue des Bergers, 75015 Paris. (Tél. : 577.95.86).

Service lecteur : inscrivez le n° 653.

CONVERTISSEURS D'ALIMENTATION

Intronics série DCI

La firme américaine Intronics introduit une nouvelle série de convertisseurs de tensions d'alimentation continues et à isolation élevée.



Caractéristiques :

- tension d'entrée : 5 ; 12 ou 28 V continus selon les modèles ;
- tension de sortie : ± 15 V sous 60 mA ;
- coefficient de régulation : en fonction de la tension primaire ou de la charge : 0,05 % ;
- résistance d'isolement : 10¹¹ Ω ;
- tension de claquage : 800 V continus ;
- limiteur de courant incorporé coupant l'alimentation à 90 mA ;
- tension de ronflement : 11 mV ;
- gamme de température : - 20 à + 70 °C ;
- dimensions : 7,5 x 5 x 15 mm.

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

Service lecteur : inscrivez le n° 654.

CIRCUITS INTÉGRÉS POSTES TÉLÉPHONIQUES

ITT Semiconducteurs modèles DF 320, 321 et 322

ITT Semiconducteur introduit en seconde source de Siliconix, une série de trois circuits intégrés MOS Complémentaire permettant

IC MASTER 78

**le seul
annuaire
mondial des
C.I. à remise
à jour
trimestrielle
gratuite dès
maintenant
disponible
chez votre
distributeur
de
composants**

DEMANDEZ LA LISTE DES DEPOSITAIRES
CONSEIL & PROMOTION
1, rue Damiens - 92100 BOULOGNE-BILLANCOURT

**2200 pages (1000 de plus qu'en 1977)
de références indispensables
à tout ingénieur en électronique**

- tables d'identification des produits
- répertoire des homologations JAN
- tables de sélection par paramètres
- dictionnaire des boîtiers et gammes de température
- tableaux des "secondes sources"
- annuaire des fabricants et distributeurs
- gamme de produits par fabricant
- répertoire des notes d'application
- fiches techniques des principaux produits

REMISE A JOUR TRIMESTRIELLE GRATUITE

IC MASTER 78

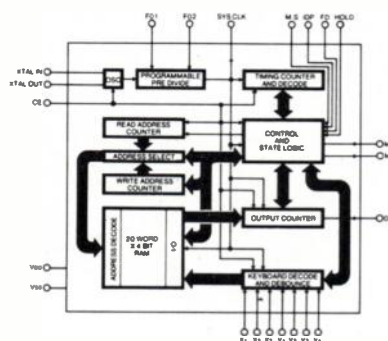
Service Lecteur : inscrivez le n° 616

de réaliser des postes téléphoniques à clavier délivrant des impulsions de numérotation analogues à celles que produisent les postes rotatifs courants. Les postes téléphoniques ainsi réalisés peuvent se substituer sans transformation aux postes rotatifs.

Ces circuits offrent par ailleurs d'autres possibilités tels le masque permettant de condamner certains indicatifs (l'interurbain, l'international par exemple), le rappel automatique lorsqu'un numéro est occupé.

Ces circuits s'alimentent sous une tension minimale de 2,5 V et la consommation est très faible.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



Caractéristiques :

- tension d'alimentation : 2,5 à 5,5 V non régulée ;
- puissance consommée en attente : 3 μ W ;
- puissance consommée en fonctionnement : 540 μ W ;
- fréquence du quartz de l'oscillateur d'horloge incorporé : 3 579 545 Hz ;
- immunité au bruit : 45 % de la tension d'alimentation ;
- capacité de stockage : 20 chiffres décimaux ;
- fonction : répétition du dernier numéro ;
- rapport impulsion-espace sélectionnable : 2 : 1 ou 3 : 2 ;
- vitesse d'impulsion sélectionnable : 10, 16, 20 ou 932 Hz ;
- durée de la pause entre 2 chiffres consécutifs sélectionnable : 8 ou 4 fois la période d'impulsion ;
- circuit rapide de déblocage ;
- applications : postes à claviers, systèmes d'appel téléphonique, télex, radiotéléphones, systèmes de sécurité.

ITT SEMICONDUCTEURS : SPI-ITT, 1, avenue Louis Pasteur, 92220 Bagneux. (Tél. : 253.31.59).

Service lecteur : inscrivez le n° 655.

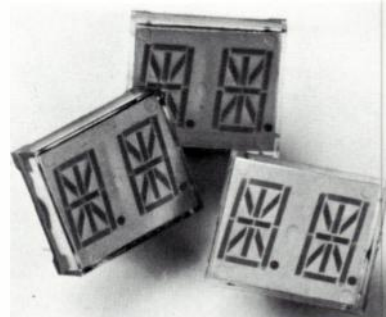
DISPOSITIFS D'AFFICHAGE ALPHANUMÉRIQUE

IEE modèles 1784 et 1785 R

La société américaine IEE introduit deux nouveaux dispositifs d'affichage alphanumérique doubles à diodes électroluminescentes destinés à l'usage général.

Caractéristiques :

- type : à diodes électroluminescentes ;
- couleur : rouge ;
- définition de chaque caractère : 14 segments ;



- cathode commune ;
- point décimal à droite ;
- hauteur du caractère : 13,7 mm (0,54") ;
- intensité lumineuse émise par segment : 600 μ cd pour un courant de 20 mA et une tension de 1,6 V ;
- présentation : boîtier DIL à 18 broches.

IEE (USA). Représentation en France : Souriau, 11, rue Galliéni, 92103 Boulogne-Billancourt. (Tél. : 609.92.00).

Service lecteur : inscrivez le n° 656.

CONDENSATEURS POUR APPLICATIONS HAUTE FRÉQUENCE

Ceraver série HWS

La société française Ceraver introduit une nouvelle série de condensateurs à diélectrique en céramique destinée aux applications de puissance à haute fréquence. Ces dispositifs sont disponibles avec des capacités de 7 500 à 10 000 pF et admettent une tension de 22,5 kV et une puissance de crête de 4 000 KVA réactifs : le refroidissement de ces condensateurs s'effectue par circulation d'eau, mais des versions à refroidissement par air sont également disponibles convenant pour les applications relatives à l'émission radioélectrique.



CERAVER, BP 113, 65001 Tarbes Cedex. (Tél. : (62) 93.92.91).

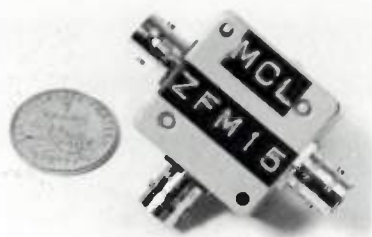
Service lecteur : inscrivez le n° 657.

MÉLANGEUR SYMÉTRIQUE DOUBLE Mini Circuit Laboratory modèle ZFM 15

La société américaine Mini Circuit Laboratory introduit un nouveau mélangeur symétrique double caractérisé par un prix intéressant et des taux maximums d'ondes stationnaires particulièrement faibles.

Caractéristiques :

- gamme de fréquence : 10–3 000 MHz ;
- puissance de l'oscillateur local : + 10 dBm ;
- pertes maximales de conversion : 8,5 dB ;



- isolement : 20 dB au minimum ;
- taux maximal d'ondes stationnaires :
 - sur la sortie moyenne fréquence : 1,8 ;
 - sur l'entrée oscillateur local : 2,1 ;
- connecteurs : BNC, TNC, N ou SMA ;
- dimensions : 32 x 32 x 19 mm.

MINI CIRCUIT LABORATORY (USA). Représentation en France : SCIE-DIMES, 31, rue George Sand, 91122 Palaiseau. (Tél. : 014.38.65).

Service lecteur : inscrivez le n° 658.

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

Harris Semiconductor modèle HA 5105

Harris Semiconductor introduit un nouvel amplificateur opérationnel réalisé en technologie monolithique et incorporant des transistors à effet de champ et des transistors bipolaires. Ce dispositif est caractérisé par une large bande passante et une précision intéressante. Il est destiné à l'usage général : acquisition de données production de signaux, amplificateur d'impulsions, etc.

Caractéristiques :

- gain pour grands signaux : 80 000 ;
- impédance d'entrée : $10^{12} \Omega$;
- tension d'entrée : ± 10 V ;
- tension de décalage : 2 mV ;
- coefficient de température de la tension de décalage : $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$;
- réjection en mode commun : 94 dB ;
- bande passante : 15 MHz ;
- temps d'établissement : (0,01 % ; ± 10 V) ; 1,7 μs ;
- vitesse de balayage : 9 V/ μs ;
- temps de montée : 18 ns ;
- impédance de sortie : 30Ω ;
- tension maximale d'alimentation : ± 40 V (6 mA) ;
- gamme de température : $0-75^\circ\text{C}$;
- boîtier métallique TO 99.

HARRIS SEMICONDUCTOR FRANCE, Avenue Charles de Gaulle, 78150 Le Chesnay. (Tél. : 955.45.20).

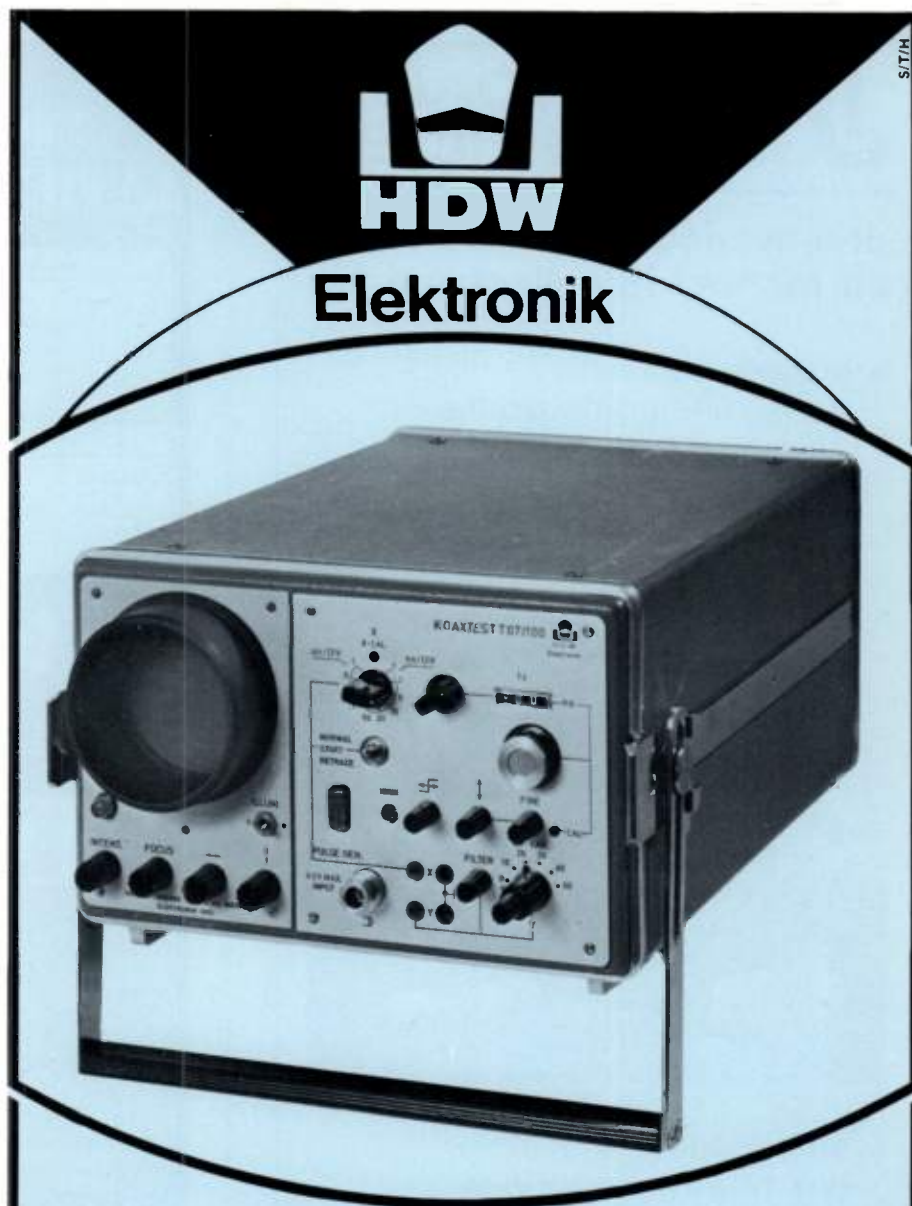
Service lecteur : inscrivez le n° 659.

CONVERTISSEUR MONOLITHIQUE ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE SUR 10 BITS

Analog Devices modèle AD 571

La société Analog Devices introduit un nouveau convertisseur analogique-numérique réalisé en technologie monolithique bipolaire à injection de courant (I^2L). Ce dispositif fait appel pour la conversion à la méthode des approximations successives ; il incorpore la référence en tension, l'horloge, le comparateur et un étage de sortie à 3 états.

Il effectue la conversion sur 10 bits avec une précision de 1/2 DBS sans omettre un seul code en 25 μs sur toute l'étendue de la



ÉCHOMETRE T. 07/2

- * Utilisé pour le contrôle des épissures, cordons de liaisons, câbles des systèmes analogiques ou numériques à grands débits ,
- * Impulsions émises, 1, 2, 5, 10 ns ,
- * Correcteur d'affaiblissement incorporé pour coaxial du type 2,6 / 9,5 ,
- * Localisation précise de défauts sur les câbles coaxiaux de télécommunications ou de télédistribution .



Wandel & Goltermann France
APPAREILS DE MESURES ÉLECTRONIQUES

SOGARIS 156 - 94 534 RUNGIS CEDEX
☎ 687.32.70 - Téléc. 260006 W et G.F.

Service Lecteur : inscrivez le n° 617

JEUMONT-SCHNEIDER

une avance incontestable
en technologie électronique

● au service
de la téléphonie privée

Une gamme d'autocommutateurs téléphoniques temporels de quelques lignes (Jistel) à plusieurs milliers de lignes (TLC 10)



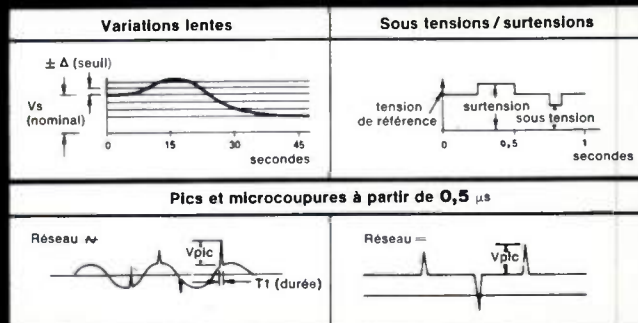
● au service
des télétransmissions

Système TLC 11 M pour la télécommande et la télésignalisation appliquées aux domaines de la circulation aérienne, ferroviaire et routière



Jeumont-Schneider - Département MEI/TL
31-32, quai National -
92806 PUTEAUX - PARIS
Téléphone : 776-43-23 - Télex : 610425 MELEC

POUR SURVEILLER LA FIEVRE DE VOS RESEAUX !



Enregistreurs de perturbations

DRANETZ

Modèle 606

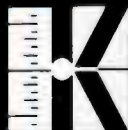
~ monophasé
et triphasé

Modèle 616

1 voie ~
2 voies =



- Interprétation directe et instantanée avec inscription jours, heures, min. et sec.
- Relevé journalier automatique
- Mesure amplitude et durée des phénomènes
- Mesure des écarts de fréquence en 50 Hz et 400 Hz
- Mise en mémoires avec rappel
- Protection des mémoires par batteries-tampon
- Masse et encombrement réduits



kontron électronique

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

Service lecteur : inscrivez le n° 660.

Service lecteur : inscrivez le n° 661.

Un amplificateur opérationnel monolithique en vedette

AD 517

Amplificateur opérationnel
monolithique de très grande
précision.
Très faible tension d'offset :
25 μ V max. (AD 517 L).
Très faible dérive de la
tension d'offset : 0,5 μ V/°C
max. (AD 517 L).



Très faible courant de pola-
risation: 1 nA max. (AD 517 L).
Très faible courant de déca-
lage : 0,25 nA max. (AD 517 L).
Compensation interne.
Faible prix.



ANALOG DEVICES

CENTRE D'AFFAIRES SILIC
12 rue Le Corbusier - bâtiment "Iéna"
94533 Rungis Cidex L 204
Tél. 686.77.60 - Télex 200156 ANA

Agences :

ALENÇON - Tél. (33) 26.07.61
GRENOBLE - Tél. (76) 05.50.03
TOULOUSE - Tél. (61) 91.13.27
Télex 980882 code 137
Télex 520251 code 162

809
Monsieur
Société
Adresse
désire une documentation ☐
une proposition pour : *
*préciser la quantité.

LOGGAN 809



Pupitre et baie du « TELCOM 140 »

AUTOCOMMUTATEURS "TELCOM"

Une gamme complète totalement électronique
à commutation temporelle par programme
enregistré ; apportant par sa technologie, ses
performances, sa fiabilité et son efficacité un
« raffinement téléphonique » à vos collabora-
teurs et à votre entreprise :

TELCOM 100 : de 50 à 800 postes

TELCOM 200 : de 1000 à plus de 20 000
postes

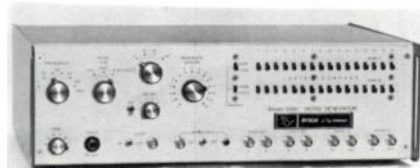


Société Anonyme de Télécommunications

41, rue Cantagrel 75624 Paris Cedex 13
Tél. 584 14 14 Telex: 250054F

Le fonctionnement le mot A peut être produit après chaque mot A ou après chaque mot complet A-B.

Le modèle 8000 fonctionne soit à partir d'une horloge interne avec une fréquence de récurrence pouvant atteindre 500 kHz, soit à partir d'une télécommande. Il possède deux modes de fonctionnement : le mode série dans lequel le mot B est produit en



parallèle avec le mot A et le mode parallèle dans lequel le mot B est produit en parallèle avec le mot A. Dans ces deux modes, une commande permet d'insérer un retard ajustable entre la production de deux mots A successifs en série ou en parallèle. Dans le mode B retardé, le mot B peut être produit après un certain nombre de mots A soit 16, 32, 64 ou 128 fois.

L'appareil fonctionne également de manière manuelle.

TECH CORPORATION, 2725 Lafayette Street, Santa Clara, CA 95050 (USA).

Service lecteur : inscrivez le n° 663.

BANC DE TEST SEMI-AUTOMATIQUE POUR SYSTEMES MULTIPLEX

electron modèle SLM 960/4

La firme irlandaise Telectron présente un banc de test semi-automatique destiné à effectuer les mesures sur les systèmes multiplex à division de fréquence conformes aux recommandations du CCITT et ayant une capacité maximale de 960 voies. Cet appareil conçu autour d'un microprocesseur et d'un synthétiseur de fréquence, programmable, est d'un emploi aisé. Contrairement aux équipements à accord manuel, le SLM 960/4 ne nécessite pas le recours à des tables de fréquences. L'accès aux différentes voies, pilotes et groupes s'effectue à l'aide d'un clavier sur lequel on impose le numéro de voie ou de pilote. Le clavier commande également un appareil de poursuite équipé d'un synthétiseur de fréquence qui permet l'injection de différentes tonalités normalisées dans le système sous test. Cet appareil convient également au test de systèmes à bandes de base différentes de celle du CCITT.



Caractéristiques :

- Affichage numérique de la fréquence sur 6 chiffres ;
- Stabilité du synthétiseur : 10^{-6} entre 50°C ;

- Gamme de fréquence :
 - en mode continu : 200 Hz-4,5 MHz ;
 - en mode multiplex conforme au plan 1 du CCITT ;
 - Résolution en fréquence : 10 Hz ;
- Gamme de mesure de niveaux (indicateur galvanométrique) :
 - en position à large bande : - 60 à + 22 dBm ;
 - en position sélective :
 - 110 à + 22 dBm ;
 - voie son : - 80 à + 22 dBm ;
- Impédances :
 - de 0 à 3,9 kHz : 600 Ω équilibré ou 20 k Ω ;
 - de 300 Hz à 4,5 MHz : 50 ; 75 et 150 Ω équilibrés ou 50 k Ω ;
- Sélectivité à - 3 dB ;
 - filtre à large bande : 2,3 kHz ;
 - filtre à bande étroite : 500 Hz ;
 - filtre pilote et son : ± 50 Hz ;
- Alimentation : réseau ou batterie d'accumulateurs incorporée.

TELETRON (IR). Représentation en France : ADRET ELECTRONIQUE, 12, avenue Vladimir Komarov, 78190 Trappes (tél. 051.29.72).

Service lecteur : inscrivez le n° 664.

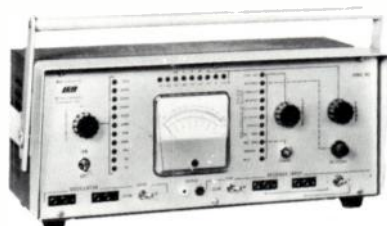
APPAREIL DE MAINTENANCE POUR STUDIOS SONORES

LEA Modèle IRMA

La société française LEA présente un appareil, fabriqué sous licence de Télédiffusion de France, destiné à la maintenance rapide des studios sonores. Cet appareil transportable, a été conçu dans un but essentiellement pratique ; il dispose de 11 fonctions pour chacune desquelles la partie générateur et la partie récepteur de l'IRMA se réglent automatiquement sur les niveaux et les sensibilités adaptés aux types de matériels contrôlés et aux mesures à effectuer.

Cet appareil permet d'effectuer les 11 mesures suivantes :

- Niveau absolu ;
- Relevé de la courbe de réponse en fréquence ;
- Rapport signal à bruit (bande 40 Hz-16 kHz) ;
- Rapport signal à bruit pondéré selon l'avis 468 du CCIR ;
- Affaiblissement de distorsion (harmonique 3 à 400 Hz) ;
- Affaiblissement de distorsion (harmonique 2 à 400 Hz) ;
- Affaiblissement de distorsion totale (fondamentale : 12,5 kHz) ;
- Affaiblissement de distorsion (harmonique 2 de 40 Hz) ;
- Enregistrement d'un signal à 80 Hz ;
- Effacement à 80 Hz ;
- Fluctuation de vitesse pour appareil mécanique à 3 150 Hz selon l'Avis 409 du CCIR.



IC MASTER 78

voir avant d'acheter c'est normal votre distributeur vous présentera l'outil d'information indispensable à tout ingénieur d'application

DEMANDEZ LA LISTE DES DEPOSITAIRES
CONSEIL & PROMOTION
 1, rue Damiens - 92100 BOULOGNE-BILLANCOURT

2200 pages (1000 de plus qu'en 1977) de références indispensables à tout ingénieur en électronique

- tables d'identification des produits
- répertoire des homologations JAN
- tables de sélection par paramètres
- dictionnaire des boîtiers et gammes de température
- tableaux des " secondes sources "
- annuaire des fabricants et distributeurs
- gamme de produits par fabricant
- répertoire des notes d'application
- fiches techniques des principaux produits

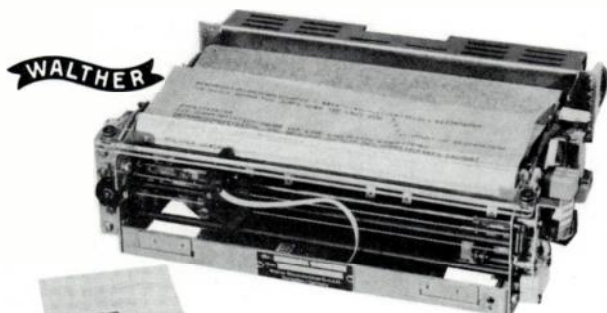
REMISE A JOUR TRIMESTRIELLE GRATUITE

IC MASTER 78

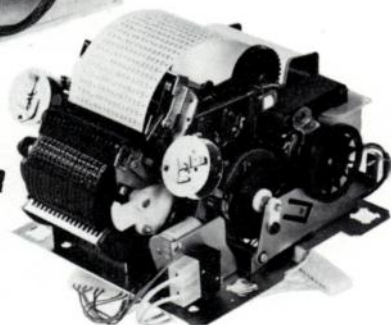
Service Lecteur : inscrivez le n° 623

imprimantes

pour tous les besoins



* **ADDMASTER**



WALther (OEM): alphanumérique 80 colonnes max. sur papier électrosensible de 80 à 210 mm, vitesse 30 car/s, terminal complet en boîtier avec interface RS 232C, ou mécanisme nu pour OEM. En option: clavier.

SYNTEST: alphanumérique 40 colonnes sur papier ordinaire de 98 mm, vitesse 50 car/s, terminal complet en boîtier avec interface RS 232C, ou mécanisme nu pour OEM, avec ou sans circuits imprimés de commande. Modèles à microprocesseur.

ADDMASTER: numérique 16 colonnes max. sur papier ordinaire de 64 mm, vitesse 3 lignes/s., terminal complet en boîtier, avec interface série ou parallèle, ou mécanisme nu pour OEM. Modèles pour listage seulement, ou avec fonctions arithmétiques (+ - x ÷). Modèles doubles pour fabricants de caisses enregistreuses.

Ets KOVACS 177 Rue de la Convention
75015 PARIS - Tel. 250.89.70

Veuillez me documenter sur: _____
Nom: _____
Société: _____
Adresse: _____

les quatre principales caractéristiques qui font l'efficacité des diodes écrêteuses de surtensions

Semicon INC.



- 1 - Temps de réponse extrêmement court
- 2 - Puissance instantanée dissipable très élevée (jusqu'à 5 kW pendant 1 ms)
- 3 - $\Delta V_Z / \Delta I_Z$ très faible
ex.: 1N 5907 6 volts 1 mA
 7,6 volts 30 A
 8,6 volts 165 A
- 4 - Faible courant de fuite: quelques μA

GUIDE RESUME *qualifiés TX, TXV

Boîtier métallique types	Boîtier plastique types correspondants	Applications	Puissance instantanée dissipable 2 impulsions par minute
*1N 5555 à 1N 5558		Spécifications aéronautiques	1500 W/1 ms 100 kW/0,1 μs
*1N 5629 à 1N 5665	1,5 SE 6,8 à 1,5 SE 200	Protection tensions continues 5,5 V à 171 V	
1N 5907 S ICT 5 à S ICT 45	1N 5908 S ICTE 5 à S ICTE 45	Protection des alimentations de circuits logiques	
1N 6036 à 1N 6072	1,5 SE 6,8 C à 1,5 SE 200 C	Protection tensions alternatives 5,5 V à 185 V	
TZV 6,2 à TZV 200		Protection tensions continues 5,5 V à 171 V	5 kW/1 ms 1 MW/1 μs

Catalogue complet sur demande à :
Département Optoélectronique et puissance



RADIO EQUIPEMENTS ANTARES S.A.
9, RUE ERNEST-COGNACQ - 92301 LEVALLOIS-PERRET - TELEPHONE 758.11.11

P.C. 4217

Cet appareil existe selon les versions I2 et M3 respectivement destinées aux sociétés de Radio et de Télévision d'Allemagne Fédérale et de France. Des versions particulières peuvent être réalisées à la demande.

EA, 5, rue Jules Parent, 92500 Rueil
maison (tél. 749.27.84).

Service lecteur : inscrivez le n° 665.

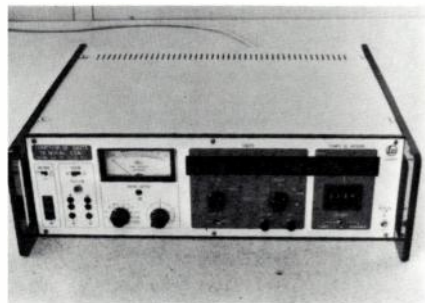
COMPTEUR DE SAUTS DE NIVEAU

Leanord modèle CSN 1

La société française Léanord présente un compteur pour sauts de niveau destiné à la surveillance ou au contrôle de circuits à transmission de données fonctionnant dans la bande de fréquences acoustiques.

Cet appareil, référencé CSN 1, compte les sauts de niveau, c'est-à-dire toute baisse ou augmentation de niveau du signal issu d'un modem, d'un équipement d'abonné ou d'un générateur spécial inséré sur la ligne et conforme aux recommandations ITU-T, V 21, V 23, V 26 ou V 27 du CCITT.

L'opérateur peut sélectionner les valeurs des seuils à partir desquels les sauts de niveau sont pris en compte. Le comptage des sauts s'effectue à l'aide de deux compteurs électroniques de manière continue pendant un intervalle de temps réglé à l'aide d'une minuterie électronique incorporée. Cet appareil est muni de 5 sorties auxiliaires.



Caractéristiques :

- Impédance d'entrée commutable : symétrique 600 Ω ou non symétrique $> 20 \text{ k}\Omega$;
- Niveau d'entrée : - 10 à + 40 dB (référence : 0,775 V/600 Ω) ;
- Lecture du niveau sur le galvanomètre : - 5 à - 10 dB à zéro central ;
- Filtre d'entrée interne bande passante 2 à 4 k Ω à - 3 dB (cet appareil dispose également d'une entrée pour filtre externe) ;
- Seuils à partir desquels les sauts sont pris en compte :
 - + 3 ; + 6 et + 10 dB pour les augmentations ;
 - - 3 ; - 6 ; - 10 et - 20 dB pour les baisses ;
- Durée minimale des sauts pour leur prise en compte : 4 ms ;
- Capacité de chacun des deux compteurs : 999 points ;
- Minuterie : 100 heures au maximum ;
- Sorties auxiliaires : signal détecté, indication des seuils positifs, indication des seuils négatifs, commande extérieure pour déclenchement d'un autre appareil.

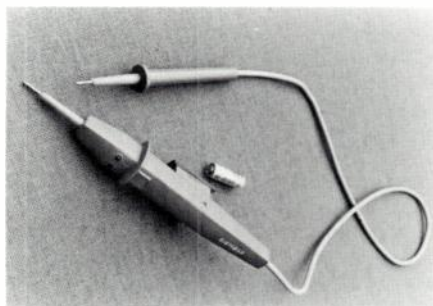
LEANORD, 236, rue Sadi Carnot, 59320 Aubourdin-Les-Lilles (tél. (20) 50.43.00).

Service lecteur : inscrivez le n° 666.

APPAREIL DE TEST DE TENSION ET DE CONTINUITÉ

Siemens

La société Siemens introduit un nouveau dispositif de test à thermistance équipé de deux diodes électroluminescentes et détectant la présence de tensions continues comprises entre 4,5 et 380 V dont il indique, par ailleurs, la polarité. Ce dispositif est équipé d'une pile spéciale de 12 V qui sert notamment aux essais de continuité, l'illumination d'une seule diode électroluminescente indiquant une valeur de résistance comprise entre 0 et 20 k Ω .



SIEMENS FRANCE, 39 boulevard Ornano, 93203 Saint-Denis (tél. 820.61.20).

Service lecteur : inscrivez le n° 667.

INDICATEURS NUMERIQUES DE TABLEAU

Newport série 214

La firme américaine Newport Laboratories introduit une nouvelle série d'indicateurs numériques de tableau de très petite taille. Ces appareils font appel à une technologie très moderne et conviennent à une gamme étendue d'applications.



Caractéristiques :

- Capacité : 2000 points plus le signe ;
- Gamme de tensions à pleine échelle : 0,2 ; 2 ; 20 et 200 V selon les versions ;
- Zéro : automatique ;
- Entrée : différentielle ;
- Impédance d'entrée : 10^{10} ou 10^6 selon les versions ;
- Réjection en mode commun : 80 dB (du continu à 60 Hz) ;
- Réjection en mode normal : 40 dB (à 50/60 Hz) ;
- Erreur totale : $\pm 0,05 \%$ de la gamme ± 1 ;
- Mode de conversion : double rampe et valeur moyenne ;
- Dispositif d'affichage : à diodes électroluminescentes à chiffres de 13 mm de haut ;
- Alimentation : 5 V continus $\pm 10 \%$ (1,2 W) ;
- Dimensions : 96 x 24 x 75 mm ;


Micro Networks Corporation

MN 7130



MÉMOIRE ANALOGIQUE MULTIPLEXÉE

- 8 à 16 entrées différentielles $\pm 10 \text{ V}$
- Amplificateur différentiel incorporé
- 6 μs temps d'acquisition

Le MN 7130 associé à un C A/N constitue un D.A.S. versatile, compact, économique.

Résolution : 8-10-12-14 bits.
Vitesse : 30/60 kHz (ADC 80/84).
Compatible bus microprocesseur.

FAITES COMME LUI !

Utilisez les C A/N 12 bits MN ADC 84/85



Meilleur : monotone de - 25 à + 85°C

Plus rapide : 5 μs /10 bits, 8 μs /12 bits

Moins cher : MN ADC 84 = 775 F H.T.
MN ADC 85 = 1.295 F H.T.

MICROEL

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

Tél. : 907.08.24 Télex 692493 F

Service Lecteur : inscrivez le n° 626

colloque international sur le radar international conference on radar

paris 4 - 8 décembre 1978

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

— Température de fonctionnement :
0-50 °C.

NEWPORT LABORATORIES (USA). Re-
présentation en France : Eurotron : 34, ave-
nue Léon Jouhaux, ZI, 92160 Antony
(tél. 668.10.59).

Service lecteur : inscrivez le n° 668.

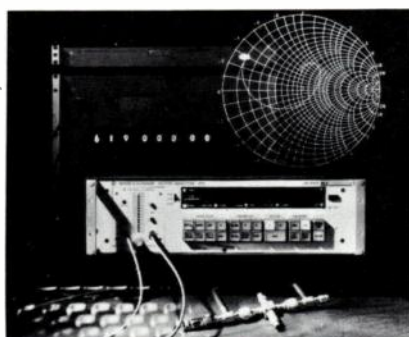
ANALYSEUR VECTORIEL

Rohde und Schwarz modèle ZPV

La firme Rohde und Schwarz présente
un nouvel analyseur vectoriel à micro-
processeur fonctionnant dans une bande
de fréquences s'étendant de 100 kHz à
1,2 GHz et permettant la mesure des impé-
dances complexes.

Cet appareil qui dispose de deux voies
de mesure, donne la phase et l'amplitude
du signal étudié, des options supplémen-
taires permettent la mesure automatique
des paramètres S ou des temps de propa-
gation de groupe. Les valeurs mesurées
sont disponibles en analogique sur deux
sorties en vue du raccordement sur une table
traçante X-Y.

Dans les mesures complexes, les valeurs
absolues des tensions des voies A et B peu-
vent être obtenues en mV et en dBm ou
en valeurs relatives exprimées en dB. L'op-
tion «test de quadripôles» permet la déter-
mination des paramètres divers et la mesure
des impédances et des admittances dans
des unités physiques courantes.



Caractéristiques :

- 14 gammes de fréquences à sélection manuelle ou automatique et couvrant la bande 100 kHz-1,2 GHz ;
- Possibilité de modulation jusqu'à 30 MHz/s ;
- Niveau d'entrée sur la voie A : 150 μ V à 1 V ;
- Niveau d'entrée sur la voie B : 5 μ V à 1 V (de 1 à 1000 MHz) et 60 μ V à 0,3 V (de 0,1 à 1 MHz) ;
- Indication des tensions en V sur 3 1/2 chiffres ou en dBm sur 4 chiffres ;
- Mesures en coordonnées polaires :
 - amplitude : - 90 à + 70 dB ;
 - phase : - 180 à + 180° ;
- indication linéaire sur 3 chiffres ou logarithmique sur 4 chiffres ;
- Mesure en coordonnées cartésiennes : - 90 à + 70 dB ;
- Options :
 - mesure de paramètres S ;

- mesure du temps de propagation c groupe ;
- programmation.

RHODE UND SCHWARZ FRANCE, 41
place de la Loire, 94563 Rungis. (Tél.
687.25.06).

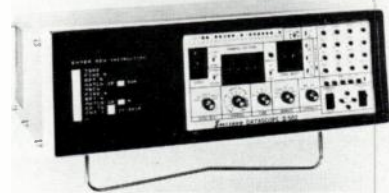
Service lecteur : inscrivez le n° 669.

APPAREIL DE DIAGNOSTIC DES RESEAUX DE TRANSMISSION DE DONNEES

Spectron modèle Datascope D 502

La firme américaine Spectron International présente un nouvel appareil intelligent destiné au test des réseaux de transmission de données. Cet appareil qui porte la référence D 502 permet d'avoir une connaissance précise de la procédure de communication, du logiciel du réseau et de l'échange des informations, ces dernières étant affichées séquentiellement sur un écran cathodique.

Le D 502 est programmable par l'opérateur qui peut ainsi effectuer des opérations de tri, de recherche de données, de mesure de temps, de comptage d'événements, et il possède une mémoire interne de 200 caractères acceptant des données jusqu'à un débit de 72 K bits/s. Le programme de test peut être effectué en temps réel ou sur un bloc de 2000 caractères après que ceux-ci aient été prélevés sur le flux de données et mis en mémoire. Il est également possible de porter la capacité d'analyse différée à 750 000 caractères par l'ajout d'une mémoire magnétique Spectron modèle T 511.



Pour programmer l'appareil, l'opérateur dispose d'un jeu de 18 instructions très puissantes et de 39 pas de programme. L'édition du programme est réalisée sur l'écran cathodique, en mode conversationnel, sous forme de questions-réponses. Les programmes peuvent également être stockés sur une cassette magnétique.

Enfin, le D 502 peut fonctionner en mode interactif sur les réseaux. Il simule en effet un modem, une unité centrale ou un équipement terminal émettant des messages. À cet effet, il dispose d'une mémoire de 30 caractères permettant l'inscription d'un maximum de 9 messages différents. Le calcul des caractères à redondance cyclique est automatiquement effectué sur les messages émis et vérifié sur les messages reçus.

SPECTRON INTERNATIONAL (USA). Re-
présentation en France : Elexo, 8, rue Saint
Lucie, 75015 Paris (tél. 577.95.70).

