

L'onde électrique

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

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

FEB 8 1976

Volume 57 n° 1 JANVIER 1977

Volume 57, n° 1 JANUARY 1977

LES CIRCUITS « PATHOLOGIQUES »

FILTRES DE FRÉQUENCE

DTC et DOS

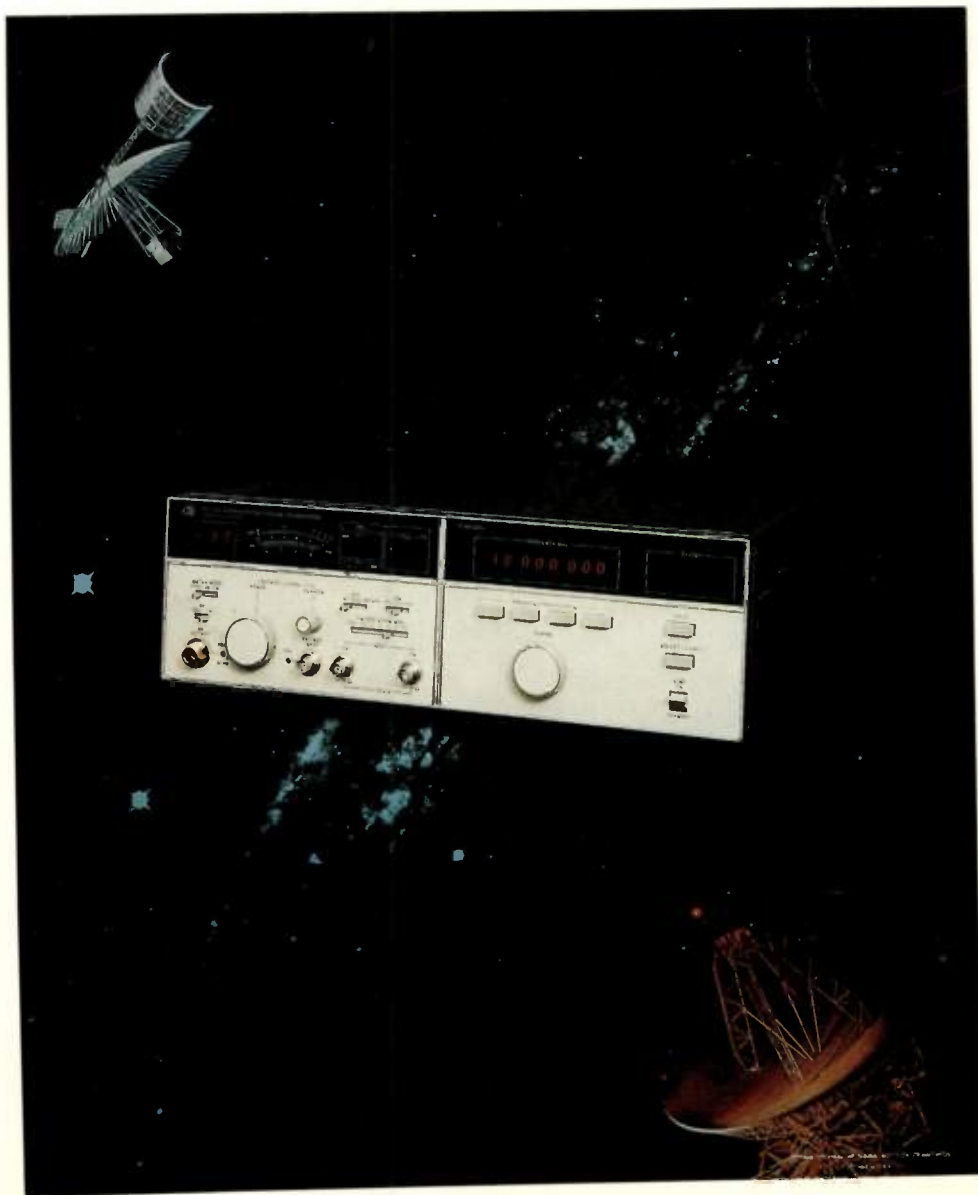
Electronica 76

LOCATION:

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

RETENTION:

- ☐ Current year only
- ☐ Other



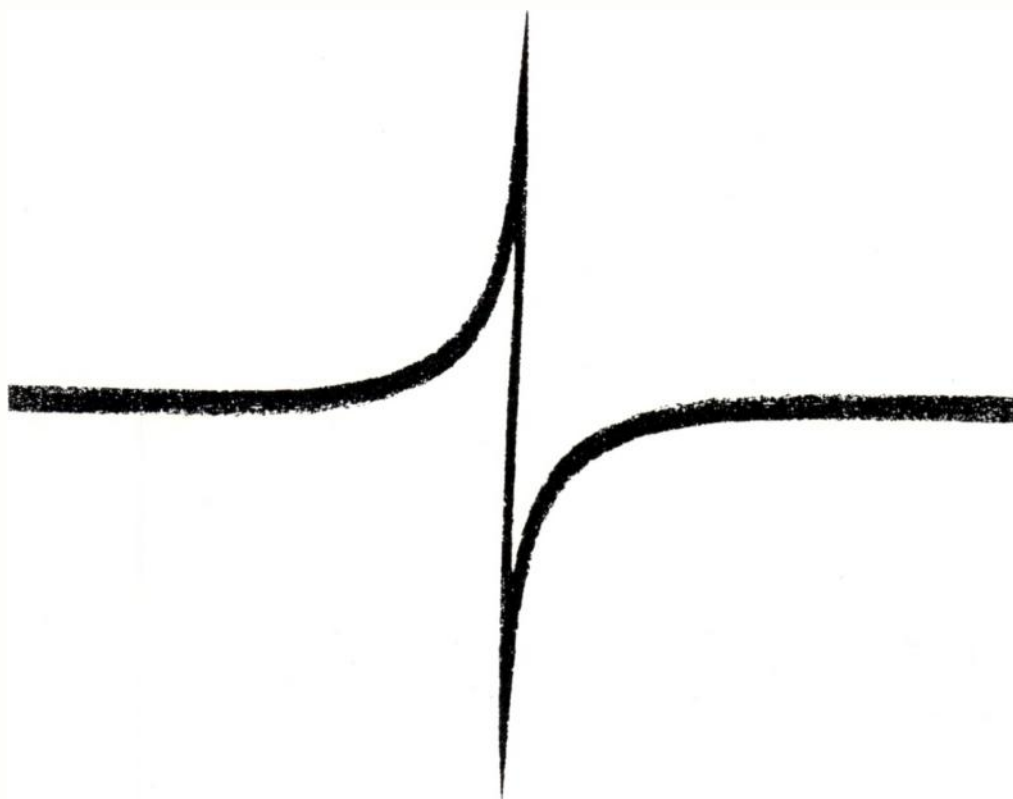
Générateur programmal
de signaux synthétisés
2 à 18 GHz HP 8672 A
HEWLETT PACKARD



MASSON

Paris New York
Barcelone Milan

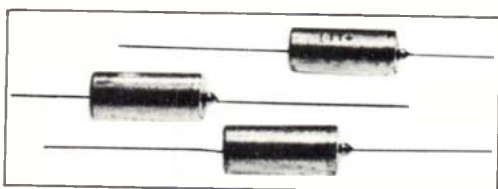
des performances nouvelles



condensateur au tantale à diélectrique dopé

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

- haute stabilité,
- très faible courant de fuite,



* U_n = Tension nominale.

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



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

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

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

Nous souhaitons recevoir gratuitement votre documentation.

Nom ou Société _____

Adresse _____

TA

oe COURRIER DES LECTEURS

Au cours d'une émission radiodiffusée, il a été fait mention d'une modification de la seconde, qui devrait entrer prochainement en vigueur. Par quel organisme cette décision a-t-elle été prise? Quand doit-elle intervenir? Quelle en sera sa portée?

RÉPONSE

Il convient avant tout de préciser qu'il n'a jamais été question de « modifier » la seconde. Les mesures qui ont été prises n'impliquent aucun changement de la définition de la seconde du Système International d'Unités. Elles permettront essentiellement d'en diffuser une valeur plus exacte.

En effet, la grandeur physique « temps », nécessite tout à la fois la définition d'une unité d'intervalle de temps, la seconde, et le maintien d'échelles de temps permettant de dater les événements. La seconde du Système International d'Unités (SI), est définie depuis 1967 à partir d'une transition quantique de l'atome de Césium 133. Le Temps Atomique International (TAI) est, quant à lui, une échelle de temps calculée par le Bureau International de l'Heure (BIH), à partir des données fournies par une centaine d'étalons à césium commerciaux en fonctionnement permanent dans plusieurs pays.

C'est à la suite de la dernière Assemblée Générale de l'Union Astronomique Internationale, que le BIH a annoncé l'application d'une correction à la durée de l'intervalle unitaire du TAI.

Si cet intervalle unitaire est invariable, on peut assurer que ce temps est *uniforme*. Mais pour qu'il soit de plus *exact*, il faut que cet intervalle unitaire ait même durée que la seconde du Système International d'Unités; on précise même que la seconde doit être mesurée au niveau de la mer, en un point fixe de la Terre pour tenir compte de l'influence gravitationnelle sur les horloges, prévue par la Relativité Générale.

En 1969, les progrès des horloges atomiques et des liaisons horaires ont permis de donner au TAI une excellente uniformité, mais il n'était alors pas possible de réaliser précisément la durée de la seconde. Les mesures ultérieures, réalisées par rapport aux étalons de fréquence à césium de laboratoire, ont montré que l'intervalle unitaire du TAI, dont les fluctuations aléatoires sont inférieures à 1×10^{-13} s, était trop court de $(10 \pm 2) \times 10^{-13}$ s.

Dans ces conditions, il est évident qu'on ne peut établir l'exactitude sans affecter l'uniformité. L'Union Astronomique Internationale (UAI) a dû considérer l'importance relative à accorder à ces deux critères. Sa décision fut que l'intervalle unitaire du TAI serait accru d'exactement 10×10^{-13} s le 1^{er} janvier 1977 à 0 h TAI. Après cet ajustement initial, l'intervalle unitaire sera « piloté » en permanence, de façon qu'aucune inexactitude significative ne puisse réapparaître. Le choix d'une méthode de « pilotage » appropriée assure au TAI des qualités métrologiques particulièrement appréciables à long terme, c'est-à-dire sur des décennies.

(suite page 5)

Sur notre couverture :

GÉNÉRATEUR PROGRAMMABLE DE SIGNAUX SYNTHÉTISÉS 2 à 18 GHz HP 8672 A



Un nouveau générateur synthétiseur hyperfréquence, le modèle HP 8672 A, couvre la gamme 2 à 18 GHz, en un seul châssis de dimensions réduites.

Dans la gamme de 2 à 6,2 GHz, la résolution est de 1 kHz, les signaux parasites à plus de 70 dB au-dessous de la porteuse et le bruit en bande latérale unique à -109 dBc à 100 kHz de la porteuse.

Affiché numériquement sur un indicateur à diodes électroluminescentes, le niveau de sortie calibré s'échelonne de $+3$ à -120 dBm.

Les signaux de modulation sont appliqués extérieurement mais contrôlés sur l'instrument. La bande à 3 dB, en modulation d'amplitude, est de 500 kHz à 6 GHz; elle dépasse 100 kHz, à 18 GHz.

Il est possible d'appliquer une modulation de fréquence de 10 MHz avec des excursions-crêtes de 10 MHz.

Les modulations d'amplitude et de fréquence sont totalement indépendantes et peuvent être appliquées simultanément.

Toutes les commandes du panneau avant, sans aucune exception, sont programmables à distance. Les variations de fréquences se stabilisent normalement à moins d'1 kHz de la fréquence demandée, en moins de 15 millisecondes.

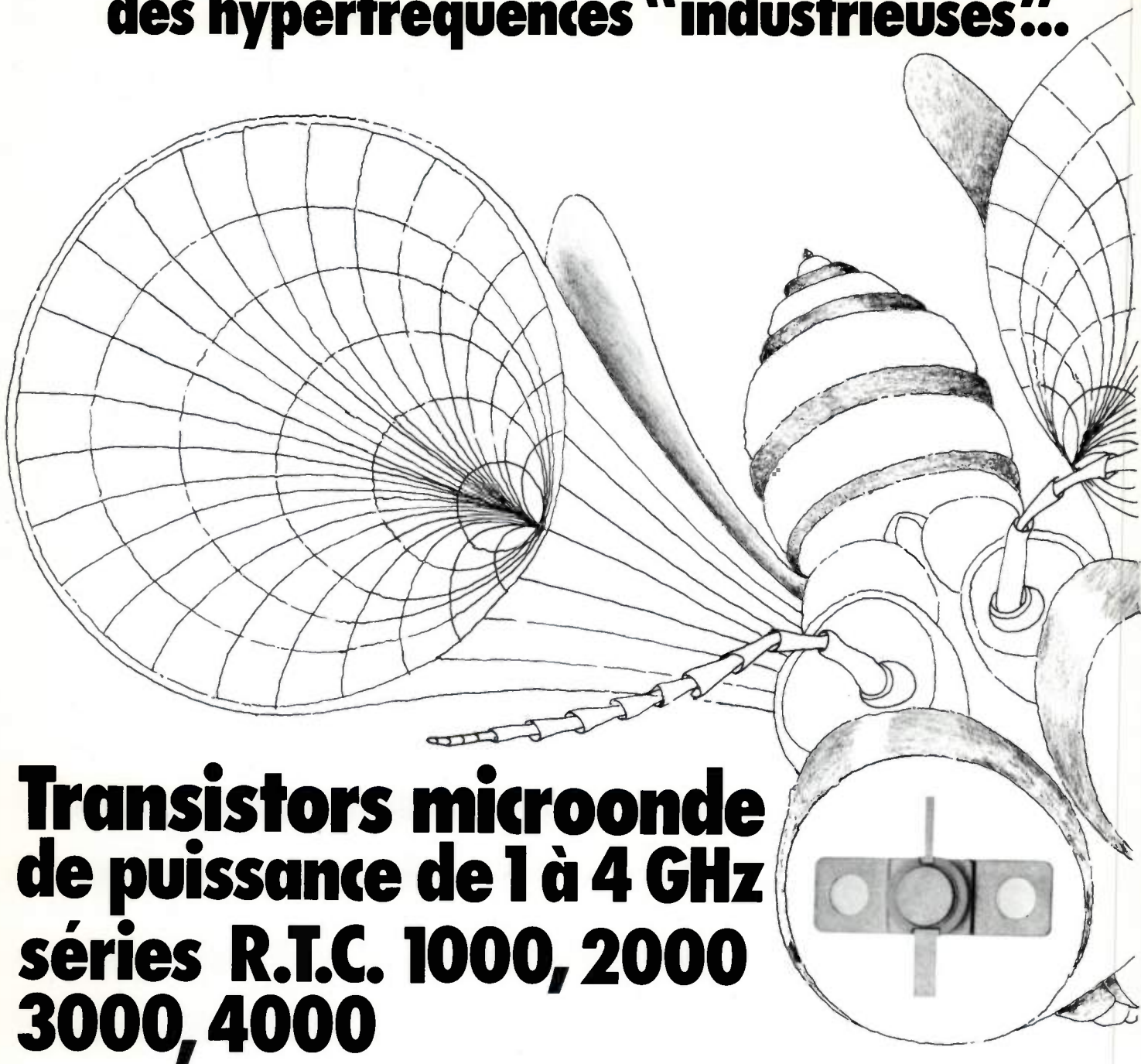
Le niveau de sortie RF est programmable dans toute la gamme des amplitudes, par pas de 1 dB.

L'appareil HP 8671 A, moins cher, a les mêmes caractéristiques que le HP 8672 A, mais n'a pas les possibilités de modulation d'amplitude, ni la régulation du niveau de sortie, ni l'atténuateur de sortie étalonné. Sa gamme de fréquences s'étend de 2 à 6,2 GHz.

HEWLETT  PACKARD

HEWLETT PACKARD France
Z.I. de Courtabœuf - B.P. n° 70
91401 ORSAY Cedex - Tél. 907.78.25

des hyperfréquences "industrielles"!!



Transistors microonde de puissance de 1 à 4 GHz séries R.T.C. 1000, 2000 3000, 4000

Préadaptation d'entrée par cellule MOS incorporée relevant l'impédance à une valeur exploitable.

Robustesse et tenue en TOS

- double passivation Si_3N_4 et SiO_2
- résistances ballast d'émetteur diffusées de forte valeur permettant le fonctionnement en classe

Boîtiers métal céramique hermétiques aux normes standards internationales.

Gamme complète en fréquence et en puissance.

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



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

Service Lecteur: inscrivez le n° 105.

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

oe magazine

- 1 Courrier des lecteurs
- 6 Téléx
- 9 Événements
- 13 Informations générales

oe magazine

- 13 Télécommunications
- 17 Composants
- 19 Mesure et instrumentation
- 20 Informatique

oe magazine

- 20 Grand public
- 23 Nouvelles économiques
- 25 Nouveautés techniques
- 32 Bloc notes

oe magazine

Formation continue

L'étude et la synthèse des circuits actifs singuliers pathologiques s'avère délicate car il n'existe pas à l'heure actuelle de théorie cohérente et claire de ces circuits.

- 37 Contribution de la théorie des circuits pathologiques à l'électronique linéaire. 1. — Notions fondamentales. R. KIELBASA et F. DATTEE

Les filtres de fréquence

Plusieurs technologies de filtres s'affrontent actuellement; le choix d'une technologie particulière est guidé par de nombreux facteurs, dont les caractéristiques électriques, les performances, la reproductibilité et le coût.

- 42 Les filtres de fréquences. Technologies et méthodes de calcul. P. AMSTUTZ
- 47 Filtres à inductances et condensateurs. P. ALLEMANDOU
- 51 Filtres actifs : mise en œuvre. J. F. GAZIN
- 59 Filtres d'amplitude et de phase spécifiée. C. J. WELLEKENS

CAO

Les méthodes de conception assistée par ordinateur présentent un grand intérêt pour le calcul des circuits électroniques car elles permettent de connaître l'influence de certains paramètres.

- 64 Acline, programme de mise au point assistée par ordinateur des réseaux linéaires, en mode conversationnel. C. VIDALLON

Composants

Les dispositifs à transfert de charges et les composants acoustiques à ondes de surface constituent de nouvelles techniques dont les caractéristiques, ainsi que la grande variété des fonctions qu'ils permettent de réaliser, offrent des perspectives très intéressantes pour le traitement analogique des signaux dans de nombreux domaines d'applications.

- 70 Application des dispositifs à transfert de charge et des composants acoustiques à onde de surface au traitement du signal analogique. (1^{re} partie.) C. LARDAT, C. LEGAY et P. TOURNOIS

RÉDACTION

SEE, 48, rue de la Procession, 75015 Paris
Tél. : 567.07.70 et 273.29.71

Rédacteur en chef : D. HALPERN.

Adjointe au Rédacteur en Chef : E. RUTMAN.

Secrétariat : B. BREDAS.

Comité de l'Onde Électrique

Président : Y. ANGEL, Professeur au CNAM.

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

Comité de lecture

Président : G. PAYET, PTT.

l'onde électrique

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

Index des annonceurs,
3^e de couverture.

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

- 1 Letters
- 6 Telex
- 9 Electronica 1976
- 13 Moving around

oe magazine

- 13 Telecommunications
- 17 Components
- 19 Instrumentation
- 20 Computers

oe magazine

- 20 Consumer electronics
- 23 Economical news
- 25 Technical news
- 32 Meetings

oe magazine

Educational paper

Today there is no coherent theory of pathological networks, which makes their analysis and synthesis very delicate.

- 37 Contribution of pathological circuits theory to linear electronics.
R. KIELBASA and F. DATTEE

Frequency filtering

The choice of an appropriate filter technology is the result of a compromise between different considerations : performances, cost, volume, reproductibility etc...

- 42 Frequency filters : technologies and design. P. AMSTUTZ
- 47 LC Filters. P. ALLEMANDOU
- 51 Active filters : implementation. J. F. GAZIN
- 59 Filters having prescribed attenuation and phase. C. J. WELLEKENS

CAD

CAD methods are very useful because they allow parametrical studies.

- 64 Acline, interactive computer aided design program. C. VIDALLON

Components

CCD and SAW devices are very attractive in signal processing applications.

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

EDITORIAL MATTERS

SEE, 48, rue de la Procession, 75015 Paris
Tél. : 567.07.70 et 273.29.71

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.

Editor-in-Chief : D. HALPERN.

Editorial assistant : E. RUTMAN.

Secretary : B. BREDAS.

Subscription: 3th cover.

Published monthly (except July and August)
by Masson et Cie,
120, bd Saint-Germain, Paris, France.
Annual subscription price : 180 F.
Second-class postage paid
at Jamaica, N.Y. 11431
Air freight and mailing in the U.S.
by Publications Expediting, Inc.
200 Meacham Ave., Elmont, N.Y. 11003.

ADVERTISING

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

Michel J. LEROY, Advertising Director.

Alain BUISSON, Advertising Manager.
Telephone : 329.21.60.

Representative for Great Britain :

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

© 1977, Masson, Paris
Published monthly

oe COURRIER DES LECTEURS

Néanmoins, de nombreux utilisateurs (les marins en particulier) ont besoin d'une bonne approximation du temps solaire. Or, les irrégularités de la rotation terrestre entraînent un écart variable entre le temps solaire et le TAI qui est bien plus uniforme. Il a donc fallu trouver un compromis, matérialisé par le Temps Universel Coordonné (UTC), base de la diffusion du temps et des fréquences dans le monde et défini à partir du TAI.

Le UTC ne diffère du TAI que d'un nombre entier de secondes, ce nombre étant changé d'une unité quand c'est nécessaire pour suivre approximativement le temps solaire. L'intervalle unitaire du UTC est donc le même que celui du TAI et sa durée sera aussi augmentée de 10×10^{-13} . Les fréquences diffusées par les émetteurs de signaux horaires et de fréquences étalon sont réglées sur UTC : elles décroîtront de 10×10^{-13} en valeur relative.

Seuls les utilisateurs du temps, pour lesquels une erreur relative de fréquence de 1×10^{-12} et une erreur de marche de 30 μ s par an ne peuvent être négligées, seront affectés par cette correction. Ces améliorations étaient nécessaires pour certains travaux de laboratoire sur les fréquences, pour l'astronomie et la recherche spatiale. Le TAI est, en particulier, utilisé actuellement comme base pratique de la mesure du temps pour la dynamique du système solaire ; les astronomes travaillent à long terme et l'uniformité du TAI durant des siècles doit permettre de vérifier des hypothèses cosmologiques. Sur de telles durées, la seule manière de réaliser l'uniformité est de maintenir l'exactitude.

B. GUINOT.

Directeur du Bureau international
de l'Heure.

Pourquoi la France n'utilise-t-elle pas pour la télévision le système CCIR à 625 lignes ?

J.C.D.

RÉPONSE

C'est une erreur très fréquente de croire qu'il existe un « système CCIR », en pensant alors au système utilisé dans certains pays de l'Europe occidentale, Allemagne, Italie, Suisse, Pays Scandinaves, et en sous-entendant ainsi que les autres systèmes ne sont pas CCIR.

Pour le CCIR, tous les systèmes utilisés dans le monde ont même statut. Ils sont nomenclaturés dans le Rapport 624 du CCIR et le tableau décrit les 14 systèmes différents désignés par des lettres A, B, C, D ... N.

Le faux « système CCIR » est en fait l'un ou l'autre des systèmes B et G mais l'Italie utilise le système H, la Grande-Bretagne le système I, l'URSS les systèmes D et K, les Etats-Unis le système M, enfin la France les systèmes E, L et K1.

Les différences entre ces systèmes sont plus ou moins grandes, mais le système L - SECAM utilisé en métropole pour les chaînes à 625 lignes est autant CCIR que le système G - PAL allemand et il n'y a aucune raison de donner un statut privilégié à ce dernier. Mais, bien entendu, les pays qui profitent de cette ambiguïté se garderont bien de rectifier.

L. GOUSSOT.
T.D.F.

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.

**GISCO vous invite à lui rendre visite à
HYPER 77**

18-21 janvier 1977
U.S. TRADE CENTER

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


TELEX

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

Dans les usines

Un accord technique et industriel en matière de systèmes de télécommunications a été signé entre AEG - Telefunken et le groupe britannique Ultra Electronics.

Au cours des cinq années à venir, Gründig prévoit un accroissement de son personnel d'environ 8.600 employés, son capital devant passer de 194 à 250 M de DM.

La firme britannique Puresafe Communications Ltd a présenté le premier central téléphonique privé à commutation électronique spatial de conception entièrement britannique. Cet autocommutateur de petite capacité (20 lignes) utilise des points de croisement à semiconducteur; il est actuellement soumis à l'agrément du Post Office.

Commandes et contrats

La Caisse Nationale des Télécommunications s'est vue attribuer un prêt de 156,7 MF par la Banque Européenne d'Investissement, pour le développement du réseau téléphonique en Auvergne (F). Le coût total des aménagements est évalué à 600 MF (installation entre autres de 40.000 nouvelles lignes).

Le capital de la société Matra Equipment (F) a été porté de 50 à 62,5 MF.

Robert Bosch a mis en vente sa filiale italienne Philco Italiana (Bologne). L'Iran pourrait se porter acquéreur de cette société.

Les activités radio-télévision de Pye Holdings, filiale britannique de Philips, ont été reprises par sa maison-mère.

Thomson - Brandt cède à la FAEM et à Arnould, toutes deux filiales de la CGE, ses activités petit appareillage électrique et colonnes de branchement.

Vie des sociétés et résultats financiers

Pye TMC, filiale britannique de Philips, fournira au Post Office pour expérimentation, 2000 postes téléphoniques à mémoire du type "Key Callmaker". Ces postes téléphoniques peuvent mémoriser 48 numéros d'appel de 21 chiffres.

La branche Acquisition de Mesure des Compteurs Schlumberger a fourni à Air-France un système de traitement automatique de données de vol enregistrées sous forme numérique. La capacité de ce système est de 440 heures de vol par jour.

Siemens fournira à la Deutsche Bundesbahn (D Fédérale) pour 115 M de DM de systèmes informatiques destinés à constituer le premier maillon du système de commande intégré des transports au sein des chemins de fer d'Allemagne Fédérale.

La Division Kearfott de Singer fournira à la General Dynamics pour 1 M\$ de système de navigation par inertie destiné à l'avion de combat F 16.

En 1976, Thomson C S F a vendu 300.000 téléviseurs couleur (+ 25 %).

Nouvelles Économiques

D'après le Syndicat professionnel alle-

mand Zvei, le montant des commandes de la construction électrique en Allemagne Fédérale a augmenté de 110,7 % à l'exportation et 13,8 % sur le marché intérieur.

D'après les statistiques provisoires du Syndicat français des Constructeurs d'Appareils de Radio et de Télévision (SCART) 1,020 M de téléviseurs couleur auraient été vendus en France en 1976.

D'après le syndicat professionnel, le British Radio Equipment Manufacturers Association, 1,6 M de Téléviseurs couleur auraient été vendus en 1976 en Grande-Bretagne.

De janvier 1975 à juillet 1976, les exportations américaines ont atteint les chiffres suivants dans le domaine de la construction électrique (en M\$) :

	1er semestre 1975	2e semestre 1975	1er semestre 1976
- Équipements électriques	839	856	959
- Matériel informatique	1.102	1.127	1.218
- Matériel de télécommunication . . .	745	830	963
- Composants électroniques	593	675	810
- Appareils de mesure et de contrôle .	880	874	904
- Instrumentation scientifique	907	887	951



Système de dépouillement des données en vol vendu à Air-France par Schlumberger.

Divers

L'Agence Spatiale Européenne a mis au point un programme de télé-observation des ressources et de l'environnement terrestre à partir de données fournies par les satellites de la NASA. Le nom de ce programme est EARTHNET.

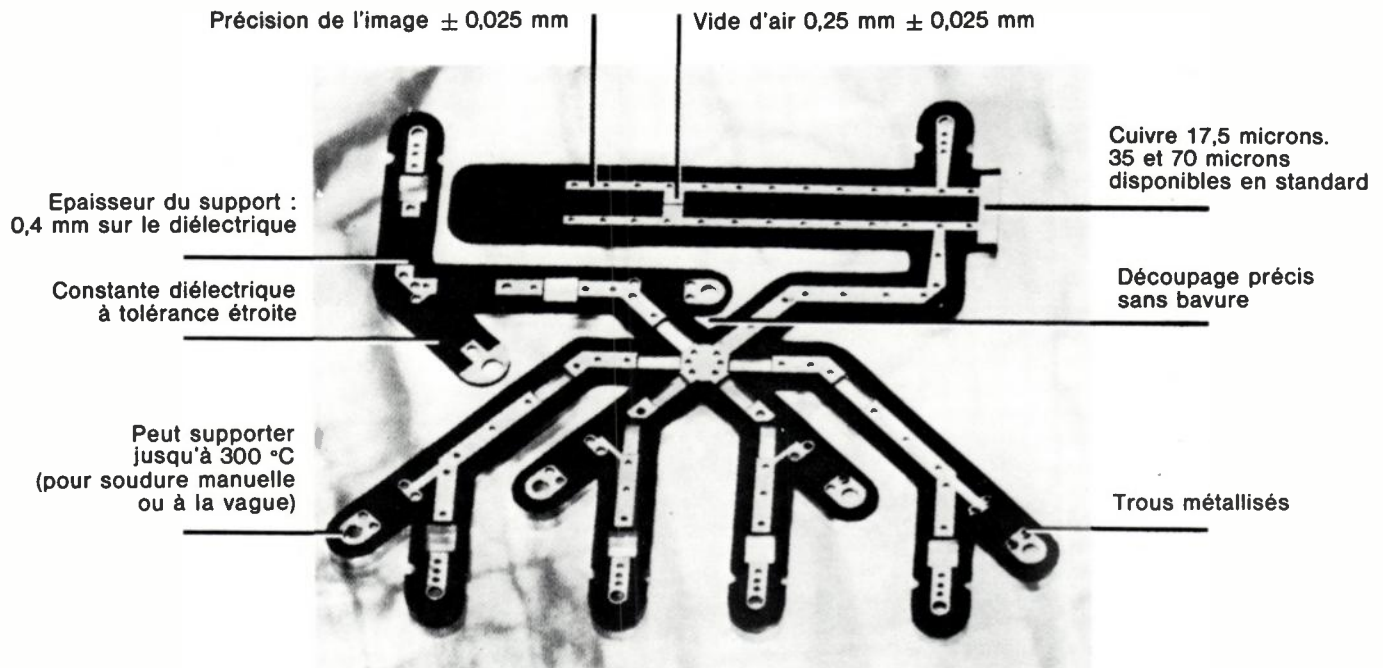
En 1976, le Post Office britannique

aurait dégagé 370 M £ de bénéfices d'exploitation (+ 139 %).

Vie des sociétés Résultats financiers

En 1977, la Deutsche Bundespost réaliserait un chiffre d'affaires de 32 Milliards de DM, qui dégagerait un bénéfice d'environ 1 milliard de DM (+ 25 %).

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



RT/duroid®

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

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

® Marque déposée de Rogers Corporation

276

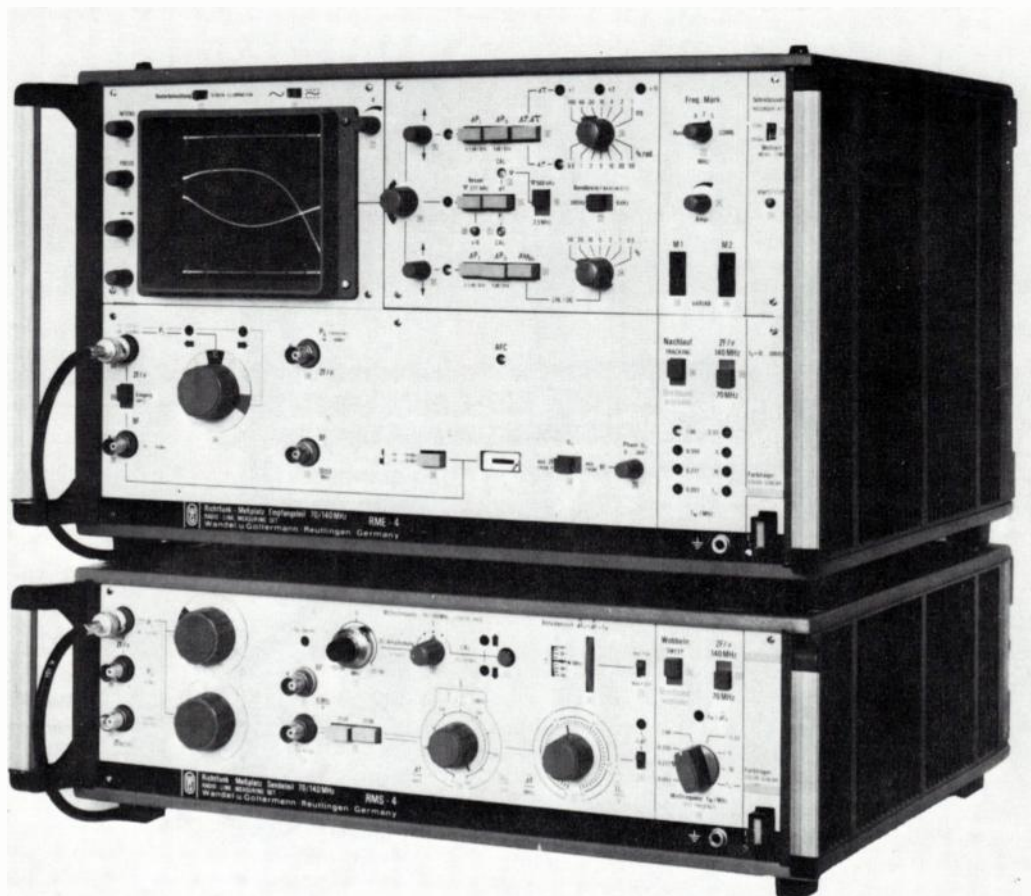
Mektron-France

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

Service Lecteur: inscrivez le n° 107.

MESURES SUR LES SYSTÈMES HERTZIENS 70 MHz / 140 MHz

s/v/h



LE NOUVEAU BANC DE MESURE R. M. 4

est adapté à toutes les mesures sur les systèmes hertziens, aussi bien à 70 MHz qu'à 140 MHz.

PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES :

- Fréquence intermédiaire centrale réglable de façon continue de 45 à 95 MHz et de 90 à 190 MHz.
- Mesures des distorsions de pente et de temps de propagation de groupe, de gain et de phase différentiels au niveau de la bande de base (BB) ou de la fréquence intermédiaire (FI) ou entre les deux, de la réponse en fréquence FI, de l'affaiblissement d'adaptation FI, du niveau FI, de l'excursion efficace et de crête FI.
- Mesures d'intermodulation par bruit blanc possible avec la version large bande.
- Générateur et récepteur BB/FI séparés pour la réalisation économique des mesures en ligne.



Wandel & Goltermann

APPAREILS DE MESURES ÉLECTRONIQUES

SOGARIS 156 94534 RUNGIS CEDEX - TÉL. 677-67-70 - TÉLEX 260006 (W et G F)



ÉVÉNEMENTS

Les enseignements d'Electronica

C'est dans une conjoncture assez floue pour l'industrie électronique européenne que la 7^e édition d'Electronica se sera tenue à Munich du 25 novembre au 1^{er} décembre dernier. Le contexte économique particulier de l'Allemagne Fédérale aura également contribué à donner à cette exposition un caractère exemplaire.



Une fois de plus, tous les records de participation et d'influence auront été battus à Electronica 76, avec 1 653 stands et 82 000 visiteurs venus de 65 pays.

Cette impressionnante exposition qui s'est tenue à un moment de transition particulièrement important pour les industries électroniques, n'aura rien perdu de son caractère dynamique et commercial. Bien au contraire, les exposants et les visiteurs n'auront jamais été aussi satisfaits.

Une comparaison qui s'impose

A l'issue d'une telle manifestation, on ne peut s'empêcher de faire un parallèle avec une manifestation analogue et non moins prestigieuse : le Salon International des Composants Électroniques de Paris.

Par rapport au Salon de Paris, Electronica se présente comme une exposition commerciale et d'affaires : en ce sens, elle se révèle plus proche des préoccupations des clients et des

utilisateurs. Une large place est laissée aux distributeurs, ce qui améliore incontestablement les relations entre exposants et visiteurs. Quel peut être en effet, l'accueil d'un client auprès d'un stand d'une société X qui ne le connaît pas ; à Electronica, ce même client est reçu par « son » distributeur et les échanges n'en sont que meilleurs. Electronica n'ignore pas le phénomène de la distribution qui représente un système de vente particulièrement efficace et indispensable. Par contre, le Salon de Paris semble être plutôt un Salon industriel, les distributeurs y sont indirectement présents et assez mal tolérés.

Il est utile également de mentionner la raison peut-être essentielle de ces différences, à savoir la qualité des organisateurs. Le Salon de Paris est organisé par un syndicat professionnel français qui défend, et c'est de bonne guerre, des intérêts particuliers et cela même au sein du Salon des Composants ; Electronica est organisée par la Société des Foires de la ville de Munich dont les intérêts sont tout différents.

Il est par ailleurs intéressant de faire remarquer que chacune des expositions est bien adaptée au contexte du pays dans lequel elle se tient. Electronica est à l'image du marché allemand, ouvert et agressif ; malheureusement le Salon de Paris qui a également l'ambition d'être international, ne l'est pas tout à fait et c'est regrettable ; il suffit pour s'en persuader de constater l'absence pratiquement totale des firmes japonaises importantes. Electronica étonne de plus en plus par son ampleur et sa puissance. Ce Salon biennal a acquis au fil des années une notoriété et une crédibilité indiscutables, de même que le colloque associé qui avait trait cette année aux hyperfréquences.

Il correspond en fait à un besoin réel du marché allemand qui ne dispose pas d'un Salon annuel d'électronique.

Electronica et la conjoncture

La plupart des exposants et des visiteurs auront été tentés par ailleurs, de recueillir quelques éléments de conjoncture. Là encore, le contexte économique allemand et le caractère ponctuel de cette manifestation auront contribué à fausser les appréciations. Les expressions lapidaires habituelles auront bien entendu foisonné.

Electronica, Salon commercial, ne reflète que l'impression d'un moment et non une tendance. Si la plupart des exposants et notamment les distributeurs se sont montrés satisfaits les résultats des ventes au cours de l'exposition, les constructeurs sont d'un avis plus réservé : la grande majorité d'entre eux affirme que nous sommes parvenus à un palier mettant en évidence un problème fondamental d'évolution et d'orientation.

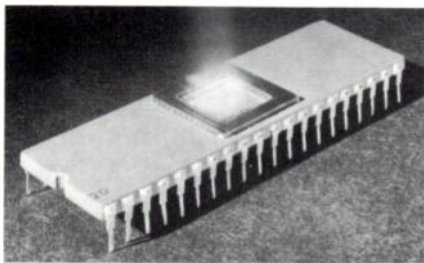
Depuis la grave crise 1974-1975, l'industrie électronique s'interroge en effet sur son devenir. Elle ne souhaite plus dans son ensemble, une expansion demeurée et rapide qui anéantit les investissements et qui constitue sous certains aspects une fuite en avant. Dans un secteur aussi mouvant sur le plan technologique, il faut, en effet, constamment parier sur l'avenir et investir sans cesse ; cependant, dès que l'avenir s'assombrit, les « joueurs »

enlèvent leur mise et ceux qui restent prennent des risques considérables. Actuellement, on assiste à un essoufflement général car la demande s'est stabilisée depuis quelques mois à un niveau assez moyen. Cette stabilisation a pour origine essentielle, le contexte économique mondial et le déséquilibre des balances commerciales.

Les nouveautés d'Electronica

Sur le plan technique Electronica 76, s'est révélé être un Salon intéressant. De nombreux constructeurs avaient réservé pour la circonstance un certain nombre de nouveautés.

Electronica a essentiellement été marquée par deux phénomènes importants touchant l'industrie des dispositifs à semiconducteurs : les microprocesseurs et les jeux télévisuels. Tous les stands qui présentaient de tels systèmes ont connu une très grande influence.



Microordinateur en un seul boîtier Intel modèle 8 748.

LES MICROPROCESSEURS.

Dans le domaine des microprocesseurs, un événement très important a eu lieu avec la présentation effective par le pionnier en la matière, Intel, de quatre nouveaux microprocesseurs dont trois constituent sans nul doute une étape essentielle de l'évolution dans ce secteur.

Le microprocesseur 8 085 d'Intel est dérivé du 8 080 avec lequel il est entièrement compatible sur le plan du logiciel. Toutefois, il permet de réduire par un facteur voisin de 10 le nombre des boîtiers de circuits intégrés nécessaires à la conception d'un système à microprocesseur, puisque la configuration minimale nécessite uniquement trois boîtiers :

- le 8 085 unité centrale ;
- le 8 155 mémoire vive de 2 K bits, séquenceur et circuits d'entrée-sortie ;
- le 8 355 mémoire morte de 16 K bits, ou le 8 755 ; mémoire PROM effaçable.

Les performances de ce dispositif sont nettement supérieures à celle du 8 080 et notamment la puissance de calcul.

La série des trois autres microprocesseurs constitue de loin une grande première puisqu'il s'agit en fait, de microordinateurs complets sur une seule puce de semiconducteur et destinés à une large variété d'applications.

Ces dispositifs de la même famille portent les références 8 048, 8 748 et 8 035. Leur mise en œuvre ne nécessite absolument pas de boîtier extérieur.

Les schémas des 8 048 et 8 748 incorporent un microprocesseur classique à 8 bits ; une mémoire morte de 1 K mot pour le stockage du programme, une mémoire vive de 64 mots, 3 circuits d'entrée-sortie à 8 bits, 8 lignes supplémentaires de contrôle, un séquenceur programmable, un système d'interruption prioritaire et l'horloge. Le 8 048 comprend une mémoire morte réalisée à la demande, tandis que le 8 748 contient une mémoire morte effaçable par rayons ultra-violets.

Le microprocesseur 8 035 est identique aux deux précédents mais ne comporte pas de mémoire morte pour le programme.

Les 8 048 et 8 748 conviennent à de nombreuses applications grand public ou industrielles ; le 8 748 permet la mise au point du programme qui sera ensuite stocké en mémoire morte dans le 8 048, ou la réalisation de systèmes évolutifs. Le 8 035 est plutôt adapté au traitement.

Parallèlement, Intel propose une famille très complète de composants d'environnement pour ses nouveaux microprocesseurs ainsi que des systèmes de développement. Il faut également souligner la performance technologique d'Intel qui a logé ces microordinateurs sur une puce de 200×200 mils environ (5×5 mm) avec un rendement de fabrication compatible avec une production de masse.

Dans ce même secteur, Motorola plus modestement a annoncé une nouveauté qui tient plus de l'amélioration d'un produit que d'une réelle innovation : le microprocesseur 6 802, à 8 bits, dont le logiciel est compatible avec celui du 6 800. Il intègre sur la même puce une mémoire vive de 128 mots et les circuits horloge et de commande.

Le 6802 accepte tous les composants d'environnement de son prédécesseur. Les autres fabricants de

microprocesseurs ont également annoncé des nouveautés et surtout des perfectionnements.

National Semiconductor a présenté une version améliorée et plus rapide de son microprocesseur SC/MP. Fairchild a étendu la gamme de composants d'environnement de son microprocesseur F 8.

LES JEUX TÉLÉVISUELS.



Jeu télévisuel programmable proposé par Fairchild et construit autour du microprocesseur F8.

Les jeux télévisuels font actuellement l'objet d'un intérêt sans cesse grandissant. Deux tendances s'affrontent ; celle qui prône l'utilisation d'un microprocesseur non spécialisé, et celle qui fait appel à un circuit intégré complexe réalisé à la demande. Il est évident que le marché des jeux télévisuels est un marché à créer et non à conquérir ; il offre donc de larges perspectives aux constructeurs. Les systèmes à microprocesseur sont plus souples et permettent non seulement de réaliser toute une série de jeux, mais aussi des exercices éducatifs.

Deux constructeurs illustrent ces deux tendances : Fairchild avec un système à microprocesseur disposant d'un système à cassette magnétique pour l'entrée des programmes, et la firme canadienne Mitel Semiconductor, ex-Siltek, présentant un jeu simple plutôt destiné à être incorporé dans des « machines à sous ». Compte tenu de l'importance de ce marché, il est probable que ces deux tendances subsisteront.

Des nouveautés étaient par ailleurs présentées par de nombreuses autres firmes. Les prochains fascicules de l'Onde Électrique comporteront dans leur rubrique « nouveautés techniques » les caractéristiques détaillées de ces produits.

