

l'onde électrique

LOCATION:

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

RETENTION:

- ☐ Current year only
- ☐ Other

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

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

APR 11 1978

Volume 58 n° 2 FÉVRIER 1978

Volume 58, n° 2 FEBRUARY 1978

FILTRES DE VOIE POUR LA TÉLÉPHONIE TUBES POUR CONTRE-MESURES (3^e partie)

Sony acquiert les brevets du Gridistor



Composants
hyperfréquence
microminiaturisés
intégrables;
fabrication LTT



MASSON
Paris New York
Bordeaux Milan

sous la direction de E. ROUBINE.

ANTENNES

TOME I : INTRODUCTION GÉNÉRALE
E. ROUBINE, J.-C. BOLOMEY

TOME II : APPLICATIONS
S. DRABOWITCH, C. ANCONA

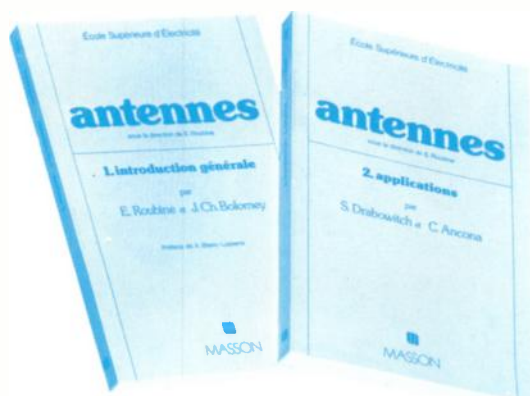
L'ouvrage est présenté en deux volumes. Le premier est une introduction générale qui comprend une partie théorique et une étude des propriétés générales des antennes.

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



oe COURRIER DES LECTEURS

On parle souvent, dans le grand public, de «haute qualité» en audiofréquence.

Envisage-t-on également une télévision de «haute qualité» ?

Mlle C. LECHAT
(Paris)

RÉPONSE :

Qu'est-ce au juste que la «haute qualité» en télévision ? Même en faisant abstraction de la plus ou moins grande valeur artistique des images, nombreux sont les paramètres qui interviennent pour déterminer la **qualité technique** de la restitution d'un spectacle télévisé : définition, pureté de l'image, gradation des demi-teintes, couleur, relief...

Pour placer la question sur un plan réaliste, il faut distinguer les paramètres susceptibles d'évoluer à l'intérieur d'un système donné pour améliorer le résultat obtenu et ceux sur lesquels on ne peut agir qu'en changeant de système. La question posée concerne évidemment les seconds. Maintenant que la télévision en couleur est solidement installée, la «haute qualité» peut être recherchée essentiellement du côté de la **haute définition** et du **relief**.

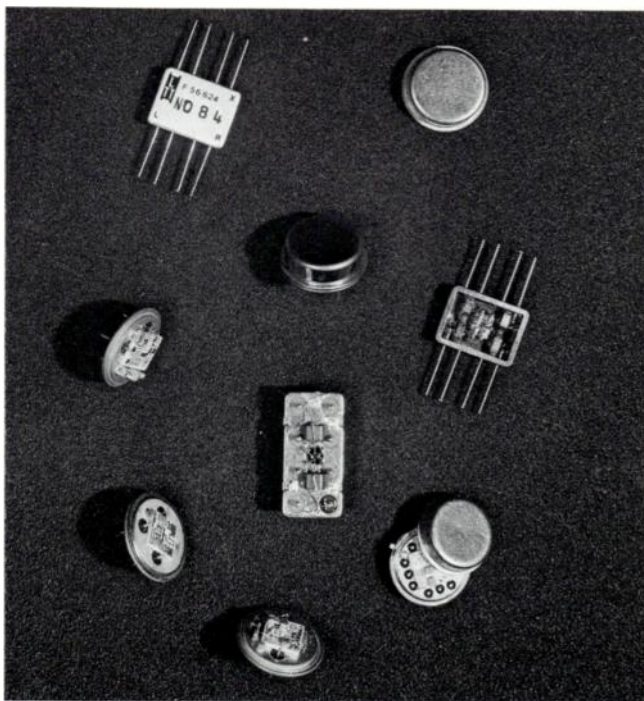
En ce qui concerne le **relief**, tous les systèmes envisagés ont été du type stéréoscopique et les procédés de restitution proposés sont essentiellement les mêmes que ceux utilisables pour le cinéma. Les premières expériences françaises remontent à plus de 30 ans et l'URSS est le seul pays dans lequel quelques expériences continuent à être poursuivies sans grand enthousiasme, semble-t-il, d'ailleurs. La télévision en relief a fait l'objet dès 1958 du Programme d'Etudes 1 C/11 du CCIR. Celui-ci a donné lieu au Rapport 312-2, rapport assez peu fourni et n'ayant guère évolué depuis sa première rédaction qui date de 1963.

Du côté de la télévision à **haute définition**, c'est le Japon qui manifeste actuellement le plus d'activité. Sous son impulsion, le CCIR a adopté en 1974 la Question 27/11 relative à ce sujet et le point actuel de la situation fait l'objet du projet de Rapport AC/11.

L'objectif visé est une image en couleur dont la netteté serait jugée excellente lorsqu'on l'observerait à une distance égale à 2,5 fois sa hauteur.

(Suite p. 85)

Sur notre couverture :



Composants hyperfréquence microminiaturisés intégrables LTT

Pour répondre aux besoins des équipements électroniques modernes, la Société LTT présente une gamme de composants simples ou complexes destinés à des applications hyperfréquence et réalisés sur des substrats céramique, selon les techniques de la microélectronique hybride.

Contrairement aux dispositifs hyperfréquence classiques (en structures guide d'ondes, coaxiale, microbande...), ces composants sont encapsulés dans des boîtiers standard de la série TO 5, TO 8 ... ou dans des boîtiers plats du type "flat pack" et peuvent être raccordés par enfichage, brochage, et éventuellement soudure, ce qui leur confère les avantages suivants :

- encombrement réduit, grâce à une miniaturisation poussée, facilitée par l'utilisation de circuits à paramètres localisés,
- intégration très aisée dans les équipements,
- modularité des encapsulations, permettant d'associer facilement divers composants pour constituer des fonctions données,
- fiabilité élevée,
- maintenance très simplifiée des équipements,
- abaissement des coûts de production, notamment en grande série.

La famille de produits proposée comprend des dispositifs de types actif ou passif, tels que amplificateurs, oscillateurs, limiteurs, atténuateurs, mélangeurs, commutateurs, sources état solide, déphaseurs, coupleurs, diviseurs de puissance, filtres, dont la gamme de fréquence de fonctionnement peut s'étendre jusqu'en bande X.

Ces composants simples ou complexes constituent une nouvelle filière microélectronique hyperfréquence pour laquelle LTT reçoit l'aide de la D.G.R.S.T., ce qui permettra de réaliser, grâce à la souplesse de la technologie utilisée, de nombreux autres dispositifs correspondant à des besoins divers.

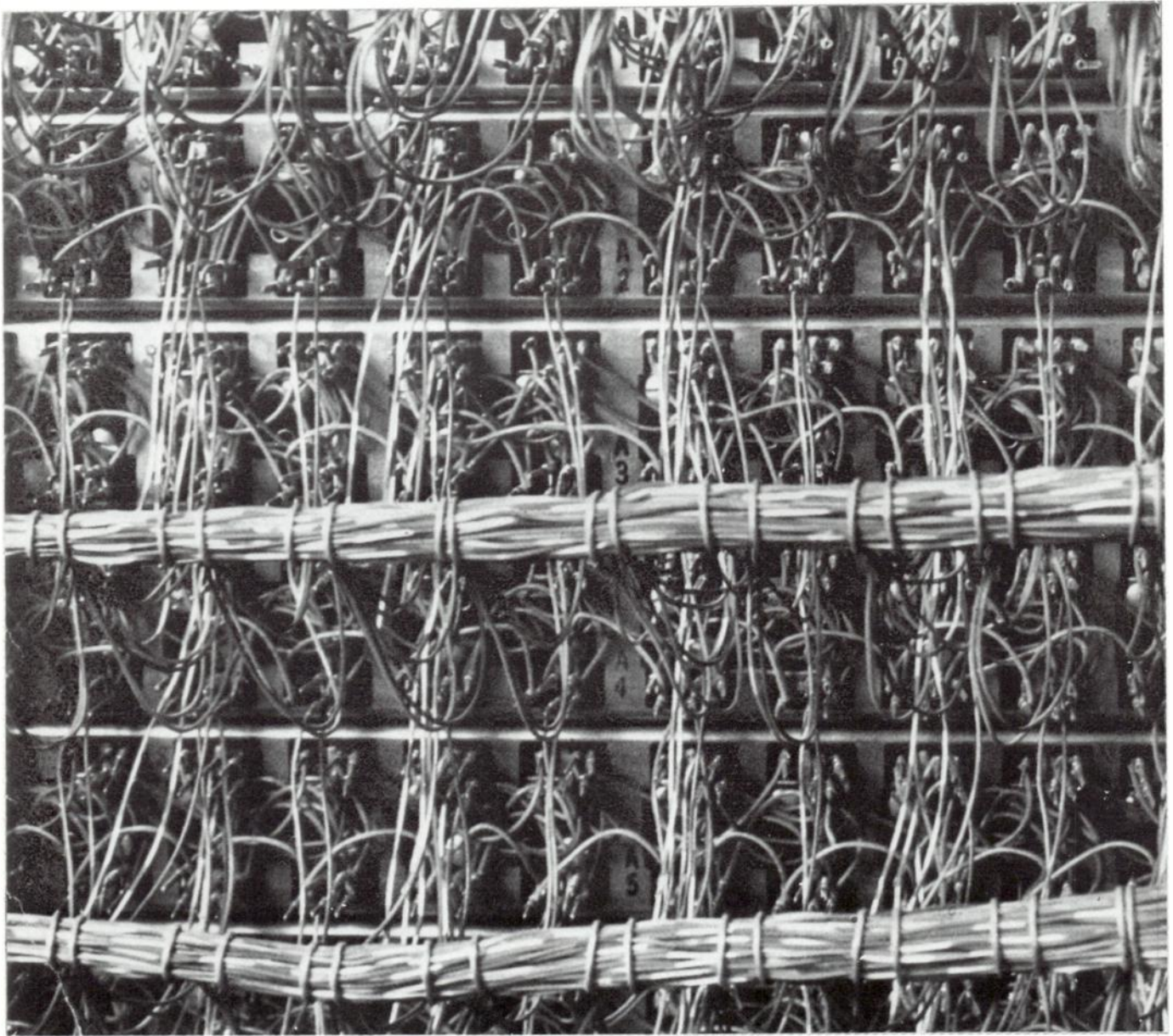
Parmi les applications, très nombreuses, de ces produits, on peut citer : les télécommunications, les radars et contre-mesures, l'appareillage de mesure, le domaine nucléaire, l'électronique médicale, les systèmes de repérage (goniométrie et altimétrie), la télévision, la télédistribution, les systèmes de détection de présence et d'aide à la conduite, etc.



Lignes Télégraphiques et Téléphoniques

89, rue de la Faisanderie - 75782 Paris Cedex 16
tél. 504.45.50 - télex Gralifil Paris 620 356

Service Lecteur : inscrivez le n° 201



Sécré...
... lorsque des millions de communications
ne tiennent qu'à un
filtre !

- *filtres passifs.*
- *filtres actifs.*
(éléments discrets ou circuit hybride
couche épaisse).
- *filtres antiparasites.*



218, rue du Faubourg St-Martin - 75010 Paris - Tél. : 202.53.20 - Télex : 220169 F.

Service Lecteur : inscrivez le n° 205

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

oe magazine

oe magazine

oe magazine

oe magazine

- 81 **Courrier des lecteurs**
- 86 **Télex**
- 89 **Événement**
- 92 **Informations générales**
- 92 **Télécommunications**

- 94 **Composants**
- 96 **Mesure et instrumentation**
- 97 **Informatique**
- 98 **Grand public**

- 98 **Nouvelles économiques**
- 101 **Activité des laboratoires**
- 103 **Nouveautés techniques**
- 111 **Livres reçus**

Composants

Le contrôle des caractéristiques de phase d'un TOP peut être réalisé par l'utilisation d'un système contre-réaction adéquat. Par ailleurs, l'emploi de TOP à très forte puissance est moins intéressant à de nombreux égards, que l'utilisation de TOP associés en parallèle.

- 115 **Les tubes d'émission pour contre-mesures électroniques.**

M. CARRUBBA

Filtres

Le choix d'une technique de filtrage dans un système de transmission téléphonique, analogique et à forte capacité, constitue un problème fondamental, car le filtrage a une très grande influence sur le coût et les performances du système. Dans les systèmes à 12 voies, l'emploi de filtres mécaniques peut s'avérer être éventuellement intéressant.

- 121 **Problèmes spécifiques du filtrage de la voie téléphonique dans les systèmes analogiques.**

P. LOYEZ

- 128 **Filtre de voie mécanique miniaturisé LTT.**

H. H. ERNYEI

- 136 **Les filtres mécaniques du nouveau modulateur de voie 7R.**

H. ALBSMEIER et A. E. GUENTHER

- 141 **Filtres mécaniques à disque et résonateurs utilisant le mode de flexion longitudinal.**

R. A. JOHNSON

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. BREDA.

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

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

l'onde électrique

Voir conditions d'abonnement
France et Étranger,
3^e 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
81 Letters	94 Components	98 Economical news	
86 Telex	96 Instrumentation	101 Laboratories activity	
89 Events	97 Computers	103 Technical news	
92 Moving around	98 Consumer electronics	111 Books received	

Components

The control of TWT phase characteristics can be achieved by mean of an appropriate feedback loop. The use of single high power TWT is less interesting than the use of paralleled TWTs.

115 EMC transmit tubes (Part. 3).

J. CARRUBBA

Filters

The choice of filtering technique is a major problem in the design of high capacity voice transmission systems, because this choice affects cost and performance of the overall system. In 12 channel-systems, the use of mechanical filters may be interesting.

121 Specifications for voice channel filter in analog systems. P. LOYEZ

128 LTT'S miniaturized voice-channel mechanical filter. H. H. ERNYEI

136 Mechanical filters of the new 7R channel modulator.
H. ALBSMEIER and A. E. GUENTHER

141 Mechanical filters using disk and bar flexure-mode resonators.
R. A. JOHNSON

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. 645.40.69).

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

Les études ont porté principalement sur le tube cathodique de réception. Les caractéristiques suivantes ont été atteintes en 1977 :

- Tube trichrome à masque à grand écran (75 cm).
- Image : 63 X 38 cm (format 5/3).
- Distance écran-masque : 0,34 mm.
- Résolution : — 6 dB à 700 lignes pour une luminance moyenne de 18 nit.

La connexion optique des écrans de plusieurs tubes cathodiques distincts a été également envisagée, ainsi que le développement d'«écrans plats» à décharge gazeuse. Par contre, la projection optique semble devoir être écartée, faute de pouvoir obtenir une résolution suffisante.

Quant au signal vidéo, le nombre de 1 125 lignes a été avancé. Il y correspondrait des largeurs de bande respectives de 20 MHz pour le signal de luminance et de 7 MHz pour le signal de chrominance. La diffusion pourrait être assurée à partir de satellites, sur des ondes de 22 GHz, soit à une modulation classique par signal composite, soit plutôt par 2 ondes porteuses séparées, modulées en fréquence.

Rien n'est publié en ce qui concerne les caméras et les enregistreurs. Sachant que les dispositifs actuellement en usage sont loin d'être extrapolables aux normes ci-dessus, il apparaît que la télévision de haute qualité a encore beaucoup de problèmes à résoudre avant de sortir du laboratoire. Il y aura aussi des options économique-techniques à prendre, par exemple sur la compatibilité avec les systèmes actuellement exploités.

Les réalisations concrètes paraissent lointaines mais on dispose déjà d'amorces de solutions... L'électronique est si féconde en coups de théâtre que l'on ne sait où se situent l'optimisme et le pessimisme.

Lee DeForest n'avait-il pas été jugé trop audacieux en 1909 lorsqu'il avait situé entre 1929 et 1934 les débuts de la popularisation de la radiodiffusion ?

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.

Communications 78

Communications Equipment and Systems



National Exhibition Centre, Birmingham, England.
Tuesday 4-Friday 7 April 1978

Vous êtes invité à participer au salon Communications 78

Communications 78 est le premier salon mondial consacré à l'équipement et aux systèmes de communications et constitue une plate-forme internationale pour les progrès techniques les plus récents en matière de communications PTT, de communications radio fixes et mobiles et de communications pour la défense.

Un patronage considérable

Communications 78, dont l'envergure a triplé depuis 1976, jouit du patronage de plus de 200 exposants internationaux ainsi que du support actif de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT), au sein de laquelle sont représentés 153 gouvernements; du Gouvernement Britannique par le biais du Ministère de la Défense Nationale et du Ministère de l'Intérieur, ainsi que du British Overseas Trade Board; du service des Postes et Télécommunications; de l'Electronic Engineering Association (EEA) et de Telecommunication Engineering and Manufacturing Association (TEMA).

Conférence intégrale:

La conférence intégrale est organisée par l'Institution of Electrical Engineers (IEE) en association avec l'Institution of Electronic and Radio Engineers (IERE), la section UKRI de l'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) et l'IEEE Communications Society.

Communications 78, pour la première fois, aura lieu au Centre National des Expositions à Birmingham - la principal centre d'expositions britannique - du mardi 4 Avril au vendredi 7 avril 1978. Le salon sera ouvert tous les jours de 09.30h à 18.00h (17.30h le dernier jour).

L'entrée au salon est gratuite pour les utilisateurs et acheteurs d'équipement et de systèmes de communications. Le bon-réponse ci-dessous, présenté lors de votre arrivée à Communications 78, vous donnera droit à l'entrée gratuite - ou si vous préférez recevoir au préalable des informations complémentaires, veuillez le compléter et le renvoyer à l'adresse suivante:

Tony Davies Communications, c/o Industrial and Trade Fairs Ltd, Radcliffe House, Blenheim Court, Solihull, West Midlands B91 2BG, Angleterre.

Veuillez me renseigner sur

le salon ☐

la conférence ☐

Nom _____

Titre _____

Société _____

Adresse _____



18





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

TÉLÉCOMMUNICATIONS

L'**American Telephone and Telegraph** a récemment placé dans le public 12 M d'actions ordinaires pour un montant de 718 M\$.

La **Bell Canada** a émis le 15 janvier aux États-Unis pour 200 M\$ d'obligations (taux d'intérêt : 9 %).

La division ECI de **E-Systems Inc** fournira au Naval Sea Systems Command des États-Unis des «têtes d'exercice» pour missiles surface-air. Le montant de la commande s'établit à 1,1 M\$.

Racal-Datcom Ltd a racheté pour 0,7 M\$ la société britannique **Fairey Electronics Ltd** du groupe Fairey. Fairey Electronics produit des systèmes de télécommunications de sécurité.

Le 5ème satellite de télécommunications **Intelsat IVA** a été lancé avec succès le 6 janvier dernier, et mis à poste au-dessus de l'Océan Indien. Construit par Hughes Aircraft, il a une capacité de 6 000 canaux téléphoniques et de 2 programmes de télévision en couleur.

La Guam Telephone Authority (USA) a octroyé un contrat d'un montant de 5,5 M\$ à la firme américaine **International Utility Contractors Inc** pour la fourniture et l'installation de câbles et de fils téléphoniques destinés à équiper des artères et des réseaux de distribution téléphoniques dans les régions de Yigo, Talofofo, Mangilao et Dededo.

Marconi fournit à la C.A. Radio Caracas (Venezuela) trois caméras couleur Mark VIII.

Le Ministère de la Défense d'Australie a octroyé un contrat d'un montant de 2,8 M\$ à **Raytheon Company** pour la fourniture de systèmes radars d'approche au sol destinés à équiper des aéroports militaires. Ces systèmes seront construits autour du radar AN/GPN22.

Au cours de l'année 1977, **T R T** a réalisé un chiffre d'affaires hors taxes de 722,4 MF (+ 14,6 %). Le chiffre d'affaires consolidé hors taxes de T R T, d'Omera-Segid et de la Société Française des Techniques Pye s'élève pour 1977 à 908,4 MF (+ 13,05 %).

COMPOSANTS

Selon les termes d'un accord récemment conclu entre les deux firmes, **Alsthom-Atlantique** cède à **Thomson-CSF** son activité de fabrication pilote dispositifs de puissance

à semiconducteurs destinés à la traction ferroviaire et à l'industrie. Cette activité localisée à Massy-Palaiseau, sera transférée à l'Usine de Tours de la Société Silicium Semiconducteurs SSC, filiale de Thomson-CSF. Cet accord instaure également une coopération technique étroite entre les deux firmes en matière de dispositifs de puissance à semiconducteurs.

Les fabricants britanniques de condensateurs se sont constitués en syndicat baptisé **BCMA** (British Capacitor Manufacturers Association). Le BCMA est devenu membre du BEAMA (British Electrical and Allied Manufacturers Association).

Le capital de **General Instrument France** a été porté de 150 000 à 3 887 900 F puis ramené à 400 000 F.

La société japonaise **Marcon Electronics** spécialisée dans la fabrication de condensateurs et de varistances en céramique, va doubler sa capacité de production de varistances d'ici à la fin de 1978 en portant son rythme de production à 0,5 M de varistances par mois. Ces composants sont utilisés en téléphonie et en électronique «grand public».

Matsushita Electronics Corporation vient de mettre en production des filtres à ondes acoustiques de surface destinés à équiper les circuits à fréquence intermédiaire des téléviseurs couleur. Ces filtres utilisent une couche mince d'oxyde de zinc de 2,5 µ d'épaisseur déposée sur un substrat en verre.

La **Nippon Electric Company** a introduit sous la référence µ COM 47 un microordinateur à 4 bits et en un seul boîtier. Ce dispositif possède un répertoire de 99 instructions, il incorpore une mémoire morte de 4 K mots de 10 bits, une mémoire vive de 32 K mots et s'alimente sous 5 volts.

Le capital d'**Ohmic**, filiale française de la firme américaine Bourns, a été porté de 13 à 18 MF.

La **Toyo Communications Equipment Company** a décidé de commercialiser aux États-Unis des composants et des sous-ensembles à quartz destinés aux services radio-électriques privés (CB en anglais).

MESURE

Aerazur Constructions Électroniques fournira à la société des Avions Marcel Dassault deux chaînes d'acquisition de données INF 128 qui seront reliées à des ordinateurs SEL 32.

La Pologne a octroyé un contrat d'un montant de 3,85 M\$ à **Hitachi Ltd** pour la fourniture d'un système d'instrumentation

destiné à être installé dans une usine de polymérisation de chlorure de vinyle.

La Northern Telecom Inc, filiale américaine du groupe canadien du même nom, a octroyé un contrat d'un montant de 0,25 M\$ à **Wandel und Goltermann Inc** pour la fourniture d'équipements automatiques de test de transmission.

INFORMATIQUE

Centronics Corporation a racheté 100 000 de ses actions publiques.

L'IEE britannique annonce le lancement d'une nouvelle revue scientifique trimestrielle baptisée «**Computers and Digital Techniques**» (ISSN 0140-1335).

Un accord de principe a été conclu entre l'ITT et Boothe Courier Corporation (USA) pour le rachat par ITT des actifs de **Courier Terminals Systems**. Le montant de la transaction est fixé à 50 M\$ dont 14,5 payables au comptant. Rappelons que l'ITT est le plus gros client de Courier Terminals qui fabrique notamment des équipements terminaux compatibles avec ceux d'IBM.

Le groupe britannique GEC a pris une participation de 25 % dans la firme américaine **Modcomp** (Modular Computer Systems). Le montant de la transaction atteint 10 M\$.

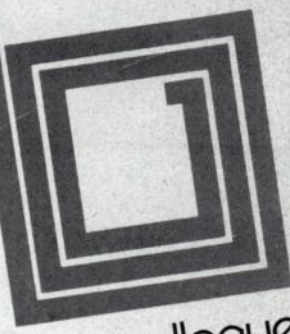
GRAND PUBLIC

JVC fournira à la société allemande SABA, du groupe GTE, 10 000 magnétoscopes à cassettes VHS qui seront commercialisés en Europe sous la marque SABA.

Victor Company of Japan va implanter une filiale commerciale en France sous le nom de **JVC Video France**. Le capital de 3 MF sera détenu à 55 % par la firme japonaise et à 45 % par son représentant en France Dicorop. Cette filiale commercialisera des magnétoscopes grand public.

La firme japonaise Pioneer Electronic et la société allemande Melchaers ont créé sous le nom de **Pioneer Melchaers GmbH** une filiale commerciale commune en Allemagne Fédérale. Cette nouvelle société spécialisée dans la vente de matériels à «haute fidélité» a un capital de 550 M de yens détenu à 60 % par Melchaers et à 40 % par Pioneer.

La société britannique **Videomaster Ltd** fournira à la firme américaine Internet, du groupe Telecor Corporation, des carillons de porte électroniques à microprocesseur d'un montant de 1,5 M£.



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

paris 20-23 juin 1978



coll
international
la fiabilité
la maintenabilité
international
conference on
reliability and
maintainability

paris 20-23 juin 1978

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

secrétariat général : 75783 Paris
SYCELEC

invitation à l'exposition

PRINTEMPS
INFORMATIQUE
UNITED STATES
TRADE CENTER

116 firmes exposantes
**6 d'entre elles recherchent
des agents pour la France.**

Catégories de matériel présenté :

Mini-ordinateurs et systèmes de gestion – Mini-ordinateurs et systèmes en temps réel – Mini-ordinateurs et systèmes pour applications scientifiques & industrielles – Micro-processeurs – cartes et sous-ensembles – Gestion de réseau – Informatique répartie – Périphériques d'entrée et de sortie – Lecteurs/Perforateurs de cartes et de bandes – Imprimantes – Équipement pour la transmission des données – Systèmes COM – Lecteurs – Mémoires – Dérouleurs – Supports magnétiques (bandes, disques, disquettes) – Matériel de visualisation.

Pour obtenir la liste complète des firmes exposantes, s'adresser à Micky-Van Tekelenburg, U.S. Trade Center.

14-17 Mars 1978



U.S. TRADE CENTER
123, avenue Charles de Gaulle
92200-Neuilly. Tél : 624-33-13 Telex 610731
Métro : Sablons

Dupuy-Compien et Auz. US TC 001



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

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

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



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

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

mi: L'INSPECTION ELECTRIQUE AUTOMATIQUE

MARCONI INSTRUMENTS

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

Membre du Groupe CEC - Marconi Electronics



ÉVÉNEMENTS

Sony acquiert la licence exclusive pour le Japon sur les brevets du gridistor

Mettant un terme à la confusion qui régnait au Japon en matière de brevets concernant le transistor à effet de champ à structure verticale, (TEC-V) SONY Corporation a officiellement acquis la licence exclusive sur les brevets pour le Japon d'une invention française, le gridistor. Le fait est assez inhabituel et mérite d'être souligné.

Au début des années 60, M. S. Teszner, conseiller scientifique du Centre National d'Etudes des Télécommunications (CNET) invente un dispositif à effet de champ assez particulier qu'il nomme le gridistor et qui fera l'objet d'une série de brevets. Le gridistor est en réalité un transistor à effet de champ dans lequel la grille semi-conductrice, composée par une série de canaux rectilignes, se trouve enterrée dans un matériau semiconducteur du type opposé. Une tension appliquée entre l'électrode de grille et l'une des électrodes terminales module la section du flux électronique et par la suite le courant traversant.

Par rapport aux transistors à effet de champ à structure plane et superficielle, le gridistor se différencie par une structure en volume et peut de ce fait commander des courants beaucoup plus importants. Ce dispositif s'avère donc être d'emblée un transistor à effet de champ de puissance.

De plus, le gridistor est beaucoup plus robuste que les transistors bipolaires et même que les transistors à effet de champ de structure plane. Il ne présente pas de second claquage et pas d'emballage thermique et possède une résistance élevée aux rayonnements.

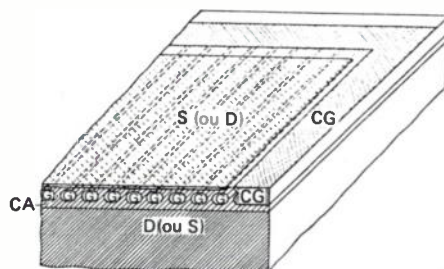
Des études approfondies seront entreprises au CNET avec l'aide technologique de la SESCO, société qui deviendra à la suite de la fusion avec la COSEM, la SESCOSEM et sera intégrée au groupe Thomson-CSF. Les premiers travaux expérimentaux sont effectués en 1964, mais l'état des technologies en matière de semiconducteur et les problèmes de micro-lithographie sont tels, à l'époque, qu'ils constitueront un frein au développement de ces dispositifs. Il convient de remarquer que les études réalisées en France viseront à la mise au point de gridistors hyperfréquences.

La Marine américaine intéressée par ce dispositif attribuera trois contrats d'études au CNET d'un montant total de 240 000 \$; les travaux qui en résulteront aboutissent à la réalisation en 1970, des gridistors occupant une surface de 0,5 mm² et délivrant des puissances supérieures à 5 W à 1 GHz. Il convient d'ajouter que ces travaux se poursuivent à l'heure actuelle aux Etats-Unis et visent à l'emploi non plus du silicium, mais de l'arséniure de gallium et également d'une structure à barrière métallique du type Schottky.

En France, au Salon des Composants Electroniques de 1973, Thomson-CSF présente, sous la référence TH 454, un gridistor au silicium capable de délivrer une puissance de 0,2 W à 2,7 GHz et 0,5 W à 2 GHz. Les travaux sont ensuite abandonnés en 1974 pour des raisons diverses et inconnues.

La situation au Japon

Plus confuse sera la situation au Japon où le Professeur Nishizawa, de l'Université de Tohoku, faisant fi de certains brevets, étudie essentiellement les applications à basses et hautes fréquences de ces dispositifs. Cet universitaire jouera un rôle important dans la pénétration du TEC-V dans son pays. De nombreux industriels japonais s'intéressent alors au gridistor et commencent une production. Parmi les firmes qui entreprennent la production de TEC-V grand public dès 1973, notons SONY Corporation, puis Matsushita-Electric, Pioneer, Nippon Gakki (Yamaha), la Nippon Electric Company et Toshiba. Ainsi le premier amplificateur à basse fréquence équipé de TEC-V de puissance et commercialisé en 1974 par SONY est un modèle «haut de gamme» où les TEC-V sont utilisés dans les étages de sortie. A l'instar de SONY, de nombreux autres construc-



isométrique
vue d'un gridistor

G : grille
D : drain
S : source
CA : canal actif
CG : connexion de grille

teurs japonais dont Yamaha, Pioneer, introduiront également les amplificateurs équipés de gridistors.

L'accord et ses conséquences

Le phénomène de production prend une ampleur telle que le CNET et M. S. Teszner entreprennent, par l'intermédiaire du cabinet de brevets Marc Wood, une action au Japon. Ils prennent notamment contact avec la société SONY Corporation qui admet avec objectivité que le propriétaire des brevets de base du TEC-V est M. S. Teszner. Sony propose alors d'acquiescer la licence exclusive pour le Japon, des brevets du gridistor ; un accord est conclu vers le milieu de 1977, et ensuite avalisé par le Gouvernement Japonais en octobre de 1977. Sony prend également en charge, en commun avec le CNET, la négociation de sous-licences avec tous les présents et futurs fabricants japonais de TEC-V.

On peut trouver dommage et dommageable pour l'industrie électronique française qu'une invention d'un chercheur français obtienne, d'une certaine manière, une consécration à l'étranger alors que les études concernant cette invention ont complètement été abandonnées en France *. Il faut remarquer que le Japon est essentiellement intéressé par les applica-

* Des recherches se poursuivent à l'heure actuelle, en France, sous l'égide des Autorités militaires à la société Alstom Atlantique, mais elles concernent la commutation rapide de très fortes puissances (quelques milliers de volts sous plusieurs centaines d'ampères) à l'aide de gridistors bipolaires et non unipolaires.

tions grand public, or ce pays est le premier producteur mondial d'électronique grand public ; par conséquent, la France, pays où l'électronique grand public est à l'état renaissant, n'offre pas dans ce cas des perspectives intéressantes à ce type de découvertes.

On peut néanmoins regretter l'abandon d'études, en France, qui concer-

naient les applications dites professionnelles. Il faut espérer que la signature du contrat de licence avec SONY Corporation, redorera le blason de l'industrie française des semiconducteurs et encouragera, peut-être, les Autorités françaises et les industriels français à ouvrir à nouveau le dossier du gridistor. Ceci, d'autant plus que sur le plan de la recherche le Japon ne

s'est aucunement limité au modèle grand public et structures à basse fréquence. Ils s'étendent en effet jusqu'aux plus hautes fréquences. Ainsi donc récemment la réalisation des échantillons délivrant 20 W à 2 GHz a été annoncée par Mishizawa au récent «Devices Research Conference» de la Cornell University.

D. HALPERN

LONDRES 28-30 NOVEMBRE 1978

La division Électronique de l'IEE britannique en collaboration avec de nombreuses autres associations dont l'IEEE, l'URSI et l'IERE organisent un **colloque international sur les "Antennes et la Propagation"** qui se tiendra à Londres du 28 au 30 Novembre 1978.

Le but de cette manifestation est de réunir les spécialistes des antennes et les spécialistes de la propagation des ondes électromagnétiques. Ce colloque couvre toute l'étendue des fréquences utilisées en radioastronomie, en télécommunications, en radionavigation, etc.

Les sujets inscrits au programme sont les suivants :

Antennes :

Antennes adaptatives, mesures sur les antennes, conception assistée par ordinateur, antennes planes, antennes à faisceaux multiples, lentilles, radômes, techniques numériques, réflecteurs, systèmes d'alimentation, cornets, diffraction, antennes pour ondes à très basses fréquences jusqu'aux antennes pour ondes décimétriques, etc.

Propagation :

Propagation ionosphérique, propagation des ondes millimétriques, propagation à des fréquences inférieures à 20 kHz, propagation en surface et en profondeur, propagation des ondes métriques jusqu'aux ondes hyperfréquences, etc.

Les résumés des propositions doivent parvenir aux organisateurs avant le 31 mars 1978.

La langue officielle est l'anglais.

Renseignements : IEE Conference Dept. : Savoy Place, London WC 2R OBL (GB).

PARIS 4-8 SEPTEMBRE 1978

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.

Les projets résumés de conférences doivent parvenir avant le 31 mars 1978.

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 Villeneuve d'Ascq (France).

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LE RADAR

PARIS, 4-8 décembre 1978

La Société des Électriciens, Électroniciens et des Radioélectriciens (SEE) et le Groupement des Industries Électroniques (GIEL) organisent un Colloque International sur le Radar. Les différents thèmes prévus pour ce Colloque sont les suivants :

1. — TRAITEMENT DE SIGNAL - PRINCIPES ET THÉORIES

- Choix des caractéristiques du signal émis,
- Analyse des signaux reçus,
- Théorie de la détection,
- Détection en présence de bruits non gaussiens,
- Reconnaissance des cibles,
- F.F.T. et procédures analogues,
- Analyse du clutter - Lutte contre le clutter, les orages, les «chaffs», la pluie,
- Le filtrage Doppler - Les «MTI» adaptatifs,
- Problèmes particuliers aux radars à balayage électronique en matière de filtrage Doppler,
- Analyse des cibles en dépit des images.

2. — TRAITEMENT DE SIGNAL - TECHNOLOGIES

- Possibilités comparées des milieux acoustiques à ondes de surface, des dispositifs à transfert de charges, des dispositifs digitaux,
- Techniques de compression d'impulsions et de corrélation,
- Différents types de milieux acoustiques à ondes de surface,
- Codeurs analogiques/digitaux pour traitement radar,
- Utilisation des microprocesseurs en radar,
- Déport à distance des informations,
- Techniques «MTI» de zone,
- Annulation des réponses par lobes secondaires («Side lobe cancellation»).

3. — GÉNÉRATEURS DE PUISSANCE EN MICROONDES

- Sources de puissance à l'état solide,
- Progrès dans les tubes O (klystrons et TOP),
- Progrès dans les tubes M (à champs croisés),
- Comparaison des tubes O et des tubes M,
- Les émetteurs de radars,
- Les TOP solides,
- ...

4. — ANTENNES, RADOMES, CONSTITUANTS MICROONDES

- Méthodes numériques dans le calcul des antennes,
- Chambres anéchoïdes et modèles réduits pour les essais d'antennes,
- Nouvelles structures d'antennes : sources primaires, réflecteurs, réseaux,
- Nouveaux matériaux pour composants microondes et radars,
- Radomes,
- Antennes à traitement de signal : pouvoir de résolution, antennes auto-adaptatives, ...
- Théories modernes de l'électromagnétisme appliquées aux antennes et à la signature «radar» des cibles.

5. — UTILISATION DE LONGUEURS D'ONDES MILLIMÉTRIQUES ET OPTIQUES

- Complémentarité des techniques radars et des techniques optiques, infrarouges, actives ou passives, thermiques.

6. — BALAYAGE ÉLECTRONIQUE

- Déphaseurs à diodes, à ferrites,
- Contrôle des déphaseurs,
- Précision du contrôle de la phase,
- Balayage en fréquence,
- Configurations des réseaux adaptables à l'environnement,
- Organisation et gestion des radars à balayage électronique,
- Avantages du balayage électronique,
- Exemples de systèmes.

7. — SYSTEMES RADARS

- Imagerie par radar,
- Applications à grande diffusion (trafic routier, anticollision d'automobiles),
- Contrôle du trafic maritime et fluvial,
- Applications à la météorologie,
- Applications à l'industrie.

N.B. : Des propositions de conférences intéressantes sur d'autres thèmes relatifs au radar ou des domaines liés au radar pourront être acceptées.

Pour toutes informations complémentaires :

Prière de s'adresser au Secrétariat Général du Colloque International sur le Radar, 11 rue Hamelin, 75783 Paris Cédex 16, France, Tél. 505.14.27.



INFORMATIONS GÉNÉRALES

EMI a présenté un nouveau tomographe rapide délivrant une image de coupe en 3 secondes à partir de 1,5 M d'informations soit environ 8 fois plus d'informations que les tomographes actuels. Cet appareil qui porte la référence «3 S» utilise un processeur spécial, le CT 7 000, et son prix est voisin de 5 MF. Rappelons qu'EMI a déjà vendu 800 tomographes environ dans le monde dont 3 seulement en France.

Evershed & Vignoles France, filiale française du groupe britannique Thorn, a porté son capital de 0,15 à 0,75 MF.

Tranchant Holding s'est transformé en S à RL et a changé de dénomination en devenant **Finindusco**.

Marconi Space and Defence Systems fournira à la Royal Navy britannique deux

simulateurs de salle de contrôle de générateurs électro-nucléaires marins.

L'accord de coopération industrielle qui lie les groupes **Matsushita** et **Philips** dans tous leurs domaines d'activités a été reconduit jusqu'en 1987. Le premier accord décennal avait été conclu en 1967.



TÉLÉCOMMUNICATIONS

DANS LES USINES

La **COMELE** (Société des Applications de la Commutation Electronique), société issue de l'ancienne firme l'Électronique Appliquée qui a disparu, introduit un autocommutateur électronique privé à commutation spatiale et à commande par calculateur câblé. Cet équipement, baptisé **Cicéron 221**, a une capacité de 32 lignes de réseau et de 221 postes d'abonnés.

La société suédoise **Ellemtel** qui appartient conjointement à **LM Ericsson** et à l'Administration des télécommunications de la Suède, a mis au point un poste téléphonique d'abonné entièrement électronique et destiné à faciliter l'utilisation par les abonnés des nouveaux services offerts par le système de commutation **AXE**. Ce poste équipé d'un microphone à électrets, comporte deux touches supplémentaires dont l'une est réservée aux appels d'alarme et l'autre met le demandeur en position d'attente de libération du numéro demandé et lui permet d'être appelé aussitôt après. Ce poste sera commercialisé en 1979.

GTE Lenkurt a développé sous la référence 700 F1, un nouveau répéteur hyperfréquence pour télécommunications alimenté par l'énergie solaire. Ce matériel de faible encombrement consomme 4 W et a une autonomie de 10 jours en obscurité totale ; il est équipé de photopile au silicium.

La division Micro-onde et Electro-optique de l'**ITT** a présenté sous la référence RT 4A, un illuminateur infrarouge pour vision nocturne. Cet appareil utilise un diode laser à double hétérostructure permettant d'illuminer une zone dont le diamètre est compris entre 0,2 et 1,2 m, la portée maximale étant de 1 500 m.

Le **Post Office britannique** a conçu et réalisé un autocommutateur téléphonique numérique privé baptisé **CDSS 1** (Costumer Digital Switching System 1). Cet équipement peut desservir 100 postes. Actuellement, le **Post Office britannique** étudie avec **Plessey** et **GEC** l'industrialisation de la fabrication du **CDSS 1**.