Service lecteur : inscrivez le n° 670.

ERRATUM

Dans le numéro 5 de Mai, page 361 les illustrations de deux nouveautés techniques (N° 564 et 565) ont été inversées. Nous prions nos lecteurs de nous excuser.

Service Lecteur : inscrivez le n° 627

CMOS

1024 × 1 bit
HM-6508
16 broches

1024 × 1 bit
HM-6518
18 broches

256 × 4 bit
HM-6561
18 broches

256 × 4 bit
HM-6562
16 broches

256 × 4 bit
HM-6551
22 broches

256 × 4 bit
HM-6501
22 broches

VITESSE:
Version standard : 150 ns
Version rapide : 110 ns

CONSOMMATION:
15 µW/bit typ. à 1 MHz

RETENTION INF.:
2 V

COMPATIBILITÉ TTL
Sorties mémorisées
Gamme de température :
Comm.-Ind.-Mil.
Sorties 3 états

HARRIS
SEMICONDUCTOR
PRODUCTS DIVISION

RAM

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

BB bigepub 504

Service Lecteur : inscrivez le n° 628

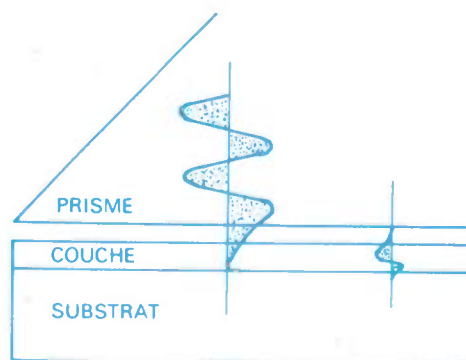
INTRODUCTION

A L'OPTIQUE INTEGREE

Télécommunications optiques

par J.-J. CLAIR

Cet ouvrage est destiné aux jeunes chercheurs ou ingénieurs, qui veulent se familiariser avec ce nouveau procédé de transmission de l'information. Les techniques évoluent très vite, et l'auteur a voulu donner les bases et les résultats les plus récents en la matière. Il a volontairement évité tout développement mathématique et essayé de rendre clairs les raisonnements physiques. Des références de base sont données à la fin de chaque chapitre. Quelques notes en annexe rappellent des phénomènes classiques de l'optique (modulation, polarisation, etc.).



Mise en évidence de l'onde évanescente.

Cette science est pleine d'avenir, cet ouvrage essaie d'en être une bonne introduction.

Introduction à l'optique intégrée
Télécommunications optiques
J.-J. Clair

104 p., broché, 96 F (prix au 15-10-77)

Pour toute commande ou demande de documentation, adressez-vous à votre libraire ou aux Editions Masson, 120, bd Saint-Germain 75280 Paris cedex 06. (Commande par correspondance, joindre 5 F de participation aux frais de port).

MASSON



Service Lecteur : inscrivez le n° 629



Initiation à la fiabilité en électronique moderne

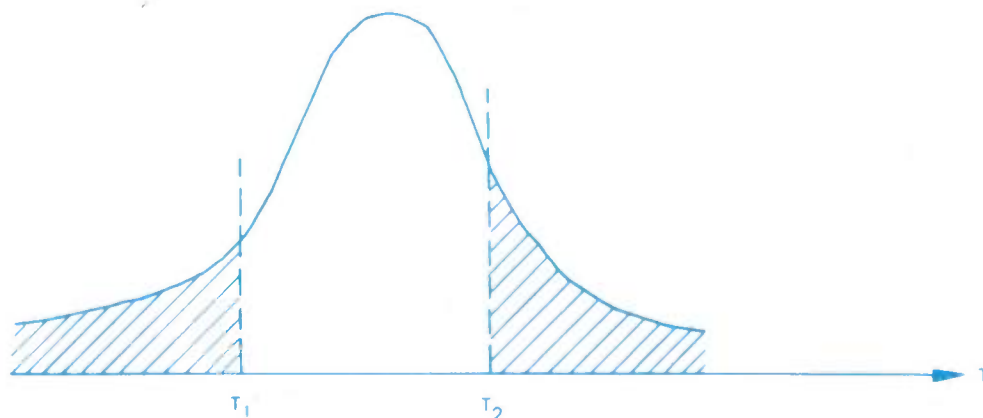
par T.-I. Bajenescu

Liée étroitement aux progrès techniques et spatiaux, la fiabilité de l'électronique moderne s'est constamment améliorée, allant de pair avec l'augmentation du degré d'intégration et avec la diversification des familles des circuits intégrés. Cet ouvrage constitue un véritable manuel de base pour tous ceux qui désirent connaître les principes et les applications de la fiabilité. Comme tel, il n'exige pas de connaissances préliminaires en matière de physique, de mathématique ou de statistique, tout en restant complet et facile à lire. De nombreux exemples et exercices font de l'ouvrage un manuel clair et directement exploitable. Il a été rédigé pour répondre au besoin croissant d'initiation ou de perfectionnement dans le domaine de la fiabilité, car d'ores et déjà les grands contrats industriels comportent une clause de fiabilité, celle-ci étant considérée de plus en plus comme un paramètre essentiel ou fondamental, au même titre que des clauses de prix ou de performance.

Certains chapitres spéciaux (théorie du renouvellement, théorème de Bayes et fiabilité, etc.) ont été intentionnellement laissés à l'écart afin de ne pas alourdir le contenu de l'ouvrage.

120 p., 68 fig., 80 F (prix au 15.03.78)

Co-édition Masson s.a. Fribourg - Ch. A. Arm (Suisse)



La distribution statistique de la caractéristique de sortie d'un circuit.

MASSON





Digital image restoration,

I.C. ANDREWS et B.R. HUNT,
Prentice Hall Inc, New Jersey, 1977, 238 p.,
 ISBN 0-13-214213-9.

Part I : Introduction : Imaging (5 p.). - Image formation and recording (18 p.). - Image representations and models (35 p.). - Part II : Degradations : Sources and models of degradation (29 p.). - A posteriori determined degradation parameters (23 p.). - Part III : Restoration : Preliminary concepts in image restoration (13 p.). - Iterative methods implemented by Fourier computation (21 p.). - Linear algebraic restoration (40 p.). - Nonlinear algebraic restoration (24 p.). - Appendices : Space-invariant point-spread-function matrices (12 p.). - Circulants and Fourier computations (1 p.). - References (9 p.). - Author index (2 p.). - Subject index (3 p.).

Microprocessor systems design,

E.D. KLINGMAN,
Prentice Hall, New Jersey, 1977,
 ISBN 0-13-581413-8.

Microprocessor systems design : an overview (15 p.). - Information devices (24 p.). - Information storage devices (27 p.). - Coding and MSI building blocks (39 p.). - A central processor unit instruction set (35 p.). - An LSI central processor unit (12 p.). - The memory subsystem (37 p.). - The I/O subsystem (24 p.). - Languages and language translation (33 p.). - Addressing structures (35 p.). - I/O structures and techniques (57 p.). - Interrupt structures (51 p.). - Direct memory access : structures and techniques (27 p.). - Microprocessor architectural themes (26 p.). - Appendices : Mechanics of the assembly process (1 p.). - Conditional assembly : the rationale behind it (6 p.). - Local and global variables (1 p.). - Manufacturers' data (16 p.). - Bibliography (4 p.). - Index.

Les microprocesseurs (techniques et applications),

R. ZAKS et P. LE BEUX,
Sybox, Paris, 1977, 319 p.,
 ISBN 2-902414-09-9.

Préface (2 p.). - Concepts fondamentaux (20 p.). - Fonctionnement d'un microprocesseur (42 p.). - Composants d'un système (40 p.). - Évaluation comparée des principaux microprocesseurs (26 p.). - Assemblage d'un système (22 p.). - Applications des microprocesseurs (22 p.). - Techniques d'interface (42 p.). - Programmation des microprocesseurs (42 p.). - Développement d'un système à microprocesseur (16 p.). - Le futur (8 p.). - Appendice A (2 p.). - Appendice B (4 p.). - Appendice C (4 p.). - Appendice D (2 p.). - Remerciements (1 p.). - Bibliographie Sybox (1 p.). - Lexique microprocesseurs (2 p.). - Microdictionnaire (4 p.). - Abréviations (4 p.). - Table des illustrations (2 p.). - Index : (6 p.).

Logique de la négociation et théorie des jeux,

J.P. PONSARD,
Editions d'Organisation, Paris, 1977, 206 p.,
 ISBN 2 7081 0333 4

Préface (4 p.). - Introduction générale (18 p.). - Analyse des problèmes de compétition (54 p.). - Étude de quelques problèmes de compétition (18 p.). - Analyse des problèmes de négociation (50 p.). - Étude de quelques problèmes de négociation (46 p.). - Annexe : Fonction d'utilité (3 p.). - Bibliographie.

Electromagnetic waves and curved structures,

L. LEWIN, D.C. CHANG et E.F. KUESTER,
Peter Peregrinus Ltd, England, 1977, 198 p.,
 ISBN 0 901223 96 4

Introduction (11 p.). - Orthogonal co-ordinate systems for curved structures (7 p.). - Maxwell's equations for curved waveguides (7 p.). - Propagation in twisted rectangular waveguides (10 p.). - Propagation in curved rectangular waveguides (8 p.). - Junction between straight and curved rectangular guide (14 p.). - Propagation in curved circular waveguide (11 p.). - Radiation conditions at the boundary of curved structures (26 p.). - The curved dielectric slab (19 p.). - The curved dielectric fiber (18 p.). - Modal field representations on curved open structures (17 p.). - Scattering of a surface wave at a curvature discontinuity (10 p.). - Appendix A Summation of series (6 p.). - Appendix B Mode product integrals (4 p.). - Appendix C Some asymptotic expressions for ratios of cylinder functions (3 p.). - Appendix D Determination of the reflection coefficient (4 p.). - Appendix E Spectral distribution (2 p.). - Appendix F Approximation to the secular equation (2 p.). - Appendix G Angular two-dimensional divergence theorem (2 p.). - Appendix H Phase correction (2 p.). - Appendix I Asymptotic expansions (2 p.). - Appendix J Tuned window in rectangular guide (9 p.). - Index (3 p.).

Synthesis of passive networks,

E.A. GUILLEMIN,
Robert E. Krieger, New-York, 1977, 741 p.
 ISBN 0 88275 481 5

Properties of driving-point and transfer impedances (50 p.). - Driving-point and transfer functions of two-element-kind networks (22 p.). - Synthesis of LC driving-point impedances (34 p.). - Synthesis of RC and RL driving-point impedances (34 p.). - Mode about equivalent and reciprocal networks (45 p.). - Properties of two terminal-pair networks (32 p.). - Synthesis of lossless two terminal-pair networks (61 p.). - Real-part sufficiency and related topics (49 p.). - Synthesis of RLC driving-point impedances (61 p.). - Transformerless driving-point impedance synthesis (56 p.). - Conventional methods of transfer function synthesis (57 p.). - Other methods of realizing transfer functions (50 p.). - RC Transfer function synthesis (35 p.). - The approximation problem (72 p.). - Time-domain synthesis (74 p.). - Index (8 p.).

Digital computer circuits and concepts, Second Edition,

B.R. DEEM, K. MUCHOW et A. ZEPPA,
Reston Publishing Company Inc, Reston, 1977, 487 p.,
 ISBN 0 87909 189 4

Survey of digital computers and applications (6 p.). - Number systems and codes (34 p.). - Binary arithmetic (34 p.). - Logic functions and diagrams-boolean algebra (40 p.). - Bipolar gates (24 p.). - Mos logic gates (20 p.). - Flip-flops (28 p.). - Implementation of logic functions (24 p.). - Registers (20 p.). - Encoders, decoders, and code converters (24 p.). - Counters (22 p.). - Timing (22 p.). - Arithmetic logic unit (ALU) (38 p.). - Memory (52 p.). - Programming (26 p.). - Microprocessors and microcomputers (21 p.). - Appendix 1 8080 instruction set (4 p.). - Appendix 2 8080 instruction set using hex notation (2 p.). - Appendix 3 SC/MP instruction set (2 p.). - Appendix 4 M6800 instruction set (1 p.). - Answers to odd-numbered review questions (36 p.). - Index (6 p.).

Getting to know OSCAR-from the ground up,

J.P. KLEINMAN,
ARRL, USA, 1977, 45 p.

Space communication is for everyone (3 p.). - Getting started (4 p.). - Finding OSCAR : It's easy (4 p.). - How to use OSCAR 7 Mode B (3 p.). - The benefits are yours (5 p.). - The OSCAR-LOCATOR (2 p.). - The newest OSCAR (2 p.). - Toward the ultimate amateur satellite (4 p.). - What phase III will do (4 p.). - You... and AMSAT phase III (1 p.). - OSCAR goes to schools (3 p.). - Satellites can save lives (2 p.). - OSCAR's vital statistics. - The rise and fall of the OSCAR's (1 p.). - Index.

(Suite p. 451)

INTRODUCTION A LA PROGRAMMATION SYSTEMATIQUE

par N. WIRTH

traduit de l'anglais par O. Lecarme
Monographies de l'AFCE
(Association française pour la cybernétique économique et technique)

Cet ouvrage est adapté aux besoins de ceux qui considèrent un enseignement de la construction systématique des algorithmes comme une partie fondamentale de leur formation informatique, plutôt qu'aux besoins immédiats de ceux qui souhaitent pouvoir occasionnellement codifier un problème pour le faire résoudre immédiatement par l'ordinateur.

On peut dégager des idées du livre les quatre grands principes suivants :

- 1° — La vérification analytique des programmes fait partie intégrante de leur construction.
- 2° — La forme d'un programme doit refléter sa structure logique.
- 3° — La structure de sous-programme est indispensable pour décomposer un programme en ses composants significatifs.
- 4° — Le coût moyen des opérations doit être minimisé.

168 p., 75 F (prix au 30-12-77)

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

DANS LA MEME COLLECTION

Analyse de données en marketing, par J.-M. Bourroche et col.

L'informatique. Système de communication, vocabulaire de l'entreprise, par H. Lesca et J.-J. Maugis.

EGALEMENT EN VENTE

Technique de la programmation
par G. Hardouin-Mercier.
Collection Informatique

La technique informatique par H. Bestougeff, Ch. Guilpin et M. Jacques.
Tome 1 : Principes généraux et programmation
Tome 2 : Algorithmes numériques et non numériques.

Conception de la programmation des ordinateurs par J. du Roscoät.
Collection Les techniques de base de l'informatique, 2^e édition.

MASSON 



Data structure and management, second Edition,

J. FLORES,

Prentice Hall Inc, Englewood cliffs, 1977, 390 p.,
ISBN 0-13-197335-5.

Data and the computer (29 p.). - Tools for studying data (23 p.). - Files, records, and fields (34 p.). - Simple file use (20 p.). - Ordered lists (49 p.). - Linked lists (29 p.). - Branching and shared linked lists (57 p.). - Directories (30 p.). - Mapping (36 p.). - Overflow (29 p.). - Tree representation (39 p.). - Complex files (27 p.). - Appendix A : List of operators (2 p.). - Appendix B : Glossary (9 p.). - Index (5 p.).

Computer models in the social sciences,

R.B. COATS et A. PARKIN,

Edward Arnold, London, 1977, 184 p.,
ISBN 0-71312630-2.

Models in the social sciences (8 p.). - Computer models (17 p.). - Designing a computer model (24 p.). - Experiments with computer models (23 p.). - The variety of computer models (20 p.). - A computer model of memory (33 p.). - Bed usage in a hospital surgical suite (25 p.). - An educational economic model (13 p.). - Appendix A : Statistical concepts (4 p.). - Appendix B : Computer concepts (3 p.). - Appendix C : EDSIM subroutines (8 p.). - Glossary (3 p.). - Index (2 p.).

Real time computer systems,

A.L. FREEDMAN et R.A. LEES,

Edward Arnold, London, 1977, 277 p.,
ISBN 0-8448-1003-7.

Introduction to real-time systems (32 p.). - Deciding on a system (30 p.). - System components and architecture (32 p.). - Processing the data (52 p.). - Control of system operations (38 p.). - System design and development (46 p.). - The user and the system (32 p.). - Bibliography (8 p.). - Index (6 p.).

Conception et gestion des systèmes documentaires,

J. VAN SLYPE,

Éditions d'Organisation, Paris, 1977, 261 p.,
ISBN 2-7081-0324-5.

Introduction (4 p.). - Les systèmes de communication de l'information (26 p.). - Psychosociologie du transfert des connaissances (42 p.). - Le langage documentaire (40 p.). - La chaîne d'enregistrement de l'information documentaire (50 p.). - Les «produits documentaires» (42 p.). - Le management d'un Service de Documentation (38 p.). - Bibliographie (4 p.).

Solid state circuit design. Users' Manual,

M. MANDL,

Reston Publishing, Company Inc, 1977, 263 p.,
ISBN 0-87909-784-1.

Circuits bias and other basics (20 p.). - Transistor characteristics and parameter factors (25 p.). - Amplifier circuits (39 p.). - R-F amplification (53 p.). - Oscillator circuits (20 p.). - Special circuits (25 p.). - Integrated circuits (ICs) and modules (39 p.). - Power supplies (25 p.). - Appendices A : Resistor color coding (2 p.). - B : Capacitor color coding (4 p.). - C : Transformer color coding (2 p.). - D : International system of units (SI) (4 p.). - Index (4 p.).

Multivariable system control,

A. FOSSARD et C. GUEGUEN,

North Holland, Amsterdam, 1977, 414 p.,
ISBN 0-7204-0745-1.

State-space representations (58 p.). - Représentations (79 p.). - Structures (55 p.). - Interactive control (77 p.). - Non-interactive control (106 p.). - Appendix (31 p.). - Bibliography (7 p.). - Index of cited authors.

Electronic systems. Theory and applications,

H. ZANGER,

Prentice Hall Inc, 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.).

Le Hardsoft ou la pratique des microprocesseurs,

M. OUAKNINE et R. POUSSIN,

Agence Parisienne de Distribution, Paris, 1977, 200 p.

Introduction (4 p.). - Partie I : Préliminaires (22 p.). - Partie II : Les composants de la famille du 8080 (98 p.). - Partie III : Programmation (28 p.). - Partie IV : Applications (39 p.).

Future developments in telecommunications,

J. MARTIN,

Prentice Hall Inc, Englewood Cliffs, 1977, 668 p.,
ISBN 0-13-345850-4.

Prologue : Communications revolution (6 p.). - The crystal ball (18 p.). - Part. I : Telecommunications and its uses : Categories of telecommunication links (18 p.). - Analog versus digital transmission (12 p.). - Speeds of channels (14 p.). - Intelligent exchanges (24 p.). - Pushbutton telephones and voice response (18 p.). - Video telephones (20 p.). - Cable television and its potential (20 p.). - Switched data networks (18 p.). - Data radio (10 p.). - Mobile radio transceivers (30 p.). - Satellite antennas on the rooftops (28 p.). - High velocity money (20 p.). - Electronic mail and messages (12 p.). - New breeds of carriers (18 p.). - Part II : Synthesis : Corporate communications, an unmanaged resource (16 p.). - Computerized networks (8 p.). - Terminals in the home (14 p.). - The wired city (12 p.). - Global reach (8 p.). - The law and politics (32 p.). - A future scenario (26 p.). - Part III : Technology : Radio channels (40 p.). - Cables & waveguides (28 p.). - Communications satellites (28 p.). - Digital channels and PCM (22 p.). - Signal compression (16 p.). - Packet switching (20 p.). - Time-Division switching (16 p.). - TDMA (10 p.). - Packet radio (16 p.). - Options in network design (30 p.). - Glossary (24 p.). - Index (13 p.).

Combinatorial algorithms : Theory and Praticce,

E.M. REINGOLD, J. NIEVERGELT et N. DEO,

Prentice Hall, New Jersey, 1977, 433 p.,
ISBN 0-13-152447-X

What is combinatorial computing ? (31 p.). - Representation of combinatorial objects (39 p.). - Counting and estimating (35 p.). - Exhaustive search (53 p.). - Generating elementary combinatorial objects (45 p.). - Fast search (73 p.). - Sorting (41 p.). - Graph algorithms (83 p.). - The equivalence of certain combinatorial problems (22 p.). - Index (10 p.).

La famille 9900 était au salon. Plus de 50 000 personnes l'ont vue !

Notre désir est de satisfaire l'ensemble du marché avec une famille de microprocesseurs et microcalculateurs partageant une architecture et un logiciel communs.

Pour réaliser cet objectif, Texas Instruments a choisi l'architecture 16 bits :

- La technologie actuelle des semiconducteurs permet d'atteindre le niveau de complexité requis.

- Les performances atteintes sont supérieures, la facilité de programmation est accrue, les besoins mémoires réduits.

- Les dispositifs de la famille 9900 se prêtent à une expansion simple et aisée.

Pour s'adapter au mieux aux différentes

applications du marché, Texas Instruments développe au sein de cette famille, avec la même architecture de base et un logiciel commun, deux possibilités d'implantation :

- La solution multi-boîtiers avec

microprocesseur central et circuits périphériques.

- La solution mono-boîtiers avec intégration dans le même cristal du processeur et de ses périphériques.



PROCESSEURS MULTI-BOITIERS 9900			
UNITÉS CENTRALES DE TRAITEMENT		CIRCUITS PÉRIPHÉRIQUES	
TMS 9900	CPU 16 bits. Jeu d'instructions 16 bits. Bus données 16 bits.	TMS 9901	Interface E/S programmable
SBP 9900	Version bipolaire I ² L du TMS 9900	TMS 9902	Contrôleur de communication asynchrone
TMS 9980 A	CPU 16 bits. Jeu d'instructions 16 bits. Bus données 8 bits. Horloge externe.	TMS 9903	Contrôleur de communication synchrone
TMS 9981 A	Version TMS 9980 A avec horloge interne	TIM 9904	(SN 74 LS 362) Horloge 4 phases pour TMS 9900
SN 54 S 481	Élément bipolaire en tranches de 4 bits (cascadable) Fréquence de fonctionnement : 10 MHz	TIM 9905	(SN 74 LS 251) Multiplexeur 8 bits.
		TIM 9906	(SN 74 LS 259) "Latch" 8 bits
		TIM 9907	(SN 74 148) Codeur de priorités
		TMS 9916	Contrôleur de mémoires à bulles

MICRO-ORDINATEURS MONO-BOITIERS	
TMS 9940E	- Micro-ordinateur 16 bits. - 32 Entrées-sorties programmables. - Mémoire morte reprogrammable de 2K octets.
TMS 9940M	- Micro-ordinateur 16 bits. - Version avec ROM incorporée, programmée par masque.

Supports à la famille 9900.

- Système de développement AMPL
 - minilaboratoire complet.
 - Table-châssis.
 - Console de visualisation
 - Clavier de programmation
 - Emulateurs (I.C.E.).
 - Analyseur d'états logiques.
 - Mini-ordinateur FS 990-4 avec mémoire de 24 k mots de 16 bits (extensible à 32 k mots).
 - Logiciel et documentation correspondantes.
- Modules micro-ordinateurs de la famille TM 990.

Même après le salon vous pouvez voir fonctionner nos microprocesseurs et micro-ordinateurs dans nos bureaux du : Plessis Robinson et de Villeneuve-Loubet.



TEXAS INSTRUMENTS

06270 VILLENEUVE-LOUBET
B.P. 5
Tél. (93) 20.01.01

92360 LE PLESSIS ROBINSON
La Bourdière
Bât. A, R.N. 186
Tél. (1) 630.23.43

69002 LYON
31, Quai Rambeaud
Tél. (78) 37.35.85

35000 RENNES
9, Place de Bretagne
Tél. (99) 79.54.81

31500 TOULOUSE
L'Autan
100, Allée de
Barcelone
Tél. (61) 21.30.32

38240 MEYLAN
1, Av. de la Chartreuse
Tél. (78) 90.45.74

83600 LA SEYNE-MER
Quartier Gavet
Tél. (94) 94.95.11

NOM : _____ SOCIÉTÉ : _____ SERVICE : _____ ADRESSE : _____		COUPON REPONSE Je désire recevoir votre documentation particulière sur les dispositifs suivants :		☐ CPU 16 bits ☐ Circuits périphériques	☐ TMS 9940 ☐ Modules TM 990 ☐ AMPL
--	--	--	--	--	---

Protection et défense des radiocommunications ⁽¹⁾

par J. P. POITEVIN (2),

Ingénieur en chef des télécommunications. Centre National d'Études des Télécommunications.

C.N.E.T., 38, avenue du Général-Leclerc,
92131 Issy-les-Moulineaux (tél. : 6-42-23).



RÉSUMÉ

Les radiocommunications constituent un moyen souvent irremplaçable de télécommunication, et connaissent un développement de plus en plus accéléré dans notre monde.

Mais ces radiocommunications sont de plus en plus menacées par leur propre développement et par celui des autres utilisations de l'énergie électromagnétique (télécommunications, applications industrielles, scientifiques, médicales et analogues) qui induisent une pollution de plus en plus grande du spectre.

Cet article a pour objet de passer en revue les moyens techniques et réglementaires à mettre en œuvre pour lutter contre cette pollution du spectre et d'inciter à l'application des mesures nécessaires au bon usage de l'énergie électromagnétique et à la protection et à la défense des radiocommunications.

SUMMARY

The protection of radiocommunications

Radiocommunications are often an irreplaceable mean of telecommunication and are being used more and more widely.

But these radiocommunications are more and more jeopardized by their own development and by the growth of other uses of electromagnetic energy (telecommunication, industrial, scientific and medical uses...) which induce a more and more harmful spectrum pollution.

The aim of this paper is to review the technical and regulation means to be used for battling with this spectrum pollution and for inciting to the necessary actions for a best use of electromagnetic energy and for the protection of radiocommunications.

1. INTRODUCTION. LA DÉFINITION DES RADIOCOMMUNICATIONS

Les ondes électromagnétiques « libres », par opposition aux ondes guidées ou confinées à l'intérieur de structures conductrices, sont, en raison de leur faculté de propagation à grande distance, un support souvent sans rival pour réaliser des liaisons de télécommunications, pour transporter des informations à courte, moyenne ou même très grande distance.

Depuis les célèbres expériences de Marconi et grâce au génie de pionniers illustres, comprenant bon nombre de Français, comme Branly, Ducretet, le général Ferrié, Henri Abraham, l'utilisation des radiocommunications s'est rapidement « propagée » jusqu'au développement considérable que nous lui connaissons aujourd'hui, devenant même d'un usage ordinaire et quotidien avec la radio, la télévision, les faisceaux hertziens, les radars...

Le Règlement des Radiocommunications définit en fait les radiocommunications comme étant des :

« télécommunications réalisées à l'aide des ondes radioélectriques », après avoir précisé que par télécommunications, il faut entendre :

« toute transmission, émission ou réception de signes, de signaux, d'écrits, d'images, de sons ou de renseignements de toute

nature..., et que les ondes radioélectriques (ou ondes hertziennes) sont :

« les ondes électromagnétiques dont la fréquence est inférieure à 3 000 GHz ($3 \cdot 10^{12}$ Hz) se propageant dans l'espace sans guide artificiel ».

Le domaine d'application des radiocommunications est donc immense, et la liste des Services assurés par radiocommunication est aujourd'hui impressionnante, comme le montre le tableau I ci-après :

TABLEAU I

Liste des Services
de Radiocommunication.

Amateur.
Amateur par satellite.
Radioastronomie.
Exploitation spatiale (Télémessure - Télécommande).
Exploration de la Terre par satellite.
Fixe (radiotéléphonie - faisceaux hertziens).
Fixe par satellite.
Intersatellite.
Radiolocalisation.
Auxiliaires de la Météo.
Météo par satellite.
Mobile (terrestre - aéronautique - maritime).
Mobile par satellite.
Radionavigation (aéronautique - maritime).
Radionavigation par satellite.
Recherche spatiale.
Radiodiffusion (sonore-visuelle).
Radiodiffusion par satellite.
Fréquence étalon.
Fréquence étalon par satellite.
Signaux horaires.
Signaux horaires par satellite.

Les radiocommunications participent donc à la défense nationale, à la sécurité publique, à la sauvegarde des biens et des personnes en plus de concourir au besoin d'échanges d'information dans le cadre professionnel, familial ou des loisirs.

Certains services de radionavigation aérienne et les services maritimes d'appel et de détresse concourent même directement à la sécurité de la vie humaine, dans les airs et sur les mers. Enfin, les radiocommunications constituent l'unique moyen de liaison avec les mobiles en déplacement, qui ne peuvent tolérer le « fil à la patte » que leur imposerait l'utilisation de moyens de télécommunication sur supports matériels, qu'il s'agisse de

TABLEAU II

Liste des Utilisateurs français.

Aviation Civile.
Amateurs.
Centre National d'Études Spatiales (utilisations spatiales).
Éducation Nationale (radioastronomie).
Forces Armées.
Intérieur.
Météorologie Nationale.
Phares et Balises.
Postes et Télécommunications pour le compte de divers utilisateurs (PTC).
Postes et Télécommunications pour ses besoins propres (PTT).
Télédiffusion de France.

(1) Article issu de la conférence de l'Assemblée générale de la SEE en Avril dernier, reçu le 12 octobre 1977 et accepté le 24 novembre 1977.

(2) Membre SEE.

mobiles terrestres (trains, automobiles), maritimes (bateaux et navires) ou aéronautiques (aéronefs, aérostats, navette spatiale).

2. LES TRAITS CARACTÉRISTIQUES DES RADIOCOMMUNICATIONS

Un certain nombre de traits caractéristiques des radiocommunications frappent le profane qui aborde pour la première fois cette technique.

En plus de l'importance dans la vie moderne des moyens de radiocommunication et de leur caractère souvent irremplaçable, que je viens d'évoquer, les points suivants sont tout à fait caractéristiques de ce domaine :

1. *L'ordre de grandeur tout à fait remarquable des portées obtenues avec des puissances d'émission relativement modestes.*

De telles portées sont dues à la très grande sensibilité des récepteurs modernes, atteinte grâce aux progrès techniques, technologiques et mêmes théoriques (théorie du signal et de la modulation). Sans parler des fantastiques records de distance réalisés lors de liaisons avec des satellites artificiels chargés d'explorer notre système solaire, on peut remarquer qu'on ne s'étonne même plus aujourd'hui des performances quotidiennes de la radiodiffusion sonore ou des télécommunications par satellite qui transportent des informations sur des milliers ou des dizaines de milliers de kilomètres, sans aucun relais, à travers mers et continents...

Cette caractéristique qui constitue la force principale des radiocommunications en est aussi la principale faiblesse et se révèle être de ce fait le véritable « talon d'Achille » des radiocommunications. Il en résulte en effet, qu'à l'inverse, des champs électromagnétiques perturbateurs d'intensité aussi faible que 0,2 $\mu\text{V/m}$ (correspondant par exemple au rayonnement parasite d'une source d'un millième de microwatt, située à près d'un kilomètre) sont susceptibles d'apporter, au niveau du récepteur, une perturbation limitant la qualité ou la sécurité de certaines liaisons de radiocommunication.

2. *La très grande variété des matériels mis en œuvre, liée à la grande variété des services et des utilisateurs.*

Ces matériels de radiocommunication comprennent en effet toute la gamme des matériels, depuis des équipements professionnels très complexes, de grande puissance, sophistiqués, tels les grands radars civils ou militaires, les grandes stations terriennes de télécommunication par satellite, les radiotélescopes, les émetteurs de télévision... jusqu'à des équipements « grand public » de grande diffusion, tels les « transistors » ou les récepteurs de télévision.

3. *La complexité du point de vue administratif et réglementaire.* — De nombreux organismes, tant internationaux que nationaux interviennent en effet dans le domaine des radiocommunications : l'UIT (Union Internationale des Télécommunications) par le CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications) et l'ITRB (Comité International d'Enregistrement des

Fréquences) au plan international, la CMF (Commission Mixte des Fréquences) le Comité des Servitudes et le CAF (Comité d'Assignation des Fréquences) du CCT (Comité de Coordination des Télécommunications) au plan national.

Les réglementations, recommandations et avis à respecter sont fort nombreux et de caractères très divers, juridiques ou administratifs. Ces réglementations sont pour l'essentiel rassemblées dans le Règlement des Radiocommunications, le Code des PTT, le tableau de répartition des bandes de fréquences et le fascicule sur les servitudes de protection des centres radioélectriques de la documentation méthodique du CCT.

Cette complexité est bien sûr la rançon du succès des radiocommunications puisqu'elle découle du grand nombre des utilisations et des utilisateurs, mais elle est encore plus fondamentalement due à la nature même de la radiocommunication, tous les utilisateurs utilisant en commun le même « éther électromagnétique » et chacun d'eux risquant donc de perturber tous les autres.

Le mode de cohabitation fondamental est donc celui de la *coordination* entre les différents utilisateurs, coordination facilitée par la répartition en fréquence du spectre entre les différents services de radiocommunication. Cette répartition en fréquence est définie dans ses grandes lignes au plan mondial, en raison des propagations à grande distance et des problèmes de compatibilité aux frontières entre pays différents. Elle est affinée au niveau national et complétée par des procédures de coordination souvent fort complexes, tant internationales que nationales.

A titre d'illustration, le tableau III montre la répartition en pourcentage, du spectre de 30 à 1 000 MHz, entre les principaux services utilisateurs de cette partie du spectre en France.

TABLEAU III
Le partage du spectre 30 à 1 000 MHz.

49 %	Radiodiffusion sonore et visuelle
26 %	Radionavigation et mobile aéronautique
10,5 %	Services fixes
6 %	Services militaires terrestres (y compris gendarmerie)
5,5 %	Mobiles PTT et PTC
3 %	Autres services

On y remarquera que l'ensemble de la radiotéléphonie publique et privée, à savoir la radiotéléphonie pour les Ponts et Chaussées et les grands Services publics (EDF - GDF - SNCF), les services de transport (la RATP équipe 4 000 autobus), les taxis, transports routiers, services de livraison, chantiers de travaux publics, entreprises minières et sidérurgiques, exploitations agricoles et forestières, entreprises de gardiennage ou de dépannage, services de santé ou de sécurité (ambulanciers, croix-rouge, secouristes, secours en montagne, médecins, vétérinaires...) et à l'exception des gendarmes qui « relèvent » des mobiles militaires, l'ensemble de cette radiotéléphonie donc, doit se

contenter de 5,5 % du spectre, alors que la radiodiffusion sonore et visuelle bénéficie de 49 % de ce même spectre...

4. *Le taux élevé de croissance de certains services de radiocommunication, en particulier des services fixes et mobiles.*

Le tableau IV donne quelques chiffres caractéristiques de cette croissance pour ceux des services de radiocommunication qui dépendent plus directement des PTT.

TABLEAU IV
Radiocommunications PTT.

Mobiles	
Postes privés :	250 000
Taux de croissance :	15 à 20 % par an
Fixes.	
Faisceaux hertziens :	20 000 000 circuits $\times$ km (500 fois le tour de la Terre)
Croissance :	$\times$ 12 en 6 ans

Ces deux derniers tableaux III et IV caractérisent d'ailleurs un problème particulier au domaine des radiocommunications, le problème de l'évolution de la répartition du spectre entre services et entre utilisateurs différents, pour tenir compte de l'évolution des besoins (croissances différentes des services) de l'apparition de nouveaux services (par exemple les services par satellite) et ce en présence de l'inertie considérable due au poids économique des appareils et installations existants, qu'il faudrait modifier ou même remplacer si l'on modifiait la répartition existante.

Ce problème est rendu plus difficile encore par le caractère pratiquement limité du spectre à se partager, cette limitation constituant d'ailleurs le dernier trait caractéristique sur lequel je voulais attirer l'attention.

5. *La limitation pratique du spectre.* — En effet, contrairement à ce qu'on pourrait croire de l'étendue du spectre électromagnétique, réglementairement et donc artificiellement limité à 3 000 GHz, les ressources en fréquence pour un service donné ne peuvent être augmentées sans fin et sont même pratiquement assez strictement limitées.

En effet, en raison de l'évolution des conditions de propagation avec la fréquence (diffraction due à la Terre et aux obstacles, influence de la troposphère et de ses hydrométéores...) l'intérêt pratique et économique des différents services de radiocommunication décroît en général très vite au delà de certaines fréquences, qui apparaissent un peu comme des fréquences de coupure au-dessus desquelles l'intérêt effectif d'un service de radiocommunication donné s'évanouit rapidement.

Dans le cas de la radiotéléphonie avec les mobiles terrestres par exemple, la diffraction autour des obstacles (arbres, maisons, colli-

nes...) décroît très vite lorsque la fréquence croît au delà de 1 GHz environ, la propagation prenant de plus en plus le caractère « quasi-optique ». Du coup, les zones d'ombre se multiplient, obligeant à multiplier les stations fixes pour assurer une couverture donnée. La complexité du réseau et son coût deviennent donc assez rapidement prohibitifs.

Pour les faisceaux hertziens qui eux, au contraire, utilisent ce caractère quasi-optique de la propagation aux fréquences supérieures à 1 GHz, c'est l'influence des hydrométéores (le brouillard, la neige et surtout la pluie) qui au-delà de 15 GHz environ va très rapidement limiter la portée effective d'un bond hertzien, ou obliger à diversifier les trajets, si l'on veut garantir une disponibilité élevée. L'économie d'un tel système va donc se dégrader rapidement face à la concurrence des systèmes en câbles par exemple.

Ainsi, les services qui ont une limite semblable d'intérêt en fréquence, devront se partager la même partie du spectre et continuer à croître et prospérer dans ce même domaine quasi-fermé, la fuite en avant, vers des fréquences plus élevées, leur étant pratiquement interdite ou du moins très coûteuse.

3. LES MENACES

Dans ce domaine florissant des radiocommunications, quelles sont donc les menaces à craindre pour justifier du titre « Protection et défense des radiocommunications » donné à cet exposé ?