Deux accords importants

Certains constructeurs, à l'occasion d'Electronica ont annoncé la conclu-

sion d'accords industriels ou commerciaux. A deux reprises, la Sescosem du groupe Thomson-CSF a fait état de la signature de deux importants accords industriels, l'un avec la firme américaine General Instruments en matière de circuits intégrés complexes pour postes téléphoniques à clavier, et l'autre avec le groupe Plessey concernant les dispositifs à ondes acoustiques de surface destinés aux téléviseurs. Il est à noter sur ce dernier point, que les filtres à ondes acoustiques de surface sont appelés à connaître des développements importants dans le secteur grand public; déjà, la firme japonaise Mitsumi s'apprête à mettre en production en grande série de tels dispositifs. Un autre accord dont le secret avait été défloré auparavant, a été de manière très officielle annoncé à Electronica : l'accord Adret Électronique — Rhode et Schwarz (cf. OE, Novembre, p. 490).



Compteur fréquencesmètre 1,5 GHz
de National Matsushita.

Par rapport à la précédente exposition, Electronica ne comportait qu'une petite section d'équipements de production. Cela, en raison de la tenue l'année prochaine à Munich d'une nouvelle exposition sur les équipe-



ments de production pour l'industrie électronique, appelée Productronica.

Il est intéressant de faire remarquer que Rhode et Schwarz représente également en Allemagne d'autres sociétés dont Tektronix. On a donc pu voir au stand Rhode et Schwarz des synthétiseurs Adret-Messtechnik dont l'esthétique est assez discutable.

Dans le domaine de la mesure, nous avons noté l'entrée expérimentale en Allemagne depuis le mois de mars de 1976 d'un important constructeur japonais : National Matsushita avec un imposant catalogue d'appareils plutôt destinés à l'instrumentation générale et au service après vente. Les résultats encourageants enregistrés par National Matsushita laissent à penser que la firme japonaise intensifiera ses efforts.

Malgré cette nouvelle organisation, Electronica n'a rien perdu de son intérêt.

Cette évolution illustre le fait que la société des Foires de la ville de Munich n'hésite pas à remettre en question l'organisation même de ses expositions, et peut-être un jour verrons-nous se tenir à Munich une nouvelle manifestation qui pourrait s'appeler Microélectronica.

Actuellement, Electronica satisfait bien les besoins du marché allemand et suscite un intérêt croissant de la part des constructeurs mondiaux.

Le caractère biennal de ce Salon, lui donne également une importance plus grande et atténue d'une manière certaine les problèmes d'alternance qui ne manqueront pas de se poser aux autres Salons annuels européens.

Par ailleurs, l'aspect commercial de ce Salon, bien adapté à la réalité, lui donne un attrait évident et une incontestable originalité.

Décidément, Electronica a pris de l'avance...

D. HALPERN.

La 66^e Exposition de Physique

La 66^e Exposition de Physique organisée par la Société Française de Physique, s'est tenue à Paris du 6 au 10 décembre et a remporté un vif succès.

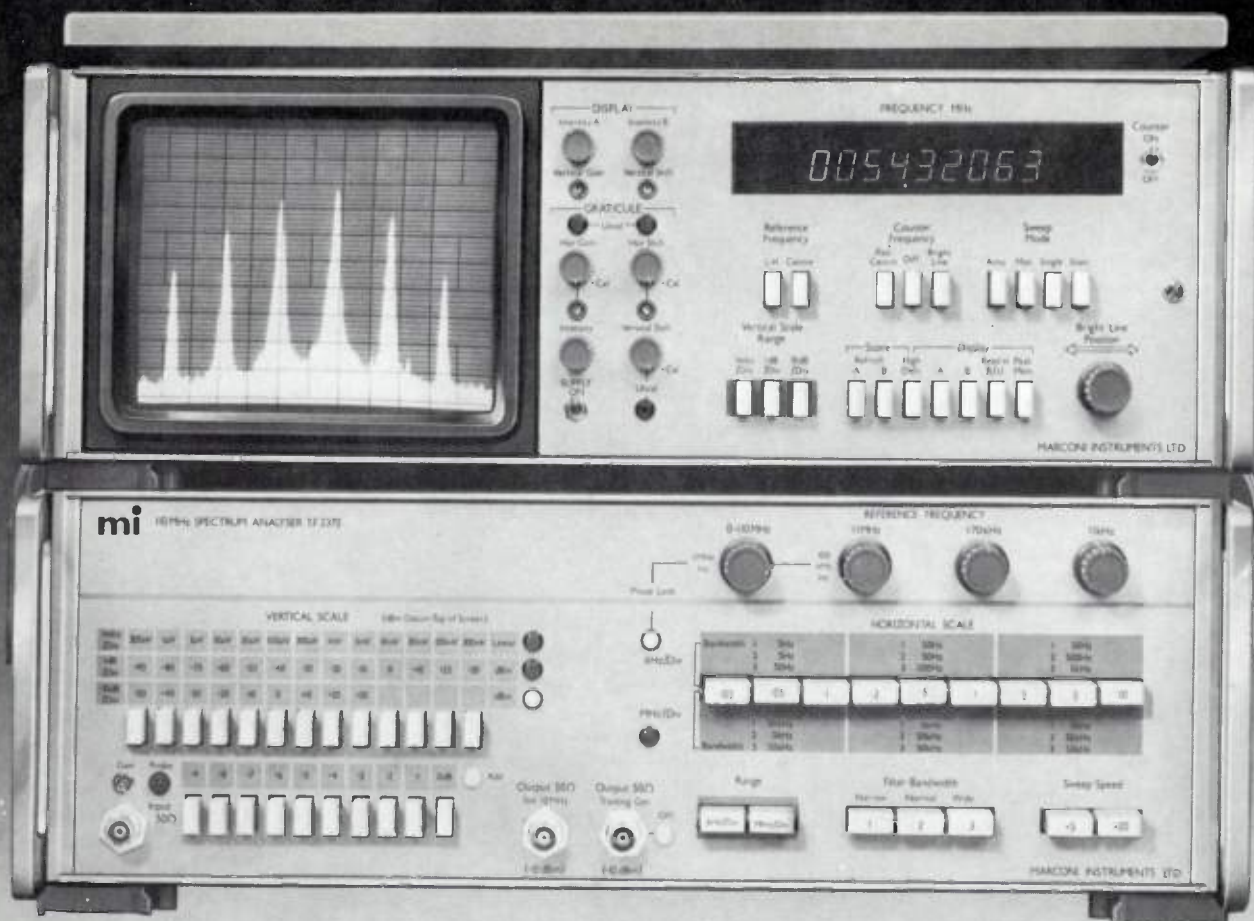
Elle a regroupé 152 exposants, dont 32 nouveaux et 450 firmes y furent représentées.

Le caractère très particulier de cette manifestation scientifique, en fait un lieu de rencontre privilégié entre l'Industrie et la Recherche. En effet, l'Exposition de Physique s'intéresse aux résultats des travaux des grands laboratoires nationaux et des services de recherche de l'industrie, en montrant un certain nombre de montages expérimentaux; elle présente par ailleurs, les nouveaux matériels mis à la disposition des chercheurs par l'industrie.

Traditionnellement, le secteur public a occupé une place importante dans le cadre de cette exposition; mais on a pu remarquer la présence exceptionnelle de l'Académie des Sciences de l'Union Soviétique, qui exposait une sélection d'appareils de mesure.

On a pu noter parmi les grands pôles d'attraction : l'expérimentation à base de lasers, l'énergie solaire, les problèmes d'environnement, l'utilisation des fibres optiques, et une tendance générale pour l'instrumentation à faire de plus en plus appel à l'informatique.

La présence de nombreuses délégations étrangères, a témoigné du niveau élevé de la recherche fondamentale et appliquée en France, dans les domaines les plus variés de la Physique.



30 Hz - 110 MHz

L'analyseur de spectre le plus évolué

L'analyseur de spectre TF 2370 - 110 MHz est un système de mesure complexe destiné à l'analyse spectrale.

Grâce à ses caractéristiques exceptionnelles, il permet de multiples utilisations et est d'une manipulation aisée; il ne faut, en effet, choisir que la sensibilité d'entrée, la fréquence centrale, la dispersion et la définition.

Ensuite, un programme logique contrôle automatiquement le rapport d'amplification HF/MF optimal et la vitesse de balayage adaptée à la bande passante du filtre.

Des innovations remarquables : le système de mémorisation digital, la visualisation sur un écran de télévision (10 x 12 cm) très clair, le graticule électronique déplaçable à volonté en directions horizontale et verticale...

La division de la mémoire permet simultanément la

comparaison et la visualisation détaillées des représentations mémorisée et directe

Le fréquencemètre à 9 chiffres permettant la mesure précise de la fréquence des composantes spectrales à 1 Hz près et un "générateur-tracking" synchronisé avec la fréquence d'entrée font du TF 2370 un incomparable instrument de mesure.

Gamme de fréquence : 30 Hz à 110 MHz.

Dispersion : 18 gammes calibrées de 20 Hz/div. à 10 MHz/div. en séquence 1,2,5.

Résolution : 0,1 dB et 5 Hz.

Gamme de niveau d'entrée :

logarithmique 10 dB/div. : -159 dBm à + 30 dBm

1 dB/div. : -109 dBm à + 30 dBm

Linéaire 300 nV/div. à 300 mV/div.

Dynamique affichée : 100 dB. (10 dB/div)

mi: LES INNOVATEURS

MARCONI INSTRUMENTS



INFORMATIONS GÉNÉRALES

Au cours des neuf premiers mois de l'année 1976, la **CSEE** a réalisé un chiffre d'affaires total de 412.617 MF (+ 41,9 %) dont 222.886 pour l'activité « Entreprises » (+ 29,6 %) et 189.731 pour l'activité « Construction électrique et électronique » (+ 59,7 %).

Fabri-Tek annonce la commercialisation de sa première mémoire additionnelle à semiconducteur. Baptisée ADD-IN II, cette mémoire est destinée aux systèmes PDP 11.

Au cours du troisième trimestre 1976, **Fairchild Camera and Instrument Corporation** a réalisé un chiffre d'affaires de 119.976 M\$ (+ 63 %) et un bénéfice net de 4.243 M\$ (+ 56,2 %). Durant ce trimestre, la firme américaine a investi 11,3 M\$ en recherche, en développement et en ingénierie. Ces résultats portent respectivement à 329.879 M\$ (+ 52,6 %) et à 7.298 M\$ (- 38,7 %), le chiffre d'affaires et le bénéfice net réalisés au cours des neuf premiers mois de 1976.

Au cours des 9 premiers mois de 1976, **Fairchild Camera and Instruments** et ses filiales ont réalisé un chiffre d'affaires total de 329.879 M\$ (+ 52,6 %) et un bénéfice net de 7.298 M\$ (- 38,7 %).

Au cours de l'année fiscale 1976, close au 31 octobre 1976, **Hewlett Packard** a réalisé un chiffre d'affaire de 1 111,48 M\$ (+ 13 %) et un bénéfice net de 90,546 M\$ (+ 8 %).

Au cours du 3^e trimestre 1976, **ITT** a réalisé un chiffre d'affaires de 2 680 M\$ (- 1,5 %) et un bénéfice net de 106,79 M\$ (+ 30,3 %).

Le consultant britannique **PA International Management Consultants Ltd**, a créé sous le nom de **PA Computers and Telecommunications Ltd**, une filiale de consultants spécialisée dans le domaine des télécommunications et de l'informatique. Le nom commercial de cette nouvelle société sera **Pactel**.

Au cours des neuf premiers mois de l'année, le groupe **Philips** a réalisé un chiffre d'affaires net de 21 410 M de florins (+ 15,7 %) et un bénéfice net de 357 M de florins (+ 271,8 %). Le groupe employait à la fin de cette période 394 300 personnes (- 4 300 personnes) dont 88 500 aux Pays-Bas. Les résultats ont été particulièrement favorables au cours du 3^e trimestre 1976.

Au cours des six premiers mois de l'exercice fiscal qui sera clos au 31 mars 1977, **Racal Electronic Ltd** (GB) a réalisé un bénéfice avant impôts de 11.524 M£ (+ 85 %).

Instruments SA, du groupe **Empain-Schneider**, et qui détenait 51 % du capital de la **Soro Electro Optics** (F) fait apport à cette dernière de sa branche optique. Le capital de Soro se trouve maintenant porté de 1 085 000 F à 2.726 200 F.

Systems Engineering Laboratories Ltd, du groupe **EMI**, vient d'acquérir une usine de 43 600 m² à **Firmley** (Surrey GB).

Systems Engineering Laboratories (USA) du groupe **EMI** a ouvert un bureau à Londres sous le nom de **SEL Computers Ltd**, destiné à couvrir les activités de maintenance en Grande-Bretagne et dans les pays scandinaves. **SEL** est un important fabricant de miniordinateurs scientifiques et industriels.

La **Down Jones and Company Inc.** et l'**Extel Corporation** ont chacune acquis la moitié du capital de la **Teleprinter Leasing Corp.** auprès de l'**American Underwriting Corp.**, filiale de la **Kemper Insurance**. Rappelons que **Teleprinter Leasing** pratique la location-vente et la location de télé-imprimeurs et d'équipements de télécommunications dont ceux de d'**Extel**, la maintenance étant assurée par **Dow Jones**.

Tranchant Electronique qui vient de ramener son capital de 10 666 600 à 1 066 660 F (- 90 %), absorbe sa filiale **Tranchant Distribution** qui lui procurera un apport net voisin de 6,9 MF.

Au cours des 2^e et 3^e trimestres 1976, l'**Ultra Electronic Holdings** (GB) a réalisé un chiffre d'affaires de 6,1 M£ (+ 8,9 %) et un bénéfice net de 577 212 M£ (+ 15,6 %).



TÉLÉCOMMUNICATIONS

DANS LES USINES

Eddystone Radio Ltd, du groupe britannique **GEC** a introduit un système de contrôle et de surveillance des signaux à ondes métriques et centimétriques. Ce système comporte un radiorécepteur modèle 1 990 associé au récepteur panoramique EP 961 Mark II B.

Ford Aeronutronic a vendu à la firme américaine **Tele Resources Inc**, la licence exclusive de fabrication et de vente des centraux téléphoniques privés PC 192 et PC 512, ainsi que le stock de pièces détachées et de sous-ensembles existant. Ces systèmes à programme enregistré et présentant une capacité maximale de 512 lignes intérieures et de 128 lignes réseau étaient précédemment commercialisés par **Philco Ford**. **Tele Resources** est un important spécialiste de téléphonie privée.

Auparavant, **Ford** avait engagé sans succès des négociations avec la **Bell System** et des Compagnies privées de téléphonie. Le montant de la transaction n'est pas connu.

Le groupe **Grass Valley-Tektronix** a introduit une nouvelle régie couleur (**NTSC**, **PAL**) disposant de 24 entrées et 8 sorties et permettant un certain nombre de trucsages.

Service Lecteur: inscrivez le n° 109.

Les circuits concernés par l'accord **Sescosem** (Thomson-CSF) et **General Instrument Corp** sur les circuits intégrés complexes pour postes téléphoniques à clavier (cf. OE 1976, p. 535) sont les suivants :

- 4 circuits d'origine **General Instrument** (référence **Sescosem** entre parenthèses).
 - circuit pour téléphone à clavier : AY 5-9100 (SFF 19 100).
 - circuit répertoire téléphonique : AY 5-9200 (SFF 19 200).
 - générateur d'horloge : YA 5-9500 (SFF 19 500).
 - récepteur multi fréquence : AYS 5-9800 (SFF 19 800).
- 1 circuit d'origine **Sescosem** conçu par les PTT françaises (CNET).
 - générateur multifréquence : SFF 29 450, référence **General Instrument** AY 3-9450.

Rappelons que **General Instrument** a déjà fourni à **Siemens** près de 0,2 M de circuits analogues. Les PTT françaises, par ailleurs, envisagent de généraliser l'emploi de postes téléphoniques à claviers qui seraient placés dans le réseau public. D'autre part **Thomson-CSF** qui a récemment fait son entrée sur le marché de la téléphonie a entamé des négociations avec la firme canadienne **Northern Telecom** pour acquérir la licence de fabrication de postes téléphoniques à clavier dont le marché français est estimé d'ici à 1980 à 2 M d'unités.

A la suite d'une insuffisance de commandes de la part de la Régis belge des Télécommunications, **Siemens** a fermé son usine de **Badour** (B) et procédé au licenciement des 210 personnes qui y travaillaient.

La **Standard Telephone and Cables** (STC), filiale britannique d'**ITT** a créé un centre de développement et d'études de marché des systèmes de télécommunication baptisé : « Telecommunication service systems marketing and development » qui aura pour tâche de développer et de commercialiser des systèmes automatiques de commande, de surveillance et de supervision des réseaux de télécommunications. Ce centre doit introduire plusieurs systèmes : l'**OPAS** (Operation Position Assistance System), l'**AUTRAX** (Automatic Traffic Recording and Analysis Complex), le **RLT** (Remote Line Tester), ainsi que des systèmes de prélèvement automatique de données de trafic téléphonique. Ce centre distribuera également en Grande-Bretagne les systèmes de conduite de réseau fabriqués par la firme américaine **Telesciences Inc**.

La firme américaine **Wescom Inc** vient d'introduire un nouveau système de commutation temporelle **MIC**, baptisé **580 Digital Switching System**. Cet autocommutateur a une capacité de 2 400 lignes intérieures et 576 lignes extérieures.

COMMANDES ET CONTRATS

Le Nigéria a finalement retenu la **Bell Telephone Manufacturing**, filiale belge d'ITT, et **Siemens** pour la fourniture et l'installation de plusieurs centraux téléphoniques **Crossbar**. Les montants des contrats atteignent 300 M\$ pour la Bell et 100 M\$ pour Siemens. D'autres sociétés comme GEC (GB) et Nisshua (J) se partagent de petits contrats annexes de câblerie. Les nombreuses firmes qui avaient répondu à l'appel d'offres, NEC, FORD, GTE, Ericsson ont été éliminées lorsque le Nigéria a opté pour un système Crossbar.

La **Bell Telephone Manufacturing** (BTM), filiale belge d'ITT, fournira à l'Administration des télécommunications du Vénézuéla (CANTV) des centraux téléphoniques Pentaconta représentant un total de 51 000 lignes. Rappelons que la BTM avait déjà fourni des centraux du même type ayant une capacité totale de 172 000 lignes.

L'Intelsat a octroyé un contrat à la **British Aircraft Corporation Ltd**, pour la mise au point d'un calculateur embarqué construit autour d'un microprocesseur et destiné à la surveillance des divers équipements des satellites de télécommunication.

La **Canadian Marconi Company**, filiale canadienne de Marconi, fournira au Pakistan un faisceau hertzien numérique pour gazoduc (480 km; 1,7-1,8 GHz; 24 à 120 voies; 11 stations).

ITT Corporate Communication Services Inc. annonce l'attribution d'un contrat d'un montant de 13,5 M\$ à la division **Collins Commercial Telecommunications** de Rockwell International, pour la fourniture de systèmes de commutation informatisés.

Par ailleurs, **Collins** fournira à la Western Electric un système de commutation de message pour un montant de 2,4 M\$. Ce système assurera les liaisons entre le siège social et les différentes usines et agences de la Western.

D'autre part, la division **Electronics Operation** de **Collins**, livrera à la compagnie aérienne TWA deux systèmes supplémentaires de routage d'appels téléphoniques destinés au centre de réservation de la TWA. Le montant du contrat dépasse 2 M\$. Collins avait déjà fourni des systèmes analogues à la TWA.

La Satellite Systems Business a attribué un contrat d'1 M\$ à la **Comtech Laboratories Inc.** pour la fourniture et l'installation de 2 stations terriennes.

Le consortium italien **Consorzio per Sistemi di Telecomunicazioni via Satelliti** fournira à la Turquie une station terrienne de télécommunications qui utilisera le réseau Intelsat.

L'Égypte a finalement choisi la **Continental Telephone Co** et la Division Collins du groupe **Rockwell International** pour la conception de son système national de télécommunications. La Continental Telephone et Rockwell s'étaient en effet regroupés afin de pouvoir enlever le contrat.

Eddystone Radio Ltd, du groupe Marconi, fournira aux Postes d'Arabie Saoudite, 300 radiorécepteurs, modèle 1830/1. Le montant du contrat atteint 0,3 M\$.

EMI Sound Vision Ltd fournira à l'état du Kwara (Nigéria) un système de télévision en couleur complet. Le montant du contrat atteint 5 M\$.

La division « Engineering Services » de **Ford-Aeronautics** s'est vue attribuer un contrat d'un montant de 99 M\$ par le Libéria, pour l'étude, la conception et l'amélioration du réseau libérien de télécommunications. Le projet comporte entre autres, l'installation d'un réseau de faisceaux hertziens et de systèmes de transmission à longue distance.

GTE et ses filiales directes enregistrent les contrats suivants :

— **GTE do Brazil** (Brésil) : un contrat d'un montant de 0,27 M\$ pour la fourniture de faisceaux hertziens destinés à l'État de Rio de Janeiro (2 systèmes à 1 800 voies).

— **GTE Sylvania** : un contrat de la NASA d'un montant de 0,2945 M\$ pour la modification d'un équipement terminal embarqué de télécommunications maritimes par satellite et un autre contrat de l'US Navy d'un montant de 73 500 M\$ pour le développement d'équipements destinés à réduire les interférences qui affectent les transmissions de données à longue distance par radio.

— **GTE** : un contrat d'un montant de 4,5 M\$ pour la fourniture au Chili d'une station terrienne de télécommunications par satellite destiné au réseau Intelsat.

Par ailleurs, **GTE-Taiwan** a récemment installé un central téléphonique électronique à programme enregistré de 20 000 lignes à Taipei (Chine Nationaliste).

Harris Corporation fournira et installera au Soudan un système de télécommunication pour un montant de 19 M\$. Le contrat prévoit en option une extension du système pour un montant de 10 M\$.

L'Administration de l'Aviation Civile d'Arabie Saoudite a attribué un contrat d'un montant de 16 M\$ à l'**International Aeradio Ltd** (GB), pour la formation technique de personnels spécialisés et destinés à être employés dans le secteur de l'aviation civile.

Italtel fournira à la Marine Italienne des systèmes d'identification ami-ennemi (IFF) embarqués d'un type récent, qui seront constitués par l'interrogateur modèle MM-UPX 708, le transpondeur MM-UPX 709, l'ensemble de décodage AN/UP A 59, les antennes et les alimentations.

ITT et ses filiales enregistrent les contrats suivants :

— **ITT Business Systems**, filiale britannique d'ITT : deux centraux téléphoniques Pentomat 1 000 qui seront installés dans les aéroports d'Aberdeen et d'Edimbourg, et un système de répartition automatique des appels pour le bureau d'Air Canada de l'aéroport d'Heathrow. Le montant total de la commande atteint 0,16 M\$.

— **ITT-Creed**, filiale britannique d'ITT : au Post Office britannique, 6 375 téléimprimeurs pour un montant de 9 M\$.

— L'US Navy a attribué un contrat d'un montant de 7,1 M\$ à **ITT Gilfillan**, filiale américaine d'ITT, pour l'amélioration des performances du radar antiaérien à longue portée SPS 48. Le SPS 48, qui équipe déjà l'Armée américaine sera doté du système de repérage des cibles mobiles MTI, et du système de poursuite ADT, tous deux de fabrication Gilfillan.

Jeumont Schneider (F) fournira à l'Office Cherifien des Phosphates (Maroc), un autocommutateur privé temporel TLC 10 (900 postes, 102 lignes réseau, 8 lignes spécialisées).

Cette société livrera par ailleurs à la Cristaleria Espanola, filiale espagnole du groupe Saint-Gobain Pont-à-Mousson, un autocommutateur électronique temporel TLC 10.

LM Ericsson fournira à l'Administration des Télécommunications de Tchécoslovaquie, un autocommutateur à programme enregistré AKE 13 destiné à équiper un centre de commutation national et international qui sera situé à Prague, un autocommutateur privé de grande capacité ainsi que des équipements destinés à l'extension d'un centre de télex déjà installé par le groupe Suédois. Le montant du contrat dépasse 22 M\$.



Autocommutateur privé de forte capacité à commande par programme enregistré : Ericsson modèle PE 1024.

LNR Communications, Inc (USA) a réalisé pour la NASA des amplificateurs paramétriques de réception non refroidis, fonctionnant dans la bande 14,7-15,2 GHz et présentant une température de bruit intéressante (80 °K, amplificateur à 2 étages présentant un gain de 26 dB). Une version à trois canaux équipera une station de poursuite de la NASA.

Loral Corp fournira à l'US Navy des systèmes d'alerte radar destinés à l'avion F 15. Le montant du contrat atteint 7,9 M\$ et porte à 46 M\$ la valeur totale de ces équipements fournis par Loral à l'US Navy.

Marconi et ses filiales enregistrent les commandes suivantes :

— pour la Compagnie de Télévision Arabe (Égypte) : un car de reportage de télévision en couleur équipé de 4 caméras Mark VIII et des équipements annexes de studio;

— pour les Tokyo Electron Laboratories (J) : 8 caméras noir et blanc Mark V destinées à la Turquie (cette commande porte à plus de 400 le nombre des caméras Mark V déjà vendues);

— pour la télévision Écossaise : 5 caméras couleur Mark VIII dont une portable (cette commande porte à plus de 400 le nombre de caméras Mark VIII déjà vendues);

— pour la Marine Royale des Pays-Bas : des équipements de télécommunications navales pour un montant de 8 M\$;

— pour le Post Office britannique : une station de télécommunications par satellite qui sera installée à Madley (Herefordshire) et aura une antenne de 32 m de diamètre. Le montant du contrat atteint 6 M\$. Rappelons que le centre de Madley comportera lorsqu'il sera achevé sur les années 80, 6 stations terriennes; il assurera les liaisons entre la GB et les pays situés à l'Est de celle-ci;

— pour la Radiodiffusion du Nigéria : un émetteur TV couleur de 15 kW, un émetteur de radiodiffusion de 300 kW, les pylones et antennes ainsi que les équipements associés. Le montant du contrat atteint 1,5 M£.

L'Intelsat a attribué à la **NEC** un contrat pour l'étude d'un mélangeur-amplificateur à fréquence intermédiaire destiné à équiper les répéteurs de satellite fonctionnant dans la bande des 14 GHz.

— Par ailleurs, la **NEC (J)** fournira :

- à la Libye pour 7 700 M de yens d'équipements téléphoniques (centraux téléphoniques, faisceaux hertziens).
- à l'Embratel, Office brésilien des télécommunications, trois centraux téléphoniques urbains du type ND 10 représentant un total de 36 000 lignes. Le montant de la commande s'élève à 20 M\$.
- au Soudan 25 centraux téléphoniques Crossbar d'une capacité totale de 29 200 lignes.

La **North Electric Company**, filiale du groupe américain United Telecom, fournira à l'OTAN 24 centres de commutation électronique à commande par programme enregistré. Le montant du contrat atteint 19 M\$.

La **Northern Telecom (CND)** a livré la première partie des 4 000 postes téléphoniques Contempra que la Hong Kong Telephone Co lui a commandé. Rappelons que la firme canadienne fournit plus de 1,5 M de postes téléphoniques Contempra dans 37 pays, depuis leur introduction en 1969.

Philips Telecommunications fournira à l'Inde un système de transmission par câble coaxial (60 MHz, 10 800 voies) de 35 km de long, qui sera installé près de Bombay.

Plessey a reçu un contrat de l'Intelsat pour l'étude d'un détecteur d'erreur de polarisation. Ce système travaillera avec les signaux des satellites ce qui évitera une perte de capacité.

Les PTT Suisses ont commandé pour 0,875 M\$ de modems rapides à **Racal-Milgo**. Ces modems construits par l'International Communications Corporation (USA), du groupe Milgo, feront partie intégrante du système de renseignements téléphoniques des PTT Suisses, baptisé TERCO. Il comprendra un ordinateur central situé à Lugano et relié à 700 équipements terminaux comportant des consoles de visulacion.

Raytheon fournira à la Federal Aviation Administration des USA, un système DARC (Direct Acces Radar Channel) pour un montant de 11,23 M\$.

L'US Air Force a attribué un contrat d'un montant de 16,8 M\$ à **Raytheon Co** pour le développement de trois équipements terminaux pour transmission numérique transhorizon.

— L'Israël Aircraft Ltd et la Motortec Industria Aeronautica (Brésil) ont choisi

le radar météorologique PRIMUS-20 WXD de **RCA** pour équiper les avions qu'ils produisent.

— Les PTT du Nicaragua ont commandé à **RCA Canada** des équipements de transmission téléphonique dont des faisceaux hertziens à 2 GHz (20 stations, 300 voies + 1 canal TV).

— **RCA Canada** fournira à Haïti un système complet de télévision en couleur, pour un montant de 3 M\$. Le contrat prévoit la construction et l'équipement d'un studio, les fournitures d'un car de reportage d'un faisceau hertzien reliant le studio à l'émetteur de 3 kW fourni lui aussi par RCA dans le cadre de ce contrat.

Redifon fournira au London Transport (GB), 600 émetteurs-récepteurs mobiles destinés à être installés dans les autobus londoniens afin d'assurer la sécurité des personnels et des passagers contre les agressions; auparavant Redifon avait déjà fourni 208 équipements identiques au London Transport.

Redifon livrera par ailleurs à la Marine Grecque un système de radio téléphone en ondes métriques à 66 canaux.

Scientific Atlanta a reçu un contrat d'un montant total de 1,2 M\$ de la part de RCA Alaska Communication pour la fourniture d'équipements destinés aux stations terriennes de télécommunications par satellite situés en Alaska.

La direction des télécommunications du réseau national (DTRN) des PTT françaises a commandé à la **société Française des Téléphones Ericsson**, un central électronique privé, modèle PE 1024, dont la capacité sera de 1 500 postes.

La **Standard Telephone and Cables**, fournira à l'Égypte des systèmes multiplex ainsi que des équipements pour systèmes de transmission par câble coaxial, destinés à être incorporés dans le réseau de télécommunications par câble coaxial de ce pays. Le montant du contrat atteint 2 M£.



Fabrication de centraux téléphoniques électroniques aux usines LMT.

Le réseau national de télécommunications par satellite du Zaïre sera installé sous la maîtrise d'œuvre de **Thomson-CSF** dont le sous-traitant principal sera Telspace. Le réseau comportera 12 stations terriennes équipées d'antennes de 14,5 M de diamètre, 16 centres d'émission de télévision

et divers équipements de transmission fournis par Thomson CSF et la CGE.

TRT, fournira aux PTT françaises 200 modems à 9 600 K bits/s qui seront utilisés dans le réseau de commutation de données par paquets Transpac.

Vari-L Company Inc. s'est vue attribuer un contrat d'un montant de 0,225 M\$ par l'Electronic Communications Inc. pour la fourniture de mélangeurs filtres destinés au programme FLT-SATCOM.

VIE DES SOCIÉTÉS ET RÉSULTATS FINANCIERS

Plantronics (USA) vient d'acquiescer la firme américaine **Action Communication Systems, Inc.** spécialisée dans la fabrication de systèmes de téléinformatique. Action Communication Systems deviendra donc une filiale du groupe Plantronics qui comporte entre autres les sociétés suivantes : Plantronics-Frederick Electronics, Plantronics Canada, Plantronics-Kentrox.

La Bell Canada a constitué une nouvelle filiale, la **Bell Canada International** qui aura pour activité le Conseil en équipements de télécommunications. La Bell Canada avait déjà depuis 1967 une activité internationale de consultant qu'elle exerçait dans plus de 30 pays.

La Bell Canada et sa filiale la Northern Telecom annoncent la création d'une nouvelle filiale canadienne la **Bell Northern Software Research Inc.**, qui sera spécialisée dans la recherche et le développement de logiciel pour télécommunications. Le capital est détenu à 51 % par la Bell Canada et à 49 % par la Northern Telecom.

La firme américaine **Dracon Industries** du groupe Farinon a racheté la société **Bradley Sales**. Rappelons que Bradley est un fabricant d'outils pour l'industrie téléphonique.

La Southern Pacific Communications Co de San Francisco a acquis l'ensemble du capital de **Data Transmission Co (USA)** auprès du groupe Wyly Corp. Le montant de la transaction atteint 4,9 M\$. Data Transmission plus connue sous le nom de Datran, dispose d'un important réseau de faisceaux hertziens aux USA; elle était en vente depuis le mois d'août dernier.

Le câblage britannique BICC a racheté deux sociétés britanniques spécialisées dans l'instrumentation, l'automation et les télécommunications : **Derby Automation Consultants** et **Transmitron**.

Frequency Sources Inc., a réalisé au cours du 2^e trimestre de 1976, un chiffre d'affaires de 2,059 M\$ (+ 9 %) et un bénéfice net de 69 000 M\$ (— 19 %).

La Jackson Communication Corporation (USA) vient d'acquiescer la firme américaine **Mann Communication Corp.**, qui devient ainsi une filiale à 100 % de Jackson.

Au cours de l'exercice fiscal clos au 31 juillet 1976, **Penrill Corporation** a réalisé un chiffre d'affaires de 7,481 933 M\$ (+ 74 %) et un bénéfice net de 663 297 M\$ (- 12,7 %). Les résultats tiennent compte du rachat de la Data Tech Division, dont la contribution dans le chiffre d'affaires dépasse 2,5 M\$. Rappelons que Penrill Corp est un fabricant de modems, et d'appareils de test et de mesure pour l'industrie électronique et les télécommunications.

Dans le cadre de la discussion du budget des **PTT françaises**, la commission des Finances a recommandé une scission du budget en deux : l'un attribué aux télécommunications et l'autre aux postes et services financiers.

Au cours des deuxième et troisième trimestres de 1976, le groupe britannique **Racal** a réalisé un chiffre d'affaires de 52 M£ (+ 44,4 %) et un bénéfice net avant impôts de 11,524 M£ (+ 85 %). Rappelons que Racal est lié depuis 1969 au groupe américain Milgo Electronics Corp. dont elle envisage d'acquérir prochainement 15,5 % du capital. C'est la filiale américaine de Racal qui enregistre les meilleurs résultats à l'exportation.

Au cours des neuf premiers mois de 1976, la **SAT** a réalisé un chiffre d'affaires hors taxes de 833,78 MF (+ 29 %) dont 172,075 pour l'activité câbles (+ 5,6 %); 581,34 pour l'activité équipements électroniques (+ 37,2 %) et 80,365 pour l'activité chantiers (+ 42 %).

Le capital de la **Société Française des Techniques Pye** filiale 50-50 de Pye of Cambridge (Philips GB) et de Schneider Radio Television a récemment porté son capital de 1,4 à 4,4 MF. Elle devient de ce fait une société dont la majorité du capital est détenue par des filiales du groupe Philips; on remarque que Schneider quitte le Conseil d'Administration et que TRT y fait son entrée.

Rappelons que cette société est spécialisée dans la fourniture et l'installation d'équipements privés de radiocommunication.

Au cours des neuf premiers mois de l'année 1976, la **Société Française des Téléphones Ericsson** a réalisé un chiffre d'affaires hors taxes de 653,979 MF (+ 29,2 %) qui se répartit ainsi :

— centraux publics :	452,807 MF
(+ 39 %).	
— centraux privés :	139,405 MF
(+ 24,1 %).	
— divers :	61,767 MF (- 9,3 %).

Rappelons que cette société qui est en cours d'acquisition par le groupe Thomson, a enregistré au cours du premier semestre 1976 50,105 588 MF de pertes.

La Continental Telephone Corporation doit prochainement acquérir pour 14,750 M\$ la division « Câbles » de la Superior Continental Corporation. Cette division reprend à la suite de cet accord de principe, le nom original de **Superior Cable Corporation**.

Rappelons que la Continental Telephone Corporation avait décidé à la fin de 1975

de se séparer de toutes ses filiales manufacturières, elle avait tenté sans succès de vendre la Superior Continental à AVX Corporation, seules la Continental Telephone Electronics et la Control Network avaient pu être vendues (cf. OE 1976, p. 333, 1^{re} col. et p. 386, 3^e col.).

Texscan Corporation vient d'acquérir auprès de Hughes Aircraft, les activités télédistribution par câble de la **Theta Com** (Californie).

Thomson-CSF et la **CIT-Alcatel** du groupe CGE ont fondé une filiale commune, destinée à coordonner les actions et les ventes à l'étranger des deux firmes en matière de télécommunication. Le capital de cette société baptisée **Telinter**, est détenu à 49,5 % par Thomson et à 50,5 % par la CIT. Rappelons que cette création répond aux vœux des PTT françaises.

La **Tritex Telecommunications Inc.**, (Palo Alta, CA) a été fondée aux USA. Cette nouvelle société produira des filtres multiplex pour systèmes ayant une capacité maximale de 2 400 canaux.

En 1975, les sociétés exploitantes du **réseau téléphonique et télégraphique américain** ont réalisé un chiffre d'affaires total de 36 500 M\$ et employaient 1 M de personnes environ.

DIVERS

L'**Administration des Postes Belges** a homologué les coupleurs acoustiques modèles AC 350 OM de K and N Ltd (GB).

Le **Brésil** a lancé un appel d'offres international pour la fourniture d'une usine « clefs en main » de fabrication de centraux téléphoniques électroniques (capacité annuelle de production : 0,5 M de lignes). Le choix du fournisseur revêt une grande importance, car il déterminera le système de commutation électronique qui sera adopté par le Brésil.

L'accord de coopération en matière de télécommunication entre la **SAT** (F) et la **Bulgarie** a été reconduit et amplifié. Le nouvel accord concerne essentiellement les transmissions numériques. Dans un premier temps la SAT installera une liaison numérique expérimentale à 2 M bits/s et participera à plusieurs études de l'Institut des Télécommunications de Bulgarie.

En **Indonésie**, le nombre des abonnés au téléphone devrait passer de 0,2 M en 1976 à 0,65 M en 1978. Rappelons que l'Indonésie met actuellement en place un système national de télécommunications par satellite dont le premier exemplaire Palapa 1, a été mis à poste en juillet dernier; Palapa 2 devrait être lancé dans le courant de cette année.

L'**Inde** a officiellement signé la convention de l'**Asia Pacific Telecommunity** (Communauté des Télécommunications des

Pays d'Asie et du Pacifique) dont l'objet est la coordination des politiques en matière de télécommunications internationales de l'ensemble de ces pays. Cette signature porte à 10 le nombre des pays signataires de la Convention dont la première réalisation doit être la création en 1978, d'une autoroute de télécommunications de l'Iran aux Philippines. 16 pays seront concernés par ce projet. Cette convention prévoit également des échanges technologiques entre les pays signataires. Le Japon et l'Australie qui ont été sollicités pour adhérer à la convention n'ont pas encore répondu.

Le **Japon** a commencé l'expérimentation d'un système de **télédistribution par câbles à fibres optiques** baptisé HI-OVIS (Higashi Ikoma Optical Video Information System). Le réseau dessert 300 abonnés de la région d'Igashi Ikoma et permet non seulement la transmission de programmes mais également d'avoir des relations bilatérales (police, jeux, enseignement). Le gouvernement japonais doit investir un total de 17 M\$ au cours des 3 années d'expérimentation.

La **Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation** (NTT), régie des télécommunications intérieures japonaises, envisage de mettre en service dès 1978, un réseau de **radiotéléphone mobile automatique**. Ces équipements fonctionneront dans la bande des 800 MHz; NTT vise un marché de 1 M d'abonnés.

Câble and Wireless s'apprête à installer une station terrienne Intelstat au **Malawi**. Cette station sera mise en location par Câble and Wireless et utilisera le Satellite Intelstat 4 placé au-dessus de l'Océan Indien. C'est la 21^e station terrienne installée par la firme américaine.

L'**Agence Spatiale Européenne** a accordé trois contrats principaux à AEG Telefunken (D Féd.) à Matra (F), et la SNIAS (F) pour la définition et l'étude d'un satellite de télécommunications de grande capacité. Il est à noter que de nombreuses autres firmes européennes sont impliquées dans ce programme. Ce satellite devra être mis en orbite par le lanceur européen Ariane.

Un rapport intitulé « **caractérisation des canaux de transmission par des méthodes de mesure en réponse impulsionnelle** » a été publié par l'Office des Télécommunications américain.

L'Office des Télécommunications américain a fait paraître une étude sur la **compatibilité électromagnétique** entre les satellites de défense et les faisceaux hertziens fonctionnant dans la bande des 7-8 GHz.

L'Office des Télécommunications américain a fait réaliser une étude portant sur l'**atténuation provoquée par les immeubles et groupes de maisons sur les signaux émis par les satellites**. Cette étude a montré l'influence des constructions sur les signaux émis par le satellite américain ATS 6 à 860, 1 550 et 2 569 MHz.

Une étude portant sur les performances réelles des **faisceaux hertziens terrestres à 6 et à 12 GHz** a été publiée par l'Office des Télécommunications des USA.

DANS LES USINES

Fairchild est devenu seconde source effective des **mémoires vives** dynamiques MK 4027 de **Mostek** (4 K mots, 16 broches, 150 ns).

Fujitsu a développé des **photodiodes** à avalanche au silicium, destinées aux transmissions par **fibres optiques**. Ces diodes présentent un rendement quantique de 65 % dans la bande 800 à 830 nm.

Par ailleurs, la firme japonaise doit prochainement introduire un nouveau **transistor bipolaire hyperfréquence de puissance** délivrant 3 W à 4 GHz et réalisé en technologie planar multiémetteur. Il porte la référence FLT 4240.

Hughes Aircraft a introduit un système automatique de « **bonding** » pour puces de semiconducteur.

La division Microélectronique de **Hughes Aircraft Corporation** a développé un **circuit intégré** spécial destiné à l'**accord électronique** des téléviseurs par touches sensibles. Portant la référence HCTT 1 200, ce dispositif permet la sélection et l'accord sur 12 canaux.

Intech/Function Modules Inc., a introduit un convertisseur tension-fréquence monolithique fonctionnant jusqu'à 1 MHz. Ce dispositif porte la référence A 8404.

ITT Semiconductor sera **seconde source** du microprocesseur CP 1 600 de General Instruments.

Au Japon, les fabricants de quartz pour appareils des services radioélectriques privés (CB transceivers) se convertissent de plus en plus vers la production de quartz pour montres. En effet, le nombre des canaux affectés à ces services radio-électriques a été porté de 23 à 40 ce qui a rendu indispensable l'utilisation de circuits à verrouillage de phase.

Mostek a commencé la production effective en seconde source du **microprocesseur Z 80** de Zilog.

Motorola, s'apprête à commercialiser le **microprocesseur** par tranches de 4 bits, modèle 2901 d'Advanced Micro Devices dont elle est seconde source.

National Semiconductor doit incessamment introduire la version MOS à canal N de son **microprocesseur** à 8 bits SC/MP (MOS canal P). Cette version baptisée **SC/MP II** aura un temps de cycle plus rapide (1 µs).

La firme japonaise **Nikko Denshi** doit porter dans le courant du mois d'avril 1977, sa production mensuelle de quartz pour montres électroniques de 0,1 M à 0,5 M d'unités.

OKI Electric (J) a commencé la production de circuits intégrés complexes pour **jeux télévisuels**. La production annuelle sera de 2 M d'ensembles. Le modèle produit permet la sélection de plusieurs jeux.

La **République Démocratique Allemande** installera à Madras (**Inde**) une usine de fabrication de composants passifs, qui aura une capacité annuelle de production de 50 M de résistances à couche. Elle entrera en activité en octobre prochain.



Amplificateurs modulaires
Watkins Johnson.

Sanken Electric (J) a investi près de 300 M de yens (soit 1 M\$) dans son **usine** de fabrication **coréenne de diodes électroluminescentes**. Rappelons que la filiale coréenne de Sanken qui a été implantée en 1973, avait dû fermer des portes au moment de la récession; jusqu'à présent elle effectuait des travaux d'encapsulation de dispositifs à semiconducteur.

Le groupe Philips a décidé de **fermer l'usine** que **Signetics** possédait en Écosse. Cette décision intervient pour des raisons de double emploi et aussi parce que le groupe n'estime pas rentable la transformation de ces installations de manière à pouvoir traiter des tranches de silicium de 3 ou 4" au lieu de tranches de 2" actuellement traitées.

SIT-Siemens (I) a commencé la production de **tubes à ondes progressives** développés dans le cadre de l'accord qui lie la firme italienne à la Hughes Aircraft Corp. Ces tubes seront commercialisés par Italtel.

Sprague va investir 10 M\$ afin d'augmenter la « capacité » de production de ses usines de fabrication de **condensateurs** situées aux USA et au Canada.

Les **tubes à ondes progressives** pour télécommunications par satellite **Thomson CSF** modèles TOP 1369 et TH 3525, ont subi avec succès les tests de **fiabilité** à l'Agence Spatiale Européenne (ESA). Ils ont en effet présenté à un niveau de confiance de 60 %, un temps moyen entre deux pannes de 250 000 heures. Rappelons que le TH 3525 est un tube embarquable à haut rendement, qui équipera le satellite OTS (Orbital Test Satellite) de l'ESA qui sera lancé cette année.

La division Sescossem de **Thomson CSF** et la **Silec (F)** ont signé un accord de rationalisation de leur production en matière de composants discrets à semiconducteurs. Le Président Directeur Général de Silec Semiconducteur, Monsieur Dumas, a été nommé Directeur de la division Sescossem de Thomson-CSF, ce qui laisse augurer une fusion prochaine de Silec Semiconducteur par Thomson CSF.