La firme britannique **Spectronics** a présenté un système portatif de communications permettant d'émettre et de recevoir par l'intermédiaire d'une ligne téléphonique classique, des messages imprimés. Cet équipement comporte une mémoire interne de 256 caractères, destinée à préenregistrer le message émis ou à enregistrer le message reçu ; la vitesse de transmission est de 16 caractères/s. Cet appareil porte le nom de **Printercom**.

L'Usine de la **Standard Electric SA**, filiale brésilienne de l'**ITT**, située à Itajuba a été inaugurée en décembre dernier. Cette unité produira 0,5 M de postes téléphoniques par an et emploie 250 personnes.

La **Standard Telephon und Radio AG**, filiale suisse de l'**ITT**, a mis au point une station relais pour faisceaux hertziens fonctionnant à 2,5 GHz. Cette station conforme aux recommandations du CCIR et du CCITT, est destinée à la transmission de programmes de radio ou de télédiffusion ou de conversations téléphoniques ; elle offre une capacité de 1 800 voies téléphoniques ou d'un programme de télévision en couleur avec 4 voies son.

La société américaine **Times Fiber Communications** a réalisé un système expérimental de télédistribution par fibres optiques à 12 canaux.

La **CIT Alcatel** a reçu deux commandes de centraux téléphoniques privés pour l'Indonésie et Ceylan totalisant 4 MF.

L'Entel, Administration des télécommunications d'Argentine, a octroyé un contrat d'un montant de 88 M\$ à la **Compagnie Standard Electric**, filiale argentine d'**ITT** pour la fourniture et l'installation d'équipements de commutation totalisant 0,18 M de lignes et 0,239 M de postes téléphoniques. Les équipements de commutation seront fabriqués par la **Compania Standard Electric**.

Le Ministère de la Défense britannique a octroyé un contrat d'un montant total de 4 M£ à **Cossor Electronics**, filiale britannique de **Raytheon**, pour la fourniture d'équipements d'identification ami-ennemi (IFF en anglais). Ce contrat inclut en particulier la livraison d'interrogateurs ami-ennemi dont le nom de code est «Jubilee Guardsman» et destiné à être utilisé sur l'avion de surveillance radar **Nimrod**.

Fujitsu fournira à l'Irak un système de radiocommunications destiné à la Police de ce pays. Le montant du contrat s'établit à 3 M\$ et la commande porte notamment sur la fourniture de 1 000 émetteurs-récepteurs portatifs.

La **Western Electric** a attribué un contrat d'un montant de 8,2 M\$ à **Granger Associates** (USA) pour la fourniture de bornes d'appel d'urgence destinées à être installées le long des autoroutes d'Arabie Saoudite. Ces bornes seront reliées par radio en ondes décimétriques à un centre de supervision et de contrôle également fourni par **Granger** dans le cadre de ce contrat.

Un contrat d'un montant de 21 M\$ a été octroyé à **Harris Corporation** pour la fourniture à l'Arabie Saoudite de 10 stations terriennes de télécommunications par satellite et d'équipements annexes.

L'**US Navy** a octroyé à **ITT Gilfillan** (USA) un contrat d'un montant de 11,4 M\$ pour la modernisation des radars du système **GCA** (Ground Control and Approach) des séries **AN/CPN 4** et **AN/MPN** utilisés dans l'aéronautique.

L'**US Naval Sea Systems Command** a octroyé un contrat d'un montant de 3,47 M\$ à **ITT-Gilfillan** pour l'adjonction de systèmes de détection et de poursuite automatiques aux radars **AN/SPS 48**.

La firme japonaise **Iwatsu Electric** a commencé la commercialisation de centraux électroniques privés aux États-Unis. Le premier produit à être commercialisé sera l'autocommutateur à commande par programme enregistré, modèle **IPAC E1** (120 postes, 30 lignes principales).

COMMANDES ET CONTRATS

L'US Air Force a octroyé un contrat d'un montant de 1,9 M\$ à **Loral Corporation** pour l'amélioration des systèmes d'alerte radar équipant l'aéronef F 15.

Marconi fournira deux caméras couleur Mark VIII à la station de télévision américaine WRGB (New York). Rappelons que la firme britannique a déjà vendu plus de 450 caméras Mark VIII dans le monde.

Le Home Office britannique a octroyé un contrat à **Marconi Space and Defence Systems** pour la fourniture d'une antenne multibande de contrôle de satellite (1,67 à 14,5 GHz ; diamètre : 12,2 m).

Marconi Communication Systems fournira à la Radio Suisse des pilotes de fréquence synthétisées, modèle H 1540 (1,5-30 MHz) et des équipements de contrôle à distance modèle H 6 800. Ces appareils doivent être associés à 16 émetteurs Marconi modèle H 1 200, situés à Prangins et utilisés par l'ONU.

Un contrat d'un montant de 0,575 M\$ a été octroyé par la Radio Television Belge à **Microwave Associates, Inc** pour la fourniture de faisceaux hertziens portables et de matériaux annexes.

Microwave Associates Inc fournira à l'administration des Téléphones et Télégraphes de Malaisie, des faisceaux hertziens portables destinés à être utilisés par la télévision du pays et également comme équipements de secours pour les transmissions téléphoniques.

La Jabadan Telekom du Brunéi a octroyé un contrat d'un montant de 2 300 M de yens (9,2 M\$ environ) à la **Nippon Electric Company** pour la fourniture et l'installation d'équipements de commutation téléphonique électronique. La commande porte sur un central du type ND 20 B de 25 000 lignes et d'un système de commutation international NXE 20 de 210 lignes ; selon les termes du contrat, la firme japonaise assurera la formation des personnels. Il est prévu de porter ultérieurement la capacité des centraux à 80 000 lignes.

La Winter Park Telephone Co (USA) a octroyé un contrat d'un montant de 1,7 M\$ à la **Northern Telecom** pour la fourniture d'un autocommutateur électronique SP 1 de 4 700 lignes de capacité, destiné à être exploité par la Orange City Telephone Co.

L'US Air Force a octroyé un contrat d'un montant de 5,6 M\$ à **Northrop Corporation** pour l'amélioration des performances des systèmes de contre-mesures électroniques équipant les aéronefs B 52 et F 15 de l'Armée des États-Unis.

Oki Electric (J) fournira à l'Irak sept centraux téléphoniques du type «crossbar» totalisant 58 000 lignes. Le montant de la commande s'établit à 15 M\$. Rappelons que la firme japonaise a déjà fourni à ce pays des centraux téléphoniques «crossbar» totalisant 143 000 lignes ainsi qu'un nombre important de faisceaux hertziens représentant un montant total de 66,7 M\$.

La Bolivie a octroyé un contrat d'un montant de 5,33 M\$ à **Oki Electric** pour la fourniture et l'installation d'équipements de commutation et de transmission téléphoniques. La commande porte sur la fourniture d'un central interurbain et de deux centraux locaux totalisant 11 000 lignes, 6 centraux mobiles totalisant 1 150 lignes, 12 000 postes téléphoniques, 300 cabines téléphoniques et des équipements pour faisceaux hertziens à 960 voies à installer dans 14 stations terminales.

Plessey Communications Systems Ltd fournira à la Central Electricity Board (GB), divers systèmes de communications destinés à être installés dans une nouvelle centrale située dans le Nord du Pays de Galles. La commande porte notamment sur un central téléphonique crossbar modèle PB 8 000 de 200 lignes, des équipements d'alarme, etc., son montant total est de 0,25 M\$.

Raytheon Company fournira à l'US Navy un radar de surveillance active à longue portée et à zone étendue. Ce radar à balayage électronique sera certainement dérivé du radar de surveillance aérienne Cobra Dane et fonctionnera dans la bande L. Le montant du contrat s'établit à 13,4 M\$.

La NASA a octroyé un contrat à **RCA Americom** pour la mise à la disposition de 4 liaisons de télécommunications destinées à relier, via les satellites RCA, les stations de réception au sol des communications de la Navette Spatiale et du système TDRSS (Tracking and Data Relay Satellite System) aux centres de traitement de la NASA.

Un contrat d'un montant de 100 M\$ a été octroyé par la Western Electric à Collins Systems International, du groupe **Rockwell International** pour la fourniture d'équipements hyperfréquence destinés au réseau de faisceaux hertziens de l'Arabie Saoudite.



Radar météorologique Ronsard.

La **SAT** fournira au Costa Rica des équipements terminaux MIC à 30 voies modèle MX 303.

Un contrat d'un montant de 2,3 M\$ a été octroyé par Raytheon Company à **Scientific Atlanta** pour la fourniture de pieds stabilisés anti-roulis pour le système naval américain de surveillance et de contre-mesures AN/SLQ 32 (V).

Scientific Atlanta fournira à la Texas Community Antenna Inc, 5 stations terrestres de télécommunications par satellite équipées d'antennes de 5 m de diamètre et destinées à être installées en Louisiane, au Texas et en Arkansas.

L'Office des Postes et Télécommunications du Bénin a octroyé un contrat d'un montant de 17 MF à la **Société Française des Téléphones Ericsson** pour la fourniture de centraux téléphoniques crossbar CP 400.

La **Standard Elektrik Lorenz**, filiale allemande de l'ITT, fournira à la Tchécoslovaquie trois balises tournantes VOR et deux balises doppler DVOR pour la navigation aérienne.

La **Standard Elektrik Lorenz**, filiale allemande de l'ITT, fournira à la Belgique 6 balises tournantes doppler DVOR et un équipement DVOR d'essai et de maintenance. Ces équipements sont destinés à la navigation aérienne civile.

Selon les termes d'une convention signée avec le Congo, **Télédiffusion de France** a été chargée de l'ingénierie pour la coloration selon le procédé SECAM de la Télévision congolaise. Des appels d'offres publics seront ultérieurement lancés pour la fourniture d'équipement de téléproduction et de télédiffusion en couleur.

La CIT-Alcatel a acquis auprès de la firme finlandaise **Telefonno**, la licence de vente et de fabrication de faisceaux hertziens numériques destinés à être utilisés en association avec les autocommutateurs temporels E 10. Selon les termes de cet accord, la CIT-Alcatel commercialisera sous sa propre marque, en France et à l'étranger, les faisceaux numériques de Nokia à 30 voies (436-470 MHz) et à 240 voies (1,7 - 1,9 GHz) ; dans un premier temps la firme française acquiert pour 17 MF de faisceaux hertziens. Rappelons que Telefonno est une filiale commune aux sociétés Televa et Nokia, fondée en 1977 et spécialisée dans l'étude, le développement et la vente de matériels de télécommunication. Rappelons que la Finlande a récemment adopté le système français E 10 et que l'accord conclu avec la CIT-Alcatel s'inscrit dans le cadre des achats compensatoires à l'acquisition de centraux E 10 pour un montant total de 63 MF environ.

T R W Vidar fournira à l'exploitant américain de téléphones Continental Telephone Company du Minnesota, 11 autocommutateurs numériques de classe 5 modèles ITS 5, pour un montant de 3 M\$. Rappelons que la Continental Telephone Company du Minnesota prévoit de dépenser environ 75 M\$ en trois ans pour l'achat de ce type d'autocommutateurs.

VIE DES SOCIÉTÉS
ET RÉSULTATS FINANCIERS

Aydin Corporation a constitué sous le nom de **Aydin Microwave**, une nouvelle division chargée de la conception et de la fabrication d'équipement hyperfréquence pour télécommunications spatiales et terrestres.

Bell and Howell Corporation a cédé son activité recherche de personnes et radio-communications bilatérales, à la société Kel Corporation (USA).

GTE a cédé à la Continental Telephone, deux filiales américaines exploitantes de téléphone ; la **Delaware Valley Telephone** et la **General Telephone Company of Upstate-New York**. Le montant de la transaction atteint 54 M\$.

La société **Electro-Optics Devices Corporation** vient d'être constituée aux États-Unis. Affiliée à Times Fiber Communications, elle sera chargée de l'étude et de la réalisation des équipements terminaux et intermédiaires pour les transmissions par fibres optiques.

Au cours de l'exercice fiscal clos au 30 juin 1977, **Scientific-Atlanta** a réalisé un chiffre d'affaires de 51 M\$ (+ 12,6 %) et un bénéfice net de 2,6 M\$ (+ 20,3 %).

La **Société des Techniques de Télécommunications** (42, rue d'Anjou, 75008 Paris) a été récemment constituée. Son capital est détenu à parts égales par Jeumont Industrie, du groupe Empain Schneider, et par Trefimétaux, du groupe Pechiney Ugine Kuhlmann. Cette société sera spécialisée dans la fabrication et la vente de matériels de télécommunications publics et privés ainsi que dans l'étude et la fabrication de composants électroniques.

Sony a implanté sous le nom de **Sony Broadcast BV**, une filiale dans la banlieue d'Amsterdam qui sera spécialisée dans la vente en Europe d'équipement de téléproduction. Son capital est de 12 M de florins.

Un accord de principe a été conclu entre **Valtec Corporation** et **Comm/Scope Com-**

pany en vue de la fusion de ces deux firmes. Valtec est une société américaine spécialisée dans la fabrication de fibres optiques et de diodes laser pour télécommunications optiques ; Comm/Scope est un câblage américain pour télécommunications fabriquant essentiellement des câbles coaxiaux et câblant les fibres de Valtec.

DIVERS

L'exploitant indépendant américain de Telephones **CENTEL** (Central Telephones and Utilities Corporation, Chicago) a fait installer à Las Vegas une liaison par fibres optiques entre deux centraux (4,2 km ; câbles à 6 fibres, 250 MHz, pas de répéteur). Les fibres optiques à gradient d'indice et à coefficient d'atténuation linéique inférieur à 5 dB/km ont été fabriquées par Valtec et câblées par Comm/Scope ; ce système utilise des diodes laser également produites par Valtec. Notons que le Centel est la troisième compagnie américaine de téléphone à utiliser des fibres optiques.

Teleglobe Canada, firme canadienne assurant des services de télécommunications entre le Canada et l'étranger via des câbles sous-marins ou des satellites, projette l'installation aux Laurentides, près de Montréal, d'une station terrienne à haute capacité destinée à fonctionner avec l'un des trois satellites Intelsat IV A au-dessus de l'Océan Atlantique. Le coût de cette station dont la mise en service est prévue en été 1979, sera de 14 M\$. Cette station fonctionnera dans la bande 6/4 GHz et pourra également assurer des liaisons dans la bande future des 11/14 GHz moyennant des modifications mineures.

Le **Telenet Communications Corporation** propose maintenant à sa clientèle un service

de transmission de données synchrones utilisant la procédure X 25 du CCITT

Le fabricant américain de fibres optiques **Valtec** qui proposait en 1977 des fibres non câblées à gradient d'indice à 1-2 \$ le mètre prévoit de porter ce prix à 0,35 \$ en 1978 et à 0,1 \$ en 1979-1980. Rappelons que Corning Glass qui est principal fabricant de ce type de fibres, les proposait en 1977 à 0,61 \$ par grandes quantités.

L'Administration des Télécommunications d'Italie (SIP) a expérimenté une liaison par fibres optiques entre deux centraux téléphoniques situés à Turin (9 km, pas de répéteur, 140 M bits/s soit 2 000 lignes). La fibre fournie par Corning Glass a été câblée par Pirelli.

Les PTT des Pays-Bas vont expérimenter durant une période comprise entre 12 et 18 mois, six services téléphoniques nouveaux : notation abrégée, répétition d'appels, réveil téléphoné, abonné absent, abonné à ne pas déranger et prix des appels. Ces services seront réalisés sur des autocommutateurs à commande par ordinateur, modèle PRX de Philips, dont 0,5 M lignes sont actuellement en service aux Pays-Bas.

La Federal Aviation Administration des États-Unis a décidé de confronter sur site le système micro-onde d'atterrissage aux instruments (MLS) à faisceaux battant proposé par l'industrie américaine avec le système MLS doppler développé par les britanniques.

Le Département de la Défense des États-Unis n'équipera pas les missiles de croisière de la première génération de systèmes de contre-mesures électronique. Ce type de missile ne présente, en effet, qu'une faible signature radar.



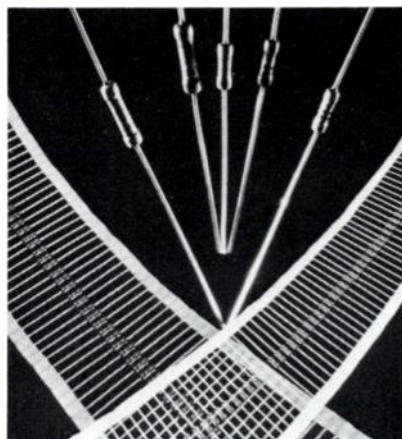
COMPOSANTS

DANS LES USINES

AMI et Motorola ont conclu un accord de coopération technique et de cession réciproque de licence concernant les circuits intégrés des microprocesseurs de la série 6 800.

General Instrument Corporation va prochainement introduire plusieurs circuits intégrés complexes réalisés en technologie I²L et destinés aux applications se rapportant au téléphone. Il s'agit notamment du modèle AY 9 9600 (convertisseur clavier-impulsions) et du modèle AY 9 9086 (multiplexeur à 16 paires de fréquences pour transmission de données).

La firme japonaise **Kyoto Ceramic Co** a commencé la production de masse de filtres à ondes acoustiques de surface destinés aux applications vidéo et aux télévi-



Résistances à couche métallique (Doc. R.T.C.).

seurs. La cadence actuelle de production est de 1 M de dispositifs par mois. Kyoto Ceramic vient d'occuper ainsi le premier rang parmi les constructeurs japonais de filtres à ondes acoustiques de surface devant Murata et Mitsumi.

National Semiconductor fabriquera en seconde source la mémoire à transfert de charges de 64 K bits modèle 2464 d'Intel.

La **Nippon Electric Company** introduit sous la référence PD 792 une barrette photosensible à 2 048 bits et à transfert de charges destinée aux applications de télécopie, de reconnaissance de caractères, etc.

Le fabricant japonais de condensateurs **Okaya Electric** a décidé d'abandonner progressivement la fabrication de condensateurs au Mylar et de fabriquer des condensateurs au polyester métallisé. D'après cette firme, la demande en condensateurs au mylar diminue fortement alors que la demande en condensateur au polyester

métallisé augmente rapidement. Actuellement, Okaya produit 10 M de condensateurs par mois.

La division Electron Dynamics de **Rockwell** s'apprête à commercialiser des transistors hyperfréquence à effet de champ réalisés selon une technique de l'implantation ionique. Cette technique a permis une réduction de prix et une amélioration des performances ; ainsi, on obtient un facteur de bruit de 1,1 dB à 4 GHz avec un gain associé de 12 dB.

Rockwell International a réalisé un circuit intégré complexe MOS réalisant le chiffrement et le déchiffrement de données d'ordinateurs selon le standard de chiffrement et de déchiffrement de données américain établi au début de 1977. Ce dispositif a également obtenu l'agrément du National Bureau of Standards. Notons qu'IBM et Motorola étudient actuellement des circuits analogues.

Signetics fabriquera en seconde source le microordinateur à 8 bits et en un seul boîtier, modèle 8021 d'Intel. Ce microordinateur est dérivé du 8048 d'Intel dont Signetics est déjà seconde source.

Varian Associates a réalisé un oscillateur expérimental à un gyrotron et à une cavité délivrant 200 W à 28 GHz. Varian étudie actuellement des amplificateurs à gyrotron à 2 cavités délivrant 25 kW de puissance en régime non saturé et présentant un gain de 38 dB (30 dB à la saturation). Ces dispositifs sont étudiés sous contrat principal de l'Energy Research Development pour des applications relatives à la fusion thermonucléaire contrôlée. Le gyrotron porte également la dénomination d'électron cyclotron MASER.

COMMANDES ET CONTRATS

Le Centre Commun d'Études de Télévision et de Télécommunications (CCETT) a octroyé à la société **EFCIS** (F) un contrat pour le développement de circuits intégrés destinés au décodage de signaux de télévision contenant un télétexte de type Antiope.

L'US Air Force a octroyé un contrat d'un montant de 79 000 \$ à la division Electro-Optical Products d'**ITT** pour l'étude et la mise au point de coupleurs optiques directionnels et de coupleurs optiques en T destinés à la transmission de données bidirectionnelle sur fibres optiques.

Le Centre Européen de Recherche Nucléaire (CERN) a octroyé un contrat d'un montant de 4,5 M\$ à la division Elcoma du groupe **Philips** pour la fourniture et l'installation d'amplificateurs délivrant 500 kW à 200 MHz destinés au Super Proton-Synchrotron du CERN.

Le Centre Commun d'Études de Télévision et de Télécommunications (CCETT) a octroyé un contrat à **Texas Instruments** pour le développement de circuits intégrés destinés au décodage de signaux de télévision contenant un télétexte de type Antiope.

Un contrat d'un montant de 2 M\$ a été octroyé à **Transco Products Inc** par TRW pour la conception, la mise au point et la réalisation de commutateurs hyperfréquence pour câbles coaxiaux et pour guides d'ondes de filtres et de multiplexeurs destinés au programme TDRSS (Tracking and Data Relay Satellite System).

La firme japonaise **TDK** est devenue l'importateur exclusif pour le Japon des matériaux spéciaux pour l'industrie des semi-conducteurs de la firme américaine **Union Carbide** : substrat isolant pour circuits intégrés SSI (Silicium sur Substrat Isolant ou SOS en anglais), Grenat de gadolinium-gallium (utilisé pour les dispositifs à ondes acoustiques de surface et les mémoires à bulles) et les matériaux au lithium.

Raytheon Company a octroyé un contrat d'un montant de 4 M\$ à **Varian Associates** pour la fourniture sur 4 ans de 9 000 tubes à ondes progressives miniatures destinés au système de défense navale AN/SQ 32 (V).

Zeta Laboratories fournira à la société LMT, du groupe Thomson CSF, des oscillateurs en bande X (8-12 GHz) à 10 canaux pour un montant de 0,159 M\$.

VIE DES SOCIÉTÉS ET RÉSULTATS FINANCIERS

English Electric Valve (EEV) du groupe GEC a implanté une filiale commerciale aux États-Unis sous le nom de **EEV Inc** (7 Westchester Plaza, Elmsford, NY 10523). Rappelons que les ventes d'EEV en Amérique du Nord atteignent actuellement 6 M\$.

Le fabricant américain de circuits intégrés à la demande **Interdesign** a été racheté par le groupe britannique Ferranti. Le montant de la transaction s'établit à 3,3 M\$.

English Electric Valve Inc, filiale américaine d'EEV, a acquis les actifs de **Microwave Associates Watsonville Inc** (USA). Microwave Associates Watsonville fabrique et commercialise des magnétrons sous la marque Relmag.

La firme américaine **QCI Corporation** spécialisée dans la fabrication de matériaux de céramique pour l'industrie électronique a été rachetée par Vitramon Inc.

Le capital de la société **Radiall** a été porté de 4 à 4,6 MF.

Au cours de l'exercice fiscal clos au 30 juin 1977, **Sage Laboratories Inc** a réalisé un chiffre d'affaires de 1,9 M\$ (+ 5,6 %) et un bénéfice net de 0,276 M\$ (+ 20 %).

PRODUITS RÉCENTS

ADE : Amplificateurs haute fréquence (10-300 MHz) à faible bruit et à gain de 8 ou 16 dB modèle ALB 13-858 et 13-16-16. [2262]



Alco : Matrice de programmation à plots et à 100 positions modèle AMX 1010. [2263]

Burr Brown : Module à 4 sorties analogiques isolées compatible avec les microprocesseurs 6 800 de Motorola modèle MP 7504. [2264]

— Convertisseurs analogique-numérique alimentés sous ± 12 V modèle ADC 80 AGZ 12 (12 bits) et ADC 80 AGZ 10 (10 bits). [2265]

Dek Printing Machines : Unités de sérigraphie à indexation numérique pour micro-électronique à couches épaisses modèle 1750. [2266]

Dionics : Cellules solaires miniatures au silicium pour applications grand public modèle PK 104, 105 et 106. [2267]

Eltec : Détecteur pyroélectrique dans l'infrarouge à amplificateur-convertisseur d'impédance incorporé modèle 406. [2268]

FR Electronics : Détecteurs de proximité à contact à tiges. [2269]

Gentron : Ponts redresseurs contrôlés (25 A) série B. [2270]

Gowanda Electronics : Selfs de choc miniature à haute fréquence (0,1 à 270 μ H ; 0,125 W) série 8. [2271]

Headway Research : Appareil pour le traitement de la tombée des bords de plaquette de semiconducteur. [2272]

Hewlett Packard : Atténuateurs coaxiaux hyperfréquence et par bonds programmables ou manuels (0-26,5 GHz ; 70 dB par bonds de 10 dB modèles 33 321 T et 33 321 K). [2273]

Hybrid Systems : Convertisseurs analogiques-numériques à 12 bits modèle ADC 581. [2274]

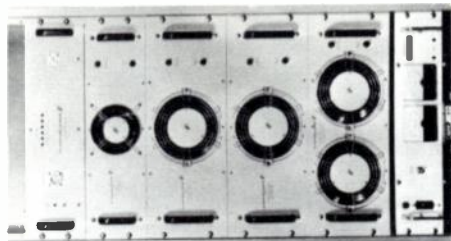
Infrared Industries : Doubles détecteurs (0,35-1,13 μ et 3 à 4,7 μ) série 800. [2275]

ITP : Mesureur de largeur de lignes sur plaquettes (précision : 0,02 μ). [2276]

Jermyn : Supports à profil bas pour circuits intégrés encapsulés en boîtier céramique. [2277]

Karl Suss : Machine d'alignement de masques et de projection hors contact pour plaquettes de silicium et substrats. [2278]

Kertron : Transistors NPN de puissance et à haute tension (650 et 860 V ; 5,8 et 15 A). [2279]



Microwave Power Devices : Système de calibration multifréquence et de haute puissance pour le test d'équipements à haute fréquence (50 et 150 W ; 10-500 MHz) modèle SSPA 1013/2719. [2280]

Motorola : Circuit intégré pour régulateur de tension pour l'industrie automobile modèle MC 3325. [2281]

— Transistor darlington permettant de supprimer le transformateur dans les circuits de déviation horizontale des téléviseurs couleur modèle MJ 10011. [2282]

— Circuit intégré pour l'allumage électronique des automobiles modèle MC 3333. [2283]

Radiall : Déphaseur coaxial miniature (0-18 GHz). [2284]

— Connecteurs rectangulaires subminiatures à (7 à 50 contacts) série MM HE 611. [2285]

RTC-La Radiotechnique Compelec : Détecteurs de proximité pour automatismes industriels modèles PSD 24 et IDP 180. [2286]

— Transistor haute fréquence de puissance pour émetteurs à bande latérale unique fonctionnant dans la bande 1,6-28 MHz (12,5 à 28 V ; 8 à 130 W). [2287]

— Transistors hyperfréquence de puissance (960-1215 MHz ; 38 à 300 W). [2288]

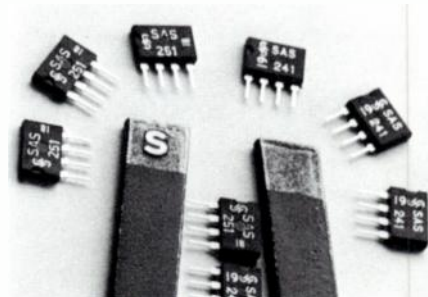
— Modules d'affichage à diodes électroluminescentes pour commutateurs numériques série 84. [2289]

Sescosem : Circuits intégrés logiques à haute tension et à grande immunité aux bruits pour sous-ensembles de logique séquentielle modèles ESM 381, 382 et 383. [2290]

Siemens : Diodes électroluminescentes miniatures pour éclairage (largeur : 1 mm). [2291]

— Diode électroluminescente à haute luminosité modèle LD 261. [2292]

— Diode d'accord à capacité variable pour la télédistribution modèle BB 309. [2293]



— Commutateurs électroniques à effet Hall modèle SAS 241 à 251. [2294]

Sprague : Circuits intégrés d'attaque pour dispositifs d'affichage fluorescents modèle UDN 618 A et UDN 6128 A. [2295]

Telonic : Filtre passe haut modèle TX 225/400. [2296]

oe

MESURE & INSTRUMENTATION

Selon les termes d'un accord récemment conclu entre les deux firmes, **Adret Electronique** acquiert la licence de vente exclusive pour la France des appareils de mesure fabriqués par la firme britannique **Feedback**. Feedback est une société spécialisée dans la fabrication de matériels didactiques en électronique qui a entrepris depuis un certain temps une extension de ses activités vers l'instrumentation électronique générale (générateurs basse fréquence, fréquences-mètres, etc.).

Selon les termes d'un accord commercial récemment conclu entre les deux firmes, la firme américaine **Comstron** acquiert la licence de vente exclusive pour l'Amérique du Nord sauf le Mexique des instruments de mesure fabriqués par **Adret Electronique** ; les produits Adret seront commercialisés sous la marque **Comstron-Adret**. Comstron est une société «Holding» de 50 personnes implantée dans l'État de New-York possédant deux filiales **SEG Electronics** (équipements de test et de simulation et **Multimetrics** (filtres actifs) et proposant déjà à son catalogue des générateurs synthétiseurs bas de gamme de sa propre fabrication ; pour l'exercice fiscal clos au 30 septembre 1977, Comstron a réalisé un chiffre d'affaires 1,9 M\$ (+ 122 %). Rappelons qu'Adret Electronique a tenté depuis 1968 de s'introduire aux États-Unis avec des fortunes diverses ; la filiale **Adret Corporation** qui demeure l'importateur exclusif des produits Adret, sera déplacée de Pennsylvanie vers l'État de New York ; l'objectif est de réaliser un chiffre d'affaires de 0,45 M\$ en 1978. Notons que cet accord pourrait être étendu au domaine industriel.

Le constructeur américain d'appareils de mesure et de test pour les télécommunications **Halcyon** à implanté une filiale européenne en Allemagne Fédérale sous le nom de **Halcyon International** (Rosenheimerstrasse 34, 8 000 München, tel. (089) 483400).



Voir «produits récents» n° 2301.

Marconi fournira à l'URSS des équipements de contrôle automatique de signaux de télévision modèle **TAME** (Television Automatic Monitoring Equipment). Ces appareils seront utilisés lors des jeux olympiques de Moscou qui auront lieu en 1980.

Un colloque intitulé : «**Microcomputer-Based Instrumentation**» doit se tenir les 12-13 juin 1978 au National Bureau of Standard (NBS) (Room A-130 Technology M.J. Evans, Washington, DC 20234 USA).

Le gouvernement français a décidé d'étendre la procédure du «contrat de croissance»

à différents secteurs des industries électroniques et notamment à l'instrumentation scientifique et biomédicale (analyse, contrôle non destructif, ultra sons médicaux, matériels médicaux à laser, instrumentation en télécommunications, contrôle industriel et régulation, informatisation de l'instrumentation). Renseignements : Ministère de l'Industrie, du Commerce et de l'Artisanat : 101, rue de Grenelle, 75700 Paris, Tél. 555.93.00.

PRODUITS RÉCENTS

Boonton : Calibrateur pour millivoltmètre (60 μ V-3V) modèle 26A. [2297]

— Calibrateur pour microwattmètre (1 MHz, — 69 à + 20 dBm— modèle 25 A. [2298]

Consolidated Control Corporation : Indicateurs numériques de grandeurs physiques à 1 ou 5 voies série 50 GS. [2299]

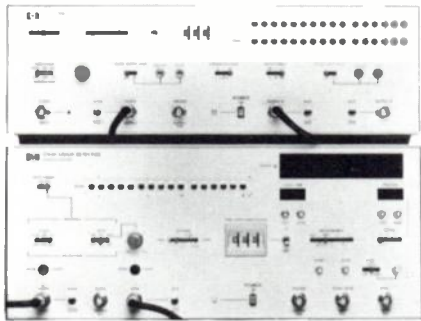
Datel : Calibrateur pour voltmètres continus (0-19,999 V) modèle DVC 8 500. [2300]

General Resistance : Simulateur de thermocouples. [2301]

Hewlett Packard : Multimètre numérique à 4 1/2 chiffres et à 5 fonctions modèle 3466 A. [2302]

— Oscilloscope intervalle mètre multimètre et à 2 voies (0-275 MHz) modèle HP 1725 A. [2303]

— Compteur d'intervalle de temps à 5 chiffres destiné à être associé à un oscilloscope de précision à 100 MHz modèle HP 1743 A. [2304]



— Ensemble de mesure de taux d'erreur pour des transmissions numériques jusqu'à 150 M bits modèle 3762 A et 3762 A. [2305]

Princeton Applied Research : Amplificateurs à détection synchrone (0,5 Hz-100 kHz ; 1µV ou 100 nV à pleine échelle) modèle 5203. [2306]

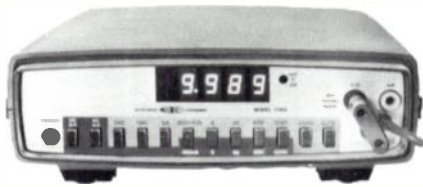
— Analyseur à détection synchrone modèle 5204. [2307]

Pulsetek : Générateur d'impulsions à temps de descente et de montée réglables (0-50 MHz) modèle 240. [2308]

Rhode und Schwarz : Étalon de fréquence au césium modèle XSC. [2309]

— Oscillateur à quartz à hautes performances modèle XSD 2 K. [2310]

— Récepteur étalon de fréquence modèle XKE 2. [2311]



Systron Donner : Multimètre numérique à 20 000 points à 5 fonctions (option mesure puissance : - 60 dBm à + 60 dBm) modèle 7141 A. [2312]

— Analyseur automatique signal non répétitif modèle 780. [2313]

— Système automatique d'analyseur de forme d'ondes modèle 770/774. [2314]

Wavetek : Générateur de fonction à phase programmable (1 Hz à 100 kHz, 0-360°) modèle 152. [2315]

oe

INFORMATIQUE

DANS LES SOCIÉTÉS

General Instrument Corporation doit incessamment introduire sur la référence SC 1 600, un microordinateur à 16 bits en une carte imprimée (16 K mots de mémoire vive, 14 K mots de mémoire morte électriquement effaçable, 16 lignes d'entrée, 16 lignes de sortie, une entrée-sortie au type RS 232, une horloge temps réel). Ce microordinateur est construit autour du microprocesseur CP 1 600.

La **SEMS** introduit un nouveau mini-ordinateur universel pour les applications de traitement en temps réel. Cet ordinateur milieu de gamme, porte la référence MITRA 115.

COMMANDES ET CONTRATS

Selon les termes d'un récent accord conclu entre les deux firmes, Data 100 (GB) est chargée de la vente dans 17 pays européens des imprimantes, des lecteurs et perforateurs de rubans de la firme japonaise **Nikkyo Denki Kogyo**. Ces équipements sont vendus sur la base OEM (équipements pour constructeurs). Data 100 prévoit de réaliser un chiffre d'affaires avec ses produits de 1,33 M\$ en 1978 (soit 1 000 imprimantes) et 3,3 M\$ en 1979 (soit 2 500 imprimantes).

Selon les termes d'un accord intervenu entre les deux firmes, Centronics (USA) acquiert la licence de vente pour les États-Unis des imprimantes **Sharp Corporation**. Pour 1978, Centronics s'est engagé à vendre environ 30 000 imprimantes Sharp.

Systems Engineering Laboratories a fourni à l'Université de Paris VI un système SEL 32/55.

VIE DES SOCIÉTÉS ET RÉSULTATS FINANCIERS

Cossor Electronics, filiale britannique de Raytheon Company, a racheté la firme anglaise **Data Logic** société de logiciel ayant également des activités de consultant. Data Logic dont les effectifs sont de 200 personnes, a réalisé en 1977 un chiffre d'affaires de 2,4 M£ (+ 140 %) et un bénéfice avant impôts de 0,55 M£. Data Logic sera intégrée à Raytheon Cossor Data Systems (GB) qui a réalisé en 1977 un chiffre d'affaires de 5 M£.

IBM a constitué une nouvelle filiale en France sous le nom d'**IBM Southern Area Development SA** au capital de 2 MF et qui sera plus particulièrement chargée d'apporter son concours en direction et en service pour certaines activités du groupe en Afrique et au Moyen-Orient.

La société **ITT Data Systems France SA** a été constituée en France avec un capital de 8 MF entièrement détenu par la Société des Produits Industriels ITT. Cette société est créée à partir de l'activité «Terminaux» de la CGCT.

Le capital de la **Transac**, du groupe CGE a été porté de 15 à 40 MF.

PRODUITS RÉCENTS

Benson : Machines à dessiner à rouleau modèles 1112 (32 cm), 1212 (73 cm) et 1312 (93 cm). [2316]



Hewlett Packard : Table traçante multi-couleurs à microprocesseur modèle 7221 A. [2317]



Lea Siegler : Console de visualisation modèle ADM 2. [2318]

— Imprimante à aiguilles (132 colonnes, 180 caractères/s) série 200. [2319]

National Semiconductor : Système de développement pour microprocesseur SC/MP modèle LCDS. [2320]

oe

GRAND PUBLIC

Le capital d'Akaï France a été porté de 1 à 3 MF.

Au cours de l'exercice fiscal clos au 31 octobre 1977, **SONY** a réalisé un chiffre d'affaires de 2 108,4 M\$ (+ 9,2 %) dont 1 294,7 M\$ à l'exportation (+14 %) et un bénéfice net de 144,3 M\$ (+ 12 %). La ventilation du chiffre d'affaires est la suivante en M\$:

- téléviseurs : 695,363 (+ 1,5 %) ;
- magnétophones et radiorécepteurs : 426,254 (— 2,9 %) ;
- équipements d'écoute sonore (amplificateurs, enceintes, tourne-disques, etc...) : 240,021 (0 %) ;

- équipements audiovisuels : 297,733 (+ 49,8 %) ;
- divers : 448,662 (+ 29,2 %).

La société des Automobiles Citroën a octroyé un important contrat à **Thomson CSF** pour la fourniture de systèmes d'allumage électronique intégral.

Le gouvernement français a établi un plan de restructuration de l'industrie horlogère française destiné à réduire le déficit de la balance commerciale dans ce secteur. Ce plan, qui entrera en vigueur au 1er février 1978 prévoit une restructuration du secteur horloger sous l'égide et la participation effec-

tive de la Société de Développement de l'Horlogerie avec l'aide de l'Institut de Développement Industriel et de la Société de Développement Régional du Centre Est ; les interventions se feront sous la forme de prises de participation par augmentation de capital. Par ailleurs, il a été prévu de porter une attention toute particulière au développement d'une production nationale de montres électroniques à quartz ; le groupe SNH (Jaz, Finhor, CVR) prendra le contrôle de Montrelec et l'État apportera son soutien aux efforts de fabricants français de composants électroniques pour montres à quartz. Les actions de l'État concernent également le secteur de l'horlogerie de gros volume.

oe

NOUVELLES ÉCONOMIQUES

CANADA

A la fin de 1977, le Canada comptait 0,6 M de détenteurs de licences pour les services radioélectriques privés (CB en anglais) soit près du double de 1976.

FRANCE

Le Ministère de l'Industrie, du Commerce et de l'Artisanat français a publié un certain nombre de statistiques concernant le secteur de l'électronique professionnelle française :

Commerce extérieur :

En MF courants	1972	1973	1974	1975	1976
Exportations	1.164	1.387	1.813	2.717	3.454
Importations	246	298	344	407	511
Balance	918	1.089	1.469	2.310	2.943

Ventilation de l'activité par catégorie de matériel (en % du chiffre d'affaires)

Matériels	1972	1973	1974	1975	1976
Télécommunications	24,9	26,8	23,3	21,8	25,7
Radiodiffusion et TV	6,8	8,3	9,3	9	11,2
Détection	28,3	32	38,5	42,1	44,4
Aides à la navigation	9,8	7,1	6,5	4,8	4,6
Autres	30,2	25,8	22,4	22,3	14,1

JAPON

Au cours du mois de novembre de 1977, le Japon a exporté 304 588 téléviseurs couleur (— 3,8 %) dont 139 237 vers les États-Unis (— 50,8 %).

U.S.A.

Le consultant américain International Resource Development Inc (125 Elm Street, New Canaan, CT 06840, USA) a réalisé en 1987. Cette étude incorpore notamment une étude sur le marché américain des postes et équipements téléphoniques d'abonnés intitulé «Consumer Interconnect Equipment». D'après cette étude, ce marché devrait passer de 50 M\$ en 1977 à 300 M\$ en 1987. Cette étude incorpore notamment les postes décoratifs, les répondeurs automatiques, les postes téléphoniques sans fil, etc...