Nous avons vu que les systèmes de radio-communication étaient en raison même de leurs performances, très sensibles aux perturbations électromagnétiques. D'autre part, que ces mêmes systèmes devaient se partager une richesse limitée, le spectre des fréquences utiles.

Or, chaque système de radiocommunication et plus généralement chaque producteur d'énergie électromagnétique, qu'il ait ou non l'intention de rayonner cette énergie, constitue une source de perturbation non seulement locale, mais également à distance, pour les autres systèmes, pour les autres utilisateurs des radiocommunications.

Les menaces qui pèsent sur les radiocommunications dépendent donc de l'environnement électromagnétique dans lequel ces systèmes sont amenés à travailler.

Cet environnement électromagnétique est de fait conditionné :

1. *Par les radiocommunications mêmes*, qui constituent par elles-mêmes des causes de perturbations « internes » en raison :

- du rayonnement utile des émetteurs (difficile à éliminer complètement...),
- des rayonnements non essentiels et de structure, et des harmoniques, des émetteurs,
- des rayonnements parasites des récepteurs (par exemple par leurs oscillateurs locaux),
- de la largeur excédentaire du spectre

d'émission, liée aux problèmes de modulation, de filtrage, de stabilité de fréquence...

2. *Par des sources de rayonnement extérieures aux radiocommunications* sources qui peuvent être :

a) *Naturelles* comme les orages, le rayonnement « thermique », le rayonnement des corps célestes (radiosources).

Très faibles ou rares, ces sources de rayonnement naturel définissent l'environnement électromagnétique « originel » dont l'extrême qualité permet les fantastiques portées déjà signalées.

b) *Artificielles* et liées à l'utilisation de l'énergie électrique ou électromagnétique à des fins industrielles ou de télécommunication. Dans ces sources « parasites » on peut distinguer :

— Les parasites électriques des moteurs, arcs électriques, éclairages fluorescents, lignes d'énergie, surtout gênants dans la partie basse du spectre.

— Le rayonnement naturel ou accidentel (rupture d'un câble) des systèmes de télécommunications sur supports matériels, systèmes qui utilisent l'énergie électromagnétique *a priori* guidée par des lignes bifilaires ou coaxiales, mais qui rayonnent quand même un peu de cette énergie.

Exemple : Les systèmes à courants porteurs (PTT, EDF, SNCF) sur lignes aériennes ou souterraines, la télédistribution par câbles..., leurs rayonnements étant d'autant plus redoutables que le câble est aérien et plus encore s'il est à conducteurs séparés.

— Le rayonnement naturel ou accidentel des utilisations Industrielles, Scientifiques, Médicales et analogues (ISM) de l'énergie électromagnétique : Par leur souplesse d'emploi, leur pouvoir de pénétration et les bons rendements énergétiques associés, les ondes électromagnétiques sont en effet de plus en plus utilisées comme « source de chaleur » pour de multiples applications :

— Dissipation par courants de Foucault ou « Soudure HF » (automobile, construction métallique, chantiers navals...);

— Dissipation par pertes diélectriques (Décongélation, séchage, chauffage, cuisson, soudure plastique...);

— Diathermie médicale, entretien des arcs électriques...

Les risques de perturbations radioélectriques de telles installations sont bien entendu liés à la puissance « haute fréquence » engendrée, certaines installations utilisant des puissances de quelques dizaines ou même quelques centaines de kilowatts. Mais ces risques sont également très dépendants de la diffusion des matériels considérés et il n'est pas évident, à ce titre, que des appareils de faible puissance mais de grande diffusion (pour usage domestique par exemple) ne se révéleront pas beaucoup plus dangereux que des installations industrielles de très grande puissance, mais qui sont de ce fait peu nombreuses, qui peuvent être réalisées selon toutes les règles de l'art et implantées en conséquence, alors que des matériels « grand public » risquent d'être, pour des questions de prix de revient, beaucoup moins bien

« protégés » et seront de toute manière incontrôlables quant à leur implantation.

Toutes ces utilisations autres que Radio-communications ne nécessitent pas la propagation « libre », à distance, de l'énergie électromagnétique mais on ne peut prétendre y supprimer totalement tout rayonnement « parasite » en régime normal ou accidentel...

Les radiocommunications et la plupart de ces utilisations de l'énergie électrique ou électromagnétique à des fins industrielles ou de télécommunication connaissent une expansion considérable dans notre monde moderne. C'est donc dire que les perturbations engendrées et donc la dégradation de l'environnement électromagnétique croissent à des vitesses considérables à l'heure actuelle.

L'attention générale a été attirée ces dernières années sur certains graves problèmes de pollutions des ressources naturelles, pollutions provoquées par les activités humaines : Pollution de l'air, pollution de la mer, pollution de l'eau douce...

Avec ces problèmes de perturbations radioélectriques à distance, nous pénétrons dans le domaine de la pollution électromagnétique de « l'éther » ou « pollution du spectre », pollution nettement moins perceptible que les autres, mais tout aussi dangereuse parce que plus perverse encore.

Cette pollution électromagnétique, liée aux activités humaines et due aux rayonnements non intentionnels d'énergie électromagnétique, présente d'ailleurs des caractéristiques très semblables à celles des autres pollutions. En particulier, ses effets croissent beaucoup plus vite que ne croissent ses causes. Ce qui fait qu'après être longtemps restée négligeable et donc inaperçue, habituant même les utilisateurs à ne pas prendre de précautions, elle devient brutalement importante. Les mesures à prendre alors pour la faire régresser sont d'une ampleur considérable et les effets de ces mesures d'assainissement ne peuvent être perçus qu'après des années d'efforts de redressement.

Or les conséquences de la pollution électromagnétique commencent déjà à se faire sentir, et ces conséquences sont économiquement et humainement graves.

Sans vouloir dramatiser ce propos, il faut qu'on sache qu'à la suite d'accidents où l'on a dû malheureusement déplorer de nombreuses pertes de vies humaines, les commissions d'enquête aéronautiques (et notamment en France) ont souligné l'importance du problème des perturbations radioélectriques.

L'Organisation de l'Aviation Civile Internationale (OACI) est ainsi amenée à recueillir les éléments devant permettre aux Administrations aéronautiques et aux Exploitants d'aéronefs de prendre les dispositions nécessaires pour se prémunir contre les risques de perturbations.

Il est donc grand temps de nous inquiéter de la protection et de la défense des radiocommunications.

Dans ce domaine, comme dans beaucoup d'autres, il est en effet préférable de prévenir, que d'avoir à guérir...

4. LES MOYENS A METTRE EN ŒUVRE

La protection et la défense des radiocommunications peuvent être assurées conjointement par la mise en œuvre de techniques peu polluantes d'émission ou de génération d'ondes électromagnétiques, dans les domaines des radiocommunications, des télécommunications et des utilisations industrielles, et par l'amélioration de la protection à la réception, pour les radiocommunications. Réduire les pollutions et augmenter la résistance aux pollutions en réduisant la susceptibilité électromagnétique des récepteurs, leur sensibilité aux perturbations dans et hors bande, sont en effet les deux grands objectifs à poursuivre. Quatre domaines d'action sont à notre disposition pour ce faire, et pour ainsi sauvegarder l'intégrité et le développement des services de radiocommunication tant en maintenant les autres utilisations de l'énergie électromagnétique. Ce sont :

- le partage des fréquences associé à l'économie du spectre,
- la limitation des rayonnements,
- la séparation géographique,
- la limitation en durée d'utilisation.

De nombreuses « armes techniques » y sont utilisables mais, comme toutes les armes, elles ne se révéleront efficaces que si on les emploie, et que si elles sont employées convenablement.

1. Le partage des fréquences et l'économie du spectre

L'utilisation de procédés de modulation économiques en spectre, l'amélioration du filtrage et de la linéarité en réception (amélioration de la sélectivité), l'augmentation des stabilités de fréquence permettent d'éviter de consommer inutilement du spectre et de réaliser un meilleur partage des fréquences entre services de radiocommunication. De même, l'utilisation des fréquences réservées pour les ISM par l'UIT permet d'éviter les perturbations inutiles. Ces fréquences, rappe- lées dans le tableau V, doivent donc être

utilisées en toute priorité par les appareillages ISM puisqu'aucune restriction de rayonnement ne leur est alors imposée.

Bien entendu le fonctionnement sur ces fréquences ne dispense pas des limitations à apporter aux rayonnements sur les harmoniques, sous-harmoniques et autres fréquences qui sont en dehors de ces bandes réservées. Mais le rayonnement sur la fréquence principale de l'appareil n'a plus besoin d'être aussi sévèrement limité. Par ailleurs de telles dispositions n'ont de sens que si les stabilités de fréquence effectivement obtenues sont telles que les fréquences engendrées restent bien dans les bandes prévues et ne vont pas « baver » en dehors de ces bandes.

2. La limitation des rayonnements

Cette limitation peut être obtenue en réduisant au strict nécessaire les puissances utiles, en supprimant autant que faire se peut les rayonnements inutiles, et les rayonnements utiles dans des directions inutiles.

Participent donc de ces objectifs, dans le domaine des radiocommunications, la limitation de la puissance émise au minimum nécessaire au service, compte tenu de la portée utile, le filtrage à l'émission des rayonnements non essentiels et harmoniques et l'utilisation d'antennes directives à hautes performances (à très faible rayonnement latéral et arrière) lorsque les liaisons à réaliser le permettent.

Pour les applications ISM et les télécommunications, c'est l'utilisation de blindages et de filtrages pour limiter les rayonnements, la bonne conception des équipements (électrodes, applicateurs...) et des câbles supports de l'énergie électromagnétique qui permettent de limiter les rayonnements inutiles.

Enfin pour les appareils électriques, c'est l'antiparasitage évitant la propagation directe, ou sur les fils d'alimentation, des rayonnements parasites.

3. La séparation géographique

La séparation géographique des installations liée au choix judicieux des lieux d'implantation, par coordination géographique avec les autres implantations, permet une cohabitation dans les mêmes bandes de fréquence entre certains perturbateurs et perturbés.

En effet, l'énergie électromagnétique se propage, mais s'affaiblit avec la distance. Les fréquences les plus élevées se propagent encore plus difficilement au-delà de l'horizon.

D'autre part, les différents services de radiocommunications sont inégalement vulnérables aux perturbations.

Ces considérations rendent donc possible une coordination « en distance » entre services différents utilisant les mêmes fréquences. De ce fait, telle utilisation intolérable dans une zone donnée peut se révéler possible dans d'autres implantations géographiques. Mais de telles éventualités de coexistence doivent être examinées cas par cas, en fonction de la nature du service perturbateur et des services perturbés, ainsi qu'en fonction de l'implantation retenue et des conditions d'environnement.

4. La limitation en durée d'utilisation

Toute réduction de la durée d'émission entraîne une diminution égale de la probabilité de perturbation.

L'élimination des redondances inutiles dans les informations transmises, la mise en œuvre d'émissions aussi courtes que possible, l'utilisation de procédés d'affectation à la demande contribuent donc à la limitation de l'encombrement de l'éther et des possibilités de perturbations.

Les réglementations en vigueur, tant internationales que nationales reprennent d'ailleurs un certain nombre de ces considérations entraînant ainsi des limitations certaines aux risques de perturbations.

Ces réglementations, bien que non parfaites, ont le mérite d'exister. Elles ne sont malheureusement pas toujours respectées. Les principales dispositions « fortes » de ces réglementations sont les suivantes :

Règlement des Radiocommunications.

Il définit, au plan international, la répartition des fréquences entre services, répartition opposable à tout utilisateur. Il en découle l'existence d'un fichier de référence international des fréquences, donnant priorité au premier utilisateur, sous réserve que cette utilisation soit conforme à l'usage défini dans le tableau de répartition des fréquences. Enfin ce règlement contient un certain nombre de mesures contre les brouillages d'origine « radiocommunication » en fixant les tolérances de fréquence jusqu'à 20 GHz et les limites des rayonnements non essentiels jusqu'à 235 MHz.

TABLEAU V

Fréquences à utiliser pour les applications industrielles scientifiques et médicales.

(Extraits des actes finals de la conférence administrative des radiocommunications, Genève, 1959.)

Tableau valable pour la France métropolitaine et plus généralement pour la Région I *

Fréquences	L'Énergie Radioélectrique émise par ces applications doit être contenue dans les limites de la bande s'étendant à	
13 560 kHz	± 0,05 %	de cette fréquence
27 120 kHz	± 0,6 %	de cette fréquence
40,68 MHz	± 0,05 %	de cette fréquence
2 450 MHz	± 50 MHz	
5 800 MHz	± 75 MHz	
24,125 GHz	± 125 MHz	

Nota. — La fréquence 24,125 GHz a remplacé la fréquence 22,125 GHz (Actes finals de la conférence administrative mondiale des télécommunications spatiales, Genève, 1971).

* La Région I, au sens de l'UIT, comprend en gros l'Afrique, l'Europe, plus la partie située en Asie des territoires de la Turquie et de l'URSS.

Tableau de répartition des bandes de fréquence du CCT

Ce tableau prolonge, au niveau national, le tableau du règlement des radiocommunications, pour les fréquences supérieures à 27 MHz, en précisant les utilisateurs autorisés de chaque partie du spectre ainsi que les modalités de coordination.

Règlement sur les servitudes de protection des centres radioélectriques

Ce règlement définit, pour la protection des stations fixes de réception des services de radiocommunication, la notion de zone de servitudes (contre les obstacles et contre les perturbations électromagnétiques) et précise les procédures à appliquer. Il renferme par ailleurs la réglementation sur l'usage des appareils ISM.

Cette réglementation est fondée sur l'obligation de demande préalable d'autorisation, sauf si la fréquence utilisée fait partie des fréquences ISM de l'UIT, auquel cas la seule déclaration de mise en fonctionnement suffit.

Pour être complet, je signalerai qu'au plan de la Communauté Européenne, et donc au plan national, des directives et réglementations sont à l'étude afin de préciser et compléter la réglementation ISM, ceci dans la double perspective de bien définir les niveaux acceptables de pollution électromagnétique, et donc la protection des radiocommunications, tout en évitant d'inutiles entraves techniques à la libre circulation des produits industriels dans l'ensemble de la Communauté Européenne.

Arrêtés de protection de la radiodiffusion sonore et visuelle

Ces arrêtés précisent pour l'essentiel les valeurs limites des tensions perturbatrices pour les fréquences inférieures à 30 MHz et

les limites des perturbations radioélectriques pour les fréquences de 30 à 300 MHz.

Spécifications techniques d'homologation des matériels radioélectriques privés.

Ces spécifications définissent les caractéristiques techniques minimales que doivent satisfaire les différents matériels radioélectriques privés afin de pouvoir être fabriqués, importés, vendus ou acquis en France (puissance, stabilité de fréquence, rayonnements non essentiels... pour les émetteurs; sensibilité, sélectivité, rayonnements parasites... pour les récepteurs).

Dans le but d'harmonisation de ces spécifications entre pays d'Europe, la Conférence Européenne des Postes et Télécommunications (CEPT) établit des recommandations dont s'inspirent de plus en plus les spécifications nationales.

5. CONCLUSION

L'« éther électromagnétique », support immatériel des radiocommunications est une *richesse naturelle et limitée*.

Nous avons donc le devoir de veiller à son bon usage. Ce bon usage dépend d'une judicieuse répartition entre les différents services et utilisateurs et se trouve menacé par la pollution électromagnétique provoquée par le développement des utilisations de l'énergie électromagnétique, par les radiocommunications elles-mêmes et par les autres activités humaines.

La sauvegarde du développement de ces radiocommunications qui constituent dans bien des domaines des moyens irremplaçables de liaisons, impose d'améliorer l'économie et le partage du spectre entre utilisateurs et de lutter contre la pollution. Cette sauve-

garde implique des contraintes réglementaires et économiques qui risquent de devenir de plus en plus sévères si de bonnes règles de cohabitation entre utilisateurs différents ne sont pas observées.

Si une cohabitation harmonieuse ne peut s'établir sur la base de concertations et de coordinations, chacun ayant non seulement conscience de ses intérêts propres mais aussi de l'intérêt collectif, et à moins d'instituer une autorité dirigiste, imposant règles et partages, autorité qui ne peut relever que des hautes instances politiques, en raison de l'incidence des décisions à prendre, il faudra peut-être en venir à l'idée de faire payer tous ceux qui utilisent l'éther en fonction de l'encombrement en fréquence, en volume et en temps qu'ils provoquent...

Ceci aurait au moins l'avantage d'introduire des motivations, pour l'évolution des partages en fréquence et pour la limitation des rayonnements inutiles, de même nature économique que les « résistances » provoquées par le surcoût à payer pour ces évolutions, permettant ainsi d'espérer une certaine « optimisation automatique » de l'usage de l'éther, les utilisateurs qui n'ont pas besoin de tout le spectre qui leur est attribué étant incités à le restituer, et tous ceux qui rayonnent inutilement étant conduits à limiter autant que faire se peut ces rayonnements.

La lutte contre la pollution électromagnétique est, comme toute lutte contre une pollution, non seulement affaire de réglementation mais surtout de sensibilisation de tous, afin que chacun y participe.

Cet exposé n'avait pour but que d'attirer l'attention sur ce problème de la pollution du spectre et d'inciter à l'application des règles du bon usage de l'énergie électromagnétique, règles qui contribuent à la protection et à la défense des radiocommunications.

Filtre à quartz 2,5 MHz pour multiplex téléphonique 12 voies ⁽¹⁾

FILTRES

L'onde électrique
1978, vol. 58, n° 6-7
pp. 458-463



par Jean KERBOULL,

Ingénieur.
Chef des Services Filtres à quartz.

Compagnie d'électronique et de piézo-électricité, 101, rue du Président-Roosevelt, 78500 Sartrouville.

RÉSUMÉ

Cet article a pour but de démontrer la possibilité d'emploi de filtres à quartz 2,5 MHz dans les systèmes multiplex téléphoniques 12 voies.

L'auteur, cite les différents types de filtres pouvant être utilisés en fonction du gabarit choisi et démontre les avantages techniques et économiques obtenus par le filtre à quartz.

La suppression de réglages et de circuits d'ajustements par l'utilisation du filtre à quartz 2,5 MHz fait que le prix de la carte de voie est des plus intéressants et permet une très bonne évaluation économique de l'ensemble.

SUMMARY

2,5 MHz crystal filters for a 12 channel multiplex telephony system.

The main purpose of this paper is to underline the various possibilities of crystals filters at 2,5 MHz for a 12 channel multiplex telephony system.

The author, describes the various types of filters that may be used according to the desired pass-band and stop-band characteristics; furthermore, he brings out the technical and economical advantages of crystals filters for these applications.

The suppression of tuning and of additional trimmer circuits by the use of the 2,5 MHz crystals filters permits a very interesting price for the channel card and a sound evaluation of the entire system.

Le filtre à quartz a longtemps été considéré comme un produit de luxe, souvent indispensable, mais onéreux.

A l'heure où le quartz trouve une large diffusion dans des biens de consommation tels que l'horlogerie, la télévision, l'automobile ou les équipements « Citizen band », nous nous proposons de démontrer qu'il peut apporter une solution industrielle économique au problème posé par le filtrage des voies d'un multiplex téléphonique.

INTRODUCTION

L'étude d'une nouvelle génération d'équipements terminaux à 12 voies a mis en évidence l'importance du filtrage conversation réalisé par les filtres de première modulation.

Les critères du choix d'un type de filtrage sont principalement d'ordre économique et dimensionnel.

L'utilisation d'un plan de transposition bien étudié permet une grande densité de voies par cadre et conduit à une faible consommation d'énergie pour les circuits électriques périphériques.

Diverses technologies sont aujourd'hui en concurrence :

- filtre traditionnel à inductances et condensateurs travaillant à environ 20 kHz, (en France 24 kHz),
- filtres électromécaniques entre 50 et 200 kHz, (128 kHz pour la France),

- filtres à quartz à 2 500 et à 8 192 kHz,
- filtres utilisant des matériaux piézo-électriques tels que céramique ou tantalate de lithium,
- filtres utilisant des éléments actifs,
- filtres « CCD ».

L'utilisation des fréquences comprises entre 2 et 10 MHz élimine les problèmes de proximité de bandes latérales indésirables et facilite la réalisation des filtres de couplage.

Le filtre à quartz retenu à la fréquence de 2,5 MHz est suffisamment performant pour répondre à l'ensemble des conditions de filtrage sans système additionnel et indépendamment du choix de la fréquence d'appel à F_0 ou à $F_0 + 3\,825$ Hz.

GÉNÉRALITÉS

Le choix de la fréquence du filtre fait appel à différentes considérations tenant compte des circuits annexes et des possibilités de fabrication surtension des composants.

L'utilisation d'une fréquence de prémodulation élevée permet d'obtenir au niveau du groupe primaire de 12 voies (60-108 kHz) une excellente protection vis-à-vis du produit d'intermodulation du mélangeur.

En conséquence, d'une part le filtrage de la carte de couplage s'en trouve allégé et, d'autre part, l'utilisation de mélangeur ne présentant aucune qualité exceptionnelle, en ce qui concerne le produit d'intermodulation, est rendue possible.

(1) Article reçu initialement le 28/7/1977, et accepté dans sa forme définitive en Avril 1978.

Il est aisé de créer directement le groupe secondaire de base dans la bande de fréquence 312-552 kHz (60 voies) en se protégeant au maximum des raies parasites issues du produit d'intermodulation. Il s'ensuit une élimination des équipements modulateurs de groupe primaire et porteurs de groupe primaire.

Afin d'augmenter le nombre de voies, on est tenté d'utiliser une fréquence élevée, mais il apparaît une limite supérieure due à la technologie des semi-conducteurs employés dans les circuits tant logiques qu'analogiques, et de la possibilité de construire le filtre de voie à cette fréquence.

Il est nécessaire de définir une fréquence pour laquelle le nombre de circuits actifs utilisés sera minimum (modulation et amplification haute fréquence). Il est, de plus, important de rendre cette fréquence compatible avec la logique CMOS utilisée dans la génération de porteurs.

La conception d'un filtre répondant au dixième de gabarit recommandé par le CCITT (fig. 1) impose un coefficient de qualité de ses composants d'autant plus élevé que la largeur de sa bande passante, rapportée à la fréquence de travail, est faible.

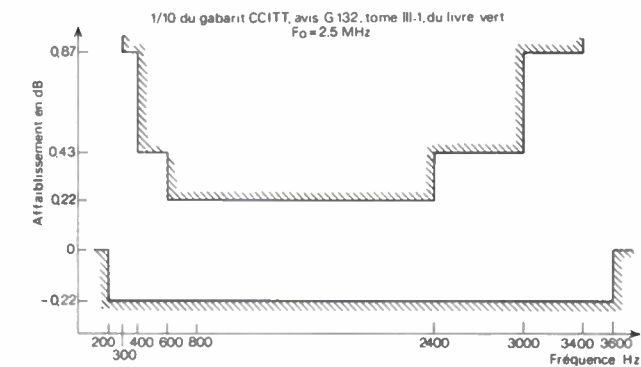


Fig. 1.

Le tableau I donne les valeurs du coefficient de surtension à atteindre, à différentes fréquences, afin de construire un filtre pour voie téléphonique.

TABEAU I

Fréquence (kHz)	Coefficient de qualité
150	10 000
2 500	200 000
5 000	400 000
10 000	800 000

Quels que soient les matériaux piézoélectriques, il est difficile pour l'instant au-dessus de 5 MHz, d'obtenir d'une façon simple et économique des résonateurs répondant à ces conditions.

Bien sûr, un résonateur à quartz fonctionnant par exemple en partiel 5 peut aisément atteindre les valeurs de surtension imposées, mais il ne permet pas de réaliser facilement la largeur de bande passante désirée.

De plus, la bande passante doit être légèrement majorée afin d'absorber les dispersions de fabrication, fréquence des résonateurs en fonction de la température environnante.

De même, la bande atténuée doit être resserrée en fonction de la stabilité des éléments. Ceci peut être illustré par les tableaux II et III, nous admettons que, dans la plage de température + 10 à + 60 °C, la variation de fréquence est de $7 \cdot 10^{-6}$ de F_0 et de $15 \cdot 10^{-6}$ de F_0 , pour respectivement une tolérance sur l'angle de coupe θ de ± 1 mn et de ± 2 mn, en coupe AT.

TABEAU II

Variation de la fréquence d'un quartz entre 10 et 60 °C.

Fréquence porteuse (MHz)	10	5	2,5
ΔF pour $\theta \pm 1'$ (Hz)	± 35	$\pm 17,5$	$\pm 8,75$
ΔF pour $\theta \pm 2'$ (Hz)	± 65	$\pm 32,5$	$\pm 16,25$

TABEAU III.

Précision moyenne de calage d'un résonateur à quartz - $F_0 (\pm 4 \cdot 10^{-6})$.

Fréquence porteuse (MHz)	10	5	2,5
Calage (Hz)	± 40	± 20	± 10

Les points imposés du gabarit du filtre doivent donc être corrigés en fonction de ces variations.

Après examen, il apparaît donc que la fréquence 2,5 MHz répond le mieux aux exigences industrielles puisque l'utilisation des C MOS est facile la surtension du quartz largement atteinte et la dérive de fréquence absolue faible pour une précision de taille courante.

CONCEPTION DU FILTRE

Le choix de la structure ne doit pas se faire uniquement en fonction de son aptitude à répondre au gabarit, mais en tenant aussi compte des questions d'industrialisation et des coûts de réalisation.

Afin de satisfaire au gabarit, plusieurs formes de filtres peuvent être considérées.

Filtre polynomial.

Un filtre polynomial ne présentant pas de points d'affaiblissement infinis en pied de courbe comporterait un nombre important de résonateurs pour satisfaire le gabarit. En configuration monolithique les dimensions de la lame de quartz seraient relativement importantes à la fréquence retenue. L'assemblage en cascade de cellules bipolaires est possible mais exige des moyens industriels très particuliers pour la fabrication des résonateurs. L'absence d'autres éléments que le quartz et le fait de ne devoir effectuer aucun réglage manuel apporte des avantages à cette solution.

Composé d'éléments discrets, ce filtre polynomial exigerait un réglage minutieux des inductances bobinées du fait du nombre élevé de cellules en cascade. Ces transformateurs accroissent le coût du produit son encombrement ainsi que les risques d'instabilité en fonction des conditions d'environnement.

Filtre de Cauer.

Il est composé de plusieurs résonateurs dans chacun des deux bras d'un transformateur différentiel.

Tous les résonateurs diffèrent par leur fréquence et deux à deux égaux en self-inductance.

La réalisation des composants est délicate et le réglage du filtre difficile. Son avantage réside en l'obtention de flancs très raides.

Filtre en échelle (fig. 2).

Par principe, le calcul offre la possibilité de placer des affaiblissements infinis dans la bande atténuée et d'obtenir par conséquent des flancs très raides.

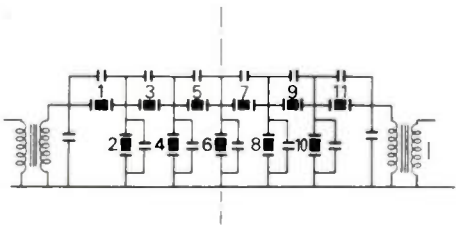


Fig. 2.

Ce schéma ne comporte que des résonateurs et des condensateurs. La présence d'auto-transformateurs aux accès n'est indispensable que lorsque l'on veut procéder à une adaptation d'impédance imposée par les circuits d'utilisation.

A la fréquence choisie, les condensateurs ont des valeurs suffisamment faibles pour être intégrés sur le circuit imprimé du filtre. Les inductances des résonateurs sont différentes mais les dimensions des lames de quartz sont bien identiques et seules les surfaces des électrodes sont modifiées.

Il n'y a pas de réglage en dehors de l'accord des auto-transformateurs aux accès, les inductances et les fréquences des résonateurs étant obtenues automatiquement par construction avec des tolérances suffisantes.

Ce schéma tend à favoriser l'élimination des résonances parasites dues aux cristaux.

CALCUL DU FILTRE EN ÉCHELLE

La méthode des paramètres images a servi de base à ce calcul qui a été complété par une optimisation des valeurs calculées.

Il en résulte que 10 résonateurs satisfont aux exigences du gabarit.

Toutefois, pour obtenir un schéma symétrique et élargir les tolérances de fabrication, tout en réservant un coefficient de sécurité dans les performances, nous avons employé 11 résonateurs.

Une série de simulations par ordinateur a permis de fixer les tolérances sur les valeurs de composants :

- inductances mot ionnelles des cristaux à $\pm 4\%$,
- condensateurs en dérivation : $\pm 2,5\%$,

- précision de fréquence des résonateurs : $\pm 4 \cdot 10^{-6}$ de F_0 ,

ceci dans l'hypothèse où tous les résonateurs ont un coefficient de qualité supérieur à 200 000, cas particulier où le filtre est à très faibles pertes.

Le filtre (fig. 3) doit être composé de résonateurs dont les capacités statiques vérifient la relation :

$$\frac{cd}{cs} = 4 \frac{450}{1\,600} \left(2 + \frac{450}{1\,600} \right) = 2.566.$$

Un calcul plus approfondi conduit à un rapport de 2,525

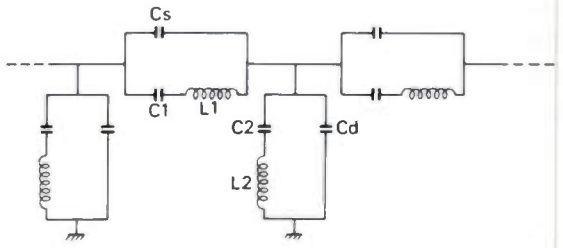


Fig. 3.

Nous sommes, de plus, tenus de répondre à une relation entre les capacités dynamiques et statiques des résonateurs. Les valeurs à réaliser sont :

$$\frac{cs}{c1} = 360, \quad \frac{cd}{c2} = 420.$$

De même, les capacités dynamiques de ces deux types de résonateurs doivent vérifier la relation :

$$\frac{c2}{c1} = 2,1.$$

Les résonateurs fabriqués pour ce filtre en échelle ont les caractéristiques typiques du tableau IV :

TABLEAU IV

	L (mH)	C1 (10^{-2} pF)	Co (pF)	Q
Série	460	1,14	3,1	400 000
Dérivation	220	2,4	4,5	300 000

Les deux capacités, cs et cd ont respectivement pour valeur calculée :

$$cs = 4,1 \text{ pF}, \quad cd = 10,1 \text{ pF}.$$

Il apparaît que les différentes relations jusqu'ici énoncées ne sont vérifiées qu'à la condition d'apporter une capacité additionnelle de 1 pF sur les quartz du bras série et de 5,6 pF sur ceux du bras dérivation.

Tous les résonateurs en dérivation sont identiques, seules les fréquences sont deux à deux légèrement et symétriquement décalées par rapport à celle du quartz se trouvant sur l'axe de symétrie.

Il en est de même des résonateurs du bras série, les deux extrêmes exceptés. Ceux-ci doivent en effet présenter une impédance moitié des autres.

Nous sommes donc en présence d'un filtre comportant 11 capacités, 11 résonateurs et 6 fréquences différentes, réparties sur 3 caractéristiques de self inductances.

RÉALISATION ET RÉSULTATS

Les filtres sont réalisés suivant la figure 4.

Les embases et capots contenant les quartz ont été spécialement étudiés (dimensions, fermeture, capacité aux bornes); par contre, les autotransformateurs aux accès sont d'un modèle courant. Les condensateurs complémentaires sont intégrés sur le circuit imprimé.

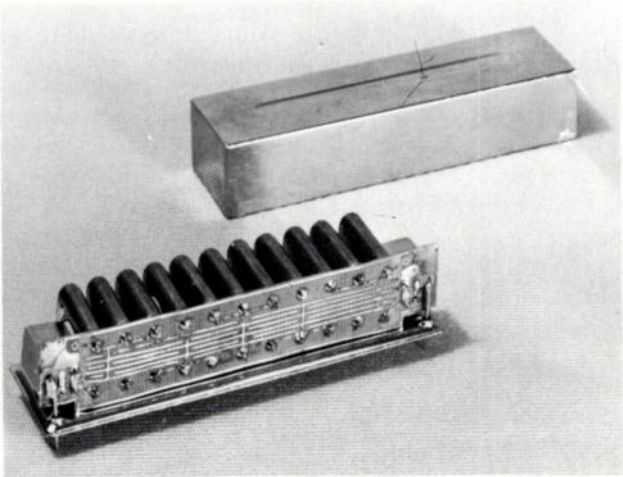


Fig. 4.

Le tableau V présente le relevé des points caractéristiques de la courbe d'amplitude d'un filtre appartenant à un log de 30 pièces.

TABEAU V

Fréquence absolue (Hz)	Écart ΔF par rapport à la fréquence porteuse	Atténuation dB	
		Mesure	Gabarit
2 499 700	- 300	73,21	> 70
2 499 860	- 140	74,23	> 50
2 500 050	50	41,75	> 30
2 500 200	200	4,87	> 3
2 500 300	300	0,33	< 0,87 < - 0,22
2 500 400	400	0,24	< 0,43 < - 0,22
2 500 600	600	0,11	< ± 0,22
2 500 800	800	0,00	0
2 501 000	1 000	0,01	< ± 0,22
2 501 500	1 500	- 0,09	< ± 0,22
2 502 000	2 000	- 0,06	< ± 0,22
2 502 400	2 400	- 0,02	< ± 0,22
2 503 000	3 000	0,04	< 0,43 < - 0,22
2 503 400	3 400	0,44	< 0,87 < - 0,22
2 503 750	3 750	37,77	> 33
2 503 860	3 860	47,60	> 35
2 503 920	3 920	57	> 40
2 504 000	4 000	61,62	> 55

La perte d'insertion de ce filtre est de 0,71 dB.

L'ondulation est de 0,11 dB.

Le produit d'intermodulation créé par des raies de niveau - 10 dBm est à - 82 dB.

Le temps de propagation de groupe, représenté par la figure 5 répond au gabarit et se trouve être parfaitement reproduit pour chacun des filtres.

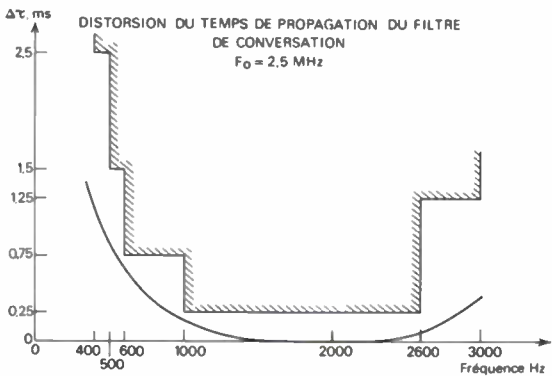


Fig. 5.

Vérifié dans la plage de température allant de - 10 à + 60 °C, ce matériel ne laisse apparaître que des variations de très faible amplitude et seulement décelable au sommet de la courbe.

Un relevé de caractéristiques d'amplitude à 25, + 10 et 60 °C est donné par les figures 6 et 7.

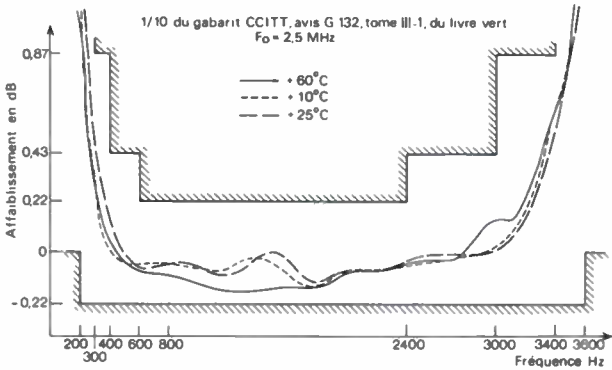


Fig. 6.

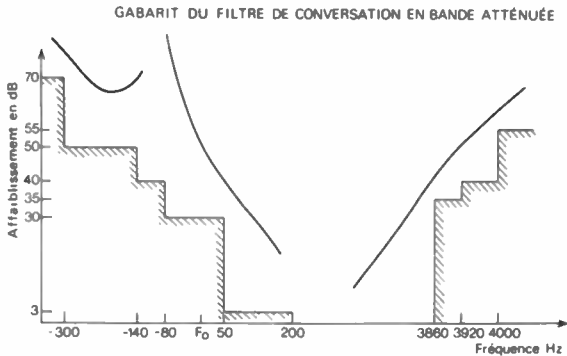


Fig. 7.

Des essais de tenue aux accélérations ont été effectués sur les résonateurs qui satisfont aux normes NFC 93-611-3.34, sévérité 500 A.

L'encombrement du filtre est le suivant :

82 mm × 22 mm × 15 mm.

PROCÉDÉS DE FABRICATION

Les caractéristiques électriques du filtre étant acquises, les résonateurs de bonne qualité, parfaitement reproductibles, doivent être réalisés aux meilleures conditions économiques.

Le processus de fabrication consiste en :

- un usinage commun à tous les quartz sur machines automatiques,
- un montage totalement automatisé des lames sur leur support suivi d'un nettoyage en continu,
- un dépôt des électrodes par évaporation et ajustage automatique des fréquences,
- une fermeture semi-automatique électrique,
- un montage des quartz sur substrat imprimé et soudure au bain,
- la présentation sur embase, du filtre et réglage des deux autotransformateurs,
- la fermeture électrique du boîtier du filtre et contrôle automatique de ses caractéristiques électriques.

Tous ces procédés sont actuellement en service ou ont été expérimentés. Chaque opération est suivie d'un contrôle.

Les procédés d'exécution de ces opérations ont été choisis avec comme objectif constant la recherche des temps minimaux et de la constance de la qualité des produits.

L'usinage de la lame de quartz est effectué sur des machines automatiques à grande capacité; la mise aux dimensions extérieures, par exemple, est exécutée sur un bâti alimenté par plateaux à 40 positions, chacune de celles-ci pouvant recevoir 13 quartz.