Uptron Electronics filiale commune des sociétés indiennes UP Electronics Corporation et Anand Electronics, construit actuellement à Madras (**Inde**) une usine de fabrication de **tubes-image**. Cette usine aura une capacité de production de 40 000 tubes et aura coûté 0,68 M£; elle entrera en production, à la fin de l'année 1977. Rappelons que l'Inde connaît actuellement une pénurie de tubes-image noir et blanc; la demande atteint 0,4 M de tubes par an et les deux seuls fabricants indiens ne produisent que 0,1 M de tubes; le reste est importé.

COMMANDES ET CONTRATS

La Division **Collins Commercial Telecommunications**, du groupe Rockwell International a reçu un contrat de 0,3 M\$ par l'US Army Command, pour la mise au point de techniques de fabrication de **circuits hyperfréquences** à couches épaisses.

Hitachi fournira à Motorola des systèmes de « **bonding** » automatique.

Italtel fournira à la Panavia GmbH (D. Fédérale) des tubes à ondes progressives de puissance qui équiperont le radar fabriqué par Texas Instruments pour l'avion multirôle anglais, allemand, italien, Tornado.

VIE DES SOCIÉTÉS
ET RÉSULTATS FINANCIERS

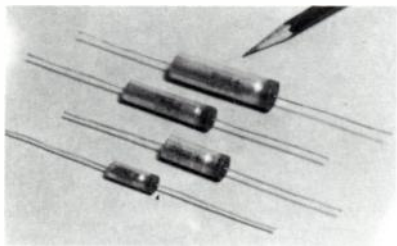
Augat a créé une filiale à Munich (D. Fédérale).

La firme japonaise **Mitsumi Electric Co** spécialisée dans la fabrication de composants électroniques (filtres, têtes magnétiques, interrupteurs, bobinages, claviers...) va créer en Allemagne Fédérale une société de droit allemand. Elle disposait déjà à Düsseldorf d'un bureau européen.

Commodore International a pris le contrôle de la firme américaine **MOS Inc.** Rappelons que Commodore fabrique des calculatrices de poche, des montres numériques et des fournitures de bureaux et que MOS Inc produit des circuits intégrés MOS.

La firme italienne **Seimart Componente** a changé de nom et est devenue **Neshom**. Rappelons que cette société de composants électroniques avait récemment absorbé deux firmes italiennes spécialisées dans la fabrication de composants passifs.

Au cours des neuf premiers mois, de 1976 **Silec semiconducteurs** a réalisé un chiffre d'affaires hors taxes de 63 420 183 F (+ 0,4 %).



Condensateurs Sprague.

DIVERS

AEG-Telefunken étudie actuellement des **photothyristors** de puissance spéciaux dans ses laboratoires de recherche de Francfort. Ces dispositifs sont en fait constitués par des photothyristors couplés optiquement à une diode électroluminescente. Cette technique permet d'obtenir un isolement élevé entre la commande et le circuit de puissance. Les chercheurs de ce laboratoire ont déjà réalisé des dispositifs de 200 A sous 1,2 et 2,5 kV.

La **National Space Development Agency of Japan (NASDA)** a fait développer des composants électroniques destinés aux applications spatiales : résistances, condensateurs, cellules solaires, accumulateurs au cadmium nickel.

PRODUITS RÉCENTS

Advanced Micro Devices : convertisseurs numérique-analogique à 8 bits modèles Am 1508/1408. [1201]

Bowmar : dispositif d'affichage alphanumérique à matrice de points et à diodes électroluminescentes. (Hauteur 6,8 mm). Réf. R53 H-27-418. [1202]

— Barrette de diodes électroluminescentes rouges à 52, 66, 102 ou 106 points série Bargraph. [1203]
— Claviers universels à 12, 16, 20 ou 25 touches. [1204]

Bulgin : Unité d'assemblage pour dispositifs d'affichage numérique permettant de réaliser des ensembles à 4 ou 6 chiffres. [1205]

— Voyants à diodes électroluminescentes de couleur verte, rouge ou jaune. [1206]

Burr-Brown : Convertisseurs analogique-numérique à 10 bits modèle ADC 84 KG-10 et à 12 bits, modèle ADC 84 KG-12 compatibles broche à broche avec les modèles. Datel ADC HZ et HY. [1207]

— Multiplicateur diviseur à entrées différentielles modèle 4213. [1208]
— Filtre actif universel, modèle UAF 41. [1209]

Cherry : Roues codeuses associables modèle T 56. [1210]

Elta : Oscillateur commandé par tension (220-300 MHz) réalisé en technologie hybride modèle 6861118. [1211]

Entran Devices : Accéléromètre piezo-résistif (5-500 g) modèle EGC-500 DS. [1212]

Fairchild : Circuit intégré pour radiorécepteurs à modulations d'amplitude et de fréquence réalisant toutes les fonctions haute fréquences modèle A 72. [1213]

— Amplificateurs opérationnels modèles A 4558 (3 MHz) et 1458 (1 MHz). [1214]
— Registre à décalage à 18 étages réalisé en technologie MOS Complémentaire modèle 4006. [1215]
— Compteur décompteur binaire MOS Complémentaire modèle 4516. [1216]
— Compteur décompteur BCD MOS Complémentaire modèle 4510. [1217]
— Quadruple circuit tampon complémentaire modèle 4041. [1218]
— Mémoire dynamique (4 K mots de 1 bit, 90 ns) modèle 93 481. [1219]

Ferranti : Référence de tension de 2,45 V modèle ZN 458 T. [1220]

Hamamatsu : Compteurs proportionnels pour rayons X et 88 601 modèles D 806, 886. [1221]

Hewlett-Packard : Dispositif d'affichage alphanumérique à diodes électroluminescentes modèle HDSP 2000. [1222]

— Diode schottky pour applications générales modèles HS CH 1001. [1223]
— Diodes électroluminescentes rectangulaires vertes, jaunes ou rouges modèles 5082-4790, 4570 et 4670. [1224]
— Photocoupleur rapide modèle HP 5082-4361. [1225]
— Dispositifs d'affichages numériques rouges, verts ou jaunes série 5082-7620, 7610 et 7630. [1226]

Hughes Aircraft : Thermistances MOS compensées en température pour applications hyperfréquence série 4489 XXH (26,5 à 110 GHz). [1227]

— Oscillateurs modulables à diodes Impatt (26,5 à 110 GHz). [1228]

IEE : Dispositifs d'affichage numérique rouge à diodes électroluminescentes modèle 1775-1776 (hauteur : 6,8 mm). [1229]

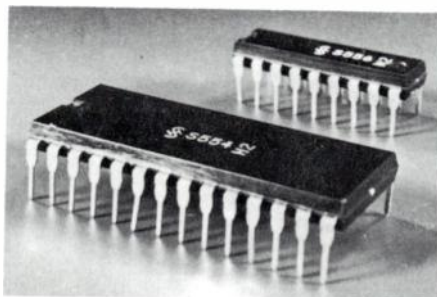
Intersil : Synthétiseur de fréquence pour téléphones à clavier modèle IC 7206. [1230]

— Convertisseur analogique-numérique à 3 1/2 chiffres pour voltmètres numériques modèles LD 110 et LD 111 et processeur numérique pour le comptage et la mémorisation modèle LD 114. [1231]

Jermyn : Transformateurs secteur basse tension et basse puissance. [1233]

Monolithic memories inc : Circuits contrôleur pour microgramme pour microprocesseur 5700/6700 modèles 57 110 et 67 110. [1234]

— Multiplieurs numériques 8 × 8 modèles 57 558 et 67 558. [1235]



Circuits MOS S 556 et S 554 Siemens.

Monsanto : Afficheurs numériques organes à diodes électroluminescentes (15 mm de hauteur) modèles MAN 6680 (cathode commune) et 6660 (anode commune). [1236]

Motorola : transistor MOS à double porte pour applications haute fréquence à modulation de fréquence modèle MFE 140. [1237]

Ovenaire : Oscillateur compensé en température (7 à 15 MHz) compatible circuits MOS Complémentaire. [1238]

RCA : Circuits de synchronisation MOS Complémentaires pour montres numériques à 5 ou 6 fonctions modèles C 22 001 H, 22 002 H et 22 003 H. [1239]

— Compteurs bidirectionnels avec remise à zéro réalisés en technologie MOS Complémentaire modèles CD 45 10 B et 4516 B. [1240]

— Transistor NPN au silicium pour applications « automobile » modèle TA 8766. [1241]

SAGE : Filtre passe-bas haute fréquence (500 W 1030 MHz) modèle FF 1922. [1242]

Siemens : Circuits intégrés émetteur et récepteur pour télécommande de téléviseur par rayons infrarouge modèles S 556 et 554. [1243]

Sprague : Condensateurs céramique en boîtier DIL à 4 broches série 935 C. [1244]

— Condensateurs électrolytique pour circuits de temporisation série 630 D. [1245]
— Condensateurs en polyester pour insertion automatique série 433 P. [1246]
— Condensateurs électrolytiques professionnels série 747 et 748 (100 à 150 000 F sorties axiales ou à vis). [1247]



Nouveaux circuits de synchronisation pour montres digitales RCA.

Texas instruments : Microprocesseur à 16 bits modèle TM 9980 (version simplifiée du TMS 9900). [1248]

— Générateur d'horloge à 4 phases pour microprocesseur TMS 99000 modèle TIM 9904. [1249]
— Contrôleur asynchrone de communications pour microprocesseurs TMS 9900 modèle TMS 9902. [1250]
— Contrôleur pour communications synchrone destiné au microprocesseur TMS 9900 ou 9980 modèle TMS 9903. [1251]
— Réseau de transistor darlington à 7 canaux modèles ULN 2002 A, 2003 A et 2004 A. [1252]
— Amplificateurs de courant multiples modèles MC 1411, 1412 et 1413. [1253]
— Circuits d'interface de puissance compatibles MOS modèles 1631, 1632, 1633, 3631, 3632 et 3633. [1254]
— Mémoire morte effaçable par rayons ultraviolets à 8 K bits modèle TMS 2708 (compatible broche à broche avec la 2708 d'Intel). [1255]

— Circuits émetteur-récepteur de ligne modèles SN 55 118, 118 et SN 75 119, 119. [1256]
— Commutateurs analogique à technologie BI-TEC (transistors à effet de champ MOS et à jonction) modèles TL 182, 185, 188 et 191. [1257]
— Circuits récepteur de ligne à 7 canaux modèle SN 75 125. [1258]
— Mémoire vive dynamique de 16 K bits modèle TMS 4070 (16 K mots de 1 bit, 16 broches, MOS-N). [1259]
— Amplificateurs opérationnels doubles modèles LM 35 et 2904 fabriqués en seconde source de National Semiconductor. [1260]

Watkins Johnson : Source hyperfréquence à YIG 0,5 à 6 GHz. [1261]
— Filtres YIG de 10,5 à 40 GHz (mono-octave) et 0,5 à 18 GHz (multi-octave). [1262]
— Source hyperfréquence à YIG 26,5 à 40 GHz (3 à 10 mW). [1263]
— Amplificateur hyperfréquence à semi-conducteur (13-18 GHz; bruit : 6,5 dB; gain : 22 dB). [1264]
— Antennes à très large bande pour applications de surveillance, de recherche bidirectionnelle et applications spatiales de 30 MHz à 40 GHz. [1265]
— Amplificateurs haute fréquence casca-

dables et à couches minces (5 à 2 000 MHz). [1266]
— Amplificateurs à semiconducteurs modulaires à faible bruit pour les bandes UHF à Ku. [1267]
— Amplificateur à tubes à ondes progressives (18-40 GHz; bruit : 17 dB; gain : 35 dB). [1268]
— Tube à rayon cathodique à faisceau linéaire pour visualisation radar et informatique. [1269]
Wavetek : Oscillateurs à diodes Gunn (12,4 à 40 GHz) séries S-76 XX, 77 XX et 78 XX. [1270]

oe

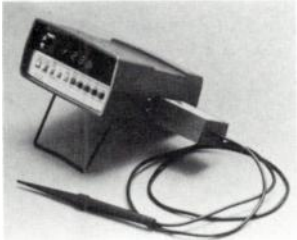
MESURE & INSTRUMENTATION

La **CENELT** (F) construira le système de télétransmission destiné au réseau de production d'eau potable de la région de Bordeaux (F).

Computer Automation fournira au fabricant roumain d'équipements informatiques périphériques Intrep de Echipamente Perifice, un système de test modèle Capable 4 250, pour un montant de 42 000 £.

Computer Automation fournira à la société ICE de Bucarest (R) un système de test automatique de cartes de circuits imprimés, modèle Capable 4 450 pour un montant de 75 000 £. ICE est un constructeur de calculatrices de machines de bureau, et d'ordinateurs IRIS 50 (licence CII).

deux intéressants systèmes : le Titan et le Titan Checkmate.



Sonde universelle Fluke.

L'Independent Broadcasting Authority (GB) a chargé la firme britannique **VG Electronics** de la commercialisation du système automatique test en bruit et en fréquence, des circuits de télécommunication qu'elle a mis au point. Rappelons qu'IBA est une chaîne de radiodiffusion indépendante.

Marconi fournira au Post Office britannique des appareils de test pour systèmes multiplex modèle TF 2807 A et des systèmes de test pour répéteur numérique modèle OA 2805 A. Le montant total de la commande atteint 0,11 M£.

Sangamo Electric Sarl (F) a été dissoute. Cette société avait été fermée en 1974 par Sangamo Electric (USA); elle commercialisait des enregistreurs à bande magnétique analogiques. Rappelons que Sangamo Electric a fait partie du groupe Schlumberger Ltd.

La participation de Schlumberger dans le capital de la firme américaine **Sangamo Weston** vient d'être portée de 60,8 à 100 %.

Thomson CSF fournira à un institut de recherche d'Allemagne Fédérale situé à Aix-la-Chapelle, une caméra à balayage de fente et à microcanaux du type TSN 504. Cette caméra a été spécialement mise au point par le Département Applications Spéciales de l'Instrumentation de Thomson CSF, pour l'étude des phénomènes ultra rapides lumineux ou non. C'est la première commande que la firme française enregistre pour ce type d'appareil.

Tekelec-Airtronic doit prochainement introduire un nouvel appareil de test pour lignes MIC, télécommandable et équipé d'une sonde à haute impédance permettant l'essai de lignes en fonctionnement. Cet appareil qui portera la référence TE 77B, disposera d'une sortie BCD.

PRODUITS RÉCENTS

AOIP : Pont de mesure RLC modèle B 30. [1271]
— Pont d'extensiométrie modèle B 120. [1272]

Castle Associates : malette d'instrumentation acoustique (sonomètre, générateur acoustique étalonné, baromètre). [1273]

Computer Engineering : analyseur de bruit pour l'industrie et le bâtiment. [1274]

DATEL : enregistreur incrémental à cassette et à faible consommation modèle ICT-WZ. [1275]

Fluke : Sonde de température autonome et universelle s'adaptant sur tout voltmètre ou multimètre numérique modèle 80 T-150. [1276]

GenRad : Boîte de condensateurs d'étalonnage modèle GR 1417. [1277]



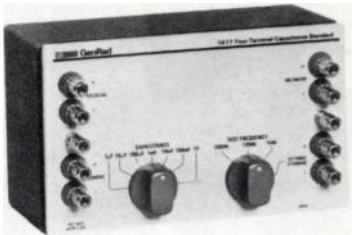
Pont d'extensométrie AOIP.

EMI fournira à l'Union Soviétique un système d'investigation par balayage du cerveau et à rayons X, pour un montant de 0,55 M\$.

Fairchild a introduit une caméra linéaire à l'état solide équipée d'un dispositif linéaire de prise de vues à l'état solide à 1 024 éléments. Cette caméra porte la référence CCD 1300. Elle est disponible avec des équipements annexes et permet la reconnaissance des formes, les mesures de dimension, etc...

L'US Navy a attribué un contrat d'un montant de 0,4 M\$ à la **General Microwave Corporation** pour la fourniture d'appareils puissance-mètres haute fréquence.

Des négociations sont en cours pour l'achat des activités « systèmes automatiques de test » d'**Honeywell** par **Marconi Instruments**. Honeywell fabrique notamment



Marconi : Synthétiseur de fréquence 50 kHz-520 MHz programmable modèle TF 2020. [1278]

— Appareil de test pour multiplex numérique modèle TF 2807 A. [1279]
— Générateur de fréquence 2-4 GHz modèle 46056 B. [1280]

Nicolet Instruments : Moyenneur numérique modèle 535. [1281]
— Système d'acquisition et de calcul modèle NIC 1180. [1282]

Philips : Tables traçantes XY au format A 4 modèles PM 8041 (9 sensibilités) et PM 8141 (14 sensibilités). [1283]
— Tables traçantes XY au format A3 modèles PM 8125 et MP 8132 (X - Y - Y, t). [1284]

Simpson : Multimètre numérique automatique autonome à 2 000 points modèle 465. [1285]

Tettex : Pont de Wheatstone de haute précision modèle 2272. [1286]

oe

INFORMATIQUE

Ampex a commencé la commercialisation de ses produits informatiques au Brésil au travers de sa filiale brésilienne dont les activités couvraient jusqu'à présent les équipements de radiodiffusion.

Burroughs a annoncé un distributeur automatique de billets de banques baptisé RT 5 000. Cet équipement terminal peut également effectuer des transferts électroniques de fonds entre banques, caisses d'épargne, etc...



Distributeur automatique de billets Burroughs.

Burroughs a introduit une nouvelle famille de petits systèmes de gestion baptisée série B 1 800. Cette série comporte actuellement trois systèmes les B 1 830, B 1 860 et B 1 870.

Burroughs fournira à la National Westminster Bank (GB), 2 000 petits systèmes B 80 pour une valeur de 11 M£. Ces systèmes doivent remplacer les anciens équipements TC 500 de Burroughs.

Centronics fabricant américain de téléimprimeurs et d'imprimantes a obtenu l'autorisation de la part de l'Administration française d'implanter une filiale en France.

Data General annonce deux unités à disques magnétiques pour ses ordinateurs

Nova et Eclipse : les modèles 6060 (96 M d'Octets) et 6061 (192 M d'Octets).

Digital Equipment a présenté quatre nouvelles unités à disques magnétiques : les RP 05, 06 et RK 05 F et RK 06.

Fabritek a introduit deux nouvelles mémoires à tores magnétiques 16 K mots de 18 bits ; les modèles 696 et 698.

IBM a introduit une nouvelle famille de miniordinateurs industriels baptisée IBM 1.

ICL a implanté une filiale commerciale en Malaisie.

Logabax (F) a implanté sous le nom de **Logabax Italia** une filiale à Milan. Le capital de cette société est de 200 M de lires.

Philips Hong-Kong fournira à la Hong-Kong and Shanghai Banking Groupe et à la Hang Seng Bank Ltd, un système de 1 000 terminaux bancaires PTS 6 000 comportant : 870 téléimprimeurs, 130 consoles de visualisation et 240 ordinateurs terminaux PTS 6 180. Le montant du contrat atteint 55 M de Florins.

La **SFENA-DSI** introduit un nouveau terminal lourd destiné à travailler en association avec un ou plusieurs ordinateurs centraux. Cet équipement porte le nom de Co ordinateur 500.

Systèmes Engineering Laboratories fournira au groupe Philips, 6 systèmes SEL 32/55 qui seront destinés aux applications de conception Assistée par Ordinateur (CAO). Ces systèmes sont des machines à mots de 32 bits.

La **Sociedad Espanola de Comunicaciones o Informatica** (SECI) a commencé la production de systèmes informatiques et d'équipements périphériques à Madrid. Cette usine a été construite par Fujitsu qui détient 30 % du capital de la SECI.

Somelec Informatique (F) fournira les écrans de visualisation destinés au contrôle du trafic SNCF de la région Paris Est. Le maître d'œuvre de l'installation du système de contrôle est la société Autophon.

La **SORED** (F) fournira à la RATP (Régie Autonome des Transports Parisiens) un système de relevé graphique de coordonnées qui sera raccordé à un ordinateur Wang.

Toshiba fournira à Honeywell Information Systems 32 équipements terminaux pour une valeur totale de 1 M\$. Chaque équipement comportera une console de visualisation, une imprimante, un mini-ordinateur et une mémoire à disque souple.

Le constructeur américain de miniordinateurs **Wang** a installé une filiale commerciale au Japon.

A la fin du mois de juillet 1976, la situation du parc Ouest allemand des ordinateurs était la suivante :

	en unités	En valeur (M de DM)
Gros et moyens systèmes	14 366	21 100
Miniordinateurs	12 757	2 200
Ordinateurs de Bureau	78 177	4 200
Total	105 300	27 500

Ventilation du parc par fabricant et en valeur :

— Gros et Moyens Systèmes : IBM (56,5 %), Siemens (18,4 %), Sperry Univac (7,2 %).

— Minordinateurs : Siemens (35,4 %), AEG-Telefunken (18,1 %) et Digital Equipment (13,5 %).

— Ordinateurs de bureau : Nixdorf (33 %), Philips (12,5 %) et Kienzle (12,1 %).

oe

GRAND PUBLIC

Grundig va implanter à Taiwan une usine de fabrication de téléviseurs. Cette unité produira 0,2 M de téléviseurs noir et blanc par mois et emploiera 800 personnes. Le montant de l'investissement atteint 10 M\$.

La **Hong Kong Comtrade Company Ltd** qui a développé un nouveau jeu télévisuel en couleur et obtenu l'agrément de la Federal Communication Commission américaine, produit actuellement cet ensemble à raison de 60 000 exemplaires par mois.

Litton Systems Inc a demandé à la Federal Communication des USA l'autorisation de fabriquer des fours à microondes fonctionnant dans la bande 10,5-10,7 GHz. Jusqu'à présent les fréquences autorisées pour ces fours étaient voisines de 2,5 GHz. Litton estime que la cuisson des aliments est meilleure à 10 GHz et que le magnétron employé sera moins cher.

La firme allemande **NordMende** a introduit sur le marché un nouveau téléviseur couleur incorporant des jeux télévisuels. La section jeux, du téléviseur a été construite autour d'un circuit intégré General Instruments.

La **Standard Elektrik Lorenz**, filiale allemande d'ITT, a mis au point en collaboration avec Daimler-Benz un radar de contrôle d'espacement entre deux véhicules. Ce système installé à bord des véhicules émet un signal d'alarme dès que la distance entre le véhicule et le véhicule qui le précède ou un obstacle quelconque, est insuffisante. Ce système construit autour d'un radar et d'un micro-calculateur ne prend pas en compte les panneaux d'indication, les bâtiments, etc.

Aux **USA**, en 1975, près de 12 M d'émetteurs-récepteurs pour services

mobiles radioélectriques privés ont été vendus, représentant une valeur de 2 000 M\$. Les importations représentent près de 70 % du nombre des appareils vendus. Rappelons que depuis janvier 1976, 40 canaux au lieu de 23 ont été attribués aux services radio-électriques privés.

En octobre 1976, le Japon aura exporté 431 300 téléviseurs couleur (+ 65 %). Les exportations japonaises dans ce secteur se maintiennent à un haut niveau aux USA, en France et en Allemagne Fédérale.

En 1976, près de 0,8 M de téléviseurs couleur auront été produits en URSS (+ 30 %).

En 1976, près de 1,6 M de fours à microondes (+ 60 %) auront été vendus aux USA.

ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

FORMATION CONTINUE

INFORMATIQUE

1977

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

BASE DE L'INFORMATIQUE

31 janvier au 4 février

ARCHITECTURE DES SYSTÈMES INFORMATIQUES

7 au 11 février - 24 au 28 octobre

LOGICIEL D'EXPLOITATION D'UN SYSTÈME INFORMATIQUE

21 au 25 mars

RÉSEAUX INFORMATIQUES

24 au 28 janvier - 25 au 29 avril - 14 au 18 novembre

EXPLOITATION DES ORDINATEURS DANS UN CONTEXTE DE TÉLÉTRAITEMENT

17 au 21 janvier

LA RECONNAISSANCE DES FORMES

10 au 14 octobre

LA VISUALISATION GRAPHIQUE INTERACTIVE

5 au 9 décembre

INITIATION AUX TECHNIQUES DE REPRÉSENTATION GRAPHIQUE

23 au 27 mai

COMMANDE ET FILTRAGE NUMÉRIQUES

9 au 13 mai

LES MINIORDINATEURS

14 au 18 mars - 6 au 10 juin - 28 novembre au 2 décembre

LA COMMUNICATION HOMME/MACHINE ET SIGNAUX BIOMÉDICAUX

14 au 18 novembre

POSSIBILITÉS ET LIMITES DES ROBOTS INDUSTRIELS

12 au 16 septembre

RÉALISATION D'UN SYSTÈME D'INFORMATIONS UTILISANT UNE BASE DE DONNÉES

28 mars au 1^{er} avril

ANALYSE DE DONNÉES

10 au 14 octobre

INTRODUCTION A LA RECHERCHE OPÉRATIONNELLE

24 au 28 janvier

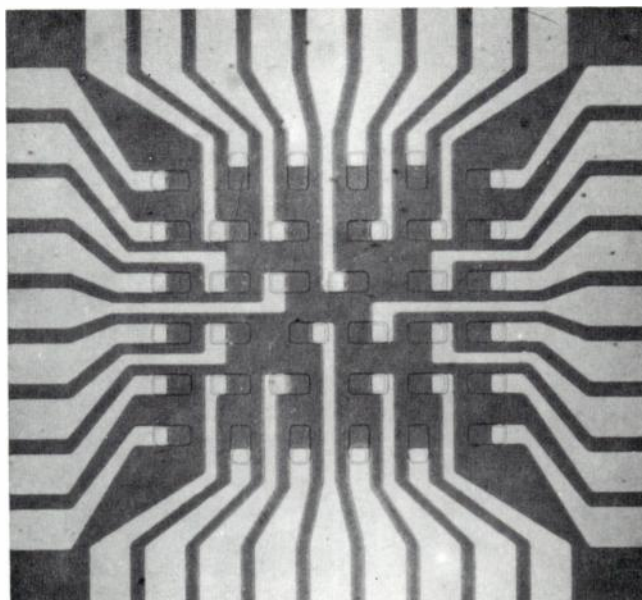
ÉVALUATION DES PERFORMANCES D'UN SYSTÈME INFORMATIQUE

14 au 18 février

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

Inscriptions et renseignements :

ENST - Service de la Formation
Continue 46, rue Barrault,
75634 PARIS CEDEX 13
Tél. : 589-66-66 poste 369



Mosaïque matricielle Hg Cd Te 36 éléments
(surface sensible $60 \mu \times 60 \mu$)

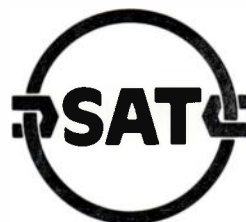
TELECOMMUNICATIONS

- câbles
- multiplex
- faisceaux hertziens
- commutation électronique

TELEINFORMATIQUE

ELECTRONIQUE AEROSPATIALE

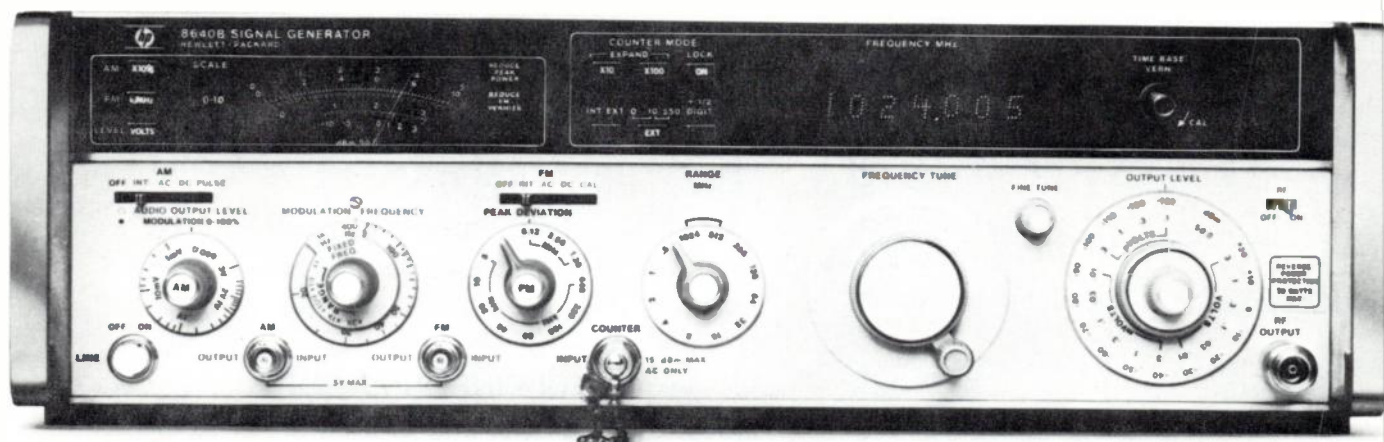
- télémessure et télécommande
- détection infrarouge
- thermographie infrarouge
- générateurs solaires



Société Anonyme de Télécommunications

41, rue Cantagrel 75624 Paris Cedex 13
Tél. 584 14 14 250054 TELECOM Paris

Pour tester des récepteurs haute performance, il faut des signaux haute performance.



Le HP 8640B avec ses options 001, 002 et 003 : de 0,5 à 1024 MHz.

Dès sa création, le générateur de signaux HP 8640B se distinguait par son ensemble de caractéristiques, indispensables pour les tests sur récepteurs haute performance :

- Pureté spectrale 130 dB/Hz à 20 KHz de la porteuse.
- Large gamme dynamique de 19 à -145 dBm.
- Stabilité du verrouillage en phase et possibilité de mesures extérieures.

Depuis lors, Hewlett-Packard lui a sans cesse ajouté des possibilités :

- Option 001 : modulation variable.
- Option 002 : gamme de fréquence élargie : de 0,5 à 1024 MHz.
- Option 003 : protection contre puissances inverses de 50 W.
- Option 004 : version aviation pour tests sur équipements de communication et navigation aérienne.
- Modèle 8640 M : version militaire plus robuste.

Et maintenant, le 8640B vous assure résolution d'un demi-digit en verrouillage de phase (500 Hz entre 100 et 1.000 MHz), une modulation améliorée et une meilleure définition du niveau.

En utilisant le Convertisseur 11710 A, vous pouvez aussi diviser la fréquence de sortie jusqu'à 5 KHz et tester des amplificateurs à 262 KHz et 455 KHz.

Toujours en tête pour les générateurs de signaux UHF, Hewlett-Packard apporte la solution optimale pour vos tests sur récepteurs haute performance.

Pour plus d'informations techniques, contactez : Hewlett-Packard France, Z.I. de Courtabœuf, B.P. 70, 91401 Orsay Cedex, Tél. : 907 78.25.

HEWLETT  PACKARD

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

oe

NOUVELLES ÉCONOMIQUES

FRANCE

Le **Syndicat des Industries Téléphoniques et Télégraphiques** français a publié des statistiques portant sur le **commerce extérieur** français durant les 9 premiers mois de 1976 (en MF) :

	Importations		Exportations	
Transmission	35,785		213,623	+ 36 %
Téléphonie	115,323	+ 12 %	406,824	+ 27 %
(dont matériels d'abonnés)	(22,542)		(11,259)	(+ 7 %)
Télégraphie	43,108	+ 46 %	76,413	+ 14 %
(dont téléimprimeurs)	(18,951)	(+ 11 %)	(32,768)	(+ 6 %)
Divers	183,866	+ 78 %	178,501	+ 105 %
Total	378,082	+ 54 %	875,461	+ 39 %

Excédent de la balance : 497,38 MF.

La ventilation des exportations est la suivante (en MF) :

		en % du total
Communauté européenne	178,109 (+ 41 %)	20 %
Europe de l'Est	52,11 (+ 14 %)	6 %
Autres pays européens	119,639 (+ 29 %)	14 %
Amérique du Nord	62,365 (+ 49 %)	7 %
Amérique centrale	60,957 (+ 123 %)	7 %
Afrique du Nord	182,294 (+ 6 %)	21 %
Autres pays d'Afrique	99,485 (+ 44 %)	11 %
Moyen Orient	68,169 (+ 53 %)	8 %
Océanie	52,333 (+ 108 %)	6 %

La ventilation des importations est la suivante (en MF) :

Communauté européenne	147,5 (+ 28 %)	Autres pays Européens	56,78 (+ 35 %)
Europe de l'Est	40,8 (+ 316 %)	Amérique du Nord	150,46 (+ 110 %)

La **Fédération des Industries Électriques et Électroniques** (F) a publié ses statistiques pour les 9 premiers mois de 1976.

	Chiffre d'affaires en MF	Exportations
<i>Biens d'équipement :</i>		
Télécommunications	6 172 (+ 17 %)	875 (+ 39 %)
Électronique biomédicale	457 (+ 15 %)	364 (+ 33 %)
Matériel électronique professionnel	5 860 (+ 33 %)	2 341 (+ 39 %)
Régulation, mesure	1 789 (+ 13 %)	
<i>Biens de consommation :</i>		
Radiorécepteurs et téléviseurs	2 325 (+ 25 %)	255 (+ 4 %)
Appareils de reproductions et d'enregistrement sonore	385 (+ 6 %)	
<i>Biens intermédiaires :</i>		
Condensateurs fixes	404 (+ 3 %)	114 (— 1 %)
Composants électroniques passifs	2 401 (+ 16 %)	805 (+ 21 %)
Tubes, semi-conducteurs	1 661 (+ 14 %)	

ALLEMAGNE

En Allemagne, le **chiffre d'affaires des fabricants de composants électroniques** devrait atteindre pour l'année 1976, 5 milliards de DM (+ 16 %); dont 1,4 milliard de DM pour les semi-conducteurs, et 0,55 milliard pour les circuits intégrés. Le taux de croissance espéré pour 1977 serait d'environ 15 à 16 % avec une hausse de plus de 50 % pour les seuls microprocesseurs.

USA

Durant la période janvier 1975-juin 1976, les **exportations américaines** ont évolué de la manière suivante (en M\$) :

	Janv. Juin 1975	Juillet Déc. 1975	Janv. Juin 1976
Composants actifs	593	675	810
Instrumentation	880	874	904
Télécommunications	745	830	963

La société américaine **International Data Corporation** annonce la **parution d'une étude** intitulée « **Statistical Reference Book for Data Entry/Communications Equipment** ». Cette étude qui porte sur le marché américain de la transmission de données prévoit une croissance annuelle moyenne de 20-25 % du nombre des équipements terminaux installés. En 1975, 231 660 équipements terminaux avaient été installés dans le courant de l'année, représentant une valeur de 1 400 M\$. Le parc de ces équipements a ainsi atteint plus d'un million d'unités représentant une valeur de 6 500 M\$. Cette étude prévoit entre autres, l'installation de 1,5 M d'unités de 1976 à 1980, correspondant à une valeur de 8 700 M\$.

JAPON

En 1985, le Japon devrait **exporter** pour 1 200 M\$ d'**équipements informatiques**, soit 48 % du montant total des exportations japonaises en électronique. Cette prévision qui émane de l'EIAJ (Electronic Industries Association of Japan) indique que 73 % de la production totale de l'électronique japonaise concernera en 1975 l'informatique.

D'après la « Communications Industries Association of Japan » au cours du 2^e trimestre de 1976, les **importations japonaises de matériel de communication** ont évolué de la manière suivante :

— total des importations : 6 575 M yens soit 21,92 M\$; — (3,6 %);

— importations de matériels de communication par courant porteur : 943 M yens soit 3,14 M\$ (— 10,1 %);

— importations de matériel de communication radio : 5 630 M yens soit 18,77 M\$ (— 2,4 %);

— provenance des importations :

	Part des importations
Asie du Sud Est	24,5 % (+ 35 %)
Europe	21,6 % (— 13,7 %)
Amérique du Nord	41,8 % (— 29,5 %)
Pays Communistes	1,4 % (+ 80,5 %)

En 1975, le Japon aura **exporté vers la France** :

Part du Japon dans les importations françaises		Part du marché français	
	Nombre d'unités		
Téléviseurs	58 607	14 %	5 %
Radio-récepteurs	152 214	32 %	5 %
Électrophones	23 953	9 %	3 %



DATEL SYSTEMS LEADER DANS LA TECHNOLOGIE DE CONVERSION ET D'ACQUISITION DE DONNÉES

SYSTÈME D'ACQUISITION/DISTRIBUTION ST 800 CONTROLÉ PAR MICROPROCESSEUR 8080

Caractéristiques

- Carte de 32 voies d'entrée analogique, directement insérée dans le MDS-800 ou le SBC-80/10 de INTEL.
- Connexions et câbles pour l'interface supprimés.
- Adressage automatique séquentiel après chaque conversion, réduisant ainsi les servitudes de l'unité centrale.
- Registres d'adresses de premier et de dernier canal scrutés permettant une scrutation automatique des voies.
- Entrée analogique ± 5 V ou ± 10 V/100 M Ω , codée sur 12 bits.
- 3 modes de programmation :
 - en programmé,
 - sous interruption,
 - en accès direct mémoire.
- Extensible, par incrément de 32 voies, A/D et/ou 8 voies D/A jusqu'à 256 canaux.

nécessitant le raccordement d'interfaces, et des développements hardware et software lourds et complexes. D'une part, la partie analogique et l'interface sont regroupés sur le même support à l'intérieur du châssis du microprocesseur. D'autre part toutes les activités analogiques sont complètement contrôlées par le programme en langage assembleur chargé dans le microprocesseur.

L'adressage et la gestion des systèmes analogiques sont compatibles avec la puissance et la rapidité d'un microprocesseur de 8 bits. Par exemple, le bus bi-directionnel de 8 bits qui transporte les données A/D peut aussi sélectionner jusqu'à 256 adresses de voies.

La carte analogique rapide ST 800 communique avec le bus du MDS ou du SBC et est considérée comme un périphérique d'entrée/sortie adressable. L'avantage

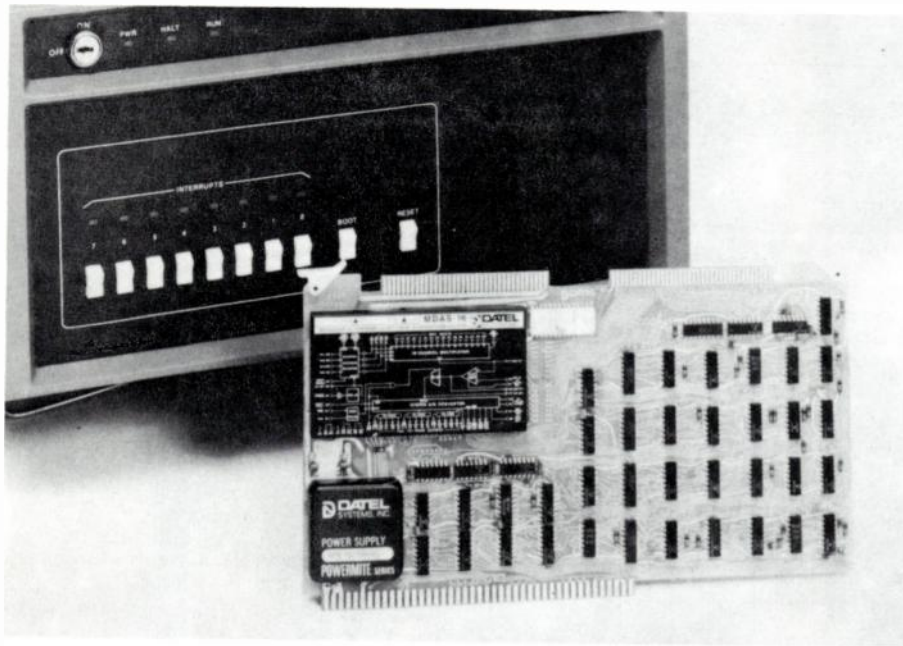
en mémoire pour des calculs arithmétiques ultérieurs.

La carte ST 800 est organisée autour du MDAS 16 qui utilise un convertisseur A/N hybride à approximation successive, des multiplexeurs FET, un échantillonneur bloqueur intégré et des registres de sortie en logique TTL 3 états. Des décodeurs d'adresse, des registres d'état, des multiplexeurs FET, un convertisseur continu/continu ± 15 V et la logique de contrôle complètent le ST 800.

Le ST 800 peut accepter 3 modes d'opération : mode programmé, interruption ou accès direct mémoire (DMA). Le mode DMA permet le transfert par bloc jusqu'à la vitesse de 50 000 échantillons par seconde. Le mode interruption est idéal pour l'utilisation d'autres périphériques pendant l'acquisition des données. Par exemple, la mise au format des sorties et l'impression des résultats peut se faire apparemment en même temps que l'acquisition.

La carte d'Acquisition est extensible jusqu'à 256 voies par incréments de 32. La précision globale du SINETRAC 800 à 25 °C est de 0,025 % de la pleine échelle. Le coefficient de température est de 30 ppm/°C de 0 à 70 °C.

La carte ST 800 dispose de connexions mobiles permettant de sélectionner l'adresse du périphérique et le niveau des interruptions. La consommation est de 2 Ampères sur le 5 volts dérivé du bus du microprocesseur. Les dimensions de carte sont celles des autres cartes MDS et SBC 171,5 x 304,8 mm.



Description.

Le système d'Acquisition/Distribution de données analogiques est idéal pour l'emploi avec microprocesseur pour deux raisons essentielles : il utilise un module d'acquisition très petit grâce à ses composants intégrés, et il comprend l'interface standard complet directement compatible avec les connecteurs du micro-processeur.

Par exemple, la carte DATEL SINETRAC 800 convient aux microprocesseurs MDS 800 et SBC 80/10 de INTEL. Elle se charge complètement des E/S analogiques et elle se place dans le châssis même du micro-processeur. Les principales applications sont : l'acquisition de données sous contrôle d'un programme, les systèmes de laboratoire, les contrôles de processus, les systèmes de test automatique. L'option D/A convient aux traceurs de courbes, oscilloscopes actionneurs, etc.

La conception en carte unique est une amélioration par rapport aux solutions

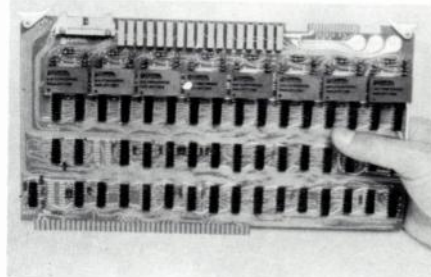
est de pouvoir envoyer une seule adresse de base du périphérique au lieu d'une succession d'adresses de voies, grâce à un compteur d'adresses de voies et à des registres de première et de dernière voies scrutées implantés sur la carte interface SINETRAC. Ceci permet un séquençement automatique des voies sans que l'unité centrale génère chaque fois l'adresse de la voie suivante. Le programmeur peut cependant échantillonner à tout moment une voie spécifique sous contrôle du programme.

Les connexions des signaux d'entrée au ST 800 sont faites sur le panneau arrière du MDS 800. Les programmes en langage assembleur peuvent être entrés en mémoire par l'intermédiaire de n'importe quel périphérique : télétype, CRT, etc. En utilisant les possibilités de communication entrée/sortie résidant dans le programme moniteur de l'Intel, les entrées analogiques du ST 800 peuvent être directement imprimées, affichées, ou chargées sur cassette, ou laissées

CARTES DE 8 VOIES DE DÉCODAGE ANALOGIQUE

Caractéristiques :

- Jusqu'à 8 voies de décodage digital/analogique par carte compatible en dimension et en brochage avec le SBC 80/10 et le MDS 800 de INTEL.
- Extensibles jusqu'à 256 voies de sortie analogique.
- Comprenant des registres d'adresses de premier et de dernier canal scrutés, et un compteur de mots qui permettent une mise à jour rapide des voies.
- Comprenant une horloge réglable pour les cadencements automatiques des conversions.



Les systèmes ST 800-DA sont organisés autour des convertisseurs hybrides miniature 12 bits D/A de DATEL SYSTEMS. Ces convertisseurs peuvent être câblés pour des sorties pleine échelle de 0 à +5 V, 0 à +10 V, $\pm 2,5$ V, ± 5 V, ± 10 V. Le code d'entrée est binaire pur pour l'unipolaire et complété à 2 ou offset binaire pour le bipolaire.

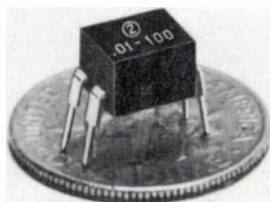


NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

CONDENSATEURS CÉRAMIQUE Sprague série 935 C

Sprague introduit une nouvelle série de condensateurs multicouches céramique présentés en boîtier DIL à 4 broches et destinés à l'industrie informatique et au traitement du signal.

Les valeurs de capacité disponibles sont 0,01; 0,022; 0,047 et 0,1 μF avec une tension de service de 100 V. Ces dispositifs sont caractérisés par une faible impédance et une inductance propre particulièrement réduite.