Le consultant américain Gnostic Concepts Inc a réalisé une étude portant sur le marché américain des équipements de télécommunications hyperfréquence dont voici les principaux résultats :

Type d'équipements	Militaires		Civils		Total	
	1976	1981	1976	1981	1976	1981
Terrestre point à point	55 M\$	62 M\$	230 M\$	266 M\$	285 M\$	328 M\$
Embarqués sur satellite	76 M\$	105 M\$	112 M\$	235 M\$	188 M\$	340 M\$
Équipements terrestres de télécommunications par satellite	30 M\$	51 M\$	126 M\$	311 M\$	156 M\$	362 M\$
Total	161 M\$	218 M\$	468 M\$	812 M\$	629 M\$	1 030 M\$

On assisterait d'après cette étude à un accroissement de la production des équipements non militaires dont la part dans la production totale passerait de 74 % en 1976 à 79 % en 1981.

Ventilation en proportion de la production américaine :

	1976	1981
Marché militaire	26 %	21 %
Marché non militaire	74 %	79 %

Ventilation en proportion de la production en production captive et non captive :

	1976	1981
Production captive	18 %	13 %
Production non captive	82 %	87 %

Exportation de la production :

1976 : 207,5 M\$
1981 : 371 M\$

INTERNATIONAL

Le Ministère de l'Industrie, du Commerce et de l'Artisanat français a publié un certain nombre de statistiques concernant la production horlogère :

Production mondiale de montres mécaniques :					
Production : 1.000 pièces	1972	1973	1974	1975	1976
Suisse	78.200	84.300	85.900	67.800	64.000
U.S.A.	26.700	27.200	28.000	29.857	39.000
Japon	25.465	28.044	32.369	30.237	34.144
U.R.S.S.	24.500	26.600	28.900	30.000	32.000
Chine Populaire	6.500	8.500	9.500	13.000	15.000
France	14.100	15.850	16.700	16.700	15.500

Production mondiale de montres à quartz pour 1976 :				
En millions de montres	Total	à DEL	à ACL	Analogiques
Monde entier	30	17	9	4
États-Unis	17	14	3	—
Japon	7	0,3	3,5	3,2
Suisse	2,3	0,1	1,0	1,2
Sud-Est asiatique	3,3	2,5	0,5	0,3
Allemagne Fédérale	0,4	—	0,2	0,2
U.R.S.S.	0,1	—	0,1	—
France	0	—	—	—

DEL : Diodes électro-luminescentes.
ACL : Affichage à cristaux liquides.

Prévision de la production mondiale de montres à quartz en 1980 et 1985 :	
1980 : 100 M d'unités	
1985 : 180 M d'unités dont 50 %	

Les montres à cristaux liquides, 40 % de montres analogiques et 10 % de montres à diodes électroluminescentes. (Le marché total des montres étant estimé alors à 350 M de pièces).
Production mondiale d'horlogerie de gros volume.

Le consultant Gnostic Concepts Inc a réalisé une étude sur le marché mondial des relais jusqu'en 1982 et dont voici les principaux résultats :

Ventilation du marché par catégorie de produits (en M\$) :		
	1976	1982
Relais pour les applications générales	36	50
Relais pour le contrôle	75	113
Relais miniatures	13	20
Relais téléphoniques	34	44
Relais de haute qualité	17	22
Relais à tiges	57	85
Relais statiques	13	17
Relais temporisateurs	17	30
Autres	45	66
Total	307	447

Ventilation du marché par type d'applications (en M\$) :		
	1976	1982
Électronique industrielle	121	187
Télécommunications	108	155
Militaire, spatial	27	32
Grand public	23	28
Informatique	9	14
Instrumentation	7	12
Divers	12	19

A la demande de certains gouvernements européens, le consultant Mackintosh (33, Bruton Street, London W 1 X 8BQ) a entrepris une étude sur l'évolution jusqu'en 1985 du marché mondial des **circuits intégrés et des dispositifs optoélectroniques** dont voici des résultats partiels :

Consommation mondiale de circuits intégrés : part des différents pays :

	1976	1980	1985
U.S.A.	44,2 %	39,6 %	35,8 %
Europe Occidentale	19,1 %	21,1 %	22,9 %
Japon	18,9 %	19,3 %	19,2 %
Autres pays	17,8 %	20 %	22,1 %
Consommation totale	3 091 M\$	5 423 M\$	9 690 M\$

Ventilation du marché européen des circuits intégrés :

	1976	1980	1985
France	18,3 %	19,4 %	19,9 %
Grande-Bretagne	19,1 %	18,2 %	18,1 %
Italie	9,5 %	8,4 %	8,1 %
Allemagne Fédérale	37,3 %	37,2 %	37,2 %
Autres pays	15,8 %	16,8 %	16,7 %
Total	590 M\$	1 140 M\$	2 224 M\$

Ventilation du marché européen par type de technologies :

	1976	1980	1985
MOS	29 %	39,7 %	50,5 %
Bipolaire numérique	34,9 %	28,4 %	21,4 %
Bipolaire linéaire	36,1 %	31,9 %	28,1 %
Total	590 M\$	1 140 M\$	2 224 M\$

Ventilation de la consommation européenne par type d'applications :

	1976	1980	1985
Informatique	38,3 %	31,6 %	32,1 %
Contrôle et instrumentation	13,4 %	13,3 %	13,9 %
Grand public	28,6 %	28,9 %	26,7 %
Télécommunications	13,9 %	13,5 %	13,0 %
Horlogerie	4,3 %	7,4 %	7,2 %
Automobile	1,5 %	2,8 %	3,6 %
Électroménager		2,5 %	3,5 %

Marché mondial des dispositifs d'affichage optoélectronique (en M\$) :

	1976	1980	1985
U.S.A.	142	234	436
Japon	111	216	227
Europe Occidentale	25	71	114
Autres pays	20	60	125
Total	298	581	902

Ventilation par applications en valeur et en volume de la consommation de microprocesseurs en Europe Occidentale :

	En volume		En valeur	
	1980	1985	1980	1985
Grand public	28 %	31 %	6 %	8 %
Automobile	19 %	15 %	4 %	6 %
Informatique	10 %	6 %	19 %	17 %
Machines de bureau	11 %	9 %	16 %	14 %
Contrôle industriel	8 %	10 %	15 %	10 %
Instrumentation	7 %	7 %	10 %	8 %
Télécommunications	6 %	10 %	16 %	21 %
Spatial et militaire	1 %	1 %	4 %	6 %
Autres	10 %	12 %	10 %	10 %
Total	5 M d'unités	25 M d'unités	106 M\$	265 M\$

La revue *Electronics* a publié les prévisions établies par ses services sur **les marchés de l'électronique aux États-Unis, au Japon et en Europe Occidentale**. Les prévisions sur l'Europe Occidentale sont données de façon globale en regroupant les pays suivants : l'Allemagne Fédérale, la Belgique, le Danemark, l'Espagne, la France, la Grande-Bretagne, l'Italie, les Pays-Bas, la Norvège, la Suède et la Suisse.

Nous donnons ci-après les prévisions générales en M\$ (l'indication nc signifie non comparables, les indicateurs de secteur ne regroupant pas les mêmes activités).

	U.S.A.				Japon			Europe Occidentale		
	1976	1977	1978	1981	1976	1977	1978	1976	1977	1978
COMPOSANTS TOTAL	5 500,1	6 155,6	6 690,1	7 897,1	5 681,4	6 035,7	6 574,8	6 047,5	6 737,6	7 340,3
Composants passifs	nc	nc	nc	nc	2 985,5	3 197,1	3 369,7	3 142,7	3 447,9	3 755,7
Dispositifs discrets à semiconducteurs	886,5	904,2	895,2	949	836,8	895	946	772,6	854,7	905,5
Dispositifs optoélectroniques à semiconducteurs	109	125,4	147,2	203	168	186,5	215,7	71,2	87,5	103,2
Circuits intégrés	1 909,2	2 223,7	2 536,2	3 989	862	927,5	1 145,3	719,8	884,9	1 051,1
dont circuits à microprocesseur	113,7	188,5	249,9	717	36,7	52,4	77	20,5	34,5	55,9
Tubes électroniques	1 057,1	1 121	1 191,3	1 217	829,1	829,6	868,1	1 346,8	1 463,8	1 532,8
dont tubes image noir et blanc	28,8	26,1	23,5	15	51,1	53,9	54,3	90	81,4	79,8
Tubes image couleur	540,6	606,9	679,3	725	653,3	644,9	705,1	918,3	1 017,6	1 060,3
ÉQUIPEMENTS TOTAL	nc	nc	nc	nc	12 617,5	13 978,4	15 438,9	22 426,8	24 533,3	26 804,4
Grand public	9 425,2	11 067,8	12 319,9	15 767	5 047,4	5 449,3	5 824,2	8 100	8 682,4	9 242,8
dont horlogerie	344,3	389,3	447,2	585	234,3	309,8	384,5	24,2	34,2	55,7
calculatrices	675	653	657	783	182,7	174,7	181,3	359,4	273,3	262,4
Téléviseurs couleur	489,6	484	485	483	1 763	1 992	1 848,4	3 789,4	4 190,1	4 525,5
Jeux télévisuels	nc	nc	nc	nc	2,1	12,8	28,4	23,8	37,3	53,2
Télécommunications	3 459,9	3 278,4	3 662,8	5 244	1 685,3	1 864,2	2 164,2	4 650	5 167	5 742
dont systèmes à fibres optiques	1	10	25	170	32	34	37	23,4	26,2	31,3
Informatiques et équipements annexes	17 284,3	20 911,3	24 636	35 489	3 945	4 486,4	5 044	6 330,7	7 050,1	7 954,5
Équipements industriels	1 521,3	1 738,4	2 015,8	2 674	1 011	1 115,7	1 201,4	1 542,1	1 646,2	1 740,3
Équipements biomédicaux	1 057	1 113	1 317,8	1 708	322,3	373	424,1	788,5	1 096,4	1 155,6
Alimentations	460	533	582	842	124,8	135,6	149,4	238	256,8	271,7
Instrumentation : mesure et test	1 648,3	1 894,7	2 133,8	2 848	420,8	460,5	511,1	577,5	634,4	697,5
Automobile	228	300,2	399,3	1 061	60,9	93,7	120,5			

nc : non comparables.

oe

ACTIVITÉS DES LABORATOIRES

ÉTUDE DES PROPRIÉTÉS OPTIQUES D'UN ISOLANT DE MOTT $V_{1-x}Cr_xO_2$

D. Kaplan, P. Merenda et N. Sol

Objectif des études

Cette étude est une des facettes d'un programme destiné à comprendre le phénomène de la transition isolant-métal qui est observé dans certains oxydes de métaux de transition (VO_2 , V_2O_3 , Ti_2O_3 , NbO_2 , etc...). Par exemple la conductivité de VO_2 augmente d'un facteur 10^5 à 67 °C. Un des éléments de cette compréhension est le concept d'isolant de Mott introduit pour décrire un isolant où les électrons sont localisés chacun sur un site atomique défini. Les propriétés de ce type d'isolant sont encore relativement mal connues expérimentalement et théoriquement.

Une étude précédente montrait que les alliages de formule $V_{1-x}Cr_xO_2$ pouvaient être considérés comme des prototypes d'isolant de Mott ayant des propriétés de transitions de phases remarquables. L'objectif de l'étude était l'analyse des propriétés optiques de ces alliages pour, in fine, comprendre la transition isolant-métal dans VO_2 pur.

Programme de recherche

La synthèse des alliages $V_{1-x}Cr_xO_2$ ($0 < x < 0.17$) en couche mince (1µm à 30 µm) a été réalisée par épitaxie en phase vapeur sur un substrat transparent TiO_2 . Le matériau a des propriétés comparables aux meilleures monocristaux obtenus par d'autres méthodes. Ces couches ont permis l'analyse des propriétés optiques dans la gamme de longueur d'onde $0,3 < \lambda < 6 \mu$.

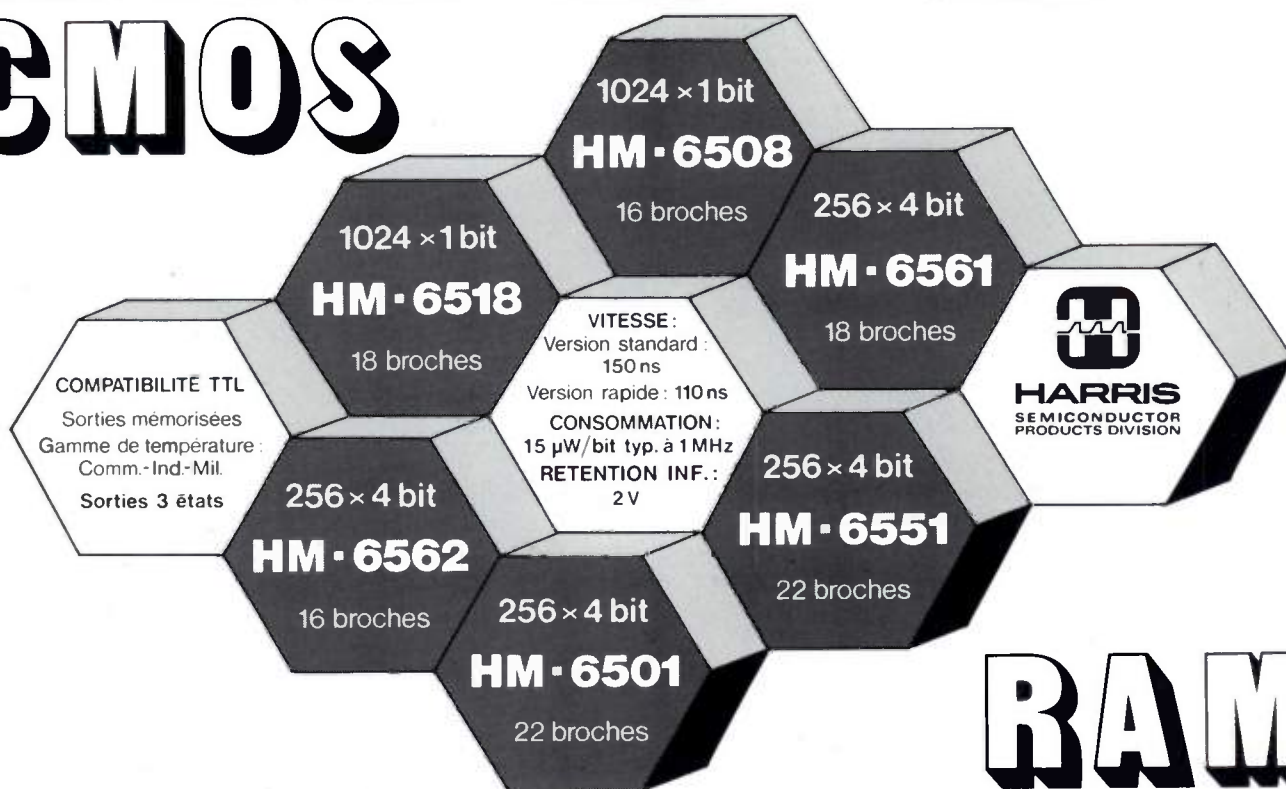
Principaux résultats

Nous avons trouvé que bien que l'état fondamental du système soit constitué par des électrons localisés sur les sites atomiques, néanmoins les transitions optiques se font essentiellement avec changement de site. Ceci est la conséquence d'un recouvrement important des fonctions d'ondes qui fait que ce matériau devient facilement un métal. Nous avons précisé la compréhension de VO_2 pur en montrant que la description simple en terme d'isolant de Mott rendait bien compte des propriétés.

Organisme contractant : Thomson CSF – LCR Corbeville

Laboratoire exécutant : Laboratoire de physique LCR Corbeville
Contrat DGRST : 75.78.22.

CMOS



RAM

almex

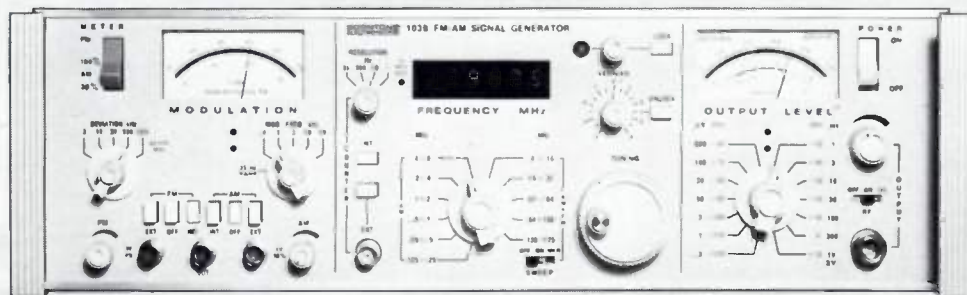
48, rue de l'Aubépine, zone industrielle
92160 ANTONY Tél. 666.21.12 - Télex 250 067 F

Service Lecteur : inscrivez le n° 210



une mesure d'avance

Une nouvelle génération
de signaux AM/FM **BOONTON**



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

mB

électronique

Z.A.C. de Buc - B.P. 31 - 78530 BUC - Tél. 956.31.30 - Télex 695.414

Service Lecteur : inscrivez le n° 211



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.

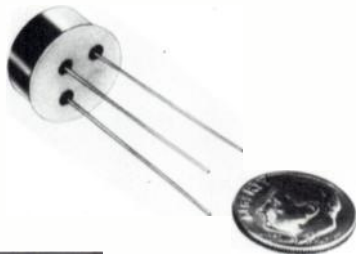
FILTRES MINIATURES A BASSE FRÉQUENCE

ESC Electronics séries M et P

La société ESC Electronics présente deux séries de filtres miniatures à basse fréquence. La série M possède une atténuation de 12 dB/octave, la série P de 18 dB par octave. La perte d'insertion et l'ondulation sont toutes les deux inférieures à 0,5 dB.

Les gammes standards comprennent des dispositifs dont les fréquences de coupure sont de 2 ; 3 ; 5 ; 8 et 10 kHz et dont l'impédance est de 600 ; 1 000 ; 2 000 ; 3 000 et 5 000 Ω .

Ces dispositifs existent en version civile (0-70°C) et militaire (-55 à +125°C). Notons que ESC réalise également ces filtres à la demande sur spécifications particulières.



ESC ELECTRONICS. Représentation en France : ISC France, 27, rue Yves Kermen, 92100 Boulogne (tél. : 604.52.75).

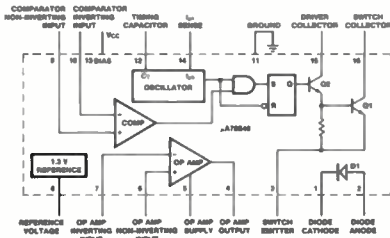
Service lecteur : inscrivez le n° 251.

CIRCUIT INTÉGRÉ POUR ALIMENTATION A DÉCOUPAGE

Fairchild modèle A 78S40

Fairchild introduit un nouveau circuit monolithique pour alimentation à découpage et qui comprend : la tension de référence compensée en température, un oscillateur à facteur de forme commandable avec limiteur de courant incorporé, un amplificateur d'erreur, un commutateur de sortie à courant et à tension élevé, une diode de puissance et un amplificateur non affecté.

Ce dispositif peut commander des transistors NPN ou PNP lorsque les tensions ou les intensités requises dépassent respectivement 40 V et 1,5 A. La tension de sortie est réglable entre 1,3 et 40 V.



Ce circuit peut être utilisé dans les alimentations régulées à découpage du type abaisseur, élévateur ou inverseur.

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR FRANCE, 121, Avenue d'Italie, 75013 Paris (tél. : 584.55.66).

Service lecteur : inscrivez le n° 252.

MODULE D'AFFICHAGE ALPHA-NUMÉRIQUE A 4 CARACTÈRES

Siemens modèle HA 4041

Siemens présente un nouveau module d'affichage alphanumérique à 4 caractères comportant sur une platine de 25 mm de large 4 dispositifs monolithiques d'affichage alphanumérique à 16 segments par caractère et deux circuits intégrés de commande, de décodage et de multiplexage. Ces modèles permettent d'afficher 64 caractères au standard ASCII. Chaque caractère d'un module présente une luminosité de 0,1 mcd par segment pour un angle de vision de 20°. L'électronique de commande permet d'associer 4 modules soit 16 caractères ; au delà, il convient d'utiliser des circuits intégrés supplémentaires. L'ensemble s'alimente avec une tension standard de 5 V.



SIEMENS COMPOSANTS FRANCE, 39, boulevard Ornano, 93200 Saint-Denis (tél. : 820.61.20).

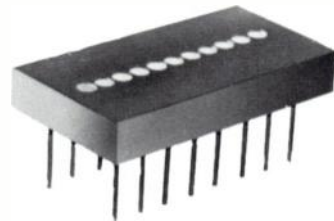
Service lecteur : inscrivez le n° 253.

BARRETTE DE PHOTODIODES

Isotek Corporation

Isotek introduit une nouvelle barrette de photodiodes plus particulièrement conçue pour suivre l'évolution d'un spectre de rayonnement d'un phénomène ultra-rapide.

Cette barrette comporte 11 détecteurs photovoltaïques au silicium présentant un temps de réponse de 1 μ s équipés chacun d'un filtre possédant une bande passante de 10 nm et centré sur une longueur d'onde différente.



Lorsqu'on utilise un balayage électronique, ce dispositif permet de suivre l'évolution d'un spectre de 100 nm de large en moins de 500 μ s.

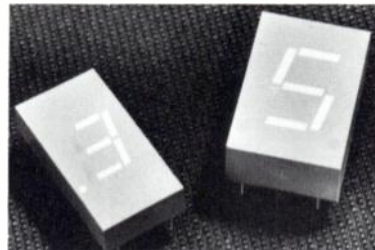
Ce dispositif est destiné à l'étude de l'évolution de spectres pendant des réactions chimiques, l'analyse de la fluorescence, des éclats lumineux, etc.

ISOTEK (USA). Représentation en France : AMP, 18, rue d'Arras, 92000 Nanterre (tél. : 782.56.71).

Service lecteur : inscrivez le n° 254.

DISPOSITIFS D'AFFICHAGE NUMÉRIQUE

Hewlett Packard modèles DSP 3530/3730 et 4030/4130



Hewlett Packard propose de nouveaux dispositifs d'affichage numérique de couleur rouge (modèles 3530 et 3730) ou jaune (modèles 4030 et 4130) plus particulièrement conçu pour fonctionner en ambiance lumineuse défavorable. Ainsi, ces dispositifs sont lisibles sous un éclairage de 100 000 lux lorsqu'ils sont équipés de filtres de contraste appropriés. Ils sont proposés avec deux tailles de caractère : 7,62 et 10,92 mm et présentent une luminosité de 2,3 mcd par segment sous une intensité crête de 100 mA avec un courant moyen de 20 mA. Les applications de ces dispositifs concernent les tableaux de bord des véhicules et des aéronefs, l'informatique, les caisses enregistreuses, l'instrumentation, etc.

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

Service lecteur : inscrivez le n° 255.

CONVERTISSEUR NUMÉRIQUE-ANALOGIQUE UNIVERSEL A 8 BITS

R T C modèle NE 5018

R T C introduit un nouveau convertisseur numérique-analogique à 8 bits, réalisé en technologie monolithique. Ce dispositif a spécialement été conçu pour être associé à tous les types de microprocesseurs.

I.C. MASTER 78



**vient
de
paraître**

**2200 pages (soit 1000
pages additionnelles
par rapport à l'édition
1977).**

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

REMISE A JOUR TRIMESTRIELLE GRATUITE

**OFFRE SPECIALE
SOUSCRIPTION 1978**
620 fr moins 20%
(offre limitée) **496fr**

BON de à retourner à
**COMMANDE CONSEIL &
PROMOTION**

1 rue Damiens 92100 - BOULOGNE

Je soussigné,

Nom

Société

Adresse

Ville

commande le IC MASTER 78 au prix
exceptionnel de 496 fr TTC.

Règlement joint: Chèque ☐ CCP ☐

joindre facture de régularisation ☐

Présenté en boîtier DIL, le NE 5018 incorpore le convertisseur proprement dit mais également la source de tension de référence (5 V), les verrous d'entrée et l'amplificateur de sortie.

Caractéristiques :

- résolution : 8 bits ;
- entrance : 0,01 ;
- référence en tension incorporée : 5 V ajustable extérieurement ;
- précision relative : $\pm 19.10^{-4}$;
- temps de réponse à pleine échelle : 12 μ s ;
- réjection de la tension d'alimentation : ± 1 mV/V ;
- tension d'alimentation : ± 15 V ;
- courant d'alimentation : 8 mA au + 15 V et 10 mA au - 15 V ;
- présentation : boîtier DIL à 22 broches.

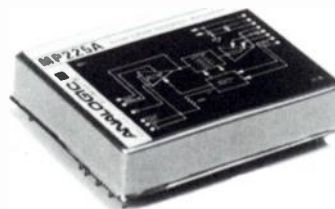
R T C LA RADIOTECHNIQUE COMPELEC,
130, avenue Ledru Rollin, 75540 Paris
Cédex 11 (tél. : 355.44.99).

Service lecteur : inscrivez le n° 256.

AMPLIFICATEUR D'ISOLEMENT A DECOUPAGE

Analogic modèle MP 225 A

La firme américaine Analogic introduit sous la référence MP 225 A, un nouvel amplificateur d'isolement à découpage et à hautes performances destinés à l'amplification de signaux à bas niveau issus de capteurs par exemple.



Caractéristiques :

- niveau d'entrée : ± 10 à ± 100 mV ;
- isolement : 160 dB ;
- tension de réjection en mode commun : 1 000 V crête ;
- linéarité : $\pm 0,015$ % de la pleine échelle ;
- gain réglable par résistance extérieure entre 100 et 1 000 ;
- bruit : 1 μ V entre 0 et 5 Hz ;
- impédance de mode commun : 1 000 M Ω ;
- impédance de sortie : 0,1 Ω ;
- coefficient de température de la tension de décalage : $\pm 0,5$ μ V/ $^{\circ}$ C ;
- coefficient de température du gain : ± 20 ppm de la pleine échelle/ $^{\circ}$ C ;
- présentation : boîtier parallélépipédique de 50 X 60 X 13 mm environ.

Notons que la mise en œuvre de ce dispositif nécessite la présence d'une tension alternative annexe de forme rectangulaire délivrant 28 V crête à crête à 20 kHz.

ANALOGIC (USA). Représentation en France : KONTRON, RN 186, La Boursiadière, 92357 Le Plessis Robinson (tél. : 630.36.72).

Service lecteur : inscrivez le n° 257.

AMPLIFICATEUR HAUTE FRÉQUENCE A LARGE BANDE

E N I modèle 500 M

La firme américaine introduit un nouvel amplificateur à large bande couvrant une bande de fréquence comprise entre 1 et 600 MHz. Ce dispositif permet d'augmenter d'au moins 27 dB le niveau de sortie des générateurs de signaux, des générateurs wobulés et des oscillateurs. Il délivre une puissance de 0,5 W en classe A et est protégé contre les courts-circuits et les circuits ouverts.



E N I (USA). Représentation en France : COMSATEC, 14, rue Baudin, 92300 Levallois Perret (tél. : 757.60.36)

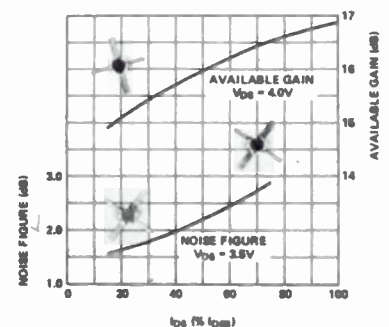
Service lecteur : inscrivez le n° 258.

TRANSISTOR HYPERFRÉQUENCE A EFFET DE CHAMP

Hewlett Packard modèle HFET 1101

La Division Composants de Hewlett-Packard introduit un nouveau transistor à effet de champ à l'arséniure de gallium et à faible bruit, plus particulièrement conçu pour les applications relatives au radar et aux télécommunications.

Ce dispositif délivre, lorsqu'il est accordé pour délivrer la puissance maximale, 35 mW avec un signal d'attaque de + 5 dBm. Il fonctionne dans une bande de fréquences s'étendant de 2 à 12 GHz et peut être utilisé comme dispositif de sortie ou incorporé dans les étages intermédiaires des systèmes de télécommunications terrestres ou par satellite.



Notons qu'il est proposé en boîtier céramique de type HPAC 100A.

HEWLETT PACKARD, Division Composants, BP 70, 91401 Orsay Cédex (tél. : 907.78.25).

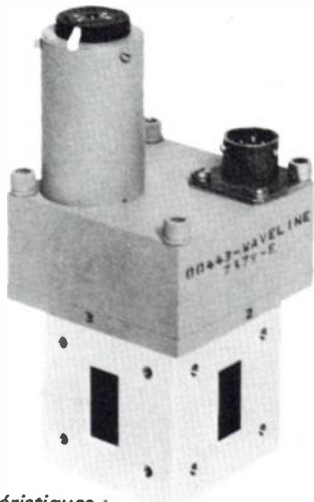
Service lecteur : inscrivez le n° 259.

Service Lecteur : inscrivez le n° 212

**COMMUTATEUR A MOTEUR
POUR GUIDE D'ONDES**

Waveline modèle 79

La firme américaine Waveline introduit un nouveau commutateur bipolaire à deux directions pour guide d'ondes et commandé par moteur. Il est équipé d'un moteur sans balais et présente une très grande précision de positionnement.



Caractéristiques :

- gamme de fréquence : 1,7-40 GHz ;
- taux d'ondes stationnaires : 1,10 au maximum ;
- isolement minimal : 70 dB ;
- positions : 4 fenêtres ;
- tension d'alimentation : 28 V continus ;
- indicateur visuel de la position du rotor ;
- durée de vie minimale : 0,5 M de manœuvres ;
- gamme de température : - 54 à + 100 °C ;
- options : alimentation 115 V alternatifs ; unipolaire à deux directions.

WAVELINE (USA). Représentation en France : Spetelec, Tour Europe, Belle Epine, Europa III, 94532 Rungis Cédex (tél. : 686.56.65).

Service lecteur : inscrivez le n° 260.

**TRANSISTOR HYPERFRÉQUENCE
A EFFET DE CHAMP**

MSC modèle MSC 88 011

La firme américaine MSC introduit un nouveau transistor hyperfréquence de puissance à effet de champ à l'arséniure de gallium capable de délivrer une puissance de 2,5 W à 8 GHz avec 1 dB de compression. Ce dispositif présente un gain de 7 dB à 8 GHz et de 9 dB à 4 GHz. Sa résistance thermique est de 12 °C/W. Il est proposé en boîtier hermétique du type «FLIPAC».

Notons que la grille de ce transistor a une largeur de 6 000 µ et une longueur de 1 µ.

Ce dispositif est destiné à être utilisé dans les systèmes de télécommunications fonctionnant dans une bande de fréquences comprise entre 4 et 10 GHz où il peut éventuellement remplacer des tubes à ondes progressives de faible puissance.

MSC (USA). Représentation en France : Kontron Electronique : BP 99, 78140 Vélizy Villacoublay (tél. : 946.97.22).

Service lecteur : inscrivez le n° 261.

Les petites merveilles

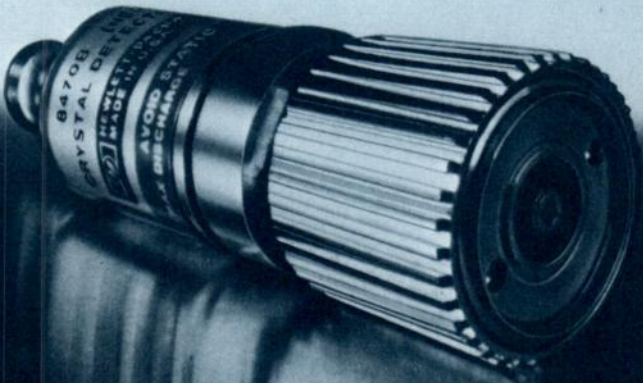
Détecteurs hyperfréquences 8470 B

- de 10 à 18 000 MHz, réponse en fréquence $\pm 0,6$ dB
- nouvelle diode SCHOTTKY à faible seuil assurant un TOS très bas de 1,4 à 18 GHz
- diodes très robustes, protégées, interchangeables
- options connecteurs APC-7, SMA, type N

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



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



Service Lecteur : inscrivez le n° 213

le seul annuaire mondial des C.I. à remise à jour trimestrielle gratuite I.C. MASTER 78



2200 pages de références
indispensables à tout
ingénieur

- liste fabricants de C.I. avec gamme de produits
- tables de sélection par paramètres
- tables d'identification des produits
- répertoire des homologations JAN
- 1800 pages de notes techniques
- tableau des "secondes sources"

OFFRE SPECIALE
SOUSCRIPTION 1978

620 fr moins 20%

(offre limitée) **496fr**

BON de à retourner à
COMMANDE CONSEIL &
PROMOTION

1 rue Damiers 92100 - BOULOGNE

Je soussigné,

Nom

Société

Adresse

Ville

commande le IC MASTER 78 au prix
exceptionnel de 496 fr TTC.

Règlement joint : Chèque ☐ CCP ☐

joindre facture de régularisation ☐

COUPLEURS HYPERFRÉQUENCE MINIATURES

Radiall-Micronde

Le département Micronde de la société française Radiall introduit une nouvelle gamme de coupleurs directionnels hyperfréquence miniatures à réponse plate et équipés de fiches RIM SMA.



Caractéristiques :

- couplage : 10 et 20 dB ;
- bande passante : supérieure à l'octave dans la bande 0,2-12,4 GHz ;
- réponse en fréquence : $\pm 0,3$ dB ;
- précision du couplage : $\pm 0,3$ dB ;

RADIALL, Département Micronde, 101, rue Philibert Hoffmann, ZI Ouest, 93116 Rosny sous-Bois (tél. : 854.80.40).

Service lecteur : inscrivez le n° 262.

ATTÉNUATEURS TÉLÉCOMMANDÉS

Telonic

Telonic présente une nouvelle gamme d'atténuateurs par bonds et télécommandés. Ces dispositifs utilisent une technologie originale à couches épaisses leur assurant une précision élevée et permettant d'agir sur des puissances relativement élevées.

Le solénoïde de commande étant déconnecté, une fois la commutation établie, la consommation de ces atténuateurs est très réduite. La télécommande est réalisée sur un câble à 12 broches muni d'un connecteur adéquat.



La gamme de fréquence couverte par cette série d'atténuateurs s'étend de 0 à 4 GHz, l'impédance étant de 50 Ω et les puissances moyennes commandées étant de 3 W (1 kW de puissance de crête). Différentes versions sont proposées et réalisent une atténuation de 11 dB par bond de 1 dB, de 70 dB ou de 130 dB par bonds de 10 dB.

TELONIC (USA). Représentation en France
Les Equipements Scientifiques, 35, chemin des Roses, 92150 Suresnes (tél. : 772.15.18).

Service lecteur : inscrivez le n° 263.

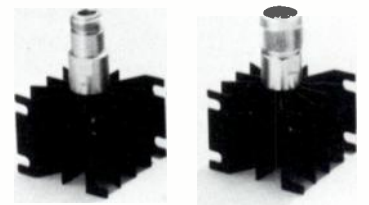
CHARGES HYPERFRÉQUENCE A MOYENNE PUISSANCE

Sage série 9 600

La firme américaine Sage Laboratories propose une nouvelle famille de charges ter-

minales hyperfréquence comprenant actuellement deux modèles :

- le 9 600 H équipé d'un connecteur male de type N ;
- le 9 600 HF équipé d'un connecteur femelle de type N.



Ces dispositifs comportant leur radiateur peuvent dissiper dans une bande de fréquences s'étendant du continu à 5 GHz, 25 W de puissance moyenne avec un taux d'ondes stationnaires de 1,2 : 1.

Ces dispositifs peuvent être fournis, sur demande, avec d'autres types de connecteurs, avec ou sans radiateur.

SAGE LABORATORIES INC, 3 Huron Drive Natick, MA 01760 (USA).

Service lecteur : inscrivez le n° 264.

GÉNÉRATEUR DE NIVEAU-SYNTHÉTISEUR DE FRÉQUENCE

Adret Modèle 2230 A

Le générateur de niveau-synthétiseur de fréquence, modèle 2230 A, est le premier appareil introduit par la société Adret pouvant être fourni, sur option, avec une interface IEC 1976. De ce fait, il peut être inséré dans un système de mesure commandé par calculateur. Cet appareil est essentiellement destiné aux applications se rapportant à la téléphonie.



Ce générateur couvre une bande de fréquence s'étendant de 50 Hz à 1 MHz selon quatre modes :

- sélection numérique de la fréquence à l'aide de 6 commutateurs à levier ;
- programmation extérieure en code BCD ou par l'interface IEC (option) ;
- affichage analogique de la fréquence par potentiomètre gradué, cette possibilité permet une exploration rapide de la bande de fréquence de manière à se placer sur les points intéressants. Un dispositif permet alors de connaître la fréquence de sortie avec la même précision qu'en sélection numérique et trois chiffres significatifs en observant le clignotement de deux voyants ;
- modulation par signaux extérieurs.

Le signal de sortie est simultanément disponible sur 3 voies :

- une sortie principale à 4 impédances commutables par boutons poussoirs : 75 Ω ;

150/600 Ω symétrique avec la possibilité d'établir pour ces deux dernières sorties, une faible impédance de sortie en appuyant sur la touche 0 Ω ;

— une sortie avec des signaux carrés d'amplitude 0-5 ou 0-10 V

— une sortie délivrant un signal décalé en fréquence, par rapport à celui affiché ou programmé, de 4 MHz pour le raccordement à un voltmètre sélectif.

Le niveau de sortie disponible est sélectionné par un commutateur à levier à 4 chiffres. Il peut être compris entre + 19,99 et - 69,99 dBm sur 75 Ω ; + 13 et - 69,99 dBm pour les autres impédances de sortie, la résolution étant de 0,01 dBm. Une touche d'inhibition permettant de ramener le niveau à sa valeur minimale (- 69,99 dBm).

Notons que la fréquence et le niveau sont programmables soit en code BCD, soit à partir d'un bus IEC 1976.

ADRET ELECTRONIQUE, 12-14, avenue V. Komarov, 78190 Trappes (tél. : 051.29.72).

Service lecteur : inscrivez le n° 265.

MULTIMETRE NUMÉRIQUE A 3 1/2 CHIFFRES

Hewlett Packard modèle 3438 A

Hewlett Packard présente un nouveau multimètre numérique équipé d'un interface conforme aux normes IEEE 488 et destiné par conséquent à être inséré dans un système automatique de mesure piloté par ordinateur ou dans un système d'enregistrement de données.



Caractéristiques :

- capacité : 3 1/2 chiffres ;
- fonctions : tensions et courants alternatifs et continus, résistances ;
- fonctionnement : manuel ou automatique (tension et résistance) ;
- tensions continues :
 - gammes de 200 mV à 1200 V à pleine échelle ;
 - précision : 1.10^{-3} de la lecture
 - $\pm 5.10^{-4}$ de la pleine échelle ;
- tensions alternatives :
 - gammes de 200 mV à 1200 V efficaces à pleine échelle ;
 - bande passante : 30 Hz — 100 kHz ;
 - précision : $1.7.10^{-2}$ de la lecture
 - $\pm 2.10^{-3}$ de la pleine échelle ;
- courants continus :
 - gammes de 200 μ A à 2 A à pleine échelle ;
 - précision : 3.10^{-3} de la lecture
 - $\pm 10^{-3}$ de la pleine échelle ;
- courants alternatifs :
 - gammes de 200 μ A à 2 A à pleine échelle ;



ELECTRO-ACOUSTIQUE

S/T/H

Amplificateurs audio 12 à 1 000 W

Application principale :
Publidiffusion à partir de tous les types de moyens de transport.

TV 450



- Puissance de sortie : 2 x 225 W
- Alimentation : 22 à 29 V
- Taux de distorsion $\leq 10\%$
- Bande passante : 250 Hz à 6 kHz

TV 100



- Puissance de sortie : 100 W
- Alimentation : 12 ou 24 V
- Taux de distorsion $\leq 8\%$
- Bande passante : 90 Hz à 13 kHz

Ce département propose également :

- Haut-parleurs, microphones, etc..
- Dispositifs acoustiques spéciaux.
- Ensembles complets de sonorisation.

Documentation sur simple demande à :



Wandel & Goltermann France
APPAREILS DE MESURES ELECTRONIQUES

SOGAR S 156 94 534 RUNG S CEDEX
687. 32.70 - Tél. ex. 260006 W.et G.F.

Nom
Société
Fonction
Adresse
Ville Tél. :

Intéressé par : TV 450 ☐ TV 100 ☐ Autre ☐

Service Lecteur : inscrivez le n° 215

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

**I.C.
MASTER
78**



**2200 pages
de références
indispensables
à tout ingénieur**

- liste fabricants de C.I. avec gamme de produits
- tables de sélection par paramètres
- tables d'identification des produits
- répertoire des homologation JAN
- 1800 pages de notes techniques
- tableau des "secondes sources"

REMISE A JOUR TRIMESTRIELLE GRATUITE

**OFFRE SPECIALE
620fr moins 20%**

(offre limitée)

496fr

**BON de
COMMANDE** à retourner à
**CONSEIL &
PROMOTION**

1 rue Damiers 92100 - BOULOGNE

Je soussigné,

Nom

Société

Adresse

Ville

commande le IC MASTER 78 au prix
exceptionnel de 496 fr TTC.