La précision est meilleure que 0,02 mm.

Le « biselage » de la lame, actuellement réalisé sur tête unique, se fera sur un plateau à multipositions. Ensuite, les lames versées en vrac dans un distributeur sont orientées, positionnées et scellées sur leur embase puis convoyées sur un support qu'elles conservent jusqu'à la fermeture de leur boîtier.

Le dépôt des électrodes et l'ajustage en fréquence programmés de façon très simple quelle que soit la surface des électrodes se font en 40 s, pour un quartz.

Le temps de fermeture électrique, sous vide, est de 12 s par pièce. L'assemblage du filtre, tous les boîtiers de quartz étant juxtaposés, se fait à partir de distributeurs. Aucun condensateur discret n'est à rapporter, ceux-ci étant déposés sur le circuit imprimé et le quartz.

Le contrôle se fait sur un banc automatique; l'obtention sur imprimante des résultats en amplitude et temps de propagation dure 2 mn et 30 s.

CRITIQUE DES RÉSULTATS

L'examen des résultats obtenus montre la compétitivité du filtrage à quartz.

On notera que l'ensemble des caractéristiques de filtrage

de la voie est obtenu sans élément complémentaire et que le filtre répond aux exigences du marché français — appel sur porteuse à F_0 , et appel à 3 825 Hz.

L'utilisation de résonateurs ayant une surtension supérieure à 200 000 assure une perte d'insertion très faible (moins de 1 dB), une ondulation minimale avec une grande stabilité dans une gamme de température élargie de 10 à 60 °C, et enfin, une très grande reproductibilité.

L'obtention de la caractéristique de retard de groupe, de la protection hors bande et du niveau d'intermodulation n'offre aucune difficulté si l'on respecte les tolérances de fabrication calculées.

Nous sommes en présence d'un produit dont la valeur repose sur la simplicité de sa conception et sur la qualité intrinsèque du matériau employé.

Or la fabrication du quartz synthétique est désormais stabilisée à l'étranger comme en France.

Les méthodes modernes de construction d'un filtre à quartz qui font largement appel à des automatismes tant mécaniques qu'électroniques permettent une industrialisation très poussée favorable d'une production de grande série économique.

Ces rendements, dans l'ordre de la gamme opératoire de fabrication, sont répartis de la façon suivante :

— sciage des lames de quartz	92 %
— usinage des lames de quartz	93
— montage des lames de quartz	95
— métallisation du résonateur	95
— fermeture du résonateur	95
— montage du filtre	97
— réglage du filtre	97
— fermeture du filtre	98
— contrôle du filtre	98

CONCLUSION

Une nouvelle génération d'équipements terminaux téléphoniques est à l'étude. Le but n'est pas d'apporter seulement des améliorations techniques aux qualités reconnues des matériels 70 en exploitation, mais aussi d'en diminuer le coût.

Le prix de la carte de voie intervient de façon importante dans l'évaluation économique de l'ensemble. Il est donc essentiel, qu'à un prix le plus réduit possible, cette carte remplisse l'ensemble des conditions de filtrage, sans réglage ni adjonction de circuits d'appoints dans le matériel.

C'est dans ce but qu'a été étudié et développé le filtre à quartz dont traite cet article et on peut estimer que les hypothèses émises sont vérifiées et que l'utilisation de filtrage à quartz dans un multiplex analogique de voies répond aux impératifs économiques et d'exploitation de ce matériel.

De plus il n'existe, à notre connaissance, aucun système de filtrage à quartz pour voie téléphonique répondant aux

recommandations du CCITT qui ait été expérimenté à une fréquence si élevée.

Ceci confère à cette solution son caractère d'originalité.

Bibliographie.

- ŚLOWINSKI A. — Micro-acoustique et Télécommunications, *Onde Électrique*, Vol. 52/2, Février 1972.
 BIDART L. — Méthode moderne et conception d'un filtre à quartz, *Onde Électrique*, Vol. 51/4, Avril 1971.
 DUVAL G. et RENAUD-GOUD J. — Considération sur l'étude d'une nouvelle

- génération d'équipements terminaux analogiques à 12 voies, *Câbles et Transmissions*, 27 A, n° 1, Janvier 1973.
 BOSC R. — Filtrés électromécaniques, *L'Écho des Recherches*, Mars 1968.
 HUMPHREYS. — *The analysis Design and Synthesis of electrical filters*, Prentice Hall Networks Series. Robert W. Newcomb, editor.
 LLOYD P. — Monolithic crystal Filters for frequency division multiplex, *Symposium on Frequency Control*, Avril 1971.
 SCHUSSLER H. — Consideration about channel filters for a new carrier Frequency system mecanical filters, *Symposium on Frequency Control*, Avril 1971.
 BOSC R., LOYER P. et COLLOMBAT F. — Application de nouvelles technologies de filtrage a un système 12 voies, *Câbles et Transmission*, 27 A, n° 1, Janvier 1973.
 CCITT. — « Livre vert », Vol. III, G 211.
 FDM. — Modulation plans and polytithic crystal filters, « *GTE Lenkurt Demodulator* », Septembre 1973.

Transducteurs composites pour application aux filtres électromécaniques ⁽¹⁾

FILTRES

L'onde électrique
1978, vol. 58, n° 6-7
pp. 464-469

par C. BREMON ⁽²⁾,

Ingénieur CNAM, chargé d'études.
Laboratoire Filtres de la CIT-Alcatel,
Centre de Villarcieux, 91310 Monthéry,

G. VILLELA,

Docteur III^e cycle Physique.
Ingénieur aux Laboratoires de Marcoussis.

et Ch. DUCHET,

D.E.A. d'optique.
Ingénieur aux Laboratoires de Marcoussis.

Centre de Recherches de la C.G.E., Route
de Nozay, 91460 Marcoussis (tél. :
901.20.02).



RÉSUMÉ

Cet article décrit les avantages offerts par l'utilisation du monocristal niobate de lithium dans la réalisation de transducteurs piézoélectriques pour filtres électromécaniques. Après une description de la méthode utilisée pour la fabrication du niobate de lithium et des propriétés des transducteurs obtenues avec ce matériau, une application à un filtre électromécanique est donnée.

SUMMARY

Single crystal-metal composite transducer for electromechanical filter devices

This paper shows the advantages of lithium niobate single crystals used as piezoelectric transducers for electromechanical filters. After a description of the lithium niobate fabrication process, and of the transducers properties obtained with this material, an application to an electromechanical filter is given.

1. INTRODUCTION

La réalisation de filtres de fréquences en structure électromécanique nécessite des organes de transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique, et inversement, appelés transducteurs. La fonction transducteur peut être réalisée par effet piézomagnétique, à l'aide de ferrites magnétostrictifs, ou par effet piézoélectrique en utilisant des céramiques ou des monocristaux. Parmi ces derniers, le niobate de lithium offre un bon compromis entre les exigences techniques et économiques.

2. FABRICATION DU MONOCRISTAL

Le niobate de lithium (LiNbO_3) présente une structure cristalline du type rhomboédrique, de classe 3m ($a = 5,4944 \text{ \AA}$, $\alpha = 55^\circ 52'$). Il est obtenu selon la méthode de Czochralski sous forme de monocristal par tirage à partir du bain fondu à $1\,250^\circ\text{C}$ en creuset de platine [1, 2]. Le matériau de départ est un mélange homogène de poudres de pentoxyde de niobium (Nb_2O_5) et de carbonate de lithium (Li_2CO_3). Le creuset est chauffé par induction HF, sous atmosphère confinée, jusqu'au point de fusion ($1\,250^\circ$). Le gradient thermique du four peut être adapté aux conditions de croissance monocristalline par l'intermédiaire d'un réchauffeur.

Le niobate de lithium est un matériau ferroélectrique. Il est nécessaire, pour des applications piézoélectriques, d'obtenir un cristal monodomaine c'est-à-dire à polarisation électrique uniforme. Comme la température à son point de Curie est de $1\,150^\circ\text{C}$, il est possible de polariser le monocristal, durant sa croissance, par un champ électrique appliqué entre le germe et le creuset. Le tirage peut s'effectuer à une vitesse de 2 à 9 mm/h. Dans ces conditions, la taille du monocristal (obtenu dans les laboratoires de la C.G.E. à Marcoussis) est d'environ 50 mm de longueur et de 35 à 50 mm de diamètre. Après recuit sous atmosphère d'oxygène, l'orientation des axes est repérée, le cristal est ensuite coupé et poli.

3. PROPRIÉTÉS INTRINSÈQUES DU NIOBATE DE LITHIUM

Les propriétés piézoélectriques du niobate de lithium dépendent de l'angle de coupe utilisé. Le mode de vibration longitudinal est seul étudié ici, et pour ce mode on peut envisager deux types de transducteurs composites :

— le transducteur dit « de Langevin », excité longitudinalement, dans lequel une pastille piézoélectrique (facteur de couplage électromécanique k'_{33}) est intercalée entre deux demi-résonateurs (fig. 1),

— le transducteur dit « sandwich », (fig. 2); cette structure est obtenue en fixant sur les flancs du résonateur une ou deux plaquettes de monocristal excitées transversalement et agissant en effet longitudinal (facteur de couplage électromécanique k'_{31}).

(1) Article reçu le 17 octobre 1977.

(2) Membre SEE.

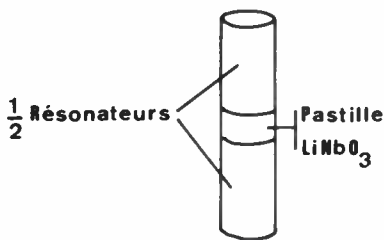


Fig. 1.
 k'_{33}

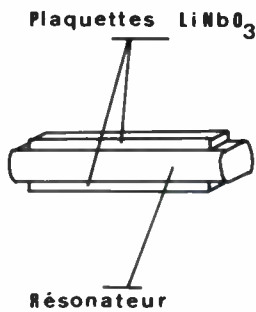


Fig. 2.
 k'_{31}

Pour le mode de vibration longitudinal, Warner, Onoe, Coquin [3] ont mesuré un coefficient de couplage effectif, k_{eff} , pour des pastilles orientées selon différentes coupes (fig. 3). Les coupes Z, 36° Y et 123° Y ont un coefficient de couplage nul pour les ondes de cisaillement. Après différents essais, la coupe 36° Y a été retenue en raison de la valeur élevée du coefficient de couplage qu'elle présente ($k_{eff} = 0,47$).

Pour le mode de vibration transversal, les courbes de la figure 4, établies par le CNET, montrent la variation de K'_{31} en fonction de l'orientation définie par l'angle β .

Le coefficient de couplage électromécanique atteint une valeur maximum de 0,54 dans le cas d'une plaquette avec $\alpha = 90^\circ$, $\beta = -47^\circ$ et $\gamma = 2^\circ 45'$. Un bon compromis entre

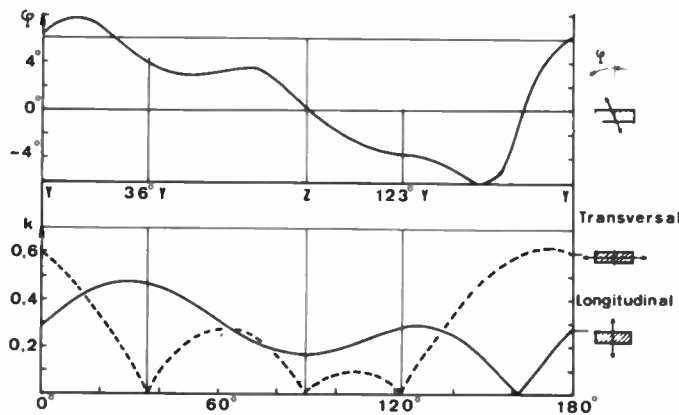


Fig. 3.

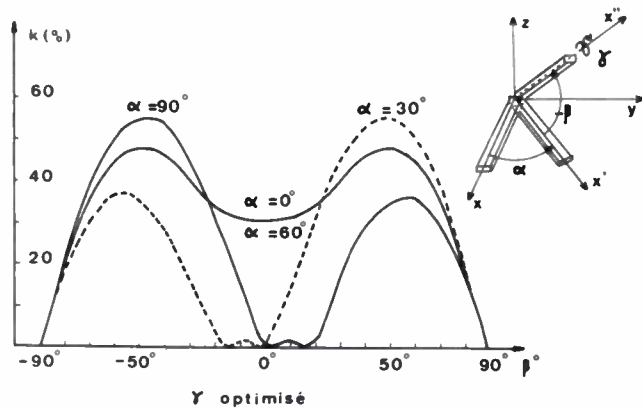


Fig. 4.

une orientation commode et une grande valeur de K'_{31} est obtenu en prenant $\alpha = 90^\circ$, $\beta = 47^\circ$ et $\gamma = 0^\circ$.

Le coefficient de température de la fréquence (C.T.F.) du niobate étant voisin de -8.10^{-5} , il est nécessaire dans certains cas d'application de compenser ces variations pour obtenir une meilleure stabilité du transducteur composite.

Les principales propriétés piézoélectriques du monocristal niobate de lithium (coefficient de couplage électromécanique, facteur de qualité, constante diélectrique et vitesse de propagation) sont rassemblées à la figure 5. Pour la coupe 36° Y, l'évaluation directe du coefficient de couplage est très difficile, par suite des nombreux modes parasites. Deux

Angle de Coupe	Dimensions mm.	Facteur de couplage électromécanique k_{eff} .	Coefficient de Qualité	Constante diélectrique ϵ'_{33} (1000 Hz)	Vitesse de propagation V (Km/s)
+ 36° de l'axe Y (fig. 3) (pastilles ou barreaux)	$\varnothing 4,5 \times 0,4$	0,50	10 000	570.10^{-12} F/m	7,4
	$\varnothing 4,5 \times 2,5$	0,41			7,3
	$\varnothing 4,5 \times 19$	0,66			8,1
$\beta = -47^\circ$ (fig. 4) (barreaux)	$15 \times 3 \times 1$	0,49	18 000	525.10^{-12} F/m	5,7

Fig. 5. — Propriétés piézoélectriques du monocristal $LiNbO_3$.

méthodes de calcul permettent d'évaluer la valeur de ce coefficient :

– Méthode de la résonance exprimée par l'équation suivante :

$$k_{eff}^2 = \frac{\pi fr}{2 fa} \cotg \frac{\pi fr}{2 fa}$$

fa = fréquence d'antirésonance,
fr = fréquence de résonance.

Comme fa dépend de la capacité parasite, cette méthode n'est pas applicable dans le cas de pastilles épaisses ou de barreaux orientés à + 36° de l'axe Y : les valeurs des capacités statiques sont alors trop petites (< 4 pF).

– Méthode de Tiersten [4]. Elle est bien adaptée aux pastilles épaisses et aux barreaux. Dans le cas de pastilles minces, les deux méthodes ont été utilisées et les résultats sont équivalents.

4. PROPRIÉTÉS DES TRANSDUCTEURS COMPOSITES

Avec les deux orientations décrites, le monocristal de niobate de lithium peut être utilisé pour deux types de transducteurs en mode longitudinal :

- Transducteur de « Langevin », avec excitation longitudinale.
- Transducteur « Sandwich », avec excitation transversale.

Ces transducteurs sont réalisés suivant le même procédé : les pastilles ou plaquettes de monocristal sont métallisées avec une laque à l'argent qui contient une petite quantité de verre. Un recuit est effectué pour obtenir une bonne adhérence sur le substrat. Les différents composants du transducteur sont alors assemblés avec un joint de soudure à l'étain de faible épaisseur. De plus, la température du point de Curie du niobate de lithium étant élevée, il n'y a pas de risque de dépolarisation au cours de l'opération de soudage, ce qui simplifie la fabrication.

D'autres procédés d'assemblage peuvent être utilisés.

Les principales propriétés des transducteurs sont rassemblées à la figure 6 pour chacun des deux types. La valeur du coefficient de couplage des transducteurs de Langevin dépend de l'épaisseur des pastilles piézoélectriques : avec 1 mm, la valeur k est réduite à 0,20.

Comparés aux transducteurs composites réalisés avec des céramiques, les transducteurs à niobate de lithium ont un coefficient de qualité plus élevé (Q = 4 000).

De plus, la reproductibilité du coefficient de température de la fréquence du cristal permet d'envisager une compensation du C.T.F. négatif des pastilles de niobate de lithium par un traitement thermique approprié des masselottes d'alliage associées. Le C.T.F. de l'ensemble peut ainsi être ramené à ± 10.10⁻⁶/°C. Le coefficient de qualité du transducteur est alors moins élevé (Q = 3 000) que dans le cas où les masselottes métalliques ont un C.T.F. voisin de zéro (± 1 10⁻⁶). Ceci est dû au fait que le coefficient de qualité de l'alliage est maximal (Q = 20 000) pour le traitement thermique qui annule son C.T.F. et diminue notablement pour des recuits lui donnant un C.T.F. positif.

A titre d'exemple, une série de 180 transducteurs « Langevin », ont été réalisés comme suit :

- Pastille de niobate de 2,5 mm d'épaisseur associée à deux masselottes traitées pour obtenir un C.T.F. positif.
- Fréquence de résonance réglée à
Fr = 129 750 Hz ± 20 Hz
(température ambiante).
Les résultats sont les suivants :
- Entre 0 et 60 °C, le C.T.F. de 80 % de ces transducteurs est < 6,5 10⁻⁶/°C.
- Le coefficient de qualité est toujours supérieur à 2 000 et pour 85 % des transducteurs il est supérieur à 2 500.

5. CIRCUIT ÉLECTRIQUE REPRÉSENTANT LE TRANSDUCTEUR PIÉZOÉLECTRIQUE POUR APPLICATION AU FILTRE ÉLECTROMÉCANIQUE AVEC RÉSONATEURS VIBRANT EN ÉLONGATION

Le coefficient de qualité élevé et le très haut degré de stabilité sont les caractéristiques principales du transducteur

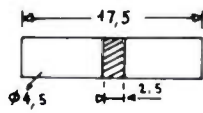
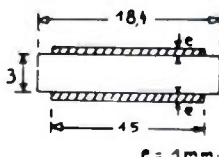
Type de transducteur	k		Q		C.T.F. (1)	C _S (3)
<u>Langevin</u> (2) 	$\bar{k}$	$\sigma(k)$	$\bar{Q}$	$\sigma(Q)$	- 33 p.p.m	4,6 pF
	0,298	0,005	4500	1000		
<u>Sandwich</u> 	0,23		3550		- 33 p.p.m	44 pF
(1) Avec C.T.F. = 0 pour l'alliage (3) C _S = Capacité statique.						
(2) Avec pastille carrée de LiNbO ₃ de 4,5 x 4,5 x 2,5 mm						

Fig. 6. — Propriétés des transducteurs composites au niobate de lithium.

composite utilisant des pastilles piézoélectriques de niobate de lithium. Il est par suite possible de faire jouer également au transducteur le rôle de résonateur et de l'inclure comme tel dans la synthèse du filtre électromécanique.

Les transducteurs d'entrée et de sortie du filtre deviennent ainsi les deux résonateurs d'extrémités. Le fait de les intégrer dans la synthèse du filtre n'impose plus que le coefficient de couplage électromécanique des transducteurs ait une valeur déterminée. Pour le transducteur de Langevin, le coefficient de couplage électromécanique est lié à l'épaisseur de la pastille piézoélectrique. Il est donc possible, dans ce cas, de diminuer l'épaisseur de cette dernière. La masse du niobate de lithium utilisée étant plus petite, l'annulation du CTF du transducteur composite est plus facile à réaliser.

Le circuit équivalent d'un transducteur composite au

niobate de lithium de type Langevin, pour le mode longitudinal, est donné à la figure 7a [5, 6].

Le schéma de la figure 7b montre l'introduction du transducteur composite dans le filtre électromécanique, l'une des paires de terminaisons mécaniques est libre ($F = 0$), l'autre est connectée au filtre qui peut être représenté par une succession de lignes quart d'onde pour les coupleurs et demi onde pour les résonateurs. Dans ces conditions, le circuit équivalent du transducteur apparaît dans la partie droite de la figure 7b. La capacité shunt C_0 du transducteur est accordée par une inductance. Il peut être intéressant d'introduire un transformateur afin d'effectuer l'adaptation du filtre sur la valeur de l'impédance de bouclage désirée. En outre, les circuits de terminaison peuvent être, comme indiqué à gauche de la figure 7b, des circuits sélectifs LC, où L est l'inductance du second enrou-

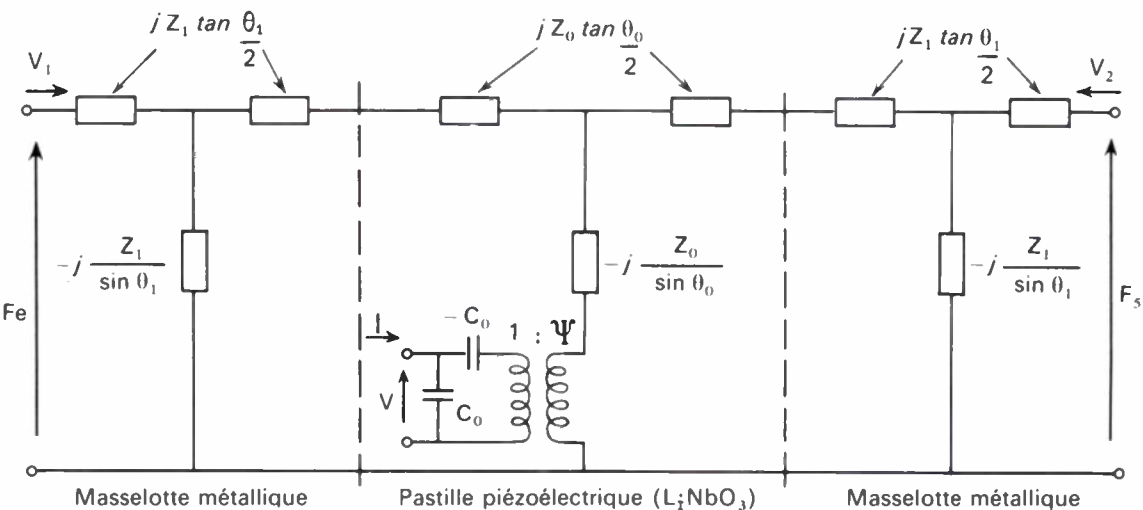


Fig. 7a.

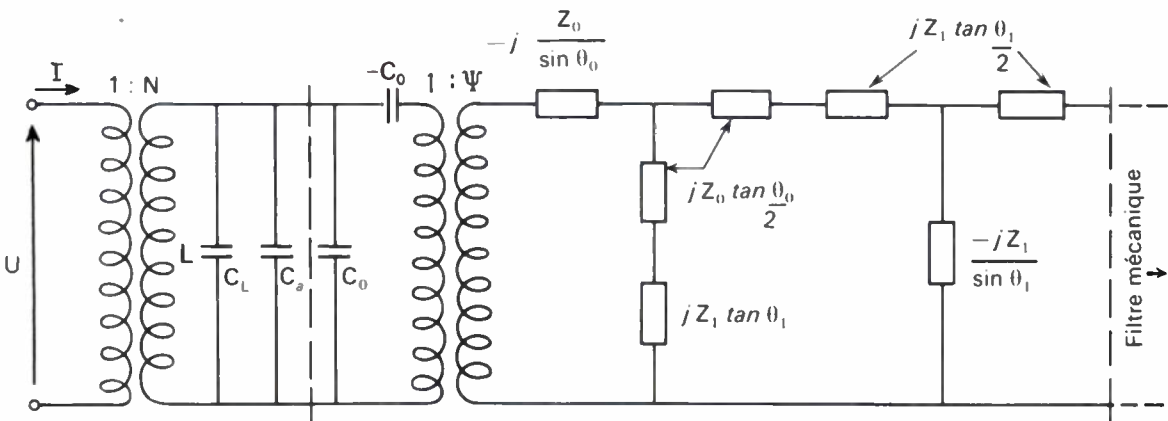


Fig. 7b.

Index 0 : LiNbO₃
Index 1 : alliage
Index e : entrée
Index s : sortie
V : vitesse
F : force
Z : impédance caractéristique
θ : angle de propagation

S : section
l₀ : longueur
 $\psi = \frac{S d_{33}}{l_0 S_{33}^E}$
c_a : capacité d'appoint
c₁ : capacité du transformateur

$$C_0 = \frac{S \epsilon_{33}^T (1 - K_{33}'^2)}{l_0} = C_S (1 - K_{33}'^2) K_{33}' = \frac{d_{33}^2}{\sqrt{S_{33}^E \epsilon_{33}^T}}$$

Fig. 7. — Circuit électrique représentant le transducteur piézoélectrique.
a) Transducteur seul.
b) Circuit de terminaison et transducteur.

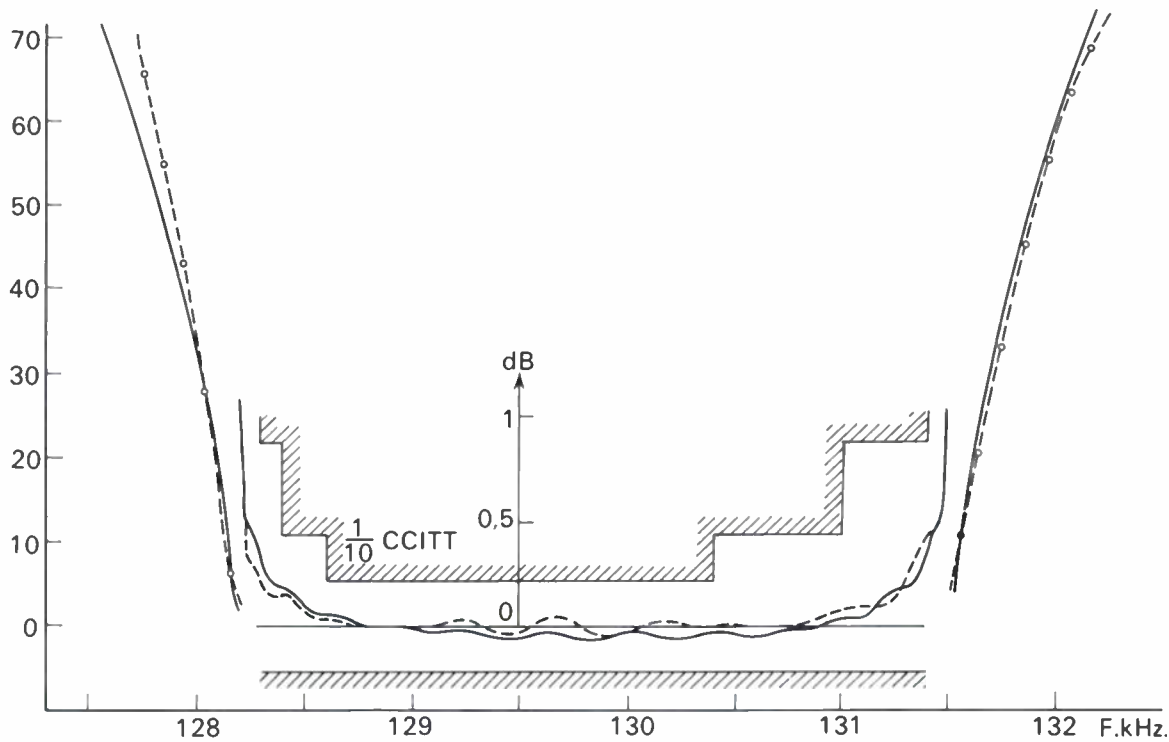


Fig. 8. — Filtre de voie : courbes théorique et pratique.

lement du transformateur et $C = C_L + C_a + C_0$, avec C_L la capacité propre du transformateur, C_0 la capacité shunt du transducteur et C_a la capacité d'appoint. La capacité C_a est choisie de telle sorte que l'antirésonance de LC soit proche de la fréquence centrale du passe-bande.

6. RÉALISATION DE FILTRES ÉLECTROMÉCANIQUES A TRANSDUCTEURS PIÉZOÉLECTRIQUES INTÉGRÉS

Les principales conditions requises pour intégrer un transducteur piézoélectrique dans un filtre, un filtre de voie téléphonique par exemple, sont les suivantes :

- Les transducteurs, jouant également le rôle de résonateurs d'extrémités du filtre, doivent présenter un coefficient de qualité élevé. Toutefois, il n'est pas nécessaire que ce coefficient soit aussi élevé que celui des autres résonateurs métalliques pour lesquels il doit être supérieur à 12 000. En effet, la courbe de réponse du filtre est peu sensible à une variation importante du coefficient de qualité des résonateurs d'extrémités ; pour ceux-ci le coefficient doit être seulement supérieur à 1 000.
- La fréquence de résonance du transducteur est à ajuster de la même manière que pour les résonateurs métalliques. Toutefois, pour les mêmes raisons de sensibilité, il n'est pas utile que ce réglage soit aussi précis que celui des autres résonateurs.
- Suivant la stabilité demandée, il doit être possible d'obtenir un CTF nul pour le transducteur composite, (voir § 4), la compensation des CTF respectifs des deux matériaux devenant de moins en moins nécessaire quand l'épaisseur de la pastille piézoélectrique utilisée diminue.

L'utilisation d'un transducteur composite au LiNbO_3 dans un filtre électromécanique, a été expérimentée par CIT Alcatel pour une application de filtre de voie téléphonique (voir la description faite par le CNET [7]).

La bande passante est de 128-132 KHz (fréquence porteuse à 128 KHz). C'est un filtre de Chebyshev d'ordre 13, avec une ondulation théorique de 0,05 dB, comprenant 11 résonateurs métalliques et 2 transducteurs composites vibrant en compression-extension. Les résultats théoriques et pratiques sont donnés à la figure 8. L'atténuation théorique est calculée pour un filtre de voie dans le cas où les coefficients de qualité sont respectivement de 15 000, 2 500 et 75 pour les résonateurs, les transducteurs et les bobines. La perte d'insertion est inférieure à 1 dB à 128,8 KHz.

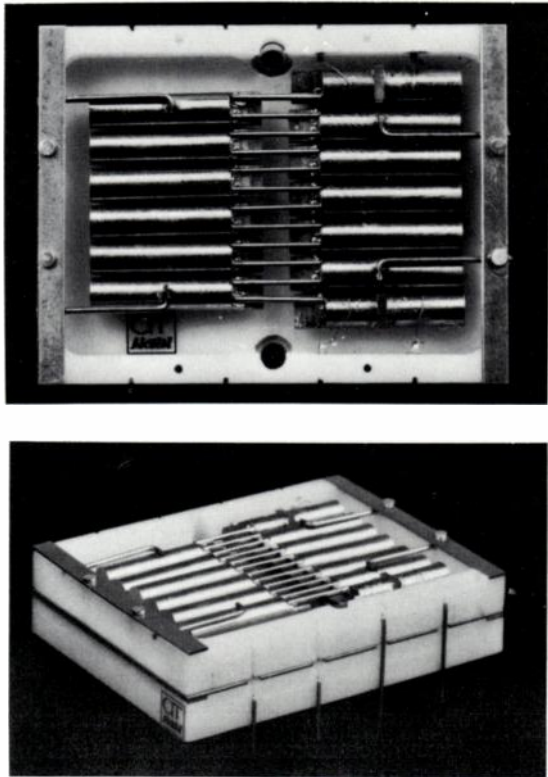


Fig. 9. — Filtre de voie : superposition de deux boîtiers.

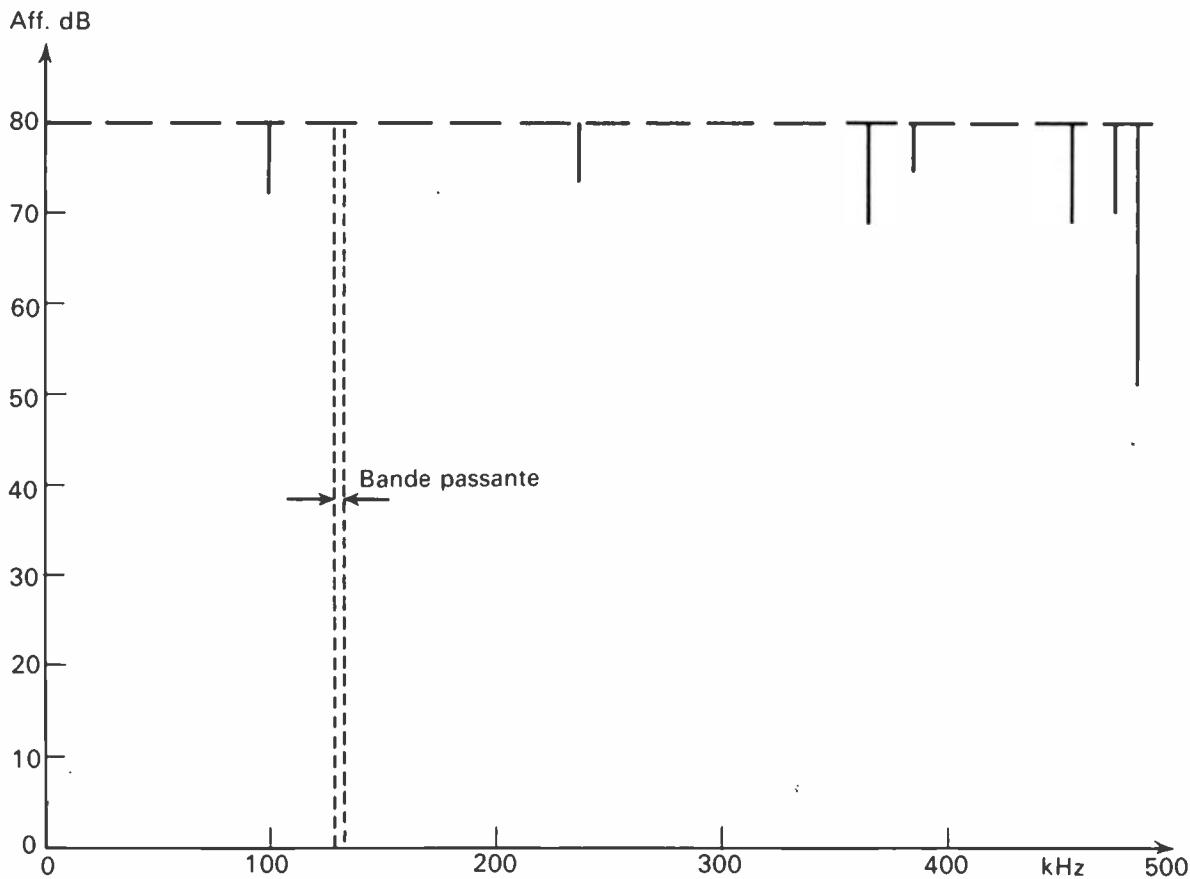


Fig. 10. — Filtre de voie : retombées parasites en bandes atténuées.

Les photographies de la figure 9 montrent une première approche de réalisation industrielle, sans les circuits d'extrémités. Le filtre est à structure repliée, constitué de résonateurs cylindriques de même diamètre reliés par des coupleurs cylindriques de diamètres plus faibles. Le diamètre de 3,7 mm des résonateurs a été choisi afin que des parasites engendrés par le mode de flexion des résonateurs n'apparaissent pas dans la bande passante du filtre. De plus, les liaisons coupleurs-résonateurs sont effectuées de telle sorte que le niveau des retombées parasites dans les bandes affaiblies soit réduit (fig. 10); ceci implique un usinage particulier de l'extrémité des résonateurs recevant les coupleurs. Les transducteurs jouant le rôle de résonateurs ont également un diamètre de 3,7 mm et sont usinés comme les résonateurs.

Le filtre ainsi réalisé est fixé dans un boîtier dont la surface est de 50 × 39 mm et l'épaisseur de 6,25 mm. Deux filtres peuvent ainsi être superposés sur une carte de voie, la hauteur des autres composants étant inférieure à 13,5 mm. Cette superposition permet facilement de dépasser l'objectif actuel de 600 équipements de voie dans un même bâti.

7. CONCLUSION

L'utilisation du monocristal niobate de lithium apporte une amélioration importante dans la réalisation des transducteurs piézoélectriques pour filtres électromécaniques.

Ces transducteurs peuvent être introduits comme des résonateurs métalliques dans la synthèse du filtre, grâce à leur coefficient de qualité élevé et à une excellente stabilité, impossible à obtenir avec des transducteurs classiques. Les filtres ainsi réalisés, présentent des dimensions réduites et permettent l'augmentation du nombre des équipements de voie par bâti.

Bibliographie

- [1] NASSAU K., LEVINSTEIN H. J. et LOIACONO G. M. — « Lithium niobate I ». *J. phys. chem. solids.*, 1966, 27, 983-989.
- [2] LERNER P., LEGRAS C. et DUMAS J. P. — « Stoechiométrie des monocristaux de métaniobate de lithium ». *J. of crystal growth.*, 1968, 3, 4, 231-235.
- [3] WARNER A. W., ONOE M. and COQUIN G. A. — « Determination of elastic and piezoelectric constants for crystals in class (3m). » *J.A.S.A.*, 1967, 42 6, 1223.
- [4] ONOE M., TIERSTEN H. F. and MEITZLER A. H. — « Shift in the location of resonant frequencies caused by large electromechanical coupling in thickness-mode resonators ». *J.A.S.A.*, 1963, 35, 1, 36.
- [5] MASON W. P. — *Electromechanical transducers and wave filters*, D. Van Nostrand Company, Inc., 1943, pp. 185-225.
- [6] BERLINCOURT Don A., CURRAN D. R. and JAFFE H. — « Piezoelectric and Piezomagnetic Materials and their function in Transducers in *Physical acoustics, Principles and Methods, Volume I, Part A*, edited by W. P. Mason, 1964, pp. 233-256.
- [7] BON M., BOSCH R. and LOYEZ P. — « New Materials for transducers and resonators. Tolerances assignment in electromechanical filters ». *Proceedings 1976. IEEE International Symposium on circuits and systems*, pp. 739-742.