SPRAGUE, 2, avenue Aristide Briand, 92220 Bagneux (tél.: 655.19.19).

Service lecteur : inscrivez le n° 151.

TRANSISTORS DE PUISSANCE POUR L'ALLUMAGE AUTOMOBILE RCA série TA 8 766

RCA va introduire une famille de transistors de puissance haute tension spécialement conçus pour être incorporés dans les systèmes d'allumage des automobiles. Ces dispositifs NPN caractérisés par une grande robustesse ne diffèrent que par leur tension de claquage et le coefficient d'amplification. Ils peuvent être directement attaqués par des tensions issues de circuits intégrés.

Caractéristiques limites :

- V_{CEO} : 450, 500 ou 350 V selon les modèles;
- V_{EBO} : 5 V;
- I_{C} : 10 A;
- I_{B} : 1 A;
- P_{T} : 150 W;
- gamme de température : -40 à $+175$ °C.

Ces dispositifs sont présentés en boîtier métallique TO 3.

RCA FRANCE, 32, rue Fessart, 92100 Boulogne (tél.: 603.87.87).

Service lecteur : inscrivez le n° 153.

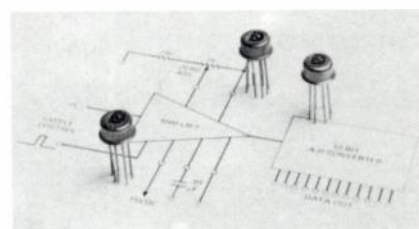
— boîtier : TO 71 métallique (TO 18 à 6 fils).

FERRANTI Ltd, Electronic Components Div., Gem Hill, Chadderton, Oldham OL9 8 NP (GB).

Service lecteur : inscrivez le n° 154.

ÉCHANTILLONNEUR BLOQUEUR Datel modèle SHM-LM-2

Datel introduit un nouvel échantillonneur-bloqueur monolithique plus particulièrement destiné à être utilisé dans les systèmes d'acquisition de données à 12 bits, les circuits de zéro automatique et le démultiplexage analogique. La mise en œuvre de ce circuit nécessite la présence d'un condensateur externe dont la valeur de la capacité détermine le temps d'acquisition.



Caractéristiques :

- temps d'ouverture : 100 ns;
- bande passante : 1 MHz;
- impédance d'entrée : $10^{10} \Omega$;
- chute de tension dans le mode bloqué :
 - 200 V/mS avec un condensateur de 1 000 pF;
 - 20 V/mS avec un condensateur de 10 000 pF;
- alimentation : ± 5 à ± 18 V;
- courant de repos : 6mA;
- boîtier métallique : TO 66.

DATEL SYSTEMS FRANCE, 11, avenue Ferdinand Buisson, 75016 Paris (tél.: 603.06.74).

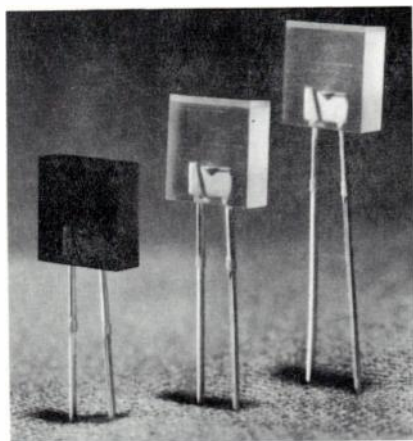
Service lecteur : inscrivez le n° 155.

DIODES ÉLECTROLUMINESCENTES RECTANGULAIRES

Hewlett Packard série 5082-4570, 4670 et 4970

Hewlett Packard propose des diodes électroluminescentes présentées en boîtier transparent rectangulaire et destinées à être utilisées comme voyant indicateur ou comme source lumineuse pour éclairer des légendes.

Ces dispositifs à haute intensité lumineuse sont disponibles en trois couleurs : rouge, jaune et vert. La diode verte délivre une intensité lumineuse de 1 mcd à 15 mA, la jaune 1,2 mcd à 15 mA et la verte 1,2 mcd à 20 mA.



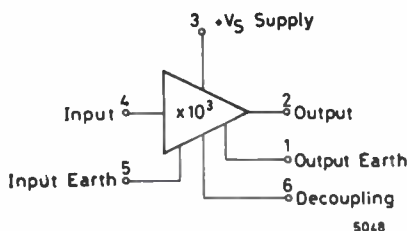
HEWLETT PACKARD FRANCE, B.P. 6, 91401 Orsay (tél.: 907.18.25).

Service lecteur : inscrivez le n° 152.

PRÉAMPLIFICATEURS BF A FAIBLE BRUIT

Ferranti modèles ZN 459 T et ZN 459 TC

La firme britannique introduit un nouveau préamplificateur monolithique à très faible bruit destiné à une large variété d'applications : imagerie infrarouge, détection ultrasonore à faible niveau, préamplificateurs professionnels à très faible bruit pour microphones ou magnétophones.

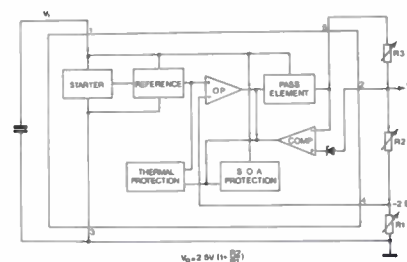


Caractéristiques :

- fréquence de coupure à -3 dB : 15 MHz;
- gain à 10 kHz : 60 dB;
- tension de sortie : 2 V;
- résistance d'entrée : 7k Ω ;
- capacité d'entrée : 60 pF;
- résistance de bruit équivalente : 40 Ω ;
- bruit : 800 pV/ $\sqrt{\text{Hz}}$;
- coefficient de température du gain : $-2 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{C}$;
- variation du gain en fonction de la tension d'alimentation : $25 \cdot 10^{-2} / \text{V}$;
- tension d'alimentation : 6 V sous 2,5 mA;
- gamme de température :
 - -55 à $+125$ °C pour le modèle T;
 - 0 à $+70$ °C pour le modèle TC;

RÉGULATEUR DE TENSION RÉGLABLE SGS-Ates modèles L 200

SGS-Ates présente un régulateur de tension monolithique dont la tension et l'intensité de sortie sont réglables. Ce dispositif est destiné à l'usage général.



Une sélection parmi les NOUVEAUX PRODUITS

varian

DIODES IMPATT AsGa

Ces diodes fournissent une puissance de sortie en onde entretenue de 1 à 3 W, avec un rendement garanti de 15 %. Elles sont disponibles entre 6 et 12 GHz. La tension de polarisation varie de 30 à 60 V.

Ces diodes sont idéales pour la réalisation d'oscillateurs émetteurs, ou d'amplificateurs dans les systèmes de télécommunications, de radar, d'autodirecteur ou de contre mesure. Le MTBF prévu est de 10 millions d'heures à $T_j = 200^\circ\text{C}$.

Des diodes pulsées en bande X et Ku sont également disponibles.

TUBES PHOTOMULTIPLICATEURS A PHOTOCATHODE SEMI-TRANSPARENTE AsGa

Le tube VPM-192M utilise une technique nouvelle : une photocathode AsGa semi-transparente de 254 mm² de superficie.

Sensibilité de la photocathode : 500 $\mu\text{A}/\text{lu}$ minimum.

Rendement quantique : 8 % à 800 nm.

Gamme spectrale : 550-905 nm.

Courant sortie : (avec un gain de 10⁶) : 10 μA moyen ou 100 μA avec 10 % de facteur de forme.

Temps de montée : 10 ns.

Construction robuste : céramique-métal, diviseur de tension intégré.

Utilisable entre -78 et $+30^\circ\text{C}$.

C'est un tube révolutionnaire à un prix abordable.

OSCILLATEURS DE PUISSANCE EN ONDES MILLIMÉTRIQUES

Les EIO (oscillateurs à interaction prolongée) apportent une solution fiable à la génération de forte puissance en ondes millimétriques.

En régime continu ces tubes sont capables de 1 000 W à 30 GHz, 20 W à 140 GHz, 1 W à 280 GHz.

En régime pulsé, on espère atteindre prochainement 10 KW crête à 95 GHz. Des tubes 95 GHz 1 KW crête 5 watts moyen, refroidis par air forcé, sont déjà disponibles.

Caractéristiques marquantes :

- durée de vie de plus de mille heures,
- excellente stabilité, bonne pureté spectrale.

Améliorations en cours :

Utilisation d'aimants au samarium cobalt procurant une réduction importante du poids et des dimensions.

Caractéristiques :

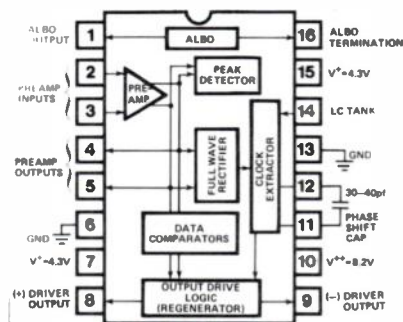
- tension non régulée maximale : 40 V ;
- tension de sortie : réglable entre 3 et 30 V ;
- courant de sortie réglable de 0 à 1,8 A ;
- régulation en fonction de la charge : 10^{-3} ;
- réjection du ronflement : 70 dB ;
- coefficient de température : 100 ppm/ $^\circ\text{C}$;
- protection contre les courts-circuits et les surcharges thermiques incorporée ;
- présentation en boîtier plastique Pentawatt à 5 broches.

SGS-Ates, 17, avenue de Choisy, 75013 Paris (tél. : 584.27.30).

Service lecteur : inscrivez le n° 156.

CIRCUIT INTÉGRÉ POUR RÉPÉTEUR MIC EXAR modèle XR-C 240

La firme américaine Exar présente un circuit intégré complexe destiné à être utilisé dans les systèmes MIC à 24 voies (1,544 M bits/s). Ce dispositif constitue à lui seul la partie active d'un répéteur où il se substitue aux neuf dixièmes des composants. Un répéteur bidirectionnel comportera deux circuits XR-C 240.

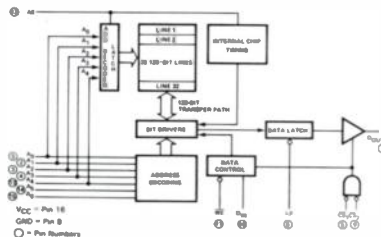


EXAR (USA). Représentation en France : TEKELEC AIRTRONIC, B.P. 2, 92310 Sèvres (tél. : 027.75.35).

Service lecteur : inscrivez le n° 157.

MÉMOIRE VIVE I²L DE 1 K BIT Fairchild modèle 93 481

Fairchild présente une nouvelle mémoire vive dynamique réalisée en technologie I²L.



Caractéristiques :

- technologie : I²L ;
- organisation : 4 096 mots de 1 bit ;
- adressage multiplexé ;
- entrées, sorties : TTL ;
- temps d'accès moyen : 90 ns ;
- temps de cycle moyen : 250 ns ;
- rafraîchissement : toutes les 2 ms ;
- sorties à 3 états ;

- consommation : 45 mW en attente, 350 mW en fonctionnement ;
- tension d'alimentation : 5 V ;
- gamme de température : 0 à $+70^\circ\text{C}$;
- présentation : boîtier DIL à 16 broches.

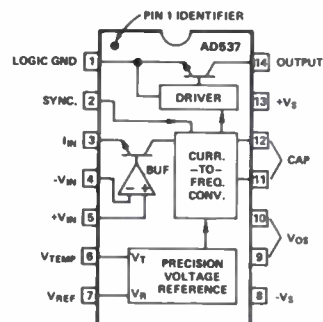
FAIRCHILD FRANCE, 121, avenue d'Italie, 75013 Paris (tél. : 580.55.60).

Service lecteur : inscrivez le n° 158.

CONVERTISSEUR TENSION-FRÉQUENCE

Analog Devices modèle AD 537

Analog Devices présente un nouveau convertisseur monolithique tension-fréquence. La bande de fréquence de sortie ainsi que la plage de tension d'entrée est déterminée par un simple réseau RC externe. Ces dispositifs peuvent être utilisés dans de nombreuses applications : verrouillage de phase, transmission d'informations analogiques, instrumentation, etc.



Caractéristiques :

- tension d'entrée : réglable par réseau extérieur de -30 à $+30$ V ;
- résistance d'entrée : 250 M Ω ;
- fréquence de sortie : 0-150 kHz réglable par réseau extérieur ;
- linéarité : 0,05 % ;
- alimentation simple ou différentielle :
 - simple : 4,5 à 36 V ;
 - double : ± 5 à ± 18 V ;
- courant de repos : 1,2 mA ;
- boîtier DIL à 16 broches ;
- gamme de température : 0 à $+70^\circ\text{C}$.

ANALOG DEVICES S.A., Centre d'affaires SILIC, 3, rue de Corbusier, 94533 Rungis (tél. : 686.77.60).

Service lecteur : inscrivez le n° 159.

MÉMOIRES FIFO

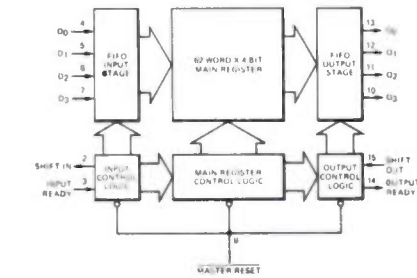
Monolithic Memories modèles 57 401 et 67 401

La firme américaine Monolithic Memories présente une mémoire du type « Premier Entré Premier Sorti » (en anglais : First In First Out ou FIFO) ayant une capacité de 64 mots de 4 bits. Ce dispositif fonctionne à la manière d'une queue ou d'une file d'attente : la première donnée de 4 bits stockée est la première donnée qui est recueillie à la lecture de la mémoire et ainsi de suite.

Ce type de mémoire est essentiellement destiné à être utilisé pour emmagasiner des données à un certain rythme et les lire à un autre rythme. Un exemple de ce genre d'application est fourni par la collecte de données analogiques sur un enregistreur numérique à bande magnétique : les données

Service Lecteur : inscrivez le n° 114.

recueillies à la sortie du convertisseur analogique-numérique sont stockées à débit constant (25 kHz) sur une mémoire de ce type et lues et enregistrées par paquets sur la bande magnétique à un rythme élevé (45 kHz).



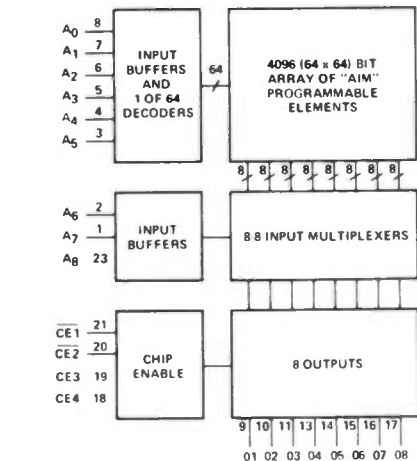
- Caractéristiques :**
- capacité : 64 mots de 4 bits;
 - technologie : bipolaire Schottky;
 - début moyen à l'entrée : 20 MHz;
 - débit moyen à la sortie : 15 MHz;
 - tension d'entrée : — 1,5 à + 7 V;
 - tension d'alimentation normale : 5 V;
 - mode de fonctionnement : synchrone ou asynchrone;
 - assemblage permettant de réaliser des mémoires plus importantes en capacité ou en taille de mots;
 - présentation : boîtier DIL à 16 broches;
 - gamme de température :
 - 0 à + 70 °C (modèle 6 740);
 - — 55 à + 125 °C (modèle 5 740);
 - compatibilité broche à broche avec le dispositif MOS analogue de Fairchild F 3 341.

MONOLITHIC MEMORIES INC., 1 165 East Arques Avenue, Sunnyvale, CA 94 086 (USA).

Service lecteur : inscrivez le n° 160.

MÉMOIRES MORTES RAPIDES DE 4 K BITS
Intersil modèles IM 5 065 et 5 625

Ces mémoires rapides électriquement programmables sont organisées en 512 mots de 8 bits et disposent d'entrées de sélection de boîtier à 4 bits permettant des configurations étendues. Ces mémoires sont livrées avant programmation définitive avec tous les bits au niveau logique « 0 ».



- Caractéristiques :**
- technologie : bipolaire;
 - capacité : 512 mots de 8 bits;

*Michel Malaval et Jean-Louis Chinzi
seront heureux de vous accueillir à*
HYPER 77

18-21 janvier 1977 (U.S.T.C.)
123, avenue Charles-de-Gaulle, Neuilly

et vous documenteront sur les produits
VARIAN

NOUVEAUX PRODUITS :

- Diodes IMPATT et diodes d'accord AsGa.
- Oscillateurs spéciaux :
 - STALO multicanaux à commutation ultra-rapide.
 - Oscillateurs accordables ultra-linéaires.
- Amplis logarithmiques à large bande passante.
- Klystrons et T.O.P. 2 KW pour stations terriennes en bande 14-14,5 GHz.
- T.O.P. et alimentations miniaturisés pour applications embarquées.
- Oscillateurs millimétriques pulsés de grande puissance.
- Amplificateurs à cavités pour TACAN et translateurs TV UHF.
- Lampes Xénon spéciales pour applications audiovisuelles.
- Photomultiplicateurs AsGa à photocathode semi-transparente.

BIENTOT DISPONIBLES :

- des transistors FET AsGa.
- une nouvelle série d'amplificateurs de laboratoire à T.O.P., de 1 à 200 W.
- des tubes de commutation de puissance 120 à 150 KV.

**CES NOUVEAUTÉS S'INSCRIVENT TOUT NATURELLEMENT
DANS LES GAMMES DE PRODUITS DÉJÀ EXISTANTS :**

- Magnétrons conventionnels, coaxiaux agiles.
- Amplificateurs à champs croisés.
- Tubes à ondes progressives (continu et pulsés).
- Klystrons amplificateurs (continu et pulsés).
- Klystrons reflex, 2 cavités, carcinotrons.
- Composants passifs et tubes T.R.
- Tubes à grille, triodes planars Eimac.
- Lampes Xénon arc court Eimac.
- Photomultiplicateurs.
- Galettes microcanaux.
- Tubes intensificateurs rayons X.
- Tubes ondes millimétriques (klystrons reflex, EIO).
- Oscillateurs gunn à varactor et yig.
- Amplificateurs état solide.
- Diodes gunn et impatt GaAs.
- Diodes varactors et diodes pin.
- Sous-ensembles Rf et IF.
- Blocs fonctionnels amplificateurs à TOP.
- Sous-systèmes communications.
- Sous-systèmes radars.
- Sous-systèmes contremesure.

B. P. N° 12
91401 ORSAY Cedex
Tél. : 907.78.26



Notez-le sur votre agenda.

PARIS
excepté dimanche 3

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



salon international des
composants électroniques 77

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

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

un nombre sans cesse croissant
de visiteurs *

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

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

Publi Service Conseil

- entrées et sorties compatibles avec les logiques DTL et TTL;
- temps d'accès moyen : 20 à 25 ns selon les modèles;
- temps de programmation de l'ensemble du dispositif : 1 s;
- tension d'alimentation nominale : 5 V;
- consommation : 186 μ W/bit;
- gamme de température : 0-70 °C ou — 55 à + 125 °C selon les modèles;
- présentation : boîtier DIL à 24 broches.

INTERSIL FRANCE, 3, rue de Marly, 78000 Versailles (tél.: 953.47.08).

Service lecteur : inscrivez le n° 161.

MICROPROCESSEUR A 8 BITS Motorola MC 6802

Motorola va prochainement introduire sur le marché un nouveau microprocesseur à 8 bits dérivé du modèle 6 800 avec lequel il sera compatible sur le plan du logiciel. Il comportera en outre sur la même puce, le générateur d'horloge, une mémoire vive de 128 mots dont les 32 premiers mots peuvent même être accessibles en mode attente.

Ce dispositif acceptera en outre, tous les composants d'environnement du 6 800, sa capacité mémoire pourra être de 64 K mots. Il sera présenté en boîtier DIL à 40 broches.

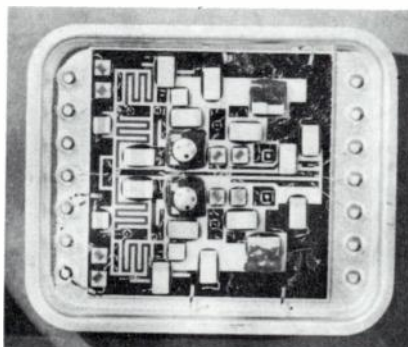
MOTOROLA FRANCE, 15, avenue de Ségur, 75007 Paris (tél.: 551.50.61).

Service lecteur : inscrivez le n° 162.

DOUBLE OSCILLATEUR A ONDES MÉTRIQUES COMMANDÉ PAR TENSION ELTA modèle 6861118

Ce dispositif réalisé en technologie hybride à couches minces comporte deux canaux indépendants dont la sélection est effectuée à l'aide de signaux logiques appliqués sur une entrée spéciale.

Les deux canaux ne sont pas identiques et couvrent deux bandes de fréquence complémentaires avec un recouvrement de ± 5 MHz. Les bandes de fréquence peuvent être modifiées par l'insertion d'inductances appropriées.



Caractéristiques :

- gamme de fréquence :
 - canal 1 : 200-260 MHz;
 - canal 2 : 260-300 MHz;
- recouvrement entre les canaux : 5 MHz;
- tension de commande : 3-49 V;
- variation maximale du niveau de

- sortie sur toute la gamme 200-300 MHz : 6 dB;
- tension d'alimentation : + 10 V sous 20 mA;
- gamme de température : — 55 à + 125 °C.

ELTA ELECTRONICS INDUSTRIES, Ltd : Ashdod (Israël).

Service lecteur : inscrivez le n° 163.

CIRCULATEUR HYPERFRÉQUENCE Marconi modèle F 1158-02

Marconi présente un circulateur destiné aux applications Radar et pouvant accepter des puissances élevées sans nécessiter de refroidissement par circulation d'eau. Ce dispositif peut être aisément transformé en isolateur grâce à l'adjonction d'une charge spéciale disponible chez le même constructeur.



Caractéristiques :

- bande de fréquences : 8,5-9,6 GHz;
- puissance de crête admissible : 60 kW;
- puissance moyenne admissible : 500 W;
- isolateur minimal : 20 dB;
- perte d'isolation entre 0 et 85 °C : 0,3 dB;
- type de guide d'ondes : R 100;
- gamme de températures ambiantes : — 40 à + 85 °C;
- refroidissement par ventilation forcée;
- dimensions : 51 x 51 x 51 mm.

MARCONI FRANCE, 32, avenue des Écoles, 91600 Savigny-sur-Orge (tél.: 996.03.86).

Service lecteur : inscrivez le n° 164.

OSCILLATEURS A EFFET GUNN Wavetek modèle S-76 XX, 77 XX et 78 XX

Wavetek présente une nouvelle gamme d'oscillateurs à effet Gunn dont les fréquences centrales d'accord vont de 12,4 à 40 GHz. Ces dispositifs sont destinés aux applications professionnelles et militaires.



Service Lecteur : inscrivez le n° 116.

Caractéristiques :

- gamme de fréquences centrales : 12,4-40 GHz;
- accord mécanique : 1 GHz de part et d'autre de la fréquence centrale;
- accord électronique : 150 MHz de part et d'autre de la fréquence centrale;
- puissance de sortie : 30 mW;
- conformes aux normes MIL-E-5 400 et E-16 400.

Notons enfin que ces dispositifs peuvent être fournis avec différentes options :

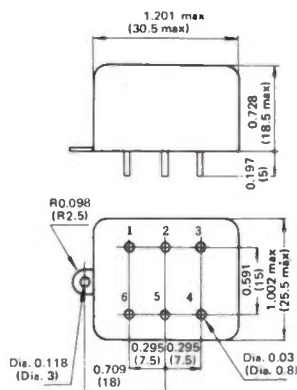
- accord électronique plus large au détriment de l'accord mécanique;
- fréquence centrale particulière;
- puissance de sortie 500 mW dans le haut de la gamme ou de 2 W dans le bas de la gamme;
- coefficient de température : 50 kHz/°C dans le bas de la gamme ou 500 kHz dans le haut de la gamme;
- verrouillage de fréquence;
- isolateur incorporé.

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

Service lecteur : inscrivez le n° 165.

MÉMOIRES ANALOGIQUES**National série EUW**

La firme japonaise National a étudié et développé un nouveau type de mémoire analogique permettant de conserver pendant une longue période une grandeur analogique électrique, la tension, même si l'alimentation de ces dispositifs est coupée.



Ces mémoires sont disponibles en deux versions comportant chacune deux modèles.

La version simple mémorise la tension qui lui est appliquée et la restitue en sortie avec un rapport 1.

La version dite « dépendante du temps » fonctionne d'une manière différente. La tension est appliquée à l'entrée et elle est considérée par le dispositif comme une tension variable avec le temps et selon une loi qui varie selon le modèle et dès que la tension n'est plus appliquée c'est la valeur à l'instant qui est mémorisée et également restituée avec une loi différente à la sortie. Cette version convient particulièrement à la télécommande de téléviseurs, à la commande de thyristors et de triacs, à la recherche automatique de stations pour les autoradios et au réglage des caméras couleurs (obtention du blanc).

MATSUSHITA Electric Sales GmbH (Europe) : Jungfernstieg 40, 2 Hamburg 36, (D Fed.).

Service lecteur : inscrivez le n° 166.

Les petites merveilles

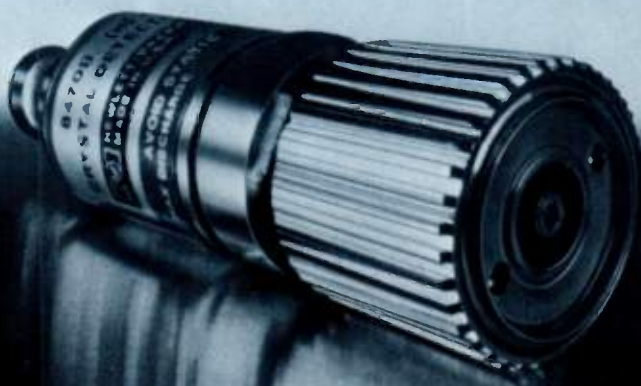
Détecteurs hyperfréquences 8470 B

- de 10 à 18000 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.

HEWLETT  PACKARD

ZI de Courtabœuf, B P 70. 91401 Orsay Cedex - Tel 907 78.25



Service Lecteur : inscrivez le n° 117.

**Avez-vous
réservé
votre
emplacement
publicitaire ?**

**RAPY
PUBLICITE**

143, avenue Emile-Zola. 75015 Paris

575.37.52

catalogue officiel

salon international des

**composants
électroniques 77
PARIS**

31 mars - 6 avril

ALIMENTATION A DÉCOUPAGE Gresham série GRIPS 5-10

Les alimentations à découpage sont caractérisées par un rendement de conversion élevé et un encombrement réduit. La firme britannique Gresham a introduit récemment une nouvelle série d'alimentations à découpage à tension de sortie fixe.



Caractéristiques :

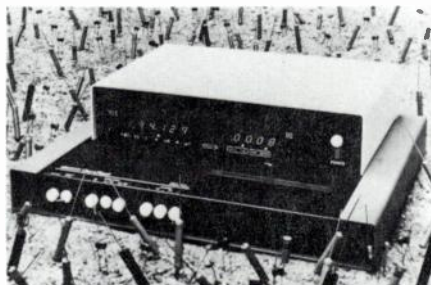
- gamme de tension : 5-10 V ;
- intensité maximale : 5 A ;
- régulation en fonction de la charge : 0,15 % ;
- coefficient de température : $5 \cdot 10^{-5} / ^\circ\text{C}$;
- tension d'isolement entre l'entrée et la sortie : 4 V ;
- protection entre les court-circuits et les fausses manœuvres incorporée ;
- gamme de température : -10 à $+70$ °C ;
- dimensions : 196 × 60 × 100 mm.

GRESHAM LION Ltd, Gresham House, Twickenham Road, Middlesex TN 136 HA (GB).

Service lecteur : inscrivez le n° 167.

PONT DE MESURE RLC Genrad modèle 1657

GenRad présente un nouveau pont automatique de mesure RLC faisant appel à un microprocesseur et donnant simultanément la valeur du composant mesuré ainsi que son facteur de dissipation ou le coefficient de surtension.



La mesure peut s'effectuer au choix à 100 ou à 1 000 Hz.

Les résultats des mesures sont donnés sur des dispositifs d'affichage numérique à 100 000 points pour la valeur du composant et à 10 000 points pour le facteur de dissipation ou le coefficient de surtension et ceci avec un positionnement automatique de la virgule. Le temps de mesure ne dépasse pas 1/3 de seconde.

Les gammes de mesure s'étendent de :

- 0,1 pF à 99999 µF pour les capacités ;
- 0,1 µH à 9999,9 H pour les conductances ;
- 1 mΩ à 99,000 MΩ pour les résistances ;

— 0,01 à 999,9 pour les coefficients de qualité.

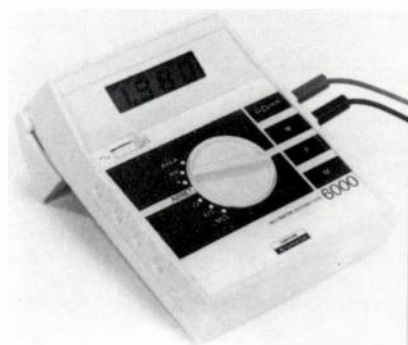
GENRAD FRANCE, 96, rue Orfila, 75020 Paris (tél. : 797.07.39).

Service lecteur : inscrivez le n° 168.

MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE AUTOMATIQUE Schlumberger modèle 6000

Schlumberger a réalisé un multimètre numérique automatique destiné à l'usage général. Cet appareil portable utilise un dispositif d'affichage à cristal liquide qui lui confère une très grande autonomie de fonctionnement.

Il dispose en outre d'une entrée de blocage de la mesure permettant d'effectuer des mesures dans des endroits difficiles d'accès. Il est doté de nombreuses protections contre les fausses manœuvres et les surcharges, ces dernières étant indiquées par un clignotement des chiffres.



Caractéristiques :

- tensions continues : 0 à 1 000 V ;
- tensions alternatives : 0 à 1 000 V ;
- courants continus : 0 à 15 A ;
- courants alternatifs : 0 à 15 A ;
- résistances : 0,1 Ω à 20 MΩ ;
- nombre de calibres internes : 26 ;
- alimentation : deux piles de 9 V ;
- autonomie : 200 à 300 h.

COMPTEURS SCHLUMBERGER, Division Énergie, B.P. 120, 92120 Montrouge (tél. : 657.13.11).

Service lecteur : inscrivez le n° 169.

COMPARATEUR MULTIBANDES Electro Scientific Industries modèle SP 3971

Electro Scientific Industries annonce la commercialisation d'un comparateur universel à 9 bandes destiné à être raccordé à des instruments de mesure disposant de sortie BCD à 3 1/2 ou 4 1/2 chiffres. Les limites de comparaison sont choisies à l'aide des roues codeuses fixées sur la face avant de l'appareil. Cet instrument dispose sur demande de sortie pouvant attaquer directement des relais ou des bobines.

Le comparateur SP 3971 est essentiellement destiné au tri automatique de composants : résistances, condensateurs, inductances, etc.

ELECTRO SCIENTIFIC INDUSTRIES, 13900 NW Science Park Drive, Portland, Oregon 97229 (USA).

Service lecteur : inscrivez le n° 170.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Service Lecteur

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

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

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

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

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

mercredi **12** janvier



9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19



*Avez-vous pensé
à renouveler
mon abonnement
à l'Onde Electrique*

12-353 Ste Tatiana 2

MESURE DE FREQUENCE 1 à 18 GHz en IMPULSIONS



C'EST ENFIN SIMPLE AVEC LE **compteur EIP 451**

- . entièrement automatique de 300 MHz à 18 GHz
- . en onde continue (CW) et en IMPULSIONS RADAR
- . largeur minimum 100 nanosecondes, récurrence minimum 0Hz

- . sensibilité -10 dBm jusqu'à 10 GHz
- . mesure de la fréquence en un point de l'impulsion (opt P5)
- . lecture directe sur 7 chiffres, résolution 10 KHz
- . PROGRAMMABLE

DANA

DANA Electronics France S.A.
91, Route des Gardes 92190 MEUDON
Télex 200207 F
Téléphone (1) 027-75-75

Lyon	A. Mazeran	(78) 52-42-10
Toulon	Dimel	(94) 41-49-63
Toulouse	A. Fabregue	(1) 027-75-75
Vannes	J.C. Vernières	(97) 66-77-58

Service Lecteur: inscrivez le n° 118.

oe BLOC-NOTES

JANVIER 1977

5-7 JANVIER GB (MANCHESTER)
14 th Annual-Solid State Physics Conference.
Meetings Officer, Institute of Physics, 47 Belgrave Square.

12 JANVIER GB (LONDRES)
Dielectrics and Electrets.
IOP, 47 Belgrave Square, Londres, SW 18 QX.

18-21 JANVIER F (PARIS NEUILLY)
HYPER 77 : Exposition et Colloque « Technologie des Hyperfréquences ». US Trade Center, 123, avenue du Général-de-Gaulle, 92200 Neuilly, Tél. : 624.33.13.

24-30 JANVIER F (PARIS)
V^e Salon International Audiovisuel et Communications.
Service de Presse SDSA, 20, rue Hamelin, 75116 Paris.

31 JANVIER-2 FÉVRIER USA (ATLANTA)
Computer Science Conference 1977.
V. Slamecka, School of Information and Computer Science, Georgia Institute of Technology, Atlanta GA 30 332.

FÉVRIER 1977

4-5 FÉVRIER F (CLERMONT-FERRAND)
1^{er} congrès français d'assistance médicale d'urgence.
Pr B. Constantin, Secrétariat du Congrès, Faculté de Médecine, 63000 Clermont-Ferrand.

7-9 FÉVRIER USA (HOLLYWOOD)
Wincon 77 : IEE Aerospace and Electronic Systems Winter Convention.
IEEE, 345 E 47 th St, New York, N.Y. 10017.

7-9 FÉVRIER D (BERLIN)
MEDCOMP 77 : Congrès International sur le traitement électronique de l'Information dans le secteur Médical.
AMK Berlin GmbH, Pressabteilung, D 1000, Berlin 19, Messedamm 22.

7-11 FÉVRIER USA (CHICAGO)
2nd Annual World Fair for Technology exchange.
5 th Annual University Industry Forum.
Dr Dvorkovitz et Associates P. O. Box 1748, Ormand Beach, Florida 32074.

15-17 FÉVRIER CS (PRAGUE)
Emiscon 77
4th International Conference on Measuring Systems.
O. Michalcova, Gorkeho nam 23, 11282 Prague 1, Tchécoslovaquie.

16 FÉVRIER GB (LONDRES)
Meeting on Radiation Effects on Electrical Properties in Solids.
The Meeting Officer, the Institute of Physics, 47 Belgrave Square, London SW 1 X 8 QX.

16-18 FÉVRIER USA (PHILADELPHIE)
International Solid State Circuits Conferences.
IEEE, 345 East 47 th Street, New York, NY 10017.

22-24 FÉVRIER USA (WILLIAMSBURG, Virginie)
Optical Fiber Transmission II.
Optical Society of America, 2 000 L, Street, N. W. Washington DC 200 36.

25 FÉVRIER GB (LONDRES)
Conference on technological Forecasting.
The Inst. of Physics, 47 Belgrave Square, Londres SW 1 X, 8 QX.

MARS 1977

7-8 MARS USA (CHARLOTTE, Caroline du Nord)
South-eastern Symposium on System Theory.
IEEE, Inc. Meeting Inquiries, 345 East 47 Street, New York N.Y. 10017.

7-11 MARS F (TOULOUSE)
Journées d'Études Scientifiques et Techniques : Colloque international et Exposition sur les Applications Nouvelles de l'Électricité.
J. Coste, ENSEEIHT, Laboratoire de Microondes, 2 rue Camichel 31071 Toulouse Cédex Tél. : 62.54.20. Poste 267.

7-11 MARS GB (BIRMINGHAM)
Labex International' 77.
Organised by Industrial and Trade Fairs Ltd.

8-11 MARS D (BAD NAUHEIM)
Meeting on Antennas 1977.
Giswalt von Trentini, Siemens AG, W ZL Ort. 22, Hofmaustrasse 51, D-8000 Munich 70.

10-11 MARS
Telecommunications in the 1980 's and after.
Royal Society, 6 Carlton House, Terrace, Londres SW 1 Y JAG.

15-17 MARS GB (WEMBLEY)
Transducer' 77 Exhibition and Conference on Transducers and their controls + Temcon' 77 : temperature control and Measurement Exhibition.
Miss A. Larrombe, Trident Conf. and Exhibitions Ltd, Abbey Mead House, 23 Plymouth Rd, Tavistock, Devon PL1 9 8 AU.

9-10 MARS USA (CHICAGO)
American electroplaters' Society 6th. Plating in the Electronics Industry Symposium.
D. J. Levy, 5 235, 204, Lockheed Palo Alto Res. Labo?, 3251 Hanover St. Palo Alto, CA 94304.

15-18 MARS RDA (LEIPZIG)
IFAC Symposium on discrete systems. Theory and design of switching circuits.
Kammer der technik, wissenschaftlich Technische gesellschaft, 10086 Berlin.

21-25 MARS A (VIENNE)
5th International Congress on Data Processing in Europe Computer at the service of men.
Inter-Kongress Datenverarbeitung in Europafischenraum Postfach 35, Kinderspitalgasse 5 A 1095 Vienne.

22-25 MARS F (TOULOUSE)
Journées d'Informatique Médicale.
IRIA Secrétariat des Journées, Domaine de Voluceau Rocquencourt B. 105, 78150 Le Chesnay (France).

23-25 MARS USA (SILVER SPRING)
4th Annual Computer Architecture Conference.
H. S. Stone, Electrical and Computer Engineering Dept, University of Mass, Amhers, MA 01002.

28-30 MARS D (MUNICH)
Special Conference on Digitized Image Processing.
H. H. Nagel, Inst. fur Informatik, Schluterstrasse 70, D 2000 Hambourg.

28-31 MARS USA (PHOENIX)
National spring conference of the american society for non-destructive testing.
W. H. Lewis, Lockheed-georgia co. Mail zone 285, Marietta, ga 30060.

28-31 MARS USA (ORLANDO, Floride)
Semiconductor Power Converter International Conference.
IEEE Inc. Meeting Inquiries, 345 East 47 Street, New York, N.Y. 10017.

28 MARS-1^{er} AVRIL GB (BIRMINGHAM)
Inspex'77. 7th International Engineering Inspection and quality control exhibition.
Conf. and Exhibition (Inspex) Ltd., 153 Paul's Wook Hill, Orpington, Kent B 5 2 SR.

28 MARS-1^{er} AVRIL F (PARIS)
Colloque International « Électronique + 5 ».
Service de Presse SDSA, J. P. Duclos, 20 rue Hamelin, 75116 Paris, Tél. : 533.11.09.

28 MARS-1^{er} AVRIL USA (CHICAGO)
Scanning Electron Microscopy (SEM).
SEM Symposia Office, ITT Res. Inst. 10 W 35 th St. Chicago, Ill. 60616.

31 MARS-6 AVRIL F (PARIS)
Salon International des Composants Électroniques.
Service de Presse S.D.A.S.-J. P. Duclos, 20 rue Hamelin
75116 Paris, Tél. : 533.11.09.

AVRIL 1977

4-7 AVRIL GB (LANCASTER)
Conference on Displays for Man Machine Systems.
IEE Savoy Place London WC 2 R OBL.

4-8 AVRIL F (PARIS)
3rd annual ICS Microcomputer Congress (pendant le Salon
International des Composants Électroniques).
SDSA, 20, rue Hamelin, 75116 Paris. Tél. : 505.13.17.

12-14 AVRIL USA (LAS VEGAS)
1977-IEEE International Reliability physics Symposium.
F. B. Micheletti, Rockwell International, 3370 Miraloma Ave.
Anaheim, ca P 2803.

19-21 AVRIL GB (HULL)
Computer Methods for Circuits Design and Microwave Applications.
A. C. Davies, City University, St John Street, Londres EC IV 4 PB.

20 AVRIL GB (LONDRES)
Signal Processing.
I.O.P., 47 Belgrave Square, Londres, SW 1 8 QX.

25-27 AVRIL USA (PHOENIX, Arizona)
Circuits and Systems.
W. G. Howard, Motorola Integ. Circuits, Ctr., NS MR, PO Box
20 906, Phoenix Arizona 85 036.

27-29 AVRIL A (BADEN)
4 th European Specialist Workshop on Active Microwave Semi-
conductor Devices.
H. W. Thim, Inst. für Industrielle Elektronik, Technische Universität
Wien Gusshausstrasse, 2729, 1040 Vienne.

28 AVRIL-6 MAI F (LA BAULE)
Colloque ouvert URSI : propagation dans les milieux non ionisés.
Colloque URSI : syndicat d'initiative, place de la Victoire B.P.
161, 44504 La Baule.

MAI 1977

2-3-4 MAI D (BAD HOMBURG)
1^{re} Conférence européenne de Microélectronique Hybride.
ISHM Deutschland e.V., Elisabeth strasse 81, D-8000 Munich
40 (RFA) ou ISHM France, 31 Résidence « Les Gros Chênes »,
91370 Verrière-le-Buisson (F).

3-6 MAI I (VENISE)
Eurocon 77 International Conference on Communications.
A. Vandind Buti, Co AEI, Viale Monza 259, 20126 MILANO.

9-11 MAI USA (HARTFORD, Connecticut)
Acoustics, Speech and Signal Processing.
International Conference.
H. F. Silverman, T. J. Watson Research Center, PO Box 218,
Yorktown Heights, New York 10598.

12-15 MAI USA (CHICAGO)
ICC'77 International conference on communications : commu-
nications-technology for a better tomorrow + exhibition.
L. S. Twomenoksa, ICC'77, room 4E 307, Bell Telephone Labs.
Naperville, Illinois 60540.

16-20 MAI GB (LONDRES)
AGARD 3rd Panel Meeting/Symposium on Optical Fibre/Integrated
Optics and their military applications.
AGARD, Avionics Panel, 7 rue Ancelle 92200 Neuilly-sur-Seine (F).

17-19 MAI USA (DAYTON, Ohio)
Naecon : Conference on Aerospace and Electronics.
140 E Monument Avenue, Dayton, Ohio 45 402.

17-20 MAI GB (LONDRES)
Salon des Composants Électroniques de Londres.
Industrial and Trade Fairs Ltd, Radcliffe House, Blenheim Court,
Solihull, West Midlands B 91 2 BG.

(suite page 34)

ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

FORMATION CONTINUE

ENGINEERING ENGLISH ANGLAIS TECHNIQUE

Professeur : A. M. RODNEY, M.A., B. Sc., L. ès L.
Maître de Langue anglaise à l'ENST.

La langue anglaise envahit de plus en plus les techniques modernes, que ce soit sous forme de « buzz-words » : les CCD en SOS pour les RAM, par exemple, ou les simples wrappeurs, les keyboards, peu importe, ces mots sont autant d'outils. Mais à notre sens, l'anglais technique serait plus efficace si les ingénieurs, de loin les premiers utilisateurs, pouvaient s'y arrêter pour « se rafraîchir ». D'où l'idée d'un « Refresher Course » intensif, inspiré directement des cours d'anglais technique déjà fort appréciés des ingénieurs-élèves de l'ENST. Une première série de deux semaines traite des 1 000 mots environ formant la base de l'anglais scientifique général. Dans cette 2^e semaine déjà l'on fait un survol des 4 grands domaines, A, B, C et D donnés ci-après. La deuxième série, toujours de deux semaines, traite dans le détail des 9 secteurs inclus dans l'un des domaines. Compte tenu de la demande permanente de nos ingénieurs et des sociétés associées, l'ENST programme chaque année d'office le domaine B (entouré), mais il est entendu que les autres domaines peuvent faire l'objet d'une série spéciale à la demande, ou lorsque un nombre suffisant de stagiaires aura pu être regroupé pour former une session.

A — Basic Electronics ;

B — Télécommunications II ;

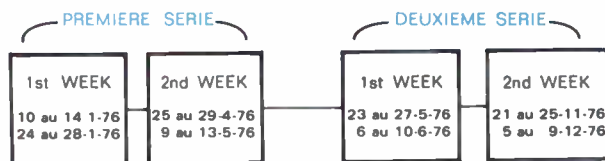
C — Computer Science ;

D — Business Management.

Les séances auront lieu en anglais, avec 15 stagiaires max. et de plus, un bon tiers du temps sera passé en laboratoire de langue à cassettes, avec les aides audiovisuelles habituelles. Chaque semaine comptera une vingtaine d'heures, mercredi libre.

TÉLÉCOMMUNICATIONS

- B 1 — Signal Theory
- 2 — Propagation
- 3 — Electromagnetic Detection
- 4 — Wire Transmission
- 5 — Wireless Transmission
- 6 — Microwave Links
- 7 — Telecommunication Systems
- 8 — Space Communications
- 9 — High-capacity Systems



Deux semaines d'anglais technique d'intérêt général, moitié classe, moitié labo. de langue.