Règlement joint : Chèque ☐ CCP ☐

joindre facture de régularisation ☐

Service Lecteur : inscrivez le n° 216

bande passante : 10 Hz — 30 kHz ;
précision : $1,7 \cdot 10^{-2}$ de la lecture
 $\pm 210^{-3}$ de la pleine échelle ;

— résistances :
gamme de 10 mΩ à 20 MΩ à pleine
échelle ;

précision : $2 \cdot 10^{-3}$ de la lecture
 $\pm 10^{-3}$ de la pleine échelle ;

protection contre les surcharges et sur-
tension incorporée ;

— alimentation : réseau 110-220 V.

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

Service lecteur : inscrivez le n° 266.

VOLTMETRE VECTORIEL A LARGE BANDE

North Atlantic modèle 321

La société américaine North Atlantic présente un appareil qui a été développé à l'origine sous contrat de la Marine des Etats-Unis. Ce voltmètre vectoriel peut être également utilisé comme détecteur de phase 0° ou comme phasemètre. Il est plus particulièrement destiné aux applications ayant trait à la conception des amplificateurs et des réseaux, à la recherche biomédicale, à la télémessure, etc...



Caractéristiques :

— 13 gammes de tensions de 300 μV à 300 V à pleine échelle ;
— gamme de phase : 0° à 360° en 4 quadrants ;

gamme de fréquence : 10 Hz à 100 kHz ;
— lecture sur indicateur analogique à 60 et 100 divisions ;

— précision : 0,5 à 1,5 % ;

— impédance d'entrée :

signal de référence : 1 MΩ, 47 pF ;

signal de mesure : 10 MΩ, 47 pF ;

— niveau de la référence : 0,15 à 150 V ;

— bruit : $< 10 \mu V$;

— réjection des harmoniques : 40 dB au minimum ;

— alimentation : 110-220 V.

NORTH ATLANTIC (USA). Représentation en France : Technitron, 9, avenue Aristide Briand, 92220 Bagneux (tél. : 657.11.47).

Service lecteur : inscrivez le n° 267.

MULTIMETRE NUMERIQUE

Systron Donner modèle 7344 A

La société Systron Donner introduit un nouveau multimètre numérique équipé d'une interface aux normes IEEE-488 et particulièrement conçu pour être intégré dans un système de mesure commandé par calculateur.

**Salon
international
des Composants
Electroniques**

**3-8 avril 78
Paris**

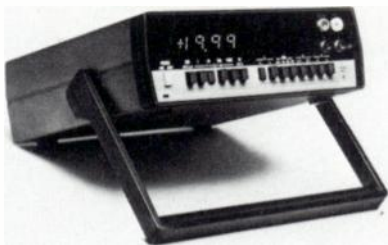
Porte de Versailles - 9h à 18h
Tous les composants électroniques
+ appareils de mesure, matériaux et
produits + équipements et méthodes
pour la fabrication et la mise en
œuvre des composants.

Invitation sur simple demande
SD.S.A. 20, rue Hamelin
F 75116 Paris
Tél. 505.13.17
Télex 630.400 F



**Une excellente
occasion de
prendre
de l'avance.**

Service Lecteur : inscrivez le n° 217



Caractéristiques :

- capacité : 20 000 points ;
- 3 fonctions : tensions continues, tensions alternatives, résistances ;
- changement de gamme : automatique ou manuel ;
- tensions continues :
 - 5 gammes de 10 μ V à 1 000 V ;
 - précision : 2.10^{-4} de la valeur mesurée $\pm 10^{-4}$ de la pleine échelle ;
- tensions alternatives :
 - fréquence maximale : 20 kHz ;
 - facteur de crête : 4 ;
 - type de signaux : indifférent (carré, triangulaire, pulsé, distordu, etc.) ;
- résistances :
 - 10 m Ω à 20 M Ω ;
 - protection contre les surcharges jusqu'à 350 V.

Notons que le même constructeur propose sous la référence 7241 V un multimètre identique pour le laboratoire, pouvant être fourni sans l'interface IEEE 488.

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

Service lecteur : inscrivez le n° 268.

**MULTIMETRE NUMERIQUE
A 3 1/2 CHIFFRES**

Data Precision modèle 1750

Data Precision présente un nouveau multimètre à 6 fonctions et destiné à l'usage général ; cet appareil par ailleurs proposé à un prix particulièrement intéressant.

Caractéristiques :

- capacité : 2 000 points ;
- fonctions : tensions et courants continus ou alternatifs, résistances niveau dBm ;
- tensions continues : 5 gammes de 100 mV à 1 000 V ;
- courants continus : gammes de 100 μ A à 10 A ;
- tensions alternatives en valeur efficace vraie (de 20 Hz à 20 kHz) de 100 mV à 1 000 V ;
- courants alternatifs en valeur efficace vraie :
 - de 100 μ A à 2 A (20 Hz à 20 kHz) ;
 - de 100 μ A à 10 A (20 Hz à 1 kHz) ;
- niveaux de -60 dBm à +20 dBm ;
- résistances de 100 Ω à 20 M Ω ;
- protection incorporée contre les surcharges et les fausses manœuvres.

DATE PRECISION CORPORATION (USA).
Représentation en France : Eurotron, 34, avenue Léon Jouhaux, ZI, 92160 Antony (tél. : 668.10.59).

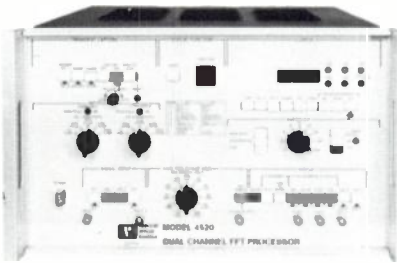
Service lecteur : inscrivez le n° 269.

**ANALYSEUR DE SPECTRE
A DEUX CANAUX**

Princeton Applied Research modèle 4520

Princeton Applied Research présente un nouvel analyseur de spectres par transformée de Fourier rapide et à deux canaux. Cet appareil entièrement numérique permet de calculer en temps réel les fonctions de transfert, les corrélations et de donner les spectres de puissances. Il peut être utilisé en acoustique, en biomédecine, en télécommunications à basse fréquence et servir aux études de bruit et de vibrations. Les deux signaux sont simultanément traités sur 12 gammes de fréquences s'étendant du continu à 40 kHz.

Cet appareil calcule : les spectres de puissance, d'amplitude, les fonctions de cohérence, de transfert, d'auto et d'inter-corrélation, la transformée inverse.



Deux sorties indépendantes permettent la comparaison, la soustraction séquentielle ou simultanée des signaux traités. Il dispose en outre d'une sortie XY pour oscilloscopes ou table traçante, d'un curseur harmonique, et peut être programmé à l'aide de signaux numériques.

PRINCETON APPLIED RESEARCH (USA).
Représentation en France : SSR Instruments Co, BP 93, 91403 Orsay (tél. : 907.17.48).

Service lecteur : inscrivez le n° 270.

**APPAREILS POUR TRANSMISSION DE
DONNÉES**

Nolton modèles Modemulators 1622 et 1623

L'emploi de modems classiques pour la transmission de données à courte distance n'est pas toujours justifié et il semble possible de faire appel à des équipements beaucoup moins coûteux. Aussi, la firme britannique Nolton Communications a-t-elle développé une famille d'appareils synchrones qu'elle a baptisé «Modemulators». Ces appareils sont destinés à se substituer aux modems synchrones rapides à bande étroite pour la transmission de données à courte distance (16 km au maximum) sur ligne privée à 4 fils.

Ces systèmes utilisent la transmission sur paire torsadée à 2 fils afin d'assurer une réjection du bruit satisfaisante, mais il est possible d'utiliser des lignes non chargées à large bande et à couplage alternatif à condition que celles-ci présentent les caractéristiques requises. La modulation de ligne est réalisée à l'aide de circuits à courants différentiels, ce qui permet une transmission rapide sur une ligne de 16 km de long en maintenant une forte immunité au bruit.



**LES ALIMENTATIONS
ET CONVERTISSEURS**

de tension modulaires
au plus juste rapport
dimensions/prix/
puissance disponible

Étude et Fabrication
Française
version civile et
version militaire

4 GAMMES DE SORTIE

- SORTIES SIMPLES
 - 5 V $\times$ 0,5 A ; 5 V $\times$ 1 A
 - 5 V $\times$ 2 A ; 5 V $\times$ 3 A
 - 10 V $\times$ 0,2 A ; 12 V $\times$ 0,2 A, etc.
- SORTIES DOUBLES
 - 2 $\times$ 15 V-0,1 A-0,2 A-0,3 A-0,5 A
 - 2 $\times$ 15 V-1 A-2 A-3 A-3,5 A
 - 2 $\times$ 12 V
 - 2 $\times$ 10 V, etc.
- SORTIES TRIPLES
 - 2 $\times$ 15 V-0,1 A et 5 V-0,5 A
 - 2 $\times$ 15 V-0,2 A et 5 V-0,5 A, etc.
- SORTIES SYMÉTRIQUES < 20 mV_{cac}
 - 2 $\times$ 15 V-0,2 A-0,3 A-0,5 A
 - 2 $\times$ 15 V-1 A-2 A-3 A-3,5 A
 - 2 $\times$ 12 V-0,2 A etc.

**NOUS FABRIQUONS
AUSSI A LA DEMANDE
SUR CAHIER DES
CHARGES OU ÉTUDE**

PUBLICITES REUNIES



26^{bis} rue planchat - 75020 Paris
tél. 370-41-27

Service Lecteur : inscrivez le n° 218

Salon international des Composants Electroniques

3-8 avril 78
Paris

Porte de Versailles - 9h à 18h

Tous les composants électroniques
+ appareils de mesure, matériaux et
produits + équipements et méthodes
pour la fabrication et la mise en
œuvre des composants.

Invitation sur simple demande
S.D.S.A. 20, rue Hamelin
F 75116 Paris
Tél. 505.13.17
Télex 630.400 F



**Vos concurrents,
eux,
y seront...**



Ces appareils sont conformes aux recommandations V 24 et V 35 du CCITT et peuvent fonctionner en demi-duplex ou en duplex intégral avec une vitesse de transmission comprise entre 2 400 et 4 800 bands.

Plusieurs stations éloignées peuvent fonctionner avec une simple station centrale en utilisant une connexion «multipoint». Ces appareils comportent également des circuits de détection et de localisation de pannes.

NOLTON COMMUNICATIONS Ltd, Data Systems Division : Fidings Road, Cheshunt, Hertfordshire, England EN 8 9 TX.

Service lecteur : inscrivez le n° 271.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Service Lecteur

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

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

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

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

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

Service Lecteur : inscrivez le n° 219

colloque international sur les signaux et les images en médecine et en biologie international conference on signals and images in medicine and biology

BIOSIGMA 78
paris 24-28 avril 1978

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

Service Lecteur : inscrivez le n° 220

oe LIVRES RECUS

Direct variational methods and eigen value problems in engineering,

H. LEIPHOLZ,

Noordhoff, Leyden, 1977, 246 p.,
ISBN 90-286-0106-6.

Formulation of the basic problem (29 p.). - The method of Ritz (98 p.). - The method of Galerkin (17 p.). - Connection with other methods (62 p.). - The method of adjoint systems (33 p.). - References (3 p.). - Name and subject index (3 p.).

La machine à écouter. Essai de psychoacoustique,

E. LEIPP,

Masson, Paris, 1977, 260 p.,
ISBN 2-225-45837-5.

Première partie : La machine à écouter (8 p.). - Position du problème. - Problèmes d'images (30 p.). - Un schéma fonctionnel global du système auditif (10 p.). - L'oreille externe (7 p.). - L'oreille moyenne (14 p.). - L'oreille interne (29 p.). - Le cerveau : centre informatique (20 p.). - Performances du système auditif (25 p.). - Le comportement acoustique de l'homme (9 p.). - Conclusion de la première partie (2 p.). - Deuxième partie : Émergence physique et perceptive des signaux (23 p.). - Quelques problèmes pratiques de l'écoute musicale (32 p.). - L'écoute de la parole (15 p.). - L'écoute du bruit (12 p.). - Conclusions générales (4 p.). - Bibliographie (10 p.). - Index alphabétique des matières (11 p.).

Générateurs, lignes, récepteurs,

C. E. MOORHOUSE,

Eyrolles, Paris, 1977, 202 p.

Circuits à courant alternatif en régime permanent. Utilisation des puissances active et réactive (28 p.). - Circuits de liaison. Paramètres fondamentaux (30 p.). - Lieux géométriques - 1 (18 p.). - Lieux géométriques - 2 (12 p.). - Systèmes complexes (20 p.). - Circuits équivalents. Considérations générales (10 p.). - Ligne de transport d'énergie (18 p.). - Transformateur (22 p.). - Machine asynchrone polyphasée (22 p.). - Machine synchrone polyphasée (14 p.). - Changement de grandeur de référence. Formules de transformation (5 p.). - Quadripôle. Matrice de transfert (2 p.).

Introduction aux techniques d'évaluation et de mesure des systèmes informatiques,

A. SARZOTTI,

Eyrolles, Paris, 1977, 288 p.

Préface (10 p.). - Les outils d'évaluation et leur emploi (64 p.). - Ordonnement et classement des grandeurs (38 p.). - Contrôles de vraisemblance et validation des résultats de mesure (18 p.). - Traitements mathématiques et statistiques (38 p.). - Estimations et simulations (28 p.). - Exploitation des conclusions : études de cas (34 p.). - Conclusions (8 p.). - Annexes : Références et bibliographie (8 p.). - Informations générales complémentaires (12 p.). - Présentation des produits outils (27 p.).

Modélisation et méthodes mathématiques,

Y. CHERRUALUT et P. LORRIDAN,

Masson, Paris, 1977, 144 p.,
ISBN 2-225-44022-0.

Interpolation et approximation. Résolution de systèmes linéaires (9 p.). - Équations et systèmes différentiels (7 p.). - Résolution d'équations aux dérivées partielles (14 p.). - Optimisation (11 p.). - Équations intégrales (5 p.). - Analyse compartimentale (10 p.). - Modélisation en cardiologie (23 p.). - Modèles en neurologie (21 p.). - Biomécanique (1 p.). - Respiration (18 p.). - Le rein (20 p.). Bibliographie (4 p.).

(Suite p. 112)

RAYTHEON

- Tubes hyperfréquences
- Tubes de puissance et de commutation Machlett
- Tubes industriels et militaires
- Sous-ensembles hyperfréquences
 - ferrite
 - état solide
- Transistors hyperfréquences
- Composants hyperfréquences
- Composants mécaniques
- Composants magnétiques
- Instruments et calorimètres.
- Tubes cathodiques spéciaux.

GISCO vous invite à lui rendre visite au

SALON DES COMPOSANTS

3-8 avril 1978

STAND 62-64 - ALLÉE 6

GISCO représente aussi

JRC

GISCO s.a.r.l.

40 - 42, rue Mirabeau

94200 IVRY-SUR-SEINE

TELEX 204702 F

GISCO

Tél. : 670.11.58

Service Lecteur : inscrivez le n° 221

UNIVERSITÉ PIERRE-ET-MARIE-CURIE

en collaboration avec le CIEFOP

FORMATION CONTINUE TECHNIQUE DES HYPERFRÉQUENCES

cours, exercices, T.P. - 136 heures

17 semaines

Ingénieurs et techniciens supérieurs

Début : 7 février 1978

Renseignements : 633.10.32

UNIVERSITÉ PIERRE-ET-MARIE-CURIE

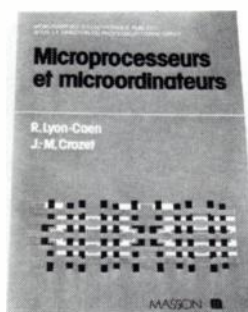
Service Formation Permanente

4, place Jussieu

75230 Paris Cedex 05

Service Lecteur : inscrivez le n° 222

L'EMPLOI DES MICROPROCESSEURS



par Michel AUMIAUX
128 pages, 80 figures, 60 F.
(prix au 01.02.78).

Chez le même éditeur :

Microprocesseurs et
microordinateurs

R. Lyon-Caen et J.-M. Crozet.

MASSON 

Service Lecteur : inscrivez le n° 223

THÉORIE ET TECHNIQUE DE LA TRANSMISSION DES DONNÉES

par Jacques CLAVIER et al.

2^e édition revue.
Collection de l'E.N.S.T.A.

Tome I. Notions fondamentales.
320 pages, 76 figures, 160 F.

Tome II. Système de télé-
informatique.
216 pages, 168 figures, 120 F.
(prix au 15.02.78).

MASSON 

Service Lecteur : inscrivez le n° 224

oe

LIVRES REÇUS

The foundations of cybernetics,

F. H. GEORGE,

Gordon and Breach, London, 1977, 286 p.
ISBN 0-677-05-340-1.

The fundamentals of cybernetics (13 p.). - The notion of feed-back and closed-loop systems (14 p.). - Models in hardware (15 p.). - Logic, semantics and pragmatics (22 p.). - Finite automata (10 p.). - Infinite automata and mathematics (10 p.). - Neural nets (17 p.). - The digital computer in cybernetics (17 p.). - Information theory (16 p.). - Human and animal behaviour (17 p.). - Physiological models (16 p.). - Programmed learning and cybernetics % % % Programmed learning and cybernetics (15 p.). - The problem of artificial intelligence (10 p.). - Inference making on computers (15 p.). - Natural language programming (21 p.). - Pattern recognition (17 p.). - Statistical and probabilistic methods (15 p.). - The next stages in cybernetics (6 p.). - References (10 p.). - Subject index (9 p.). - Author index.

Advanced electronic troubleshooting,

D. CAMERON,

Reston Publishing Co, Reston, 1977, 325 p.,
ISBN 0-87909-002-2.

Basic troubleshooting procedures (27 p.). - AM radio receiver troubleshooting (28 p.). - FM radio receiver troubleshooting (24 p.). - Audio-amplifier troubleshooting (25 p.). - Tape-recorder troubleshooting (21 p.). - Closed-circuit television-camera troubleshooting (16 p.). - Video-tape-recorder troubleshooting (14 p.). - Black-and-white television troubleshooting (22 p.). - Color-television troubleshooting (18 p.). - Specialized radio equipment troubleshooting (18 p.). - Electronic-organ troubleshooting (25 p.). - Digital-equipment troubleshooting (26 p.). - Electronic-instrument troubleshooting (26 p.). - Marine electronic troubleshooting (15 p.). - Resistor color codes (2 p.). - Capacitor color codes (3 p.). - Transistor identification (1 p.). - Index (8 p.).

Angle modulation : The theory of system assessment,

J. H. ROBERTS,

Peter Peregrinus, Stevenage, 1977, 278 p.,
ISBN 0-90122395-6,
(IEE Telecommunications séries 5).

Introduction (4 p.). - Preliminary theory (13 p.). - Instantaneous frequency (21 p.). - Analogue modulation and its representation by a band of gaussian noise (18 p.). - Effects of noise, echoes, and adjacent channel interference on the conventional f.m. receiver (26 p.). - Probability distribution of the instantaneous frequency (8 p.). - Filtering and then demodulating an analogue f.m. wave (42 p.). - F. M. first-order approximation and a treatment of discriminator distortion, limiting, and a.m. to p.m. conversion (28 p.). - Devices for threshold extension and S/D improvement (55 p.). - Digital f.m. and p.m. (51 p.). - Appendix (5 p.). - Index (6 p.).

La programmation dynamique de la maîtrise de la conjoncture à la planification,

A. CHEVALIER,

Bordas, Paris, 1977, 218 p.
ISBN 2-04001394-6.

Étude des phénomènes séquentiels dans les systèmes de décisions des organisations (25 p.). - Analyse des systèmes séquentiels de décisions des organisations en avenir certain (87 p.). - Analyse des systèmes séquentiels de décisions des organisations en avenir aléatoire (44 p.). - Détermination de stratégies constantes à long terme en avenir aléatoire (46 p.). - Conclusion (2 p.). - Annexe : Liens entre la programmation dynamique, la programmation linéaire et le contrôle discret (10 p.). - Bibliographie (3 p.).

GRANULARITÉ LASER

SPECKLE

Applications en optique

par M. FRANÇON

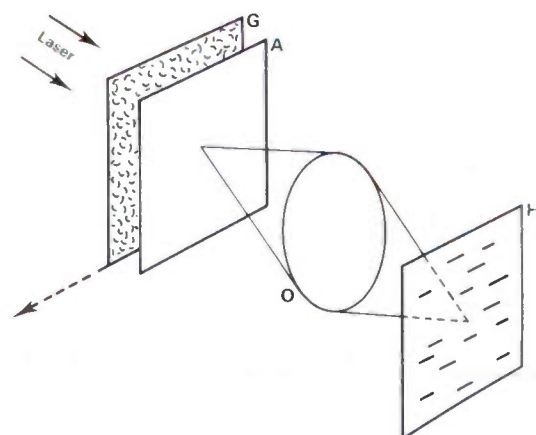
L'ouvrage comporte dix chapitres dont les cinq premiers décrivent les expériences fondamentales réalisées avec les speckles. Les cinq chapitres suivants sont consacrés aux applications suivantes : traitement optique des images modulées par des speckles, déplacement et déformations des objets diffusants, applications en astronomie, rugosité des surfaces, étude des objets transparents, forme moyenne des surfaces diffusantes, fonction de transfert et aberrations des systèmes optiques, amétropies de l'œil, mouvements des objets diffusants.

Granularité laser – speckle –
M. FRANÇON

144 p., 159 fig., 120 F (prix au 15.12.77)

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

MASSON



Stockage d'images sur H par translation du verre dépoli G suivant différentes directions.

GRANDES DIVISIONS DE L'OUVRAGE

Introduction

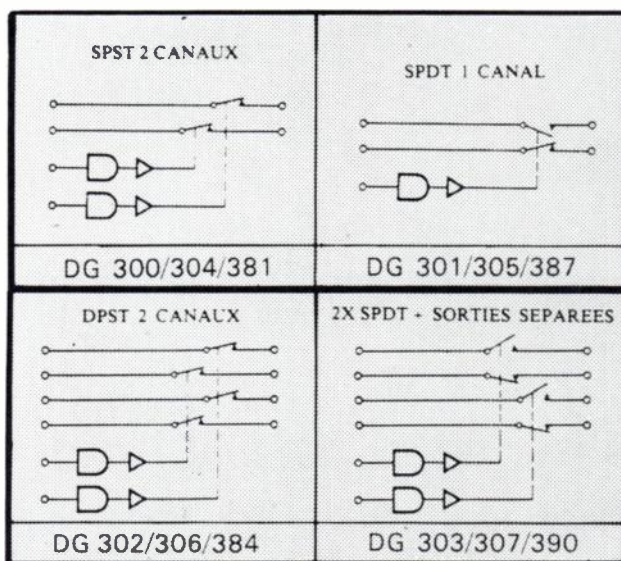
1. Speckle dans l'image d'un objet diffusant éclairé par un laser.
 2. Speckle produit à distance finie par un objet diffusant éclairé par un laser.
 3. Interférences en lumière diffusée.
 4. Interférences produites par superposition photographique de speckles décalés latéralement.
 5. Interférences produites par superposition photographique de speckles décalés longitudinalement.
 6. Traitement optique des images modulées par des speckles.
 7. Etude des déplacements et des déformations d'objets diffusants par enregistrement photographique des speckles.
 8. Speckle en astronomie.
 9. Etude de la rugosité des surfaces.
 10. Applications variées.
- Index.

DG 300

COMMUTATEURS

ANALOGIQUES

RAPIDES



DG 300/301/302/303 : compatibles T.T.L. et CMOS

DG 304/305/306/307 : compatibles CMOS

DG 381/384/387/390 : interchangeables avec la série DG 180.

La série des commutateurs analogiques rapides DG 300, réalisés en technologie C.MOS monolithique, sont aujourd'hui le meilleur compromis vitesse de commutation / Ron / dissipation / prix.

signal analogique : ± 15 V

ton, toff : 150 ns / 130 ns

Ron : $\sim 50 \Omega$

dissipation : 1,8 μ W (DG 304 - 307)

Ces circuits sont disponibles en gamme militaire, industrielle, civile. Ils existent en boîtier métallique TO 100, en boîtiers dual-in-line plastique et céramique-métal.

Fiches techniques et application disponibles chez SILICONIX et ses distributeurs.



Siliconix

70, Avenue du Général de Gaulle - Echât 660
94022 CRÉTEIL Cedex - Tél. : 377-12.51 - Téléc 230 389

DISTRIBUTEURS

Région Parisienne : ALMEX 666-21.12 ; - SCAIB 687-23.13 ; - Est : BALTZINGER (88)33.18.52 ; - Nord : SANELEC (20)97.93.21 ; - Ouest : OUEST COMPOSANTS (99)36.00.58 ; - Sud-Ouest : AQUITAINE COMPOSANTS (56)80.24.70.

Service Lecteur : inscrivez le n° 226

Tubes d'émission pour contre-mesures électroniques (1)*

(3^e Partie)



par Joseph CARRUBBA,

Diplômé du Lowell Technological Institute de la Northeastern University, de l'University of New Hampshire et du Worcester Polytechnic Institute. Directeur de l'unité Produits Militaires à la division Tubes hyperfréquences à la Société Varian Associates.

Varian Associates, Division MEO, 317 Brokaw Road, Santa Clara, California 95050.

RÉSUMÉ

La troisième partie de cet article traite des problèmes soulevés par les caractéristiques de phase des TOP et du choix du type d'alimentation du système.

Lorsque le niveau du signal d'entrée d'un TOP augmente, la phase relative du signal de sortie varie dans des proportions telles qu'il convient d'appliquer au tube, une correction de manière à ramener ces variations de phase à des valeurs compatibles avec les caractéristiques du système. Pour réaliser cette correction on utilise un circuit de contre-réaction.

Le choix d'un type d'alimentation constitue un élément déterminant dans la sélection du système final. Pour des raisons pratiques, l'auteur a retenu un réseau primaire triphasé à 110 V, 400 Hz. Les schémas des amplificateurs sont donnés dans le cas où un seul TOP à haute puissance est utilisé et dans le cas où des tubes de petite puissance sont associés en parallèle. On remarque qu'il n'existe pas à l'heure actuelle de TOP à haute puissance couvrant en totalité la bande 12-18 GHz.

Le refroidissement des TOP à haute puissance s'effectue par circulation de liquide alors que celui des TOP à faible puissance associés en parallèle utilise la ventilation forcée moins fragile, moins coûteuse et moins encombrante.

Les autres comparaisons ont ensuite porté sur trois cas :

- utilisation de TOP de forte puissance;
- utilisation de TOP de puissance plus faible équipés d'alimentations communes à des groupes de 4 tubes;
- utilisation de TOP de puissance plus faible équipés d'alimentations séparées pour chaque tube.

Les résultats de ces comparaisons montrent que l'unique avantage procuré par l'utilisation de tubes à haute puissance est le faible nombre d'alimentations; par contre, la puissance consommée est plus importante, la fiabilité beaucoup moins grande, le poids plus important et le prix plus élevé. Dans le cas de l'utilisation TOP associés en parallèle, l'emploi d'alimentations communes réduit de manière appréciable le coût, l'encombrement et le poids.

CARACTÉRISTIQUES DE PHASE DES TOP

Lorsque le niveau du signal d'entrée d'un TOP augmente, la phase relative du signal de sortie varie. Ce phénomène est causé par le ralentissement du courant d'électrons provoqué par l'extraction d'énergie. La variation de phase peut atteindre 100° à la saturation. Dans les cas où les spécifications opérationnelles ne tolèrent que de faibles variations de phase, le niveau utile de sortie du TOP se trouve sérieusement diminué.

(1) Article de l'International Countermeasures Handbook, première édition 1975-1976, reproduit avec l'aimable autorisation de EW Communications, Inc, Palo Alto, CA 94303, USA.

Reprinted from the International Countermeasures Handbook, first edition 1975-1976, EW Communications, Inc, Palo Alto, CA 94303, USA.

* La 1^{re} partie de cet article est parue dans le n° 12, p. 766, 1977; la 2^e dans le n° 1, p. 56, 1978.

SUMMARY (Part 3)

ECM Transmit tubes,

by J. CARRUBBA (Varian, USA).

The third part of this paper deals with the control of TWT phase characteristics and with power supply configuration.

As the input signal of a TWT is increased, the relative phase of the output changes so that the output power can be severely limited. It is necessary to apply a phase correcting signal to the tube.

A major design area that must be considered before selecting a final system design is the power supply because this area affects cost, size, weight and reliability.

The following power supply configurations are investigated :

- use of a separate power supply for each tube;
- use of a common power supply for four tubes.

Analyses are conducted for both use of a single high power RF device and also for paralleled RF devices. The author observes that no singular high power RF device that can cover the 12-18 range is available.

For technical reasons (size, reliability, etc), a 110 V, 3 phases, 400 Hz prime power is considered.

In comparing cooling types, the parallel tube approach is more favorable being air cooled for it does not require the cost, size, weight and complexity of a liquid-cooled system used in the single high power device design.

The unique advantage of the single high power device approach is in the low number of power supplies required, but in terms of power consumption, reliability, volume, weight and cost, the parallel tubes approach is more favorable.

The use of common power supply in the parallel devices design reduces weight, volume and cost.

Pour certaines applications, cette limitation peut être surmontée, dans une large mesure, en appliquant un signal de correction de phase au tube. On peut obtenir une excellente correction sur une gamme étendue de puissances de sortie et de fréquences en prélevant le signal de correction sur la sortie hyperfréquence.

Pour des niveaux de puissance de sortie au-dessous de la saturation, la valeur théorique de la variation de phase en fonction de la puissance est donnée par :

$$\Delta\Phi = A_1 \frac{P_{\text{sortie}}}{C I_0 V_0} \quad (1)$$

où A_1 représente un facteur dépendant des caractéristiques opérationnelles du tube.

Si la tension de correction V_c est proportionnelle à la

puissance de sortie P_{sortie} c'est-à-dire lorsque :

$$V_c = A_2 P_{\text{sortie}} \quad (2)$$

et si cette tension est appliquée à un élément du tube avec une sensibilité de degrés par volt, la variation totale de phase en fonction de la puissance de sortie est alors :

$$\Delta\Phi = A_1 \frac{P_{\text{sortie}}}{CI_0 V_0} + \alpha V_c \quad (3)$$

$$= P_{\text{sortie}} \frac{A_1}{CI_0 V_0} + \alpha A_2 \quad (4)$$

Le facteur entre parenthèses peut être rendu égal à zéro en choisissant convenablement A_2

$$A_2 = - \frac{A_1}{\alpha CI_0 V_0} \quad (5)$$

En général, tous les facteurs de cette dernière équation sauf I_0 et V_0 dépendent de la fréquence, si bien que la compensation exacte ne peut être obtenue qu'à une seule fréquence. Toutefois, A_1 et A_2 sont en général pratiquement constants et la nature du facteur de sensibilité est telle que sa valeur augmente linéairement avec la fréquence. En particulier, si la tension de correction est appliquée à l'hélice ; c'est-à-dire si :

$$\alpha_R = A_3 N$$

où N est le nombre de longueurs d'onde dans le faisceau, directement proportionnel à la fréquence. En reportant la valeur de la tension de correction dans l'équation (5) on obtient :

$$A_2 = - \frac{A_1}{A_3 N CI_0 V_0}$$

Cette équation montre que dans la mesure où A_1 , A_3 et le produit CN sont constants, la correction est indépendante de la fréquence. Une condition habituelle de fonctionnement en large bande d'un TOP est que la valeur du produit CN soit relativement constante. Avec une circuiterie adaptée, la variation de A_2 en fonction de la fréquence peut être utilisée pour compenser les variations des autres paramètres et permettre une excellente correction de la phase sur une gamme étendue de fréquences.

Puisque la boucle de contre-réaction n'est pas fermée, il n'y a pas de signal d'erreur et les corrections très exactes peuvent être réalisées. En fait, une « surcorrection » est possible sans instabilité.

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Les mesures ont été effectuées sur un amplificateur de faible puissance à TOP fonctionnant dans la bande X (8-14 GHz). La tension de correction est prélevée selon deux méthodes différentes.

Dans le premier cas, la puissance de sortie est prélevée à l'aide d'un coupleur directionnel et détectée par un bolomètre et un puissance-mètre, la sortie du puissance-mètre délivrant une tension continue linéairement proportionnelle à la puissance hyperfréquence. Cette tension une fois amplifiée, est appliquée sur l'hélice du TOP avec la polarité convenable de manière à augmenter la tension d'hélice avec la puissance de sortie. Le tube est relié à un pont de phase et

toute variation de la phase à la sortie et de la puissance de sortie est enregistrée sur une table traçante XY, au fur et à mesure que le niveau d'entrée augmente.

La figure 22 montre les résultats expérimentaux à fréquence fixe, le gain de l'amplificateur à courant continu étant le paramètre. On peut constater que l'on obtient une bonne correction de phase même au voisinage de la saturation. La « cassure » dans les courbes supérieures est provoquée par la saturation de l'amplificateur continu.

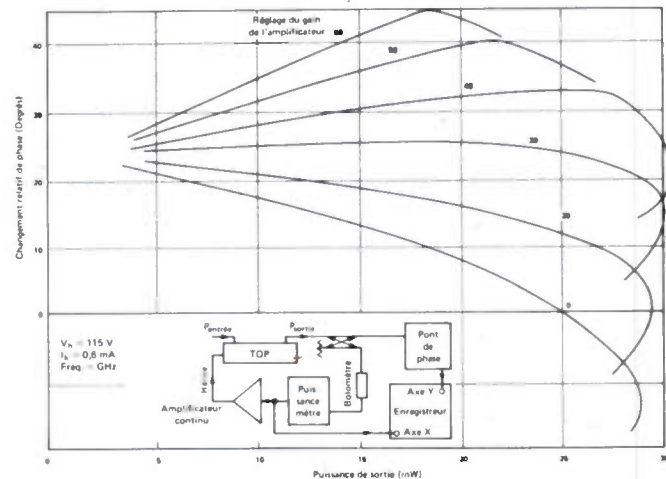


Fig. 22. — Réponse en phase d'un TOP en fonction du gain.

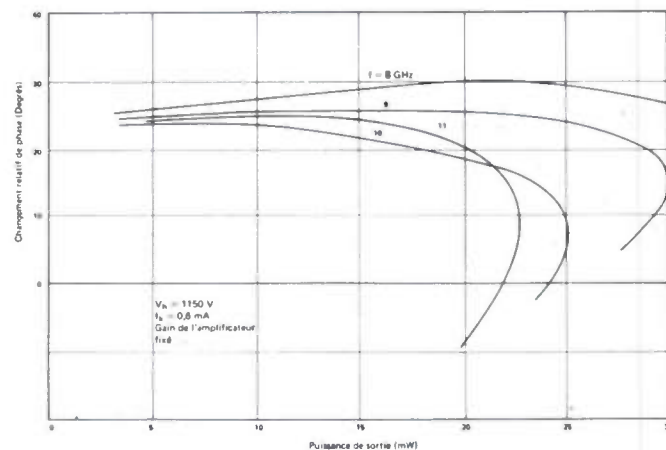


Fig. 23. — Réponse en phase d'un TOP compensé en phase.

La figure 23 montre les résultats expérimentaux dans le cas où les paramètres de fonctionnement du tube sont maintenus constants tout comme le gain de l'amplificateur continu. Les courbes sont relatives à des fréquences différentes ; on constate qu'une correction sur une large bande de fréquences est possible.

Dans le système décrit plus haut, la valeur du temps de réponse (quelques dixièmes de seconde) était limitée par les caractéristiques du puissance-mètre. Aussi, afin d'améliorer le temps de réponse, une seconde méthode de prélèvement de la tension de correction a été utilisée. Un détecteur à semiconducteur présentant une loi quadratique précède un amplificateur à large bande (5 Hz-2 MHz). Le temps de montée total de ce système connecté au TOP s'établit à 0.5 μ s environ sans dépassement. Avec des impulsions brèves (1-20 μ s), la correction de phase obtenue est la même que dans le précédent système, après que la tension de correction

ait atteint sa valeur maximale. Un amplificateur avec une bande passante descendant jusqu'au continu aurait permis les corrections pour toute longueur d'impulsion, y compris pour le fonctionnement en ondes entretenues.

LES ALIMENTATIONS : CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

Il s'agit dans cette partie, d'étudier les divers types d'alimentations susceptibles de présenter, pour les tubes hyperfréquences retenus, les caractéristiques en puissance et en fréquence requises. Cette étude porte à la fois sur l'emploi d'alimentations séparées pour chaque tube ou communes à des groupes de 4 tubes au maximum et concerne la réalisation d'amplificateurs délivrant en sortie une puissance de 1 kW.

Les paragraphes qui suivent donnent les schémas généraux pour diverses combinaisons d'amplificateurs classés en fonction de la bande de fréquences couvertes. Ces schémas sont utilisés pour la comparaison des caractéristiques des alimentations.

Lors du choix d'un système définitif, il est très important de prendre en considération l'alimentation car celle-ci influe de manière très sensible sur le prix, l'encombrement, le poids et la fiabilité d'un sous-système.

L'objet de cette partie est de trouver la configuration optimale de l'alimentation. Deux configurations sont examinées : une alimentation séparée pour chacun des tubes et une alimentation commune à 4 tubes. Des analyses séparées sont menées pour les cas où l'on emploie soit un seul tube à haute puissance soit des tubes associés en parallèle.

L'étude sur les alimentations a été réalisée en prenant en

considération les trois types de réseau primaire suivants :

- 115 V, triphasé, à 400 Hz,
- 115 V, triphasé, à 2 400 Hz,
- 115 V, triphasé, à 4 000 Hz.

Ces réseaux primaires ne diffèrent que par la fréquence. La valeur de cette fréquence a une grande influence sur la taille des circuits magnétiques. Aux puissances mises en jeu dans notre cas, ce sont les circuits magnétiques des alimentations des cathodes ou des collecteurs qui sont les plus encombrants. L'expérience montre que ces circuits magnétiques doivent avoir un volume aussi réduit que possible à cause de la dissipation thermique et de la nécessité de prévoir des tolérances adéquates et un isolement haute tension suffisant. En général, les considérations précédentes annulent les avantages des fréquences élevées et la fréquence de 400 Hz semble être la plus pratique. En utilisant des méthodes de redressement classiques, le ronflement est relativement faible et devient encore plus faible après filtrage car celui-ci est effectué à la fréquence de 4 800 Hz. Le ronflement est ainsi amené à une valeur inférieure au seuil imposé par les caractéristiques en modulation d'amplitude et de phase du système.

La suite ne concerne donc qu'un réseau 110 V, triphasé et à 400 Hz.

ALIMENTATIONS POUR LES AMPLIFICATEURS HYPERFRÉQUENCE ÉTUDIÉS

Les tableaux III à V illustrent les différents compromis réalisés sur les alimentations. Les caractéristiques ont été relevées sur des systèmes dont les schémas sont donnés aux figures 24 et 25.

TABLEAU III

Tableau résumé des caractéristiques du système à alimentations séparées et utilisant un seul tube à haute puissance.

Figure n°	24a	24b	24c	24d	24e	Totaux
Fréquence (GHz)	0,7-1,46	1-2	2-4	4-8,2	8-12,4	
Nombre de tubes	1	1	1	1	1	
Puissance d'alimentation (kW)	10	10	10	10	10	
Refroidissement		par circulation de liquide				
Poids unitaire (kg)	34	34	20,4	20,4	34	142,8
Nombre d'alimentations	1	1	1	1	1	5
Volume unitaire (dm³)	15,5	15,5	15,5	15,5	15,5	63,1
Prix par quantité de 200 (1 000 \$)	10-20	15-20	10-15	10-15	15-20	95-120

Remarque : il n'existe pas sur le marché au moment où l'article est écrit de dispositif simple couvrant la bande 12-18 GHz.

TABLEAU IV

Tableau résumé des caractéristiques du système à alimentations séparées et utilisant des tubes associés en parallèle.

Figure n°	25a	25b	25c	25d	25e	25f	Totaux
Fréquence (GHz)	0,7 à 1,46	1 à 2	2 à 4	4 à 8,2	8 à 12,4	12 à 18	
Puissance d'alimentation (kW)	2,2	2,2	2,2	1	1	0,6	
Type de refroidissement			par circulation forcée d'air				
Poids unitaire (kg)	10	10	10	9	9	8,2	
Nombre d'alimentations	2	2	2	4	4	8	22
Poids total	20	20	20	36	36	65	193
Volume unitaire (dm³)	4,56	4,56	4,56	4,1	4,1	2,9	
Volume total (dm³)	9,2	9,2	9,2	16,4	16,4	83	144
Prix par quantité de 200 (1 000 \$)	12-15	12-15	12-15	20-25	20-25	28-33	105-135

TABLEAU V

Tableau résumé des caractéristiques du système à alimentation commune pour 4 tubes et utilisant des tubes associés en parallèle.