Un transducteur magnétostrictif miniaturisé ⁽¹⁾

L'Onde électrique
1978, vol. 58, n° 6-7
pp. 470-474



par D. BEAUDET,
Ingénieur EEMI et IEG. Ingénieur au
Laboratoire de Recherches de la SAT.

Société Anonyme des Télécommunications,
41, rue Cantagrel, 75624 Paris Cedex 13
(tél. : 584.14.14).

RÉSUMÉ

L'article décrit un transducteur magnétostrictif de petites dimensions vibrant selon le mode longitudinal.
Ses performances et la possibilité de l'intégrer dans la synthèse d'un filtre électromagnétique sont indiquées.

SUMMARY

Miniaturized magnetostrictive transducer

The present article gives the description of a small size magnetostrictive transducer oscillating longitudinally.
Its performances and the possibility of its integration in a electromechanical filter synthesis are also indicated.

1. INTRODUCTION

La réalisation de filtres mécaniques devant satisfaire des gabarits toujours plus serrés a conduit à l'étude et à la mise au point d'un transducteur magnétostrictif de petites dimensions dont les performances assurent une très bonne stabilité en température, ainsi que des réponses affaiblissement-fréquence particulièrement intéressantes ⁽²⁾.

2. DESCRIPTION DU TRANSDUCTEUR MAGNÉTOSTRICTIF

Une carcasse bobinée recevant quatre aimants, insérée entre deux demi-coquilles est positionnée concentriquement au ferrite magnétostrictif (fig. 1).

2.1. La carcasse

Extérieurement et dans la partie centrale sont bobinées environ 500 spires en fil de cuivre émaillé.

Les extrémités de ce fil sont enroulées puis soudées sur les picots d'accès.

Sur la carcasse, quatre logements reçoivent quatre aimants dont les polarités sont orientées conformément à la figure 2.

Comme il sera vu dans le chapitre « performances du transducteur », les paramètres électriques varient en fonction du champ magnétique de polarisation.

Il est donc impératif de minimiser les variations de

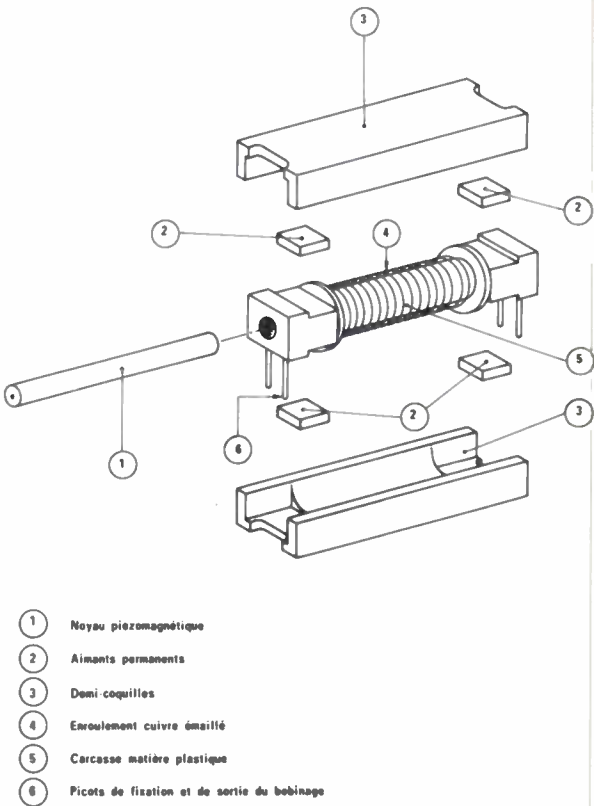


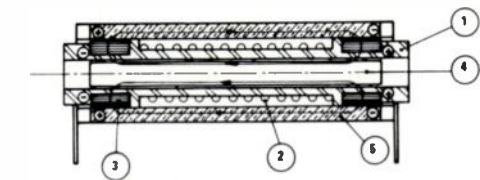
Fig. 1.

distance entre les aimants fixés sur la carcasse et le ferrite magnétostrictif.

Aussi, à l'intérieur de cette carcasse, trois ailettes disposées à 120°, venant du moulage, ont une forme et des dimensions telles, que le ferrite très bien guidé, mais non serré, ne peut plus quitter sa position d'équilibre, tout en conservant ses performances intrinsèques, en particulier, son coefficient de surtension.

(1) Article initialement reçu le 13 juin 1977 et accepté dans sa forme définitive en décembre 1977.

(2) Cette étude a été exécutée sur marchés d'étude à la demande du CNET qui a démontré la faisabilité de transducteur à ferrite magnétostrictif pour filtre de voie téléphonique dès 1965.



- Le bobinage 2 est concentrique au ferrite 4
- ① Carcasse en plastique
 - ② Bobinage en Cu émaillé (environ 500 sp)
 - ③ Aimants ferrite dur 3 × 3 × 1 mm (polarisation // à la cote 1 mm)
 - ④ Ferrite magnétostrictif $\phi = 2,5$ mm $L = 21$ mm
 - ⑤ Coquille en ferrite doux

Fig. 2.

2.2. Les aimants

Les aimants utilisés sont en ferrite dur. Il s'agit de parallélépipèdes de 3 × 3 × 1 mm. La direction de la polarisation est parallèle au côté 1 mm.

2.3. Les demi-coquilles

Réalisées en ferrite doux, elles assurent la fermeture du champ produit par les aimants. Elles ont également un rôle de blindage magnétique. Une carcasse bobinée équipée de ses quatre aimants reçoit deux demi-coquilles maintenues par collage.

2.4. Le ferrite magnétostrictif

C'est la partie noble du transducteur. Il s'agit d'une poudre frittée de composition $(Fe_2O_3)_1 (NiO)_{1-x} (CoO)_x$ choisie pour sa stabilité [1, 2, 3, 4]. La forme cylindrique des bâtonnets est obtenue par extrusion sous vide, puis une rectification « sans centre » les amène au diamètre $2,5 \pm 0,1$ mm.

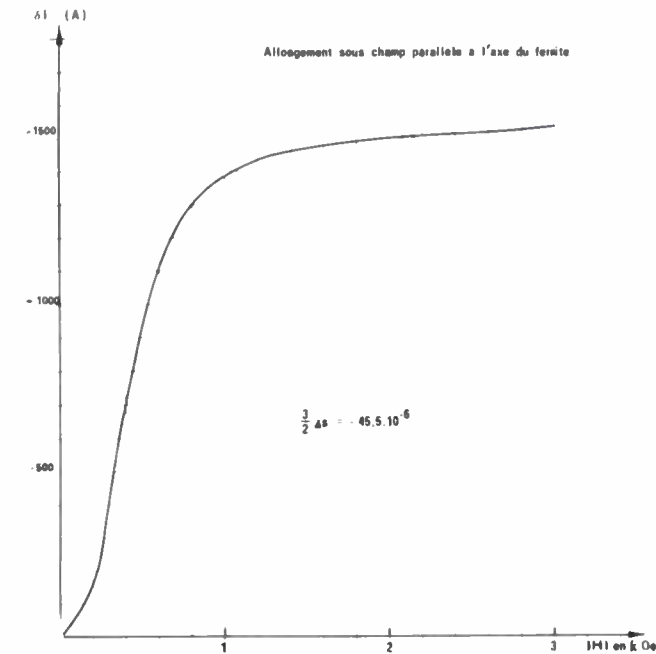


Fig. 3.

- Les caractéristiques intrinsèques du matériau sont :
- valeur de la magnétostriction à saturation :
 $\lambda_s = - 30,3 \pm 0,1 . 10^{-6}$
 - vitesse de propagation 5 580 m/s,
 - densité 5,02,
 - coefficient de surtension mécanique supérieur à 2 000.

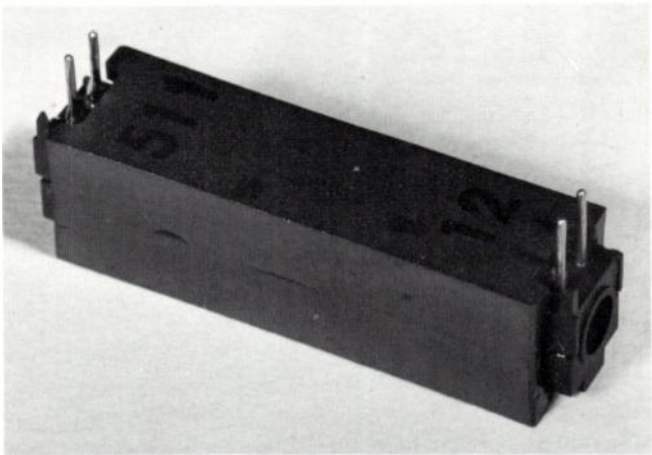
La figure 3 donne l'allure de la courbe d'allongement relatif en fonction du champ magnétique longitudinal (1).

2.5. Les dimensions

- Les dimensions d'un tel transducteur sont :
- longueur 26 mm
 - largeur 7 mm
 - hauteur 7,5 mm

Soit un volume de 1,4 cm³, tout à fait comparable à celui d'un transducteur piézoélectrique accompagné de son transformateur d'adaptation.

En conclusion, si l'on considère sa composition et sa fabrication un tel transducteur est tout à fait analogue à un pot ferrite, constituant d'un filtre LC, et donc ne devrait pas poser de problèmes pour une fabrication en grande série.



Le transducteur miniaturisé décrit dans cet article.

3. UTILISATION DU TRANSDUCTEUR MAGNÉTOSTRICTIF

La théorie du transducteur magnétostrictif est exposée par bon nombre d'auteurs [5, 6, 7] et le modèle mathématique actuellement proposé est remarquablement proche de la réalité.

3.1. Schéma équivalent

Le schéma équivalent le plus couramment utilisé est donné figure 4 [7, 8, 9, 10, 11].

La ligne à constante répartie se trouvant à la sortie du transformateur représente le bâtonnet de ferrite. Celui-ci étant le premier ou le dernier maillon d'une structure

(1) Courbe relevée au laboratoire des champs intenses du CNRS à Grenoble.

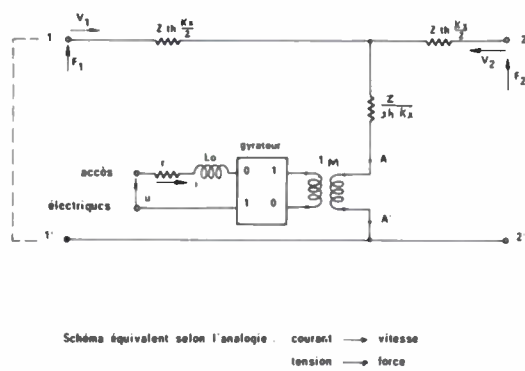


Fig. 4.

mécanique, l'une de ses extrémités est libre, ce qui revient à mettre en court-circuit par exemple, les bornes 1 et 1'.

La matrice de transfert du transducteur peut alors être formée à partir du produit des matrices suivantes (avec pertes) :

$$\begin{pmatrix} 1 & r + j\omega L_0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1/M & 0 \\ 0 & M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{\text{th}^2 \frac{x}{2} + 1}{2 \text{th}^2 \frac{x}{2}} & \frac{Z}{\text{th} \frac{Kx}{2}} \\ \frac{1}{Z \text{th} \frac{Kx}{2}} & 2 \end{pmatrix}$$

avec

$$Kx = \left(\frac{d}{2} + j \right) 2\pi \rho_f \Omega$$

$d = 1/Q$ Q : coefficient de surtension,
 $Z = SpV$: impédance du ferrite,
 ρ = masse volumique du ferrite,
 S = section du ferrite,
 V = vitesse de propagation des ondes longitudinales dans le ferrite,
 $\Omega = \frac{F}{F_0}$, F_0 : fréquence de référence.
 ρ_f : rapport de la longueur du ferrite à la longueur d'onde.
 L_0 : self induction de la bobine, r : pertes de la bobine.

On obtient finalement un quadripôle facile à mettre sous la forme d'une suite d'éléments à constantes localisées (2) comme l'indique la figure 5.

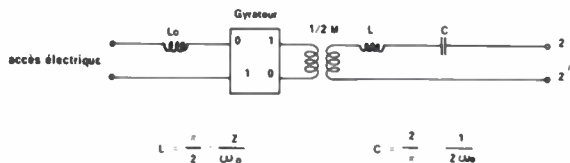


Fig. 5.

Il faut noter l'influence du gyrateur sur les mesures du côté électrique. En effet, la fréquence de résonance propre du ferrite apparaît comme une fréquence d'antirésonance qui sera notée F_a .

La fréquence de résonance F_r vue du côté électrique dépend à la fois de l'impédance du bâtonnet ferrite, du transformateur électromécanique et de l'inductance électrique.

3.2. Les paramètres

Un transducteur magnétostrictif est électriquement défini par sa fréquence d'antirésonance F_a , par son coefficient de couplage k et par son inductance statique L_0 .

$$k = \frac{\sqrt{F_r^2 - F_a^2}}{F_a}$$

Il est mécaniquement défini par ses dimensions géométriques et les caractéristiques intrinsèques du ferrite.

Les valeurs électriques pour le transducteur décrit sont :

$$\begin{aligned} F_a &= 129\,850 \text{ Hz} \\ k_{33} &= 0,18 \\ L_0 &= 1,18 \text{ mH} \end{aligned}$$

Comme il sera vu plus loin tous ces paramètres dépendent du champ de polarisation.

Toutefois, il faut signaler qu'avec un bobinage sans carcasse, k_{33} dépasse 0,20.

3.3. Intégration dans un filtre électromécanique

Un transducteur n'est souvent utilisé que comme... un transducteur :

Il n'assure dans ce cas que la transformation réciproque d'énergie. Le filtre mécanique possède alors la structure classique :

- un transducteur d'entrée considéré comme un filtre à large bande,
- une structure mécanique assurant toute la sélectivité,
- un transducteur de sortie considéré comme un filtre à large bande.

Or il est possible de remplacer les résonateurs métalliques d'extrémités d'une structure vibrant selon le mode longitudinal par les bâtonnets en ferrite des transducteurs.

Considérons une structure mécanique comme celle de la figure 6a constituée par des résonateurs demi-onde d'impédances égales Z_r et des coupleurs d'impédances différentes Z_{c1} , insérée entre des résistances de fermeture R .

En posant

$$\varphi_0^2 = \frac{Z_r}{Z},$$

Z étant l'impédance mécanique du ferrite, on obtient la figure 6b avec :

$$\begin{aligned} Z'c_1 &= \varphi_0 Zc_1 \\ R' &= R\varphi_0^2 \end{aligned}$$

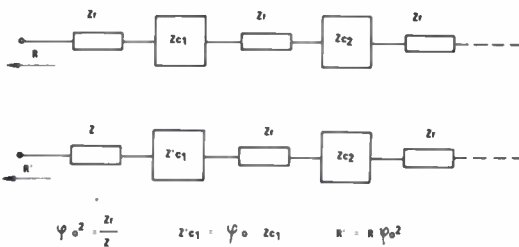


Fig. 6.

Côté électrique, une capacité en shunt ou en série résonant avec l'inductance électrique, permet de constituer un circuit à large bande n'intervenant que fort peu dans les réponses du filtre complet [8].

Connaissant R' , il est alors facile de déduire la résistance de fermeture à connecter aux accès électriques.

Cette intégration présente de nombreux avantages. En particulier :

- elle diminue le nombre d'éléments du filtre, donc son volume,
- il n'est plus nécessaire d'effectuer d'accord du côté électrique, le fond de bande diminue notablement, le rendement de fabrication est très nettement amélioré.

En conclusion, le schéma équivalent de la figure 4 permet d'effectuer, à l'aide d'un calculateur, des simulations extrêmement proches de la réalité, d'autre part « l'intégration » dans un filtre vibrant selon le mode longitudinal présente de nombreux avantages par rapport aux schémas classiques.

4. PERFORMANCES DU TRANSDUCTEUR MAGNÉTOSTRICTIF

Les performances obtenues résultent de compromis parfois délicats. Il est, en effet, toujours possible d'améliorer plus particulièrement une fonction précise au détriment d'une ou de plusieurs autres.

Les considérations de faisabilité, de volume occupé, de reproductibilité, de coût ont été constamment présentes lors de la mise au point de ce dispositif.

4.1. L'influence du champ magnétique

L'observation de la courbe portée sur la figure 3, montre qu'autour de $H = 0$ les déplacements Δl sont toujours de même sens, d'où la nécessité de polariser le ferrite magnétostrictif en un point H_0 autour duquel les variations de

longueur suivront les variations du champ engendré par la bobine.

La figure 7 montre les variations de F_a et de F_r en fonction d'un champ magnétique longitudinal.

Pour tracer cette courbe, un ferrite entouré par une carcasse bobinée, mais non équipée d'aimants, est plongé dans un gros solénoïde parcouru par un courant continu.

Le point de fonctionnement peut alors être choisi, par exemple au voisinage du coefficient de couplage maximum.

Le remplacement de ce champ magnétique, à lignes de force parallèles et bien réparties par un champ obtenu à l'aide d'aimants permanents doit se faire avec beaucoup de précautions.

La courbe 7 montre également, qu'une fois déterminées les positions relatives aimants — ferrite magnétostrictif, les tolérances sur les dimensions géométriques devront être les plus faibles possible.

Il faut noter également l'influence du champ magnétique de polarisation sur la perméabilité du matériau, donc sur l'inductance L_0 .

4.2. L'intermodulation

C'est le point faible de ce type de transducteur.

Par principe même, la magnétostriction est un phénomène régi par une loi quadratique, ce que montre d'ailleurs la figure 3.

Il faut donc examiner avec attention le problème de l'intermodulation dont le niveau peut être évalué par battement de 2 fréquences.

Soit deux signaux très purs de fréquence F_1 et F_2 .

Chacun d'eux est appliqué sur un filtre électromécanique réalisé avec les transducteurs décrits plus haut, avec des niveaux de puissance Np_1 et Np_2 .

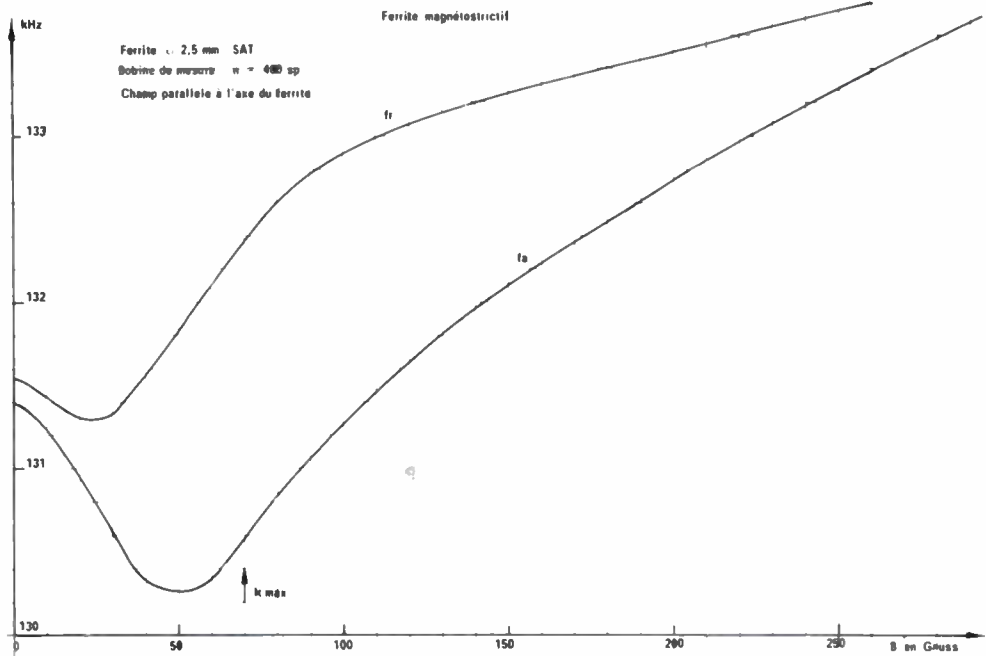


Fig. 7.

Le choix de F_1 et F_2 est tel que le produit de ces deux signaux donne une raie coïncidant avec la bande passante du filtre.

Si ce filtre est parfait le niveau de puissance de cette raie mesurée en sortie du quadripôle est nul.

La mesure montre que si $Np_1 = Np_2 = -15$ dBm, avec F_1 et F_2 situées en bande coupée, la raie parasite est à -75 dBmO.

4.3. La diaphonie

Soient deux transducteurs distants de 10 mm. Sur le premier est appliqué un signal de niveau Np . Par diaphonie, ce signal apparaît très affaibli aux bornes du second transducteur.

La mesure montre que dans tous les cas l'écart entre le signal appliqué et le signal reçu est toujours supérieur à 110 dB.

4.4. La liaison avec le coupleur

Si le transducteur est intégré dans un filtre vibrant selon le mode longitudinal, le diamètre du coupleur de liaison au premier résonateur métallique est petit devant le diamètre du ferrite.

Il est donc avantageux de percer un trou à l'extrémité du ferrite et d'y introduire le coupleur pour l'y coller.

Or le ferrite est un matériau très dur et les forets de petit diamètre sont mal adaptés à ce travail.

L'emploi d'un laser à cristal YAG fonctionnant en multi-mode a permis de résoudre ce problème d'une façon élégante. Les trous sont propres et la reproductibilité est très bonne.

4.5. La température

La figure 8 donne l'allure des variations de F_u et de F_r en fonction de la température, mesurées sur des transducteurs complets, tels qu'ils sont décrits dans le chapitre 1.

4.6. Les performances sur un filtre complet

Un filtre électromécanique d'ordre 13 et centré à 129 850 Hz réalisé avec de tels transducteurs donne les résultats suivants :

- affaiblissement en bande coupée : toujours supérieur à 80 dB,
- affaiblissement d'insertion en milieu de bande passante inférieur à 0,5 dB,
- variations de la bande passante en fonction de la température : entre 10 et 60 °C, quelques millibels.

Variations de f_u et f_r en fonction de la température

Matériau ferrite SAT

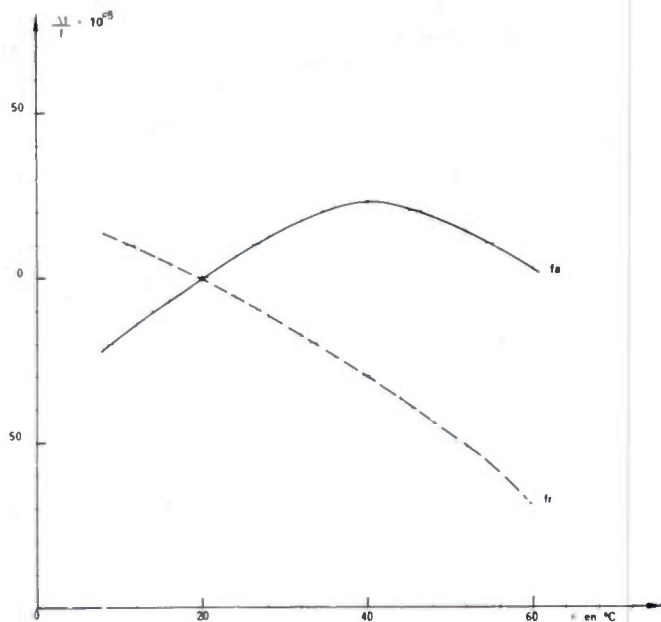


Fig. 8.

5. CONCLUSION

Le transducteur magnétostrictif n'est pas plus volumineux qu'un transducteur piézoélectrique accompagné de son transformateur d'adaptation.

Ses performances permettent la réalisation de filtres électromécaniques ayant une très bonne tenue en température, un affaiblissement en fond de bande inférieur à 0,5 dB, une coupure supérieure à 80 dB en bande atténuée.

Sa fabrication, très comparable à celle d'un pot ferrite classique, permet d'envisager un coût de réalisation très compétitif.

Bibliographie

- [1] Aperçu sur les ferrites piézo-magnétiques et leurs applications dans les filtres mécaniques et les générateurs d'ultra-sons de grande puissance par : Van der Burgt O.E., Sept. 1960, n° 402.
- [2] Dynamical physical parameters of the magnetostrictive excitation of extensional and torsional vibrations in ferrites, by CM Van der Burgt Philips, *Res. Rep.*, 1953, 8, 91-132.
- [3] *Ferromagnetism*, by R. BOZARTH. D. Van Nostrand Company, Inc.
- [4] Über Ferritschwinger, par K. SIXTUS, Backnang. *Frequenz Bd 5/1951* Nr 11/12, p. 335 à 339.
- [5] *Magnétostriction*, par P. RIVIÈRE et M. JESSEL.
- [6] Les coefficients de magnétostriction, par E. du TRÉMOLET DE LA-CHEISSERIE. *Ann. Phys.*, 1970, 5, 267-280.
- [7] *Physical acoustics*, W. P. MASON, Volume 1, Part A, Academic Press.
- [8] Magnetostruktive Wandler als selektive Vierpole Carl Kurth, *Frequenz Bd.*, 14/1960, Nr 8.
- [9] *Solid State magnetic and dielectric devices*, H. W. KATZ, J. Wiley and Sons, New York, 1959.
- [10] Modern filter theory and design, *Temes and Mitra*, J. Wiley and Sons.
- [11] *Electromechanical transducers and wave filters*, W. P. MASON (Sec. Ed., 1948), D. Van Nostrand, New York, 1942.
- [12] Elektromechanische Vierpole als Kopplungsfilter, par E. TRZEBÄ, *Hochfrequenztech. u. Elektroak. Bd*, 1960, 69, Heft 3, pp. 108-117.

Application des structures monolithiques à quartz au filtrage de la voie téléphonique dans les systèmes analogiques ⁽¹⁾

FILTRES

L'onde électrique
1978, vol. 58, n° 6-7
pp. 475-481

par R. LEFÈVRE,

Licencié ès-Sciences Physiques, DEA
Electronique, Docteur 3^e cycle en Élec-
tronique, Ingénieur Contractuel au
CNET TCR/DEF.

CNET, 38, avenue du Général-Leclerc,
92131 Issy-les-Moulineaux.
(tél. : 638.44.44).



RÉSUMÉ

Après un rappel sur le fonctionnement des structures monolithiques ⁽²⁾, cet article présente les problèmes posés par la réalisation et le réglage d'un filtre à 2 cellules monolithiques en cascade pour la voie téléphonique analogique, ainsi que les possibilités d'automatisation de ces processus. Un bilan est fait sur les travaux réalisés dans ce domaine, tant à l'étranger qu'en France. Les points sur lesquels il est nécessaire de porter l'effort sont explicités.

SUMMARY

Application of monolithic quartz crystal to the voice channel filter in analog systems

After preliminary considerations on basic concept of monolithic structures, the design and tuning procedures of a two cascaded six-resonators monolithic crystal for voice channel filter are discussed.

Possibility of automatized tuning process is described. Survey of international state-of-art is given before concluding on new trends of progress.

INTRODUCTION

Le filtre monolithique avait déjà fait l'objet de quelques expériences dès 1962 [1]. Mais, en fait, il faudra attendre 1966 pour que Sykes et Beaver [2], utilisant le concept de « piégeage d'énergie » introduit par Curran, Koneval et Shockley en 1963 [3], donnent les premières formulations mathématiques qui expliquent son fonctionnement. A partir de ce moment des efforts importants seront faits, tant sur le plan théorique qu'expérimental, pour pouvoir évaluer, de manière plus précise, l'influence des divers paramètres physiques et géométriques du substrat (le plus souvent du quartz) et des électrodes, sur le comportement du filtre monolithique [4, 5, 6, 7, 8, 9].

Par rapport aux filtres à quartz « discrets », le filtre monolithique réalise un gain important en volume et une meilleure stabilité de ses performances du fait de la suppression de la quasi-totalité des éléments électriques de couplage. Cela réduit donc sensiblement le coût dans le cas d'une fabrication en grande série. C'est pour ces différentes raisons que la Bell System Telephone (USA) a fortement développé cette technique de filtrage pour l'appliquer au cas du filtre de voie téléphonique dans les systèmes analogiques. La Western Electric Company en assure actuellement la fabrication pour le système A-6 : c'est un filtre monolithique à 8 résonateurs dont la fréquence centrale est d'environ 8,1 MHz [10].

En Europe et au Japon, le problème posé est plus ardu : pour satisfaire au gabarit imposé — 1/10 du CCITT en bande passante et un facteur de forme ⁽¹⁾ de 1,2 — compte tenu de la faible largeur relative et de la fréquence utilisée, (8 MHz pour garder des dimensions faibles et une bonne tenue mécanique) il faut que le coefficient de surtension des résonateurs soit de l'ordre de 700 000 (au lieu des 250 000 suffisant pour le gabarit américain).

Le CNET a débuté l'étude du filtre monolithique en 1966 avec des cellules à 2 résonateurs, puis des structures de plus en plus complexes avec, également, entre autres applications potentielles, le filtre de voie qui constituait un morceau de choix non seulement pour son importance industrielle mais aussi par sa valeur de démonstration. Mais la difficulté à obtenir les surtensions requises a compromis ses chances au profit du filtre électromécanique qui faisait également partie des techniques de filtrage étudiées au département DEF.

Récemment, l'obtention de surtensions de 650 000 et plus, a permis de satisfaire au gabarit 1/10 CCITT (fig. 1). Il reste à obtenir la reproductibilité de telles valeurs et leur stabilité en fonction de la température.

Après un rappel sur le principe de fonctionnement du filtre monolithique, cet article présente les différentes structures étudiées et évoque les problèmes posés par la réalisation et le réglage d'un tel filtre d'ordre élevé.

(1) Article reçu le 26 octobre 1977.

(2) Dans cet article, « Monolithique » signifie, comme dans les techniques de microélectronique, que tous les éléments sont intégrés sur un même substrat.

(1) Le facteur de forme est défini comme le rapport des bandes passantes à 65 et à 3 dB.

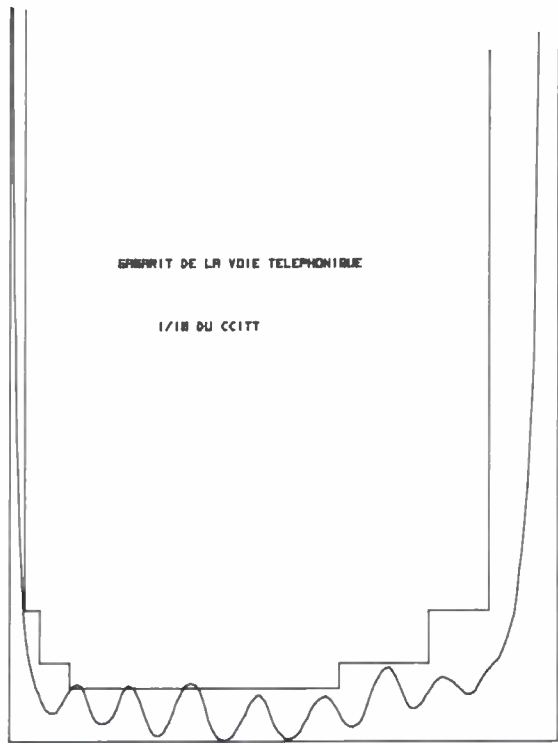


Fig. 1. — Réponse en fréquence d'un filtre composé de 2 cellules monolithiques ayant chacune 6 résonateurs (*).

PIÉGEAGE D'ÉNERGIE, FONCTIONNEMENT D'UN FILTRE MONOLITHIQUE

Tous les raisonnements sont faits en considérant des lames minces de quartz de coupe AT largement utilisée dans la fabrication des résonateurs HF du fait de la très bonne stabilité de la fréquence en fonction de la température (de l'ordre de $1,5 \cdot 10^{-6}$ dans la gamme $+ 10\text{ }^{\circ}\text{C}$, $+ 55\text{ }^{\circ}\text{C}$) [11]. Les modes propres que l'on peut exciter électriquement à partir d'électrodes déposées sur les faces d'une telle lame « infinie » et libre de toutes contraintes extérieures, sont des ondes planes de cisaillement d'épaisseur : la direction de propagation est normale aux faces tandis que le déplacement des particules s'effectue dans une direction parallèle aux faces (fig. 2 A). On peut définir deux types de fréquences particulières, suivant les conditions imposées à l'accès électrique sur les faces : les résonances en circuit ouvert qui sont une suite harmonique d'ordre impair et les résonances en court circuit qui diffèrent légèrement d'une suite harmonique d'ordre impair. Pour les premières, encore appelées « antirésonances », l'épaisseur est égale à un nombre impair

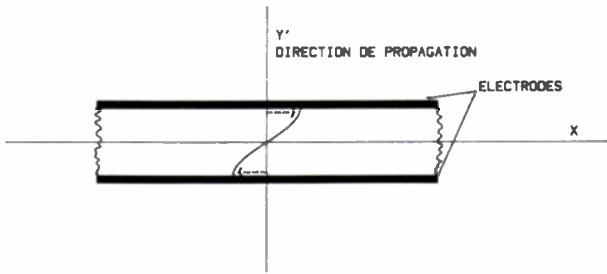


Fig. 2 A. — Lame ∞.

(*) Dans le cas d'un filtre du type « chebychev » il faut au moins 13 résonateurs pour satisfaire le gabarit imposé. Ici avec 12 résonateurs il a fallu faire un compromis entre raideur et ondulation en bande passante.

de demi-longueur d'onde, condition que ne remplissent pas les deuxièmes encore appelées « résonances » [12, 13, 14]. Les valeurs de ces fréquences dépendent aussi des caractéristiques physiques des électrodes déposées sur les faces de la lame.

Considérons maintenant un cas réel : c'est-à-dire une lame mince de dimensions finies et métallisée partiellement sur ses faces. On peut l'assimiler à un guide d'onde acoustique possédant deux fréquences de coupure différentes : celle de la zone non métallisée correspond à une « antirésonance » de la lame « infinie » et celle de la zone métallisée à une « résonance ». Cette structure possède alors des modes propres résonnant qui correspondent à des régimes stationnaires dans la zone métallisée et évanescents à l'extérieur (fig. 2 B). La fréquence de ces modes est liée à la différence des fréquences de coupure. L'énergie de vibration reste donc principalement piégée sous les électrodes [3, 15]. En faisant varier les caractéristiques physiques et géométriques des électrodes, on modifie les conditions de résonance et on peut faire apparaître, pour un rang harmonique donné, un nombre plus ou moins grand de fréquences de résonance « anharmoniques ». On peut donc ne sélectionner qu'un mode et obtenir un résonateur de grande pureté spectrale [16, 17].

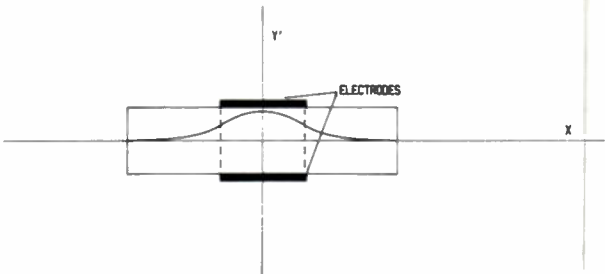


Fig. 2 B. — Résonateur à énergie piégée.

Si maintenant on dépose deux paires d'électrodes sur la même lame, chaque région métallisée peut être considérée comme un véritable résonateur, la faible quantité d'énergie associée aux modes évanescents réalisant le couplage mécanique d'entre les deux régions. On obtient ainsi un guide d'onde acoustique inhomogène qui présente 2 régions métallisées dont les fréquences de coupure sont inférieures à celle de la lame nue. Une telle structure possède des modes propres anharmoniques, l'écart des deux premiers d'entre

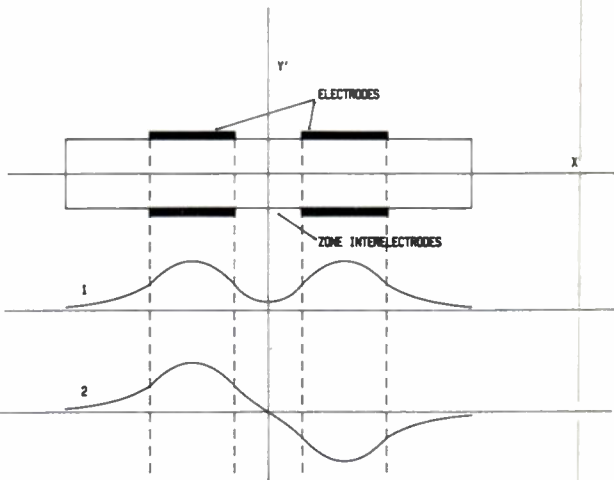


Fig. 2 C. — Filtre monolithique 2 pôles.

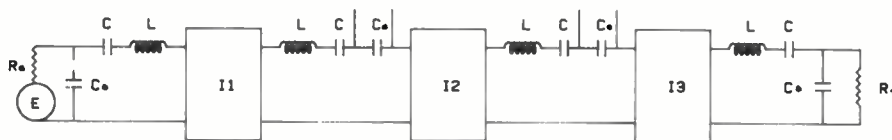


Fig. 2 D. — Schéma électrique du filtre.

eux caractérisant le couplage entre les deux résonateurs (fig. 2 C). Ce couplage dépend des dimensions des électrodes et de leur épaisseur, de la distance entre les résonateurs et de l'épaisseur de métal que l'on peut aussi déposer sur la zone interrésoneurs afin de disposer d'un paramètre supplémentaire de réglage. Des formules semi-empiriques ont été établies par Sykes et Beaver [2, 4] pour le quartz de coupe AT mais leur emploi est limité et les valeurs de couplage obtenues sont très approchées. Le modèle du guide d'onde acoustique [5, 7] donne une évaluation précise et peut même s'appliquer au cas où la zone interrésoneurs est métallisée ; ce modèle s'applique également aux structures monolithiques d'ordre supérieur à 2.