Etude approfondie d'un des domaines, A, B, C ou D tendant vers l'aisance d'expression orale.

Des sessions adaptées à une demande particulière peuvent être organisées par :

L'ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

Inscriptions et renseignements :

ENST - Service de la Formation Continue,
46, rue Barrault, 75634 PARIS, CEDEX 13.
Tél. : 589-66-66, poste 369.



oe

BLOC-NOTES

23-25 MAI D (NUREMBERG)
General Meeting on Reliability.
Association of German Electrical Engineers, Sec. VDE Zentralstelle
« Tagungen », 21 Stresemann Allee, 6 Frankfurt 71 Germany.

24-25-26 MAI CH (GENÈVE)
1^{re} exposition internationale de Mini/microordinateur/microproces-
seurs' 77 IMMM 77.
Mr J. Maurer, Industrial et Scientific Conference Management
Inc, 222 West Adams Street, Chicago, IL 60606.
G. Dubbins, Kiver Communications Ltd, 149/155 Ewell Road,
Surbiton, Surrey KT6 6AW England.

29 MAI-2 JUIN CND (MONTREAL)
Symposium on Minicomputers and Large Scale Computations.
P. Lykos, Illinois Institute of Technology, Chicago, IL 606 16.

JUIN 1977

1^{er}-2-3 JUIN USA (ATLANTIC CITY New Jersey)
31st Annual Frequency Control Symposium.
US Army Electronics Command, D.R.S.E.L.-TL-MF, J. R. Wig,
Fort Monmouth, New Jersey 07703 (USA).

3-9 JUIN CH (MONTREUX)
International Television Symposium and Technical Exhibition Boite
Postale 122.1820 Montreux.

6-10 JUIN USA (LOS ANGELES)
INTERMAG : International Magnetism Conference and Exhibition.
G. Bate, IBM Corp. P.O.B., 1 900, Boulder, Co 80302 (USA).

7-10 JUIN D (MUNICH)
3^e Salon : « Laser/Opto-Elektronik ».
Münchener Messe-und Ausstellungsgesellschaft mbH, Messe-
gelände, Postfach 12 10 09, D 8000 München 12, RFA, Tél. :
(089) 51.07.1.

13-15 JUIN USA (CHICAGO, Illinois)
International Conference on Communications.
E. J. Glenner, GTE Automatic Elec. Labs., POB 17, Northlake,
Ill. 60164.

13-17 JUIN F (PARIS)
Énergie 77 : 1^{er} Congrès International sur les Nouvelles Sources
d'Énergie et Exposition.
M. J. P. Gallien, TECHNOEXPO, 8 rue de la Michodière, 75002
Paris (F).

14-17 JUIN NL (LA HAGUE)
International Conference on Digital Computer. Applications to
Process Control.
C/o Kivl, 23 Princessegracht, La Hague, Pays-Bas.

16-17 JUIN GB (LONDRES)
10^e Salon international annuel de l'équipement d'enregistrement
professionnel.
E. Masek, Association of Professional Recording Studios, 23
Chesnut Avenue, Chorleywood, Hertfordshire WD 3 4 AH.

21-23 JUIN USA (SAN DIEGO)
Expositions et Symposium international : Microwave.
M. D. Rubin, 3528 Quimby Street, San Diego, CA 92 106, USA.

27 JUIN-1^{er} JUILLET GB (EDINBURGH)
7th International Conference on Amorphous and Liquid Semi-
conductors.
Conference Secretariat, Centre for industrial Consultancy, and
Liaison, University of Edinburgh, 14 George Square, Edinburgh
EH 8 9JZ.

28-30 JUIN CH (MONTREAL)
2nd Electromagnetic Compatibility (EMC) Symposium and
Exhibition.
T. Dvorak, ETH Zentrum/HF, 8092 Zurich (Suisse).

28-30 JUIN USA (LOS ANGELES)
FTOS-7-1977 International Symposium on fault tolerant computing.
Prof. A. D. Friedman Dept OF Electrical engineering and computer
Sci, university of southern california, Los Angeles, CA 90007.

JUILLET 1977

6-8 JUILLET USA (DENTON, Texas)
International Conference on Hot Electrons in Semiconductors.
D. G. Seiler, Physics Dept. North Texas State University Denton
Texas 76203.

12-14 JUILLET GB (HULL)
Conference on Computer-Aided Design of Electronic and Micro-
wave Circuits and Systems.
Conf. Sec., Dept. of Electronic Engineering, University of Hull,
Hull HV6 7 RX.

13-15 JUILLET SF (PORVOO)
International Symposium on Microwave Diagnostic of Semi-
conductors.
R. Paananen, Technical Research Centre of Finland, Otokaari 5,
SF 02 150 ESPOO (Finlande).

17-22 JUILLET USA (BOSTON, Mass)
5th International Conference on Crystal Growth.
K. Nassau, Bell Laboratories, 600 Mountain Avenue, Muray Hill
NJ 07974 USA.

18-20 JUILLET J (OSAKA)
IOOC' 77 : International Conference on Integrated Optics and
Optical fiber Communication.
Prof. H. Yanai, Dept of Electronic Engineering, University of
Tokyo, J 31 Hongo, Bunkyo-Ku, Tokyo 113 Japon.

26-28 JUILLET USA (SEATTLE)
Electromagnetic Compatibility.
B. L. Carlson Jr, The Boeing Co. POB 3029 : Seattle WA 98004.

AOUT 1977

8-12 AOUT CND (TORONTO)
IFIP Congress' 77 International Federation for Information Pro-
cessing. Canadian Information Processing Society, 212 King Street
West, Suite 214, Toronto, Ontario, Canada M5H 1 KS.

8-13 AOUT CND (TORONTO)
Medinfo' 77 : 2^e Congrès International d'Informatique Médicale
+ Exposition.
F. Gremy, 91 bd de l'Hôpital, 75013 Paris.

26 AOUT-4 SEPTEMBRE D (BERLIN)
Exposition Internationale de la Radio et de la Télévision.
AMK Berlin GmbH, Pressabteilung, D 1000, Berlin 19, Messedamm
22.

29 AOUT-2 SEPTEMBRE SU (BRATISLAVA)
6th International Conference on Magnet Technology.
M. Jergel, Electrotechnical Institute, Slovak Academy of Sciences,
Dubravska cesta, CS-809 32, Bratislava CSSR.

SEPTEMBRE 1977

6-8 SEPTEMBRE GB (LOUGHBOROUGH)
Conference on Digital Processing of Signals in Communications.
IERE, 8-9 Bedford Sq. Londres WC 1B 3 RG.

6-10 SEPTEMBRE CH (BALE)
Exhibition of Industrial Electronics and Electronical Engineering
(INELTEC).
INELTEC, Postfach, Swiss Industries Fair, CH 4021.
Basle, Switzerland.

7-8-9 SEPTEMBRE F (ROCQUENCOURT)
Journées Analyse des Données et Informatique.
IRIA Secrétariat du Colloque, Domaine de Voluceau-Rocquencourt
BP 5, 78150 Le Chesnay (F).

12-15 SEPTEMBRE GB (BRIGHTON)
ESSDERC 1977 : The 7 th European Solid State Devices Research
Conference.
The meetings officer, the Institute of physics, 47, Belgrave Square,
Londres SW 1 X 8 Q X.

13-18 SEPTEMBRE GB (LONDRES)
Salon et Festival internationaux du Son.
Iliffe Promotions Ltd, Dorset House, Stamford Street, Londres
SE 1 9-LU.



UNE NOUVELLE SÉRIE DE CONVERTISSEURS AD ET DA EN TECHNOLOGIE COUCHE MINCE

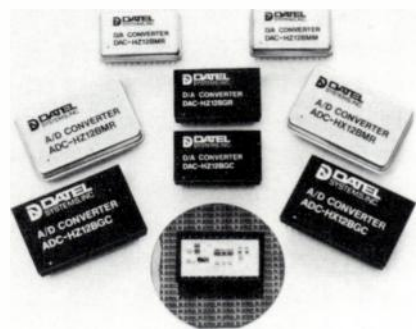
Série 20 microsecondes

ADC HX 12 BGC 0 + 70 °C époxy
ADC HX 12 BMR — 25 + 85 °C métal
ADC HX 12 BMM — 55 + 100 °C métal

Série 8 microsecondes

ADC HZ 12 BGC 0 + 70 °C époxy
ADC HZ 12 BMR — 25 + 85 °C métal
ADC HZ 12 BMM — 55 + 100 °C métal

— Technique d'approximation successive.
— 5 gammes de tension d'entrée. Buffer d'entrée d'impédance 100 M Ω incorporé. Coefficient de température 20 ppm/°C.



Série 20 ppm/°C

DAC HZ 12 BGC 0 + 70 °C époxy
DAC HZ 12 BMC 0 + 70 °C métal
DAC HZ 12 BMR — 25 + 85 °C métal
DAC HZ 12 BMM — 55 + 125 °C métal

Série 10 ppm/°C

DAC HZ 12 BGR — 25 + 85 °C époxy
DAC HZ 12 BMR 1 — 25 + 85 °C métal

— Temps d'établissement 300 nanosecondes sortie courant. Amplificateur incorporé.

— Temps d'établissement 3 microsecondes. Code d'entrée complément bin ou complément CBM. Linéarité 1/2 LSB. Monotonie : garantie dans toute la gamme de température d'emploi.

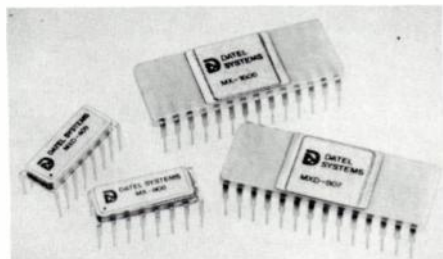
MULTIPLEXEUR 4, 8 ET 16 VOIES C MOS A ISOLATION DIÉLECTRIQUE SÉRIE MX

Cette nouvelle série de multiplexeurs intégrés présente un haut niveau d'immunité face aux erreurs d'alimentation ou de tension d'entrée. Une surtension de ± 20 V sur l'entrée avec une alimentation variant de ± 4 V ne provoque aucun dommage.

Aucun court-circuit entre 2 voies successives ne peut intervenir, grâce à la technologie d'interruption avant commutation.

Adressage des voies compatible DTL/TTL et C MOS. Logique de 2, 3 ou 4 bits permet la sélection d'une des voies des modèles de 4, 8 ou 16 canaux.

Chaque multiplexeur a une entrée inhibée



DATEL SYSTEMS LEADER DANS LA TECHNOLOGIE DE CONVERSION ET D'ACQUISITION DE DONNÉES

permettant ou interdisant l'accès à l'appareil. Ces multiplexeurs peuvent être utilisés en cascade pour atteindre un très grand nombre de voies.

Précision de transfert 0,01 % à une vitesse d'échantillonnage de 200 KHz et pour des signaux d'entrée variant de + à -10 V. L'isolation diélectrique entre voies permet de maintenir une diaphonie de 86 dB minimum.

Consommation 7,5 mW en stand by, 15 mW à la vitesse de 100 KHz. La tension d'alimentation peut varier de ± 5 à ± 20 V.

Les multiplexeurs sont proposés en 2 versions asymétriques 8 et 16 voies ou en versions différentielles de 4 et 8 voies.

VOLTMÈTRE NUMÉRIQUE 1,5 WATT DE CONSOMMATION

Le DM-350 est proposé en 4 versions : entrée unipolaire 0 à +1,999 V ou bipolaire $\pm 1,999$ V avec une impédance d'entrée de 100 M Ω minimum. Ces 2 modèles sont disponibles en 115/230 V 50 Hz (sélection par strapp) ou 5 V continu. La version alimentation secteur confère un taux de réjection de 70 dB et une tension de mode commun de ± 300 V continu.

L'utilisation des circuits CMOS LSI permet d'alimenter le voltmètre par batterie (consommation 1,5 W/5 V). Une pile au NICAD pourrait alimenter le voltmètre pendant 10 heures sans interruption. Ce cas d'utilisation est favorisé par une dérive nulle de l'affichage à la mise sous tension.



- courant d'entrée 45 nA,
- précision de l'affichage : $\pm 0,05$ % de la pleine échelle,
- coefficient de température : ± 100 ppm/°C de 0 à +50°,
- indication de polarité automatique,
- vitesse ajustable de 0 à 2 conversions par seconde (indépendante de l'amplitude du signal d'entrée).
- Hauteur des chiffres : 11 mm,
- encastrement : 46 mm x 78 mm,
- Profondeur : 55 mm (sans connecteur).

Les réglages de zéro et de pleine échelle sont accessibles sans démontage grâce au filtre amovible de la face avant.

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE NUMÉRIQUE ULTRA-RAPIDE 4 BITS AVEC ÉCHANTILLONNEUR BLOQUEUR INCORPORÉ ADC SH4B

Le modèle ADC SH4B est un convertisseur 4 bits à approximation successive avec un circuit échantillonneur bloqueur rapide incorporé. Le temps d'acquisition de cet échan-

tillonneur bloqueur est de 100 nanosec. et le temps de conversion du codeur de 400 nanosec. La vitesse max atteint donc 2 MHz. L'ADC SH4B est recommandé pour des utilisations dans des systèmes PCM où 16 niveaux de quantification s'avèrent suffisants.

Tension analogique d'entrée : 0 + 5 V, précision et linéarité préajustées; impédance : 50 Ω , coefficient de température : 100 ppm; code de sortie : binaire pur, temps d'ouverture de l'échantillonneur bloqueur : 15 nanosecondes.

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE NUMÉRIQUE 14 BITS A ENTRÉE FLOTTANTE ADC EP



Cette nouvelle série de convertisseurs A/N « double rampe » utilise un système de couplage optique et magnétique permettant d'obtenir des isolations atteignant ± 300 V sur les entrées analogiques avec réjection de mode commun de 100 db.

Quatre entrées séparées permettent l'utilisation de la référence interne ou d'une référence externe pour un fonctionnement en quotientmètre.

L'horloge interne à quartz est synchronisée sur le 50 ou le 60 Hz pour permettre une bonne réjection du bruit secteur (60 dB).

Ces convertisseurs sont proposés en 2 versions : 1 modèle 14 bits binaires et l'autre 4 1/2 digits BCD (20 000 pts). La correction du zéro est automatique et sa dérive est de ± 1 μ V/°C. max. Le facteur d'échelle présente un coefficient de ± 13 ppm/°C max.

Pour le fonctionnement en quotientmètre, la référence peut varier de ± 50 % autour de 1 volt. Le temps de conversion est de 260 millisecondes (synchronisé pour 50 Hz), l'impédance d'entrée de 100 M Ω et la tension ± 2 V, la sortie du data est compatible TTL/DTL/C MOS, alimentation $\pm 15/1$ watt.

IMPRIMANTE THERMIQUE CDPP-7

L'imprimante thermique 7 colonnes de DATEL SYSTEMS est maintenant disponible en coffret autonome pouvant être utilisé sur table ou monté en rack.



L'imprimante seule est commercialisée au prix de 3 325 F en alimentation 5 V ou secteur. Le coffret peut être acquis simultanément ou séparément au pris de 665 F. ADC HX 12 BGC

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

Un pas décisif dans la mesure de puissance en hyperfréquences

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

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

Lisez la puissance dans l'unité de votre choix

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

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

Identification automatique de la sonde

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

Programmation à distance

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

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

Pour en savoir davantage,

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



HEWLETT  **PACKARD**

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

Contribution de la théorie des circuits pathologiques à l'électronique linéaire ⁽¹⁾

A. — Notions fondamentales



par **R. KIELBASA,**

Ingénieur ESE, chef de travaux au service des mesures et professeur à l'ESE,

et **F. DATTEE ⁽²⁾,**

Ingénieur ESE, chef de travaux principal et professeur à l'ESE.

ESE, Plateau du Moulon, 91190 Gif-sur-Yvette (tél. 941.80.40).

Le vocabulaire actuellement employé en électronique se révèle souvent insuffisant à l'explicitation correcte des concepts rencontrés. Une mise au point est donc nécessaire, essentiellement dans le domaine frontière situé entre l'électronique des composants et l'électronique des fonctions. Ce domaine qu'on pourrait baptiser

électronique des structures est donc plus particulièrement abordé dans cet article. Une telle classification devrait aussi être une base de départ pour des méthodes de conception plus systématique, et devrait peut être permettre la définition de nouveaux composants modulaires.

Le texte est fractionné en trois publications successives : une première partie introduit les notions fondamentales indispensables à l'élaboration des méthodes de synthèse. Une seconde définit des méthodes de construction des structures théoriques électroniques linéaires. La troisième concrétise sous forme de structures quasi pratiques ces concepts théoriques et ouvre diverses perspectives.

A. NOTIONS FONDAMENTALES

I. — Introduction.

II. — Circuits pathologiques : nullateur, norateur, nulleur.

III. — Classification de quadripôles linéaires : Traducteurs, Convertisseurs et Inverseurs d'impédance.

B. SYNTHÈSE THÉORIQUE

IV. — Synthèse des traducteurs à l'aide des circuits pathologiques : Association nulleur-quadripôle passif. Synthèse systématique et intuitive.

V. — Considérations sur la notion d'amplification.

VI. — Traducteurs opérationnels.

C. CONCRÉTISATION ET OUVERTURES

VII. — Réalisation physique des structures à nulleur : Traducteurs opérationnels réels (transistor bipolaire, amplificateur opérationnel). Synthèse et analyse des structures. Autres traducteurs opérationnels.

VIII. — Analyse des réseaux linéaires incluant des dipôles pathologiques.

IX. — De quelques systèmes différentiels électroniques : Montages flottants. Systèmes différentiels. Dual de l'AO.

1. INTRODUCTION

Au cours des années 1950 à 1970 environ, divers théoriciens ont tenté de systématiser les notions relatives

aux structures possibles des dipôles et quadripôles actifs. Au risque d'aboutir à des notions abstraites et à priori peu physiques ils ont prévu de nouvelles structures dont certaines sont d'usage courant aujourd'hui mais d'autres sont encore peu connues. Parallèlement, l'évolution de l'électronique linéaire a été très pragmatique, s'appuyant essentiellement sur les propriétés physiques des composants.

Notre but a été de structurer, en une théorie cohérente, les résultats épars publiés à ce jour et d'y apporter des compléments originaux. Dans l'état actuel ce travail n'a pas la prétention d'être exhaustif, toutefois l'intérêt des concepts introduits devrait se traduire par les apports suivants :

— une présentation synthétique de l'électronique linéaire,

— une méthode d'approche simplificatrice utilisable lors de l'analyse première d'un schéma,

— une méthode de synthèse de nouveaux circuits réalisant une fonction donnée,

— une méthode simple d'analyse des réseaux linéaires déjà utilisée en CAO (conception assistée par ordinateur).

Nous tenons à souligner toute l'aide que ces notions nous ont personnellement apportées, tant au niveau de la formulation neuve et simple de phénomènes déjà connus, qu'au niveau de la résolution des problèmes nouveaux.

Cet exposé se veut volontairement très didactique. On trouvera dans la bibliographie les notions de base utilisées ici mais également des éléments permettant un développement ultérieur.

⁽¹⁾ Article initialement reçu le 4/6/75 et dans sa forme définitive le 17/6/76.

⁽²⁾ Membre de la S.E.E.

2. CIRCUITS PATHOLOGIQUES

2.1. Dipôles pathologiques

Par approches successives, il est apparu que deux dipôles très particuliers (pathologiques, dégénérés) pouvaient être considérés comme les éléments de base de très nombreuses structures actives. Le caractère spécifique de ces dipôles pathologiques peut être ressenti à partir d'une récapitulation des dipôles élémentaires classiques (fig. 1). De ceci il ressort que certaines grandeurs ont une valeur partiellement ou totalement déterminée par le circuit extérieur (notée d.e), d'autres sont déterminées uniquement par le dipôle lui-même. Il est à noter que les dipôles de base sont ici considérés comme idéaux.

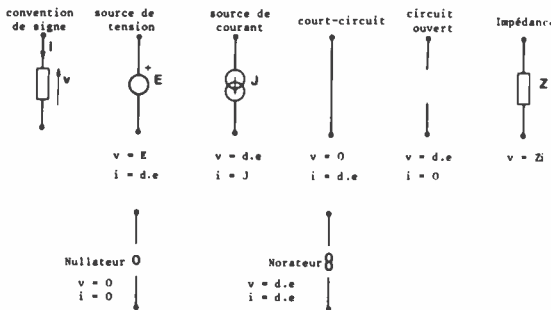


Fig. 1. — Récapitulation des dipôles élémentaires classiques et symbolisme des deux dipôles pathologiques.

Nullateur : Le nullateur est un dipôle particulier tel que v et i sont nuls indépendamment de toute condition externe. Son symbolisme est donné figure 1.

Norateur : Le norateur est un dipôle tel que v et i sont uniquement déterminés par le circuit extérieur. Son symbolisme est donné figure 1.

Ces dénominations proviennent de la francisation des termes anglo-saxons : nullator et norator.

Les propriétés de ces dipôles ainsi que les lois régissant leur association sont certainement nombreuses, mais les études théoriques correspondantes sont très incomplètes. Ci-dessous sont proposés quelques exemples simples d'illustration et des règles utiles pour la suite de l'étude. Les équivalences énoncées peuvent être vérifiées par analyse des schémas donnés sur les figures correspondantes ou par synthèse à partir des équivalences antérieures. Elles sous-entendent que les dipôles étudiés sont connectés à un circuit extérieur.

a) Une impédance Z associée (fig. 2a) en série (Z non infinie) ou en parallèle (Z non nulle) à un norateur ou à un nullateur ne modifie en rien la nature de ces derniers.

b) Une association série (parallèle) d'un nullateur et d'un norateur est équivalente à un circuit ouvert (un court-circuit) selon la figure 2b.

c) Le dual d'un nullateur est un nullateur, le dual d'un norateur est un norateur.

d) Il a été démontré [2] que les dipôles pathologiques, pris isolément ne sont pas des limites de dipôles physiquement réalisables.

e) Par contre, dans un circuit, limite de circuit physiquement réalisable, le nombre de nullateurs est égal au nombre de norateurs. Si cette dernière condition n'était pas remplie, cela signifierait que certains dipôles sont redondants.

Ce théorème (e) est très important car il implique que les dipôles pathologiques ne peuvent exister physiquement que par couples donc sous forme de quadripôles.

De manière intuitive, on peut dire que le nullateur impose des contraintes ($i = 0$, $v = 0$) dans le système d'équations qui définit le circuit alors que le norateur apporte les degrés de liberté destinés à compenser ces contraintes.

Cet aspect intuitif permettra de mieux comprendre le rôle des circuits pathologiques lors de la synthèse des circuits actifs.

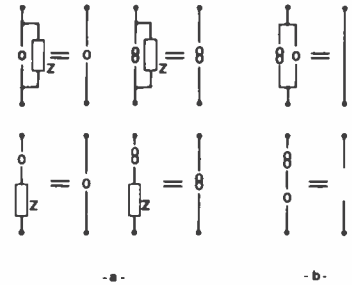


Fig. 2. — Quelques règles d'équivalence illustrant les propriétés spécifiques des dipôles pathologiques.

2.2. Quadripôles pathologiques

Par définition, l'association sous forme de quadripôle d'un nullateur et d'un norateur est appelé Nulleur. Cette définition est la conséquence logique du théorème (e) ci-dessus.

Deux cas particuliers courants de réalisation physique d'un nulleur interviendront par la suite : un nulleur restreint dit « uniteur » (point commun entre l'entrée et la sortie, figure 3a) et un nulleur dit « référencé » (norateur à la masse, figure 3b). Ces notions de « masse » et de point commun entrée-sortie seront utilisées dans les équivalences des circuits à nulleur et des circuits actifs réels.

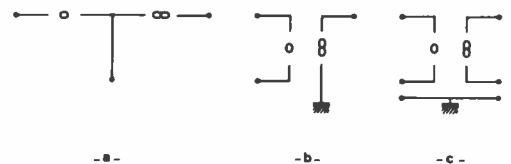


Fig. 3. — Divers types de nulleurs : a) Uniteur ; b) Nulleur référencé ; c) Configuration générale.

L'existence en pratique, d'un potentiel de référence privilégié (ligne de masse) conduit à des développements théoriques qui seront abordés ultérieurement (§ 9).

Le cas général donné figure 3c est le plus riche d'applications s'il est réalisable.

D'autres quadripôles constitués uniquement de dipôles pathologiques peuvent être définis, mais ils sont loin d'être aussi fondamentaux que le nulleur. Leur étude conduit à des règles d'association utiles car elles entraînent dans certains cas le passage d'un nombre pair à un nombre impair de dipôles pathologiques et doivent donc permettre la réalisation physique (nombre égal de nulleurs-norateurs) de structures en cours de synthèse. Ces règles se démontrent aisément, elles sous-entendent que les quadripôles sont inclus dans un circuit. Par exemple :

a) Dans une configuration triangle (étoile) à dipôles pathologiques d'un seul type, l'un d'eux peut être remplacé par un circuit ouvert (court-circuit) d'après la figure 4a.

b) Réciproquement, si deux norateurs (nulleurs) ont un point commun on peut réunir les deux autres extrémités par un norateur (nulleur); de même on peut intercaler entre le point commun et le reste du circuit un norateur (nulleur).

c) Dans une configuration triangle constituée de deux nulleurs (norateurs) et d'un norateur (nulleur) ce dernier peut être remplacé par un court-circuit et l'un des deux nulleurs (norateurs) par un circuit ouvert d'après les exemples donnés figure 4b. Les propriétés des configurations étoiles se déduisent des précédentes par dualité. Il est à noter que ces associations correspondent à celles d'un nulleur et d'un nulleur (ou d'un norateur).

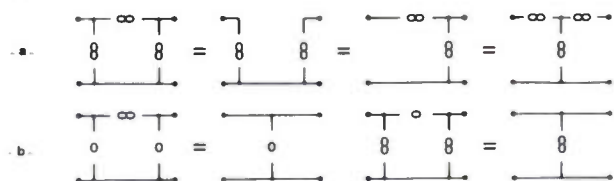


Fig. 4. — Exemples de règles d'équivalence et de simplification de structures à circuits pathologiques.

3. CLASSIFICATION DE QUADRIPOLES LINÉAIRES

La classification des quadripôles donnée ci-dessous n'est pas originale [13], elle devrait permettre d'acquérir un vocabulaire commun clair et sans ambiguïté, nécessaire en particulier pour la suite de l'étude.

Tout quadripôle (exemple fig. 5) est caractérisé vis-à-vis du circuit extérieur auquel il est connecté par les deux grandeurs d'entrée (v_1, i_1) et les deux grandeurs de sortie (v_2, i_2). Deux de ces grandeurs peuvent être exprimées au moyen des deux autres par l'intermédiaire de quatre paramètres (γ_{ij}) sous forme matricielle; parmi les divers types de représentation matricielle nous retiendrons ceux utilisant les paramètres g, h, y, z ainsi que la matrice de chaîne $[T]$.

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = [G] \begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = [H] \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix}$$

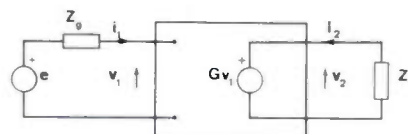


Fig. 5. — Schéma équivalent du VVT.

3.1. Traducteurs

Une première famille de quadripôles correspond au cas où les trois paramètres γ_{11}, γ_{22} et γ_{12} sont nuls (seul $\gamma_{21} \neq 0$) dans l'une des matrices de représentation $[G], [H], [Y]$ ou $[Z]$ (ce qui revient à trois paramètres quelconques nuls pour la matrice de chaîne T).

Ces quadripôles sont des traducteurs (transducteurs) ou d'une autre façon des sources liées.

Définitions

$$[G] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ G & 0 \end{bmatrix} \quad [T] = \begin{bmatrix} 1/G & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

correspond au traducteur tension-tension (Voltage to Voltage Transducer, VVT)

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ Y & 0 \end{bmatrix} \quad [T] = \begin{bmatrix} 0 & -1/Y \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

définit le traducteur tension-courant (VCT)

$$[H] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ H & 0 \end{bmatrix} \quad [T] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/H \end{bmatrix}$$

définit le traducteur courant-courant (CCT)

$$[Z] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ Z & 0 \end{bmatrix} \quad [T] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1/Z & 0 \end{bmatrix}$$

définit le traducteur courant-tension (CVT)

Afin de justifier l'appellation donnée pour ces structures, il faut rappeler les significations physiques des équations précédentes. Les matrices $[G], [Y], [H], [Z]$ se mettent sous la forme générale :

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{12} \\ \gamma_{21} & \gamma_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix}$$

- l'indice 1 caractérise les grandeurs d'entrée : α_1 et β_1 ,
- l'indice 2 caractérise les grandeurs de sortie : α_2 et β_2 ,
- β_1 est la grandeur de commande et α_1 son dual,
- α_2 est la grandeur commandée et β_2 son dual.

Cette terminologie permet d'affecter une signification physique à chacun des paramètres γ_{ij} :

- γ_{21} est le paramètre de transfert entrée-sortie (ou paramètre d'amplification),
- γ_{12} caractérise la réaction de la sortie sur l'entrée.

En particulier si $\gamma_{12} = 0$, le quadripôle est unidirectionnel, et dans cette hypothèse :

- γ_{11} est l'immittance d'entrée,
- γ_{22} est l'immittance de sortie.

A titre d'exemple, le VVT est caractérisé vis-à-vis du circuit externe auquel il est connecté par :

$v_2 = Gv_1, i_1 = 0, i_2$ imposé par le circuit extérieur (Z_c) et par Gv_1 (fig. 5).

Cela revient à dire que le terme le plus significatif (le coefficient de transfert g_{21}) caractérise une traduction de la grandeur de commande v_1 en la grandeur commandée v_2 (on dit aussi grandeur contrôlée) en sortie. Il s'agit donc d'une amplification de tension. Toutefois, le dernier vocable employé est insuffisamment précis puisque le VVT est un amplificateur de tension idéal : l'influence de l'impédance de source Z_g sur le gain composite $\frac{v_2}{e}$ est annulée par l'impédance d'entrée

$\frac{1}{g_{11}}$ infinie ; l'influence de la charge Z_c sur ce même gain composite est annulée par l'impédance de sortie nulle ($g_{22} = 0$). L'amplification est bien évidemment supposée unidirectionnelle ($g_{12} = 0$).

L'approche faite pour le VVT peut être reprise pour les trois autres traducteurs. Le tableau I résume les résultats fondamentaux.

TABLEAU I
Schémas équivalents des quatre traducteurs idéaux.

Traducteur idéal	Schéma équivalent
V V T	
C V T	
C C T	
V C T	

L'association en chaîne des traducteurs idéaux, entre eux ou avec d'autres quadripôles, est d'une grande utilité dans les problèmes de synthèse. Dans la suite cette association sera désignée par un astérisque (*) (voir exemple).

Il est facile de vérifier que le quadripôle résultant de la mise en cascade de deux traducteurs est un traducteur dont la grandeur de commande est celle du traducteur amont et la grandeur commandée celle du traducteur aval. Deux cas sont cependant à distinguer :

a) la grandeur commandée du traducteur amont est de même nature que la grandeur de commande du traducteur aval ; le paramètre de transfert du traducteur composite est égal au produit des paramètres de transfert des deux traducteurs de départ (au signe près).

Exemple : $VCT (y_{21}) * CVT (z_{21}) = VVT (g_{21})$ et $g_{21} = -y_{21}z_{21}$.

b) La grandeur commandée du traducteur amont diffère de la grandeur de commande du traducteur aval ; par définition, le paramètre de transfert du traducteur composite est infini si les paramètres de transfert des traducteurs de départ sont tous les deux non nuls.

Exemple : $VCT (y_{21}) * VVT (g'_{21}) = VVT (g_{21})$; si $y_{21}g'_{21} \neq 0$ par définition $g_{21} = \pm \infty$ (le signe de g_{21} est le signe de $-y_{21}g'_{21}$).

— Une telle association est utilisée dans diverses réalisations actuelles d'amplificateurs opérationnels, le 741 en particulier.

Le choix de cette définition se justifie par passage à la limite : il suffit d'étudier l'association de deux traducteurs non idéaux puis de faire tendre leurs paramètres vers des valeurs idéales. L'étude des combinaisons avec d'autres quadripôles, passifs en particulier, bien que très fructueuse ne sera pas abordée ici.

Les réalisations physiques des traducteurs ne permettent pas d'atteindre leurs propriétés idéales mais par essence doivent y tendre pour être performantes et significatives. Pour ces traducteurs réels, toutes les représentations matricielles sont à priori équivalentes mais il est préférable de choisir celle qui correspond au traducteur idéal le plus voisin du traducteur considéré.

3.2. Convertisseurs d'impédance

La famille des convertisseurs (converters) est caractérisée par des valeurs h_{11} et h_{22}, g_{11} et g_{22}, t_{12} et t_{21} nulles.

Soit
$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & 0 \\ 0 & 1/\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix}$$
 ou
$$v_2 = v_1/\alpha \quad \text{et} \quad i_2 = -\beta i_1$$

Ce qui revient à dire que l'impédance Z_e vue de l'entrée du convertisseur chargé en sortie par Z_{c2} est $Z_e = \alpha\beta Z_{c2}$ (de même $Z_s = \frac{Z_{c1}}{\alpha\beta}$).

Les relations ci-dessus justifient par elles-mêmes l'expression de convertisseur d'impédance. Selon les valeurs de α, β et donc de $K = \alpha\beta$ (coefficient de conversion) on distingue divers types, dont on retiendra les NIC (INIC, VNIC) convertisseurs d'impédance négatifs et les PIC convertisseurs d'impédance positifs dont un cas particulier bien connu est le transformateur idéal.

3.3. Inverseurs d'impédance

La famille des inverseurs (inverters) est caractérisée par des valeurs z_{11} et z_{22}, y_{11} et y_{22}, t_{11} et t_{22} nulles.

Soit
$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha \\ 1/\beta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix}$$
 ou
$$v_1 = -\alpha i_2 \quad \text{et} \quad i_1 = v_2/\beta$$

Ceci revient à dire que l'impédance Z_e vue de l'entrée de l'inverseur chargé en sortie par Z_{c2} est

$$Z_e = \frac{\alpha\beta}{Z_{c2}}$$

de même $Z_s = \frac{\gamma\beta}{Z_{c1}}$; ces relations justifient l'expression d'inverseurs d'impédance.

Selon les valeurs de α , β et donc $K = \alpha\beta$ (coefficient d'inversion) on distingue divers types dont nous citerons simplement le gyrateur ($\alpha = R$, $\beta = R$ donc $K = R^2$).

Les convertisseurs et inverseurs d'impédance ont été signalés pour mémoire, dans la suite du texte seuls les traducteurs seront approfondis.

Bibliographie sommaire

- [1] CARLIN H. J. — Singular Network Elements, *IEEE Transactions on Circuit Theory*, 1964, pp. 67-72.
- [2] MARTINELLI G. — RC Transformerless Networks Embedding Nullors. *Alta frequenza*, 1966, 35, n° 2, p. 156.
- [3] DAVIES A. C. — The significance of Nullators, Norators and Nullors in Active-Network Theory. *Radio-Electron*, 1967, 34, pp. 259.
- [4] DAVIES A. C. — Matrix Analysis of Networks containing Nullators and Norators. *Electronics Lett.*, 1966, 2, p. 48.
- [5] CARLIN and GIORDANO A. B. — *Network Theory*, Englewood Cliffs N.J., Prentice Hall 1964.
- [6] DATTEE F. — État actuel de la théorie et des techniques d'application des amplificateurs opérationnels. Mesures, régulation, automatisme du 5/72 au 1/73.
- [7] KIELBASA R. — Généralisation de la notion d'Amplificateur Opérationnel. Cours E.S.E., session de perfectionnement d'Électronique Modulaire. 1974.
- [8] DAVIES A. C. — Nullator-Norator Equivalent Network for Controlled Sources. *Proc. IEEE*, 1967, 55, p. 722.
- [9] MARTINELLI G. — On the nullor. *Proc. IEEE*, 1965, 53, p. 332.
- [10] MARTINELLI G. — Sintesi di una generica funzione trasferimento mediante il nullator ed il norator. *Alta frequenza*, 1963, n° 4, 32, p. 274.
- [11] SEWELL J. I. and STEPHENSON F. W. — Matrix Tables for the generalized 5 terminal Amplifier. *The Radio and Electronic Engineer*, 1969, pp. 247-255.
- [12] ROMAC and MORVAN. — Circuit Pathologiques. *Publication interne E.S.E.* 1973.
- [13] MITRA S. K. — Analysis and synthesis of linear active networks. New York, Wiley 1969.
- [14] WIDLAR R. J. — *IEET CT*. 1965, CT 12, 586-590.
- [15] MYERS B. R. — Nullor model of the transistor. *Proc IEEE (Corr.)*, vol. 53, July 1965, pp. 758-759.
- [16] KIELBASA R. — Méthodes modernes de synthèse des schémas d'électronique linéaire. Cours E.S.E., session de perfectionnement d'Électronique Linéaire. 1974.
- [17] DATTEE F. et KIELBASA R. — Notions théoriques. Cours E.S.E., Session de perfectionnement d'Électronique Modulaire Analogique et Hybride. 1974.

Les filtres de fréquences

Technologies et méthodes de calcul

FILTRES DE FRÉQUENCE

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 1
pp. 42-46

par Pierre AMSTUTZ,

Ingénieur en Chef des Télécommunications au CNET.



Centre National d'Études des Télécommunications, 92131 Issy-les-Moulineaux.

1. INTRODUCTION

Cet article sera consacré à une présentation générale des procédés mis en œuvre pour réaliser sur un signal électrique l'opération dite *filtrage de fréquences*. Tout en mettant en évidence les différences entre les diverses techniques nous essayerons de dégager quelques caractères communs qui donnent au sujet une certaine unité.

L'expression « filtrage de fréquences » sous-entend que le signal est envisagé sous la forme de la transformée de Fourier de son expression temporelle, et que par conséquent on compte lui faire subir un traitement linéaire, ou étroitement apparenté à un traitement linéaire. Notre conception du filtrage sera donc plus étroite que celle proposée dans un ouvrage récent : « un filtre est plus ou moins défini comme étant un réseau qui donne une réponse prescrite à une excitation donnée », et nous renoncerons à décrire divers montages complexes qui contiennent des sous-ensembles essentiellement non-linéaires, même si on les utilise pour obtenir des effets de filtrage linéaire.

2. LES TECHNIQUES

Pour mettre un certain ordre dans l'exposé de faits assez disparates, il est bon de replacer quelques enchaînements d'idées dans une perspective historique. D'ailleurs diverses particularités de vocabulaire et plus d'un préjugé tenace ne peuvent s'expliquer que de ce point de vue.

On admet souvent que la notion de filtre électrique est née de la théorie de la *ligne pupinisée*, structure assimilable en première approximation à une échelle d'inductances égales en série alternant avec des condensateurs égaux en dérivation. Cette théorie est en effet à l'origine de la méthode de calcul dite des *paramètres-images*, à laquelle des raffinements successifs ont permis d'atteindre une merveilleuse efficacité alliée à une extrême simplicité. Mais cette façon de voir a l'inconvénient d'accréditer l'idée absolument fausse que les « effets de filtrage » sont liés à une *structure périodique*,

idée malheureusement renforcée par une analogie sans fondement avec les réseaux optiques. En réalité, seules des commodités de fabrication peuvent conduire dans certains cas à adopter des structures présentant un caractère répétitif.

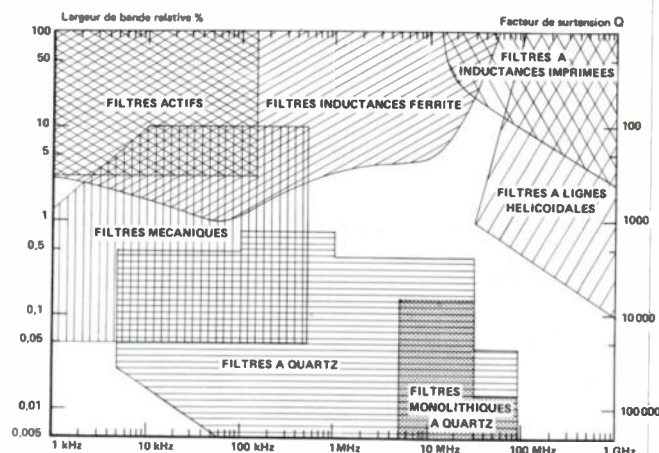


Fig. 1. — Domaines de sélectivité des technologies de filtrage (passe-bande).

Il est beaucoup plus exact de rattacher l'origine simultanée de la *notion de filtre* et des *problèmes de filtrage* au développement des communications radio-électriques. Les dispositifs de réception même les plus élémentaires comportent un *résonateur* qui doit être *accordé* à la fréquence des ondes émises (remarquer les emprunts au vocabulaire de l'acoustique). La possibilité de transmissions simultanées sur des fréquences différentes est alors une évidence expérimentale et il est naturel de tenter de l'utiliser pour le multiplexage des voies téléphoniques sur fils. Le développement parallèle des techniques de transmission radioélectrique et des techniques de multiplexage en fréquence sur fils conduisit, dans les années 30, à la situation suivante. Dans les radio-récepteurs le filtrage était obtenu au moyen de circuits réactifs simples complètement séparés par les tubes amplificateurs nécessaires pour amener les signaux à un niveau suffisant pour la détection ; les gains ou affaiblissements logarithmiques dus à des circuits élémentaires se combinaient alors selon une simple loi additive. Dans les systèmes de transmission sur fil, au contraire, diverses considérations amenant à séparer

la fonction d'amplification de la fonction de filtrage, celle-ci était demandée à des sous-ensembles passifs d'un seul tenant relativement complexes, dont l'étude mathématique aurait été décourageante si la théorie des lignes pupinisées n'avait miraculeusement suggéré les principes de la méthode des paramètres-images.

La simplicité de cette méthode doit se payer de l'abandon du libre choix d'un certain nombre des paramètres du réseau. C'est pourquoi divers auteurs (citons Cauer et Darlington) proposèrent d'autres méthodes de calcul, dites des *paramètres d'insertion*, qui ne présentent pas cet inconvénient, et qui sont presque exclusivement employées aujourd'hui.

L'encombrement croissant des bandes de radiotélégraphie conduisit vers la même époque à introduire dans les récepteurs un circuit de bande passante particulièrement étroite contenant un dipôle d'un type déjà utilisé pour la stabilisation des oscillateurs, formé d'un cristal piézoélectrique (quartz) vibrant entre deux électrodes métalliques planes. Les travaux de Mason sur la piézo-électricité et ses applications à l'acoustique ultrasonore aboutirent à une amélioration de la technologie de ces dipôles et à une bonne connaissance de leurs possibilités d'utilisation dans des *filtres à quartz* dont la bande passante n'est pas nécessairement très étroite. Des filtres moins coûteux peuvent être réalisés selon les mêmes principes au moyen de résonateurs en *céramiques*. On peut utiliser de façon analogue des dipôles formés de bobines excitant des résonateurs mécaniques par attraction magnétique ou par *effet piézo-magnétique*. Remarquons que les schémas des filtres à quartz et analogues, en particulier ceux dont la bande passante est relativement large, n'ont le plus souvent aucune parenté avec la structure en échelle des lignes pupinisées.

On peut chercher à simplifier la structure des filtres à résonateurs mécaniques et à diminuer leur volume en réduisant à deux le nombre des conversions électromécaniques de l'énergie. La fonction de filtrage est alors demandée à une structure mécanique insérée entre deux transducteurs électromécaniques (*filtres mécaniques, filtres à quartz monolithiques*).

Dans la technique des *hyperfréquences*, des contraintes technologiques sévères imposent pratiquement des structures formées de cascades d'éléments relativement simples. Une remarque ingénieuse permet de réaliser sous cette forme des filtres analogues aux filtres en échelle utilisés à des fréquences plus basses : si un résonateur est assimilable à un bras longitudinal d'un schéma en échelle, le même résonateur inséré entre deux tronçons de guide quart d'onde est assimilable à un bras transversal. Cette idée se transpose immédiatement aux filtres électromécaniques, et on l'utilise très souvent sous diverses formes dans la conception de nombreux types de *filtres à bande passante étroite* composés de *résonateurs* enchaînés par des *coupleurs*.

Aux fréquences supérieures à une centaine de mégahertz, les inductances et les condensateurs ont un comportement qui s'écarte notablement de celui de leur modèle théorique élémentaire, et les cablages doivent

être pris en considération. On peut prolonger vers les fréquences élevées le domaine d'utilisation de certains schémas en réalisant divers éléments réactifs sous forme de *lignes coaxiales* auxquelles l'absence de rayonnement confère une surtension convenable, ou sous la forme plus compacte de résonateurs à *ligne hélicoïdale* formés d'une hélice conductrice enfermée dans une enceinte métallique. Le domaine des hyperfréquences peut être rejoint au moyen de résonateurs formés de tronçons de *lignes en rubans*.