Figure n°	25a	25b	25c	25d	25e	25f	Totaux
Modèle de tube	VTL 6242	VTL 6242	VTS 6252	VTS 6262	VTX 6282	VTU 6295	
Puissance d'alimentation (kW)	2,2	2,2	2,2	4	4	2,5	
Poids unitaire (kg)	10	10	10	14,1	14,1	10	
Nombre d'alimentations	2	2	2	1	1	2	10
Poids total (kg)	20	20	20	14,1	14,1	20	≈ 116
Volume unitaire	4,56	4,56	4,56	8,2	8,2	4,56	
Volume total	9,1	9,1	9,1	8,2	8,2	9,1	52,8
Prix par quantité de 200 (1 000 \$)	12-15	12-15	12-15	8-13	8-13	12-15	64-95

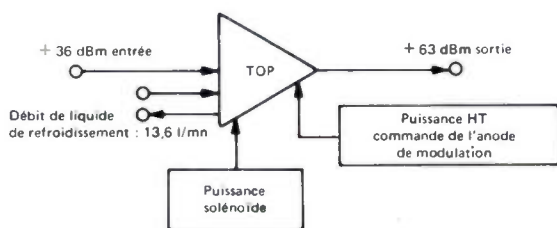


Fig. 24a. — Amplificateur en ondes entretenues (1 kW; 0,7-1,46 GHz).

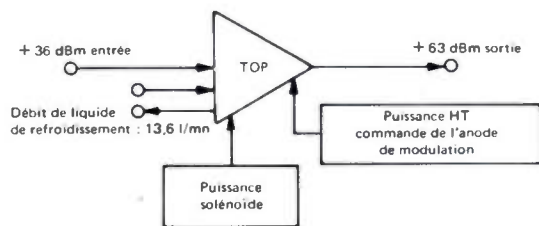


Fig. 24b. — Amplificateur en ondes entretenues (1 kW; 1-2 GHz).

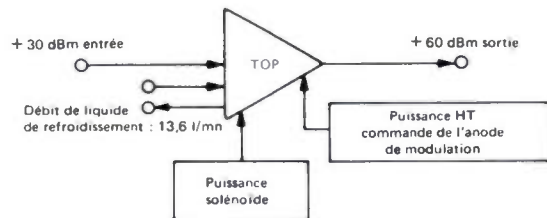


Fig. 24c. — Amplificateur en ondes entretenues (1 kW; 2-4 GHz).

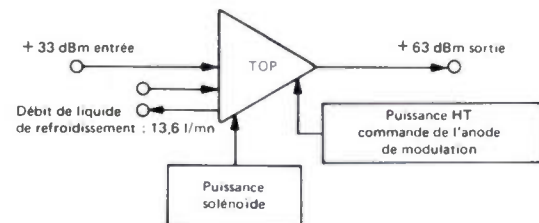


Fig. 24d. — Amplificateur en ondes entretenues (1 kW; 8-12,4 GHz).

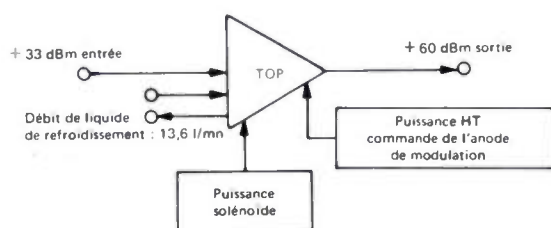


Fig. 24e. — Amplificateur en ondes entretenues (1 kW; 8-12,4 GHz).

Les figures 24 sont relatives au cas où un unique TOP de puissance est utilisé et fonctionne en ondes entretenues, on constate qu'il n'existe pas actuellement de dispositif de puissance capable de couvrir en totalité la bande de fréquence allant de 12 à 18 GHz.

Les figures 25 concernent le cas où des TOP sont associés en parallèle et couvrent toutes les bandes de fréquences requises avec les puissances nécessaires.

Le tableau III donne les caractéristiques relevées dans le cas où un seul TOP à haute puissance est utilisé.

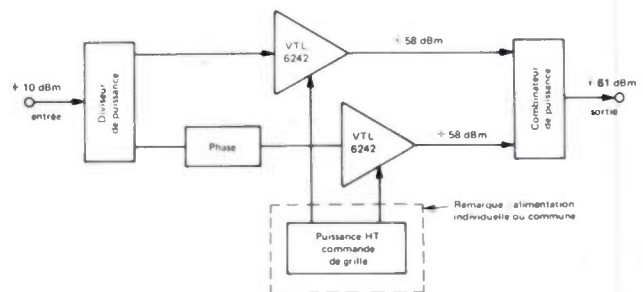


Fig. 25a. — Amplificateur en ondes entretenues (1,25 kW; 0,7-1,46 GHz).

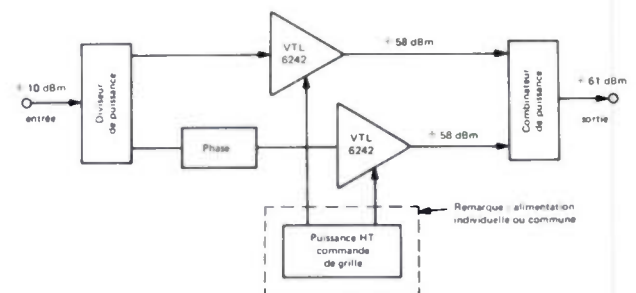


Fig. 25b. — Amplificateur en ondes entretenues (1,25 kW; 1-2 GHz).

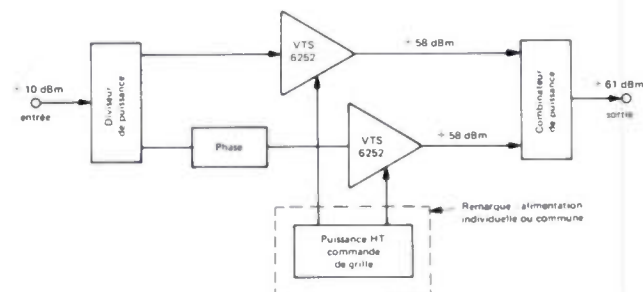


Fig. 25c. — Amplificateur en ondes entretenues (1,25 kW; 2-4 GHz).

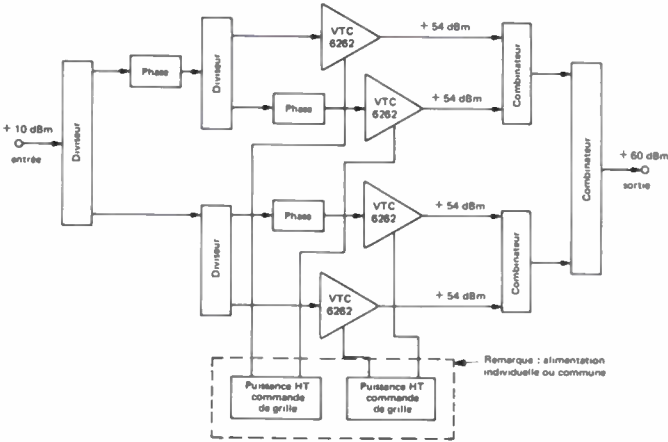


Fig. 25d. — Amplificateur en ondes entretenues (1 kW; 4-8,2 GHz).

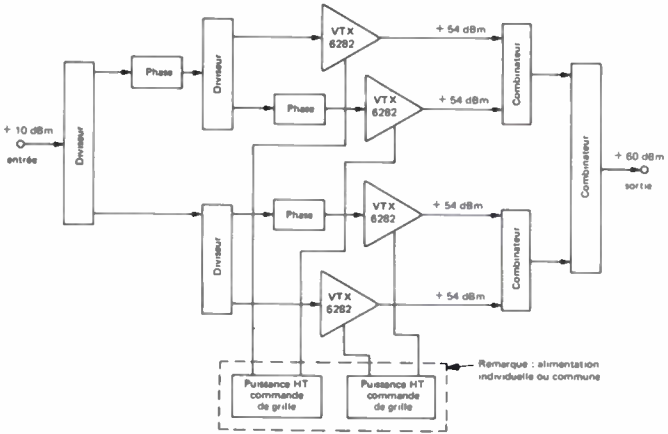


Fig. 25e. — Amplificateur en ondes entretenues (1 kW; 8-12,4 GHz).

Le tableau IV présente les caractéristiques dans le cas où des TOP sont associés en parallèle et utilisent des alimentations séparées.

Le tableau V diffère du tableau IV par l'emploi d'alimentations communes à 4 TOP. Notons que l'emploi d'alimentations communes n'est possible que dans le cas de tubes associés en parallèle car les puissances d'alimentations requises sont beaucoup plus faibles que dans le cas où un seul tube de très haute puissance est utilisé.

Le tableau VI donne les résultats des comparaisons entre les tableaux III et IV relatifs à l'utilisation d'alimentations séparées.

Sur le plan du nombre d'alimentations, la solution mettant en œuvre des tubes à très haute puissance est très intéressante. Sur le plan du refroidissement, la solution

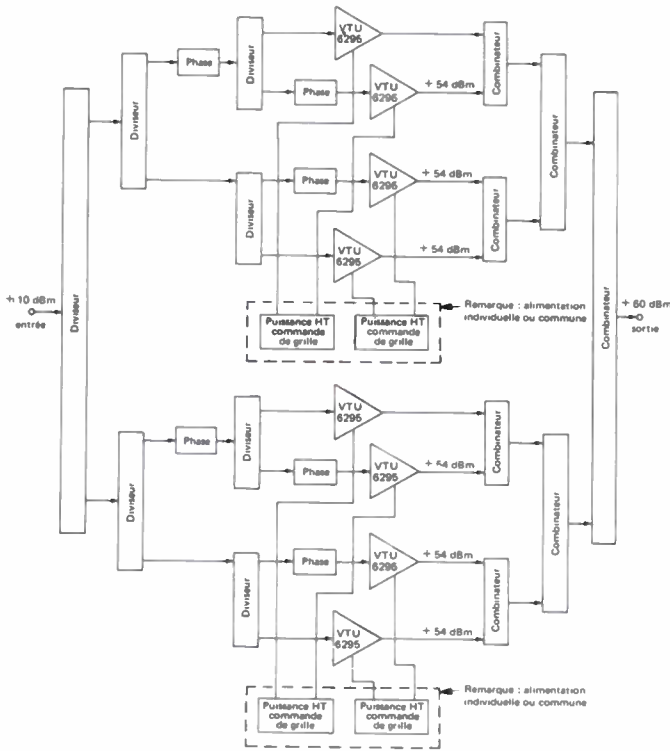


Fig. 25f. — Amplificateur en ondes entretenues (1 kW; 12-18 GHz).

mettant en œuvre des tubes associés en parallèle est meilleure, car le refroidissement par circulation forcée d'air est plus simple et moins encombrant, plus économique que le refroidissement par liquide. Ainsi les facteurs de réduction de volume et de poids résultant des comparaisons des tableaux III et IV sont respectivement de 4,8 et de 1,6. D'autre part, la solution faisant appel à des tubes en parallèle s'avère être moins onéreuse que la solution faisant appel à des TOP de haute puissance.

On peut également ajouter que le facteur de risque pour la production d'alimentation pour TOP en parallèle est plus faible, en raison des tensions plus faibles mises en jeu.

La comparaison des caractéristiques montre qu'en dépit du nombre d'alimentations utilisées, l'approche utilisant des tubes associés en parallèle est la plus favorable.

CONFIGURATION A TUBES ASSOCIÉS EN PARALLÈLE

Comparaison entre les systèmes à alimentations séparées et à alimentations communes

Le tableau VII résume les résultats de cette comparaison et inclut également le cas où un seul dispositif à haute

TABLEAU VI
Tableau comparatif des systèmes à tubes à haute puissance et à tubes associés en parallèle dans le cas d'alimentations séparées.

	Un seul dispositif hyperfréquence de puissance	Dispositifs de puissance associés en parallèle (caractéristiques du tableau IV)
Nombre d'alimentations	8	22
Type de refroidissement	par circulation de liquide	par circulation forcée d'air
Poids total (kg)	326	197,5
Volume total (dm ³)	396	82
Prix par quantité de 200 (1 000 \$)	95 à 125	100 à 135

TABLEAU VII

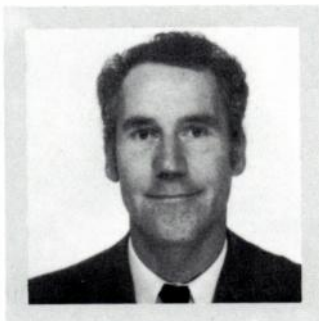
Tableau comparatif des systèmes à tube à haute puissance et à tubes associés en parallèle (les chiffres entre [] donnent le classement par intérêt décroissant des caractéristiques).

	Alimentation séparée pour chacun des tubes		TOP en parallèle
	TOP à haute puissance	TOP en parallèle	alimentation commune à des groupes de 4 tubes
Nombre d'alimentations	8 [1]	22 [3]	10 [2]
Refroidissement	liquide [3]	par circulation forcée [1]	par circulation forcée d'air [1]
Poids total (kg)	321.6 [3]	197 [2]	116 [1]
Volume (dm ³)	396 [3]	82 [2]	39.6 [1]
Prix par quantité de 200 (1 000 \$)	95-125 [3]	100-135 [2]	64-95 [1]

puissance est utilisé. Le classement indique que l'approche mettant en œuvre des tubes associés en parallèle et utilisant une alimentation commune est la plus attrayante sur les plans du nombre d'alimentations, du poids, de l'encombre-

ment et du prix. D'une manière générale l'emploi de tubes à faible puissance associés en parallèle assure une couverture totale de la bande et une fiabilité plus grande; ce dernier point est très important pour les applications militaires.

Problèmes spécifiques du filtrage de la voie téléphonique dans les systèmes analogiques (1)



par P. LOYEZ (2),

Ingénieur des Télécommunications, chargé du Groupe « Réseaux électriques et Transducteurs » au Centre National d'Études des Télécommunications (Groupe TCR/DEF).

CNET, 38, avenue du Général-Leclerc,
92131 Issy-les-Moulineaux.

RÉSUMÉ

Cet article expose l'ensemble des spécifications imposées aux filtres de voie téléphonique pour former un multiplex analogique de 12 canaux dans la bande normalisée 60-108 kHz. Les contraintes imposées par la réduction du coût et de l'encombrement justifient la recherche de technologies nouvelles dont on compare les possibilités.

SUMMARY

Specifications for voice channel filter in analog systems

Trends for size, consumption and cost reduction of multiplex equipment implies new technologies whose performances are compared.

INTRODUCTION

Dans la conception des systèmes de transmission analogique à grande capacité, les téléphonistes ont toujours porté une grande attention aux problèmes de filtrage, en raison de leur importance technique et économique. *Technique*, parce que le filtrage conditionne la protection des voies contre les perturbations (bruit, distorsion, diaphonie). *Économique*, parce que le filtrage représente actuellement près de 55 % du coût de la voie dans l'équipement terminal d'une liaison à grande distance.

En raison même de l'importance du Groupe Primaire comme unité de traitement téléphonique (3), la réduction du coût devient un objectif prioritaire. La miniaturisation et la diminution de la consommation dans l'équipement restent cependant des aspects essentiels qui conditionnent la possibilité d'augmenter la capacité des cadres normalisés installés dans des locaux techniques déjà très chargés. L'amélioration des performances et, en particulier, une meilleure fiabilité débouchant sur des procédures de maintenance simplifiées, restent enfin le souci permanent des équipes chargées de l'élaboration d'un nouveau matériel.

Toutes ces raisons justifient l'effort des spécialistes du filtrage pour explorer de nouvelles voies et, plus particulièrement, celles qui permettent une automatisation poussée de la fabrication, avec incidence favorable sur le coût et sur l'homogénéité de la production.

Indépendamment de la recherche d'une solution industrielle répondant aux objectifs précités, il convient de retenir des techniques de filtrage conduisant à un optimum technico-économique au niveau global de l'unité de formation du Groupe Primaire. A cet égard, l'organisation électrique de la voie et le choix du plan de transposition apparaissent comme déterminants.

1. ORGANISATION DE LA VOIE. CHOIX DU PLAN DE TRANSPOSITION

L'organisation d'une liaison de transmission analogique à grande distance basée sur une conception modulaire à Groupes Primaires, Secondaires, Tertiaires et Quaternaires est rappelée dans la figure 1.

La formation du Groupe Primaire de base se fait classiquement par transposition unique (dite modulation directe) ou par double transposition avec prémodulation (1) comme le rappelle la figure 2. Dans tous les cas, la *transmission à bande latérale unique* nécessite un filtrage en sortie de modulateurs de façon à séparer les produits indésirables de modulation et de bruit de la bande utile. Un critère important est la « banalisation » de ce filtre de voie consistant à bloquer en un organe unique toute la sélectivité du canal de transmission. A ce titre, le choix d'un plan à fréquence de modulation unique placée haut dans le spectre va dans le sens d'une simplification extrême de la carte de voie, si les produits indésirables de modulation se trouvent effectivement rejetés au-dessus du Groupe Primaire. Dans ce cas, on aboutit à la disposition classique de la figure 3. Quand on examine la difficulté de réalisation d'un filtre de

(1) Article reçu le 10 octobre 1977 et accepté le 28 octobre 1977.

(2) Membre SEE.

(3) Le réseau téléphonique français comprend plus de 20 000 Groupes Primaires actuellement en service. Un Groupe Primaire, formé à partir de 12 voies téléphoniques de bande de base 0,3-3,4 kHz et occupant la bande 60-108 kHz, constitue la première étape de transposition en fréquence dans un système de transmission exploité selon le principe des courants porteurs.

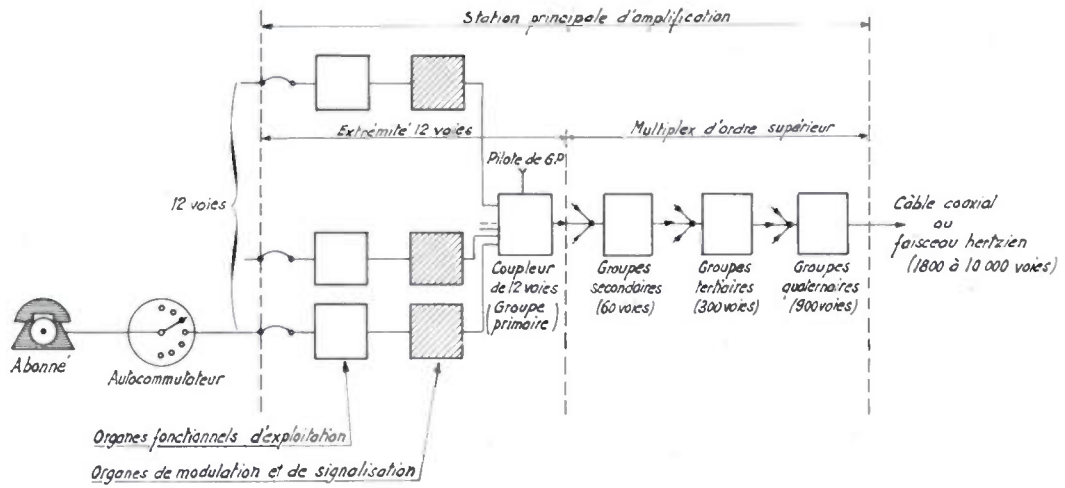


Fig. 1. — Organisation générale d'une liaison téléphonique à courants porteurs à grande distance.

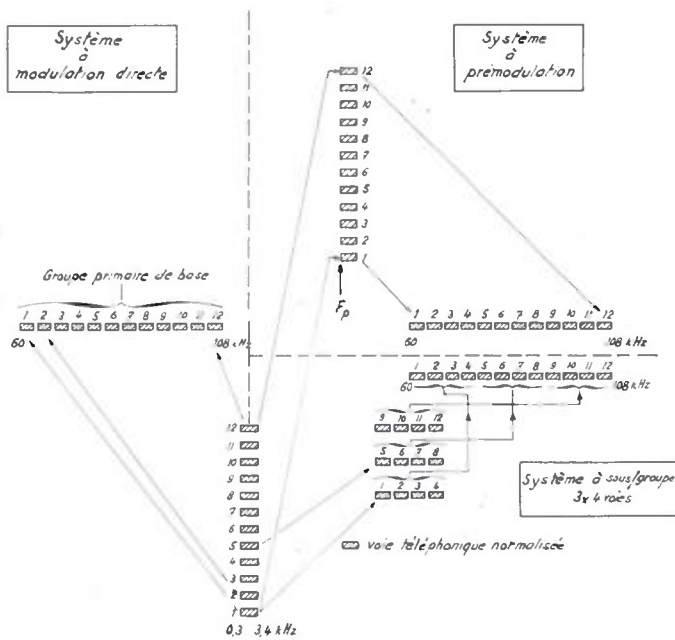


Fig. 2. — Exemples de plans de transposition en fréquence pour formation d'un groupe primaire de base de 12 voies téléphoniques.

transposition unique à fréquence donnée, il doit être tenu compte de la stabilité et du facteur de qualité des éléments disponibles à cette fréquence, les exigences étant d'autant plus sévères que la fréquence de prémodulation est élevée (1, 2).

En effet, l'écart absolu entre bandes latérales étant constant et égal à $2f$, f étant la fréquence la plus basse à transmettre (ici 300 Hz), on aboutit à un écart relatif interbande variant comme l'inverse de la fréquence de prémodulation : 2,5 % pour 24 kHz — 0,4 % pour 128 kHz — 0,24 % pour 250 kHz — 0,024 % pour 2,5 MHz. La recherche d'un compromis entre la solution à filtre unique qui simplifie la structure de voie complète, mais réclame une fréquence de prémodulation élevée, et la solution à filtrage réparti moins économique, est donc impérative.

Ces considérations peuvent finalement se résumer à l'examen du diagramme de la figure 4 qui montre les domaines de fréquence favorables à chacune des technologies possibles actuellement, à savoir :

- filtres à inductances - capacités;

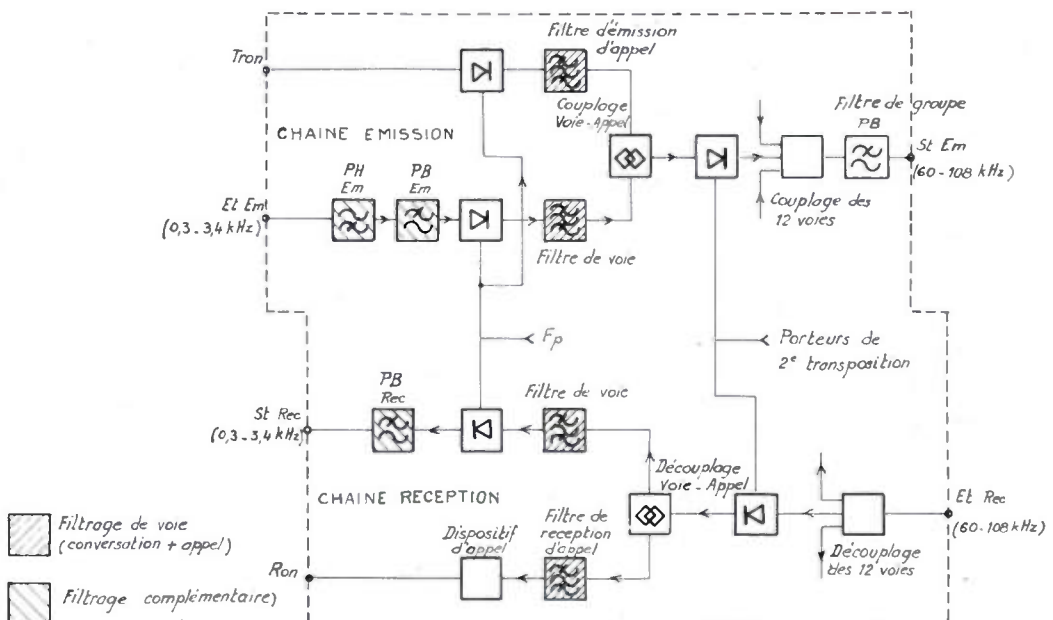


Fig. 3. — Organisation des étages de modulation pour formation d'un groupe primaire (système à prémodulation de fréquence F_p située au-dessus du groupe primaire).

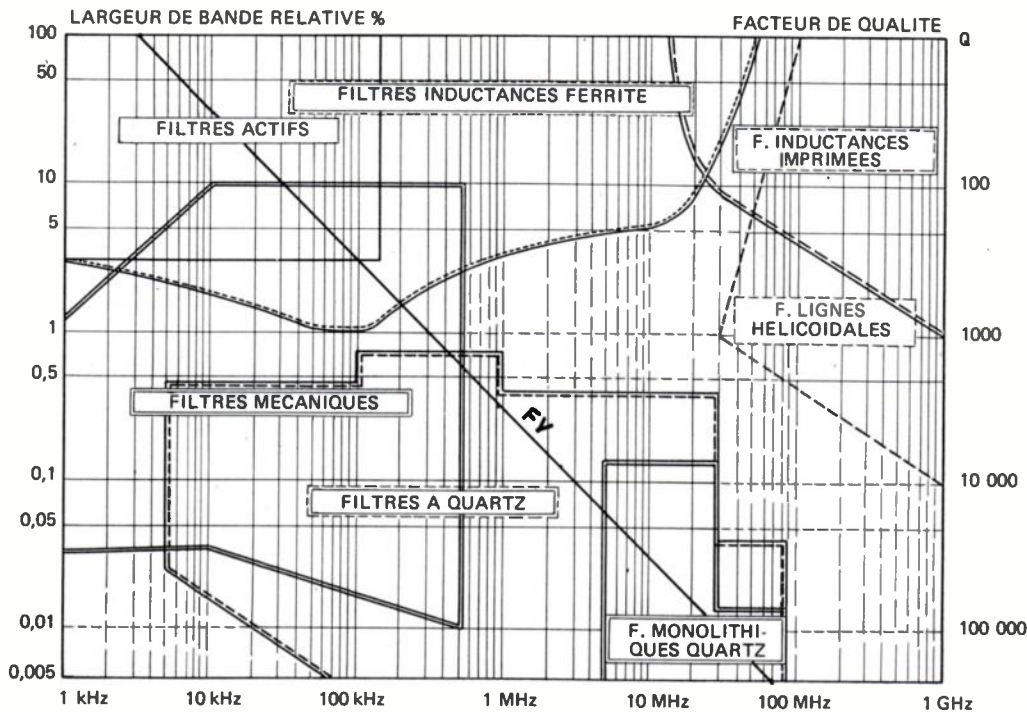


Fig. 4. — Domaines de sélectivité des technologies de filtrage (passe-bande).
Nota. — La ligne FV représente la sélectivité de la voie téléphonique.

- filtres à quartz (soit monolithiques, soit à composants discrets);
- filtres électromécaniques.

On peut y ajouter les filtres actifs, les filtres numériques et les filtres transversaux analogiques, soit à composants actifs intégrés, soit à éléments à transfert de charge, dans la mesure où les impératifs de coût et de consommation peuvent être respectés. A cet égard, un optimum est probablement à rechercher avec un plan de transposition et une technologie de filtre de voie permettant tout à la fois :

- de réduire le nombre d'amplificateurs qui n'ont pour rôle que de compenser les pertes d'insertion des filtres et des coupleurs;
- de réduire le nombre d'étages de modulation à porteurs différents;
- de rendre minimum le coût de fabrication de série des filtres.

2. CRITERES D'ENCOMBREMENT ET DE DISSIPATION

Une statistique portant sur les 5 générations de matériel PTT révèle que le volume de l'équipement terminal à 12 voies est sensiblement divisé par 10 tous les 15 ans (fig. 5). Sans doute jusqu'ici, cette diminution d'encombrement a-t-elle suivi logiquement les progrès de la miniaturisation des composants électroniques, mais pour les générations à venir, la concurrence internationale apparaît comme un facteur de forte incitation à loger le maximum de voies par cadre normalisé par le C.C.I.T.T. Un consensus actuellement établi sur la base de 600 voies par bâti de 390 dm³ conduit alors à disposer seulement de 0,3 dm³ pour une carte de voie regroupant les organes de modulation et de filtrage, après avoir déduit 45 % du volume du bâti réservé à la mécanique, au câblage et aux organes généraux (alimentation, source de porteurs, régulateurs communs à 12 voies, organes de gestion technique, etc.... Une estimation réaliste du volume

occupé par l'électronique et le filtrage complémentaire à basse fréquence laisse finalement un volume de 0,2 dm³ pour le filtrage de voie qui doit comprendre 2 filtres de conversation (1 pour chaque sens de transmission) et 2 filtres de signalisation (Émission + Réception).

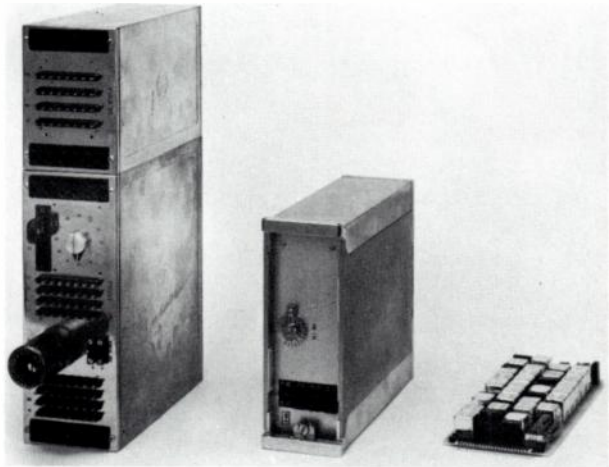


Fig. 5. — Organes de modulation et de signalisation pour voie téléphonique (de gauche à droite : versions 1951-1960-1970).

Compte tenu de la hauteur maximale et disponible de 2 cm au-dessus des cartes imprimées, on aboutit finalement à une surface de :

- 50 cm² pour 2 filtres de conversation et 2 filtres de signalisation (Réception).

C'est là une contrainte qui pèse assez lourdement dans le choix de la technologie du filtrage, et indirectement dans le choix de la fréquence de prémodulation, lorsque l'encombrement se trouve lié à la longueur d'onde, comme c'est le cas pour certains modes de vibration dans des structures mécaniques.

En ce qui concerne l'échauffement dans l'équipement terminal, il apparaît qu'une contrainte sévère sur l'électronique apparaît au delà d'une dissipation de 350 watts dans la baie normalisée, compte tenu du rendement des alimentations et de la dissipation des organes communs. Il en résulte que toute disposition doit être prise pour limiter la consommation par voie à 0,5 watt avec l'objectif 600 voies/cadre. Ceci implique que l'organisation de la voie elle-même liée au plan de transposition, soit conçue en vue essentiellement de réduire le nombre de composants actifs. A ce titre, la technologie à filtres actifs ne semble pas devoir être retenue actuellement, tandis que la mise au point de filtres passifs à faible affaiblissement d'insertion peut contribuer à une économie globale d'énergie.

3. SPÉCIFICATIONS ÉLECTRIQUES DES FILTRES DE VOIE

La fonction filtrage doit assurer la protection contre les perturbations affectant, soit la voie de conversation, soit la voie de signalisation, soit la voie de surveillance et de régulation (rôle du pilote de Groupe Primaire), en tenant compte de l'influence mutuelle des trois types de signaux et sans omettre la présence de bruits divers tels que ronflement, clics de commutation, bruit thermique, bruits de non linéarité des modulateurs.

Pour l'essentiel, les normes internationales du CCITT et en particulier l'avis G.232 fixent les conditions d'affaiblissement à tenir pour les perturbations dans le Groupe Primaire, à savoir :

- 65 dB pour la diaphonie intelligible,
- 60 dB pour la diaphonie inintelligible.

Dans l'établissement des gabarits d'affaiblissement au voisinage de la bande passante, il doit être tenu compte des signaux de conversation des voies adjacentes, mais également des signaux de signalisation et du pilote, dont certains se présentent avec un spectre étendu lié à une forme d'onde carrée. Dans le cas de la signalisation interbande par trains d'impulsions d'un courant à 3 825 Hz d'usage généralisé en Europe, les perturbations sont dues à la signalisation dans la voie elle-même (3 825 Hz) et à la signalisation dans la voie voisine à 175 Hz de la fréquence porteuse de la voie considérée.

On doit tenir compte de la perturbation possible du niveau du pilote (84 080 Hz) par la signalisation de la voie 6 (84 175 Hz), en particulier si la signalisation est émise sous la forme d'un signal découpé dont les produits de modulation sont de la forme d'un signal

$$F \pm (2k + 1)f$$

avec

F = fréquence fondamentale de la porteuse,

f = 10 Hz (fréquence de récurrence).

Ces deux exemples, s'ajoutant au fait qu'il ne faut pas créer de bandes-images susceptibles de créer des perturbations au moment de la constitution d'étapes de multiplexage d'ordre supérieur, montrent la nécessité de soigner particulièrement le filtrage de conversation, en garantissant une raideur bien supérieure à celle qu'autorise l'interbande théorique de 900 Hz entre canaux.

Pratiquement, chaque constructeur est amené à définir un gabarit hors-bande qui est propre à son matériel, en prenant en compte :

- les spectres des signaux à l'entrée de la voie, y compris les signaux numériques (MIC), données, télégraphe ;
- les caractéristiques de non linéarité des modulateurs ;
- les caractéristiques de pondération des signaux de modulation ;
- les résidus de fréquences porteuses (fuite des modulateurs) et signaux de transparence.

La détermination du nombre de cellules s'effectue à partir du calcul du coefficient de sélectivité ou facteur de forme k tel que :

$$k_2 = B_2/B_1,$$

B_2 : largeur de bande à l'affaiblissement minimal exigé en bande atténuée,

B_1 : largeur de bande passante (typiquement à 3 dB), soit

k : 1,2 environ.

En supposant la sélectivité concentrée en un seul organe de type unique à l'émission et à la réception, pour répondre au souhait de réduire au minimum le nombre de types de filtres différents, on est conduit à adopter 12 ou 13 résonateurs dans une synthèse polynômiale, 7 à 10 résonateurs dans une synthèse avec pôles de réjection finis proches de la bande passante. Ces chiffres ne dépendent pratiquement pas du choix de la fréquence de prémodulation.

La faisabilité d'un tel filtre est ensuite conditionnée par le niveau du facteur de qualité des éléments constitutifs (bobines, capacités, quartz, résonateurs métalliques), lequel

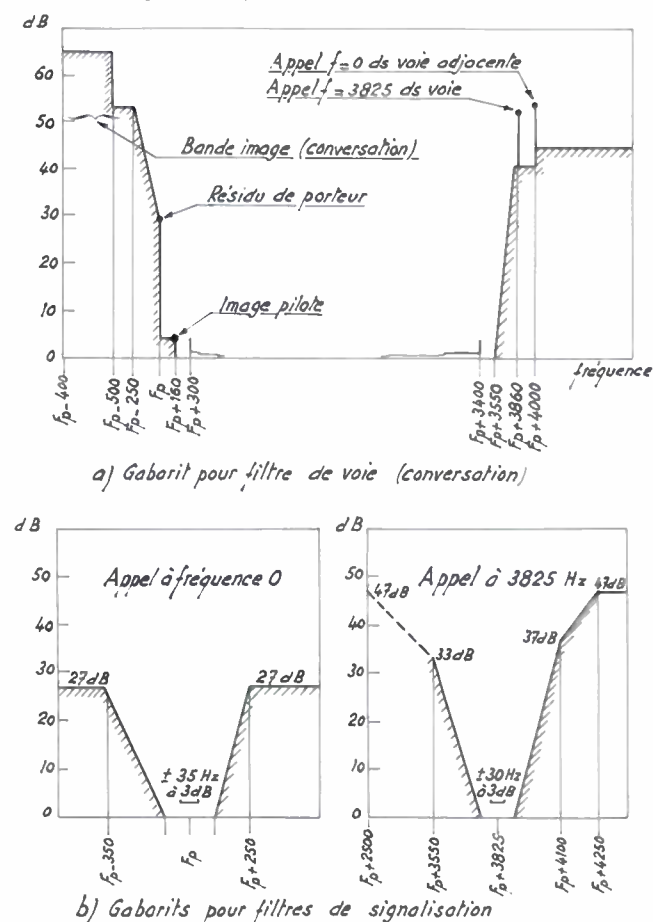


Fig. 6. — Gabarits de bande atténuée pour filtres de voie.

dépend du choix de la fréquence de prémodulation, puisque celle-ci fixe le niveau des pertes dissipatives proportionnellement au terme $\omega\tau/Q$ (τ : temps de propagation de groupe introduit par le filtre, Q : facteur de surtension, ω : $2\pi Fp$). τ variant proportionnellement à la sélectivité du filtre, on aboutit à une loi de proportionnalité du terme Q à Fp .

Corrélativement, il convient également de soigner le filtrage de la voie de signalisation, notamment en réception, en recherchant le maximum de sélectivité compatible avec la clause de retard maximum à la restitution (tolérance 8 ms).

La figure 6 rassemble des gabarits typiques répondant aux critères de qualité précités.

En ce qui concerne la bande passante, l'allongement des liaisons internationales impose un gabarit plus sévère que celui de l'avis G.232 du CCITT, par exemple, celui de la figure 7 qui implique un lissage de la réponse en bande passante à mieux que 0,22 dB près.

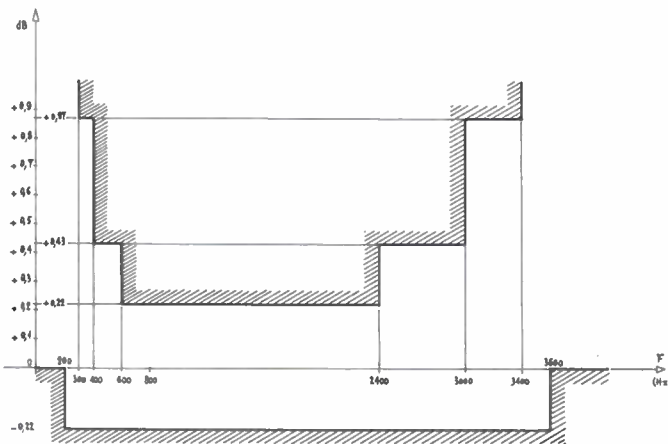


Fig. 7. — Gabarit affaiblissement, fréquence pour filtre de voie téléphonique (conversation).
1/10 du Gabarit de l'Avis G.132 (CCITT — livre vert — tome III).

Les recommandations internationales en matière de distorsion de temps de propagation de groupe s'appliquent au filtrage de voie conversation.

Bien qu'actuellement il n'existe pas de recommandations officielles sur ce point, les experts s'acheminent progressivement vers un durcissement des spécifications, à l'occasion de l'introduction de données sur artères analogiques.

Une base de discussion est actuellement le gabarit de la figure 8 auquel s'appliquent éventuellement des corrections déterminées par le nombre de liaisons connectées en tandem et la nature de la modulation (analogique ou numérique).

Toutes ces opérations doivent tenir compte du filtrage complémentaire opéré en basse fréquence afin de n'appliquer aux modulateurs que les bandes à transmettre. Ceci est obtenu avec un filtre passe-bande limitant le spectre à l'émission à l'entrée de voie à la bande 300-3 400 Hz et un filtre passe-bas 3 400 Hz à la réception. La complexité de ces filtres est limitée et indépendante de l'organisation de la voie.

La protection du groupe primaire contre les perturbations venant d'autres groupes primaires à l'intérieur d'un groupe secondaire constitue le dernier volet des contraintes imposées au projet d'extrémité 12 voies. C'est le rôle dévolu aux filtres de groupe (ou de S/groupe) dont la structure (Passe-Bas ou Passe-Bande) et la complexité (nombre d'éléments) dépend du plan de transposition.

Le tableau I résume finalement l'ensemble des caractéristiques des filtres qui fait apparaître, dans le cas où la banalisation du filtre de voie est impérativement recherchée :

1. L'intérêt de choisir une fréquence de prémodulation élevée.

TABLEAU I
Critères de complexité du filtrage de voie téléphonique.

Plan transposition (Prémodulation)	Filtre	Bande relative	Facteur de forme ou inverse de la raideur	Complexité	
				degré (1)	Facteur de qualité minimum (échelle relative)
$Fp = 24 \text{ kHz}$	de voie	0,14	1,2	8 à 13	1
	de S/Groupe (P. Bde)	0,4	4,5	3×6	2
$Fp = 48 \text{ kHz}$	de voie	0,07	1,2	8 à 13	2
	de Groupe (P. Bande)	0,6	1,13	7 à 15	2
$Fp = 128 \text{ kHz}$	de voie	0,026	1,2	8 à 13	5,2
	de Groupe (P. Bas)		1,61	7	5
$Fp = 2,5 \text{ MHz}$	de voie	0,0013	1,2	8 à 13	100
	de Groupe (Passe-Bas)		76	3	5
$Fp = 8,2 \text{ MHz}$	de voie	$4,1 \cdot 10^{-4}$	1,2	8 à 13	328
	de Groupe (Passe-Bas)		240	3	5

(1) Dépendant de la synthèse et notamment de l'introduction de « pointes infinies » en bande atténuée.