Une telle structure peut être représentée par un schéma électrique équivalent comportant des résonateurs (qui ont en fait 3 accès : 1 accès électrique et 2 accès mécaniques), séparés par des quadripôles de couplage à constantes réparties représentant les zones interrésoneurs [9, 18, 19, 20]. Dans les configurations habituelles, ce type de schéma représente un filtre de type polynômial ; c'est-à-dire que l'affaiblissement, en fonction de la pulsation ω , est de la forme :

$$e^{2\alpha} = P(\omega^2)$$

où P est un polynôme dont le degré n est l'ordre du filtre.

Le quartz étant un matériau à faible coefficient de couplage électromécanique, les largeurs de bande relatives réalisables sont au maximum de l'ordre de $3 \cdot 10^{-3}$ sur fondamental ⁽¹⁾. On est donc dans la catégorie des filtres à bandes étroites ($< 2\%$) pour lesquels d'une part des approximations faites sur les éléments du schéma électrique équivalent simplifient notablement les calculs [21] : les quadripôles de couplage sont des inverseurs d'impédance dont les coefficients sont constants en fonction de la fréquence dans la bande passante et représentés par des lignes quart d'onde ou des Tés de condensateurs. D'autre part, du point de vue de la structure monolithique, on peut représenter, en première approximation, les résonateurs par des modèles à éléments discrets (fig. 2 D). Les « zones de couplage » peuvent être assimilées à des inverseurs d'impédance à coefficient constants en fonction de la fréquence dans la bande passante. En fait cette supposition doit être faite avec beaucoup de prudence car la variation des coefficients des inverseurs d'impédance n'est sûrement pas en $1/\omega$ du fait que l'on a affaire à un guide d'onde acoustique très dispersif. On peut appuyer ces arguments en faisant la constatation suivante : si on synthétise un filtre polynômial à bande étroite avec des résonateurs égaux, les valeurs des fréquences propres sont symétriques par rapport à la fréquence centrale du filtre. Cette situation n'est pas parfaitement réalisée dans la structure monolithique équivalente [9].

(1) Dans le cas du filtre monolithique cette limitation est due essentiellement aux résonateurs d'extrémité qui jouent, en même temps, le rôle de transducteur de l'énergie électrique en énergie acoustique.

CAS DU FILTRE DE VOIE ; STRUCTURE ADOPTÉE

Le filtre de voie, centré sur 8 MHz, entre dans la catégorie des « bandes étroites » avec ses $4 \cdot 10^{-4}$ de largeur relative. Pour satisfaire le gabarit, il faut au moins 12 résonateurs. Il y a plusieurs combinaisons possibles :

12 résonateurs discrets	}	filtre à quartz « discrets » filtre « polyolithique » ou plusieurs lames monolithiques associées
6 cellules à 2 résonateurs		
4 cellules à 3 résonateurs		
3 cellules à 4 résonateurs		
2 cellules à 6 résonateurs		
1 cellule à 12 résonateurs		filtre « bilithique » filtre monolithique

Si le filtre à quartz « discret » permet un peu plus de liberté dans le choix du schéma, il est, comme on l'a vu plus haut, beaucoup plus volumineux que son correspondant monolithique. En outre la réalisation comporte au moins 2 étapes principales :

1. le réglage des résonateurs, puis leur encapsulation.
2. le montage et le soudage de ces résonateurs sur un support comportant les éléments de couplage.

On est donc soumis à la dispersion des caractéristiques et à l'instabilité des composants électriques de couplage sur lesquels on doit opérer un tri car on ne peut plus corriger les résonateurs ni songer à ajuster, dans une fabrication en grande série, les éléments de couplage. La solution à ces problèmes est traitée par ailleurs dans un autre article de ce numéro.

Il en est autrement dans le cas du filtre monolithique ou bilithique où l'on réduit à zéro ou à 1 les éléments discrets de couplage ; ce qui assure une meilleure stabilité des performances du produit fini. Dans le cas du filtre bilithique, les lames peuvent être montées ensemble dans un même boîtier, avant ajustage, ce qui permet d'inclure, dans le réglage final, certaines imperfections dues aux lames, la dispersion des caractéristiques du condensateur de couplage ainsi que les capacités parasites du boîtier. Le rendement peut en être amélioré.

Les cellules monolithiques à 2 résonateurs sont intéressantes parce que très faciles à régler. Les lames sont de dimensions faibles (10 à 13 mm de diamètre) et assez faciles à usiner.

Par contre dans le cas du filtre de voie, il y a 3 types de cellules différentes, dont il faut ajuster les fréquences centrales de manière précise, et qu'il faut coupler avec des condensateurs. On retrouve donc les inconvénients du filtre à quartz « discrets ».

Cette solution « n fois 2 » est employée par GTE Lenkurt (USA) pour le filtre de voie du système A-6. Mais le gabarit étant moins sévère, le filtre est constitué de 3 cellules et de 2 résonateurs discrets introduisant des pointes infinies au voisinage de la bande de transition. Sur chaque cellule, on simplifie les réglages en n'ajustant que les résonateurs ; c'est-à-dire que l'on suppose le masque de métallisation suffisam-

ment précis et des dispersions faibles sur les caractéristiques des lames. Néanmoins, sur 84 % des cellules, les écarts des valeurs de couplage par rapport à la valeur théorique peuvent atteindre $\pm 3\%$ et $\pm 5\%$ sur 98 % [22]. Ces écarts sont intolérables pour le filtre de voie européen. Cette technologie est donc très intéressante dans le cas d'un filtre moins « complexe » et où le nombre de cellules est, au maximum de 2 ou 3.

Sur le plan de la stabilité, l'idéal serait la cellule monolithique à 12 résonateurs mais les dimensions nécessaires conduiraient à des lames trop longues (52 mm) vis-à-vis de leur épaisseur (0,2 mm) donc très fragiles tant à l'usinage qu'au montage. Le filtre de voie construit par la Western Electric Company ne comporte que 8 résonateurs ce qui permet de le réaliser sous forme monolithique ; la lame a une longueur de l'ordre de 34 mm ce qui semble être un maximum [23].

Nous laisserons de côté les solutions (4×3 et 3×4) qui n'ont été que des étapes intermédiaires pour mieux saisir les problèmes posés par les structures d'ordre élevé.

Au CNET, on a étudié la solution « bilithique » (2 lames à 6 ou 7 résonateurs) (fig. 3). Le filtre est symétrique, les deux lames sont donc identiques et peuvent être réglées ensemble. Il n'y a qu'un seul condensateur de couplage et l'accord final de la fréquence centrale du filtre peut se faire par surcharge sur l'ensemble des résonateurs et des zones de couplage de chaque lame. Cette opération réalise une translation qui, si elle est peu importante, ne déforme pas sensiblement la courbe de réponse.

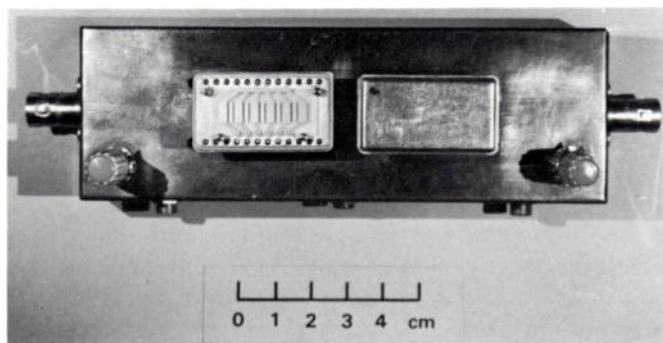


Fig. 3. — Filtre bilithique à 12 résonateurs (cliché CNET).

Par contre les lames sont relativement fragiles (26 à 29 mm de longueur et 0,2 mm d'épaisseur), exigent un usinage soigné (très bon parallélisme des faces pour éviter une trop grande dispersion en fréquence des différents résonateurs) et un matériau de départ de très bonne qualité à cause des surtensions exigées. Les réglages sont également plus délicats du fait de l'interaction des différents éléments entre eux, inconvénient qui reste toutefois limité dans le cas d'un filtre à bande étroite.

PROCESSUS DE RÉALISATION ET DE RÉGLAGE DU FILTRE

Le filtre choisi est polynômial du type Chebychev :

Matériau : quartz synthétique de coupe AT.

Nombre de résonateurs : 12.

Ondulation théorique en bande passante : $a = 2$ cN.

Bande passante à 3 dB : 3,36 kHz.

Facteur de forme : 1,2.

Inductance des résonateurs : 47 mH.

Fréquence centrale : 8 192 kHz.

A partir de ces spécifications, on synthétise le schéma électrique équivalent qui donne les couplages des résonateurs pris 2 à 2, les fréquences propres de chaque cellule et du filtre entier fermés sur court-circuit.

— L'inductance et la fréquence centrale imposent l'épaisseur de la lame et les dimensions des électrodes [24].

— Les valeurs des couplages servent à calculer les distances interrésonateurs en utilisant le modèle du guide d'ondes acoustiques [5, 7]. On calcule également les modes propres de la structure ainsi déterminée qui sont comparés à ceux donnés par la synthèse électrique. A partir de ces données, on fabrique le masque de métallisation.

Les lames sont taillées et polies au CNET puis triées d'après la qualité du parallélisme (1) de leurs faces ; on leur fait ensuite subir une attaque à l'acide fluorhydrique dilué pour éliminer les résidus du polissage et les ajuster à des fréquences identiques. Puis elles sont montées sur des planétaires tournants, dans un bâti d'évaporation sous vide, pour recevoir la majeure partie d'un dépôt constitué de chrome et d'or (fait par canon à électrons). Les planétaires tournants assurent l'homogénéité des dépôts. Des fils d'aluminium sont ensuite soudés, par ultra-sons, sur les plages de contact et les lames sont montées sur leur boîtier définitif (fig. 4 A). A ce stade des opérations, on caractérise complète-

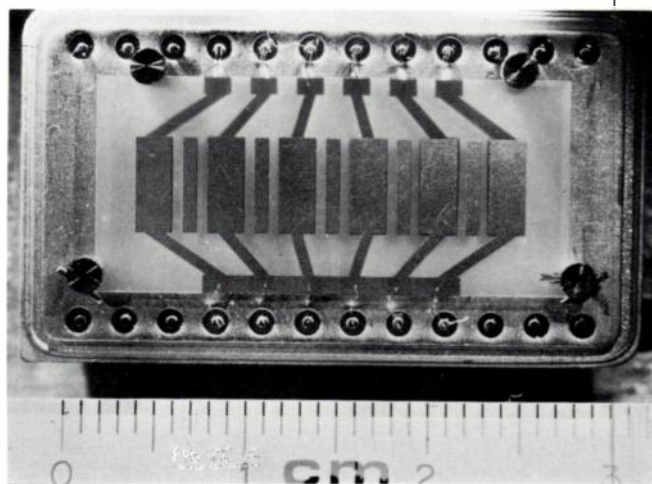


Fig. 4 A. — (Cliché CNET).

ment les cellules en mesurant : la fréquence de résonance, l'inductance équivalente, la surtension de chaque résonateur, les couplages 2 à 2 et les fréquences propres de la structure court-circuitée. Toutes ces mesures sont faites automatiquement. On mesure également la capacité statique aux bornes de chaque résonateur pour pouvoir tenir compte de son influence sur ses voisins. En effet, dans une telle structure, la valeur vraie de la fréquence de résonance d'un résonateur est modifiée par deux effets : d'une part, un

(1) Le premier tri est fait au moyen d'un interféromètre de haute précision le deuxième est fait en évaluant les écarts entre les fréquences de résonances mesurées en trois points déterminés (au centre et aux extrémités) lorsque cette lame est insérée entre 2 électrodes dont la distance est constante. Cette deuxième méthode, permet de mettre en évidence des variations de l'épaisseur de la lame, inférieures à 100 Å.

effet mécanique, dû à la présence de la masse de métal du ou des résonateurs voisins ; d'autre part, un effet électrique, dû au fait que le ou les résonateurs voisins ne sont pas en circuit ouvert mais obligatoirement fermés sur leur capacité statique. La perturbation dépend également du couplage entre ces résonateurs.

On place ensuite les lames à l'unité (on peut éventuellement en placer plusieurs) dans un second bâti d'évaporation sous vide pour l'ajustage définitif ; les opérations suivantes sont réalisées :

- 1. Les fréquences de résonance des résonateurs sont réglées à une même valeur compte tenu des corrections évaluées précédemment.
- 2. Les couplages sont réglés 2 à 2 par dépôt sur la zone interrésoneurs.
- 3. On abaisse ensuite les fréquences de résonance des résonateurs d'extrémité qui, dans ce type de synthèse, sont décalés.
- 4. On mesure les fréquences propres de la structure court-circuitée qui sont comparées aux valeurs théoriques.

Cette procédure, apparemment simple, pose le problème de la convergence du procédé : si on métallise un résonateur, on modifie (à un degré moindre) les résonateurs voisins et les couplages entre ces résonateurs.

De même, si on règle un couplage en métallisant une zone interrésoneurs, on modifie les fréquences de résonance des résonateurs adjacents.

Ces inconvénients sont atténués si les corrections sont faibles et permettent de faire des extrapolations linéaires qui entraînent une convergence rapide : cela nécessite des masques précis et un bon parallélisme des faces. D'autre part, on a vu plus haut qu'il y avait des écarts entre les fréquences propres de la structure en court-circuit et celles données par la synthèse électrique. Il convient donc de corriger ces écarts en jouant sur l'épaisseur de métallisation des résonateurs et des zones interrésoneurs. Tout ceci exige une très bonne connaissance du comportement de la structure et de la sensibilité des fréquences propres par rapport aux différents paramètres.

On a procédé, au CNET, à l'évaluation, sur schéma électrique, des tolérances à respecter sur les couplages et les fréquences de résonances des résonateurs, pour un filtre de voie dont l'ondulation en bande passante est de 0,1 dB et comportant 13 résonateurs.

Écart sur les couplages	Écart sur les fréquences des résonateurs	Rendement 1/10 CCITT
± 2 %	± 30 Hz	≈ 70 %
± 1 %	± 10 Hz	94 %
± 0,5 %	± 5 Hz	> 99 %

On peut régler les couplages à moins de 0,5 %. Par contre, si on peut ajuster une fréquence à moins de 5 Hz, il est difficile d'affirmer qu'on est à moins de 5 Hz de la valeur théorique du fait de l'incertitude sur les corrections. Actuellement cette incertitude est de ± 10 Hz. Il faut élargir les tolérances ce qui peut se faire en jouant sur l'ondulation théorique en bande passante [25].

La difficulté majeure reste la reproductibilité des hautes surtensions obtenues et surtout leur stabilité en fonction de la température. On obtient maintenant couramment des surtensions de 400 000 sous vide — c'est une valeur moyenne —. Les plus basses se situent aux environs de 300 000, les plus élevées sont de l'ordre de 650 000. Ces chiffres sont à comparer avec la surtension intrinsèque du matériau à cette fréquence, soit : $2 \cdot 10^6$ [26]. L'instabilité de ces surtensions en fonction de la température est, en première approximation, due à ce que le mode de vibration de cisaillement d'épaisseur peut être couplé à un harmonique élevé de flexion de lame. Ce dernier mode (fig. 4 B) n'étant pas piégé sous les électrodes, est amorti par les suspensions de la lame ; ce qui introduit, lorsque les 2 modes sont couplés, des pertes élevées pour le cisaillement. Mindlin *et al.* [27, 28], ont montré que le rapport dimension/épaisseur de l'électrode jouait un rôle important et que le couplage s'annulait pour certaines valeurs. Différentes expériences ont été faites pour confirmer ce résultat [29], mais les tolérances sur les dimensions sont faibles (de l'ordre de 1 µm) si on veut garder une surtension élevée et très stable. Il est plus intéressant de rechercher des épaisseurs de métallisation associées à des géométries particulières d'électrodes et de lame. Des études sont en cours à ce sujet.

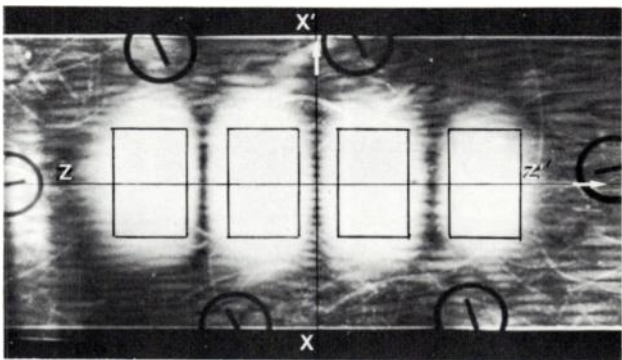


Fig. 4 B. — Topographie en rayons X d'une cellule monolithique d'ordre 4 vibrant sur son 4^e mode propre.

Il s'agit ici d'un mode de torsion d'épaisseur (déplacement suivant XX' en propagation principalement suivant ZZ') dont les zones de vibrations sont représentées par les grandes taches blanches :

Les 4 résonateurs, dont on a figuré les emplacements, vibrent en opposition de phase (3 lignes nodales).

On aperçoit des lignes blanches plus fines dont les directions sont en général perpendiculaires à l'axe XX' : il s'agit d'un parasite de flexion de lame.

La deuxième classe de résonances indésirables est constituée par des modes anharmoniques que l'on contrôle maintenant beaucoup mieux. Ils sont gênants par les détériorations qu'ils peuvent provoquer dans la bande atténuée. On a vu que leur apparition dépendait des trois dimensions des électrodes et de l'épaisseur de la lame.

On peut les éliminer ou les atténuer de différentes façons :

- 1. On métallise peu les électrodes pour éviter leur apparition. Mais, si les valeurs de couplage permettent de se placer dans ce cas, le piégeage de l'énergie reste faible et la surtension des résonateurs mauvaise.
- 2. Dans le cas d'un filtre monolithique, on peut moduler les dimensions des électrodes pour atténuer les résonances d'ensemble de la structure [30].
- 3. Dans le cas d'un filtre « bilithique », on peut appliquer le même principe qu'en (2) en profitant d'une atténuation

supplémentaire des parasites due à la discontinuité mécanique des 2 lames en plus de la désadaptation électrique [31].

4. Enfin, on peut utiliser des épaisseurs de métallisation plus importantes permettant d'atténuer fortement les modes parasites les plus voisins qui sont liés à la dissymétrie de fonctionnement des résonateurs d'extrémité [32].

Le filtre réalisé est « bilithique » et on se place dans le cas (4). Les parasites se situent à 134 kHz de la fréquence centrale et sont atténués de 85 dB par rapport au fond de bande (fig. 4 C).

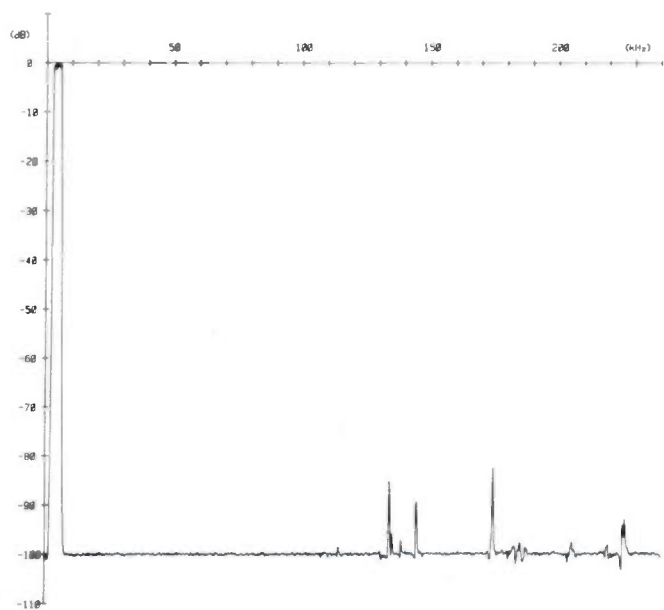


Fig. 4 C. — Aspect de la bande atténuée.

AUTOMATISATION DES PROCESSUS DE RÉGLAGE

Dans une étape précédente, les lames, pour être ajustées en fréquence, étaient montées entre des feuilles de mylar et l'ensemble, tenu dans un cadre métallique, était amené devant des postes de mesure. Il y avait autant de postes que de combinaisons possibles de mesure. Cette méthode, qui avait l'avantage d'éliminer les capacités parasites dues au boîtier, et de mieux accéder aux valeurs intrinsèques des éléments, a permis de réaliser des progrès dans la compréhension et le réglage des structures monolithiques [33]. Mais elle souffrait, d'une part, de son manque de fiabilité qui la rendait difficilement automatisable, et d'autre part, lors du réglage, les lames n'étaient pas encore montées sur leur boîtier définitif. On a mis au point un nouveau système où la lame, montée sur son boîtier, est placée devant un masque de métallisation dans le bâti d'ajustage et une fente déplaçable découvre la zone à ajuster. Un système de commutation par relais miniatures assure toutes les combinaisons possibles de mesure. Les lames sont caractérisées par un analyseur de réseaux couplé à un minicalculateur qui tient compte des corrections à effectuer. Il assure également les commutations nécessaires aux différentes mesures, peut prendre, sous son contrôle, le départ et l'arrêt des métallisations ainsi que la sélection de la zone à ajuster. On peut monter les 2 lames sur un même cadre pour les régler ensemble.

Le dispositif est donc très souple d'emploi et son automatisation grandement simplifiée.

BILAN DES TRAVAUX A L'ÉTRANGER ET EN FRANCE

A notre connaissance, seule la Western Electric Company (USA) réalise en grande série des filtres maintenant monolithiques à 8 résonateurs (la première étape a été bilithique : 2 lames à 4 résonateurs) [34, 35]. Les réglages importants sont faits par apport de métallisation, les réglages fins, par usinage laser [36]. Le gabarit, moins sévère qu'en Europe, tant en bande passante qu'en bande de transition, permet des tolérances, sur les réglages, plus importantes : 20 Hz sur les résonateurs, 4 % sur les couplages.

Au Japon, des filtres bilithiques (2 cellules monolithiques à 7 résonateurs) répondant au gabarit 1/10 du CCITT en bande passante et avec un facteur de forme de 1,2 ont été réalisés [37]. Mais la stabilité des surtensions en fonction de la température n'a pas été démontrée. Des tentatives ont été faites pour introduire des pointes infinies [38] par métallisation d'électrodes supplémentaires suivant la 2^e dimension ou par couplage des résonateurs par des ponts de condensateurs ; cela permet de diminuer le nombre des résonateurs mais, d'un point de vue technologique, le réglage de ces pointes infinies est délicat.

Des travaux ont été faits en France notamment à la SAT et à la CEPE avec des structures à haut degré d'intégration destinées au filtrage de la voie téléphonique.

CONCLUSION

Nous avons pu constater que les difficultés rencontrées dans la réalisation du filtre bilithique de voie téléphonique nous ont permis de mieux saisir et résoudre une grande partie des problèmes posés par la synthèse et le réglage des structures monolithiques à haut degré d'intégration. Nous continuons de porter l'effort sur trois points essentiels :

- la reproductibilité et la stabilité, en fonction de la température des très hautes surtensions déjà obtenues ;
- le perfectionnement du modèle mathématique utilisé, pour établir une corrélation précise entre les valeurs de fréquences remarquables de la structure et les paramètres physiques et géométriques de la lame et des électrodes ; ceci pour déterminer la matrice des sensibilités et opérer des corrections en cours de fabrication ;
- l'application de nouvelles méthodes de synthèse au contrôle de la sensibilité de la fonction de transfert par rapport aux paramètres et à la réduction de l'influence des pertes.

L'ensemble de ces perfectionnements devrait permettre d'une part d'automatiser complètement les processus de réglage et d'utiliser d'autre part les structures monolithiques ou bilithiques pour la réalisation de filtres haute fréquence à bande étroite, de degré élevé.

Bibliographie

- [1] NAKAZAWA Y. — High frequency crystal electromechanical filters. *Proc. 16 th Ann. Symp. on Freq. control*, April 1962, p. 373-390.
- [2] SYKES R. A. and BEAVER W. D. — High frequency monolithic crystal filters. *Proc. 20 th Ann. Symp. on Freq. Control*, Avril 1966.
- [3] SHOCKLEY W., CURRAN D. R. and KONEVAL D. J. — Energy trapping and related studies of multiple electrode filter crystals. *Proc. 17 th Ann. Symp. on Freq. Control*, May 1963, pp. 88-126.
- [4] BEAVER W. D. — Analysis of elastically coupled piezoelectric resonators. *J. Acoust. Soc. of Amer.*, 1968, 42, n° 5, p. 972-981.
- [5] GLOWINSKI A. and LANCON R. — Resonance frequencies of monolithic quartz structures. *Proc. 23 th Ann. Symp. on Freq. Control*, May 1969, p. 39-55.

[6] SCHNABEL P. — Frequencies equations for N mechanically coupled piezoelectric resonators. *Acoustica* 1969, 21, n° 6, p. 351-357.

[7] LANCON R. — Résonances mécaniques des structures monolithiques non symétriques. *Ann. des Télécom.*, 1973, 28, n° 9-10.

[8] REILLY N. H. C. and REDWOOD M. — Wave propagation analysis of the monolithic crystal filter. *P.I.E.E.E.*, May 1969, vol. 116, n° 5.

[9] ASHIDA T. — Eigenfrequencies of monolithic filters. *Electron. and Comm. in Jap.*, 1971, Vol. 54-A, n° 6.

[10] OLSTER S. H., OAK I. R., PEARMAN G. T., RENNICK R. C. and MEEKER T. R. — A-6 Monolithic crystal filter design for manufacture and device quality. *Proc. 29th Ann. Symp. on Freq. Control*, May 1975, p. 105-112.

[11] BECHMANN R. — Frequency Temperature angle characteristics of AT type resonators made of natural and synthetic quartz. *P.I.R.E.*, Nov. 1956.

[12] TIERSTEN H. F. — *Linear piezoelectric plate vibrations*. Plenum Press, 1969.

[13] GLOWINSKI A. and FELDMANN M. — Piezoelectric plates vibrations analysis using Maxwell's equations. *IEEE ultrason. Symp. San Francisco*, Oct. 1970, p. 21-23.

[14] GLOWINSKI A. — Vibrations d'épaisseur des lames piézoélectriques. *Ann. des Télécom.*, t. 7, n° 3-4, p. 147-158, Mars-Avril 1972.

[15] ONOE M. and JUMONJI H. — Analysis of piezoelectric resonators vibrating in trapped energy modes. *Electron. Comm. Japan*, Sept. 1965, 48, n° 9, p. 84-93.

[16] BALLATO A., LUKASZEK T., WASSHAUSEN H. and CHABAK E. — Design and fabrication of Modern crystall filter. *Proc. 20th Ann. Symp. on Freq. Control.*, Avril 1977, p. 136-160.

[17] LUKASZEK T. — Mode control and related studies of VHF quartz crystal filter. *IEEE trans. sonics and ultrasonics*, Oct. 1971, 18-4, p. 238-246.

[18] ONOE M. — General equivalent circuit of piezoelectric transducers vibrating in thickness modes. *Electron and Comm. in Jap.*, Vol. 55-A, n° 5, 1972.

[19] RENNICK R. C. — An equivalent circuit approach to the design and analysis of monolithic crystal filters. *IEEE trans on sonics and ultrasonics*, Vol. 20, n° 4, Oct. 1973.

[20] ASHIDA T. — Design and characteristic analysis of monolithic crystal filters. *Electron. and Comm. in Jap.*, Vol. 57-A, n° 5, 1972.

[21] AMSTUTZ P. — Filtres à bande étroite. *Câbles et Transm.*, n° 2, 1967, p. 88-97.

[22] SHEAHAN D. F. — Polyolithic crystal filters. *Proc. 29th Ann. Symp. on Freq. Control*, May 1975, p. 120-127.

[23] MILLER J. A. — Preparation of quartz crystal plates for monolithic crystal filters. *Proc. 24th Ann. Symp. on Freq. Control*, 1970.

[24] KANTOR V. M. — Calculation of the parameters of energy-trapping piezoelectric resonators. *Sov. Phys. Acoust.*, May-June 1975, Vol. 20, n° 6.

[25] BON M. and AMSTUTZ P. — Deviating from Darlington's equiripple pattern in filter design. *Proc. 3th intern. Symp. in network theory SPLIT*, Yougoslavie, Sept. 1975.

[26] WARNER A. W. — Design and performance of ultraprecise 2,5 mc quartz crystal units. *Bell system techn. journ.*, Sept. 1966, p. 1193-1217.

[27] MINDLIN R. D. and LEE P. C. Y. — Thickness, shear and flexural vibrations of partially plated, crystal plates. *Int. Journ. solids and struct.*, 1966, Vol. 2, p. 125-139.

[28] MINDLIN R. D. and GAZIS D. C. — Strong resonances of rectangular AT cut quartz plates. *Proc. of 4th US nation. congress of Appl. Mechan.*

[29] SASAKI E. and JUMONJI H. — Effects of electrode dimensions on resonant Q of energy trapped AT cut quartz resonators. *Electron. and Comm. in Jap.*, 1973, Vol. 56-A, n° 10.

[30] RENNICK R. C. and PEARMAN G. T. — Unwanted modes in monolithic crystal filters. *Proc. of 31th Ann. Symp. on Freq. Control*, June 1977.

[31] WERNER J. F., DYER A. J. and BIRCH J. — The development of high performance filters using acoustically coupled resonators on AT cut quartz crystals. *Proc. of 23th Ann. Symp. on Freq. Control*, 1969.

[32] GLOWINSKI A., LANCON R. and LEFEVRE R. — Effects of asymmetry in trapped energy piezoelectric resonators. *Proc. of 27th Ann. Symp. on Freq. Control*, June 1973.

[33] GLOWINSKI A. — L'intégration des filtres à quartz : problèmes de synthèse et de réglage des filtres monolithiques. *Actes du coll. inter. sur la microélect. avancée*, Paris 6-10 Avril 1970, p. 956-964.

[34] GRENIER P. — Automatic frequency adjustment of monolithic crystal filters. *Proc. of 24th Ann. Symp. on Freq. Control*, April 1970.

[35] LLYOD P. — Monolithic crystal filters for frequency division multiplex. *Proc. of 25th Ann. Symp. on Freq. Control*, April 1971, p. 280.

[36] HOKANSON J. L. — Laser machining thin film electrode arrays on quartz crystal substrates. *Proc. of 23th Ann. Symp. on Freq. Control*, May 1969, p. 163-170.

[37] WATANABE B. and TSUKAMOTO K. — Hight performance monolithic crystal filters with stripe electrode. *Electron. and Comm. in Jap.*, Vol. 57-A, n° 4, 1975.

[38] MASUDA Y., KAWAKAMI I. and KOBAYASHI M. — Monolithic crystal filters having attenuation poles. *Electron. and Comm. in Jap.*, Vol. 57-A, n° 12, 1974.

Electromechanical filters developed in Japan

Part 2 : Channel EM Filters

FILTRES

L'onde électrique
1978, vol. 58, n° 6-7
pp. 482-487

KEN-ICHI SAWAMOTO,

Trunk Transmission System Development
Division, Yokosuka Electrical Communica-
tion Laboratory, Nippon Telegraph and
Telephone Public Corporation, Take 1-
2356, Yokosuka-shi, Kanagawa, 238-03 Ja-
pan.

TAKESHI YANO,

Transmission Division, Nippon Electric Co.,
Ltd., 1753 Shimonumabe, Nakahara-ku,
Kawasaki-city, Kanagawa, 211 Japan.

KAZOU YAKUWA,

Transmission Division, Fujitsu Limited,
1015 Kamiodanaka, Nakahara-ku, Kawa-
saki-city, Kanagawa, 211 Japan.

YASUO KOH,

Electronic Components Division, Kokusai
Electric Co., Ltd., 22-15 Toranomon,
1 Chome, Minato-ku, Tokyo, 105 Japan.

MASASHI KONNO,

Department of Electrical Engineering, Fa-
culty of Engineering, Yamagata University,
4-3-16 Jyonan, Yonezawa-city, Yamagata,
992 Japan.

RÉSUMÉ

Filtres électromécaniques développés au Japon.

Les recherches faites au Japon dans le domaine des filtres électromécaniques ont commencé dans les années 1940. Après un bref historique, les auteurs donnent une évaluation du domaine d'application de ce type de filtre. Ensuite ils présentent les principaux aboutissements de ces recherches tant du point de vue théorique que de celui de la réalisation pratique. Enfin plusieurs exemples de réalisations dans diverses gammes de fréquences sont décrits.

Dans le prochain fascicule on trouvera une description des principales réalisations de filtres de voie électromécaniques au Japon.

SUMMARY

The research in Japan in the field of electromechanical filters has begun in the 1940's. After a brief historical survey, the authors provide an assessment of the potential applications of this type of filter. Then the main achievements of this research are presented from the theoretical as well as from the practical standpoint. Finally several practical designs in various frequency bands are described.

The first part of this paper had been published in the preceding issue of L'onde électrique (May 1978, Vol. 5, p. 401).

1. INTRODUCTION

For simple construction combined with easy automated production, channel EM filters have been highlighted in recent years. Several Japanese makers have adopted them for use in carrier equipment for exports. The Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation (NTT-PC) has scheduled the adoption of 128 kHz torsional mode channel EM filters with attenuation poles for the next step carrier equipment.

Now principal channel filter products developed by several makers or laboratories will be introduced.

2. THE ESSENTIAL POINTS OF THE CHANNEL EM FILTERS

The essential points of the channel EM filter may be recapitulated as follows :

1. Vibration mode of resonators and channel filter frequency.
2. Construction of an EM transducer which has an important bearing on the filter performance and reliability.
3. Methods of wave separation coupling between a channel filter and a signaling filter.

4. An arrangement of coupling wires and realization of inverse phase coupling in case of filters with attenuation poles.

When Japanese channel filters are seen in the light of such viewpoints, it can be readily recognized that a variety of proposals were made from time to time to influence each other and the developments were also greatly influenced by foreign researchers.

3. CHANNEL EM FILTERS DEVELOPED BY KOKUSAI ELECTRIC CO

As early as 1959 [43], Y. Tagawa worked to produce a channel filter of figure 19 composed of longitudinal mode resonators and longitudinal mode couplers in collaboration with T. Tanaka, for direct modulation system use. Twelve

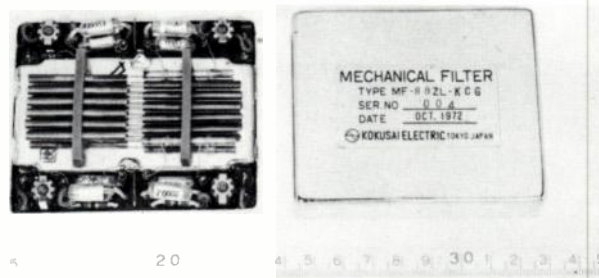


Fig. 19. — Longitudinal mode EM channel filter
(Kokusai Electric Co.).

kinds of filter products are marketed, covering range 60-108 kHz range with passband characteristics meeting 1/5 of the CCITT recommendation at an ambient temperature 0-50 °C. Two channel EM filters are installed in two layers in one filter case.

In 1970, the company succeeded in the development of a channel filter composed of much shorter resonators with constricted central portion, approximately one-half in volume that of the previous channel filter (fig. 20) [44].



Fig. 20. — Channel EM filter with necked resonators (Kokusai Electric Co.).

In 1974, one of the authors [45] developed a Siemens type channel filter composed of 48 kHz bending mode resonators and at the same time, they announced the development of a signaling filter having a special feature in the coupling wire construction (fig. 21).

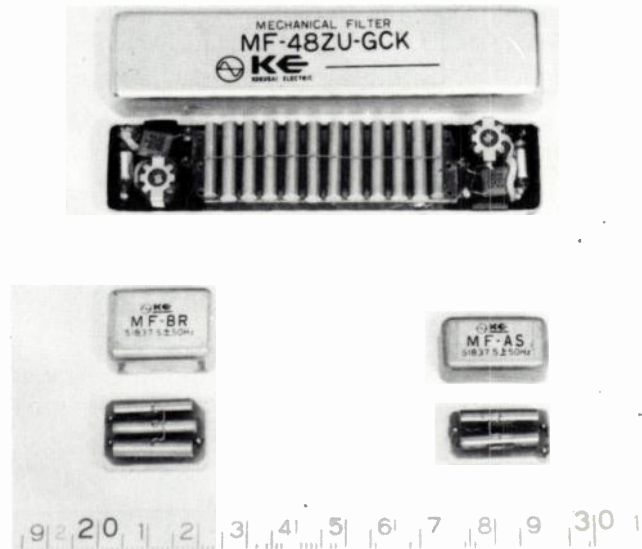


Fig. 21. — Siemens type channel EM filter and signaling EM filters (Kokusai Electric Co.).

The merits and demerits of the 48 kHz bending mode channel filter may be recapitulated as follows [45].

- Merits :
- 1. Ease of resonator support and excellent anti-shock and antivibration properties.
 - 2. Ease with which mechanical precision for coupling points can be determined and adaptability for mass production.
 - 3. Ease of manufacture of the EM transducer.
- Demerit :
- Degradation of characteristics of filters due to the acoustic coupling caused by propagation in air of mechanical vibrations.

This drawback was solved by suitable design of the resonator housing.

As for signaling filters, sending and receiving filters are respectively composed of two and three resonators, both of inductorless construction. A plurality of U-shaped coupling wires are used for each filter for the stable realization of weak coupling coefficients (fig. 22).

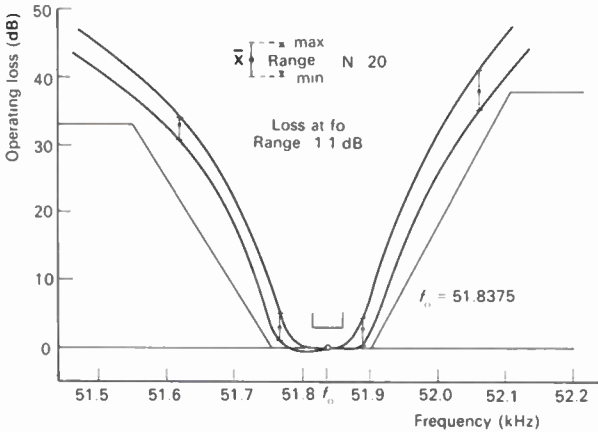


Fig. 22. — Signaling EM filter characteristics (variance in product) (Kokusai Electric Co.).