Les inductances sont des éléments coûteux, dont le comportement est souvent éloigné de celui de leur modèle le plus simple, et dont l'encombrement ne peut guère être réduit. De nombreux travaux ont été consacrés à l'atténuation de ces inconvénients : dès le début de l'utilisation des transistors on a proposé des circuits actifs de *compensation de pertes* qui permettaient d'utiliser des inductances de volume, donc aussi de facteur de qualité réduit. L'élimination complète des éléments inductifs, déjà possible dans certains cas grâce à l'emploi de résonateurs piézoélectriques, peut aussi être obtenue en utilisant des réseaux de condensateurs et de résistances associés à des éléments actifs. La mise en œuvre des premiers schémas de *filtres RC actifs* proposés, très séduisants a priori, a vite montré qu'ils posaient des problèmes de stabilité et de sensibilité aux variations des éléments. L'emploi de ces filtres est actuellement intéressant à des fréquences basses, lorsqu'on ne recherche pas des bandes passantes étroites. Ils ont l'avantage de pouvoir être réalisés sous un faible volume avec les techniques de la microélectronique.

C'est également la microélectronique qui permet d'envisager la réalisation à des prix compétitifs de *filtres numériques*, petites machines à calculer spécialisées dans lesquelles le signal entrant est échantillonné, quantifié, et traité avec la rigueur des opérations arithmétiques. La théorie de ces filtres envisage l'aspect temporel du signal au moins autant que son aspect fréquentiel, ce qui les rapproche des *filtres à ondes élastiques de surface*, dans lesquels des ondes mécaniques engendrées par le signal entrant sont combinées entre elles après avoir subi des retards pour former le signal sortant.

3. POSSIBILITÉS DES DIVERSES TECHNIQUES

Dans notre comparaison nous laisserons de côté les techniques en cours de développement dont les possibilités sont encore difficiles à discerner. La figure 1 donne une idée des filtres passe-bande et passe-bas (largeur 100 %) que l'on peut espérer réaliser au moyen de diverses technologies. Les contours des aires représentées ne sont évidemment pas des limites abruptes entre ce qui est possible et ce qui ne l'est pas. Néanmoins il ne faudrait pas poursuivre indéfiniment les raisonnements du type : « Ce qui est possible à la fréquence f l'est aussi à la fréquence $f + \epsilon$ ». D'autre part, la recherche de discriminations importantes, de bandes de transition étroites, de stabilité, ou d'un encombrement réduit interdit de s'approcher trop de ces frontières.

a) LIMITE INFÉRIEURE DE LA LARGEUR DE BANDE

Elle est liée à

— *la stabilité des éléments* (dans le temps, en fonction de la température, etc...) ; ainsi pour un filtre à inductances et condensateurs une variation simultanée de 1 % de tous les éléments se traduit par une dilatation ou une contraction de 1 % de l'échelle des fréquences de la caractéristique d'affaiblissement, c'est-à-dire qu'une bande passante de 1 % se déplace de sa propre largeur :

— *la surtension des éléments réactifs des filtres passifs* : en effet, toutes choses égales d'ailleurs, un rétrécissement de la caractéristique d'affaiblissement entraîne une augmentation de l'influence parasite des pertes, et par suite une distorsion de la bande passante qui finit par être intolérable.

b) LIMITE SUPÉRIEURE DE LA LARGEUR DE BANDE

Elle est inférieure à 100 % pour certains types de filtres contenant des composants dont le schéma équivalent est une combinaison indissociable d'éléments (inductances et condensateurs) dont les valeurs sont physiquement liées. Il est parfois possible de s'affranchir dans une certaine mesure de telles contraintes en introduisant des éléments supplémentaires jouant un rôle compensateur : ainsi en admettant des inductances dans un filtre à quartz il est possible d'obtenir des bandes passantes larges, et même des filtres passe-bas ; les filtres obtenus peuvent être considérés aussi bien comme des filtres à quartz contenant des inductances que comme des filtres à inductances et condensateurs contenant des résonateurs à quartz.

c) LIMITE INFÉRIEURE DE LA FRÉQUENCE

Elle est liée au volume des composants réactifs, par exemple aux dimensions des résonateurs des filtres à conversion électromécanique d'énergie. Ainsi pour les filtres à quartz les fréquences les plus basses correspondent aux dimensions maximales que l'on peut raisonnablement obtenir pour un résonateur vibrant dans le mode le plus favorable. Pour les filtres à *inductances et condensateurs* on est limité par l'encombrement et le coût d'éléments de surtension suffisante. Les filtres *actifs* permettent d'atteindre des fréquences extrêmement basses en conservant un volume restreint.

d) LIMITE SUPÉRIEURE DE LA FRÉQUENCE

Pour les filtres à *résonateurs mécaniques*, la limitation vient des possibilités de fabrication avec des tolérances convenables et de la fragilité de la structure obtenue. En ce qui concerne les filtres à *inductances et condensateurs*, les couplages et éléments parasites restreignent considérablement le choix des structures utilisables, tandis que l'effet de peau et le rayonnement entraînent une dégradation prohibitive des surtensions. La réalisation d'inductances de faible valeur sous forme imprimée (inductances « planar ») repousse vers les hautes fréquences la limite des possibilités. Le domaine des filtres *actifs* pourrait sans doute être étendu vers des fréquences plus élevées, mais apparemment le besoin ne s'en est guère fait sentir jusqu'à présent.

4. LES CALCULS

a) LES MODÈLES MATHÉMATIQUES

L'application du calcul à l'étude d'un système physique suppose le choix d'un modèle mathématique de l'objet étudié. Dans l'étude des systèmes linéaires que sont les filtres de fréquences *analogiques* il est usuel de décrire le comportement des composants en termes de réponses à des excitations isomorphes, de façon à traduire les convolutions qui expriment l'action des éléments sur les signaux par des multiplications de *fonctions analytiques* de la fréquence complexe. Dans le cas des modèles dits « à constantes localisées », composés d'un nombre fini d'éléments discrets (par exemple inductances ou condensateurs), les fonctions analytiques qui interviennent dans les calculs sont en principe des *fractions rationnelles*, et les algorithmes utilisés, empruntés à l'algèbre (factorisations et divisions de polynômes, développements de fractions rationnelles en éléments simples ou en fractions continues, etc...) sont susceptibles de descriptions nettes qui font le principal attrait des *modèles algébriques*. C'est pourquoi ces modèles sont adoptés, au moins en première approximation, chaque fois qu'il est réaliste de les substituer aux modèles « à constantes réparties » dans le domaine utile de variation des paramètres. Dans certains cas cette substitution est obtenue par une transformation transcendante de la variable fréquentielle. Dans le cas des filtres numériques le problème de la modélisation ne se pose guère : cependant, la transposition de nombreux résultats de l'étude des modèles analogiques est utile à leur théorie.

b) LES ALGORITHMES

Le problème est de définir le contenu d'une « boîte noire » réalisable, qui fait subir à un certain type de signaux une transformation donnée avec une certaine *marge d'erreur* acceptable. Il s'agit donc d'abord de trouver une *fonction de réponse* correspondant à cette transformation, appartenant à la classe des fonctions *réalisables* avec la technologie choisie, et approchant au mieux, au sens du critère d'erreur choisi, la réponse idéale proposée. C'est le problème d'*approximation*. Dans le cas des filtres à constantes localisées, la solution doit être cherchée dans des classes de fractions rationnelles qu'il y a intérêt à savoir délimiter avec précision. Quelques problèmes dont les données se réduisent à un très petit nombre de paramètres admettent une solution explicite (filtres de Chebyshev, filtres de Zolotarev, etc...). Dans des cas plus généraux la solution utilise une procédure d'*optimisation*, algorithme itératif dont la convergence n'est pas toujours certaine, et dont le résultat peut n'être qu'un optimum local.

Une réponse que l'on espère réalisable ayant été ainsi choisie, la valeur des éléments, et parfois dans une certaine mesure la structure même du filtre, est déterminée par l'application d'une méthode de *synthèse*. Selon le problème posé, cette étape peut être très simple ou présenter des difficultés extraordinaires. Pour les filtres des types Chebyshev et Zolotarev il suffit de consulter des tables. Pour des filtres plus généraux, la complexité

le calcul dépend de la méthode employée : il est intéressant de comparer deux filtres passe-bande à inductances et condensateurs en échelle, aux performances analogues, calculés l'un par J. E. Colin par la méthode des *paramètres images*, l'autre par H. Watabe (1958) en appliquant la méthode des *paramètres d'insertion* (c'était une des premières applications de cette méthode à des filtres aussi complexes). Le premier calcul peut se faire avec 5 chiffres significatifs, et l'opération la plus compliquée est l'extraction d'une racine carrée. Le deuxième calcul suppose la résolution d'une équation de degré 36, et les calculs doivent se faire avec plus de 20 chiffres significatifs. Dans la littérature, on trouve même mention de calculs effectués avec 40 chiffres significatifs et plus. Ces précisions peu usuelles, liées au mauvais conditionnement d'algorithmes parfaitement anodins en apparence, posent des problèmes même lorsque l'on utilise des ordinateurs puissants. Des artifices, dont le succès n'est pas facile à expliquer, ont permis de réduire considérablement le nombre des chiffres nécessaires (changement de variable, représentation des polynômes sous forme de produits plutôt que comme somme de monômes), mais les calculs de ce type restent extrêmement lourds.

Mises à part ces difficultés informatiques, les algorithmes dont on dispose pour calculer les éléments de filtres à inductances et condensateurs *réellement indépendants* sont efficaces en ce sens qu'ils conduisent souvent à des schémas effectivement réalisables, au besoin après quelques transformations mineures permettant de ramener certains éléments à des valeurs raisonnables, ou de faire disparaître des éléments négatifs. Mais dans bien des cas les modèles réalistes des composants contiennent des éléments reliés par des inégalités d'origine physique (ainsi le modèle minimum d'un résonateur piézoélectrique contient une inductance et quatre condensateurs; aux fréquences élevées le schéma d'une inductance réelle contient au moins trois condensateurs parasites). Quand tous ces éléments trouvent leur place dans le schéma de filtre adopté, la synthèse réussit à condition que leur valeur ne soit pas excessive. Sinon, ils introduisent des contraintes supplémentaires qui obligent à aborder le problème par d'autres méthodes.

Une de ces méthodes, qui a suscité beaucoup d'espoirs il y a quelques années, consiste à traiter le problème de la synthèse par un procédé d'*optimisation*. Partant d'un schéma satisfaisant les contraintes physiques imposées, on évalue l'écart entre sa réponse et la réponse désirée en fonction d'un certain critère, et on cherche à réduire cet écart en faisant varier par petits sauts les paramètres libres, jusqu'à obtenir un optimum. Cette méthode suppose l'*analyse* du comportement du réseau dans chacun de ses états successifs. La recherche, en général par le calcul différentiel, des modifications favorables des paramètres est considérablement simplifiée par la considération du « *réseau adjoint* ». En réalité, les méthodes d'optimisation, que l'on trouve proposées dans tous les domaines des sciences et des techniques, ne sont efficaces que dans des cas simples, ou lorsque l'on prend pour point de départ une solution voisine de l'optimum, par exemple une solution déduite d'un

modèle algébrique simplifié avec prudence. En tout cas on ne doit pas s'attendre à ce qu'un procédé d'optimisation converge à coup sûr, et en cas de convergence la solution trouvée ne sera souvent qu'un optimum local.

5. PROBLÈMES ACTUELS

Actuellement beaucoup d'efforts sont consacrés aux problèmes de *production industrielle* en séries importantes par des procédés automatiques de fabrication. On est ainsi amené à examiner attentivement certaines questions qui avaient été quelque peu négligées auparavant, en particulier parce que leur prise en compte suppose un surcroît important de calculs. Il est essentiel de déterminer les *tolérances* à adopter dans la fabrication de chaque pièce pour optimiser le rendement global de la production. Une réalisation plus précise diminue la proportion des produits finis à rejeter, mais elle augmente le coût unitaire des produits fabriqués. Comme les effets des écarts entre les valeurs réalisées et les valeurs théoriques peuvent en partie se compenser, cette étude ne peut guère être abordée que par des *évaluations statistiques* qui impliquent l'examen de nombreux cas tirés au sort, donc des moyens informatiques importants. Des considérations du même ordre amènent à réviser la formulation du problème d'approximation, en prenant pour critère la proportion de filtres réels qui satisferont aux contrôles finals, plutôt qu'en comparant la caractéristique d'un filtre parfait à la solution idéale du problème posé.

D'autre part la sensibilité de la réponse d'un filtre aux variations accidentelles de la valeur des éléments dépend beaucoup de la structure adoptée. On sait depuis longtemps que les structures apparentées au treillis, qui permettraient de calculer assez facilement des filtres à inductances et condensateurs de degré élevé, sont trop sensibles pour être utilisables. Il en est de même des premières structures de filtres RC actifs proposées, dans lesquelles on cherchait à réduire le nombre des composants actifs. La recherche de *structures peu sensibles* pour les différentes technologies pose ainsi des problèmes dont la solution peut conduire à préférer une structure contenant un nombre plus élevé d'éléments, si les tolérances sur les valeurs de ceux-ci sont plus favorables.

Remarquons que les technologies s'écartent de plus en plus du cadre de la théorie classique des réseaux, qui considère des éléments reliés librement par des connexions idéales. Il est clair qu'un filtre à quartz monolithique ne peut pas être conçu comme un assemblage de composants réglés séparément. Cette conception n'est réaliste que dans le cas de filtres purement électriques travaillant à des fréquences basses; elle est déjà décevante dans le cas de filtres à inductances et condensateurs travaillant à des fréquences supérieures à une dizaine de mégahertz. Il est donc nécessaire de savoir régler la structure du filtre prise dans son ensemble, et pour cela on cherchera à mesurer les paramètres accessibles les plus sensibles pour calculer les corrections à apporter au cours même de la fabrication.

6. CONCLUSION

L'évolution future des techniques de filtrage linéaire sera sans doute caractérisée

— *sur le plan théorique* par une substitution progressive de la conception temporelle du signal à sa conception fréquentielle,

— *sur le plan des réalisations* par l'adoption dans les processus de fabrication de méthodes de mesures très fines et de moyens informatiques considérables.

Notons enfin que les limites du possible dépendent en dernière analyse de la qualité des matériaux, et que toute amélioration des caractéristiques de ceux-ci, en particulier une amélioration de leur stabilité, ou une diminution de leur coût, peut avoir une influence profonde sur la valeur relative des solutions techniques concurrentes.

RÉSUMÉ

Le filtrage des fréquences fait appel à des technologies très diverses, dont chacune a ses avantages et ses limitations. L'emploi de calculateurs puissants est souvent nécessaire pour déterminer au mieux les nombreux paramètres qui définissent les éléments de la structure choisie, en tenant compte de contraintes techniques et économiques.

SUMMARY

Frequency filters technologies and design

by P. AMSTUTZ (CNET).

Various technics are used in frequency filtering, each having its own advantages and limitations. Big computers are often required to optimally calculate the many parameters defining the components of a given structure, taking technological constraints and cost considerations into account.

Filtres à inductances et condensateurs

FILTRES DE FRÉQUENCE

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 1
pp. 47-50



par P. ALLEMANDOU,

Ancien élève de l'École Polytechnique, Ingénieur au laboratoire de recherches de la Société Anonyme de Télécommunications.

SAT, 41, rue Cantagrel, 75624 Paris Cedex 13 (tél. 584.14.14).

Les filtres de fréquence réalisés uniquement à l'aide d'inductances et de condensateurs sont largement utilisés aujourd'hui. La technologie des composants progresse constamment tandis que la méthode de

calcul dite des paramètres d'insertion est de plus en plus employée grâce au développement de l'informatique.

1. INTRODUCTION

Il y a plus de 60 ans déjà, K. W. Wagner [1] en Allemagne et G. A. Campbell [2] aux États-Unis, mettaient au point, indépendamment l'un de l'autre, les premiers filtres composés uniquement d'inductances et de condensateurs : la théorie des filtres LC prenait naissance. Au fil des années, les méthodes de calcul des filtres LC se sont affinées et compliquées : d'abord ils ont été calculés selon la méthode des paramètres-images, puis, plus récemment, selon la méthode des paramètres d'insertion. Cette dernière méthode nécessite de faire des calculs numériques plus ardues que ceux nécessités par la première méthode : aussi son utilisation ne s'est-elle généralisée que depuis que des moyens puissants de calcul numérique ont été couramment mis à la disposition de l'ingénieur.

Par ailleurs, année après année, les technologies de fabrication des inductances et des condensateurs ont été grandement améliorées de sorte que le domaine d'application des filtres LC a été constamment élargi.

C'est pourquoi, de nos jours, les filtres LC, parmi toutes les possibilités offertes au spécialiste, occupent encore la toute première place pour résoudre les problèmes de filtrage qui se posent dans tous les secteurs des télécommunications.

2. DOMAINE D'APPLICATION DES FILTRES LC

Le champ d'application des filtres LC est limité, tant en ce qui concerne la gamme de fréquences que la sélectivité, par les possibilités de réaliser des inductances et des condensateurs qui soient des éléments purement réactifs.

2.1. Inductances

2.1.1. QU'EST-CE QU'UNE INDUCTANCE ?

Une inductance est un dipôle électrique dont l'impédance, purement imaginaire, est proportionnelle à la pulsation, soit : $z = jL\omega$.

En fait, l'inductance qui est réalisée s'éloigne peu ou prou de ce modèle idéal. Elle se trouve entourée, comme le montre la figure 1, d'éléments dits parasites dont on s'efforcera de tenir compte lors de la spécification du filtre.

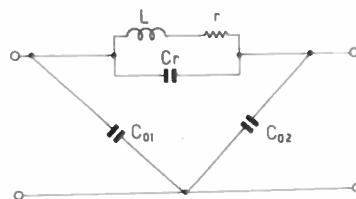


Fig. 1. — Schéma équivalent d'une inductance.

Sur la figure 1, L est l'inductance propre, r représente les pertes (la surtension est donnée par $Q = L\omega/r$), C_r est la capacité répartie et C_{01} et C_{02} sont les capacités de chacune des bornes de l'inductance par rapport à la masse.

2.1.2. COMMENT RÉALISER UNE INDUCTANCE ?

Dans la bande de fréquence de 0 à 20 MHz, la réalisation la plus courante est celle d'inductances en pots de ferrites ou sur tores.

Il existe diverses sortes de matériaux ferrites adaptés à des besoins particuliers (matériau basse fréquence ou haute fréquence, ferrite ayant un coefficient de température défini etc...).

Les pots normalisés se présentent sous la forme de cylindres circulaires formés de deux demi-coquilles à l'intérieur desquelles est inséré le bobinage. Les dimensions des pots normalisés sont (en mm, diamètre $\times$ hauteur) :

9 $\times$ 5	11 $\times$ 7	14 $\times$ 8	18 $\times$ 11	22 $\times$ 13
26 $\times$ 16	30 $\times$ 19	36 $\times$ 22		

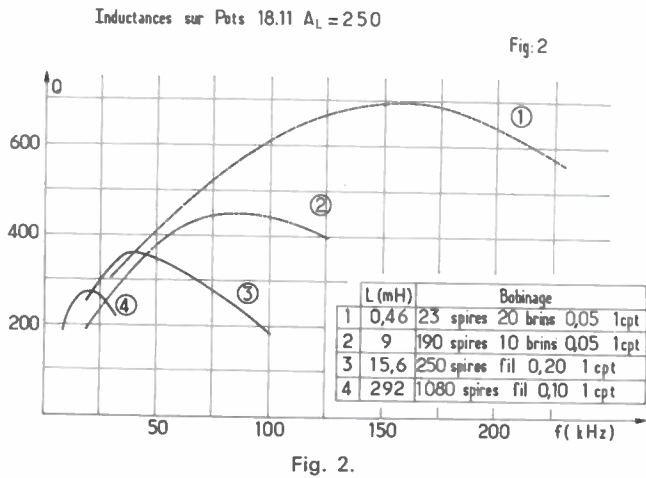
Ces pots sont réalisés avec ou sans entrefer, les entrefers normalisés correspondant aux valeurs suivantes

d'inductances spécifiques (en nH/spire) : 25, 40, 63, 100, 160 et les multiples.

Il existe depuis peu, d'autres pots en ferrites, de forme parallélépipédique, qui, équipés avec une carcasse de bobinage munie de picots, peuvent être directement utilisés sur des circuits imprimés. L'encombrement de ces pots est, en mm, le suivant :

R 4	10	×	10	×	10,5
R 5	12,5	×	12,5	×	10,5
R 6	15	×	15	×	12,5
R 8	20	×	20	×	16,5
R 14	35	×	35	×	28,5

La qualité de l'inductance en pot dépend de la facture du bobinage : le choix du fil (monobrin, multibrins) influe sur la surtension (fig. 2) la façon de disposer le fil à l'intérieur de la carcasse influe sur la capacité répartie.



La stabilité d'une inductance en pot augmente lorsque l'entrefer augmente, c'est-à-dire plus l'inductance spécifique est faible. En fonction de la température, il existe deux types de pots ferrites : ceux qui ont un coefficient de température voisin de zéro (CCTU 06-04 A) et ceux qui ont un coefficient de température défini positif (CCTU 06-08). Lorsque les inductances sont associées à des condensateurs, il faudra choisir le couple inductance-condensateur pour lequel le produit LC est le plus constant possible. En vieillissant, la valeur des inductances décroît suivant la loi :

$$\frac{\Delta L}{L} = DF \times \mu_e \times \log_{10} \frac{t_2}{t_1}$$

où μ_e est la perméabilité effective, DF le facteur de désaccommodation.

Par exemple : un pot 14 × 8 d'inductance spécifique A_L = 160 nH/spire pour lequel DF < − 5.10^{−6}) et μ_e = 100.

Entre 1 et 10 ans la variation d'inductance sera :

$$\frac{\Delta L}{L} < - 5.10^{-4}$$

Aux fréquences supérieures à 20 MHz et jusque vers 150 MHz, on utilise des inductances à air ou des inductances sur mandrin qui sont en fait des solénoïdes.

Des inductances planes affectant la forme de spirales imprimées sur un support peuvent être réalisées : leurs valeurs sont de l'ordre de 50 à 100 nH.

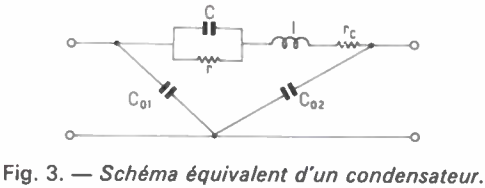
Aux fréquences supérieures à 150 MHz et jusque vers 600 MHz, les filtres peuvent être réalisés à l'aide de résonateurs hélicoïdaux.

2.2. Condensateurs

2.2.1. QU'EST-CE QU'UN CONDENSATEUR ?

Un condensateur est un dipôle électrique dont l'impédance, purement imaginaire, est inversement proportionnelle à la pulsation : $z = 1/jC\omega$.

En fait, la réalisation s'éloigne de ce modèle idéal. Le schéma réel est proche de celui de la figure 3.



où C est la capacité du condensateur

r représente les pertes d'isolement (la surtension est donnée par $Q = 1/Cr\omega$).

r_c représente les pertes des connexions.

l est une inductance due aux armatures.

C₀₁ et C₀₂ sont les capacités de chacune des bornes du condensateur par rapport à la masse.

2.2.2. QUEL CONDENSATEUR UTILISER ?

Il existe plusieurs sortes de condensateurs : nous ne citerons que les principaux :

— Les condensateurs au mica (Normes UTE C 93120 et CCTU 02-01B) sont très stables et possèdent un coefficient de température faible. Leur surtension est excellente. Ils peuvent être utilisés dans les filtres jusqu'à quelques MHz.

— Les condensateurs à film de polystyrène (CCTU 02-11A) ont un coefficient de température négatif, ce qui permet de les accoupler à des inductances possédant un coefficient de température positif du même ordre de grandeur. Leur surtension est suffisante.

— Les condensateurs au polycarbonate métallisé sont surtout utilisés en basse fréquence où des capacités de forte valeur sont recherchées. Leur surtension et leur tenue en température est généralement moins bonne que celle des deux premiers types.

— Aux fréquences élevées, les condensateurs céramiques (Normes UTE 93130-93132-93133 et CCTU 02-02B) sont d'excellente qualité. Il existe divers types selon le coefficient de température.

3. CALCUL DES FILTRES A INDUCTANCES ET CONDENSATEURS

Le calcul des filtres s'effectue en général en deux étapes : la première étape consiste à chercher la fonction

de transmission qui permette de satisfaire les conditions exigées au cahier des charges. La seconde étape a pour but de calculer les valeurs des composants des quadripôles; cette opération est communément appelée synthèse du filtre.

Selon qu'il n'est pas tenu compte des pertes des composants ou selon qu'il en est tenu compte, les principes des calculs à effectuer sont légèrement différents.

En effet la fonction de transmission d'un quadripôle se met toujours sous la forme d'une fraction rationnelle c'est-à-dire sous la forme du rapport de deux polynômes en $p = j\omega$.

$$(1) \quad e^{\Gamma} = g(p)/f(p)$$

Lorsque le quadripôle est purement réactif $f(p)$ est un polynôme soit pair, soit impair, alors que lorsque le quadripôle contient aussi des résistances, $f(p)$ est un polynôme complet.

Dans tous les cas, $g(p)$ est un polynôme de Hurwitz.

L'affaiblissement effectif A_e d'un quadripôle s'écrit alors :

$$(2) \quad e^{2A_e} = \frac{g(p)g(-p)}{f(p)f(-p)}$$

Par ailleurs l'étude des quadripôles montre que la fonction de transmission d'un quadripôle inséré entre deux résistances R_1 et R_2 (fig. 4) s'exprime, en fonction des termes de la matrice de chaîne, par :

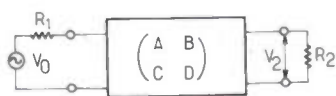


Fig. 4. — Quadripôle.

$$(3) \quad e^{\Gamma} = \frac{V_0 \sqrt{R_2}}{2 V_2 \sqrt{R_1}} = \frac{AR_2 + DR_1 + B + CR_1R_2}{2 \sqrt{R_1R_2}}$$

Lorsque le quadripôle est purement réactif, les termes A et D de la matrice de chaîne sont des fonctions paires en p alors que B et C sont des fonctions impaires.

Cette propriété n'existe pas lorsque le quadripôle comprend des résistances.

3.1. Calcul des filtres LC sans tenir compte des pertes

Lorsque les composants du filtre sont purement réactifs, le calcul peut se mener de la façon suivante : [3], [4], [5], [6] :

La première étape consiste à déterminer une fonction (polynôme ou fraction rationnelle) qui permette de remplir les conditions du gabarit de filtrage. Supposons que ces conditions portent sur l'affaiblissement; alors, soit en puisant dans des familles de fonctions mathématiques connues (par ex. approximation de Chebyshev), soit par un calcul numérique direct, le travail du spécia-

liste consiste à obtenir une expression numérique de l'affaiblissement, par exemple

$$(4) \quad e^{2A} = 1 + \frac{N(\omega^2)}{D(\omega^2)}$$

Cette expression doit être confrontée à celle qui est obtenue à partir de (2), en posant :

$$(5) \quad g(p)g(-p) = f(p)f(-p) + h(p)h(-p) \quad (5)$$

d'où :

$$(6) \quad e^{2A} = 1 + \frac{h(p)h(-p)}{f(p)f(-p)}$$

En identifiant les relations (4) et (6) les polynômes $h(p)$ et $f(p)$ sont alors connus.

La relation (5), en tenant compte du fait que $g(p)$ est un polynôme de Hurwitz, c'est-à-dire un polynôme dont toutes les racines sont dans le demi-plan de gauche du plan complexe des p , permet alors de déterminer $g(p)$.

Les termes A, B, C, D de la matrice de chaîne sont alors calculés à partir des trois polynômes $g(p)$, $f(p)$ et $h(p)$.

En effet, à partir des expressions (3) et (2), on peut écrire :

$$\frac{g(p)g(-p)}{f(p)f(-p)} = \frac{(AR_2 + DR_1)^2 - (B + CR_1R_2)^2}{4 R_1R_2}$$

et, compte tenu de ce que $AD - BC = 1$,

$$\frac{h(p)h(-p)}{f(p)f(-p)} = \frac{(DR_1 - AR_2)^2 - (B - CR_1R_2)^2}{4 R_1R_2}$$

Dès lors en posant :

$$f(p) = \varepsilon_1 f(-p)$$

avec

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &= +1 & \text{si } f(p) \text{ est pair} \\ \varepsilon_1 &= -1 & \text{si } f(p) \text{ est impair} \end{aligned}$$

et, en introduisant un terme ε_2 qui peut lui aussi prendre les valeurs $+1$ ou -1 (il y a toujours au moins deux solutions) :

$$\begin{aligned} \frac{AR_2 + DR_1 + B + CR_1R_2}{2 \sqrt{R_1R_2}} &= \frac{g(p)}{f(p)} \\ \frac{AR_2 + DR_1 - B - CR_1R_2}{2 \sqrt{R_1R_2}} &= \frac{\varepsilon_1 g(-p)}{f(p)} \\ \frac{DR_1 - AR_2 - B + CR_1R_2}{2 \sqrt{R_1R_2}} &= \frac{\varepsilon_2 h(p)}{f(p)} \\ \frac{DR_1 - AR_2 + B - CR_1R_2}{2 \sqrt{R_1R_2}} &= \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2 h(-p)}{f(p)} \end{aligned}$$

Ces quatre relations permettent de déterminer A, B, C, D [3]; d'où les impédances d'accès du quadripôle :

$$z_{ou1} = \frac{A}{C}, \quad z_{cc1} = \frac{B}{D}, \quad z_{ou2} = \frac{D}{C}, \quad z_{cc2} = \frac{B}{A}$$

La seconde étape du calcul du filtre consiste à trouver les valeurs des composants à partir des impédances en

par J. F. GAZIN,

Ingénieur, Chef de service à Thomson
CSF, Division SESCOSEM.

Thomson CSF, Division Sescosem,
50, rue Jean-Pierre Timbaud, 92403
Courbevoie (tél. 788.50.01).



Les filtres actifs qui incorporent dans leur schéma des amplificateurs opérationnels, possèdent des avantages incontestables au niveau du gain, du coefficient de surtension et des impédances d'entrée et de sortie.

De plus, ils se prêtent bien, à l'intégration en technique hybride. Toutefois, s'ils se prêtent bien à l'intégration en technologie hybride, ils présentent cependant des limitations.

1. INTRODUCTION

Les problèmes liés à la conception des filtres actifs sont à présent relativement bien connus et des solutions existent d'ores et déjà pour nombre d'entre eux.

On assiste donc actuellement à un déplacement de ces problèmes vers le niveau de la mise en œuvre, qu'il s'agisse aussi bien de mise en œuvre des éléments actifs avec les avantages et les contraintes qui leur sont propres, que de mise en œuvre des technologies de fabrication. Cet exposé n'a pas ces dernières pour objet : il ne fait cependant aucun doute que des progrès récents, accomplis par exemple dans le domaine de la microélectronique hybride, contribuent pour beaucoup à l'intérêt technico-économique actuel des filtres actifs. La position de fabricant de semi-conducteurs permet par contre de réunir une certaine expérience dans le domaine de l'adaptation aux filtres actifs des composants semi-conducteurs, amplificateurs opérationnels en particulier.

Analyser les problèmes spécifiques posés par l'amplificateur opérationnel utilisé en tant qu'élément actif dans un système de filtrage, décrire les conséquences sur le fonctionnement de quelques structures de synthèse de second ordre prises en exemple et en dégager une méthode générale permettant de définir le composant actif le mieux adapté à la solution d'un problème donné, tels seront les buts de cet exposé.

Les problèmes seront cependant mieux situés après un bref rappel sur les caractéristiques particulières aux filtres actifs.

2. CARACTÉRISTIQUES DES FIBRES ACTIFS

Les avantages sont suffisamment connus pour qu'ils ne soient que rappelés ici :

- Possibilité de gain en tension et/ou en puissance important.
- Possibilité de coefficients de surtension très élevés.

● Disparition de la notion d'impédance caractéristique, donc :

- Plus grande facilité de conception.
- Impédances de sortie faible et (souvent) impédances d'entrée élevées.
- Absence d'inductance, donc :
- Bonne homogénéité dimensionnelle, faible encombrement et,
- Possibilité d'intégration hybride,
- Bilan technico-économique le plus souvent favorable pour des fréquences de fonctionnement inférieures à quelques mégahertz.

Ces avantages s'en réfèrent implicitement aux filtres passifs LC. Il en ira de même pour les inconvénients :

● *Nécessité d'un circuit d'alimentation.* Alors que le filtre passif est caractérisé par un échange d'énergie entre inductances et capacités, le filtre actif nécessite un apport d'énergie pour compenser les atténuations présentées par les réseaux RC [1]. L'amplificateur opérationnel fonctionne en fait en amplificateur de la surtension introduite par les réseaux passifs : « surtension » est ici pris dans le sens très général qu'a le paramètre Q du dénominateur commun à toutes les fonctions de transfert de second ordre (fig. 1).

$$1 + p/q\omega_0 + p^2/\omega_0^2$$

La consommation minimale sur le circuit d'alimentation extérieur ne peut donc se faire qu'en optimisant la consommation de l'élément actif en fonction du niveau d'énergie que celui-ci doit fournir au réseau passif : cette remarque débouche assez naturellement sur la notion d'amplificateur opérationnel « programmable ». Si l'on se rappelle que le maximum d'énergie doit être fourni pour mettre en œuvre les surtensions les plus élevées, on comprendra que la consommation totale d'un filtre actif utilisant de tels amplificateurs est limitée, pour l'essentiel, à celle de sa structure de synthèse qui

$F(p)$	Réseau	ξ	$\xi_{\min}$	ω_0
$\frac{1}{1 + 2 \xi p/\omega_0 + p^2/\omega_0^2}$		$\frac{1}{\sqrt{b}}$	1	$\frac{1}{RC\sqrt{b}}$
		$\frac{1}{\sqrt{b}}$	0	$\frac{1}{RC\sqrt{b}}$
$\frac{1 + p^2/\omega_0^2}{1 + 2 \xi p/\omega_0 + p^2/\omega_0^2}$		$\frac{1}{2[\sqrt{b} + \frac{1}{\sqrt{b}}]}$	1	$\frac{1}{RC\sqrt{b}}$
		Fonction de P	0	$\frac{1}{RC}$

Fig. 1. — Deux exemples de modification de surtension par introduction d'un élément actif.

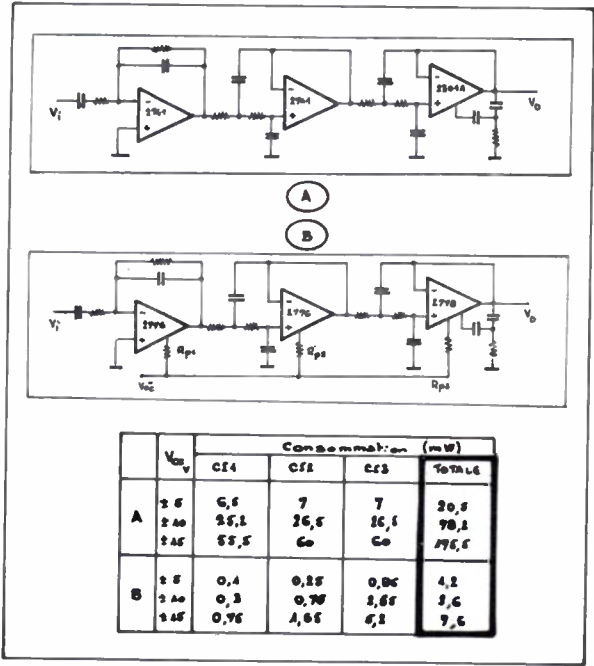


Fig. 2. — Deux exemples de réalisation d'un même filtre de voie téléphonique (transmission MIC).

met en œuvre la surtension la plus élevée. La figure 2 propose ainsi deux exemples de réalisation d'un même filtre de voie téléphonique.

• **Sensibilité.** Il est bien évident que la valeur $\xi = 0$ ($\xi = 1/2 Q$, coefficient d'amortissement) qui constitue une limite dans le cas d'un filtre passif n'est qu'une valeur particulière pour certaines structures de synthèse de filtre actif. Dans ces conditions, une petite variation dans la valeur d'un composant passif peut entraîner un important déplacement des pôles pouvant aller jusqu'à l'oscillation du montage. D'une manière générale la sensibilité des coefficients de surtension et des gains

croît avec les surtensions mises en jeu dans une relation générale la forme :

$$S_R^Q = \frac{dQ}{Q} \cdot \frac{R}{dR} \approx kQ$$

Dans cette relation R symbolise un paramètre quelconque du réseau et K une constante dont la valeur devra être minimale pour garantir une bonne stabilité au montage [5]. Si elle dépend en premier lieu de la structure de synthèse, la sensibilité dépend également de la façon de réaliser celle-ci. Sans que cette affirmation puisse être généralisée, il est exact de considérer que, pour une structure de synthèse donnée, la sensibilité est inversement proportionnelle au nombre d'amplificateurs opérationnels utilisés. Les exemples rassemblés figure 3 précisent cette idée pour deux structures : contre-réaction simple et source contrôlée. Les exemples sont pris avec des filtres passe-bande pour lesquels l'expérience montre qu'il s'agit là du type de filtre nécessitant le plus souvent des surtensions élevées.

- Gammes de fréquences de fonctionnement limitées.
- Excursion du signal de sortie inférieure à celle des filtres actifs.

$F(p)$	Réseau	$S_{C_4}^Q = \frac{dQ}{Q} \cdot \frac{C_4}{dC_4}$
$\frac{p/\omega_0}{1 + p/Q\omega_0 + p^2/\omega_0^2}$		$\frac{Q}{\omega_0 R_3 C_4} - \frac{1}{2}$
		$\frac{Q}{\omega_0 R_3 C_4} (1 - k \frac{R_5}{R_6}) - \frac{1}{2}$

(a)

$f(p)$	Réseau	$S_{C_4}^Q = \frac{dQ}{Q} \cdot \frac{C_4}{dC_4}$
$\frac{p/\omega_0}{1 + p/Q\omega_0 + p^2/\omega_0^2}$		$\frac{1}{2}$
		$\frac{1}{2Q}$

(b)

Fig. 3a. — L'introduction d'un élément actif supplémentaire permet un contrôle et/ou une réduction de la sensibilité.

Ces deux contraintes sont interdépendantes et liées aux caractéristiques dynamiques de l'Amplificateur opérationnel. Leur analyse fera l'objet du paragraphe suivant.

3. LIMITATIONS DYNAMIQUES

3.1. Origines dans l'amplificateur opérationnel

Plusieurs paramètres de l'élément actif concourent à limiter le domaine du fonctionnement en fréquences. Il sera ainsi possible de distinguer :

● *La bande passante en boucle ouverte.* Celle-ci dépend en premier lieu de la fréquence de coupure de certains transistors diffusés qui constituent le circuit intégré (transistors PNP « latéraux »). Les limitations en F_T de ces composants définissent un pôle de coupure ω_2 vers deux mégahertz. Un deuxième pôle de coupure, à fréquence généralement inférieure, ω_1 , est introduit par le second étage : il s'agit d'une coupure par effet Killer (fig. 4). La réponse globale de l'amplificateur opérationnel en boucle ouverte se présente donc comme une fonction de second ordre caractérisée entre autre par un coefficient de surtension Q_{OL} tel que

$$Q_{OL} \approx \sqrt{\omega_1/\omega_2}$$

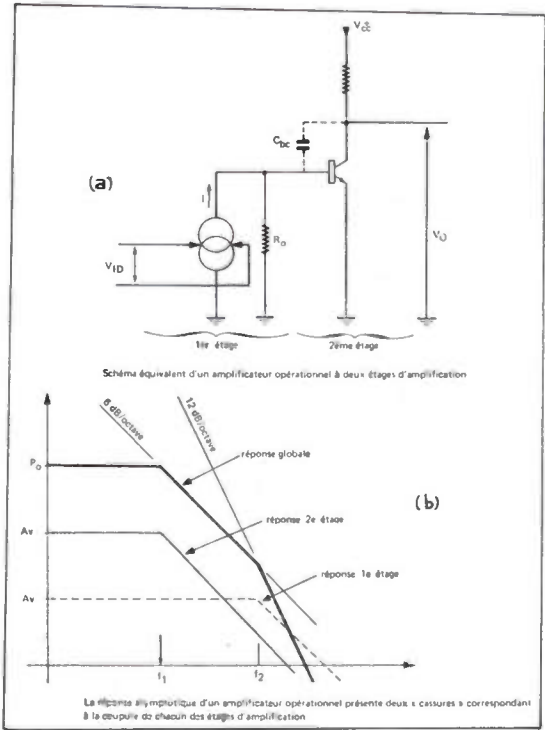


Fig. 4. — a) Schéma équivalent d'un amplificateur opérationnel à deux étages d'amplification et (b) réponse asymptotique de celui-ci.

Le fait de reboucler l'amplificateur opérationnel par un taux de contre-réaction β revient à introduire un effet multiplicateur de surtension et Q_{CL} , coefficient de surtension en boucle fermée prend une valeur d'autant plus élevée que le gain en boucle fermée est faible. En effet :

$$Q_{CL} = Q_{OL} \sqrt{\mu_0 \beta}$$

Pour réduire les erreurs dynamiques dans le montage en boucle fermée (suroscillation de la réponse impulsionnelle ou surtension dans la réponse harmonique), il est nécessaire de contrôler la valeur du coefficient de surtension du réseau passe-bas de second ordre ainsi constitué (fig. 5).

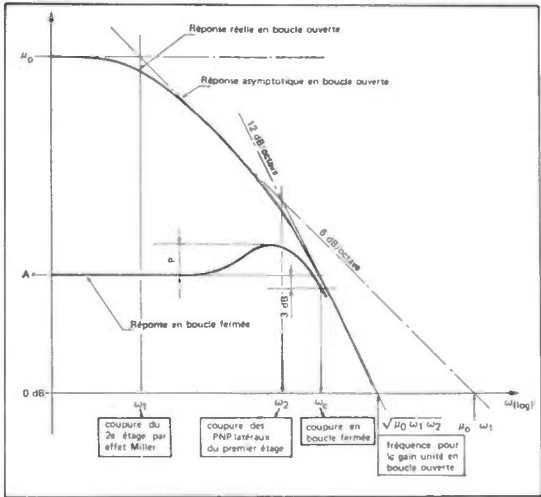


Fig. 5. — Réponse en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel.

μ_0 , β et ω_2 étant définis, la réduction des erreurs dynamiques nécessite de jouer sur Q_{OL} en augmentant, de l'extérieur du circuit, l'effet Miller sur le deuxième étage : le déplacement des pôles qui en résulte, s'il limite les erreurs dynamiques dans les faibles valeurs du gain en boucle fermée, réduit considérablement la bande passante pour des valeurs élevées de celui-ci. Le réseau de compensation en fréquence établit donc un compromis entre la rapidité et la stabilité du circuit bouclé. L'intégration de la capacité de compensation en fréquence (exemple du 2741) oblige à prévoir tous les cas d'utilisation (dont le suiveur de tension pour lequel $Q_{CL} = Q_{OL} \sqrt{\mu_0}$) et, ce faisant, limite considérablement les performances dynamiques du circuit. En tout état de cause, ce type de compensation en fréquence ne sera adapté qu'à quelques structures de synthèse (Sallen et Key par exemple) dans lesquelles les surtensions et les fréquences de fonctionnement seront suffisamment faibles. D'autres méthodes de compensation en fréquence permettront d'améliorer notablement le domaine de fonctionnement en fréquence des filtres actifs [7].

● *Le slew-rate.* Ce phénomène non linéaire correspond à une charge à courant constant des capacités de compensation en fréquence. Il ne se manifeste qu'au delà d'une certaine rapidité de variation (en volt par microseconde) du signal de sortie et se traduit par une distorsion (« triangularisation ») de la sinusoïde observée. Le slew-rate limitera donc l'excursion du signal de sortie du filtre d'autant plus que la fréquence est plus élevée.

Ce paramètre dépend également du réseau de compensation en fréquence.

● *Les bruits.* L'amplificateur opérationnel est caractérisé par divers générateurs de bruit dont les effets sont ramenés à l'entrée. C'est la présence de ces bruits qui

fixe le niveau minimal de la tension exploitable en sortie du filtre et qui conditionne donc également l'excursion de tension. Deux remarques sur ces bruits :

- la valeur quadratique moyenne du signal de bruit est liée à la résistance de source de l'élément actif : celle-ci devra donc être optimisée autant que la structure de synthèse le permet,
- le spectre du bruit généré dépend directement des cellules à surtension les plus élevées. Graphiquement le spectre de bruit se présentera donc comme la fonction dérivée de la courbe de réponse du filtre (fig. 6).