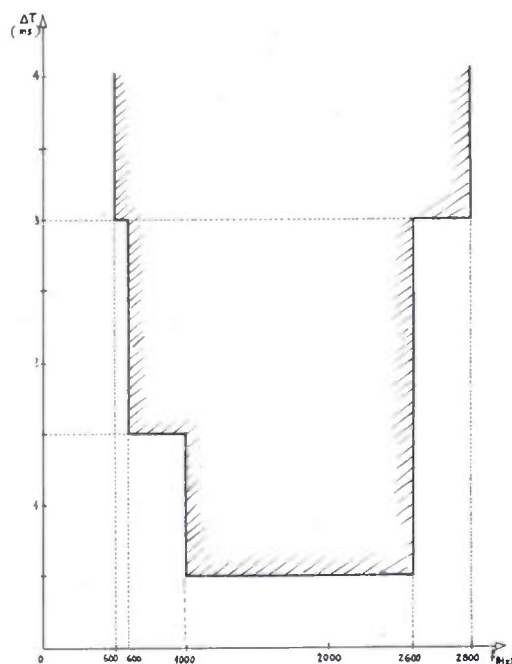


Fig. 8. — Temps de propagation de groupe.
Distorsion pour un couple d'extrémités de voie.
(Avis G-232C du CCITT).

2. L'intérêt de choisir cette fréquence au-dessus du groupe primaire ($F_p > 108$ kHz).

4. CRITÈRES GÉNÉRAUX DE RÉALISATION DES FILTRES. COMPARAISON DES TECHNOLOGIES POSSIBLES

Hormis toutes considérations économiques liées à des facilités de production industrielle, les exigences fondamentales de sélectivité impliquent la recherche de facteurs de qualité élevée et de stabilités en température et en vieillissement compatibles avec les couloirs autorisés en bande passante et en bande de transition.

a) Influence de la surtension

Pour les structures polynômiales du type bande étroite à réponse symétrique, une estimation suffisamment précise du niveau de surtension pour les éléments résonnants des filtres de voie peut être effectuée au moyen de la formule donnant la valeur d'affaiblissement d'insertion [3] :

$$A_0 = 20 \log_{10} \left| \frac{U}{U-1} \right|$$

Q = surtension réelle

f_0 = fréquence centrale du filtre (égale à F_p)

$U = Q/Q_{\min}$

$Q_{\min} = q_{\min} (f_0/B)$,

B = largeur de bande à 3 dB,

$q_{\min}$ = valeur de surtension minimale, normée pour un filtre passe-bas, fonction du nombre d'éléments et de la synthèse utilisées (Butterworth, Chebyshev).

En acceptant un affaiblissement maximum de 1 dB qui assure une marge de sécurité convenable en bande passante dans le gabarit de la figure 7, il convient d'adopter $U \geq 10$, condition se traduisant par :

$$Q \geq 10 q_{\min} (F_p/B) \quad \text{avec} \quad B = \text{Cte} = 3\,200 \text{ Hz}$$

dans le cas d'une synthèse d'approximation au sens Chebyshev à 13 résonateurs avec oscillation théorique de 0,1 dB considérée comme un maximum, on doit adopter $q_{\min} = 40$, il vient alors :

$$Q = 0,125 F_p$$

Ceci fixe la surtension minimale à exiger pour le filtre de prémodulation, soit 16 000 pour une prémodulation à 128 kHz.

b. Critères de précision de réglage, de stabilité en température et en vieillissement

La dérive des accords du filtre de voie ne peut excéder 20 Hz, si l'on veut satisfaire en toutes circonstances le gabarit de la figure 6a). L'estimation de cette dérive doit cumuler :

- l'imprécision du réglage initial,
- l'effet de température,
- l'effet de vieillissement.

Si un calage précis des accords peut être obtenu assez aisément en basse fréquence avec la technologie à inductances-capacités grâce aux noyaux plongeurs, il est moins simple de l'obtenir en haute fréquence, si ce n'est par un tri, sinon par réglage à l'issue d'un stockage. On peut y parvenir en choisissant des matériaux à coefficient de température K_θ faible répondant à l'exigence :

$$K_\theta = \frac{\Delta f}{F_p \cdot \Delta \theta}$$

tel que

$$\Delta f \leq 15 \text{ Hz},$$

$$\Delta \theta = 50^\circ \text{C} \text{ (10 à } 60^\circ \text{C)},$$

F_p = fréquence de prémodulation.

Soit

$$K_\theta \leq 0,3/F_p$$

Pour $F_p = 128$ kHz, il vient :

$$K_\theta \leq 2,3 \cdot 10^{-6}/^\circ \text{C}$$

chiffre qui n'est garanti qu'avec des quartz à coupe soigneusement contrôlée ou avec des alliages thermocompensés.

En ce qui concerne le vieillissement, une stabilité typique meilleure que 2 Hz par décade de temps semble aujourd'hui réaliste, quelle que soit la technologie retenue, mais ce résultat implique des précautions quant au choix des matériaux de base (facteur de désacommodation du ferrite, coupe du quartz et pureté cristallographique, composition, traitements métallurgique et thermique pour les alliages) et à leur conditionnement (étanchéité, suspension mécanique, contacts électriques, etc.).

Pour les quatre technologies actuellement en concurrence, le tableau II rassemble les caractéristiques à prendre en considération. On peut noter que les solutions indiquées conduisent à des difficultés inégales, notamment en matière de surtension.

TABLEAU II
Critères de Performances électriques pour le filtre du prémodulation (conversation).

Fréquence de prémodulation	Technologie (1)	Structure (2)	Facteur de qualité (surtension)		Stabilité (4) thermique (ppm)		Stabilité vieillissement/décade	
			exigé	obtenu (3)	exigé	obtenu	exigé	obtenu
24 kHz	FA	P	300	100	12	50	0,05 %	0,1 %
	LC	P	—	350	—	10	—	0,05 %
48 kHz	FEM	P ou p	10 000	20 000	6	5	0,02 %	0,01 %
128 kHz	FEM	P ou p	16 000	20 000	2,3	2	0,01 %	—
250 kHz	FEM	P	20 000	20 000	1,15	2	0,005 %	—
2,5 MHz	FQ	P	200 000	200 000	0,11	0,1 (5)	5. 10 ⁻⁶	10 ⁻⁷
8 MHz	FMQ	P	700 000	300 000	0,03	0,1 (5)	1,5. 10 ⁻⁶	10 ⁻⁷

(1) FA : filtre actif; LC : à inductances-capacité; FEM : filtre électromécanique; FQ : filtre à quartz discrets; FMQ : filtre monolithique à quartz.
(2) P : à pôles finis (n = 7 à 11 éléments); p : polynômiale (n = 12 à 15 éléments).
(3) Résultats couramment atteints dans l'industrie.
(4) Le critère retenu est le coefficient fréquence/température : $CTF = \frac{\Delta F}{F \cdot \Delta \theta}$ $\theta = 10 \text{ à } 60 \text{ }^{\circ}\text{C}$.
(5) Les quartz de coupe AT ont une caractéristique cubique plus favorable.

TABLEAU III
Mérites comparés des technologies de filtre de voie téléphonique.

Technologie	Avantages	Inconvénients
Inductances capacités	— Miniaturisation encore possible — Diversité des schémas possibles — Investissements existants — Adaptation aisée aux différents types de signalisation	— Sensibilité à la température augmentée avec la miniaturisation des pots ferrite — Impossibilité de prémoduler au-dessus du Groupe Primaire — Possibilités d'automatisation limitées
Quartz	— Miniaturisation aisée (quartz monolithique en particulier) — Stabilité en vieillissement — Filtrage de Groupe simplifié	— Investissements importants (quartz monolithiques en particulier) — Surtension limitée au-dessus de 5 MHz
Filtres actifs	— Miniaturisation aisée — Automatisation facile	— Sensibilité à la température et au vieillissement — Consommation — Bruit
Filtres mécaniques	— Miniaturisation aisée — Surtension élevée — Stabilité thermique reproductible	— Instabilité des matériaux transducteurs

CONCLUSION

Dans le seul domaine du téléphone analogique où la fabrication connaît des séries importantes, il n'est pas facile d'opérer une mutation technologique pour profiter des études de nouveaux matériaux et bénéficier ainsi des avantages, tant sur le plan économique que technique. Il faut en effet mettre en balance la sûreté des processus industriels adaptés aux technologies classiques, d'ailleurs toujours perfectibles et les risques encourus lors de la mise en place d'investissements nouveaux avec les problèmes industriels de reconversion qu'ils impliquent. Dans cette perspective, des études ont été entreprises chez beaucoup d'industriels qui,

en fonction de leur acquis technologique, sont amenés à orienter très diversement des choix dont le tableau III illustre la réelle complexité.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BERTIN R., DUVAL G. et TALMASKY S. — Considérations sur la formation du groupe primaire de base, *Câbles et Transmission*, 23^e A., n° 3, Juil. 1969, pp. 306-321.
[2] BOSC R., COLLOMBAT F. et LOYEZ P. — Application de nouvelles technologies de filtrage à un système 12 voies, *Câbles et Transmission*, n° 1, Janv. 1973, pp. 103 à 125.
[3] DISHAL M. — Concerning the minimum number of resonators and the minimum unloaded Q needed in a filter. Transactions of the IRE Professional Group on Vehicular Communication, vol. PGVC-3, pp. 85-117.

Filtre de voie mécanique miniaturisé LTT⁽¹⁾

FILTRES

L'onde électrique
1978, vol. 58, n° 2,
pp. 128-135



par H. H. ERNYEI (2),

Ingénieur diplômé de l'Université de Vienne, Ingénieur en Chef à la Société LTT.

LTT, BP N° 5, 78702 Conflans-Ste-Honorine (Tél. : 972-82-95).

RÉSUMÉ

Un filtre mécanique doit être stable, de faible encombrement, son assemblage doit être fait par des procédés et des machines automatiques. Il faut que le filtre satisfasse dans la bande passante aux conditions imposées par le CCITT, en dehors de cette bande il ne doit pas laisser passer de fréquences dites « parasites ». La structure de filtre décrite remplit ces conditions, tout en donnant à l'affaiblissement aux extrémités de la bande une forme qui permet son utilisation aussi bien dans les équipements français que dans ceux exportés, sans filtrages complémentaires. La manière de calculer ce filtre est indiquée ainsi qu'une méthode nouvelle de calcul de ponts pour la production de pôles d'affaiblissement réels et imaginaires, ces derniers en vue d'améliorer la distorsion du temps de groupe du filtre.

SUMMARY

LTT'S miniaturized voice-channel mechanical filter,

by H. H. ERNYEI (LTT).

A mechanical filter must present a good stability, it must be small and its production must be easily automated. The filter must satisfy the CCITT recommendations in the pass band and it must be free from spurious responses outside. The filter described here is conform to these specifications, including attenuation characteristics for use as well in french equipment (signalling at carrier frequency) as in export equipment (signalling at 3 825 Hz) without any complementary filtering. A method for the computation of this filter is indicated and a new practical way for the calculation of bridged sections producing finit real and imaginary poles is shown. The real poles steepen the attenuation curve and the imaginary poles are known to improve the group delay distortion of the filters.

INTRODUCTION

Le problème principal dans tous les équipements multiplex est celui du filtrage. En particulier dans les systèmes à 12 voies, la Société LTT a continué à améliorer les filtres constitués d'inductances et de condensateurs. Plus récemment une étude exhaustive a été entreprise comprenant les filtres actifs, les filtres numériques, les filtres mécaniques. Le présent article décrit spécialement le calcul et la réalisation des filtres mécaniques.

1. GÉNÉRALITÉS

Un filtre analogique peut se concevoir, dans le sens le plus général du terme, par l'association d'un certain nombre de résonateurs, reliés entre eux par des éléments qui transmettent en chaîne plus ou moins d'énergie d'un résonateur à un autre. Les résonateurs peuvent être constitués de circuits résonnants ou antirésonnants électriques, de cavités ou de lignes résonnantes électriques, de cavités acoustiques à air, de lignes résonnantes acoustique en acier, etc... Un exemple de filtre passe bas à cavités acoustiques à air est utilisé dans la vie quotidienne moderne : le pot d'échappement des voitures ; les cavités sont reliées par des passages étroits pour l'air. Des lignes acoustiques résonnantes sont connues sous forme de diapasons. Les mélomanes connaissent un autre résonateur : les barres imitant le son des cloches dans les orches-

tres ; elles sont constituées de lignes acoustiques résonnantes, vibrant en flexion (comme les cloches elles-mêmes). La fréquence propre fondamentale de ces barres augmente au fur et à mesure que leur longueur diminue. Lorsque cette longueur n'est plus que de quelques millimètres, leur première fréquence de résonance se situe à plusieurs centaines de kilohertz. Pour résonner en mode longitudinal à 130 kHz, fréquence choisie pour le filtre de voie [1], le barreau mesure 18 mm. Cette longueur est fonction de la vitesse de propagation des ondes acoustiques dans le matériau (en l'occurrence 4 780 m/s en vibration longitudinale). Comme ordre de grandeur, cette vitesse est 10^{-5} fois celle des ondes électromagnétiques ($3\,000 \cdot 10^{+5}$ m/s), ce qui fait résonner les lignes utilisées en hyperfréquence à une fréquence d'environ 10^5 fois la fréquence de résonance acoustique, pour une longueur donnée. Elles font l'objet d'un même traitement mathématique en ce qui concerne les vibrations d'élongation et de torsion (pour les différents modes de vibration voir [2]).

De courtes lignes vibrant en ondes progressives réalisent les couplages entre les résonateurs aussi bien dans les filtres électromagnétiques en hyperfréquences qu'en ondes acoustiques. La longueur de ces lignes est exprimée en fraction de longueur d'onde. Le calcul des filtres électromécaniques ressemble ainsi au calcul des filtres électromagnétiques à lignes résonnantes.

L'utilisation de résonateurs mécaniques présente quelques attraits pour les fabricants de filtres. Notamment la stabilité de la fréquence de résonance est très bonne avec les

(1) Article reçu le 19 septembre 1977 et accepté en octobre 1977.

(2) Membre SEE.

matériaux mis au point spécialement pour cet usage [3, 4] (2 à $3 \cdot 10^{-6}$ par $^{\circ}\text{C}$) et le vieillissement est très faible. La possibilité d'automatiser considérablement la fabrication est également intéressante. Le facteur de qualité « Q » (équivalent de la « surtension » électrique) est très élevé (10 000 à 30 000), ce qui permet de réaliser des sélectivités telles que tout filtrage complémentaire dans les équipements devient inutile, tout en disposant de filtres de très faible encombrement. D'autres avantages apparaîtront en différents endroits du présent article. Un inconvénient pour l'ingénieur électronicien est la limitation des possibilités de réalisation de divers schémas électriques (voir paragraphe 2.3); ceci devient surtout gênant lorsque l'introduction de pôles d'affaiblissement à des fréquences proches de la bande passante est envisagée. Différentes manières de réaliser néanmoins ces pôles sont décrites au paragraphe 3.3.

2. CONCEPTION DU FILTRE

2.1. Caractéristiques

L'effet de filtrage à obtenir dans une voie téléphonique est décrit dans le présent numéro [1]. L'affaiblissement à réaliser loin des fréquences de la bande passante, entre 50 kHz et 1 MHz, dépend de l'équipement dans lequel les filtres sont utilisés. Il est certain que plus élevé est l'affaiblissement dans cette bande, moins il y aura de difficultés à éliminer des produits de modulation inutiles apparaissant çà et là dans les équipements. C'est l'utilisation de lignes résonnantes comme résonateurs qui fait soulever la question des fréquences loin de la bande passante.

En effet une ligne résonnante présente, au contraire des circuits résonnants à éléments localisés, plusieurs fréquences de résonance. En vibration de modes d'élongation et de torsion, la première fréquence correspond à une longueur du barreau égale à la moitié de la longueur d'onde λ , puis il y a des résonances pour tous les $n \cdot \lambda/2, n = 1, 2, 3, \dots$. Le mode de « flexion » présente une autre gamme de fréquences de résonance. Ces résonances « parasites » laissent parfois passer des fréquences parasites (voir paragraphe 3.2) avec un affaiblissement insuffisant.

A la fréquence de 130 kHz, le résonateur longitudinal présente un bon compromis. Il est facile à exciter par des transducteurs peu encombrants; LTT a choisi (voir paragraphe 3) le type « Langevin », c'est-à-dire une pastille en céramique associée à des barreaux d'acier, à cause de son faible encombrement et de son bas prix de revient.

Le couplage entre les résonateurs est assuré dans ces filtres par des lignes acoustiques vibrant en flexion pour bénéficier du faible encombrement qu'offre ce mode.

2.2. Synthèse

Afin de procéder à la synthèse du filtre sur ordinateur à partir des programmes disponibles pour des filtres électriques, il est nécessaire de connaître, en plus des caractéristiques d'affaiblissement, le type de cellule du filtre électrique équivalent réalisable avec des éléments mécaniques. Il sera expliqué plus loin pourquoi seules les structures de la figure 1 sont réalisables. En choisissant le nombre nécessaire

de cellules pour obtenir la raideur de l'affaiblissement aux limites de la bande, il est possible de faire calculer à l'ordinateur les valeurs des capacités et inductions propres pour une réponse optimisée dans la bande passante par exemple selon une loi approchant la fonction de Chebyshev.

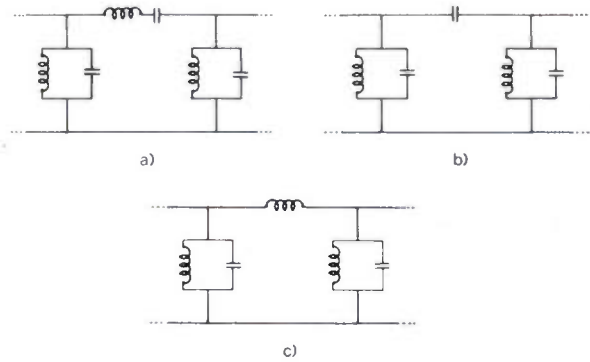


Fig. 1. — Cellules équivalentes de filtre réalisables.

Les analogies électriques-mécaniques permettent ensuite de transformer les circuits électriques en circuits mécaniques de performances approximativement identiques. L'analyse définitive est à faire avec les matrices des éléments mécaniques réellement utilisés.

2.3. Transformation du schéma électrique en structure mécanique

Une étude détaillée a été publiée par M. Prache [5, 6] traitant des deux équivalences électro-mécaniques utilisées dans la littérature : l'équivalence « classique » (force-tension) et l'équivalence « Darrieus » (force-courant). Cette dernière sera utilisée dans cet article.

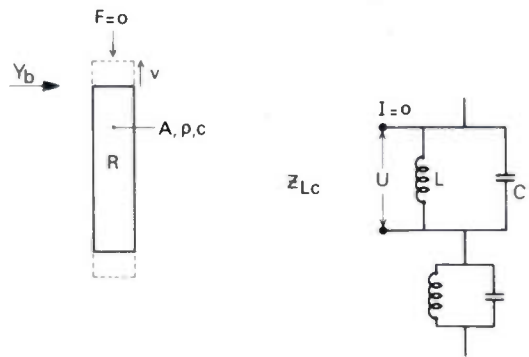


Fig. 2. — Équivalence « Darrieus » entre un barreau vibrant en sens longitudinal et un circuit résonnant électrique.

Y_b : mobilité du barreau.
 Z_{LC} : impédance du circuit LC antirésonnant.

La figure 2 montre un barreau; lorsqu'il vibre par exemple en mode longitudinal, les extrémités, se déplacent à une certaine vitesse v . Si rien n'est fixé aux extrémités, aucune force ne s'applique à cet endroit ($F = 0$). La puissance développée $P = v \cdot F$ est égale à zéro, la mobilité $Y = \frac{v}{F}$ [7] est égale à l'infini. Si l'équivalence de Darrieus est appliquée, $Y = \frac{v}{F}$ correspond à $Z = \frac{U}{I}$, donc à une impédance électrique et le circuit équivalent pour chaque mode de résonance

est un circuit antirésonnant électrique ([8] fig. 3 et [14] annexe 3). Généralement seul le premier circuit, correspondant à la fréquence du premier mode, est retenu (fig. 2). L'erreur introduite alors est d'autant plus importante que la bande passante relative $\Delta f_{3db}/f_0$ est grande.

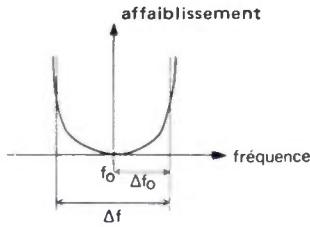


Fig. 3. — Symboles utilisés pour la bande passante.

La mobilité du barreau sans perte Y_b peut s'écrire pour les vibrations en mode longitudinal et en torsion :

$$Y_b = jY_{b0} \cotg \frac{2\pi l}{\lambda} = jY_{b0} \cotg \frac{\omega}{\omega_0} \pi$$

et avec $\omega = \omega_0 \pm \Delta\omega_0$, pour les faibles bandes passantes relatives (inférieures à 20 %) :

$$Y_b \approx \frac{2}{\pi} Y_{b0} \cdot \frac{1}{j \frac{\Delta f}{f_0}} \quad (1)$$

où :

$$Y_{b0} = \frac{1}{\rho A c_m}, \text{ la mobilité caractéristique.} \quad (2)$$

ρ = masse volumique.

A = aire de la section droite.

c_m = vitesse de propagation acoustique dans le matériau.

ω_0 = pulsation du premier mode.

Δf = bande passante totale de part et d'autre de la fréquence centrale f_0 ($\Delta f = 2\Delta f_0 = 2 \cdot \frac{\Delta\omega_0}{2\pi}$ voir fig. 3).

L'impédance Z_{LC} d'un circuit antirésonnant a la forme bien connue :

$$Z_{LC} = Z_0 \cdot \frac{1}{j \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)} \approx Z_0 \cdot \frac{1}{j \cdot \frac{2 \Delta f_0}{f_0}} = Z_0 \cdot \frac{1}{j \frac{\Delta f}{f_0}} \quad (3)$$

avec :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Il reste à trouver une équivalence pour les coupleurs entre les résonateurs. Un coupleur est une ligne acoustique à onde progressive dont la longueur est indiquée généralement en fractions de la longueur d'onde. LTT a choisi des coupleurs d'une longueur de $\lambda/4$ (fig. 4a), car cette longueur est relativement peu sensible aux tolérances de montage. Ayant établi la matrice de chaîne de ce coupleur, il est possible d'en déduire un schéma équivalent électrique approximatif valable dans une faible bande passante [9].

Étant donné qu'une ligne acoustique de longueur $\lambda/4$ et de mobilité (*) caractéristique Y_{c0} est équivalente à un inver-

(*) L'équivalent électrique de la « mobilité » est l'impédance (ou l'admittance en équivalence classique).

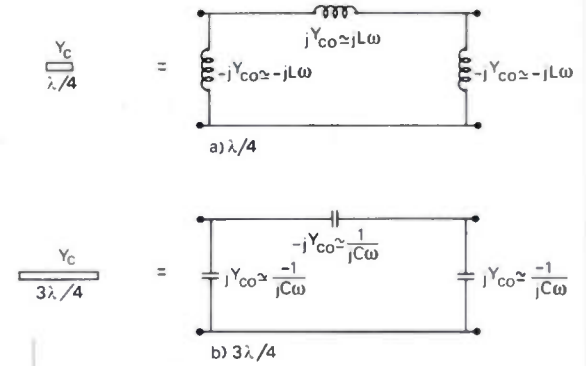


Fig. 4. — Équivalence d'une ligne de transmission de longueur $\lambda/4$ et $3\lambda/4$.

Y_{c0} : mobilité caractéristique du coupleur.

seur de mobilité, elle établit une relation de dualité entre son entrée et sa sortie :

$$Y_{\text{entrée}} = \frac{Y_{c0}^2}{Y_{\text{sortie}}}$$

ce qui permet de présenter un ensemble de coupleur-résonateur comme montré sur la figure 5. Les calculs rigoureux [10] réalisés à l'aide des matrices de transfert de chaque élément de la figure 5a ont pour résultat la définition d'un quadripôle équivalent en π ; si la bande passante relative est faible il suffit de prendre de ce circuit en π seulement le circuit série (fig. 5b) en considération. Ce résultat reste applicable aux coupleurs vibrant en flexion dans la faible bande utilisée. Ceci permet de tracer le schéma équivalent de la figure 6 dans laquelle les transformateurs 1 : -1 sont rejetés à l'extrémité de l'échelle. Les barreaux de rang impair représentent les circuits antirésonnants, ceux de rang pair donnent les circuits résonnants grâce à la transformation duale. Les divers coefficients (Z_{LC} série/ Z_{LC} dérivation) imposés par le calcul de synthèse sont obtenus soit en variant les mobilités des coupleurs, soit (utilisant un même type de coupleur) en variant les mobilités des résonateurs.

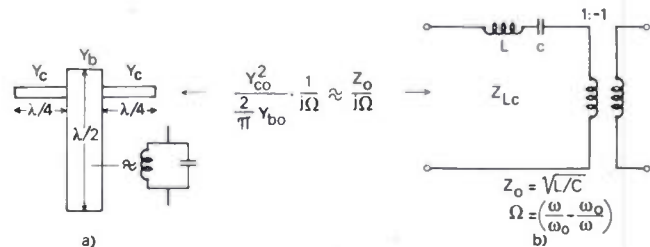


Fig. 5. — Équivalence d'un ensemble $\lambda/4 - \lambda/2 - \lambda/4$.

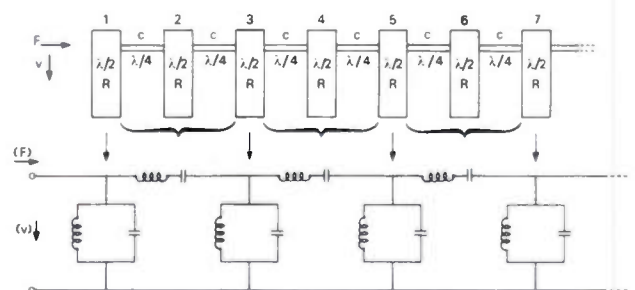


Fig. 6. — Schéma électrique équivalent réalisable avec un filtre mécanique.

(v), (F) : équivalents électriques des grandeurs mécaniques « vitesse » et « force ».

Avec les éléments décrits il est maintenant possible de convertir les valeurs électriques, obtenues par l'étude de synthèse, en dimensions mécaniques. Auparavant la conversion d'énergie électrique en mécanique et vice-versa doit être évoquée. Les transducteurs à base de ferrite magnétostrictif rendu piézomagnétique [11, 12, 13] ainsi que ceux en céramique piézoélectrique [14] ont été étudiés et ce sont ces derniers qui équipent les filtres LTT, étant donné les avantages qui découlent de leur comparaison. Afin d'améliorer la stabilité en fréquence et le facteur de qualité Q des transducteurs en céramique, une pastille de ce matériau est associée à l'acier utilisé pour des résonateurs [15] comme il est montré sur la figure 7a. La figure 7b en montre le schéma électrique équivalent simplifié en équivalence « Darrieus » ; le gyrateur électrique de la figure 7b a un facteur de gyration $1/2 M$; il introduit une relation de dualité entre les impédances équivalentes mécaniques (Y_i) et électriques Z_i [14].

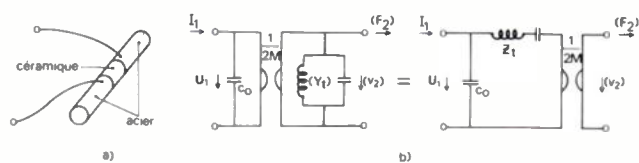


Fig. 7. — Transducteur et schéma équivalent pour bandes relatives faibles.

U_1, I_1 : grandeurs électriques d'entrée.

C_0 : capacité d'entrée entre métallisations.

M : facteur de conversion de la tension en force $= k_{em}^2 C_0 / d$,

k_{em} = facteur de couplage électromécanique,

d = coefficient piézoélectrique.

$1/2M$: facteur de gyration.

Y_i : mobilité du transducteur.

Z_i : impédance équivalente.

2.4. Analyse précise avec les matrices de chaîne des éléments mécaniques

Le but visé est la réalisation d'un filtre mécanique dans lequel l'énergie électrique est convertie dès l'entrée. Il est donc préférable de faire les calculs définitifs d'analyse de la structure déterminée précédemment, avec les matrices de chaîne des éléments mécaniques, à l'exclusion de toutes les équivalences. En dehors de la plus grande précision de calcul obtenue, ceci permet d'introduire directement les tolérances pratiques de fabrication et des matériaux dans les calculs. La fabrication courante est simulée par la méthode de Monte-Carlo afin de déterminer le pourcentage de déchet auquel il faut s'attendre avec les tolérances réelles admises. Il devient alors possible de définir telle ou telle tolérance qui mérite d'être resserrée.

La matrice de chaîne d'un barreau vibrant en sens longitudinal peut être déduite de la référence [16], où il a été démontré au paragraphe 4.4 que le comportement de ce barreau est identique à celui d'une ligne électrique résonnant dans des conditions équivalentes. Il est donc possible d'écrire [17] les matrices de chaîne suivantes :

$$\alpha_{\text{barreau}} = \begin{Bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \\ Y_{b0} \coth \gamma l & 1 \end{Bmatrix} \quad (5)$$

où :

$$\gamma = \alpha + j \frac{2\pi}{\lambda}$$

α : affaiblissement par unité de longueur, dû aux pertes (Q fini).

l : longueur du barreau

$$\left(= \frac{\lambda_0}{2} = \frac{1}{2} \frac{c_m}{f_0}, f_0 = \text{fréquence du premier mode} \right)$$

Les coupleurs vibrent en flexion. Le calcul de ce mode conduit à l'usage d'équations différentielles du 4^e degré [16] ce qui explique la complexité de la solution mathématique de ce mode. La faible bande passante permet d'utiliser avec une bonne approximation la matrice de transfert d'une ligne électrique [17] pour le calcul de la bande passante :

$$\alpha_{\text{coupleur}} = \begin{Bmatrix} \cosh \gamma l & Y_{c0} \sinh \gamma l \\ \frac{1}{Y_{c0}} \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{Bmatrix} \quad (6)$$

Les éléments pour calculer la matrice des transducteurs ont été publiés dans la référence [14]. Il est permis de prendre pour la partie en céramique le schéma équivalent de la céramique « courte » par rapport à sa première fréquence de résonance, c'est-à-dire la matrice d'une pastille de céramique dont la longueur est faible par rapport à la longueur correspondant à la première résonance à $\lambda/2$. A cette matrice, il faut adjoindre les matrices des parties de « lignes » métalliques pour constituer un résonateur à la fréquence centrale.

Il y a lieu encore d'ajouter les matrices des circuits électriques d'entrée et de sortie. Elles sont de la forme de l'équation (5), dans laquelle la fonction transcendante est remplacée par la fonction en ω bien connue. Ce circuit se compose de la capacité d'entrée C_0 de la céramique, mise en parallèle avec une capacité C'_0 plus forte pour stabilisation et filtrage de fréquences parasites, et dans la plupart des cas, d'une inductance qui accorde $C_0 + C'_0$ à la fréquence centrale du filtre. Ce circuit ne fait en général pas partie de la synthèse du filtre, car en tant que circuit électrique classique il ne présente pas les critères de stabilité requise pour y figurer. Il se présente comme un circuit à large bande par rapport à celle transmise. Toutefois son influence sur la courbe de réponse en bande passante n'est pas négligeable et lors de l'analyse, il y a lieu d'en tenir compte.

Il n'en est pas de même pour le transducteur. La qualité actuelle des céramiques jointe à celle de l'acier (ce dernier pouvant même compenser les dérives de la première) permet de leur confier les places des premier et dernier résonateurs de la synthèse, d'autant plus que ceux-ci sont moins sensibles aux variations que les résonateurs du centre de l'échelle.

Le programme d'analyse du filtre réel permet également de calculer et de tracer le temps de groupe de la transmission et d'apprécier sa distorsion. Cette possibilité est précieuse lorsqu'il est envisagé de créer des pôles d'affaiblissement à des fréquences proches de la bande passante, car certains ponts utilisés à cette fin la détériorent, alors que d'autres l'améliorent.

3. CHOIX DE LA STRUCTURE MÉCANIQUE DU FILTRE LTT

Plusieurs critères doivent guider le choix d'une structure. Il faut que le filtre soit facile à assembler par des machines automatiques. Il faut que son encombrement soit le plus réduit possible. En dehors de la bande passante, les « fré-

quences parasites » (voir paragraphe 2.1) doivent être fortement affaiblies. La structure doit permettre la production de points d'affaiblissement infini à des fréquences proches de la bande passante (appelés aussi pôles réels) pour satisfaire aussi bien aux exigences de la signalisation sur onde porteuse (France) que de celle à 3 825 Hz afin de permettre la vente à l'étranger. La production de « pôles imaginaires » doit permettre la réduction de la distorsion du temps de groupe. Les pontages de groupes de barreaux qui produisent ces pôles, (voir tableau I) sont plus ou moins faciles à réaliser selon la disposition des éléments choisie.

TABLEAU I

Nombre de résonateurs pontés	Longueur du pont ($n = 1, 2, 3, \dots$)	
	$\lambda/4 + n\lambda$	$3\lambda/4 + n\lambda$
Impair	1 pôle réel au-dessus de la bande	1 pôle réel en dessous de la bande
Pair	pas de pôle réel 2 pôles imaginaires	2 pôles réels symétriques

3.1. Structure miniaturisée

Pour pouvoir fabriquer facilement des filtres, il est avantageux d'utiliser pour les résonateurs les modes de vibration longitudinale ou de torsion ; en effet, ces modes permettent d'ajuster la mobilité (l'impédance des électriciens) par le diamètre ou la forme de la section sans modifier la fréquence de résonance [16]. LTT a choisi le mode longitudinal malgré un avantage théorique de la torsion à 130 kHz [18], car les transducteurs sont plus faciles à réaliser pour une version miniaturisée. Cette dernière a aussi conduit à choisir les coupleurs vibrant en flexion, d'une longueur correspondant au quart de la longueur d'onde acoustique de ce mode. L'avantage de l'insensibilité relative aux écarts de cette longueur ressort de l'équation [6], dans laquelle le terme $\sinh \gamma l$ produit $\cos \frac{\pi \Delta l}{2 l}$ pour les écarts Δl de la longueur nominale et le cos varie lentement au voisinage de zéro.

3.2. Élimination des fréquences parasites

Cette exigence va fixer le point d'insertion du coupleur sur le barreau résonnant. Les fréquences parasites les plus gênantes, car les plus proches de la bande passante utile, sont produites par des vibrations des résonateurs en flexion. La figure 8 montre comment celles-ci prennent naissance. En a) est figuré le cas idéal qui est réalisé avec un coupleur infiniment mobile, c'est-à-dire si fin qu'il ne réagit pas sur le barreau. Mais le coupleur, à cause de sa mobilité limitée (diamètre non négligeable), va entraîner le barreau dans la position de la figure 8b en le tordant.

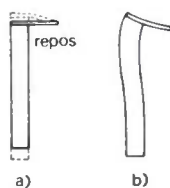


Fig. 8. — Production de vibration « flexion ».

La référence [16] page 335 permet de calculer les différentes formes et fréquences des vibrations en flexion et grâce au fait que ces calculs tiennent compte de l'effort tranchant et de l'inertie de rotation agissant dans un barreau non infiniment mince par rapport à sa longueur, il est possible de calculer avec une bonne précision les fréquences de résonance et les emplacements des nœuds des vibrations. Les équations du mouvement dans ce cas sont du quatrième ordre (celles des vibrations longitudinales, de torsion et des oscillations électromagnétiques sont du deuxième ordre) et les différentes fréquences de résonance ne sont plus des multiples entiers les uns des autres ⁽¹⁾. La variation de la section du résonateur agit sur la fréquence de résonance aussi bien que sur sa mobilité.

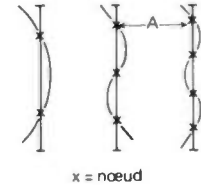


Fig. 9. — Modes de vibration en flexion.

La figure 9 montre la déformation des barreaux pour les trois premiers modes de vibrations ([16] fig. 8 et 9). Aux endroits marqués x, les nœuds de vibration ne provoquent pas de déplacements d'un barreau filiforme. Le barreau réel va produire seulement un déplacement très faible ne transmettant guère d'énergie à un coupleur fixé en ce point. C'est la raison pour laquelle les coupleurs sont fixés en A et non à l'extrémité des barreaux. Le premier mode flexion se trouvera transmis faiblement, les modes supérieurs seront plus affaiblis encore. La figure 10 permet de comparer la transmission des fréquences parasites dans les deux cas de fixation des coupleurs.

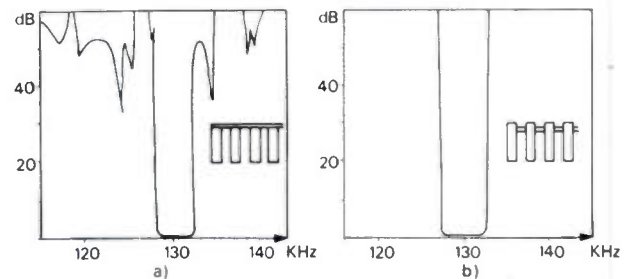


Fig. 10. — Suppression des fréquences parasites.

Afin de donner une idée des équations différentielles — départ des calculs des vibrations naturelles — celles-ci sont reproduites ici, extraites de la référence [16] :

Vibrations longitudinale et torsion :

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - \rho s \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = 0$$

où :

ρ : masse volumique
 s : inverse du module d'Young
 u : déplacement longitudinal
 x, t : variables (spatiale longitudinale et temporelle)

(1) C'est la raison pour laquelle les cloches, vibrant en flexion, ont un timbre si particulier.

Vibrations flexion :

$$\frac{\partial^4 y}{\partial x^4} - \rho s \left(1 + \frac{1}{\Delta} \right) \frac{\partial^4 y}{\partial x^2 \partial t^2} + \rho s \frac{A}{I} \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} + \frac{\rho^2 s^2}{\Delta} \frac{\partial^4 y}{\partial t^4} = 0$$

A : aire de la section droite,

Δ : facteur dépendant du matériau et de la forme,

y : variable spatiale en flexion,

I : moment d'inertie quadratique linéique.

3.3. Production de pôles finis.

Comme déjà indiqué dans le paragraphe « généralités », il n'est pas possible de produire des pôles à des fréquences finies près de la bande passante avec n'importe quel arrangement de circuits résonnants ou antirésonnants. Mason a breveté aux États-Unis [24] une structure de type réjecteur de fréquence bien connu en hyperfréquences. Un résonateur d'une longueur $\lambda/4$ fixé en un endroit adéquat de la structure (Mason le place sur un coupleur) et libre à sa deuxième extrémité, produit au point d'insertion un court-circuit à sa fréquence de résonance, tout comme un circuit résonnant électrique en dérivation. Cette méthode s'est avérée peu stable et difficile à reproduire en série.

Le moyen le plus utilisé actuellement est le prélèvement d'une faible partie de l'énergie en un endroit de l'échelle du filtre et la réinjection de cette énergie en un autre endroit de telle sorte qu'il y ait opposition de phase entre l'onde directe et l'onde réinjectée à la fréquence à affaiblir. Pratiquement ceci peut être réalisé facilement par un coupleur qui fait un pont sur un certain nombre de résonateurs ; le calcul en est moins facile, il en sera question dans la suite.

Le mode de vibration longitudinal des résonateurs associé aux coupleurs en flexion permet, par la disposition de la figure 11, [26] de ponter avec un pont d'une longueur de $\lambda/4$ ou $3\lambda/4$ n'importe quelle quantité de résonateurs. L'utilisation de ponts dont la longueur ne dépasse pas $3\lambda/4$ est avantageuse par rapport à des ponts plus longs produisant les mêmes pôles, car plus un pont est long, plus il s'écarte des lois simplifiées aux extrémités de la bande et plus il est sensible aux variations de longueur. Le fait de pouvoir choisir un nombre quelconque de résonateurs à ponter permet de choisir celui qui produit avec le même pont en plus des pôles réels d'affaiblissement recherchés, également des paires de pôles imaginaires dans la bande, si précieux pour améliorer la distorsion du temps de groupe [26].

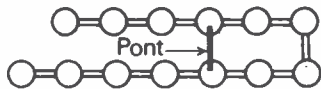


Fig. 11. — Disposition prévue pour application de ponts.

Plusieurs méthodes ont été publiées pour le calcul de filtres avec ponts. Börner [19] et Yano [20] décrivent des méthodes qui se limitent à un nombre restreint de résonateurs pontés ; il en est de même de la méthode développée par R. A. Johnson [21]. Une méthode généralisée a été développée par Kohlhammer [22] ; celle-ci est peut-être la plus généralement utilisée. Étant donnée la longueur acoustique du pont ($\lambda/4$ ou $3\lambda/4$ ou autres multiples impairs de $\lambda/4$), celui-ci introduit toujours une conversion duale unitaire associée à un transformateur de rapport n dépendant du

rapport des aires de section. Enfin l'utilisation d'une transformation de Cauer (fig. 12) permet de simuler électriquement l'effet d'un pont. Cette méthode utilise plusieurs transformations successives de circuits.