The middle portion of the resonator is shaved off to form a flat-bottom notch. The spurious response suppression for filters themselves has been achieved by obviating an overlap of the spurious frequency bands of a resonator and an EM transducer.

4. CHANNEL EM FILTERS DEVELOPED AT NTT-PC ELECTRICAL COMMUNICATION LABORATORY

In 1973 and 1975, one of the authors and his co-workers announced the development of non-pole [46] and pole type [47] torsional mode channel EM filters, respectively. Emphasis will be laid on the latter type in the succeeding introductory description.

With the conventional LC filter designs, much more structural compactness and improved performance can scarcely be expected in the future for the full-fledged advancement of ferrite cores and capacitors.

The NTT-PC Electrical Communication Laboratory's EM filter is composed, as shown in figure 23, of eight resonators and two EM transducers.

The electrical network design consisted in providing circuit transformation for a 2-pole, 10th degree lowpass filter and in forming an electrical circuit containing two bridging coupling wires.

Figure 24 depicts the construction of a torsional mode transducer for use in the filter, with a pair of electrode-evaporated semicircular ceramic discs polarized in the opposite directions as shown and sandwiched between two similar cylindrical body parts made of a constant elasticity alloy [50].

An arrangement of coupling wires consists, as shown in figure 24 of ones for bridging nonadjacent resonators. The wires are in an oblique arrangement to achieve the inverse phase coupling. Each of the resonators 3, 4, 7 and 8 has a diameter 0.3 mm less than the diameter of the others to

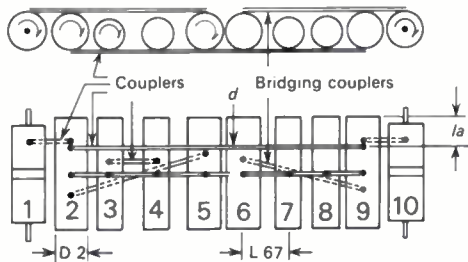
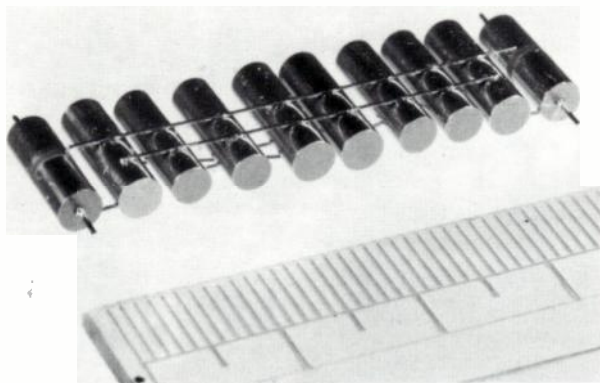


Fig. 23. — Structure of torsional mode EM channel filter (NTT-Public Corp., Electrical Communication Lab.).

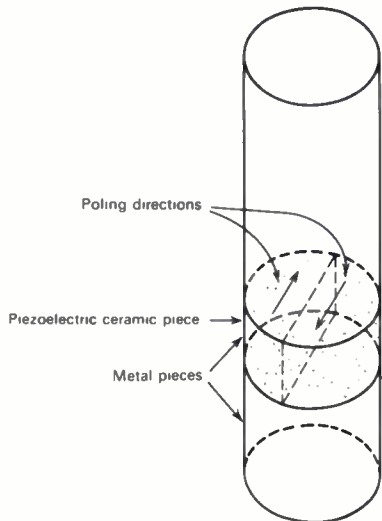


Fig. 24. — Torsional mode EM transducer (NTT-Public Corp., Electrical Communication Lab.).

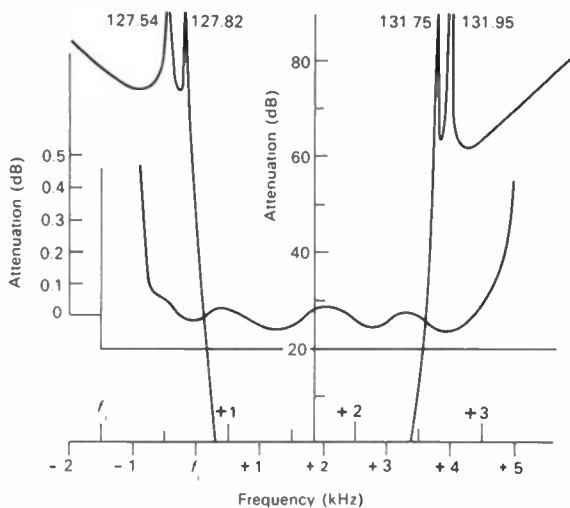


Fig. 25. — Typical data of the torsional mode EM channel filter (NTT-Public Corp., Electrical Communication Lab.).

obviate contact with bridging coupling wires. The diameters and lengths of the coupling wires are so proportioned as to avoid their bending resonance. Each resonator has been heat-treated to obtain average Q value of 3×10^4 and resonant frequency temperature coefficients ranging 1 to 2 ppm/°C. Typical attenuation frequency response is as shown in figure 25.

5. CHANNEL EM FILTERS DEVELOPED BY NIPPON ELECTRIC CO. (NEC)

The roots of NEC's torsional mode channel EM filters date back to the early 1960's when the development was launched under the guidance of T. Tanaka.

Although the development was completed in 1964, performance of the marketed products as the carrier channel filter was insufficient and the EM filter products were only for use in SSB radio equipment.

In 1974 [51], NEC announced the development of a channel filter using torsional mode resonators of near 120 kHz.

The reasons for adopting the torsional mode resonators for the channel EM filter are summarized below.

For the realization of the channel EM filter, comparison and investigation were made of all possible combinations of bending, longitudinal, and torsional vibration modes and about 50 kHz, 120 kHz and 200 kHz channel filter frequencies, in relation to the resonator lengths and loss factors.

In this investigation, the lesser values of Q of bending mode resonators relative to those of torsional mode resonators were verified to be due to the acoustic radiation of the former resonators.

As a result, the preferred combinations for the realization proved to be 50 kHz combined with bending mode, and 120 kHz combined with torsional mode.

A theoretical and experimental study on the vibration amplitude characteristics and the geometry of EM resona-

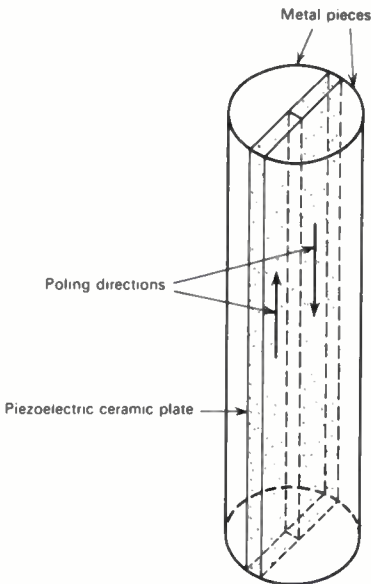


Fig. 26. — Torsional mode EM transducer (Nippon Electric Co.).

tors for both combinations unveiled the conclusion that 120 kHz combined with torsional mode was the optimum. An additional reason for adopting this combination was the ease with which both EM wave separating filters and pole type filters could be constructed.

Figure 26 shows the construction of the EM transducer with outstanding features of low capacitance ratio and excellent stability. A theoretical analysis of the transducer was conducted by I. Takahashi [52].

Two kinds of products for non-pole and pole type torsional mode channel filters have been marketed using computer-controlled automated production machines. Of these two types, the non-pole product is easier to manufacture at present.

Figure 27 (b) shows the non-pole type channel and signaling filter. A special feature of this filter is the EM wave separation structure [22, 51, 53] in which a channel filter is mechanically coupled to a signaling filter.

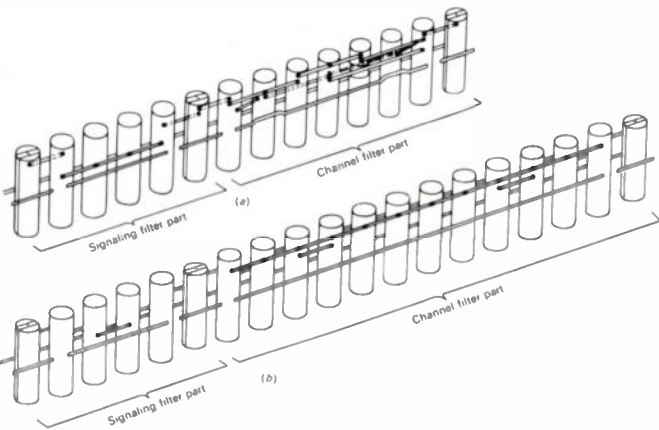


Fig. 27. — Torsional mode EM channel and signaling filters
a) Pole type, b) Non-pole type (Nippon Electric Co.).

Since one of the two channel filter transducers constituting a signaling filter structure of figure 27 (b) was appropriated for one of the two EM transducers, the number of transducers became three, a saving of one transducer. Further, the adoption of the EM wave separation principle succeeded in a 15 % reduction in volume that of the electrical equivalent.

Typical performance of the channel filter at an ambient temperature 0-65 °C is shown in figure 28. The channel filter

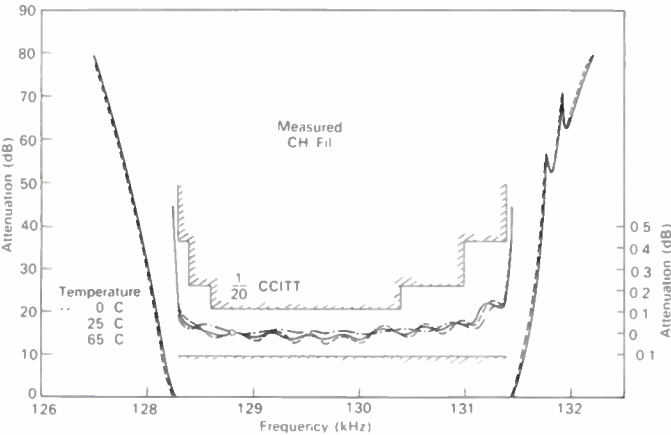


Fig. 28. — Typical response of the non-pole type torsional mode channel and signaling filter shown in figure 26 (b) (channel filter part) (Nippon Electric Co.).

meets 1/20 of the CCITT recommendation in the above ambients.

Figure 27 (a) shows a pole type channel and signaling filter. Special features of the filter are the adoption of the EM wave separation and a newly developed pole section configuration.

As for the pole section configuration, a generalized parallel T type circuit [51, 54] was developed, which made it possible to cover almost all realizable characteristics without the limitations on the attenuation pole frequencies.

In order to realize the inter-resonator inverse phase coupling, « the inner cross couplers » were used.

An 18th degree 3-pole channel filter incorporating the generalized parallel T type circuit, as combined with a simple voice-band filter, was proven to fully meet the CCITT R-2 attenuation recommendation [53]. The characteristics are shown in figure 29 [55], together with those of the signaling (receiving) filter [56].

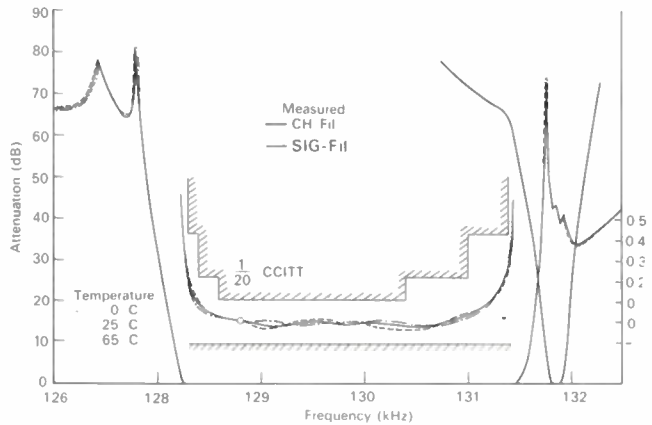


Fig. 29. — Typical response of the pole type torsional mode channel and signaling EM filter shown in figure 26 (a) (Nippon Electric Co.).

6. CHANNEL EM FILTERS DEVELOPED BY FUJITSU

Fujitsu has studied various filter technologies for new channel bank application, since the mid-1960'. After evaluating four types of filters, mechanical-, LC-, monolithic crystal- and RC active filters in connection with the performance, the cost and the size, it came to a conclusion that the mechanical filter was the best solution.

Fujitsu developed a 48 kHz bending mode channel filter in 1972 [57, 58] and a pole type torsional mode 130 kHz (approx.) channel filter in 1974 [59]. Decision was finally reached to produce the latter for realizability of the attenuation poles.

The 48 kHz filter has the attenuation selectivity and the pass band loss suitable for voice transmission, but its group delay time response is inferior to the one required for data transmission.

The 128 kHz EM channel filter [60] was designed to minimize the number of resonators for miniaturization and cost saving by introducing the attenuation poles and utilizing the selectivity of the electric matching circuits as well as the transducers.

The construction of the filter is shown in figure 30, consisting of six torsional mode resonators, two bending mode EM transducers, and longitudinal mode coupling wires, with the attenuation poles secured by two attached bridging coupling wires.

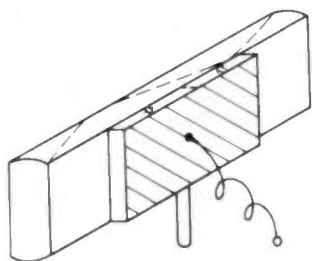


Fig. 30. — Structure of torsional mode EM channel filter (Fujitsu LTD).

The inverse phase coupling necessary for bridge coupling was accomplished by a combination of the bending mode transducers and the torsional mode resonators, without using oblique bridging wires.

An electric circuit is connected to each of input and output of the EM filter, which acts as an impedance matching circuit and an electrical coupling circuit of the signaling filter to the channel filter.

This simple filter structure is well suited for automated production.

Each EM transducer utilizes, as shown in figure 31, the 2nd overtone bending mode vibration. The poling directions in the ceramic plate are inverted at the center, as shown in figure 30, in order to excite the 2nd overtone bending mode vibration.

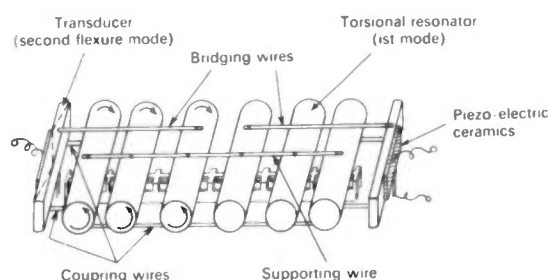


Fig. 31. — The 2nd overtone bending mode transducer for the torsional mode channel EM filter (Fujitsu LTD.).

Typical attenuation characteristics of the filter are shown in figure 32. The pass band response satisfies 1/20 of the CCITT recommendation throughout the temperature range of 5 to 55 °C.

Group delay characteristic is shown in figure 33. The minimum group delay is reduced to 0.57 ms, and the group delay distortion is nearly 1/4 of the CCITT recommendation G. 232 C.

The filter volume inclusive of electrical matching circuits is merely 10.7 cm³ — one-sixth that of the present LC channel filter.

Figure 34 shows a signaling filter of Fujitsu product [61]. The filter casing volume is merely 5.1 cm³ with both sending and receiving filters hermetically sealed.

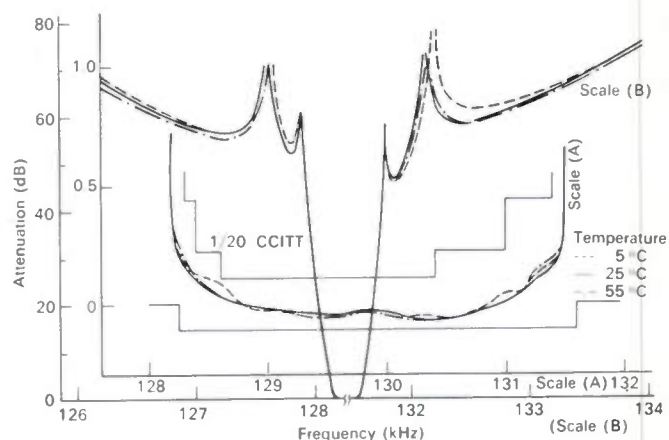


Fig. 32. — Temperature characteristics of the 128 kHz pole type channel EM filter shown in figure 29 (Fujitsu LTD.).

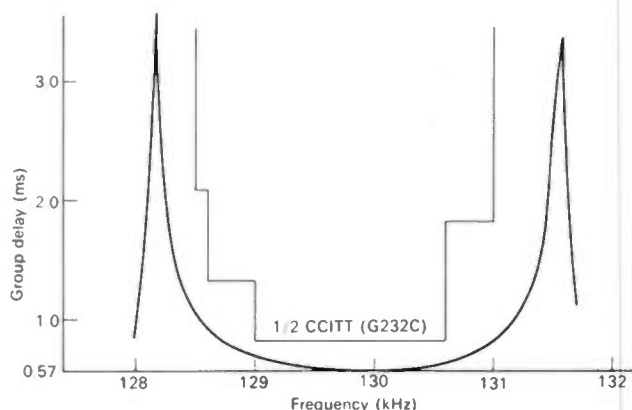


Fig. 33. — Group delay characteristics of the 128 kHz pole type channel EM filter shown in figure 29 (Fujitsu LTD.).

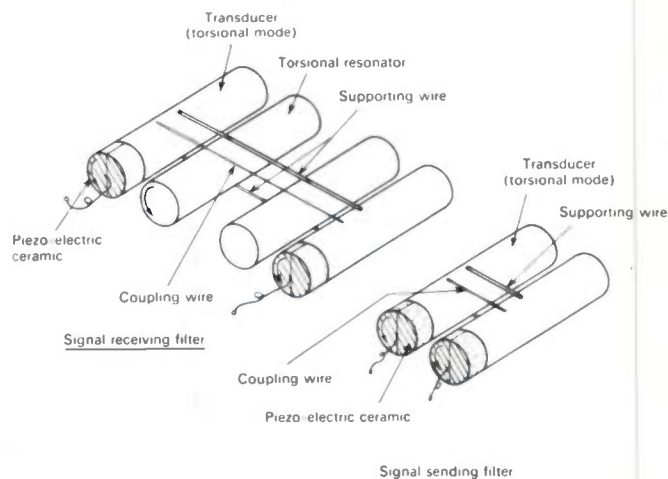


Fig. 34. — Structure of torsional mode signaling EM filters (Fujitsu LTD.).

Each EM transducer utilizes the fundamental torsional mode vibration. To improve Q and stability, a piezoelectric ceramic disc is attached to one end of the cylindrical rod, securing the transducer temperature characteristic less than 5 ppm/°C for 5-55 °C, capacitance ratio of 350, and high mechanical Q of 8,000. This high Q and highly stable torsional transducer was developed by one of the authors in 1961.

These channel and signaling filters are now in mass-production by automated production machines.

7. CHANNEL EM FILTER DEVELOPED BY OKI ELECTRIC CO

S. Okawa of Toho Denshi Co. and K. Yoshizaki of Oki Electric Co. announced in 1974 the development of a 228 kHz non-pole channel EM filter as shown in figure 35.

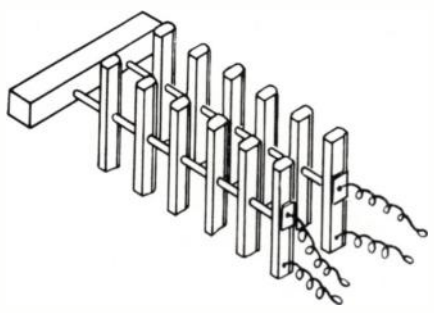


Fig. 35. — 228 kHz 3rd overtone bending mode channel EM filter (Oki Electric Co. and Toho Denshi Co.).

This filter consists of eleven 3rd overtone bending mode resonators, two bending mode transducers, and $\lambda/4$ longitudinal coupling wires and so constructed as to be folded back at the middle resonator for structural compactness.

Since the Q of each resonator of 15,000 was insufficient to meet 1/20 of the CCITT recommendation, loss compensation was incorporated so that the trial model succeeded in achieving 1/20 of the CCITT recommendation.

8. CONCLUSION

Various types of channel EM filters developed in Japan were explained. Several types of them are now being produced in considerable amounts, and a further rapid increase in production is scheduled in the very near future. Among them, 128 kHz torsional mode channel EM filters were succeeded in realizing attenuation poles in the finite frequency. This made it possible to reduce group delay distortion as well as minimum group delay of the channel EM filters.

These channel EM filters were established on the basis of long term basic research and developmental activities as well as production experiences of EM filters, network design technologies, material technologies and also production technologies in Japan.

Of course these EM filters were always greatly stimulated

and influenced by the activities of foreign countries, especially of the US, Germany and France.

Finally, at the end of the papers, the authors heartily hope for further prosperity of the EM filters in France and in all over the world.

Bibliography

[53] Kokusai Electric Co., Ltd., *Technical Bulletin* 6220 : Mechanical filters.

[54] HASHIZUME Y. and IMAGUCHI I. — Application of uniform resonators : Mechanical filter for multiplex carrier, *Proc. Annu. Conv. IECE of Japan*, n° 169, Aug. 1970 (in Japanese).

[55] KOH Y., NAGASHIMA H., EGUCHI K. and IMAGUCHI I. — Electromechanical channel filter for preshift modulation systems, The Committee of Electromechanical Functional Devices, *IEE of Japan*, n° 36-89, June 21, 1974 (in Japanese).

[56] SAWAMOTO K., SASAKI E., KONDO S., ASHIDA T. and SHIOZAKI K. — A torsional mode mechanical filter, *Trans. IECE of Japan*, 57-A, pp. 575-582, Aug. 1974 (in Japanese).

[57] TSUKAMOTO K. and SAWAMOTO K. — Design of Mechanical filter with attenuation poles, *Proc. Annu. Conv. IECE of Japan*, n° 99, March 1975 (in Japanese).

[58] KIYOMOTO M., IBARAKI O., SAWAMOTO K. — Trial manufacture of mechanical filters with attenuation poles, *Proc. Annu. Conv. IECE of Japan*, n° 100, March 1975 (in Japanese).

[59] SAWAMOTO K., KONDO S., WATANABE N., TSUKAMOTO K., KIYOMOTO M. and IBARAKI O. — A torsional-mode pole type mechanical channel filter, *IEEE Trans. on Sonics and Ultrasonics*, vol. SU-23, n° 3, May 1976.

[60] SASAKI E., KONDO S. and SHIOZAKI K. — A torsional mode electromechanical transducer for use in mechanical filters, *Proc. Annu. Conv. IECE of Japan*, n° 65, May 1973 (in Japanese).

[61] YANO T., FUTAMI T. and KANAZAWA S. — New torsional mode electromechanical channel filter, *IEE European Conf. on Circuit Theory and Design*, London, July 1974.

[62] TAKAHASHI I., YOSHIDA N. and ISHIZAKI Y. — An analysis of a torsional mode transducer for electromechanical filters, *Proc. 1976 Ultrasonics Symposium, IEEE Group on SU*, Anapolis, Sept 29, Oct. 1, 1976.

[63] NAKAO S. — Electromechanical wave separating filter synthesis-channel filter application, *IEE European Conf. on Circuit Theory and Design*, Genova, Sept. 7-10, 1976.

[64] NAKAUCHI Y. — A synthesis of parallel ladder circuits using equivalent transformation techniques, *Proc. ISCAS*, 1975, April 21-23, 1975.

[65] HAYASHI T., FUTAMI T., KIDOKORO M. and YANO T. — Result of stability measurement on channel electromechanical filter, *Proc. Annu. Conv. IECE of Japan*, n° 487, March 1976 (in Japanese).

[66] HAYASHI T., KANAZAWA S., FUTAMI T., KIDOKORO M. and YANO T. — Electromechanical signaling filter utilizing electromechanical wave separation technique, *Proc. Annu. Conv. IECE of Japan*, n° 87, March 1977 (in Japanese).

[67] YAKUWA K., OKUDA S. and KASAI Y. — Mechanical channel filter, *Proc. Annu. Conv. IECE of Japan*, n° 270, April 1972 (in Japanese).

[68] YAKUWA K., OKUDA S. and YANAGI M. — Development of new channel bandpass filters, *Proc. ISCAS*, 1974, p. 100, 1974.

[69] OKUDA S., KASAI Y. and ASANO K. — Electromechanical channel filter with attenuation poles, *Proc. Annu. Conv. IECE of Japan*, n° 113, July 1974 (in Japanese).

[70] YAKUWA K., OKUDA S., SIRAI K. and KASAI Y. — 128 kHz pole type mechanical channel filter, *31 st Frequency Control Symposium*, June, 1977.

[71] KATSUBE Y., YAKUWA K., OKUDA S., SHIRAI K. and KASAI Y. — Torsional mode signaling filter, *Proc. Annu. Conv. IECE of Japan*, n° 485, Oct. 1976 (in Japanese).

[72] OKAWA S. and YOSHIZAKI K. — Mechanical channel filter, *OKI Review*, vol. 40, n° 1, pp. 104-109, May 1973.

Utilisation de l'inhibition pour la matérialisation de fonctions logiques à l'aide de portes et-non, ou-non et ou-exclusif ⁽¹⁾

CIRCUITS LOGIQUES

L'onde électrique
1978, vol. 58, n° 6-7
pp. 488-495

par Z. LOTFI,

Chercheur à l'Engineering department du
Centre National de Recherche Égyptien,
Docteur-Ingénieur en Électronique.

Mlle D. DUBUS *,

Maître Assistante, Docteur de Spécialité
en Analyse Numérique.

et A. TOSSER * ⁽²⁾,

Professeur d'Électronique, Ingénieur
E.S.E., Docteur ès Sciences,

*Laboratoire d'Électronique, Université de
Nancy I, Case Officielle n° 140,
54037 Nancy Cedex, France * et Institut
de Génie Biologique et Médical, Université
de Nancy 1 (tél. (28) 28.93.93).*

RÉSUMÉ

Le procédé d'inhibition est utilisé pour exprimer une fonction logique sous forme de somme modulo-2 de produits de variables booléennes. Une méthode algébrique est proposée afin de déterminer le coût de synthèse minimal à l'aide de portes ET-NON, OU-NON et OU-EXCLUSIF; la recherche d'expression sans aléa de commutation est également envisagée.

SUMMARY

Implementing inhibition to build logical functions in NAND, NOR and XOR gates

The inhibition procedure may be used to express a logical function as a mod 2 sum of products of Boolean variables; further algebraic calculations give the minimum realization cost of the logical function built in NAND, NOR and XOR gates.

I. INTRODUCTION

De précédents articles [1, 2, 3] ont montré que le processus d'inhibition, et éventuellement d'inhibition virtuelle, pouvait, dans beaucoup des cas typiques, permettre de minimiser le nombre de portes ET-NON (NAND) et OU-NON (NOR) utilisées pour matérialiser une fonction logique écrite sous forme disjonctive.

L'utilisation croissante de portes OU-EXCLUSIF (XOR) pour la synthèse de systèmes logiques, et notamment dans les cellules logiques universelles récemment proposées [4], a redonné de l'intérêt à l'écriture des fonctions logiques sous forme de sommes modulo-2 de mintermes.

Notre premier objectif est de présenter des méthodes utilisables manuellement sans lourdeur en vue de déterminer la synthèse minimale de ces sommes modulo-2 à l'aide de portes ET-NON et OU-NON (en plus de la porte OU-EXCLUSIF de sortie).

Comme la somme modulo-2 de deux variables binaires vaut :

$$a \oplus b = a\bar{b} + \bar{a}b = (a + b)(\bar{a} + \bar{b}),$$

on peut écrire [7], en utilisant des portes ET-NON et OU-

NON et les états vrais des variables binaires a et b

$$a \oplus b = (a/(a/b))/(b/(a/b)) = (a \downarrow b) \downarrow ((a/b)/(a/b))$$

↓

La matérialisation isolée d'une somme modulo-2 de deux variables binaires demande donc soit au moins 3 portes ET-NON soit une seule porte OU-EXCLUSIF et avec un nombre moindre d'interconnexions; ayant constaté que le prix unitaire d'une porte OU-EXCLUSIF en circuit intégré tend à se rapprocher du coût des portes ET-NON et OU-NON, il nous a semblé que ces sujets d'étude ouvraient des perspectives intéressantes.

Mais, de plus, pour éviter les aléas de commutation, des auteurs [5, 6] se sont intéressés aux sommes modulo-2 dans lesquelles chaque variable binaire n'apparaît que sous une seule forme, directe ou complémentée : ce sont les formes canoniques de Reed-Muller [5, 6] dont les méthodes algébriques de détermination sont souvent très lourdes. Il nous a donc paru intéressant de proposer une méthode graphique conduisant à écrire la fonction logique sous forme d'une somme modulo-2, et d'en déduire algébriquement toutes les autres sommes modulo-2 non redondantes, au nombre desquelles se trouvent les formes canoniques de Reed-Muller et les formes exigeant un nombre minimal de portes ET-NON et OU-NON pour leur matérialisation (en conformité avec le premier objectif).

(1) Article initialement reçu le 17/1/1977 et accepté dans sa forme définitive le 24/11/1977.

(2) Membre S.E.E.

1. L'INHIBITION

1.1. Définition générale

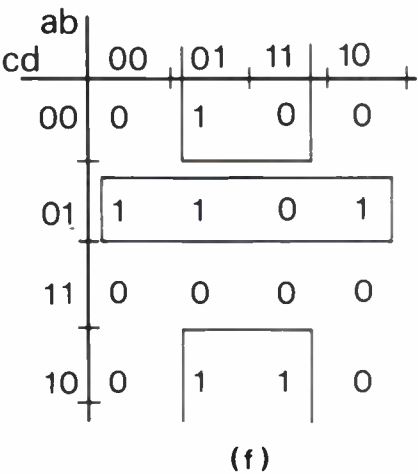
L'inhibition avait été signalée par plusieurs auteurs (8 à 14, 18) comme un processus graphique permettant d'économiser des portes lors de la synthèse de fonctions logiques. Ces résultats partiels ont été systématisés à l'aide d'un symbolisme graphique particulier (15) qui a permis une étude exhaustive des coûts de matérialisation des fonctions logiques inhibées à l'aide de portes ET-NON et OU-NON (1, 2, 3).

Rappelons que l'inhibition consiste à multiplier le minterme réduit qui représente une réunion de 1 et de 0 d'un tableau de Karnaugh par le (s) conjugué (s) de minterme (s) représentant l'ensemble des 0 contenus dans la réunion.

Par exemple, considérons la fonction logique :

$f(a, b, c, d) = \overline{a}cd + \overline{a}b\overline{c} + a\overline{b}cd + bc\overline{d}$

Le diagramme de Karnaugh est représenté ci-dessous :



La somme $\overline{a}cd + a\overline{b}cd$ peut être remplacée, après inhibition, par $\overline{c}d(\overline{a}b\overline{c}d)$ car $(\overline{a}b\overline{c}d)$ est le minterme correspondant au 0 de la ligne 1.

On peut écrire de même

$\overline{a}b\overline{c}d + bc\overline{d} = b\overline{d}(\overline{a}b\overline{c}d)$

et une forme inhibée de f (il en existe d'autres) est :

$f_1 = \overline{c}d(\overline{a}b\overline{c}d) + b\overline{d}(\overline{a}b\overline{c}d)$

La fonction f_1 est totalement inhibée. Par contre la fonction f_2

$f_2 = cd(\overline{a}b\overline{c}d) + \overline{a}b\overline{d} + bc\overline{d}$

est partiellement inhibée.

1.2. Interprétation graphique

Une interprétation graphique de l'inhibition permet une visualisation utile.

Le conjugué d'un minterme quelconque, d'ordre n (c'est-à-dire d'un produit de n variables), pas nécessairement canonique, identifié par un indice de classement k noté m_k^n est un maxterme $M_{2^n-1-k}^n = \overline{m}_k^n$; l'intersection du minterme et de

ce maxterme est, bien entendu, vide, ce qui montre que le maxterme recouvre tout le tableau de Karnaugh sauf le minterme initial (fig. 1).

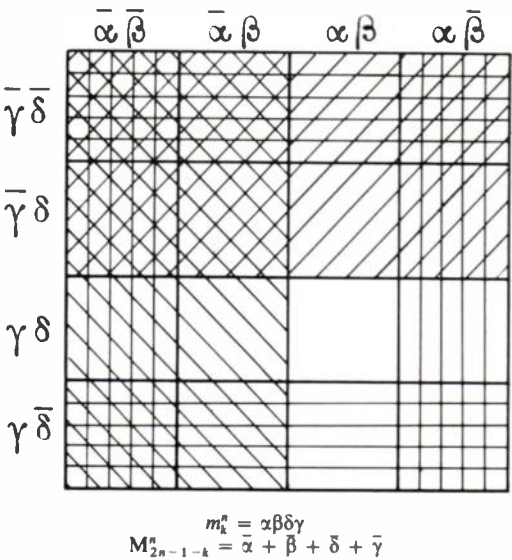
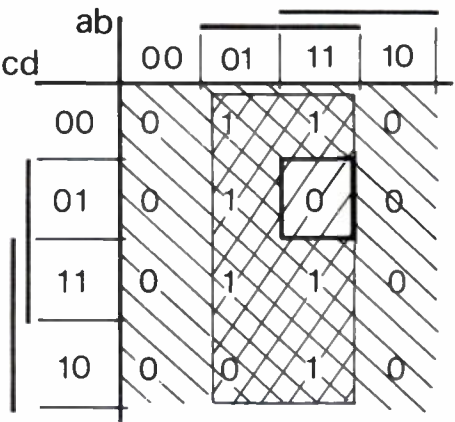


Fig. 1.

$\alpha, \beta, \delta, \gamma$, état des chiffres binaires, si le minterme $m_k^4 = (\alpha\beta\delta\gamma)$ représente sous forme codée l'ensemble des 0 d'une réunion de 0 et de 1, cette réunion est représentée par un minterme d'ordre nécessairement inférieur à 4 qui contient nécessairement une partie des mêmes chiffres binaires, car il provient d'un fusionnement dont m_k^4 est l'un des termes; par exemple la réunion est représentée par $m_j^2 = (\delta\gamma\dots)$; la réunion peut alors s'écrire $(\delta\gamma\dots)(\alpha\beta\delta\gamma\dots)$; c'est l'intersection de la réunion de 0 et de 1 par le complément de la réunion de 0 précédents. Un exemple est présenté sur la figure 2.



Réunion de 0 et de 1 (soit b).

Complément de la réunion des 0 (soit

$(\overline{a}b\overline{c}d + \overline{a}b\overline{c}d) = \overline{a}b\overline{c}d \cdot \overline{a}b\overline{c}d$

Réunion des 1 obtenus par inhibition non virtuelle (soit f).

$f = b \cdot \overline{a}b\overline{c}d \cdot \overline{a}b\overline{c}d$

Fig. 2.

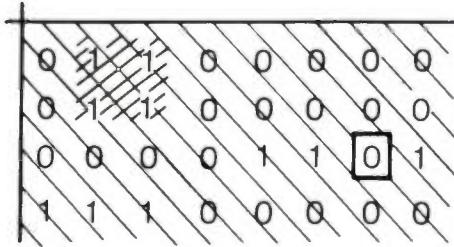
Le minterme $(\delta\gamma\dots)$ est dit inhibé. $(\alpha\beta\delta\gamma\dots)$ est appelé minterme d'inhibition, $(\alpha\beta\delta\gamma\dots)$ étant le maxterme inhibant. On peut d'ailleurs noter que si l'expression codée de la réunion des 0 ne comporte que des chiffres 1 (ou 0), il en est de même du minterme représentant la réunion de 1 et de 0.

Mais on peut envisager que le maxterme recouvre une réunion de 1. Par exemple $(\alpha\beta\delta\gamma\dots)$ recouvre $(\delta\gamma\dots)$, et on peut écrire

$$(\delta\gamma\dots) = (\delta\gamma\dots)(\overline{\alpha\beta\delta\gamma\dots})$$

$(\delta\gamma\dots)$ est dit *virtuellement inhibé*.

Un exemple d'inhibition virtuelle est fourni sur la figure 3. On voit immédiatement qu'une inhibition virtuelle est possible si le minterme d'inhibition contient au moins une des variables binaires du minterme à inhiber virtuellement, mais sous la forme conjuguée (directe au lieu de complémentée et réciproquement).



Inhibition virtuelle.

Fig. 3.

1.3. Critère algébrique de virtualité d'inhibition.

Les remarques graphiques précédentes permettent de définir des critères algébriques caractérisant les inhibitions. Ainsi considérons le minterme m_i inhibé par le minterme m'_{ik} :

$$f = m_i \cdot \overline{m'_{ik}} \quad (1)$$

Si $m_i \cdot m'_{ik} \neq 0$ l'inhibition est non virtuelle.

Si $m_i \cdot m'_{ik} = 0$ l'inhibition est virtuelle et $m_i \cdot \overline{m'_{ik}} = m_i$.