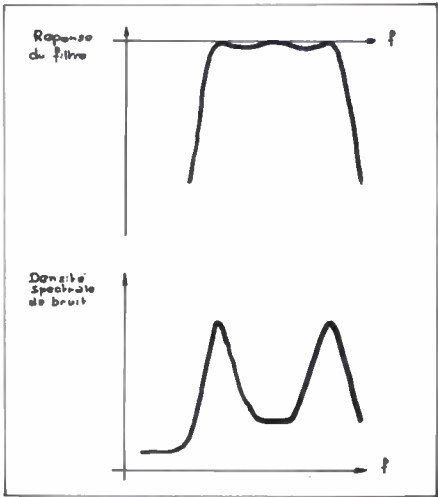


Fig. 6. — La répartition spectrale du bruit dépend de la réponse du filtre.

- La limitation du courant débité en sortie (I_0). La protection de l'étage de sortie contre les courts-circuits nécessite l'utilisation de circuits de limitation en courant. Ceux-ci risquent d'entraîner une distorsion du signal de sortie lors du débit sur de fortes charges capacitives, donc aux plus basses fréquences.
- L'impédance différentielle d'entrée. Celle-ci est liée autant à la structure de l'étage d'entrée qu'au type des composants utilisés à ce niveau (transistors « super gain », FET, etc...). Ce paramètre limite du côté des plus basses fréquences le domaine de fonctionnement en fréquence des filtres actifs (mise en œuvre de résistances dont la valeur n'est plus négligeable devant l'impédance différentielle d'entrée).
- Les tensions d'alimentations.

Elles dépendent essentiellement du V_{CEO} des transistors diffusés (donc de la filière technologique utilisée pour l'élément actif) et constituent la limitation la plus évidente à l'excursion du signal de sortie du côté des signaux à forte amplitude.

3.2. Excursion du signal de sortie

Le tableau suivant résume les observations et les actions correctives possibles pour obtenir une excursion maximale du signal de sortie.

TABEAU I

Niveaux	Origines	Actions correctives possibles
Bas	● Bruit	● Réduire les résistances de source. ● Optimiser le réseau de compensation en fréquence pour éliminer une éventuelle bande de bruit du côté des fréquences élevées.
Haut	● Slew-rate. ● Limitation de r_0 ● Tensions d'ali.	● Agir sur le réseau de compensation en fréquence. ● Modifier la répartition des niveaux de tension dans les cellules élémentaires (permutation de celles-ci par ex.). ● Augmenter n , réduire c . ● Solutions concevables avec association de composants discrets. Complexe. ● Modifier la répartition des niveaux (comme pour le slew-rate).

3.3. Gamme de fréquences de fonctionnement

Comme pour l'excursion du signal en sortie, le tableau suivant rassemble observations et actions correctives possibles pour reculer les limites de fonctionnement en fréquence d'un filtre actif.

TABEAU II

Fréquences	Origines	Actions correctives possibles
Inférieures	● Imp. d'entrée. ● Limitation r_0 .	● Utiliser des circuits à entrées « super β », FET voire Darlington. ● Adapter le réseau autour de l'élément actif (baisser R). ● Augmenter n , réduire c .
Supérieures	● Slew rate et bande passante.	● Agir sur le réseau de compensation en fréquence. ● Modifier la répartition des niveaux et la distribution des cellules élémentaires.

Par le biais de la réponse en fréquence de l'amplificateur opérationnel le domaine d'utilisation reste dépendant de la surtension à mettre en œuvre dans la structure de

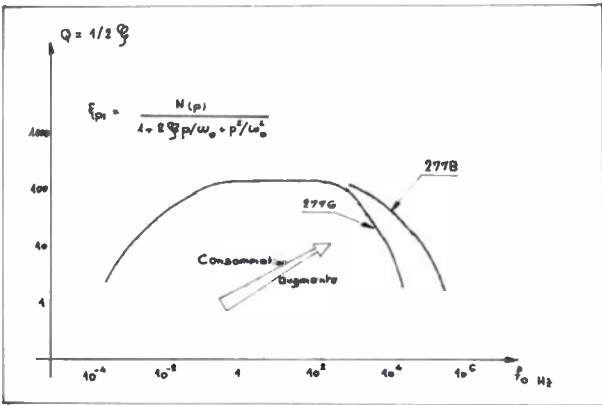


Fig. 7. — Exemple de domaine d'application d'un amplificateur opérationnel pour filtre actif.

synthèse considérée. Bien que les chiffres indiqués n'y aient qu'une valeur relative (il faudrait en toute rigueur faire intervenir une fonction d'erreur et une autre de sensibilité par structure de synthèse) la figure 7 indique le domaine d'utilisation (ξ , ω_0) d'un amplificateur opérationnel « programmable » pris en exemple.

1. APPLICATIONS A QUELQUES STRUCTURES DE SYNTHÈSE

Dans la dernière partie de cet article, l'amplificateur opérationnel sera toujours supposé « compensé en fréquence » c'est-à-dire que sa réponse en fréquence en boucle ouverte peut être décrite par une relation de premier ordre :

$$\mu(p) = \frac{1}{1/\mu_0 + p/\omega_c}$$

Dans cette relation ω_c symbolise la fréquence au gain unité en boucle ouverte (ou le produit gain $\times$ bande)

4.1. Structures du premier ordre à contre-réaction simple

Le comportement de l'intégrateur réel, caractérisé par une fonction de transfert de la forme :

$$F(p) = - \frac{1}{1/\mu_0 + \frac{RZ_i}{R + Z_i} c(1 + 1/\mu_0)p}$$

diffère assez sensiblement de la fonction

$$F(p) = - \frac{1}{RCp}$$

qui caractérise un réseau intégrateur idéal. Une constante de temps parasite θ apparaîtra qui, en introduisant un pôle réel en très basse fréquence risquera de perturber le fonctionnement d'une structure de synthèse utilisant un tel intégrateur (fig. 8).

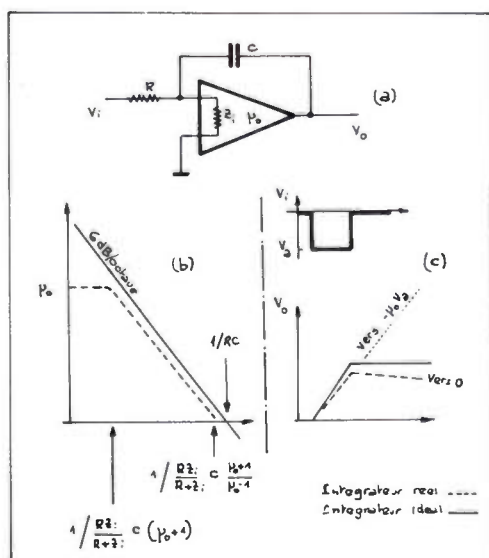


Fig. 8. — L'intégrateur réel (a) : réponse harmonique (b) et réponse à un échelon de tension (c).

Le circuit différentiateur pose un problème un peu différent. On montre en effet que le rebouclage par un taux de contre-réaction :

$$\beta = \frac{1}{1 + RCp}$$

d'un amplificateur opérationnel caractérisé par une pente de coupure à 6 dB par octave introduit une erreur dynamique considérable (fig. 9). Une résistance r de faible valeur, en série avec C , permettra de réduire celle-ci mais, là également, en introduisant un pôle réel dans la réponse en boucle fermée [7].

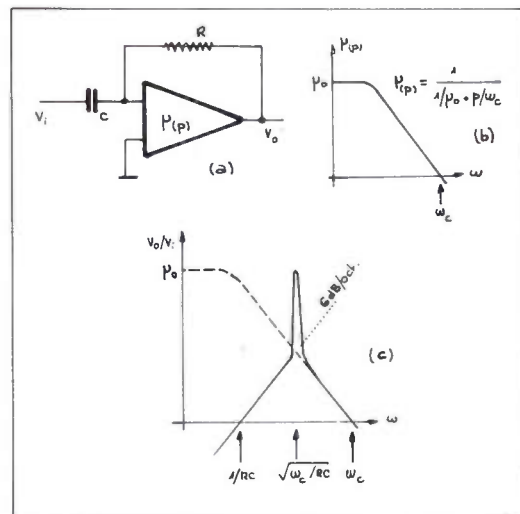


Fig. 9. — Le différentiateur réel (a) : réponse de l'élément actif en boucle ouverte (b) et réponse en boucle fermée (c).

4.2. Structure de second ordre à contre-réaction simple

Comme beaucoup des exemples qui suivront, celui-ci est pris avec un filtre passe-bande (nécessité fréquente de coefficients de surtensions élevées). Le montage, très classique, de la figure 10 est caractérisée par une fonction de transfert générale de la forme :

$$F(p) = A \cdot \frac{\Delta\omega p}{p^2 + \Delta\omega p + \omega_0^2}$$

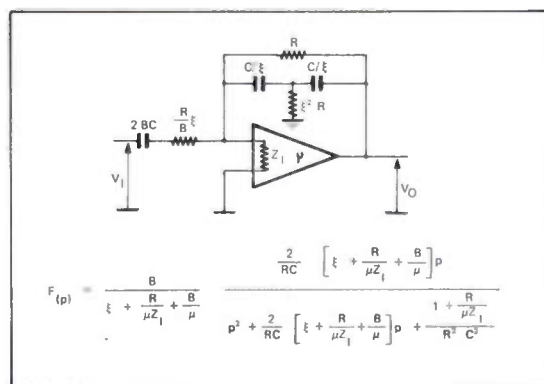


Fig. 10. — Filtre passe-bande à contre-réaction simple.

De la relation de la figure 10, on extrait notamment, après quelques simplifications, une valeur réelle du coefficient de surtension Q_r , en fonction des caractéris-

tiques μ et Z_I de l'amplificateur opérationnel, de la résistance R et du coefficient de surtension théorique Q_{th} qui serait obtenu avec un amplificateur opérationnel idéal ($\mu = \infty$ et $Z_I = \infty$) :

$$Q_r \approx \frac{Q_{th}}{1 + 2Q_{th} \frac{R}{\mu Z_I}}$$

Donc, plus le coefficient de surtension théorique sera important et davantage le Q_r , coefficient de surtension mesuré sur le montage, s'éloignera de cette valeur. A la limite, si la surtension théorique tend vers l'infini, la surtension réelle tend vers une valeur asymptotique telle que :

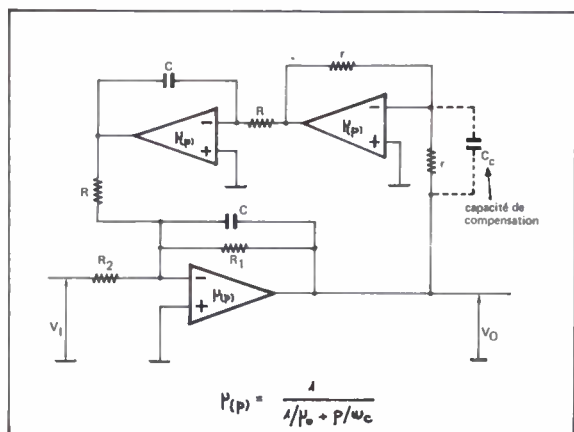
$$\lim_{Q_{th} \rightarrow \infty} Q_r = -\frac{\mu Z_I}{2R}$$

μ symbolise alors le gain en boucle ouverte à la fréquence d'accord. Le coefficient de surtension observé dépend donc d'autant plus des paramètres μ et Z_I que le Q souhaité et la fréquence d'accord du filtre augmentent. De plus, toute évolution de ces paramètres (d'un lot à l'autre, en température, dans le temps, etc...) risque d'affecter directement les performances du filtre ainsi constitué si des précautions ne sont pas prises pour augmenter le gain de boucle.

Cet exemple illustre bien la nécessité d'un amplificateur opérationnel d'autant plus performant que les paramètres Q et/ou ω_0 du filtre actif sont eux-mêmes plus élevés.

4.3. Réseau à variable d'état

Un raisonnement analogue peut être conduit avec le réseau à variable d'état de la figure 11 considéré sur sa sortie passe-bande [4].



1.4. Réseau à contre-réaction multiple (structure de Rauch)

L'incidence des limitations dans l'élément actif pour cette structure de synthèse sera un peu plus marquée que pour les deux structures analysées précédemment mais les ordres de grandeur restent les mêmes. La mise en œuvre de cette structure de synthèse pose le problème particulier du rapport Δ des valeurs de composants nécessaire pour synthétiser un ξ donné. On montre en effet que :

$$\Delta = 1/2 \xi^2$$

Dans une structure d'ordre 2 n'utilisant qu'un seul amplificateur opérationnel. Cette relation risque de poser des problèmes de composants passifs pour les filtres présentant des pentes de coupure rapide. Là également, la multiplication du nombre d'amplificateur opérationnel permet de réduire Δ tout en améliorant la sensibilité (voir fig. 3).

1.5. Réseau à source contrôlée (structure de Sallen and Key)

Sa très grande simplicité et son nombre minimal de composants passifs font de cette structure de synthèse l'une des plus utilisées. La sensibilité élevée qui la caractérise mérite cependant une attention particulière lors de la conception du filtre.

Dans cette structure également, les limitations de bande passante dans l'amplificateur opérationnel se traduisent par une erreur sur les coefficients d'amortissement observés ξ_r :

$$\xi_r < \xi_{th}$$

Cette influence de l'élément actif se fera sentir par une « remontée » de la courbe de réponse observée au voisinage de la fréquence de coupure. La figure 13 détaille

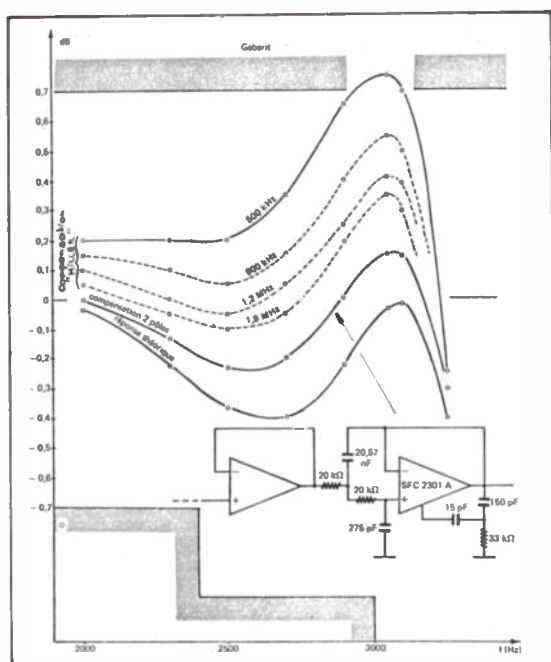


Fig. 13. — Influence de la réponse en fréquence de l'élément actif sur la réponse globale d'un filtre de voie téléphonique.

la coupure d'un filtre de voie téléphonique pour diverses valeurs du produit gain $\times$ bande de l'élément actif dans le cas d'une compensation « Miller » de celui-ci. Ce type de compensation, s'il présente l'avantage de la simplicité, montre très vite ses limites quand on le compare à des réseaux plus complexes.

Par ailleurs, et au contraire de certaines autres structures de synthèse, la source contrôlée est affectée dans ses paramètres essentiels par l'impédance de sortie de la section de second ordre précédente (fig. 14). Il en résulte une augmentation du coefficient d'amortissement et une diminution de la fréquence caractéristique : ce cas est à envisager lors de l'utilisation d'amplificateurs opérationnels à très faible consommation dont l'impédance de sortie (même en contre-réaction totale) est un peu supérieure à celle d'un circuit classique.

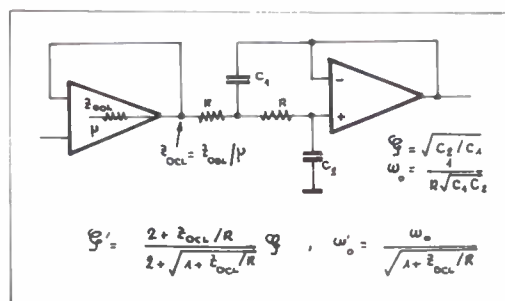


Fig. 14. — Influence de l'impédance de sortie de la structure précédente.

4.6. Le gyrateur

Si R_Y symbolise la résistance de gyration, la matrice impédance du gyrateur réel se présente sous une forme :

$$\begin{cases} V_i = r_{11}\Gamma_i - R_Y\Gamma_0 \\ V_0 = R_Y\Gamma_i + r_{22}\Gamma_0 \end{cases}$$

Ce gyrateur idéal est, par définition, une structure de synthèse dans laquelle :

$$\Gamma_{11} = r_{22} = 0$$

L'annulation de ces deux termes dépend en fait aussi bien de l'appariement des composants passifs contre-réagissant les amplificateurs opérationnels qui constituent le gyrateur, que des limitations dynamiques qui interviennent dans ceux-ci [3].

Si l'on prend l'exemple le plus classique de réalisation d'un gyrateur (un générateur de courant et une résistance négative), un calcul simple permet d'établir le schéma équivalent au montage : celui-ci est représenté figure 15. Plusieurs réseaux parasites apparaissent :

- r_{11} qui ne dépend que des valeurs relatives de R_1 , R_2 , R_3 et R_4 . L'annulation de r_{11} nécessite que :

$$R_1R_3 = R_2R_4$$

- Un réseau série RC en entrée dans lequel la valeur de la capacité dépend de la bande passante de l'amplificateur opérationnel qui constitue la résistance négative.

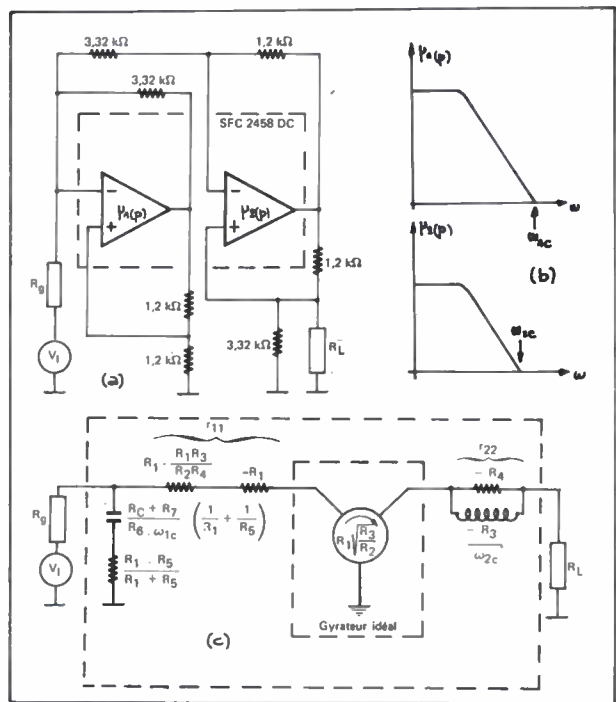


Fig. 15. — Le gyrateur : exemple de réalisation (a), réponses en fréquence des éléments actifs (b) et schéma équivalent résultant (c).

• Un réseau parallèle RL en sortie : c'est la fréquence de coupure au gain unité du convertisseur tension → courant qui additionne la valeur de cette inductance parasite.

La connaissance des éléments parasites résultant des diverses limitations dans l'élément actif permet de prévoir le comportement d'un filtre actif utilisant un gyrateur. L'exemple de la figure 16 propose une réalisation de filtre passe-bande dans lequel l'amplificateur utilisé dans le convertisseur tension → courant est supposé ne pas introduire de limitations. Là également, l'influence des paramètres dynamiques de l'élément actif qui constitue la résistance négative deviennent de première importance au delà d'une dizaine de kilohertz.

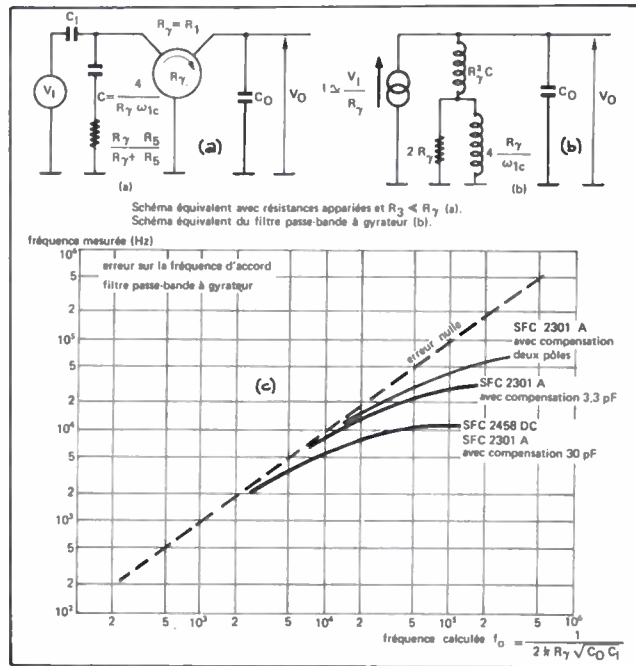


Fig. 16. — Réalisation d'un filtre passe-bande à l'aide d'un gyrateur (a). Schéma équivalent (b) et résultats de mesures (c).

5. CONCLUSION

Cet article n'a présenté que quelques aspects de la mise en œuvre des filtres actifs. En tout état de cause la réalisation industrielle de tels circuits dans des conditions économiques satisfaisantes exige une étroite coopération entre des représentants aussi divers que :

- le concepteur « circuits »,
- l'homme de la CAO,
- le technologue de fabrication,
- le concepteur et le technologue « semi-conducteurs »

La structure bouclée de celui-ci ne favorise pas un dialogue pourtant indispensable à un bon compromis technico-économique (fig. 17) [6].

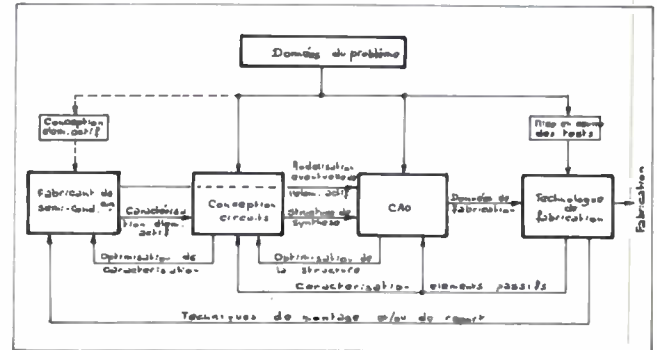


Fig. 17. — Organisation possible des relations devant aboutir à la fabrication d'un filtre actif.

Des résultats encourageants montrent cependant l'établissement de celui-ci ; il n'en reste pas moins qu'un certain nombre d'« itérations » sont encore nécessaires pour faire des filtres actifs une technique aussi achevée que l'est encore celle des filtres passifs.

RÉSUMÉ

Analyser les problèmes spécifiques posés par l'amplificateur opérationnel utilisé en tant qu'élément actif dans un système de filtrage, décrire les conséquences sur le fonctionnement de quelques structures de synthèse de second ordre prises en exemple et en dégager une méthode générale permettant de définir le composant actif le mieux adapté à la solution d'un problème donné, tels sont les buts de cet article.

SUMMARY

Active filters : Implementation
by J.-F. GAZIN (Sescossem).

This paper aims at analysing specific problems arising from the use of op. amp's as active elements in filters, describing consequences on a few second order networks taken as examples and laying down a general method to define the best suited component to solve a given problem.

Bibliographie

La plus grande partie des nombreuses publications parues ces dernières années développe surtout la partie « conception » des filtres actifs. Les quelques titres indiqués traitent également la mise en œuvre de ceux-ci :

- [1] GIRLING F. E. J. et GOOD E. G. — Active filters : a practical approach on feedback amplifier theory. Wireless World août 1969.
- [2] KORN G. A. et T. M. — Electronic analog and hybrid computers, McGraw-Hill.
- [3] PIAN L. D. — Using the gyrator. Electronics, 1968, 10 juin.
- [4] THOMAS L. C. — The biquad; Part 1 : Some practical design considerations; Part 2 : a multipurpose active filtering system. IEEE transactions on circuit theory, 1971, CT 18, n° 3.
- [5] TOBEY G. E., GRAEME J. G. and HUELSMAN L. P. — Operational amplifiers : design and applications. Burr-Brown, McGraw-Hill.
- [6] VULLIEZ J. — Nouvelles technologies et exemples de réalisation. Communication : journée CEGOS-DOTIS, Filtres actifs.
- [7] GAZIN J. F. — Manuels d'applications SESCOSEM Circuits Intégrés Linéaires; Tome 1 : Amplificateurs opérationnels. Tome 3 : Filtres actifs, Editions Radio.

Filtres d'amplitude et de phase spécifiées

FILTRES DE FRÉQUENCE

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 1
pp. 59-63



par Christian J. WELLEKENS,

Ingénieur électricien-mécanicien
(Université de Louvain, Belgique).
Docteur ès Sciences Techniques
(École Polytechnique Fédérale, Lausanne, Suisse). Attaché au Laboratoire de Recherches MBLE.

MBLE, 2, av. Van Becelaere, 1170
Bruxelles, Belgique.

Certains filtres utilisés en transmission de données doivent non seulement avoir une fonction de filtrage

simple, mais également répondre à des spécifications particulières, de phase et de retard de groupe.

1. PRINCIPES DE LA TRANSMISSION DE DONNÉES

Pendant longtemps le rôle du filtrage s'est réduit à éliminer certaines gammes de fréquence du spectre d'un signal. Ce faisant, on modifiait sans scrupule la phase des composantes spectrales conservées puisque ces opérations de filtrage faisaient généralement partie de systèmes dont les caractéristiques de phase n'étaient pas spécifiées par exemple, dans le cas des transmissions de parole. Cependant dès l'apparition des transmissions de données, les exigences sur la phase ou le retard de groupe ont pris de l'importance et font à présent partie des normes internationales du CCITT.

Afin de préciser le rôle de ces exigences, examinons les principes de base qui régissent le développement d'un modem. Considérons un train d'impulsions δ équidistantes de T secondes et de poids quelconques. Transmettre un tel signal sans distorsions exige un canal idéal n'introduisant ni distorsion d'amplitude ni distorsion de phase. Cependant, en pratique, la réponse impulsionnelle du canal est $h(t)$ si bien que la réponse à $\sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \delta(t-kT)$ est $r(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k h(t-kT)$. Mais ce qui importe, c'est de connaître une mesure des a_k en échantillonnant ce signal de sortie, c'est-à-dire à partir des valeurs $r(t_0 + l/T)$ ($-\infty < l < +\infty$).

Or $r(t_0 + l/T)$ sera une mesure de a_l à condition que $h(t_0 + (l-k)T) = 0$ pour tout $k \neq l$ c'est-à-dire à condition que la réponse impulsionnelle du canal soit nulle en tous les instants distants de t_0 d'un multiple de T . Si cette condition n'est pas vérifiée, la mesure d'un a_l sera entachée par celle des autres a_k : il y a interférence entre symboles.

Soit $H(\omega)$ la transformée de Fourier de $h(t)$.

En échantillonnant $h(t + t_0)$ à la fréquence $1/T$, on obtient un signal dont le spectre est

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \exp \left[j \left(\omega - \frac{2\pi k}{T} \right) t_0 \right] H \left(\omega - \frac{2\pi k}{T} \right)$$

Or, par ailleurs, le signal échantillonné doit être $\delta(t)$ de spectre unité. La condition fréquentielle (condition de Nyquist) pour qu'un signal $h(t)$ s'annule en des points équidistants est donc

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \exp \left[j \left(\omega - \frac{2\pi k}{T} \right) t_0 \right] H \left(\omega - \frac{2\pi k}{T} \right) = 1$$

Cette condition est vérifiée, en particulier, par le filtre passe-bas idéal,

$$H(\omega) = \exp(-j\omega t_0) \quad -\frac{\pi}{T} < \omega < \frac{\pi}{T}$$

$$= 0 \quad |\omega| > \frac{\pi}{T}$$

dont la réponse impulsionnelle est $\sin \frac{\pi(t-t_0)}{T} / \frac{\pi(t-t_0)}{T}$.

On peut montrer que la condition est vérifiée par tous les filtres dont la phase est linéaire et dont le module de la transmittance a une symétrie impaire autour de la fréquence de Nyquist $1/2T$, par exemple, les filtres RACOS (Raccord cosinus) (fig. 1).

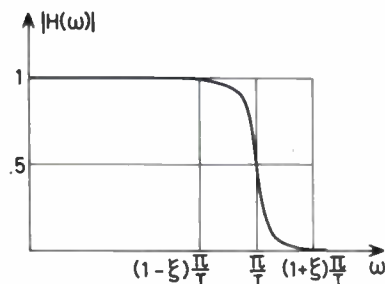


Fig. 1. — Filtre Racos.

$$|H(\omega)| = 1$$

$$= \frac{1}{2} \left(1 - \sin \left(\frac{\omega T - \pi}{2\xi} \right) \right)$$

$$= 0$$

respectivement pour

$$0 < \omega < (1 - \xi) \frac{\pi}{T}$$

$$(1 - \xi) \frac{\pi}{T} < \omega < (1 + \xi) \frac{\pi}{T}$$

$$\omega > (1 + \xi) \frac{\pi}{T}$$

Cependant, parmi ceux-ci, le filtre idéal possède la bande passante la plus étroite.

Ainsi si le canal de transmission est idéal dans l'intervalle $-\omega_c < \omega < \omega_c$, le débit maximal d'impulsions sera $2\omega_c$ et exigera que le spectre de l'impulsion émise soit conforme à celui du filtre idéal de coupure ω_c en amplitude et phase. C'est une des fonctions du modem. Une transmission de plus faible débit s'accommoderait d'une conformation du spectre à celui d'un des filtres cités ci-dessus (RACOS ou autres).

De plus, si l'impulsion émise n'est pas $\delta(t)$ mais un signal $g(t)$ de transformée de Fourier $G(\omega)$, la fonction de transfert du modem devra être prédistordue par $G^{-1}(\omega)$ de façon à envoyer en ligne un signal vérifiant la condition de Nyquist.

En conclusion, la transmittance du filtre du modem devra avoir une phase et un module de forme précisée dans une bande de fréquences.

2. MODEM A 64 KBIT/S

Le schéma de principe d'un modem pour la transmission de données à 64 kbit/s (d'où $T = 1/64$ msec.) dans un groupe primaire téléphonique (60 à 108 kHz) illustre bien ces exigences [1].

Considérons un signal binaire unipolaire (train de 0 et 1). En vue de faciliter la conformation du spectre, on réalise un codage bipolaire d'ordre 4 du signal binaire par le procédé illustré à la figure 2. Comme $x(t)$, le signal $u(t)$ est binaire mais diffère de $x(t)$ par une transformation de code. Le spectre de puissance d'un tel signal est identique à celui de $x(t)$. Par contre le spectre de puissance de $y(t)$ est celui de $u(t)$ multiplié par $4 \sin^2 2\omega T$. En effet, on a

$$y(t) = u(t) - u(t - 4T)$$

$$Y(\omega) = U(\omega)(1 - e^{-j4\omega T}) = e^{-j2\omega T} 2j \sin 2\omega T U(\omega)$$

et le module $|Y/U|$ est $2|\sin 2\omega T|$.

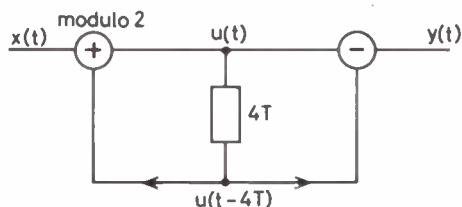


Fig. 2. — Codeur bipolaire d'ordre 4.

Cette opération consiste à découper le train binaire en blocs de 4 bits dénommés A, B, C, D, à modifier la séquence des bits de nom A de la façon suivante :

$$0 \rightarrow 0$$

$$1 \rightarrow \pm 1 \text{ alternativement,}$$

à réaliser cette même opération sur les bits B, C et D.

On obtient donc un code pseudo-ternaire $(\pm 1, 0)$. C'est ce signal qui constitue l'entrée du modem. Le spectre d'un bit isolé doit être conforme de façon à

obtenir une faible interférence entre symboles. A cet effet, un filtre RACOS est utilisé, c'est un filtre à symétrie impaire autour de la fréquence de Nyquist $\frac{1}{2T} = 32$ kHz.

Un filtre non-récurif à phase rigoureusement linéaire résoud facilement ce problème. La fréquence d'échantillonnage choisie est $\frac{2}{T} = 128$ kHz de sorte que le

signal d'entrée est échantillonné deux fois sur la largeur d'un bit : un bit sur deux sera remplacé par 0. Le signal de sortie de ce filtre non-récurif est un signal en créneaux (train d'impulsions de largeur $T/2$ distantes de $T/2$) dont l'enveloppe constitue la réponse impulsionnelle présentant des zéros équidistants de T secondes. Le spectre de ce signal est de période $\frac{2}{T}$. Il est modulé par

$\sin(\omega T/4)/(\omega T/4)$ à cause de la largeur $T/2$ des impulsions de sortie. Un filtre transversal peut remplir le même rôle que ce filtre non-récurif. Les lobes harmoniques du spectre conforme sont ensuite éliminés par un filtre passe-bas élémentaire à phase linéaire. La déformation due à $\frac{\sin(\omega T/4)}{(\omega T/4)}$ peut être compensée par ce passe-bas. Le spectre cumulé du codeur, du filtre non-récurif et du passe-bas est représenté à la figure 3.

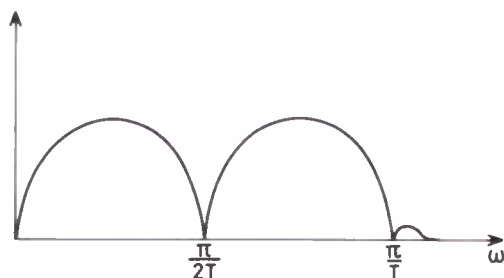


Fig. 3. — Spectre cumulé avant modulation.

Le signal est ensuite modulé en BLU par une porteuse à 100 kHz. L'élimination des produits de modulation est réalisée par un passe-bande à phase linéaire. En pratique, on tolère une distorsion de phase dans le passe-bas qui est compensée dans ce passe-bande. Le procédé décrit n'est pas utilisé en pratique car le problème du filtrage rendrait l'ensemble trop coûteux. Dans une méthode techniquement plus valable [2], on divise le train à 64 kbit/s en 2 trains à 32 kbit/s. On traite ensuite séparément et en quadrature ces 2 trains d'une façon semblable à celle décrite précédemment :

- codage bipolaire d'ordre 2 et non 4,
- conformation par filtre non-récurif de coupure 16 kHz avec échantillonnage à 64 kHz,
- modulation BLU à 84 kHz, les porteuses des 2 canaux étant en quadrature,
- sommation des deux canaux.

Les filtres à réaliser ainsi ont des exigences de filtrage beaucoup moins sévères.

Le seul filtre analogique à exigences d'affaiblissement et de phase est le passe-bande de sortie dont les spécifications sont données par la figure 4. La procédure utilisée dans cette réalisation est encore classique : un filtre

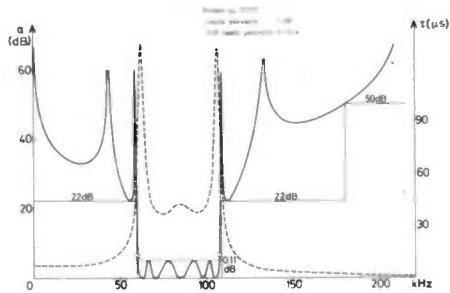


Fig. 4. — Exigences, affaiblissement et retard du filtre passe-bande.

d'affaiblissement de degré 12 suivi d'une cellule passe-tout (fig. 5). La cellule passe-tout possède deux modes propres mais la réalisation réciproque est de degré 4. L'ensemble est donc de degré 16. Le problème de l'approximation simultanée de l'affaiblissement et de la phase est de trouver un filtre réciproque de degré inférieur à 16 respectant les mêmes exigences.

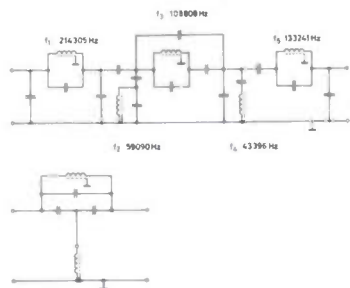


Fig. 5. — Filtre passe-bande et égaliseur du retard.

3. APPROXIMATION SIMULTANÉE. NORME DE TAYLOR

Lorsque des exigences simultanées sont imposées, il est indispensable d'accepter d'approximer à l'aide de transmittances à phase non-minimale, c'est-à-dire pouvant posséder des zéros dans le 1/2 plan droit.

L'affaiblissement et la phase des filtres à phase minimale sont liés par des relations de Bayard-Bode et ce lien constitue une contrainte pour l'approximation. Les égaliseurs passe-tout introduisent d'ailleurs des zéros de transmission dans le 1/2 plan droit.

A tout problème d'approximation correspond une norme; dans notre cas, on pourrait songer à minimiser le module de la différence entre l'objectif connu comme fonction à valeurs complexes et la transmittance. Cependant plusieurs raisons s'opposent à ce choix :

- 1° en bande atténuée, seul le module de la fonction-objectif est imposé,
- 2° les spécifications sont données séparément en affaiblissement et phase sans lien entre elles; introduire artificiellement un lien est une contrainte supplémentaire,
- 3° la caractérisation de l'erreur sur laquelle se basent les algorithmes n'est pas connue pour une norme complexe,
- 4° généralement on impose le retard de groupe au lieu de la phase et ce retard n'est imposé qu'à une constante près.

Dès lors, on adopte de préférence des normes séparées pour l'affaiblissement α et la phase φ ou le retard τ .

Considérons d'abord l'approximation simultanée au sens de Taylor. Elle conduit souvent à des développements analytiques approfondis et permet de se faire une première idée de la complexité d'un problème traité suivant des normes minimax.

Soit une transmittance $H(p) = f(p)/g(p)$ où $f(p)$ et $g(p)$ sont des polynômes de degré 2μ et ν respectivement et le polynôme f est pair. La fraction rationnelle possède $\mu + \nu + 1$ degrés de liberté que nous déterminerons de façon à approximer un filtre passe-bas à retard constant que nous normaliserons à l'unité. Imposer un retard unité et un affaiblissement nul à l'origine revient à fixer 2 degrés de liberté. Les $\mu + \nu - 1$ degrés restants peuvent être utilisés à créer des contacts d'ordre supérieur soit pour α soit pour τ . Le maximum de conditions pour α est $\nu - 1$, les μ paramètres restants sont utilisés pour améliorer le retard. Inversement, au maximum, $\nu - 1$ conditions peuvent être vérifiées par τ , les μ paramètres restants étant utilisés pour l'accroissement de l'ordre du contact de l'affaiblissement à l'origine. Entre ces deux cas limites, une famille de filtres existe qui vérifie $\mu + \gamma - 1$ conditions sur α et $\nu - \gamma$ conditions sur τ , avec $1 \leq \gamma \leq \nu - \mu$. Le cas $\mu = 0$ a été étudié par Golay [3]. Si $\gamma = 1$, le polynôme $g(p)$ est le dénominateur d'un filtre de Bessel et le numérateur a été déterminé par Allemandou [4]; une généralisation de sa méthode [5, 6] conduit à une forme analytique pour tout $\gamma < \frac{1}{3} (2\nu - \mu + 4)$. On a

$$f(p) = (-1)^\mu \left(\frac{p}{2}\right)^{2\mu} \frac{\Gamma(\gamma)}{\Gamma(\mu + \gamma)} \frac{\Gamma(\nu - \mu - \gamma + 3/2)}{\Gamma(\nu - \gamma + 3/2)} {}_3F_0\left(-\mu, \gamma, \nu - \mu - \gamma + 3/2; \frac{4}{p^2}\right)$$
$$g(p) = \sum_{j=0}^{\nu-1} \frac{\Gamma(\gamma)}{\Gamma(\gamma - j)} \frac{\Gamma(\nu + 1/2 - j)}{\Gamma(\nu + 3/2 - \gamma)} \frac{\Gamma(\mu + 1)}{\Gamma(\mu + \gamma)} \frac{\Gamma(\mu - \nu + j + \gamma + 3/2)}{\Gamma(\mu - \nu + \gamma + 3/2)} \frac{1}{j!} B_{n-j}(p)$$

avec

$$B_n(p) = \frac{\Gamma(n+1)}{\Gamma(2n+1)} (2p)^n {}_2F_0(-n, n+1; -1/2 p)$$

et

$${}_pF_q(a_1, \dots, a_p; b_1, \dots, b_q; x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\prod_{i=1}^p (a_i)_k}{\prod_{i=1}^q (b_i)_k} \frac{x^k}{k!}$$

avec

$$(a)_k = \Gamma(a + k)/\Gamma(a).$$

Si $\gamma \leq \frac{1}{3} (2\nu + 4 - \mu)$ une expression analytique n'a pas pu être trouvée, la détermination de la transmittance requerrant un traitement non-linéaire. Les solutions peuvent être multiples. Le cas $\gamma = \nu$ et $\mu = 0$ correspond au filtre de Butterworth qui, parmi plusieurs solutions, est la seule stable. En général, la stabilité de ces filtres est vérifiée a posteriori. Dans le cas $\mu = 0$,

Golay a montré que, à partir du degré 5, les seuls filtres stables correspondent aux cas $\gamma = 1, 2, v$. Cette restriction sévère est affaiblie si μ augmente; en effet pour $\mu = 0$, les filtres ne peuvent se libérer de la contrainte des relations de Bayard-Bode qu'en devenant instables.

La sélectivité des approximations décrites provient de la seule présence de pôles d'affaiblissement à l'infini.

Numériquement (à l'aide d'un algorithme de Remez), il est facile de déterminer la transmittance de degré $(2\mu, v)$ comportant $\mu_1 \leq \mu$ zéros de transmission sur l'axe $j\omega$ (pôles d'affaiblissement finis) servant à améliorer la réjection en bande atténuée [6].

Il paraît utile de comparer toutes les réalisations possibles pour un même degré $(2\mu, v)$, c'est-à-dire pour tout γ et μ_1 tels que $1 \leq \gamma \leq v - \mu$ et $0 \leq \mu_1 \leq \mu$, ainsi que les différents filtres à retard égalisé possibles. Une telle comparaison pour un degré (4, 5) fournit les résultats reportés aux figures 6 à 11. Les affaiblissements et retards représentés sont ceux de filtres dont la réjection en bande atténuée ($\omega \geq 1$ rad/sec) est partout supérieure à 40 dB. Les courbes notées EQ correspondent à des filtres à phase minimale dont le retard a été égalisé par un passe-tout réciproque respectivement de degré 4 (fig. 6 et 7) et 2 (fig. 8 et 9). Les courbes EQ (fig. 10 et 11) correspondent à un filtre à phase minimale de degré (4, 5).

Les figures 10 et 11 représentent le comportement de filtres à phase minimale puisque tous les zéros de transmission sont situés sur l'axe $j\omega$. Les cas $\gamma = 3, 4$ et 5 conduisent à des solutions instables. L'affaiblissement pour $\gamma = 2$ prend une valeur inacceptable de près de -15 dB. Ceci montre suffisamment l'importance des zéros de transmissions complexes pour l'approximation simultanée.

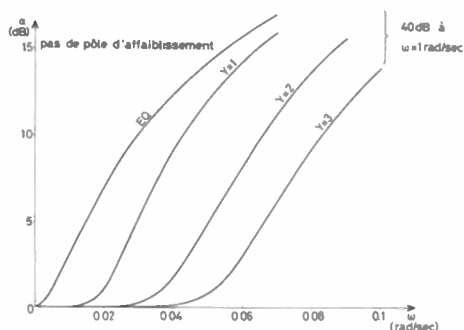


Fig. 6. — Affaiblissement de filtres de degré (4, 5) sans pôle d'affaiblissement. Norme de Taylor.

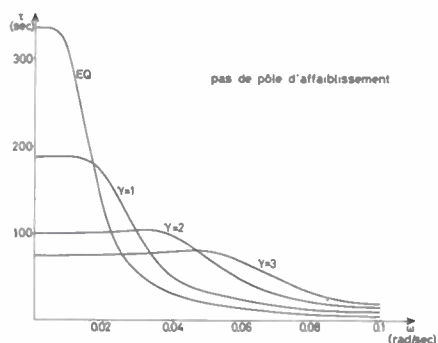


Fig. 7. — Retard de filtres de degré (4, 5) sans pôle d'affaiblissement. Norme de Taylor.

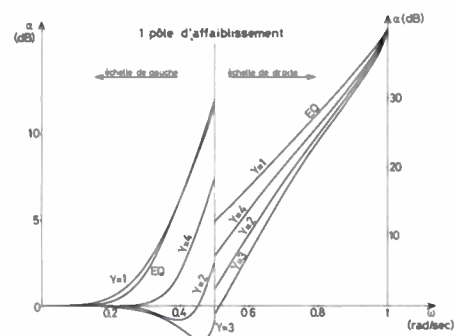


Fig. 8. — Affaiblissement de filtres de degré (4, 5) à 1 pôle d'affaiblissement. Norme de Taylor.