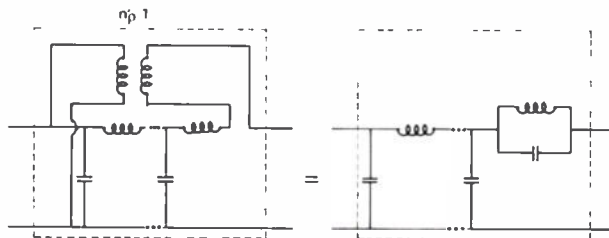


Fig. 12. — Transformation de Cauer utilisée par Kohlhammer.

La méthode développée aux laboratoires de LTT conduit à une solution mécanique, sans recours à une équivalence électromécanique.

Les matrices de chaîne étant connues, (par la synthèse du filtre non ponté), la matrice d'une partie pontée de n cellules peut être établie en additionnant les matrices correspondantes de fixité (1) [23]. De la matrice de chaîne résultante il se dégage plusieurs conclusions pratiques.

1) Le diamètre du pont par rapport à celui des coupleurs de la structure initiale peut être déterminé en fonction de l'écart du (ou des) pôles de la bande passante.

2) Si le pont s'étend sur plus de quatre résonateurs, il n'est guère nécessaire de modifier la structure initiale.

3) Les relations connues entre le nombre de pôles obtenus d'une part et le nombre de résonateurs pontés (avec différentes longueurs acoustiques des ponts) d'autre part, ont été confirmées. Le tableau I dressé par Johnson [25] les résume.

4) Dans une structure donnée, la plupart des ponts produisant les mêmes fréquences de pôles, augmentent la distorsion du temps de groupe. Cependant les matrices permettent de trouver les quelques combinaisons qui produisent des pôles réels en même temps que des pôles imaginaires, placés de telle sorte qu'ils corrigent la variation du temps de groupe [26].

5) Lorsque moins de quatre résonateurs sont pontés, la bande passante est détériorée si aucune modification n'est apportée à la structure initiale des résonateurs sous le pont. Les coefficients de la matrice de chaîne permettent alors de calculer « l'impédance » image de l'ensemble ponté. Celle-ci présente plusieurs pôles et zéros et des fréquences de la bande passante auxquelles « l'impédance » image est même imaginaire. La figure 13 montre un exemple de deux résonateurs pontés avec un pont $3\lambda/4$. Cette partie pontée ne peut pas adapter « l'impédance » image des cellules non pontées en amont et en aval (fig. 14), qui est celle d'une cellule classique en π . « L'impédance » de la figure 14 a pu être imposée à toutes les sections pontées, en calculant de nouvelles valeurs pour les impédances des éléments sous le pont (soit les coupleurs soit les résonateurs). Les valeurs ont

(1) Certains auteurs appellent le terme, normalisé, « fixité » [7] « admittance mécanique », en correspondance avec « l'admittance » des électriciens.

été exprimées, pour des raisons pratiques, par rapport aux valeurs initiales; dans certains cas, une fréquence de résonance d'un barreau doit également être légèrement déplacée afin d'obtenir l'impédance image des cellules non pontées. Les pôles et les zéros sont éliminés en les faisant coïncider à la même fréquence. Dès que les cellules sont ainsi adaptées, la réponse initiale dans la bande passante est retrouvée [26].

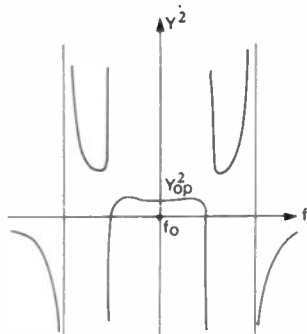


Fig. 13. — Mobilité image (équivalente à « l'impédance image » en électricité) d'une section avec deux résonateurs pontés avec un pont en $3\lambda/4$.

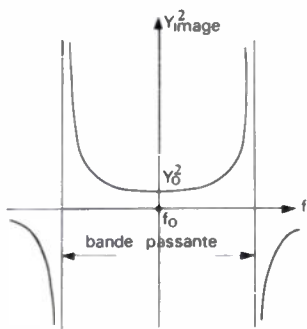


Fig. 14. — Mobilité image Y (« impédance image » en électricité) d'une cellule de filtre non pontée.

Il est possible de présenter les résultats sous forme pratique de graphiques en fonction de l'éloignement des pôles réels des limites de la bande passante.

6) Les calculs ont pu être étendus jusqu'aux relations entrée-sortie électrique du filtre, où le couplage capacitif de quelques centièmes de picrofarad peut être traité, après transformation électro-mécanique équivalente, comme un pont [26]. Ainsi l'effet de cette capacité, qui produit souvent une perte d'affaiblissement loin de la bande passante, peut être maîtrisé et utilisé dans certains cas à l'amélioration de la courbe de réponse.

4. RÉALISATION D'UN FILTRE

Basé sur des considérations décrites précédemment, un filtre a été développé à 130 kHz avec les dimensions suivantes : Longueur du boîtier : 38 mm, largeur 22 mm, hauteur : 13 mm.

Les différences de mobilité (c'est-à-dire « d'impédance ») trouvées par les calculs sont réalisées par des aires différentes des sections des résonateurs. Les coupleurs sont tous identiques, sauf ceux fixés sur les transducteurs, qui ont une section plus grande. Les différentes mobilités des résonateurs sont obtenues par des méplats, qui facilitent en même temps la soudure électrique des coupleurs. Ces derniers sont soudés à l'endroit d'un nœud de la plupart des modes

parasites flexion. Le pont sur 4 résonateurs est soudé en bout, sa mobilité est grande, il ne transmet guère les fréquences parasites.

La structure mécanique est fixée au boîtier par un support souple, qui évite également toute résonance acoustique de l'air enfermé dans le boîtier.

Pour faciliter la reproductibilité automatique des filtres, une marge de sécurité a été prise en conservant 11 résonateurs malgré l'utilisation d'un pont.

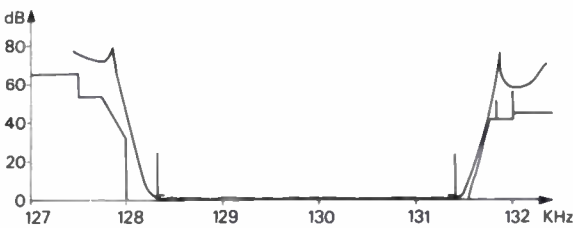


Fig. 15. — Bande passante.

La figure 15 montre la courbe résultante, qui répond aux exigences des administrations françaises et étrangères. Un enregistrement de la réponse en dehors de la bande passante est reproduit en figure 16 et figure 17 montre enfin le filtre terminé.

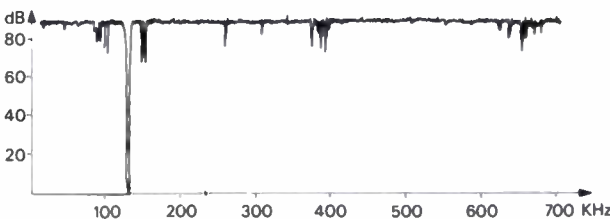


Fig. 16. — Fréquences parasites.

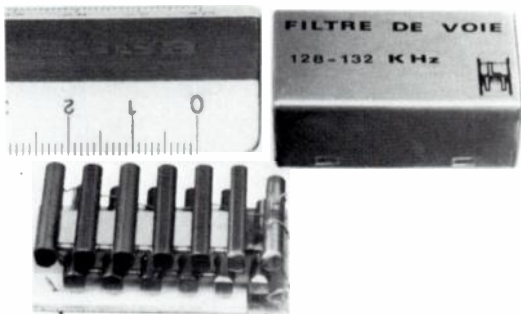


Fig. 17. — Filtre assemblé.

5. CONCLUSION

Une association judicieuse de différents modes de vibrations a permis de réaliser un filtre mécanique de faible encombrement. La disposition inhabituelle des résonateurs rendait facile le pontage de n'importe quel nombre de résonateurs; une optimisation en a déterminé le nombre afin d'obtenir une courbe d'affaiblissement satisfaisant aux exigences des administrations française et étrangère. Un mode de calcul nouveau a permis d'éviter les conversions électro-mécaniques. La constitution de graphiques à l'issue de ces calculs offrait la possibilité de déterminer facilement les cotes des éléments pontés pour leur fabrication. Le filtre

, obtenu est relativement peu sensible aux variations des éléments, ce qui est avantageux pour une fabrication en grande série.

Bibliographie

- [1] LOYEZ P. — Problèmes spécifiques du filtrage de voie téléphonique, dans ce numéro p. 121.
- [2] BOSC R. — Aperçus sur la technique des filtres électromécaniques, *Câbles et Transmissions* 18° A, N° 4, Octobre 1964, p. 296-306.
- [3] BON M., BOSC R. and LOYEZ P. — New Materials. IEEE, *Proceedings 1976 International Symposium on Circuits and Systems*, Munich, Avril 1976, p. 739-742.
- [4] LOYEZ P., BOSC R. et COLLOMBAT F. — Alliage type Elinvar pour télécommunications : applications aux filtres mécaniques, *Colloque International sur les matériaux pour les composants électroniques*, Paris. Avril 1975, p. 279-289.
- [5] PRACHE P. M. — Les réseaux électromécaniques linéaires, *Bulletin de la Société Française des Électriciens*, 7^e série, Tome II, n° 20, 1952.
- [6] PRACHE P. M. — Introduction à la théorie des réseaux électromécaniques linéaires, *Câbles et Transmissions*, 1974, n° 4.
- [7] Norme Française NF E 90-001, mai 1972.
- [8] ERNYEI H. H. — Note sur la simulation d'une ligne acoustique résonnante par des circuits L-C, *Note interne LTT*, N° 646 013/73 205.
- [9] SHEAHAN D. F. and JOHNSON R. A. — Crystal and mechanical filters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. CAS-22, 1975, p. 69-89.
- [10] ERNYEI H. H. — Schéma équivalent d'une chaîne de filtre utilisant une ligne de longueur $\lambda/4$ comme élément de couplage. *Note interne LTT*, N° 646 019/73 112, du 8 nov. 1973.
- [11] BAUDET D. — Un transducteur magnétostrictif miniaturisé.
- [12] ERNYEI H. H. — Theoretical aspect of Electromechanical Transducers. *Conference Record, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and signal Processing*, Philadelphia, 1976, p. 779-785.
- [13] ERNYEI H. H. — Transducteurs électromagnétiques appliqués aux filtres mécaniques. Ferrites magnétostrictifs, *Câbles et Transmissions* 31^e année, n° 2, Avril 1977, p. 251-288.
- [14] ERNYEI H. H. — Transducteurs électromécaniques appliqués aux filtres mécaniques. Céramiques piézoélectriques, *Câbles et Transmissions* 32^e année, n° 1 janvier 1978.
- [15] BÖRNER M. and SCHÜSSLER H. — Miniaturisierung mechanischer Filter, *Telefunken Zeitung* Jg. 37, 1964, Heft 3/4.
- [16] PRACHE P. M. and ERNYEI H. H. — Vibration des barreaux en régime harmonique, *Câbles et Transmissions* 28^e année, N° 4, Octobre 1974.
- [17] I.T.T. — *Reference Data for Radio Engineers*, Fifth Edition, Howard W. Sams and Co, Inc 1969.
- [18] TAKESHI YANO et al. — New Torsional Mode Electromechanical Channel Filter, *NEC Research and Development*, n° 39 October 1975, Japan.
- [19] BÖRNER M. — Mechanische Filter mit Dämpfungspolen, *Arch. Elek. Übertragung*, Vol. 17, Mars 1963, p. 103-107.
- [20] YANO T., FUTAMI T. and KANAZAWA S. — New torsional mode electromechanical channel filter, 1974, *IEEE European Conf. on Circuit theory and design* (London), July 1974.
- [21] JOHNSON R. A. — A single Sideband Disk, Wire Type mechanical Filter, *IEEE Transaction on Component parts*, XII 1964.
- [22] KOHLHAMMER B. — Ein Beitrag zum Entwurf breitbandiger mechanischer Filter, *Thèse soutenue à la « Technische Universität München »*, 1971.
- [23] ERNYEI H. H. — Simplified Bridge calculation and realization of a pole type Mechanical Filter, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1977 Phoenix Proceedings, p. 235-238.
- [24] MASON W. P. — Wave Transmission network, *Brevet US*, 2 345 491, déposé le 25 novembre 1941.
- [25] JOHNSON R. A. — The design of Mechanical Filters with bridged Resonators, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Newton, April 1975.
- [26] *Brevets LTT* : n° 76 39 576, n° 77 12 410, n° 77 12 411, n° 77 23 983.

Les filtres mécaniques du nouveau modulateur de voie 7 R⁽¹⁾

FILTRES

L'onde électrique
1978, vol. 58, n° 2
pp. 136-140



par H. ALBSMEIER,

Ingénieur diplômé de « Oskar von Miller Polytechnikum » de Munich, Chef de laboratoire au laboratoire central de Siemens AG.

et A. E. GUENTHER,

Physicien diplômé de la « Technische Hochschule » de Munich, Chef de laboratoire au laboratoire central de Siemens AG.

Siemens SA, 39-47, boulevard Ornano, 93200 Saint-Denis (tél. 820.61.20).

1. INTRODUCTION

La transposition de fréquence des voies téléphoniques et des voies de signalisation qui acheminent les signaux de service est l'opération de base dans les systèmes de transmission à courants porteurs. La figure 1 représente un exemple de plan de transposition de groupe primaire : douze voies téléphoniques constituent après une double transposition le groupe primaire de base normalisé dans la bande 60-108 kHz [1]. Le modulateur de voie qui constitue le premier étage de transposition dans les systèmes à courants porteurs de 12 à 10 800 circuits téléphoniques, est l'unité la plus utilisée dans les centres de télécommunications. C'est pourquoi les efforts portant sur l'amélioration du matériel à courants porteurs ont tout particulièrement été consacrés à cette unité.

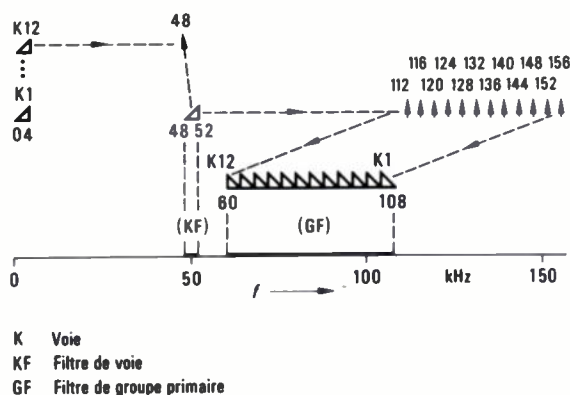


Fig. 1. — Plan de fréquences (structure d'un groupe primaire de base de 60 à 108 kHz avec prémodulation uniforme de toutes les voies).

Un tel modulateur comprend notamment les filtres de voie qui assurent, après la modulation, la formation du signal à bande latérale unique. La largeur de la voie est selon les recommandations du CCITT de 3,1 kHz (300 à 3 400 Hz). La réponse en fréquence de chaque filtre dans la bande passante a une importance capitale puisqu'il faut pouvoir monter en cascade un grand nombre de modulateurs (jusqu'à 12 par exemple). D'autre part, l'affaiblissement des filtres doit être suffisant pour supprimer toute perturbation des voies adjacentes.

La figure 2 illustre les exigences imposées au filtre de voie en matière d'affaiblissement. La qualité du filtre dans la bande passante repose essentiellement sur celle des composants et sur celle de la fabrication du filtre.

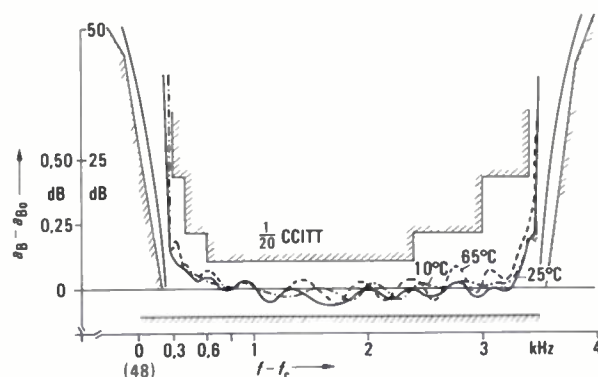


Fig. 2. — Filtre de voie électromécanique, gabarit et comportement typique.

Les filtres de signalisation hors bande, appelés en bref filtres de signalisation, ont également une importance considérable puisqu'ils assurent le couplage et le découplage des signaux de service dans la voie à courants porteurs. Ces filtres sont en fait le résultat d'un compromis entre les modèles à large bande et les modèles à bande étroite, donc un compromis entre une faible interaction entre la signalisation hors bande et la voie téléphonique, et un retard réduit des signaux. La figure 3 illustre les exigences résultant de ce compromis.

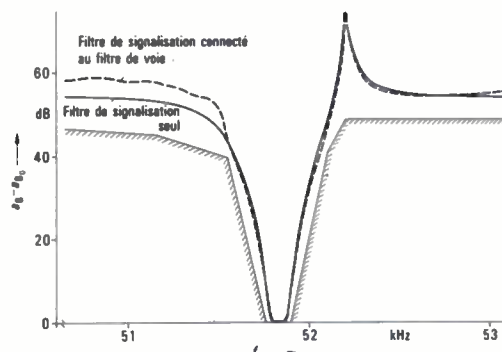


Fig. 3. — Filtre électromagnétique de signalisation hors bande, véhiculant les signaux de service. Gabarit et comportement typique.

(1) Article initialement reçu le 19/05/76, et dans sa forme définitive le 19/11/76.

2. CONCEPTION

Il a fallu renoncer aux filtres LC, car ils étaient incompatibles avec les objectifs poursuivis lors du développement de ces nouveaux modulateurs de voie, à savoir la compacité et la rationalisation de la fabrication. Les études ont donc porté sur les filtres mécaniques de modulateur de voie. Les résonateurs en aciers spéciaux sont d'une excellente qualité et possèdent une grande stabilité, malgré leurs dimensions réduites. Leur forme géométrique simple permet une automatisation poussée de la fabrication et leur production en grande série se traduit par une nette diminution de leur prix. En vue de rendre la fabrication aussi rationnelle que possible, Siemens s'est décidé en faveur de la prémodulation qui ne nécessite qu'un seul type de filtre de voie et partant qu'un seul type de filtre d'émission et réception des signaux. Il suffit donc de disposer d'un seul modèle de modulateur de voie.

Comme fréquence de prémodulation, il convient de choisir des fréquences directement inférieures à 60 kHz ou supérieures à 108 kHz [2]. Nous avons donné la préférence à une basse fréquence d'environ 50 kHz, notamment pour deux raisons : cette basse fréquence et par suite la largeur de bande relativement grande de 6,5 % imposent au matériel des contraintes moins sévères. La distorsion de la réponse en fréquence dans la bande passante se réduit au 1/20 du gabarit de tolérance du CCITT (normalement 1/10), sans qu'il soit pour autant nécessaire d'effectuer des opérations de correction supplémentaires. La plage de fréquence sélectionnée permet de réaliser dans des conditions particulièrement favorables les filtres mécaniques (fig. 4) à l'aide d'oscillateurs à flexion et de coupleurs en mode longitudinal [3]. La fréquence n'a quasiment pas d'influence sur les dimensions qui peuvent donc être choisies à seule fin d'optimiser la production. Les résonateurs sont fixés en leurs nœuds d'oscillation. Le point de couplage du fil qui traverse les résonateurs par le milieu, pour les relier entre eux, est très peu sensible aux tolérances. Ce fil ou coupleur court $\left(1 \ll \frac{\lambda}{4}\right)$ permet l'échelonnement indispensable du couplage dans le filtre Tschebyscheff par simple variation de la distance séparant les résonateurs.

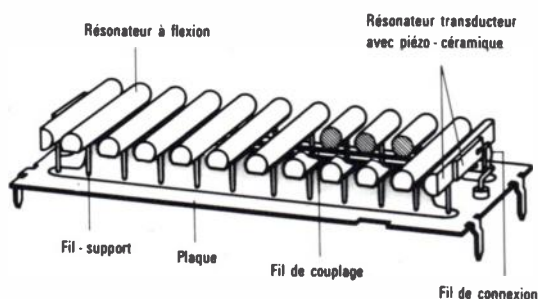


Fig. 4. — Conception du filtre de voie.

Le résonateur transducteur est tout simple : il s'agit d'une pastille en céramique piézo-électrique vibrant en mode longitudinal, disposée en dehors de la ligne neutre d'un résonateur de fin de chaîne. Cette pastille transpose les vibrations électriques en vibrations mécaniques de flexion et vice-versa.

Nous avons sélectionné une maquette de filtre à circuits électriques de fin de chaîne, car ces circuits permettent

notamment un couplage optimal des modulateurs adjacents [2].

Pour les filtres de signalisation par contre, qui fonctionnent également en mode de flexion, mais sans inductances, il convient de préférer le faible couplage flexion-torsion en raison de l'étroitesse de la bande passante (fig. 5).

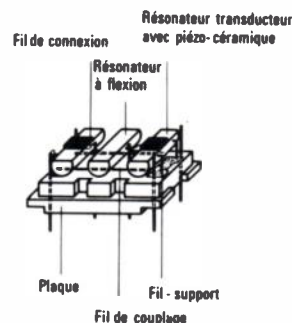


Fig. 5. — Conception du filtre de signalisation hors bande (réception).

3. ÉTUDES

Les filtres sont dimensionnés en fonction d'un circuit équivalent établi sur la base de l'analogie électromécanique [4]. Comme leur bande passante de 6,5 % est relativement grande et que les tolérances d'affaiblissement doivent se limiter au 1/20 de la distorsion admise par le CCITT, il faut au moins quatre éléments électriques (fig. 6) pour obtenir une approximation suffisante de la réponse en fréquence d'un résonateur du filtre de voie. On est donc obligé de renoncer au circuit équivalent à deux éléments, parfaitement suffisant pour les filtres à bande étroite, et d'abandonner, par voie de conséquence, les méthodes de calcul classiques de Cauer, Darlington, Piloty et Bader. Lors de l'optimisation assistée par ordinateur, la principale fonction sélectionnée n'est plus l'affaiblissement effectif, mais la fonction caractéristique [5] qui, dans la bande passante, est pratiquement identique au facteur de réflexion. Ce procédé permet l'optimisation par la recherche des zéros de la fonction caractéristique les dérivées partielles n'étant pas nulles. Ce sont les paramètres images du circuit équivalent à deux éléments qui servent de première approximation; le procédé converge ainsi en deux ou trois cycles récurrents.

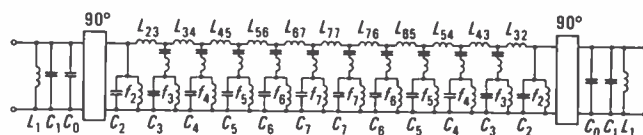


Fig. 6. — Circuit équivalent du filtre.

Une certaine attention doit être consacrée aux conditions supplémentaires dictées et par la technique de fabrication et par les circuits de service. Il est ainsi souhaitable que tous les résonateurs d'un filtre aient la même section, ce qui entraîne dans le circuit équivalent de la figure 6 la relation suivante :

$$C_n^2 \cdot f_n = \text{Const.}$$

Cette condition est remplie grâce à l'utilisation répétée et approximative de la transformation de Norton en cours d'optimisation, sans pour autant entraîner un ralentissement notable de la convergence [6].

Dans le modulateur de voie, les filtres de voie et les filtres de signalisation sont interconnectés pour former un aiguillage (fig. 7). L'influence du filtre de voie sur le filtre de signalisation est la plus faible lorsque son maximum d'impédance se situe à la fréquence centrale du filtre de signalisation, à savoir 51 837,5 Hz. Pour répondre à cette exigence, il faut que deux des 14 zéros de réflexion du filtre de voie soient déplacés vers des fréquences complexes [6]. Cette mesure se traduit par un agrandissement d'environ 30 % de la bande passante relative des circuits de fin de chaîne et par une augmentation du même ordre, de la stabilité thermique du filtre, puisque les coefficients de température des composants concernant les circuits de fin de chaîne (capacité statique du transducteur, condensateur additionnel et inductance) sont supérieurs d'au moins un ordre de grandeur à ceux des éléments mécaniques. Pour tenir compte de l'influence du filtre de signalisation sur le filtre de voie, il suffit d'inclure la capacité d'un de ses transducteurs dans le circuit de fin de chaîne du filtre de voie.

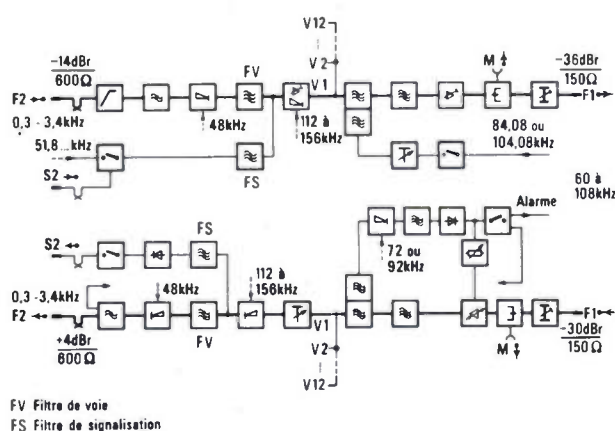


Fig. 7. — Schéma-bloc de connexion des filtres de voie et des filtres de signalisation hors bande.

Les filtres de signalisation avec leur bande passante de 0,2 ou 0,3 % (fig. 3) peuvent être décrits avec une précision suffisante par l'intermédiaire du circuit équivalent simple à deux éléments et par suite conçus selon la théorie classique des filtres [4, 6]. Le taux d'ondulation de Tscheytscheff a été sélectionné pour que le taux de dépassement en régime transitoire soit inférieur à 10 %. Les condensateurs en dérivation à l'entrée et à la sortie des filtres de signalisation hors bande, améliorent légèrement l'affaiblissement sans avoir d'influence notable sur la bande passante. Ces condensateurs n'entrent donc pas en ligne de compte au stade de l'étude.

4. FABRICATION

La production des filtres de voie et des filtres de signalisation doit pouvoir se faire sur une grande échelle. Il faut donc mécaniser la majeure partie des étapes de fabrication et en automatiser un grand nombre.

Deux stratégies radicalement opposées peuvent être adoptées. L'une tente d'aboutir à un bon produit en créant les meilleures conditions possibles par une sélection sévère des matériaux et procédés de fabrication. L'autre s'attache beaucoup moins aux matières et aux procédés de fabrication, mais met l'accent sur le tri et l'ajustage qui sont très

facilement automatisables. C'est ce dernier ajustement qui nous a fait préférer la deuxième solution pour notre fabrication des filtres électromécaniques. De cette façon, les contraintes sévères imposées aux matériaux et aux procédés de fabrication, ne portent que sur quelques points peu nombreux.

La fabrication des filtres électromécaniques (fig. 8) commence par une étape préliminaire, à savoir la production des résonateurs en acier et de la pastille en piézo-céramique. Le montage comprend essentiellement la réalisation du résonateur transducteur ainsi que son ajustage puis la production de la partie mécanique (peigne) par soudure électrique du coupleur. La dernière étape réside dans la vérification du filtre complet.

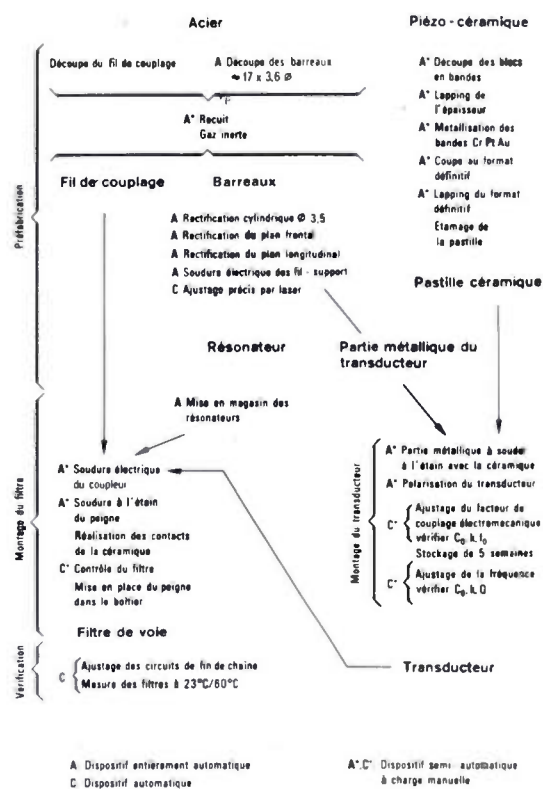


Fig. 8. — Schéma de fabrication du filtre de voie.

Les matériaux spéciaux Thermelast et piézo-céramique sont soumis à un pré-contrôle avant la fabrication. On détermine la constante de propagation $c = \sqrt{\frac{E}{\rho}}$, le coefficient de qualité Q ainsi que la masse volumique et pour la piézo-céramique en plus la constante diélectrique ϵ avec $Tg \delta$ et le facteur de couplage électromécanique k_{31} . Il faut, en outre, mesurer les coefficients thermiques de la constante de propagation et des valeurs de ϵ donc TK_ϵ et TK_c . Un traitement par recuit permet de porter le module d'élasticité E et des fils de couplage et le coefficient thermique TK_ϵ à des valeurs intéressantes [7]. Le facteur de couplage électromécanique est ajustable sur le résonateur transducteur terminé.

Lors de la *préfabrication* (fig. 8) les procédés classiques sont à l'honneur, mais les machines sont automatisées dans une large mesure. Le matériau des résonateurs coupé dans la barre parvient au stade du traitement thermique à une température optimale pour le lot considéré située entre 450 et 600 °C. On soumet ensuite le matériau à une rectification

cylindrique puis à un fraisage pour obtenir un méplat. Les éléments ainsi obtenus passent à la rectifieuse automatique pour un premier ajustage. Les pièces sont toujours fabriquées à une longueur supérieure à la longueur voulue et doivent être réglées par polissage sur une fréquence légèrement en dessous de la fréquence désirée. Un dispositif automatique assure la mise en place des fils supports par soudure électrique par points. La dernière étape est consacrée à l'ajustage définitif de la fréquence : le bombardement par rayon laser permet d'enlever avec une grande précision le matériau excédentaire aux extrémités du résonateur.

Les éléments métalliques des transducteurs ne sont ajustés avec précision qu'après la soudure à l'étain de la piézo-céramique.

La piézo-céramique livrée sous forme de blocs de $50 \times 30 \times 12$ mm est découpée en bandes par des scies alternatives à archet. Ces bandes sont à leur tour rodées par lapping à l'épaisseur voulue. Elles sont ensuite empilées et amenées au format définitif par sciage et lapping. L'étape suivante consiste dans la mise en place d'un dépôt soudable de Cr-Pt-Au. Puis les pastilles sont étamées.

Le montage des filtres passe par deux étapes primordiales : la fabrication du transducteur et la soudure électrique d'assemblage. La figure 9 représente les dispositifs semi-automatiques qui assurent avec une extrême précision la fixation des pastilles en piézo-céramique sur la partie métallique et la soudure à l'étain de ces deux éléments. L'échauffement se fait par chaleur inductive et l'opération de soudure est commandée par la température de la partie métallique, mesurée par un pyroscope. Il est ainsi possible d'éviter tout risque de diffusion dans la partie métallisée de la céramique.

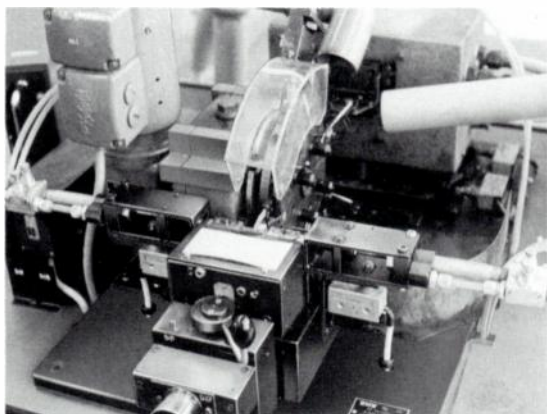


Fig. 9. — Poste de soudure automatique à l'étain du transducteur.

La polarisation se fait à température moyenne et dans l'huile pour éviter les jaillissements d'étincelles. En raison des faibles tolérances imposées au facteur de couplage électromécanique des transducteurs, cette valeur est ajustée par une dépolarisation subséquente. Pour ce faire, une contre-tension est appliquée selon un procédé spécial à la piézo-céramique; cette contre-tension est fonction de l'écart du facteur de couplage et de la capacité statique par rapport à leurs valeurs théoriques. La figure 10 montre le dispositif automatique utilisé pour mesurer également d'autres paramètres courants tels que le coefficient de qualité Q , la capacité statique C_0 et la fréquence f_0 .



Fig. 10. — Dispositif automatique d'ajustage du facteur de couplage.

Pour tenir compte du vieillissement dû à la polarisation ou à la dépolarisation d'ajustage, et affectant notamment la fréquence, on pratique un stockage pendant plusieurs semaines. La dernière étape réside dans l'ajustement de la fréquence du transducteur. Ce procédé est identique à celui appliqué aux résonateurs, à savoir le bombardement par rayon laser (fig. 11) associé à la mesure de tous les paramètres courants.

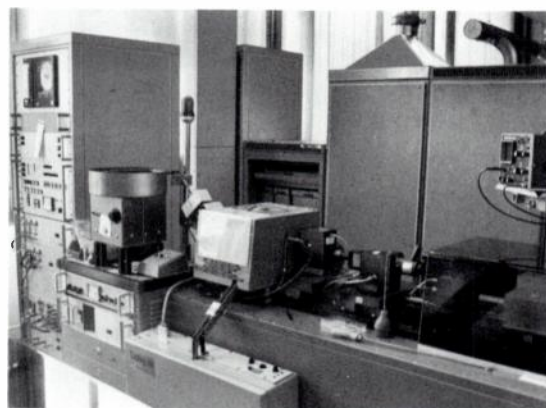


Fig. 11. — Ajustage de la fréquence par laser et mesure.

Bien des efforts ont été consacrés à l'étape suivante, consistant à relier les résonateurs et les transducteurs par le fil de couplage grâce à la soudure électrique par points. Pour éviter tout ajustage du filtre après la soudure, il faut que la dispersion du couplage se limite à $+ 1\%$ environ. Pour y parvenir, il faut disposer les résonateurs d'une façon déterminée, les uns par rapport aux autres et ce, grâce à un gabarit de soudure bien précis, des tolérances réduites quant au diamètre des résonateurs et un dosage rigoureux de l'intensité du courant de soudure. En outre, la masse des résonateurs ainsi que la rigidité des fils de couplage ne doivent différer que de quelques pour mille de leur valeur théorique, puisque ces grandeurs ont une influence directe sur le couplage. C'est dans ce but que le matériau des résonateurs est traité lot par lot. Pour compenser les variations de masse importantes lorsque les jeux de résonateurs proviennent de lots différents, le recuit nous permet, comme mentionné précédemment, d'agir sur le module d'élasticité des fils de couplage. Il convient de signaler que la mise au point d'un fil de couplage suffisamment homogène a été l'un des problèmes qui nous a le plus préoccupés. La figure 12 représente le poste de soudure semi-automatique. Après la soudure électrique, les

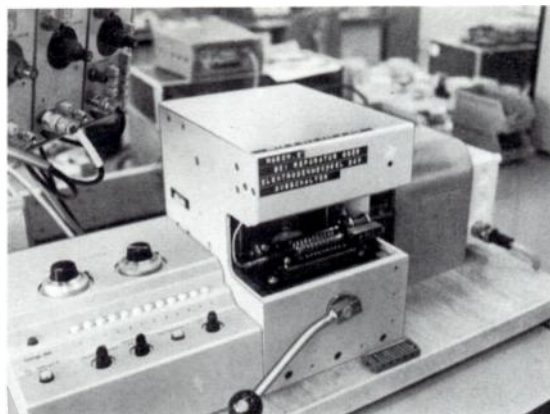


Fig. 12. — Machine de soudure électrique d'assemblage.

peignes des filtres sont soudés à l'étain sur une plaque et les transducteurs sont connectés.

La dernière étape de fabrication est en fait le contrôle de la bande passante et de l'affaiblissement hors bande des peignes.

Dans les filtres de signalisation, le rôle que jouent les tolérances de couplage est moins important que celui du désaccord des résonateurs, dû à la soudure électrique des fils de couplage, et ceci pour deux raisons : le mode de couplage utilisé entraîne une dispersion de ± 10 Hz des fréquences des résonateurs et, en raison de leur bande plus étroite, les filtres de signalisation sont beaucoup plus sensibles à de tels défauts. Par conséquent, l'ajustage des résonateurs des filtres de signalisation ne se fait qu'après la soudure électrique d'assemblage, grâce au bombardement par laser déjà mentionné.

CONTROLE FINAL DES FILTRES

Les grandes séries et les nombreux contrôles à effectuer réclament, pour des raisons de rentabilité, l'emploi d'un

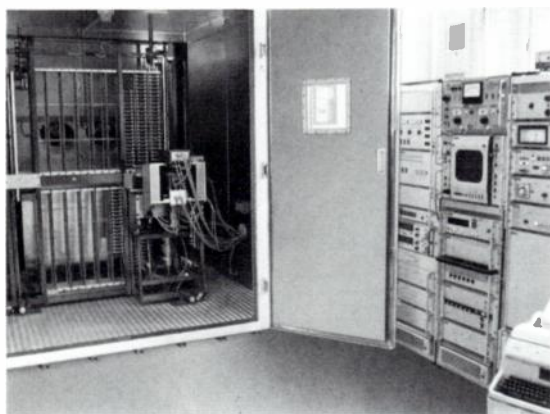


Fig. 13. — Appareil de contrôle automatique des filtres.

dispositif de contrôle entièrement automatique. L'installation spécialement mise au point dans ce but (fig. 13) peut recevoir 2 000 filtres de voies ou 4 000 filtres de signalisation. Elle assure également l'ajustage automatique des circuits de fin de chaîne. Tous les filtres sont vérifiés à température ambiante et à 60 °C environ. Le compte rendu des résultats édités sur téléimprimeur comporte des indications précises sur la qualité de fabrication et sur tous les défauts des pièces mises au rebut. Le contrôle et l'ajustage de 2 000 filtres de voies durent environ 22 h.

RÉSUMÉ

Différentes techniques de filtres sont actuellement en compétition pour répondre aux exigences de fiabilité, de dimensions et de rentabilité des nouveaux équipements téléphoniques.

Le présent article décrit, en se basant sur le schéma de modulation du modulateur de canaux 7 R, les exigences auxquelles doivent satisfaire les filtres de voies et de signalisation. Les filtres mécaniques apportent une solution élégante à ces problèmes et permettent d'atteindre la réduction de volume souhaitée, en même temps qu'une rationalisation poussée de fabrication.

L'article traite de la conception des filtres et de leur dimensionnement et donne une description détaillée des procédés de fabrication en grande série.

Les auteurs ont voulu faire le point sur les filtres mécaniques et décrire les avantages de cette technique nouvelle.

SUMMARY

Mechanical filters of the new 7 R channel modulator,

by H. ALBSMEIER and A. E. GUENTHER (Siemens AG).

Various filter techniques are now in competition to satisfy to the reliability, volume and cost efficiency assessments of the newest telephone equipments.

This paper deals with the design and volume of mechanical filters in the case of the new 7 R channel modulator.

The authors give a precise description of mass production processes.

Bibliographie

- [1] KOPP H. — Entwicklungstendenzen in der Trägerfrequenztechnik, *VDE Fachber.*, 1970, 26, pp. 145 à 149.
- [2] ALBSMEIER H. — Ein Vergleich der Realisierungsmöglichkeiten elektromechanischer Kanalfilter im Frequenzbereich 12 kHz bis 10 MHz, *Frequenz.*, 1971, 25, pp. 74 à 79.
- [3] KÜNEMUND F. — Channel Filters with Longitudinally Coupled Flexural Mode Resonators, *Siemens Forschungs- und Entwicklungsbericht Bd. 1*, 1972, N° 4, pp. 325 à 328.
- [4] JOHNSON R. A. and GUENTHER A. E. — Mechanical Filters and Resonators (Part III), *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, vol. SU-21, N° 4, Octobre 1974, pp. 244 à 256; cet article est accompagné de nombreuses références bibliographiques.
- [5] GUENTHER A. E. — High-Quality Wide-Band Mechanical Filters Theory and Design, *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, vol. SU-20, N° 4, Octobre 1973, pp. 294 à 301.
- [6] ALBSMEIER H., GUENTHER A. E. and VOLEJNÍK W. — Some Special Design Considerations for a Mechanical Filter Channel Bank, *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-22, N° 7, Juillet 1974, pp. 935 à 940.
- [7] ALBERT H. — Konstantmodullegierungen, *Feinwerktechnik*, 1968, 72, pp. 244-248.