2. L'OPÉRATEUR OU-EXCLUSIF $\oplus$

2.1. Définition algébrique

L'opération OU-EXCLUSIF relative à deux fonctions logiques f_1 et f_2 a pour expressions algébriques :

$$f_1 \oplus f_2 = f_1 \bar{f}_2 + \bar{f}_1 f_2 \quad (2)$$

$$f_1 \oplus f_2 = (f_1 + f_2)(\bar{f}_1 + \bar{f}_2) \quad (3)$$

$$f_1 \oplus f_2 = \bar{f}_1 \oplus f_2 = f_1 \oplus \bar{f}_2 \quad (4)$$

d'où

Comme le OU-EXCLUSIF est une opération commutative et associative, on en déduit :

$$\begin{aligned} f_1 \oplus f_2 \oplus f_3 &= (f_1 \oplus f_2) \oplus f_3 \\ &= (f_1 \oplus f_2) \cdot \bar{f}_3 + (\bar{f}_1 \oplus \bar{f}_2) \cdot f_3 \\ f_1 \oplus f_2 \oplus f_3 &= f_1 \bar{f}_2 \bar{f}_3 + \bar{f}_1 f_2 \bar{f}_3 + \bar{f}_1 \bar{f}_2 f_3 + f_1 f_2 f_3 \end{aligned} \quad (5)$$

et, par dualité,

$$\begin{aligned} f_1 \oplus f_2 \oplus f_3 &= (f_1 + \bar{f}_2 + \bar{f}_3) \cdot (\bar{f}_1 + f_2 + \bar{f}_3) \\ &\quad \cdot (\bar{f}_1 + \bar{f}_2 + f_3) \cdot (f_1 + f_2 + f_3) \end{aligned} \quad (6)$$

Signalons quelques propriétés utiles

2.2. Propriétés

Si $f_1 \cdot f_2 = 0$ alors

$$f_1 \oplus f_2 = f_1 + f_2 \quad (7)$$

d'où de façon générale,

$$f_1 \oplus \bar{f}_1 f_2 = f_1 + f_2 \quad (8)$$

De plus, d'après la définition

$$f \oplus f = 0 \quad (9)$$

3. INHIBITIONS ET OPÉRATION OU-EXCLUSIF

Examinons maintenant le lien qui peut être établi entre une expression inhibée et une somme modulo-2.

3.1. Inhibitions non virtuelles disjointes

La quantité $(\delta\gamma\dots)(\overline{\alpha\beta\delta\gamma\dots})$ est la forme codée d'une expression binaire ; α, β, δ et γ sont donc des chiffres binaires.

La quantité $(\overline{\delta\gamma\dots})\alpha\beta\delta\gamma$ est nulle d'où

$$(\delta\gamma\dots)(\overline{\alpha\beta\delta\gamma\dots}) = (\delta\gamma\dots) \oplus (\alpha\beta\delta\gamma\dots)$$

Si une double inhibition est opérée, la forme inhibée a, par exemple, pour expression

$$(\delta\gamma\dots)(\overline{\delta\gamma\beta\alpha\dots})(\overline{\delta\gamma\dots\zeta\dots})$$

et on obtient à nouveau

$$(\overline{\delta\gamma\dots}) \cdot [(\alpha\beta\delta\gamma\dots) + (\delta\gamma\dots\zeta\dots)] = 0$$

Ce résultat a un caractère général car tout minterme d'inhibition contient au moins les mêmes variables que le minterme inhibé, et sous la même forme.

Ainsi est nul tout produit du type « conjugué du minterme inhibé x somme des mintermes d'inhibition ».

Du point de vue graphique, le conjugué du minterme inhibé est un maxterme recouvrant tout le tableau de Karnaugh, sauf la réunion de 1 et de 0 et la somme des mintermes d'inhibition recouvre les 0 de la réunion ; ces deux recouvrements sont disjointes (fig. 2).

On en déduit que :

Toute forme non virtuellement inhibée peut se mettre sous forme d'une addition modulo-2.

Soit

$$m_i \cdot \bar{m}'_k \bar{m}'_1 \dots \bar{m}'_n = m_i \oplus (m'_k + m'_1 + \dots + m'_n) \quad (10)$$

Si $m'_j \subset m_i \forall j = k, 1 \dots n$.

Comme $f_1 + f_2 = f_1 \oplus f_2$ si f_1 et f_2 sont disjointes on en déduit en généralisant que toute inhibition totale non virtuelle par plusieurs inhibitions peut se mettre sous la forme d'une addition modulo-2, sous réserve que les recouvrements de 1 obtenus par inhibition soient 2 à 2 disjointes.

soit par

$$f = \sum_i f_i = \sum_i m_i . \overline{m'_k} \overline{m'_e} \dots \overline{m'_n}$$

$$f = \sum_i \oplus m_i \oplus (m'_{ik} + m'_{il} \dots + m'_{in})$$

si

$$m_{i1} . m_{i2} = 0 \text{ ou } m'_k \forall i_1 \text{ et } i_2 \tag{11}$$

$\sum \oplus$ représente une somme modulo-2.

Pour simplifier l'écriture nous proposons de parler d'*inhibitions non virtuelles disjointes*.

Reprenant l'exemple antérieur, on peut écrire :

$$f_1 = \overline{c}d \oplus ab\overline{c}d \oplus b\overline{d} \oplus ab\overline{c}\overline{d}$$

Une autre forme inhibée f_3 qui se lit sur le tableau de Karnaugh (fig. 4) vaut :

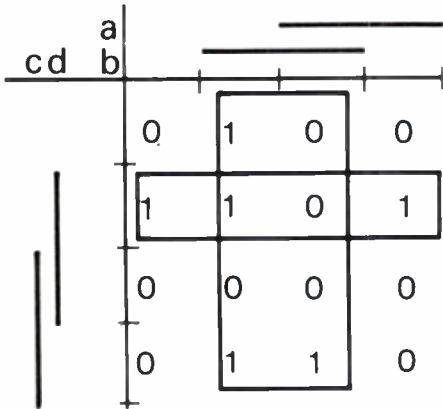


Fig. 4.

$$f_3 = \overline{c}d . (\overline{a}b\overline{c}d) + b . (\overline{a}b\overline{c}) . (\overline{b}c\overline{d})$$

Elle peut s'écrire

$$f_3 = (\overline{c}d \oplus ab\overline{c}d) + (b \oplus (ab\overline{c} + bcd))$$

ou

$$f_3 = (\overline{c}d \oplus ab\overline{c}d) + (b \oplus ab\overline{c} \oplus bcd)$$

Mais le dernier signe + ne peut être remplacé par un signe $\oplus$ car les groupes de 1 ne sont pas disjoints : ils ont un minterme commun ($\overline{a}b\overline{c}d$).

On ne peut qu'écrire

$$f_3 = \overline{c}d \oplus ab\overline{c}d \oplus b \oplus ab\overline{c} \oplus bcd \oplus \overline{a}b\overline{c}d$$

car

$$(\overline{c}d \oplus ab\overline{c}d) + (b \oplus ab\overline{c} \oplus bcd) = (\overline{c}d \oplus ab\overline{c}d) \oplus (b \oplus ab\overline{c} \oplus bcd) \oplus \overline{a}b\overline{c}d$$

car $\overline{a}b\overline{c}d$ est le 1 commun à b et $\overline{c}d$.

Ce cas est traité de façon générale dans le paragraphe 3.3.

3.2. Inhibition virtuelle

En cas d'inhibition virtuelle du type

$$m_i . \overline{m'_{ik}} . \overline{m'_{il}} \dots \overline{m'_{in}} = m_i$$

avec

$$m'_{ij} . m_i = 0 \quad \forall j = k, \dots n$$

D'après la condition d'inhibition virtuelle, qui indique que m_i est une somme de variables binaires qui apparaissent au moins dans l'un des mintermes m'_{ik} .

Le terme dual a pour valeur :

$$\overline{m_i} (m'_{ik} + m'_{il} + \dots m'_{in}) = m'_{ik} + m'_{il} + \dots + m'_{in}$$

D'où

$$m_i \oplus (m'_{ik} + m'_{il} \dots + m'_{in}) = m_i . \overline{m'_{ik}} \overline{m'_{il}} \dots \overline{m'_{in}} + (m'_{ik} + m'_{il} + \dots m'_{in})$$

Les deux termes du second membre étant disjoints le + devient $\oplus$ et peut être placé à gauche du signe d'égalité d'où

$$\begin{aligned} m_i . \overline{m'_{ik}} \overline{m'_{il}} \dots \overline{m'_{in}} &= m_i \oplus (m'_{ik} + m'_{il} + \dots + m'_{in}) \\ &\oplus (m'_{ik} + m'_{il} + \dots + m'_{in}) \end{aligned}$$

Cette relation pouvait d'ailleurs être aisément déduite de la relation de définition de l'inhibition virtuelle,

$$m_i = m_i . \overline{m'_{ik}} . \overline{m'_{il}} \dots \overline{m'_{in}}$$

en sachant que

$$\sum_j m'_{ij} \oplus \sum_j m'_{ij} = 0$$

3.3. Inhibitions non virtuelles et non disjointes.

Si deux réunions de 0 et de 1 ont dans leur intersection non vide un ensemble de 1 représenté par la fonction logique f_n , les deux formes inhibées correspondantes peuvent s'écrire

$$f_1 = f'_1 + f_n = m_{i1} . \prod_j \overline{m'_{ij}}^1$$

et

$$f_2 = f'_2 + f_n = m_{i2} \prod_j \overline{m'_{ij}}^2$$

avec

$$f_1 + f_n = m_{i1} \oplus \sum_j m'_{ij}^1$$

$$f_2 + f_n = m_{i2} \oplus \sum_j m'_{ij}^2$$

et $f_1 \oplus f_2$ vaut

$$\begin{aligned} f_1 \oplus f_2 &= (f'_1 + f_1) \oplus (f'_2 + f_n) \\ &= f'_1 \oplus f_n \oplus f'_2 \oplus f_n \end{aligned}$$

ou encore

$$f_1 \oplus f_2 = f'_1 \oplus f'_2$$

Cette relation montre que l'addition modulo-2 de deux réunions de 1 non disjointes conduit à omettre le terme correspondant à l'intersection de ces réunions de 1 dans l'expression de la fonction ; ce terme commun disjoint de f'_1 et f'_2 peut être ajouté à f'_1 et f'_2 pour obtenir l'expression exacte de $f_1 + f_2$

soit si $f_1 . f_2 = f_n$ et si

$$f_1 = m_1 \oplus m'_1$$

$$f_2 = m_2 \oplus m'_2$$

$$f_1 + f_2 = m_1 \oplus m'_1 \oplus m_2 \oplus m'_2 \oplus f_n$$

3.4. Écriture d'une fonction logique sous forme de somme modulo-2.

En résumé, l'écriture sous forme de somme binaire d'une fonction logique f , dont on connaît le tableau de Karnaugh, peut être effectuée directement en procédant à une inhibition et en associant par un opérateur $\oplus$ d'une part les mintermes inhibés et les mintermes d'inhibitions non virtuelles correspondant à des réunions disjointes de 1 et d'autre part, les mintermes non inhibés, pour lesquels une inhibition virtuelle est seule possible et enfin les éventuels termes communs aux différentes réunions de 1, prises 2 à 2 obtenues par inhibition.

Pour obtenir la (les) formes inhibées d'une fonction logique, deux méthodes peuvent être utilisées : une méthode graphique utilisant un tableau de Karnaugh et une méthode algébrique.

4. MISE EN ŒUVRE DE L'INHIBITION

4.1. Méthode graphique

Cette méthode est la plus simple, dès que le nombre de variables n'est pas trop élevé; il faut cependant noter que l'objectif est différent de celui de la recherche d'une forme réduite minimale et qu'on peut admettre de ne pas opérer, à cette étape, les plus grands regroupements car cela conduit simplement à des calculs ultérieurs plus nombreux; par contre le caractère non heuristique constitue encore un sérieux inconvénient, si l'on n'accepte pas d'envisager, de façon systématique, d'ultérieures simplifications sur les formes exprimées à l'aide de portes OU-exclusif; un auteur a proposé à cette fin un ensemble de règles utiles [16], mais dont la mémorisation n'est pas toujours simple à réaliser. Cette opinion sévère peut être tempérée si on accepte d'utiliser les règles graphiques simples énoncées par Csanky [11] : on effectue sur le tableau de Karnaugh de la fonction logique des boucles de 1, de 0, de 1 et de 0, et on associe par un opérateur OU-exclusif les termes correspondant à ces boucles; on obtient une matérialisation convenable de la fonction logique à condition que chaque 1 appartienne à un nombre impair de boucles et chaque 0 à un nombre pair de boucles.

Mais, des possibilités d'inhibition peuvent être oubliées, même si le nombre des variables est limité en raison des formes tortueuses des boucles utilisées (cf § 5.1) et une méthode algébrique est préférable.

4.2. Méthode algébrique

On recense tout d'abord les symétries de la fonction logique afin de limiter le domaine d'étude.

Compte tenu des indications de symétrie et de la fréquence de présence des formes de chaque variable dans la fonction, des mises en facteur sont effectuées afin d'effectuer une partition sur l'ensemble des mintermes (i.e. en regroupant les mintermes en deux sous-ensembles disjoints).

Une possibilité d'inhibition partielle est ainsi déterminée; le processus est répété pour les mintermes non inhibés, en vérifiant à chaque fois que les boucles de 1 sont disjointes ou

non. On opère ainsi tant qu'il ne reste plus d'inhibition non virtuelle; la possibilité d'inhibition non virtuelle n'est pas considérée à ce stade, car elle équivaut à introduire 0 dans la somme modulo-2, comme on l'a vu précédemment.

L'expression de la fonction sous forme de somme modulo-2 étant obtenue, on procède à toutes les simplifications requises pour réduire le nombre des entrées ou économiser des portes, suivant les critères retenus : types des portes utilisées, types des circuits intégrés, coût des composants, facilité de dépannages, etc...

Ces propos peuvent être illustrés par quelques exemples.

5. EXEMPLES DE SYNTHÈSES MINIMALES ET-NON, OU-NON, OU-EXCLUSIF

5.1. Traitement algébrique, à partir d'une table de Karnaugh

Considérons la fonction

$$F = x_1x_2 + x_1x_3 + x_2\bar{x}_4 + x_3\bar{x}_4 + \bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3x_4$$

proposée par Miessler (17).

Cette fonction est symétrique par rapport à x_2 et x_3 ainsi que x_1 et $\bar{x}_4$.

Son tableau de Karnaugh est représenté sur la figure 5.

$x_1 x_2$		$x_3 x_4$			
		00	01	11	10
		0	1	1	0
1	0	1	0	1	0
1	1	0	0	1	1
0	0	1	1	1	1
0	1				

Fig. 5.

D'après la figure 5, une possibilité d'inhibition partielle est

$$F = x_2\bar{x}_1x_2x_4 + \bar{x}_2x_3\bar{x}_1\bar{x}_2x_3x_4 + \bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3x_4 \quad (13)$$

Les réunions de 1 étant disjointes, on peut écrire :

$$F = x_2 \oplus \bar{x}_1x_2x_4 \oplus \bar{x}_2x_3 \oplus \bar{x}_1\bar{x}_2x_3x_4 \oplus \bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3x_4 \quad (14)$$

Cette équation se simplifie car d'après la relation 8

$$x_2 \oplus \bar{x}_2x_3 = x_2 + x_3 \quad (15)$$

et d'après la relation 7

$$\bar{x}_1\bar{x}_2x_3x_4 \oplus \bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3x_4 = \bar{x}_1\bar{x}_2x_4 \quad (16)$$

et de même

$$\bar{x}_1\bar{x}_2x_4 \oplus \bar{x}_1x_2x_4 = \bar{x}_1x_4$$

d'où, en reportant les relations (15) et (16) dans l'équation (14)

$$F_1 = (x_2 + x_3) \oplus \bar{x}_1x_4 \quad (17)$$

Cette solution avait été obtenue par l'auteur cité à la suite de sept tests, de mise en œuvre beaucoup plus lourde. Elle

correspond à une inhibition totale (fig. 6). On peut remarquer que :

$$F_2 = (x_1 + x_3) \oplus (x_1 + \bar{x}_4)$$

d'où une troisième expression de P

$$F_3 = \bar{x}_2 \bar{x}_3 \oplus (x_1 + \bar{x}_4) \tag{18}$$

correspondant à une autre inhibition totale (fig. 7).

Il nous a semblé que l'examen des figures 6 et 7 pouvait laisser envisager la possibilité d'oublier une inhibition possible si on opère graphiquement.

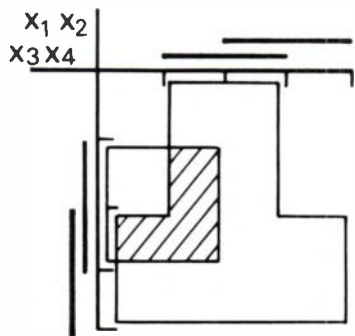


Fig. 6.

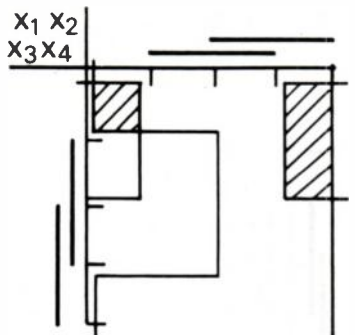


Fig. 7.

Alors qu'un partant d'un ensemble d'inhibitions initiales, l'utilisation des propriétés typiques des sommes modulo-2 conduit à réduire le nombre des inhibitions et donc à réduire systématiquement le nombre de mintermes sommés et le nombre de portes nécessaires à la synthèse. Il n'est donc pas indispensable de déterminer initialement les plus larges inhibitions réalisables.

Dans la mesure où on dispose de portes ET-NON (/), OU-NON (↓), le coût minimal de synthèse correspondant à F3 (fig. 8) qui s'écrit :

$$F_3 = (x_2 \downarrow x_3) \oplus (\bar{x}_1/x_4) \tag{19}$$

Cette synthèse demande une porte $\oplus$, à deux entrées, une porte /, une porte $\downarrow$ et une porte inverseuse (qui peut être une porte / ou $\downarrow$) alors que la matérialisation de la forme disjonc-

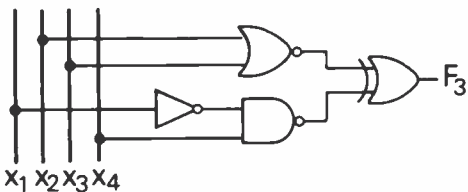


Fig. 8.

tive à l'aide de portes / et $\downarrow$ demande au moins de 6 portes puisqu'il y a 5 mintermes à sommer (15); un calcul exact, d'après les tabulations connues (15), indique que 8 portes sont nécessaires : 6 portes ET-NON, 1 porte OU-NON et 1 inverseur.

En ce qui concerne la matérialisation de la forme conjonctive, on peut écrire, en rassemblant les 0,

$$\bar{F} = \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 + x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 + \bar{x}_1 x_2 x_4 + \bar{x}_1 x_3 x_4$$

d'où

$$F = (x_2 + x_3 + x_4)(\bar{x}_1 + x_2 + x_3) (x_1 + \bar{x}_2 + \bar{x}_4)(x_1 + \bar{x}_3 + \bar{x}_4)$$

qui peut être matérialisée sous la forme

$$F_4 = (x_2 \downarrow x_3 \downarrow x_4) \downarrow (\bar{x}_1 \downarrow x_2 \downarrow x_3) \downarrow (x_1 \downarrow \bar{x}_2 \downarrow \bar{x}_4) \downarrow (x_1 \downarrow \bar{x}_3 \downarrow \bar{x}_4) \tag{20}$$

ou encore

$$F_5 = (x_2 \downarrow x_3 \downarrow x_4) \downarrow (\bar{x}_1 \downarrow x_2 \downarrow x_3) \downarrow (x_1 \downarrow (x_2/x_4)) \downarrow (x_1 \downarrow (x_3/x_4)) \tag{21}$$

Il est donc nécessaire d'utiliser soit 5 portes OU-NON et 4 inverseurs ou 5 portes OU-NON, 2 portes ET-NON et 1 inverseur. De façon similaire, l'inhibition de la fonction complétée de la fonction F conduit à

$$\bar{F} = \bar{x}_2 \bar{x}_3 (\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4) + \bar{x}_1 x_4 (\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4)$$

ou

$$\bar{F} = (\bar{x}_2 \bar{x}_3 + \bar{x}_1 x_4) \cdot (\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4)$$

d'où

$$F = (x_2 + x_3 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4)(x_1 + \bar{x}_4 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4) \tag{22}$$

$$F = (x_2 + x_3)(x_1 + \bar{x}_4) + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4 \tag{23}$$

La forme (22) conduit à la solution la moins coûteuse en nombre de portes soit :

$$F_6 = (x_2 \downarrow x_3 \downarrow (x_1 \downarrow x_2 \downarrow x_3 \downarrow \bar{x}_4)) \downarrow (x_1 \downarrow \bar{x}_4 \downarrow (x_1 \downarrow x_2 \downarrow x_3 \downarrow \bar{x}_4)) \tag{24}$$

qui demande 4 portes OU-NON et 1 inverseur.

L'utilisation de la forme conjonctive est préférable à celle de la forme disjonctive, en raison du nombre moins important de mintermes inhibés et d'inhibitions; le coût de matérialisation des formes multiplement inhibées est en effet très lourd (18).

On vérifie ainsi rapidement que chaque synthèse minimale ET-NON, OU-NON, OU-EXCLUSIF est moins coûteuse que la synthèse ET-NON, OU-NON correspondante; la synthèse optimale dépendant du nombre de circuits intégrés multiples utilisés.

5.2. Méthode algébrique

Cet exemple a été traité graphiquement par Csanky [11].

$$y = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 + x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 + x_1 \bar{x}_2 x_3 + \bar{x}_1 x_2 x_3$$

La forme la moins étendue s'obtient en pratiquant

l'inhibition la plus large. On met donc $\bar{x}_2$ en facteur

$$y = \bar{x}_2(\bar{x}_1\bar{x}_3 + x_1\bar{x}_3 + x_1x_3) + \bar{x}_1x_2x_3$$

qui s'écrit

$$y = \bar{x}_2\bar{x}_1\bar{x}_2x_3 \oplus \bar{x}_1x_2x_3$$

et

$$y = \bar{x}_2 \oplus \bar{x}_1\bar{x}_2x_3 \oplus \bar{x}_1x_2x_3$$

soit

$$y_1 = \bar{x}_2 \oplus \bar{x}_1 \cdot x_3 \quad (25)$$

Remarquons que ce résultat pouvait être obtenu directement à partir de

$$y = \bar{x}_2\bar{x}_1x_3 + x_2\bar{x}_1x_3$$

Si les variables disponibles sont x_1, x_2 et x_3 , la matérialisation de y_1 demande en plus du OU-EXCLUSIF une porte ET et deux portes PAS,

Mais y s'écrit aussi

$$y = x_2 \oplus \bar{x}_1x_3$$

d'où

$$y_2 = x_2 \oplus (x_1 + \bar{x}_3), \quad (26)$$

qui ne demande qu'une porte OU et une porte PAS

En ajoutant : $0 = x_1x_3 \oplus x_1x_3$ à y , on peut éliminer $\bar{x}_1$ et écrire

$$y_3 = \bar{x}_2 \oplus x_3 \oplus x_1x_3 \quad (27)$$

qui ne demande qu'une porte ET et une porte PAS.

Si on dispose de portes ET-NON et OU-NON, ces équations deviennent :

$$y_1 = \bar{x}_2 \oplus (x_1 \downarrow x_3) \quad (28)$$

$$y_2 = x_2 \oplus (x_1 / x_3) \quad (29)$$

$$y_3 = x_2 \oplus x_3 \oplus (x_1 / x_3) \quad (30)$$

Si les variables sont disponibles sous la forme directe exclusivement, la meilleure formule est y_2 , qui requiert une porte $\oplus$, une porte $/$ et une porte PAS (fig. 9) alors que la matérialisation disjonctive demande 9 portes $/$ et $\downarrow$ [15].

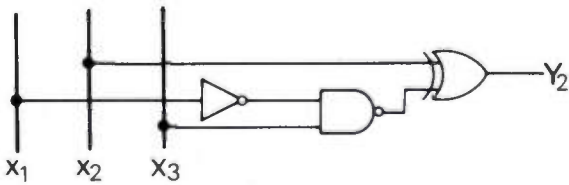


Fig. 9.

Cet exemple montre que pour une recherche de synthèse optimale, compte tenu des formes disponibles des variables, la méthode algébrique permet une démarche de caractère systématique et de plus, elle est nettement moins lourde que les autres méthodes théoriques généralement proposées.

5.3. Matérialisations de formes de Reed-Muller étendues.

Mukhopadhyay (5) a proposé une méthode en vue d'obtenir des formes minimales dans lesquelles les variables n'ont qu'une seule forme, directe ou complémentée afin d'éviter les

aléas de commutation. Ces formes sont qualifiées de formes de Reed-Muller étendues ou sommes modulo-2 à variables monoformes.

La fonction à minimiser (5) dans ces conditions est :

$$f_2 = x_2x_3x_5 + x_1x_2x_3x_4 + x_2x_3x_4x_5 + x_1x_2x_4x_5$$

Une mise en facteur et la mise en évidence de termes disjoints conduisent à

$$f_2 = \bar{x}_3(x_2x_5 + x_1x_2x_4 + x_2x_4x_5 + x_1x_2x_4x_5) \oplus x_1x_2x_3x_4x_5$$

comme

$$\begin{aligned} & x_2x_5 + x_1x_2x_4 + x_2x_4x_5 + x_1x_2x_4x_5 \\ &= (x_1x_2 + x_1x_4x_5 + x_2x_4x_5 + x_2x_4x_5) \end{aligned}$$

La fonction peut être mise sous forme inhibée et s'écrit :

$$f_2 = \bar{x}_3 \oplus (\bar{x}_1\bar{x}_2x_3 + \bar{x}_1x_3x_4x_5 + \bar{x}_2x_3x_4x_5 + \bar{x}_2x_3x_4x_5) \oplus x_1x_2x_3x_4x_5$$

Ou, en effectuant la disjonction des mintermes d'inhibition :

$$f_2 = \bar{x}_3 \oplus (\bar{x}_1\bar{x}_2x_3 \oplus \bar{x}_2x_3x_4x_5 \oplus \bar{x}_1x_2x_3x_4x_5) \oplus x_1x_2x_3x_4x_5$$

Soit

$$f_{21} = \bar{x}_3 \oplus \bar{x}_1\bar{x}_2x_3 \oplus \bar{x}_2x_3x_4x_5 \oplus \bar{x}_1x_2x_3x_4x_5 \oplus x_1x_2x_3x_4x_5$$

Dans cette expression des variables interviennent sous plusieurs formes ; compte tenu des fréquences de présence on peut retenir $\bar{x}_3$ et $\bar{x}_2$ et éliminer x_3 et x_2 .

A cette fin on transforme :

$$\bar{x}_1\bar{x}_2x_3 = \bar{x}_2x_3 \oplus (x_1\bar{x}_2x_3)$$

par double addition de $x_1\bar{x}_2x_3$

et

$$x_2x_3x_4x_5 = x_3x_4x_5 \oplus \bar{x}_2x_3x_4x_5$$

et

$$x_1x_2x_3x_4x_5 = (x_1\bar{x}_2x_3x_4x_5) \oplus (x_1x_2x_4x_5)$$

par le même procédé.

Il est alors judicieux de conserver x_1, x_4 et x_5 ; d'où les transformations suivantes :

$$\begin{aligned} (x_1\bar{x}_2x_4x_5) &= x_1x_2x_5 \oplus x_1\bar{x}_2x_4x_5 \\ x_1\bar{x}_2x_3x_4x_5 \oplus (x_1\bar{x}_2x_3x_4x_5) &= x_1\bar{x}_2x_3x_4 \\ x_1x_2x_3 &= x_1x_2x_3x_4 \oplus (x_1\bar{x}_2x_3x_4) \end{aligned}$$

Comme $0 = x_1\bar{x}_2x_3x_4 \oplus x_1x_2x_3x_4$

L'expression finale de la fonction est :

$$f_{22} = \bar{x}_3 \oplus \bar{x}_2x_3 \oplus x_1\bar{x}_2x_3x_4 \oplus \bar{x}_3x_4x_5 \oplus \bar{x}_2x_3x_4x_5 \oplus x_1\bar{x}_2x_5 \oplus x_1\bar{x}_2x_4x_5$$

Ce résultat a été fourni par l'auteur cité après un processus mathématique beaucoup plus lourd qui permet une recherche heuristique des formes minimales à variables monofor- mes ; il faut cependant noter que cette forme n'a pas toujours la synthèse la moins coûteuse, notamment quand on tente d'optimiser un schéma contenant des portes ET-NON, OU- NON en plus de la porte OU-EXCLUSIF de sortie ; Ainsi, par exemple, le coût de matérialisation du terme :

$x_1 \oplus x_3x_2$ est plus élevé que celui de $x_1 \oplus \bar{x}_3\bar{x}_2$

puisque

$$x_1 \oplus x_3x_2 = x_1 \oplus \overline{(x_3/x_2)}$$

et

$$x_1 \oplus \bar{x}_3\bar{x}_2 = x_1 \oplus (x_3 \downarrow x_2)$$

Il suffit de comparer les matérialisations /, ↓, ⊕ des fonctions f_{21} et f_{22} pour constater que la fonction à variables monofor- mes n'est pas la plus avantageuse. En effet, les chiffres gras numérotant les portes, on écrit :

$$f_{21} = \bar{x}_3 \oplus (x_1 \downarrow x_2 \downarrow x_3) \oplus (x_3 \downarrow x_4 \downarrow (x_2/x_5))$$

8 9 1 2 3

$\oplus (x_2 \downarrow x_3 \downarrow x_5(x_1/x_4)) \oplus x_2 \downarrow (x_1/x_3/x_4/x_5)$

4 5 6 7

9 portes sont nécessaires.

$$f_{22} = \bar{x}_3 \oplus (x_2 \downarrow x_3) \oplus (x_2 \downarrow x_3 \downarrow x_4 \downarrow \bar{x}_1)$$

10 12 1 2 3

$\oplus (x_3 \downarrow x_4 \downarrow \bar{x}_5) \oplus (x_2 \downarrow x_3 \downarrow x_4 \downarrow \bar{x}_5)$

4 11 5

$\oplus ((x_1/x_5) \downarrow x_2) \oplus ((x_1/x_5) \downarrow x_4 \downarrow x_2)$

6 7 8 9

12 portes sont nécessaires. La deuxième forme, qui est une forme canonique de Reed-Muller demande donc 3 portes de plus que la première. Mais il faut remarquer que l'expression de la forme de Reed-Muller fait apparaître des variables biformes ; par exemple x_3 , et l'expression monofor- me acceptable serait

$$f_{23} = \overline{x_3 \oplus (x_1 \downarrow x_2 \downarrow x_3) \oplus (x_3 \downarrow x_4 \downarrow (x_2/x_5) \oplus (x_2 \downarrow x_3 \downarrow x_5) \downarrow (x_1/x_4)) \oplus (x_2 \downarrow (x_1/x_3/x_4/x_5))}$$

qui demande également 9 portes.

Dans la mesure où on souhaite obtenir une expression exempte d'aléa de commutation du type $x \bar{x}$, cette forme est satisfaisante mais il ne faut pas oublier que le OU- EXCLUSIF de sortie devrait avoir une entrance de 5 ; un délestage s'impose pour utiliser les portes OU-EXCLUSIF disponibles, ce qui alourdit encore le coût de matérialisation, mais c'est le prix à payer pour répondre à l'objectif fixé.

Il apparaît donc que les méthodes précédemment propo- sées (5, 6) afin d'obtenir ces formes canoniques ne sont pas bien adaptées à la recherche de synthèses à l'aide de portes ET-NON, et OU-NON, par contre, la méthode algébrique direct décrite plus haut nous paraît utilisable de façon simple.

6. CONCLUSION

Il a été montré que l'utilisation de l'inhibition permet d'écrire toute expression logique disjonctive sous la forme d'une somme modulo-2 de mintermes ; des calculs algébri- ques simples permettent de recenser l'ensemble des possibili- tés d'inhibition en vue d'une synthèse minimale à l'aide de portes ET-NON et OU-NON, en plus de la porte OU- EXCLUSIF de sortie.

Quelques exemples traités montrent que malgré la limita- tion technologique actuelle de l'entrance des portes OU- EXCLUSIF, il peut être judicieux de transformer un schéma ET-NON, OU-NON en schéma ET-NON, OU-NON, OU- EXCLUSIF, surtout si le nombre d'inhibitions n'est pas trop élevé.

La méthode algébrique proposée pour rechercher les expressions minimales ET-NON, OU-NON, OU- EXCLUSIF permet également de rechercher les formes ET- NON, OU-NON, OU-EXCLUSIF contenant des variables monofor- mes, dont on sait l'intérêt qu'elles peuvent présenter pour éviter les aléas de commutation ; il est montré qu'elles sont distinctes des formes canoniques de Reed-Muller. Nous nous proposons de préciser ultérieurement ce point de vue.

Bibliographie

[1] TOSSER A. — Étude des modes centralisé, distribué, concentré et hybride d'inhibition simple de formes disjonctives de fonctions booléennes matérialisées à l'aide de portes ET-NON et OU-NON *Automatisme*, 1975, 20, 366-380 et 456-470.

[2] TOSSER A. — Opportunity of inhibition to optimize NAND-NOR networks. *Comput and electric. Engineer*, 1976, 3, 281-292.

[3] TOSSER A. et TELLIER C. — Matérialisation ET-NON, OU-NON minimales de formes disjonctives ou conjonctives de fonctions booléennes partiellement ou totalement inhibées. *Automatisme*, 1977, Mars-Avril, p. 83.

[4] EDWARDS C. R. and HURST S. L. — An analysis of universal logic modules. *Int. J. Electron*, 1976, 41, 625-628.

[5] MUKHOPADHYAY A. and SCHMITZ G. — Minimization of exclusive OR and logical equivalence equivalence switching circuits. *IEEE Trans. on Comp.*, 1970, C 19, 132-140.

[6] SCHMOOKLER M. S. — On mod-2 sums of products. *IEEE Trans. on Comput.*, 1969, C 18, 957.

[7] DUBUS D. and TOSSER A. — Algebraic optimization of NAND-NOR switching circuits. *The Comput. J.*, 1977, 23, 73-77.

[8] ZISSOS D. and COPPERWHITE G. — Further development in the design of minimal NOR (and NAND) Switching circuits for N variables. *Electron Engineer.*, 1966, 38, 436-442.

[9] LASCARIS C. and MATSUKIS J. — Optimization of NON (NAND) switching circuits for n variables. *Electron. Engineer.*, 1968, 40, 124-126.

[10] MALEY G. — *Manual of logic circuits*. Prentice Halls Englewood Cliffs. NJ, USA, 1970.

[11] CSANKY F. — A new map methode for simplifying functions given by exclusive OR and NAND and INVERTER operations. *Act. Techn. Electric. Engineer*, 1969, 13, 341-344.

[12] LEWIN D. et MARET L. — *Systèmes logiques*. Spes - Lausanne (CH) 1972.

[13] DELISLE J. et DESCHENES P. A. — *Introduction aux circuits logiques*. Lidec. Ic. Montréal (Canada), 1970.

[14] FRIEDMAN A. D. — *Logical design of digital systems*. *Comput Sc. Inc.*, USA, 1975.

[15] TOSSER A. et BROCHET P. — Recherche de la synthèse optimale avec des portes ET-NON et OU-NON de formes disjonctives ou conionctives de fonctions booléennes à l'aide du symbolisme bulle. *Automa- tisme*, 1974, 19, 101-116.

[16] EDWARDS C. R. — The manipulation of Boolean expressions containing the exclusive - OR operator. *Int. J. Electronics*, 1975, 89, 687-690.

[17] MIESSLER M. M. — Use of exclusive-OR gates for Boolean minimisa- tion. *Proc. IEE*, 1972, 119, 1269-1272.

[18] TOSSER A. J. — Inhibition multiple de formes logiques disjonctives ou conjonctives. *Automatisme*, 1977, 22, n° 5, 135-144.

sous la direction de E. ROUBINE.

ANTENNES

TOME I : INTRODUCTION GÉNÉRALE
E. ROUBINE, J.-C. BOLOMEY

TOME II : APPLICATIONS
S. DRABOWITCH, C. ANCONA

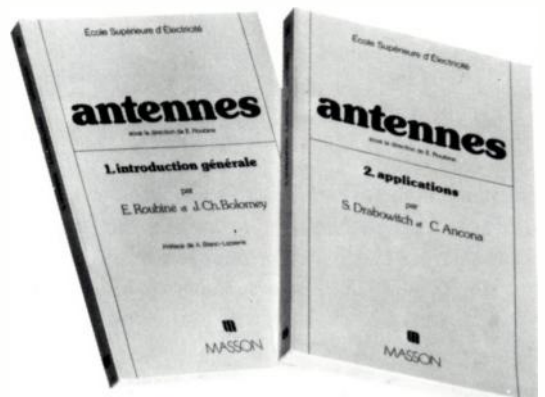
L'ouvrage est présenté en deux volumes. Le premier est une introduction générale qui comprend une partie théorique et une étude des propriétés générales des antennes.

L'introduction théorique, rappel des résultats de l'électromagnétisme classique sur lesquels la théorie des antennes se fonde, est, en fait, un complément aux exposés traditionnels.

La seconde partie du Tome I traite des problèmes de base, champ et puissance rayonnés, gain, couplage..., communs à toutes les antennes.

Le Tome II est consacré à des applications. Plutôt que présenter le catalogue de nombreuses réalisations, il a paru plus opportun et plus pédagogique de développer deux thèmes représentatifs de la technique actuelle — celle, notamment, du radar, de la radioastronomie et des liaisons spatiales — : les « grandes » et les « petites » antennes.

Cet ouvrage pourra satisfaire aussi bien les étudiants et enseignants d'université ou d'écoles d'ingénieurs que les spécialistes des antennes et utilisateurs intéressés par une remise à jour de leur domaine d'activité.



Antennes

Tome I : Introduction générale

E. Roubine, J.-C. Bolomey

216 p., 84 fig., **125 F.**

Tome II : Applications

S. Drabowitch, C. Ancona

248 p., 145 fig., **125 F.**

(prix au 14-11-77)

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

MASSON