Mechanical filters using disk and bar flexure-mode resonators ⁽¹⁾

FILTRES

L'onde électrique
1978, vol. 58, n° 2
pp. 141-148

by Robert A. JOHNSON (2),

Technology Coordinator for Filter Products Department of Rockwell International Corporation. His work involves the development of new electro-mechanical filter devices.

Rockwell International Corp. Electronic Devices Division, 4311 Jamboree Road, Newport Beach, California 92663 (USA).

INTRODUCTION

The development of disk-wire mechanical filters was first started by Collins Radio Company (now a part of Rockwell International Corporation) in the latter part of 1947, in response to a need for small, relatively inexpensive single-sideband filters. In 1952, the first 455 kHz sideband filters were built in a pilot line factory, for use in HF radios [1]. An early filter is shown in figure 1. This design used pressed rods to obtain coupling between the resonators in contrast to wires welded to the disk edges, as is done in modern designs. In 1957, the first mechanical channel filters were manufactured for FDM telephone systems [2]. In the same year, Kokusai in Japan started production of disk-wire mechanical filters that used a single « off-center » coupling rod and piezoelectric ceramic transducers. These are in contrast to the Collins filters that primarily have used magnetostrictive transducers as shown in figure 2.

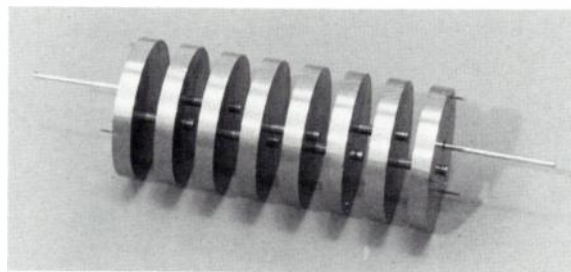


Fig. 1. — A disk-wire mechanical filter built in the late 1940's with pressed coupling rods and alloy wire transducers.

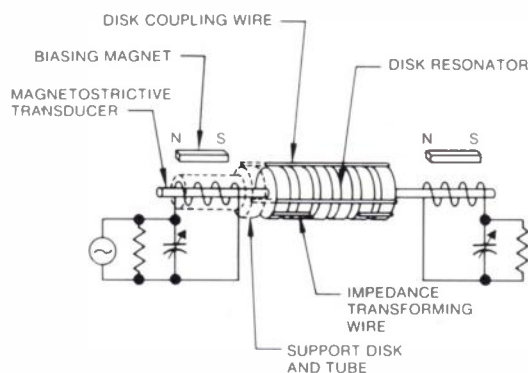


Fig. 2. — Basic elements of a six-disk mechanical filter.

Figure 2 shows a six disk-resonator filter that employs two magnetostrictive transducers. The basic principle of operation is that the electrical input signal produces a magnetic field which passes through the input transducer rod causing it to vibrate. The vibration is the result of the transducer being a magnetostrictive ferrite. Because of the biasing magnet, the frequency of the mechanical vibration is the same as the applied electrical signal. The transducer rod drives the first disk which, in turn, is mechanically coupled to the remaining disks by the small diameter coupling wires. The mechanical vibrations are converted to electrical signals by the output transducer. The filter taken as a whole is a coupled resonator system with complex left half-plane natural frequencies its LC ladder equivalent (mobility analogy) circuit shown in figure 3.

Figure 4 illustrates the modes of vibration of the filter components. The magnetostrictive transducer, which vibrates in an extensional mode, is coupled to the center of the end disk. Both the transducer and the iron-nickel alloy disk are tuned near the resonance of the composite structure. Energy is coupled from disk-to-disk by means of short (less than one-eighth wavelength between disks) coupling wires. The disks resonators are used in either the one, two or three nodal circle flexure modes of vibration. The lowest order mode is used from 60 to 455 kHz, the two nodal circle mode is used from 200 to 600 kHz and the three nodal circle mode is used at 455 kHz and above.

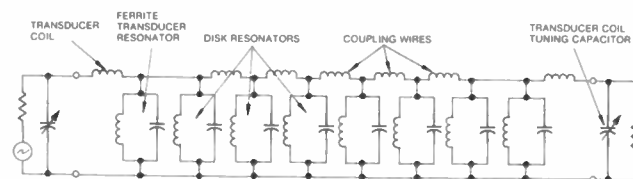


Fig. 3. — LC ladder equivalent circuit of the six-disk filter of figure 2. The mobility force-current analogy is used.

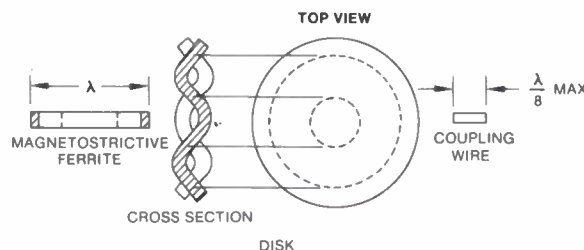


Fig. 4. — Transducer (longitudinal), disk (flexural) and coupling wire (longitudinal) modes of vibration. The dashed lines show the modes and the shaded and non-shaded areas the motion during adjacent half cycles.

(1) Article reçu le 25 mai 1977 et accepté le 20 juillet 1977.
(2) Membre SEE.

Frequencies below 60 kHz are realized through the use of flexure-mode bars coupled with wires through torsion, flexure or longitudinal motion or combinations of these modes. Work on torsion-coupled filters was discussed as early as 1957 [3]. In this paper we will not attempt to discuss the longitudinal-coupled, flexure-bar filter that is widely used in West German FDM telephone systems [4], but we will discuss the torsion-coupled filter used, for instance, in out-of-band signaling, Omega navigation and train control applications. But let us first look at the disk-wire mechanical filter.

THEORY AND DESIGN OF DISK-WIRE MECHANICAL FILTERS

Disk Resonators

Let us start our theoretical discussion by looking at the characteristics of the disk resonators. The parameters that

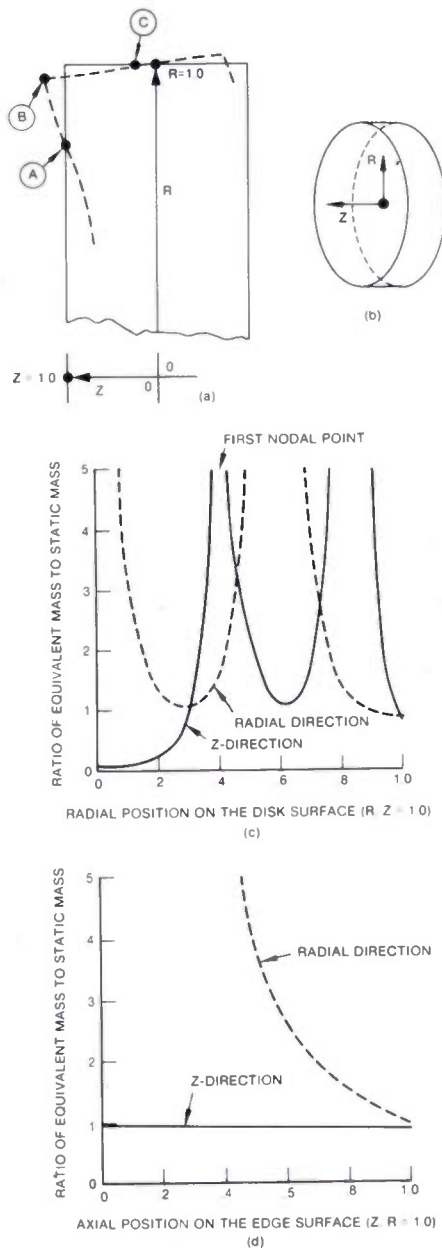


Fig. 5. — Disk resonator characteristics.
 (a) Displacement at the disk edge, (b) the axial (Z) and radial (R) coordinates, (c) the equivalent mass along a radius on the disk face and, (d) equivalent mass across the disk edge.

are of importance to the filter designer are the disk frequency and its apparent (equivalent) mass and compliance. Because the disk is a distributed network, its impedance characteristics are dependent on the point on the disk where measurements are taken and also on the direction of the vibration, i.e., radial, axial, or rotational, in cylindrical coordinates. As an example, figure 5a shows the displacement of the edge of a vibrating disk such as that shown in figure 5b. Since we only make use of the axially symmetric flexure modes of vibration of the disks there is no rotational (angular) component to be considered. Note in figure 5a that the radial (R) and axial (Z) components of the displacement vary with both the radial and axial position of the point under consideration. For instance, at point A there is no motion in the Z direction. At point C there is predominantly motion in the Z direction. At points of zero motion the disk looks like an infinitely large spring-mass system and at large displacement (thus velocity) points the equivalent mass is small. The equivalent mass of the disk resonator is proportional to the reciprocal of the velocity squared and is plotted in figures 5c and 5d. Figure 5c shows the equivalent mass values of a two nodal circle mode of vibration at points across the major surface of the disk and figure 5d shows the mass variation across the disk edge. Disk frequencies of both axially symmetric (circle modes) and non-symmetric (diameter nodal line modes) have been calculated by Onoe and Yano [5]. Measured data on Ni-Span C disk frequencies is shown in figure 6 for the 500 kHz frequency region showing symmetric, non-symmetric and contour (radial, for instance) modes of vibration.

Coupling Methods

Having used a set of curves, as in figure 6, to determine disk dimensions that do not have closely adjacent spurious modes, we must next determine what kind of coupling we should use. Figure 7 shows some of the available options. The most common configuration is figure 7a where the disks are coupled at the edges by resistance welding. The bandwidths of these filters are usually in the 2-10 kHz range. Narrower bandwidths can be achieved by inserting a disk that is resonant outside of the filter passband between two in-band resonant disks as is shown in figure 7b. The off-resonance disk acts like a simple reactance in the filter passband. Because edge coupling of figure 7a excites diameter flexure modes, the maximum bandwidth of these two nodal-circle mode filters is about 10 kHz [6]. Looking at figure 5c we note that the equivalent mass at the center of the disk is considerably lower than that at the edge and that it is possible to build a wider bandwidth filter with a wire size on the order of the edge coupled wire cross-sectional area. This center-coupled filter, which uses solder bonding to drilled-through holes in the disk, is shown in figure 7c. An alternate technique to all of the above is to couple away from the center and edge as shown in figure 7d. The bandwidth is adjusted by varying the proximity of the wire to the first nodal point shown in figure 5c. This design is similar to the original filter shown in figure 1.

The coupling wires used with the filter sections shown in figure 7 can be represented by transmission line equivalent circuits [7, 8]. Filters being presently manufactured use short (less than one-eighth wavelength) coupling wires, for

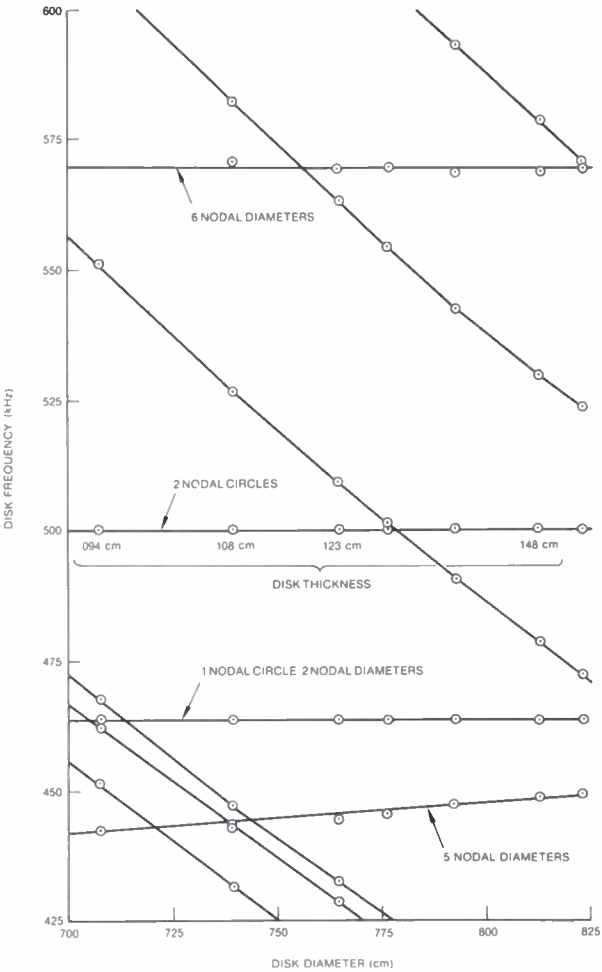


Fig. 6. — Example of disk flexure (horizontal curves) and contour modes in the region of 500 kHz.

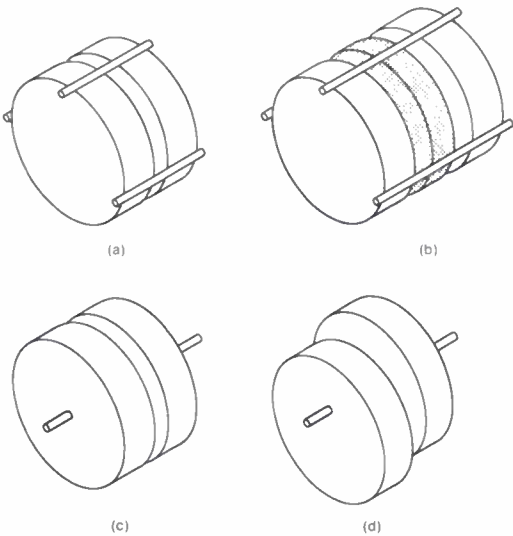


Fig. 7. — Disk coupling methods.

(a) Edge coupling, (b) use of out-of-band resonant disks, (c) center coupling and (d) coupling at points having differing equivalent mass.

the purpose of size reduction. In the case of center coupling, a simple extensional-mode transmission line model is used, but in the edge-coupling case of figure 7a a combination of extension and flexure is excited in the coupling wires and therefore two transmission line models must be used in analyzing the filter. Note in figure 5d that the radial motion of the disk which excites the flexure approaches zero (i.e., the

equivalent mass is very large) in the center of the disk edge but has about the same magnitude as the Z-direction motion near the edge. This variation makes the weld position important not only in terms of wire length but disk equivalent mass as well.

In this paper I will not attempt to explain the details of calculating coupling wire diameters and lengths other than to say that the designer usually starts by calculating the coupling coefficient of each filter section based on conventional narrowband filter approximations [9]. At this point, he can estimate the wire size and then build a four identical-disk section (quad), measure the difference between the highest and lowest natural frequencies, compare to the desired value and then estimate a new wire diameter or length. An alternate procedure is to calculate the wire size based on equivalent mass and wire stiffness data or questions. He is now ready to design the transducer.

Electromechanical Transducers

The electromechanical transducer performs two basic functions; one is to convert energy from its electrical form to mechanical and back to electrical and the other is to reflect the electrical impedances into the mechanical (or vice-versa) to provide a proper termination for low loss and low passband ripple. The small diameter Fe-Ni alloy, magnetostrictive transducers used in the earliest disk-wire filters had a low mechanical Q, were etched to an odd number of quarter wavelengths of the longitudinal mode and provided, in part,

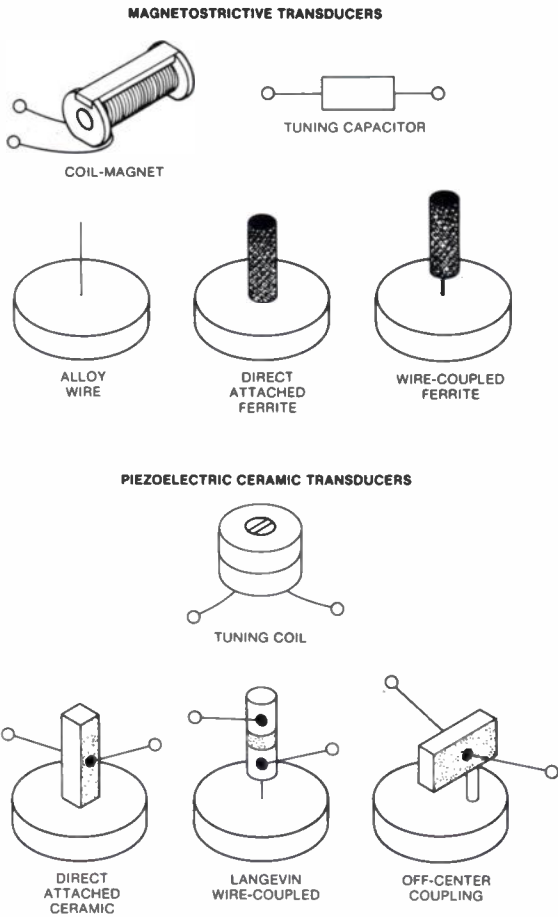


Fig. 8. — Magnetostrictive and piezoelectric ceramic transducers and tuning elements.

a mechanical termination (damping) in addition to the electrical reflected terminating resistance. A pictorial representation of the various types of transducers used in disk-wire filters is shown in figure 8.

As can be seen from figure 8, there are two basic types of transducers used with disk-wire filters namely magnetostrictive and piezoelectric ceramic. In most cases, the transducers are tuned. Capacitors are used in the magnetostrictive case and ferrite cup core inductors or transformers with the piezoelectric ceramic transducers, although some voice bandwidth (or narrower) filters built with the Langevin transducers require no tuning. The magnetostrictive ferrites are a combination of Fe-Ni-Co oxides [10]. The piezoelectric ceramic transducers are Pb-Zr-Ti oxides (PZT) with small amounts of additional compounds for stabilization, higher Q 's and coupling, or better temperature characteristics.

Note also in figure 8, that some transducers are directly attached to the disk and others are coupled with a small diameter wire. The direct attachment is easier to fabricate in the factory but the wire coupled designs (1) reduce the spurious response level and, (2) can be used to provide termination for wider bandwidth filters. In most cases, the transducer-to-disk coupling is greater than that needed between the first and second resonators in a conventional synthesized design thus reducing the sensitivity of the frequency response to changes in the resonant frequency of the less stable (than the metal [8]) transducer material [11]. This termination is similar to that of an intermediate bandwidth crystal filter. The spurious response reduction is due to the fact that the transducer-wire-disk combination acts as a « roofing » filter which does not have spurious responses in the same frequency region as the main body of the filter.

The design of the transducer-wire-disk sections is quite straight-forward. The simple longitudinal transducers can be represented by a simple spring-mass system with the equivalent mass equal to one-half of the static mass [9]. The coupling wire is less than one-eighth wavelength and can be represented by a pi network of a series arm compliance and two shunt masses [9]. Equations describing the Langevin transducer can be found in References [9] and [12]. Knowing the electromechanical coupling the designer can calculate the required terminating resistance [9].

DISK-WIRE FILTER DESIGNS

Disk-wire filters have been designed and manufactured with center frequencies ranging from 60 to 600 kHz and fractional bandwidths from 0.05 to 10 %. Although they have been used in a wide variety of applications the principle usage has been in SSB receivers and as channel filters in FDM telephone systems.

FDM Channel Filters

Figure 9 shows a seven-disk channel filter designed for CCITT specifications. This 256 kHz filter is used in conjunction with a three-section low-pass filter which provides additional high audio-band selectivity [13]. The amplitude

and delay response curves are shown in figure 10. The two attenuation poles in the upper stopband are the result of wire bridging across the 2nd and 5th disks of the filter shown in figure 9. The three-disk electrical model shown in figure 11 shows the direction of the currents through one bridging element and the adjacent-disk coupling wires, at frequencies above the upper edge of the pass-band. The resonators are tuned to frequencies near the lower edge of the passband so at frequencies above the passband the tuned circuits look like capacitive reactances. The second resonator and its adjacent coupling elements cause both a phase inversion (I_1 and I_2 being out-of-phase) and attenuation of the current I_3 . The attenuation pole occurs where I_3 is equal in magnitude and opposite in sign to I_1 . A similar principle applies when wire bridging more than one resonator, as in the case of the single-sideband filters discussed in the next section, or the

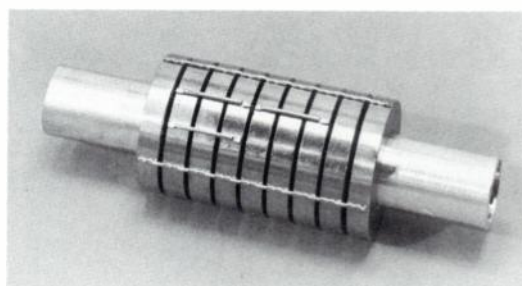


Fig. 9. — Seven-disk telephone channel filter for FDM systems.

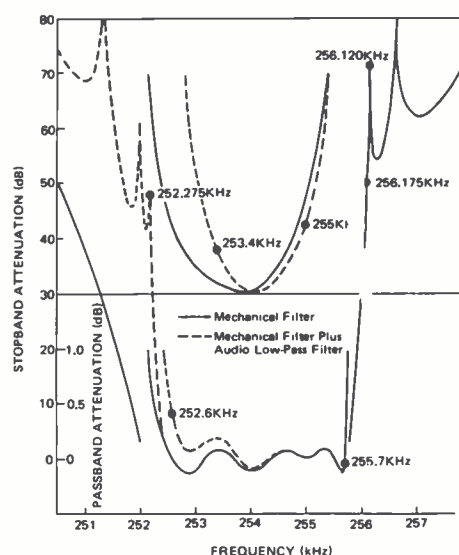


Fig. 10. — Amplitude and delay response curves of the seven-disk channel filter of figure 9.

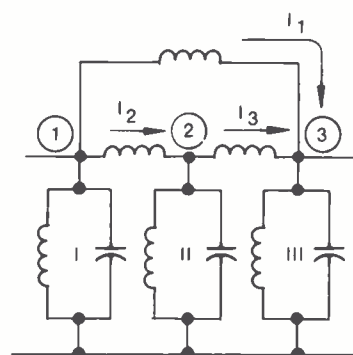


Fig. 11. — Three-disk bridging wire analogy.

capacitive bridging used with bar-flexure mode low-frequency mechanical filters.

The seven-disk channel filter uses wire-coupled ferrite transducers which reduce spurious responses to less than 60 dB and provide some additional selectivity. The passband response variation is less than 1/10 CCITT specifications (i.e., less than ± 0.22 dB). The disk resonators are heat treated in such a way that the frequency shift of the filter between 0 and + 60 °C is approximately 15 Hz [13]. The channel filter production line makes use of a number of automated and semi-automated processes such as disk and transducer tuning, welding, magnet adjustment and testing.

Single-Sideband Filters for Radios

A very wide variety of SSB filters have been designed for consumer, commercial and military radios. More than 80 different SSB filters have been designed by Rockwell International (Collins) at 450, 455 and 500 kHz. These range from twelve-resonator, double-resonator bridging-wire designs to seven-disk filters for citizenband (CB) applications [14]. Figure 12 shows both the twelve and seven-resonator filters. The twelve-resonator filter uses a ferrite cup core transformer to tune the direct attached ceramic transducer. The seven-disk filter uses a direct attached ferrite transducer.

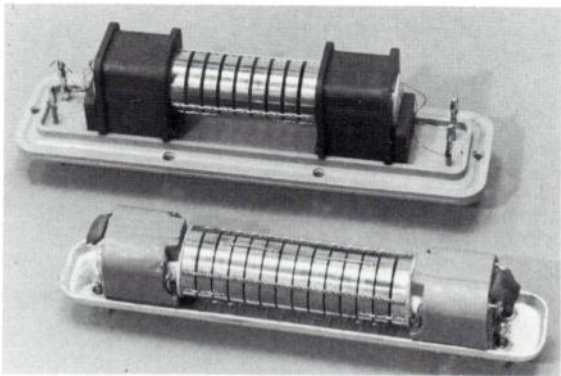


Fig. 12. — SSB radio IF filters; a twelve-disk, double-disk bridging design with transformer-tuned ceramic transducers and a seven-resonator filter with ferrite transducers used in citizen band radios.

The frequency response of the twelve-resonator filter is shown in figure 13. The filter was designed on a computer to have frequency symmetry and to also have physical symmetry for easier manufacturing. The synthesis is based on work

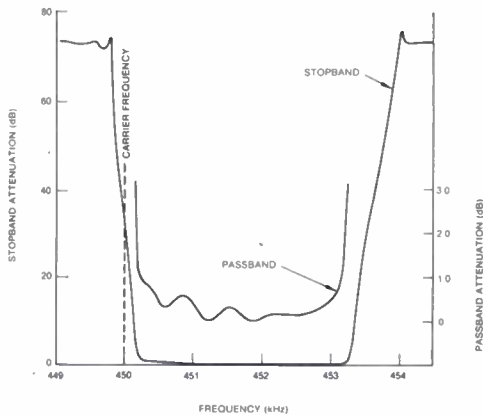


Fig. 13. — Frequency response of the twelve-resonator filter of figure 12.

done by Kohlhammer and Schuessler [15]. The actual filter has a somewhat steeper carrier frequency side response due to the effect of spurious responses controlled by coupling wire orientation [6, 7]. The bridging wire, which spans two resonators is greater than one half-wavelength and therefore, acts as a spring in cascade with a phase inverter. The phase inversion is necessary for realization of the $j\omega$ -axis attenuation poles [16]. The passband ripple is typically 1.0 dB, the insertion loss approximately 2.0 dB and the temperature coefficient of center frequency is 1 ppm/°C. A more detailed discussion of this type of filter is found in reference [17].

Figure 14 shows the frequency response of the (CB) filter of figure 12. Bridging is not used so the frequency response has a monotonic shape outside the passband. The passband ripple is nominally 1-2 dB and the insertion loss is 3-4 dB. This filter, as in the case of the telephone channel filter, is built on a semi-automatic production line which results in low production costs. The filter operates into a fixed resistance and tuning capacitance. Unlike the channel filters, which have very severe passband ripple characteristics, there is no tuning required after welding. The volume of the CB filter is 23 cm³, which is typical of filters at 455 kHz.

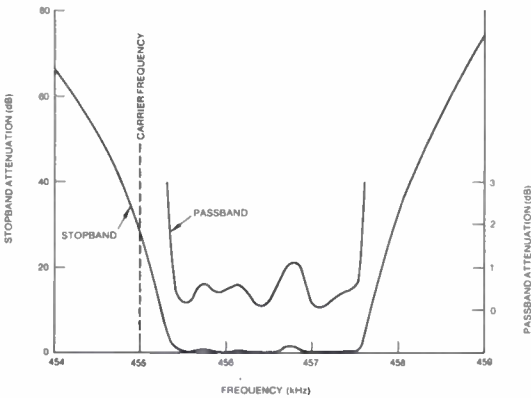


Fig. 14. — Frequency response of the CB radio SSB filter.

FLEXURE-MODE BAR RESONATOR FILTERS

At frequencies below 60 kHz, the dimensions of conventional disk-wire filters become quite large. As an example, the dimensions of a 64 kHz channel filter are 15 cm in length by 2.5 cm in diameter. The use of piezoelectric ceramic transducers and slender bars results in a size reduction of more than five-to-one. Figure 15 shows various two-resonator, flexure-mode, bar-resonator filters. The basic mode of vibration of these low-frequency mechanical filters

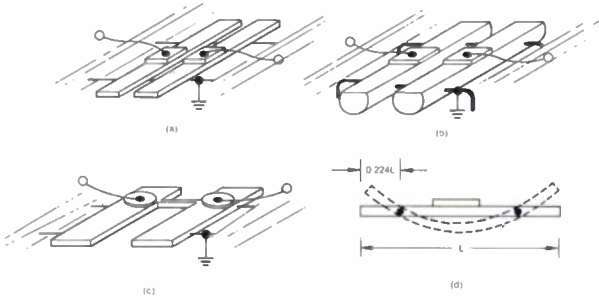


Fig. 15. — Various low-frequency mechanical filters. (a) Rectangular bar resonator, (b) circular bar with a segment removed, (c) stamped-plate design, (d) shows the basic flexure mode of vibration.

(LFMF) is shown in figure 15d. The principle of operation of this kind of filter is as follows. A voltage applied across the transducer electrodes causes a change in the length of the transducer (the k_{31} mode). This change in length makes the composite transducer-bar assembly bend as shown in figure 15d. This flexure is coupled to the next resonator by torsion; the coupling element (wire or rod) is attached at the nodal point of flexure so therefore, only the torsional mode is coupled. Actually in the case of figure 5a where the wire is bonded to the bottom surface, some flexural energy is coupled because the exact nodal point is midway between the top and bottom surfaces of the bar [18]. As in the case of the disk-wire filter, the output transducer converts the mechanical vibration back to an electrical signal. References [19, 20, 21] describe the resonator vibration mode, the basic design concepts and various characteristics of the LFMF such as linearity, aging, temperature stability, microphonics and shock and vibration resistance. Let us next look at a very important application of the LFMF.

Low-Frequency Mechanical Filters for Omega Navigation Systems

The new worldwide Omega navigation system operates at 10.2, 11.33 and 13.6 kHz. In order to process received signals in the Omega receiver without excessive distortion (due to too narrow a bandwidth) and without too much noise (due to too wide a bandwidth) the front-end filter bandwidth is usually between 10 and 150 Hz. This bandwidth range, at the three Omega frequencies, is easily realized by the LFMF. Figure 16 shows a typical Omega filter and figure 17 its frequency response.



Fig. 16. — LFMF for Omega navigation receivers.

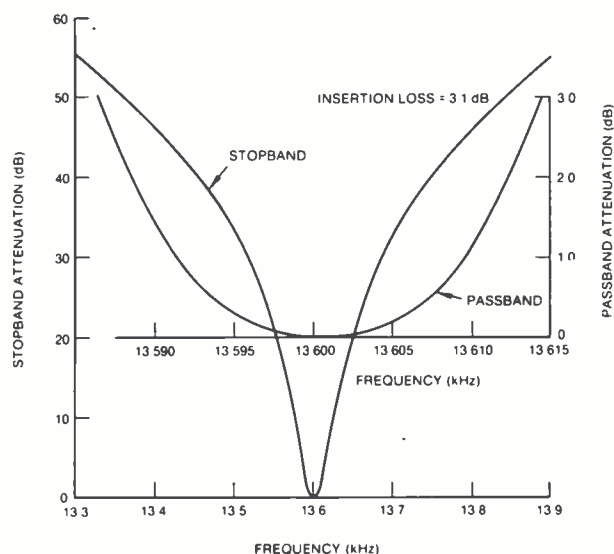


Fig. 17. — Frequency response of a single-section, two resonator Omega navigation filter.

The two-resonator section of figure 17 has a rounded passband response shape to reduce the effect of impulse noise. If greater selectivity is needed, the passband can be designed flatter, a capacitor can be used from the input to output terminals to produce attenuation poles, or sections can be cascaded [22]. In addition, more resonators can be added between the input and output composite resonators, although there are limitations on bandwidth due to spurious modes [18].

One of the most important features of the Omega LFMF is its linearity as a function of signal level. For any signal level below -10 dBm, the variation of phase at center frequency is less than 0.5° . This small shift is due to the fact that the resonator Q is high and tracks the bandwidth in an inverse sense. As the bandwidth narrows, less low- Q ceramic transducer material is needed and the composite resonator Q increases. Since the change of phase with respect to a change in center frequency is inversely proportional to bandwidth (thus proportional to Q) and the change of center frequency with respect to signal level is inversely proportional to Q , we see that the phase shift with respect to signal level remains constant regardless of the design bandwidth. A typical value of resonator Q is 3 000 for a 25 Hz bandwidth filter. In much the same way, the center frequency shift with changing temperature is proportional to the filter bandwidth. Over a $\pm 50^\circ\text{C}$ range the frequency shift is on the order of $\pm 8\%$ of the design bandwidth.

Other Applications of the LFMF

Another application of LFMF's is in train control systems. These systems not only must be highly reliable but must be fail-safe as well. This means that, if the filter opens or shorts, no signal should be transmitted and the system will shut down. Because of the ladder topology of the LFMF, shorts to ground or open series arms will block transmission. In addition, physical barriers prevent input-to-output short circuits.

LFMF's are also used to separate telephone signaling data from voice messages. The signaling filters are located at either a 3.825 kHz audio frequency [13] or at 3.825 kHz from the voice channel carrier frequency. The designs of figure 15 are all used in this application. Typical bandwidths are 50 and 100 Hz and both two and three resonator types have been designed.

Other applications of LFMF's have been in frequency shift keying modems [22], as pilot tone filters in telephone systems [23], in test equipment, and in sonar receivers. Filters with center frequencies ranging from 3.5 to 70 kHz and bandwidths of 0.15 to 1.5 % have been designed for these applications.

MANUFACTURING OF DISK-WIRE MECHANICAL FILTERS

Mechanical filters can be economically manufactured in small or large quantities. Although the initial monetary investment in material processing, assembling and testing equipment is quite large, the costs of engineering and preparation of the factory for small quantities of parts is quite low. This is due to the flexibility of the manufacturing

process, the use of standard parts, the availability of skilled operators, an ability to adjust frequency and coupling after welding, close proximity of engineering to the factory, and 25 years of experience.

Through the use of automation, it is also possible to manufacture high-quantity filters at a very low cost. The flow chart of figure 18 shows the basic steps in manufacturing disk-wire telephone channel filters. The shaded steps correspond to those processes that are highly automated [24].

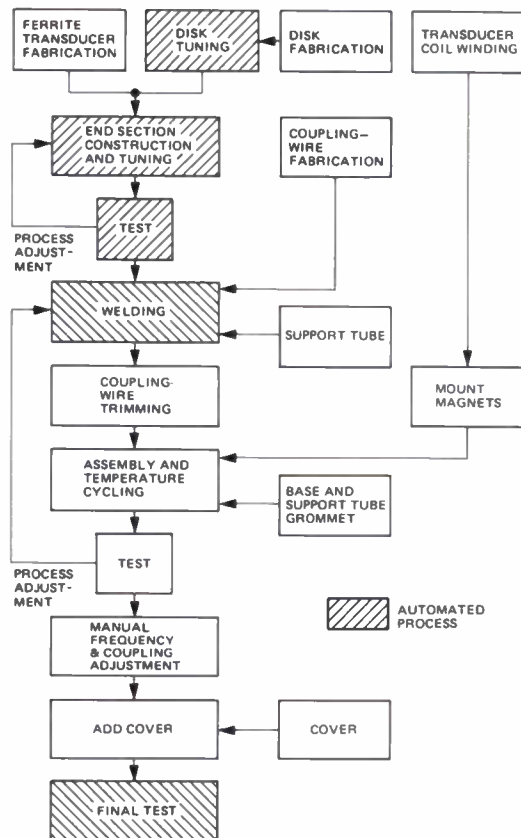


Fig. 18. — Disk-wire mechanical filter manufacturing process flow chart.



Fig. 19. — Automated disk-wire welding station.

Figure 19 shows an automatic welding station composed of a numerical control unit controlling an X-Y table and stepping motor, which position the filter parts under the welding electrodes.

IN SUMMARY. THE FUTURE

The future of flexure-mode mechanical filters depends, in part, on the future of analog systems as well as successful manufacturing cost reduction. Regarding costs, disk-wire and low-frequency mechanical filters have essentially kept pace with other technologies. At Rockwell International, for instance, channel filter production costs were halved in a three year period, through the use of automation; and work continues on better process controls and even more automated processes. In applications such as Omega navigation equipment LFMF's have very little price/performance competition. With continuing strong emphasis on mechanical filter development among the major telecommunication companies, accompanied by technical interchange, we will see further breakthroughs both in the development and the manufacturing of mechanical filters. With the rapid changes in mechanical filter technology in the past few years, it is difficult to know where the industry is. The mechanical filter business just may be in its infancy.

SUMMARY

This paper provides a broad coverage of the subject of disk-wire mechanical filters. Included are history, basic principles of operation, theory, specific designs and applications, as well as manufacturing methods. In addition, the principles of operation and a description of the characteristics of specific low-frequency, bar-flexure mode mechanical filters are included. The future of mechanical filters is also discussed.

RÉSUMÉ

Filters mécaniques à disque et résonateurs utilisant le mode de flexion longitudinal,

par Robert A. JOHNSON (Rockwell International).

Cet article traite de manière assez complète des filtres mécaniques du type disque-fil. Après un bref rappel historique, l'auteur décrit les principes de fonctionnement, la théorie, les applications et versions spécifiques, ainsi que les techniques de fabrication. Dans cet article, sont par ailleurs développés les principes de fonctionnement et les caractéristiques en basse fréquence des filtres mécaniques à mode de flexion longitudinal. L'avenir des filtres mécaniques est également abordé.

Bibliography

- [1] DOELZ M. L. and HATHAWAY J. C. — How to use mechanical I-F filters, *Electronics*, March 1953, vol. 26, pp. 138-142.
- [2] HATHAWAY J. C. and BABCOCK D. F. — Survey of mechanical filters and their applications, *Proc. IRE*, January 1957, vol. 45, pp. 5-16.
- [3] KONNO M. — Theoretical considerations of mechanical filters (In Japanese), *J. Inst. Elec. Commun. Eng. Jap.*, 1957, vol. 40, pp. 44-51.
- [4] EY K., HORNUNG F. and VOLEJNIK W. — Le modulateur de voie à filtres électromécaniques, *L'Onde Électrique*, September 1973, vol. 53, pp. 297-302.
- [5] ONOE M. and YANO T. — Analysis of flexural vibrations of a circular disk, *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, July 1968, vol. SU-15, pp. 182-185.
- [6] JOHNSON R. A. — Application of electro-acoustic models to the design of a miniaturized mechanical filter, Rep. 6th Int. Congress on Acoustics, August 1968, vol. 4, pp. 93-96.
- [7] JOHNSON R. A. — Electrical circuit models of disk-wire mechanical filters, *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, January 1968, vol. SU-15, pp. 41-50.
- [8] JOHNSON R. A., BÖRNER M. and KONNO M. — Mechanical filters, a review of progress, *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, July 1971, vol. SU-18, pp. 155-170.
- [9] JOHNSON R. A. — Mechanical bandpass filters, *Modern Filter Theory and Design*, G. C. Temes and S. K. Mitra, Eds. New York, Wiley, 1973.
- [10] Van der BURGT C. M. — Performance of ceramic ferrite resonators as transducers and filter elements, *J. Acoust. Soc. Amer.*, November 1956, vol. 28, pp. 1020-1032.

- [11] GÜNTHER A. — Bemerkungen zum Entwurf breitbandiger mechanischer Filter, *Nachrichtent. Z.*, August 1972, vol. 25, pp. 345-351.
- [12] BÖRNER M. and SCHÜSSLER H. — Miniaturisierung mechanischer Filter, *Telefunken-Z.*, Fall 1964, vol. 37, pp. 228-246.
- [13] JOHNSON R. A. and WINGET W. A. — FDM equipment using mechanical filters, *Proc. 1974 IEEE ISCAS*, San Francisco, April 1974, pp. 127-131.
- [14] CORNETT L. and JOHNSON R. — Mechanical filters for better single-sideband communications, *CB Magazine*, May 1977, vol. 14, n° 4, pp. 82-86.
- [15] KOHLHAMMER B. and SCHÜSSLER H. — Berechnung allgemeiner mechanischer Koppelfilter mit Hilfe von äquivalenten Schaltungen aus konzentrierten elektrischen Schaltelementen, *Ber. AEG-Telefunken*, 1968, vol. 41, pp. 150-159.
- [16] JOHNSON R. A. — The design of mechanical filters with bridged resonators, *Proc. 1975 IEEE ISCAS*, Boston, April 1975, pp. 1-4.
- [17] JOHNSON R. A. — New single sideband mechanical filters, *WESCON Techn. Papers*, August 1970, vol. 14, sec 10/1, pp. 1-10.
- [18] TOMIKAWA Y., HAVENS D. P., JOHNSON R. A. and SUGAWARA S. — Resonances in flexure-mode mechanical filters, *Proc. 1976 IEEE Ultrason. Symp.*, September 1976.
- [19] KONNO M., KUSAKABE C. and TOMIKAWA Y. — Electromechanical filter composed of transversely vibrating resonators for low frequencies, *J. Acoust. Soc. Amer.*, April 1967, pp. 953-961.
- [20] OKAMOTO T., YAKUWA K. and OKUTA S. — Low frequency electromechanical filter, *Fujitsu Sci. Tech. J.*, May 1966, vol. 2, pp. 53-86.
- [21] HAVENS D. P. and YSAIS P. — Characteristics of low frequency mechanical filters, *Proc. 1974 Ultrasonics Symposium*, November 1974, pp. 599-602.
- [22] JOHNSON R. A. and PETERSON W. D. — Build stable compact narrow-band circuits, *Electron. Design*, 1973, February 1, pp. 60-64.
- [23] PFLEIDERER R. and WOLLMERSHÄUSER P. — Electromechanical pilotfilter with improved temperature characteristics, *Proc. 1976 IEEE ISCAS*, München, April 1976, pp. 743-745.
- [24] JOHNSON R. A. — The design and manufacture of mechanical filters, *Proc. 1976 IEEE ISCAS*, München, April 1976, pp. 750-753.