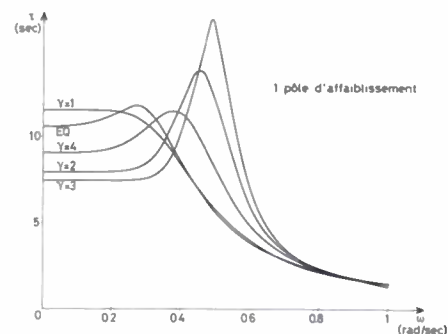


Fig. 9. — Retard de filtres de degré (4, 5) à 1 pôle d'affaiblissement. Norme de Taylor.

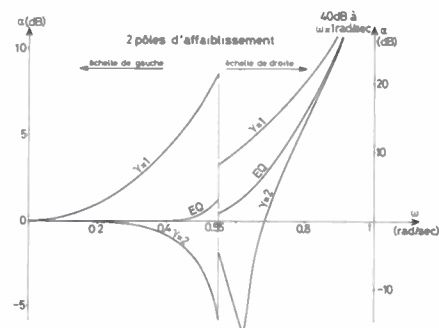


Fig. 10. — Affaiblissement de filtres de degré (4, 5) à 2 pôles d'affaiblissement. Norme de Taylor.

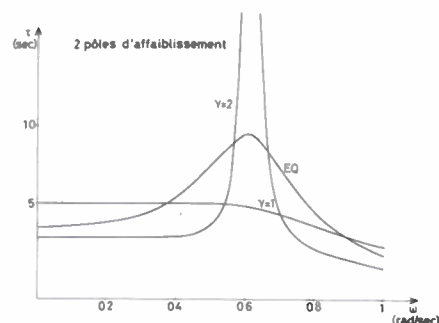


Fig. 11. — Retard de filtres de degré (4, 5) à 2 pôles d'affaiblissement. Norme de Taylor.

Le filtre possédant un pôle d'affaiblissement et de paramètre $\gamma = 4$ (fig. 8 et 9) montre clairement les avantages d'un traitement global vis-à-vis de la méthode classique d'égalisation du retard. Les cas $\gamma = 2$ et 3 font apparaître des gains inacceptables.

L'avantage de la méthode globale apparaît également si la transmittance n'a pas de pôles d'affaiblissement (fig. 6 et 7).

4. APPROXIMATION SIMULTANÉE. NORME DE TCHEBYCHEFF

L'obtention d'une solution analytique dans le cas de l'approximation suivant une norme de Tchebycheff est peu probable. Ainsi une solution au problème est tentée par voie numérique et en tenant compte globalement des exigences d'affaiblissement et de phase ainsi que de la réjection en bande atténuée. La première idée est d'appliquer à la norme de Tchebycheff la méthode d'Allemandou, à savoir choisir comme dénominateur un polynôme d'Abele [7] engendrant un retard approximant l'unité au sens de Tchebycheff (extrema de l'erreur égaux et alternés) et ensuite, à l'aide d'un algorithme de Remez, déterminer le numérateur pair tel que l'affaiblissement à la fois en bande passante et en bande atténuée satisfasse aux exigences. Mathématiquement [5], il faut déterminer $F(x)$ tel que

$$\epsilon(x) = W(x) (K(x) - F(x))$$

soit une erreur à maxima égaux et alternés.

Dans cette expression, on a posé $x = \omega^2$,

$$\begin{aligned} K(x) &= (1 + \exp(-A_p(x)))g/2 & x \in [0, \omega_c^2] \\ &= 0 & x \in [\omega_c^2, \omega_f^2] \\ W(x) &= [(1 - \exp(-A_b(x)))g/2]^{-1} & x \in [0, \omega_c^2] \\ &= |g|^{-1} & x \in [\omega_c^2, \omega_f^2] \\ &= \exp(A_b(x))|g|^{-1} & x \in [\omega_f^2, \omega_s^2] \end{aligned}$$

où $|g|$ est le module du polynôme d'Abele sur l'axe imaginaire, $A_p(x)$ la borne supérieure de l'affaiblissement toléré en bande passante $[0, \omega_c]$ et $A_b(x)$ la borne inférieure de l'affaiblissement exigé en bande atténuée $[\omega_s, \omega_f]$ limitée à une pulsation ω_f très élevée pour des raisons algorithmiques.

Cette même solution a été proposée par Kwan et Bach [8] mais traitée de façon différente. Elle donne lieu à des solutions de degré trop élevé par rapport aux exigences. Ceci est dû à une caractérisation mal choisie du retard. En effet, on observe, pour les approximations au sens de Taylor ainsi que pour les filtres classiques à retard égalisé, que l'obtention d'une sélectivité élevée entraîne un dépassement important du retard moyen aux environs de la fréquence de coupure. Aussi une caractérisation du retard différente de celle d'Abele a été proposée [5, 9]. Elle est illustrée à la figure 12. Celle-ci laisse indéterminés certains paramètres de $g(p)$ qui sont choisis de façon à faciliter l'approximation de l'affaiblissement.

La figure 13 montre l'affaiblissement et le retard d'un filtre de degré (8, 10) réalisé en utilisant cette technique.

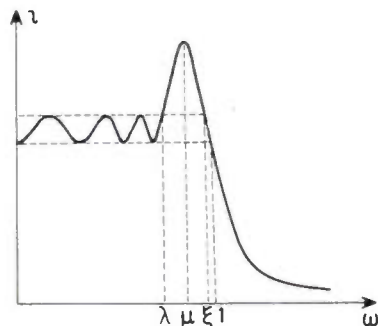


Fig. 12. — Caractérisation du retard.

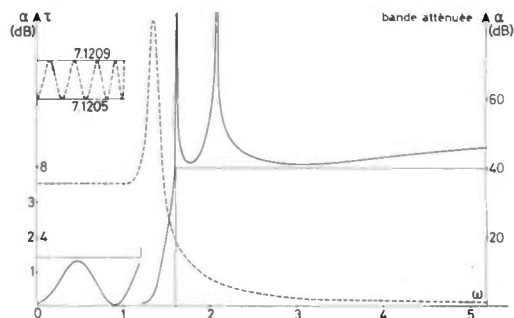


Fig. 13. — Filtre de degré (8, 10). Norme de Tchebycheff.

Les exigences d'affaiblissement sont :

$$\begin{aligned} \text{en bande passante } 0 \leq \omega \leq 1.2 & \quad \alpha < 1.4 \text{ dB} \\ \text{en bande atténuée } \omega \geq 1.6 & \quad \alpha > 40 \text{ dB} \end{aligned}$$

Le retard doit être constant pour $0 \leq \omega \leq 1$.

Un agrandissement montre l'erreur sur le retard dans l'intervalle $0 \leq \omega \leq 1$. En bande passante, l'affaiblissement a l'allure de celui d'un filtre de Tchebycheff de degré 3. Le filtre possède deux pôles d'affaiblissement et un quadruplet de zéros de transmission complexes.

Remerciements

Cet article est le texte d'une conférence présentée à la *Journée d'Etudes sur les Filtrés de Fréquence* organisée à Paris le 21 mai 1975, par la SEE dont je remercie les organisateurs et particulièrement P. Amstutz, ingénieur en chef au CNET.

Je tiens à remercier également mes collègues M. Christiaens et J. M. Fripiat des Bureaux d'Études de la MBLE pour les discussions intéressantes concernant le modem 64 kbit/s décrit dans cet article.

RÉSUMÉ

Pour illustrer les principes de la transmission des données, on décrit la réalisation d'un modem à 64 kbits. Ainsi, l'importance de l'approximation simultanée du déphasage et de l'affaiblissement est mise en évidence. On décrit des solutions à ce problème d'approximation utilisant les normes de Taylor et de Tchebycheff.

SUMMARY

Filters having prescribed attenuation and phase
by C. J. WELLEKENS (MBLE).

To illustrate the principle of data transmission, the realization of a 64 kbit-modem is discussed, which puts into evidence the importance of the simultaneous approximation of phase and attenuation. Taylor and Chebyshev solutions of this approximation problem are described.

Bibliographie

- [1] FRIPIAT J. M. — Modem à large bande pour la transmission de données à 64 kbit/s dans un groupe primaire de système téléphonique à courants porteurs. Compte rendu des *Journées Internationales d'Etude sur la Transmission des Données*, Liège, 17-18 Juin 1974.
- [2] FRIPIAT J. M. — Synchronous modems for data transmission on a group band circuit. *Philips Telecom. Review*, 1975, 32, n° 2.
- [3] GOLAY M. J. E. — Polynomials of transfer functions with poles only satisfying conditions at the origin. *IRE Trans. Circuit Theory*, 1960, CT-7, 224-229.
- [4] ALLEMANDOU P. — Low-pass filters approximating — in modulus and phase — the exponential function. *IEEE Trans. Circuit Theory*, 1966, CT-15, 298-301.
- [5] WELLEKENS C. J. — La conception des filtres approximant simultanément des exigences d'affaiblissement et de phase. *Thèse de Doctorat*, n° 189, École polytechnique fédérale de Lausanne (Suisse), 1974.
- [6] WELLEKENS C. J. — Simultaneous flat approximations of the ideal low-pass attenuation and delay for recursive digital, distributed and lumped filters, (à paraître).
- [7] ABEL T. A. — Übertragungsfaktoren mit Tschebyscheffscher Approximation konstanten Gruppenlaufzeit. *Archiv der Elek. Übertragung*, 1962, Bd 16, Heft 1, 9-18.
- [8] KWAN R. K. and BACH G. G. — Simultaneous approximation in filter design. *IEEE Trans. Circuit Theory*, 1969, CT-16, 117-121.
- [9] WELLEKENS C. J. — Simultaneous Approximation of the Attenuation and Group Delay of Reciprocal lossless Networks. *Proc. 1974 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, San Francisco (USA), 1974.

Acline, programme de mise au point assistée par ordinateur des réseaux linéaires, en mode conversationnel

CAO

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 1
pp. 64-71



par C. VIDALLON,

Chargé de Recherches au CNRS.

Laboratoire de Génie Électrique de
l'Université Paul Sabatier, 2, rue
Camichel, 31071 Toulouse.

Les méthodes de conception assistée par ordinateur présentent un grand intérêt pour le calcul des circuits électroniques car elles permettent de connaître l'influence de certains paramètres. Le programme décrit dans cet

article a été spécialement mis au point pour le calcul des circuits linéaires et présente l'avantage d'être conversationnel.

1. INTRODUCTION

L'application des concepts et des méthodes de la conception assistée par ordinateur (CAO) à l'étude exhaustive des circuits électroniques linéaires a été essentiellement vue à travers des programmes particulièrement réalisés pour le non linéaire et donc traitant aussi le linéaire [8, 9]. On peut observer dans ces conditions un certain nombre de difficultés dues au fait que malgré les apparences les deux fonctions doivent être séparées et traitées différemment.

En effet les points suivants sont à prendre en compte :

- possibilité d'introduire des grandeurs complexes pouvant se présenter sous deux formes (cartésienne ou polaire),
- nécessité de couvrir le domaine des hyperfréquences,
- grande diversité des problèmes linéaire et en particulier nécessité de couvrir la totalité des résultats standards (gains, réflexion, etc...) soit plus d'une vingtaine de cas,
- analyse transitoire par transformée de Fourier ou de Laplace (ceci est dû en particulier à la difficulté d'introduire les structures réparties avec d'autres méthodes),
- identité avec le non linéaire concernant les problèmes de résolution de système d'équations linéaires, et en particulier concernant le temps de calcul.

Ceci est valable quel que soit le mode d'exploitation mais par ailleurs et d'une manière générale le travail en mode interactif impose des servitudes particulières, entr'autres celle d'éviter la perte d'information au cours du déroulement de l'étude. La nécessité de répéter un volume important d'information est également toujours très mal acceptée par l'utilisateur et elle représente par

conséquent une source d'erreur qui devra être réduite au maximum.

Le programme ACLINE répond à l'ensemble des exigences ci-dessus et sous sa version actuelle il autorise une analyse fréquentielle et transitoire, un calcul de sensibilités et il permet d'effectuer « confortablement » des travaux d'optimisation « pas à pas ».

Nous allons en décrire les parties essentielles dans les sections qui vont suivre et qui sont respectivement consacrées :

- au langage (II),
- à la méthode d'analyse (III),
- aux possibilités de description (IV),
- à l'optimisation pas à pas (V),
- aux exemples d'utilisation (VI).

2. LE LANGAGE

Le langage est pour tout programme de CAO un point qui doit être très soigneusement étudié, car c'est avec lui que l'utilisateur est en permanence confronté, le reste pouvant être relativement transparent en particulier l'aspect « méthode d'analyse », s'il est bien réalisé.

Le langage doit donc offrir à l'utilisateur le maximum de possibilités et en principe couvrir « le problème le plus général » dans le domaine d'application proposé. De plus il doit autant que possible ne pas heurter les habitudes traditionnelles « hors CAO » des utilisateurs mais au contraire les calquer. Ceci concerne en particulier l'aspect expérimental de la mise au point, dont le programme CAO doit être complémentaire.

Compte tenu de tout cela et de ce qui a été dit concer-

nant la perte d'information nous avons introduit dans le programme ACLINE un langage présentant les possibilités suivantes :

- une structure de l'instruction élémentaire basée sur l'utilisation de *mots clés* et comportant une syntaxe très souple,
- le stockage de l'information décrite (données) *en cours de travail*,
- une structure d'analyse sous la forme Résultat-Variable-Paramètres (fonction RVP) très clairement apparente,
- un procédé général relativement simple de localisation de tout argument décrit en vue de son choix comme variable, paramètre ou élément du calcul de sensibilité,
- un langage de « préoptimisation » permettant de modifier à vue et de façon cumulative les éléments d'un réseau (optimisation pas à pas).

2.1. L'instruction élémentaire

Celle-ci peut être une instruction contrôlée ou une instruction de contrôle (commande), sans aucune exception à cette règle. En effet, comme on le verra par la suite, les exceptions poseraient des problèmes de localisation très difficile à résoudre (section II.4). Cela impose bien entendu une classification assez rigoureuse des données, qui n'est pas toujours possible, ce qui nous a amenés à introduire une commande « divers » (MISCELLANEOUS), que nous considérons comme fondamentale, et dont la nécessité a mis longtemps à s'imposer.

2.1.1. Le mot clé

Le mot clé est significatif dans ses quatre premiers caractères, les autres étant ignorés. La langue de base est l'anglais dans la version standard, mais la structure du programme comprend un dictionnaire de mots clés (150 environ) qui peut aisément être adapté à toute autre langue.

2.1.2. La commande ou contrôle

La commande est dans la version décrite constituée par un *mot clé réservé*, ce qui n'impose pas l'utilisation d'un caractère spécial en tête de l'instruction. Un deuxième mot clé (RESET) peut être ajouté à l'instruction de commande si on désire réinitialiser la description concernée ou annuler une description précédente. On écrira par exemple :

NETW RESET

avant de décrire un réseau et :

NETW

avant d'ajouter ou de supprimer de l'information à un réseau.

L'option RESET a également pour rôle de supprimer la fonction représentée par la commande dans l'ensemble du problème traité. Par exemple, pour supprimer avant exécution un calcul de sensibilité précédemment demandé, on écrira :

SENS RESET

2.1.3. L'instruction contrôlée

L'instruction élémentaire contrôlée est constituée d'un certain nombre de zones d'information de type entier, réel ou alphanumérique.

Dans ACLINE c'est la structure même de la zone qui détermine le type de celle-ci et non pas le séparateur qui la précède ou qui la suit. Les séparateurs de zone sont :

blanc, = / ().

Ils sont tous équivalents du « point de vue de l'ordinateur » et peuvent être accumulés en quantité quelconque. Du point de vue de l'utilisateur, par contre il peut être intéressant de « clarifier » l'organisation d'une instruction pour qu'elle puisse être confortablement relue. Dans ce but, il choisira un jeu de séparateurs convenables. Il va de soi que nous proposons dans la notice d'utilisation du programme une notation de base que l'utilisateur débutant aura toujours intérêt à utiliser. Cependant, l'expérience montre que, en particulier en mode conversationnel, tous les utilisateurs entraînés évoluent vers une utilisation généralisée du blanc qui demeure le séparateur par excellence, en dépit des règles le concernant dans la plupart des langages de programmation. Par exemple, dans la notation de base on convient d'écrire entre parenthèses les « n° de branches » parce qu'ils sont à la fois importants et facultatifs, on écrira donc (fig. 1) :

2,1 RESI = 50. (1)

mais aussi et plus aisément :

2 1 RESI 50. 1.

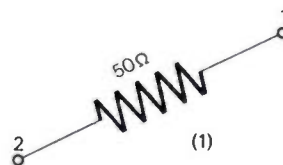


Fig. 1. — Exemple d'élément à décrire.

Il existe également des possibilités de permutation entre zones de types différents, mais qui ont moins d'intérêt, la notation de base étant optimisée par rapport à l'ensemble du langage. On retiendra seulement qu'en cas d'oubli on peut souvent ajouter l'information omise, par exemple on peut écrire :

2,1 RESI (1) = 50.

2.2. Le stockage « à chaud » de l'information décrite

Tous les systèmes de travail en temps partagé disposent d'un moyen technique permettant de créer indépendamment de tout programme d'application des fichiers de données. Ce mode d'utilisation n'est absolument pas adapté au mode interactif de travail, qui sous-entend que l'on ne sait pas à priori de façon absolue la forme de l'information à décrire puisque celle-ci dépend de l'évolution de l'étude entreprise. Il contraint l'utilisateur

à des séquences du type accès au système de fichier-sortie du système de fichieraccès au programme-sortie du programme accès au système de fichier, etc... d'une très grande lourdeur.

Au contraire de cela une procédure incluse dans le programme permet à l'utilisateur d'ouvrir en début de session un certain nombre d'options qui impliquent le stockage automatique de toute information décrite. L'utilisateur peut ainsi consacrer toute son attention à l'exécution du travail avec la possibilité de faire des retours en arrière en cas de besoin.

Les instructions correspondant à cette fonction (commande DATALIB) assurent les options suivantes :

- définition d'un nom de code pour la séquence de travail à stocker ou à reprendre,
- listage éventuel des noms de codes correspondant aux différents travaux antérieurement stockés, ou des contenus de ces travaux,
- insertion ou effacement d'une ligne dans l'information dépendant d'un nom de code.

2.3. La fonction RVP

La trilogie résultat-variable-paramètre est un des fondements de toute approche expérimentale ou mathématique d'un problème scientifique. Nous avons considéré qu'elle doit être très apparente dans le langage et donc trois commandes sont associées à cette fonction : RESULT, VARIABLE, PARAMETER.

Bien entendu, pour être pleinement efficace le langage doit également utiliser un procédé exhaustif de désignation de tout élément physique décrit (localisation).

A la commande RESULT sont associées des instructions permettant de demander le calcul de la plupart des fonctions usuelles caractérisant les performances d'un réseau électrique (une vingtaine d'options).

A la commande VARI ou PARA sont associés quatre modes de variations (linéaire, logarithmique, aléatoire, factoriel), et la procédure de localisation permet de coupler les éléments physiques que l'on désire faire varier simultanément.

2.4. La localisation

En association avec des commandes essentielles du langage (RVP, sensibilité, optimisation, statistique, etc...) la procédure de localisation doit permettre de sélectionner, individuellement ou par groupe, tout élément ou ensemble d'éléments.

Pour cela on se réfère à l'organisation globale du langage. Un élément physique (longueur de ligne, capacité, fréquence, etc...) est décrit dans une instruction élémentaire. Cette instruction reçoit un ou plusieurs numéros de références qui serviront de repères. Par ailleurs, cette instruction nécessite un ou plusieurs arguments. Par exemple, pour une ligne on donnera

dans l'ordre : la longueur, l'impédance caractéristique et les pertes. Une séquence complète de localisation comprendra donc :

- l'indication de la commande sous le contrôle de laquelle sont décrits les éléments concernés,
- le rang de l'argument dans les instructions élémentaires,
- la catégorie qui concerne les instructions élémentaires,
- le n° de référence dans cette catégorie.

La notion de catégorie a besoin d'être précisée.

On classe dans une même catégorie des instructions élémentaires ayant une parenté étroite. Par exemple, tous les éléments de réseau qui génèrent des branches sont classés dans la catégorie « branch ». Les éléments d'une même catégorie doivent recevoir des numéros de références différents. Cette notion de catégorie qui peut ne pas paraître essentielle a l'avantage d'imposer à l'utilisation un élément de classification supplémentaire qui peut beaucoup l'aider dans son travail. En l'absence de « parenté » entre éléments (commande MISC par exemple) la catégorie se réduit à une instruction et le numéro de référence devient inutile (exemple : la fréquence).

L'information représentant la séquence complète de localisation peut être cumulée sur une instruction ou au contraire répartie sur plusieurs. Nous avons préféré la deuxième méthode qui est moins lourde quand on doit décrire plusieurs localisations en séquence. Par exemple une « ligne » est décrite « par l'intermédiaire de la séquence suivante (fig. 2) ».

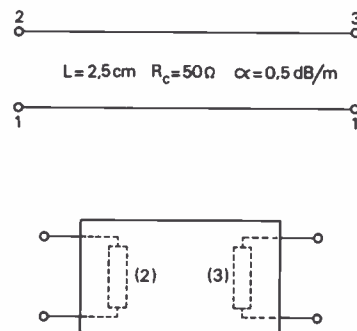


Fig. 2. — Ligne et sa représentation effective au moment de l'analyse.

NETW

2,1 3,1 LINE 2.5E-2 50. 0.4 (2,3)

On désire faire varier l'impédance caractéristique de cette ligne. On écrira :

VARI RESET

ZONE NETW BRAN

ARGU 2

REFER (2,3)

etc...

3. LES MÉTHODES D'ANALYSE

L'analyse fréquentielle est effectuée par une méthode dérivée de la méthode des mailles et adaptée à la résolu-

tion numérique. L'analyse transitoire (linéaire) nécessite le calcul d'une réponse fréquentielle à laquelle on applique une méthode de calcul du régime temporel par la transformée de Laplace, méthode qui est due à F. Durbin du CEA-DAM [1].

3.1. Analyse fréquentielle

La méthode que nous avons choisie pour l'analyse est la méthode des mailles. Celle-ci, bien que relativement peu utilisée dans les programmes de CAO présente quelques propriétés très intéressantes :

- 1) Elle correspond à un nombre réduit de variables indépendantes.
- 2) Elle permet d'introduire très simplement les couplages entre branches.

Ce deuxième point se généralise facilement au cas des « boîtes noires » qui sont directement introduites dans le calcul à partir de leur matrice impédance. Cette propriété s'applique aussi directement à tous les éléments hyperfréquence traditionnels (lignes, stubs, lignes couplées, circulateurs, etc...). Elle s'applique également mais après une transformation matricielle aux éléments définis à partir des paramètres S.

3.1.1. RAPPEL DES ÉQUATIONS

Le premier pas consiste à déterminer une matrice d'incidence η reliant les mailles aux branches au moyen d'une étude topologique du réseau.

On considère ensuite les matrices colonnes suivantes :

- U_B tensions de branche,
- I_B courants de branche,
- E_B sources de tension de branche,
- F_B sources de courant de branche.

Compte tenu de la convention de signe qui est représentée sur la figure 3 il existe la relation :

$$U_B = E_B - Z_B(I_B - F_B) \quad (1)$$

Dans la relation (1) Z_B est la matrice d'impédances de branches, qui tient compte des impédances propres (termes ii) et des impédances mutuelles (termes ij). On peut tout de suite remarquer que Z_B sera le plus souvent une matrice quasidiagonale.

Si E_M et I_M sont les matrices colonnes définissant les sources de tension et les courants de mailles il existe la relation :

$$E_M = Z_M I_M \quad (2)$$

Dans la relation (2) Z_M est la matrice d'impédances de mailles qui est reliée à Z_B par la relation :

$$Z_M = \eta Z_B \tilde{\eta} \quad (3)$$

dans laquelle $\tilde{\eta}$ désigne la transposée de la matrice η .

De même les quantités E_M et I_M sont reliées aux paramètres de branche par les relations :

$$E_M = (E_B + Z_B F_B) \quad (4)$$

$$I_B = \tilde{\eta} I_M \quad (5)$$

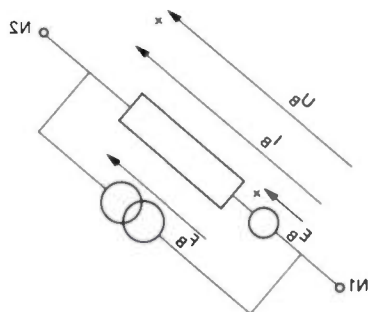


Fig. 3. — Convention de signes.

L'ensemble des relations (1) à (5) constitue l'ossature de la méthode des mailles pour des réseaux passifs, ou actifs définis par des résistances négatives.

3.1.2. INTRODUCTION DES SOURCES LIÉES

Nous avons utilisé un certain temps avec succès une méthode originale [2] permettant de déterminer les valeurs à l'équilibre des sources liées et de les introduire ensuite comme des sources fixes. Nous préférons actuellement les introduire en tant qu'impédances de transfert dans la matrice Z_B .

Nous avons les relations suivantes, la branche i contenant la source liée :

- type μ (VCCS) $Z_{ij} = -\mu Z_{ji}$,
- type β (CCCS) $Z_{ij} = \beta Z_{ii}$,
- type g_m (VCCS) $Z_{ij} = -g_m Z_{ii} Z_{jj}$,
- type r_m (CCVS) $Z_{ij} = r_m$,

relations qui sont valables bien entendu si les μ , β , g_m , r_m sont des quantités réelles ou complexes.

3.1.3. ANALYSE TOPOLOGIQUE

L'analyse topologique doit être conduite de façon à minimiser le temps de calcul pour cela on montre que la matrice Z_M du système à résoudre est d'autant plus creuse que les mailles générées ont moins d'éléments en commun (termes Z_{Mij} , $i \neq j$).

Le problème général est difficile à traiter ou correspondrait à un temps de calcul trop long ce qui impose l'utilisation de moyens « tendant à minimiser le nombre d'éléments dans Z_M . W. T. Weeks et autres [3] proposent une solution intéressante que nous avons perfectionnée. Il s'agit d'attribuer à chaque élément un poids égal à la somme du nombre d'éléments qui sont connectés à chaque extrémité. Les éléments sont classés par ordre de poids décroissants et ensuite introduits dans l'arbre à partir de ce classement. On obtient ainsi un arbre « bien conditionné » qui définit des branches dans l'arbre et des cordes (hors de l'arbre). Le bon conditionnement de l'arbre impose que celui-ci soit le plus « fourchu » possible et à partir des cordes on génère des mailles (appelées aussi boucles ou circuits). La méthode traditionnelle consiste à prendre successivement chaque corde en considération et à trouver dans l'arbre un chemin qui permette d'aller d'une extrémité à l'autre. On minimise ainsi le « risque » de couplage entre boucles, et les algorithmes associés à cette procédure sont simples et

rapides. On peut cependant aller plus loin encore si on se rappelle qu'en définitive il s'agit de construire un système de m équations indépendantes (m étant le nombre de mailles). En partant des cordes sélectionnées comme précédemment et en cherchant des boucles non plus dans l'arbre mais *dans l'ensemble du réseau* on augmente encore la probabilité de raccourcir la longueur de celles-ci. Le cas le plus courant est celui de deux cordes en parallèle. Il est dommage de se priver de la possibilité (fig. 4) de pouvoir générer une maille constituée de ces deux éléments en parallèle, en limitant le chemin à l'arbre. Il y aura des conflits à résoudre évidemment (identité de deux équations), une solution étant de conserver l'une d'elles et de remplacer l'autre par le chemin limité à l'arbre.

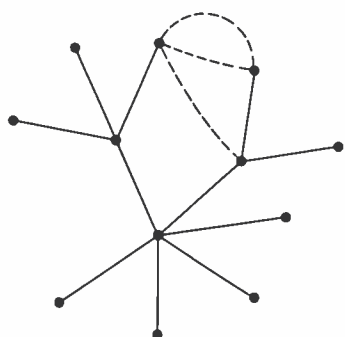


Fig. 4. — Exemple d'arbre.

L'analyse topologique permet ainsi d'obtenir une matrice liant les mailles aux branches et la relation (3) permet de calculer Z_M . Cette relation appliquée directement est extrêmement coûteuse en temps de calcul compte tenu de l'ordre élevé des matrices η et Z_F .

On peut gagner du temps en tenant compte de la structure quasidiagonale de Z_B mais ce n'est pas suffisant. L'idéal consiste à ne faire que les opérations strictement utiles et pour cela il faut mémoriser leur enchaînement. On est ainsi amené à remplacer la relation (3) par une relation du type

$$Z_M = T_Z Z_B$$

T_Z étant un « opérateur algorithmique » défini à partir du théorème suivant :

- le terme Z_{ii} est l'impédance totale de la maille i ,
- le terme Z_{ij} est l'impédance (ou la somme des impédances) commune (s) à la maille i et à la maille j avec le signe + si les courants des mailles i et j (conventionnels) sont dans le même sens et le signe — dans le cas contraire.

L'opérateur T_Z est essentiellement associé à un tableau des opérations à effectuer qui a la structure indiquée figure 5.

La relation (5) permet de remonter du courant de mailles aux courants de branches. En pratique tous les courants de branches n'ont généralement pas le même intérêt dans le problème analysé et on évite de les calculer inutilement. On peut aller plus loin encore en remarquant que, si les branches intéressantes appa-

raissent dans la topologie en tant que cordes, elles définissent le courant de maille et la maille correspondante et donc que dans ce cas

$$IB_i = IM_j$$

On aura donc intérêt à constituer T_Z de façon à éviter l'utilisation de la relation (5).

D'autre part, en classant convenablement les mailles, on évitera également le calcul des courants de mailles inintéressants.

4	K_1	J_1
+	I_1^1	L_1^1
—	I_2^1	L_2^1
—	I_3^1	L_3^1
3	K_2	J_2
+	I_1^2	L_1^2
—	I_2^2	L_2^2
etc...		

Fig. 5. — Tableau représentant l'opérateur algorithmique T_Z .

3.2. Analyse transitoire

La méthode utilisée est décrite en détail dans l'article de F. Durbin [1]. Partant des travaux de Dubner et Abate [4], Durbin développe un algorithme donnant des résultats beaucoup plus rigoureux et beaucoup plus stables. Il a montré que les séries en « sinus » et en « cosinus », qui prises séparément donnent des résultats comparables peuvent être combinées de façon à diminuer l'erreur. Les avantages de cette procédure modifiée sont doubles :

— l'erreur limite sur la fonction du temps inverse devient indépendante du temps, au lieu de croître exponentiellement,

— de plus, les séries trigonométriques en fonction de la fréquence sont valables sur toute la période de ces séries, au lieu du quart de la période.

On peut montrer ainsi que l'erreur limite peut être rendue arbitrairement petite et qu'il est possible d'obtenir de bons résultats, même dans des cas très difficiles.

4. ÉLÉMENTS POUVANT ÊTRE DÉCRITS

Les éléments pouvant être décrits dans le programme ACLINE sont les suivants :

- résistances, self, capacités,
- impédances,
- mutuelles,
- sources de courant, de tension, sources contrôlées (4 types),
- lignes, stubs,
- lignes couplées (symétriques et dissymétriques),
- boîtes noires (transistors, circulateurs, etc...).

Les éléments hyperfréquences sont très aisément introduits dans la matrice Z_B puisque on connaît des expressions analytiques de leurs matrices en paramètres Z ou en paramètres S . Comme on vient de le voir les paramètres Z sont directement implantés dans la matrice, les paramètres S doivent être transformés au moyen de la relation :

$$Z = z_c(1 + S)(1 - S)^{-1}$$

(valable uniquement dans le cas où z_c impédance caractéristique, est la même dans tous les accès).

Des difficultés peuvent apparaître lorsque $(1 - S)$ est singulière mais dans le cas où les paramètres S résultent de mesures on peut considérer ceci comme tout à fait improbable.

Les boîtes noires sont décrites matriciellement au moyen des paramètres S , Y ou Z , provenant soit de mesures, soit d'un calcul préalable (option sous-réseau).

5. L'OPTIMISATION PAS A PAS

Un certain nombre d'instructions permettent d'utiliser le calcul des sensibilités pour faire « à vue » des modifications tendant à faire évoluer favorablement les performances du réseau analysé. Ce procédé peut paraître assez grossier, comparé aux méthodes automatisées d'optimisation, mais il a néanmoins plusieurs avantages [6].

En effet, un procédé d'optimisation automatique permet ou ne permet pas de trouver une performance convenable. Dans le cas négatif, le problème se pose de modifier la structure proposée en vue d'une nouvelle analyse. L'ingénieur ou le technicien qui doit prendre cette responsabilité risque d'être par suite d'une intégration insuffisante du problème, extrêmement gêné pour décider dans un sens ou dans un autre. Il n'a en effet et sauf exception pas pu connaître les difficultés rencontrées par le module d'optimisation, et qui pourtant seraient des indices précieux.

On connaît par ailleurs les servitudes mais aussi l'efficacité des méthodes expérimentales traditionnelles du type générateur-maquette-oscilloscope. Il est donc intéressant de fournir à l'utilisateur des conditions de travail qui soient une simulation aussi proche que possible de la méthode expérimentale, dont il est sensé avoir une grande habitude. Si nous réservons le terme d'optimisation à la procédure automatisée, nous appellerons celle-ci « préoptimisation ». Les opérations à effectuer sont les suivantes :

- 1) définir un certain nombre de grandeurs physiques pour lesquelles on va demander un calcul de sensibilité (localisations),
- 2) faire le calcul, stocker et faire imprimer la formule de localisation de chaque élément avec les valeurs des sensibilités qui lui correspondent,
- 3) faire appel à la commande de préoptimisation,
- 4) choisir parmi les valeurs du résultat demandé,

celles qui paraissent les plus significatives. Celles-ci peuvent être des extrêmes par exemple,

5) chercher par interpolation linéaire à déterminer un ensemble d'altérations des grandeurs sensibles faisant évoluer favorablement la performance,

6) en cas de succès de l'opération précédente, répercuter les altérations (fictives) en modifications dans les données du problème analysé.

7) reprendre en 2) et continuer jusqu'à obtention de la performance désirée.

Le point 5) est évidemment le pivot du succès de l'opération et on doit mettre à la disposition de l'utilisateur des moyens adaptés à cette opération.

En premier lieu il s'agit de consulter des listes de sensibilités et de choisir ainsi les éléments qu'il conviendra de modifier. La présentation traditionnelle en tableaux de valeurs a l'inconvénient d'être très longue à éditer et aussi celui de permettre difficilement des comparaisons. Un tracé de courbe assez précis serait très favorable mais il est difficile à mettre en œuvre dans la plupart des centres de calcul que nous connaissons. Nous avons donc préféré un procédé graphico-numérique (fig. 7b) qui donne une présentation standard s'éditant en six lignes. Ce procédé qui permet de grouper en une seule page (60 lignes) environ une dizaine de tableaux, s'est avéré extrêmement efficace. Il permet à un utilisateur « moyen » de manipuler 15 à 20 paramètres, sans grandes difficultés.

La figure 7b montre une séquence du langage et les résultats obtenus. L'utilisateur indique le % d'altération et reçoit une réponse immédiate indiquant le résultat qui peut être espéré, par extrapolation linéaire à partir du dernier calcul de sensibilités. En cas d'altérations successives c'est le pourcentage total qui est imprimé.

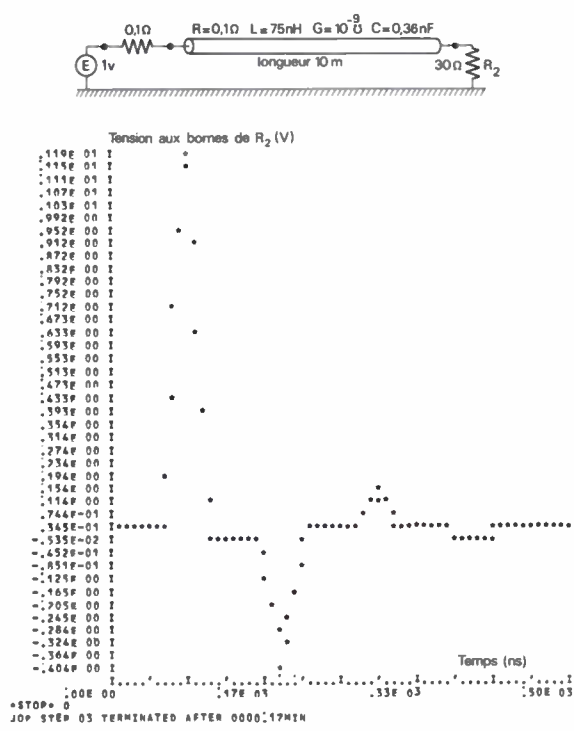


Fig. 6. — Exemple d'analyse transitoire.

L'instruction MODIF entraîne l'exécution du point 6), à partir des altérations cumulées qui ont été mémorisées.

On peut aisément conclure de ce procédé pas à pas qu'il permet à l'utilisateur du programme d'acquérir une connaissance de son problème très proche de celle obtenue par expérimentation directe.

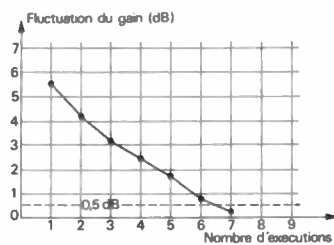
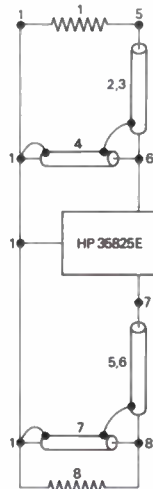
6. EXEMPLES D'UTILISATION

Nous donnerons deux exemples d'utilisation, l'un en régime transitoire, l'autre en analyse fréquentielle.

6.1. Régime transitoire

Le réseau de la figure 6 permet la mise en évidence des réflexions successives d'une impulsion triangulaire dans une ligne complètement désadaptée. La réponse est obtenue pour une durée de 500 ns.

```
1
INTRODUCTION OF DATA
*****
?PREF
?DATA1B RESE1
?NEW FILE
?NEW NAME AMPLI UENH0
?STORE
-----
?NETW RESE1
? 51 RES1 50. 1
? 51 61 LINE 0.025 25. 0.5 2 3
?61 1 STUB SHOR1 0.025 50. 0.5
?61 1 STUB SHOR1 0.025 25. 50. 0.5 4
?2 PRT1 HP35825E 61 71
?71 1 81 LINE 0.025 50. 0.5 5 6
?81 1 STUB SHOR1 0.025 50. 0.5 7
?81 RES1 50. 8
?RESULT RESE1
?TRANSDUCER GAIN 1 8
?VARIABLE RESE1
?ZONE MISC FREQ
?MODE LINEAR
?VALUES IE9 2E9 0.5E8
?SENS RESE1
?LEVEL 0.001
?ZONE NETW BRAN
?ARGU 1
?REFE 2 3
?REFE 4
?REFE 5 6
?REFE 7
?ARGU 2
?REFE 2 3
?REFE 4
?REFE 5 6
?REFE 7
?DATA1B
?CL RESE
?EXEC
```



(a)

6.2. Analyse fréquentielle et utilisation conversationnelle

Cet exemple simple permet de mettre en évidence les possibilités de l'optimisation pas à pas.

Le réseau est constitué d'un transistor UHF dont les paramètres S ont été mesurés et mis en bibliothèque avec le nom de code HP35825E. Le résultat souhaité est un gain de transfert ayant une fluctuation inférieure à 0,5 dB dans la bande 1 à 2 GHz. On agira pour cela sur la longueur et la résistance caractéristique des lignes et stubs qui ont au départ une longueur arbitrairement

fixée à $\lambda/8$ pour la fréquence centrale et une résistance caractéristique de 50 Ω .

La partie de la description sous la commande SENS concerne les paramètres pour lesquels on a demandé un calcul de sensibilités. Les arguments de description des lignes et des stubs sont dans l'ordre la longueur, la résistance caractéristique et les pertes (arguments 1, 2 et 3).

A chaque ordre REFE correspondra un calcul de sensibilité. Ceci peut être constaté sur la figure 7b qui donne en plus de la présentation graphique des sensibilités un rappel de la formule de localisation permettant une identification de ces résultats.

Après chaque exécution on fait appel à la commande PREOPT suivant le processus décrit dans la section V. Ce procédé a permis d'obtenir le résultat cherché en

```
AMPL NETW BRAN I 111122222222211
ARGU: 1 REFE: 2 I 703792578877630626
3 0 0 0 0 0 I -----0--
0 0 0 0 0 0 I 51
0 0 0 0 0 0 I 1

AMPL NETW BRAN I 11111111111
ARGU: 1 REFE: 4 I 147902343332210997
0 0 0 0 0 0 I -----0--
0 0 0 0 0 0 I 061
0 0 0 0 0 0 I 1

AMPL NETW BRAN I 2211
ARGU: 1 REFE: 5 I 617393
6 0 0 0 0 0 I -----0--
0 0 0 0 0 0 I 272581467890000
0 0 0 0 0 0 I 1112222223333

AMPL NETW BRAN I 2211
ARGU: 1 REFE: 7 I 927272
0 0 0 0 0 0 I -----0--
0 0 0 0 0 0 I 1468009876531
0 0 0 0 0 0 I 11

AMPL NETW BRAN I 3
ARGU: 2 REFE: 2 I 3
3 0 0 0 0 0 I -----0--
0 0 0 0 0 0 I 3715815700111086284
0 0 0 0 0 0 I 11122233333322211

AMPL NETW BRAN I 135678888777655433
ARGU: 2 REFE: 4 I 135678888777655433
0 0 0 0 0 0 I -----0--
0 0 0 0 0 0 I 951
0 0 0 0 0 0 I 1

AMPL NETW BRAN I 1111111222
ARGU: 2 REFE: 5 I 24690235679012
6 0 0 0 0 0 I -----0--
0 0 0 0 0 0 I 344321
0 0 0 0 0 0 I 1

AMPL NETW BRAN I 211
ARGU: 2 REFE: 7 I 483951
0 0 0 0 0 0 I -----0--
0 0 0 0 0 0 I 134566544321
0 0 0 0 0 0 I 1
```

```
1
INTRODUCTION OF DATA
*****
?PREOPT
?SELE 1 21
?ZONE NETW BRAN
?ALTER 1 5 6 -30.
-----TOTAL%=-30.0
1 21
.1383E 02 .9998E 01
?ALTER 2 5 6 40.
-----TOTAL%= 40.0
1 21
.1367E 02 .1089E 02
?MODIF
TERMINATED
?RETU
?EXEC
```

(b)

Fig. 7. — Réseau analysé par « optimisation pas à pas ».

a) Schéma, langage de description (valeurs de départ), variation de la fluctuation du gain en fonction du nombre d'exécutions.
b) Présentation compacte des sensibilités et langage de préoptimisation.

7 analyses et en deux heures de travail à la console (fig. 7a) pour un temps UC d'environ une minute sur IRIS 80 CII.

7. CONCLUSIONS

Les expériences que nous avons pu effectuer en analyse assistée par ordinateur des réseaux linéaires au moyen de programme ACLINE ont tout à la fois démontré la spécificité de cette application par rapport au non linéaire et mis en évidence son étendue due à sa grande diversité.

La nécessité de couvrir des problèmes allant du simple au compliqué, traités par des utilisateurs ayant éventuellement un niveau de formation très réduit en informatique, conduit à la mise en œuvre des procédures à la fois claires et sophistiquées (fonction RVP, sensibilités).

Les extensions en cours de mise au point concernent essentiellement l'utilisation d'un langage complet de traitement en CAO (le langage ACADIL) qui a une structure très voisine de celui qui est utilisé dans les exemples cités, et la mise en œuvre d'un module d'optimisation automatique, en collaboration avec la Société RTC (travaux de A. Bensasson) [7] et avec le soutien financier de la DRME.

RÉSUMÉ

La grande diversité des problèmes de circuits en analyse linéaire rend très inefficace leur étude par des programmes de CAO plus spécifiquement adaptés au non linéaire. Il s'agit ici avant tout d'offrir à un utilisateur un langage permettant à la fois la prise en compte de cette diversité (par exemple circuits en basses fréquences ou en microondes) et un minimum de bouleversement des habitudes hors CAO. Le programme ACLINE, qui a été conçu dans cette optique, comprend dans la version qui est décrite un langage permettant l'utilisation d'une vingtaine de sorties standard et mettant clairement en évidence la fonction Résultat — Variable — Paramètre (fonction RVP).

Diverses procédures conduisent à minimiser les pertes d'information ou les répétitions. Un langage de localisation bien adapté permet de sélectionner toute donnée ou ensemble de données en vue d'un calcul de sensibilité et autorise l'utilisation d'une procédure d'optimisation pas à pas en mode conversationnel.

SUMMARY

ACLINE : Interactive Computer aided design program for linear circuits

by C. VIDALLON (LGE, Toulouse).

The many different problems arising in linear circuit design cannot be treated efficiently by programs specifically adapted to non linear analysis. The major need of the user is a language allowing the exhaustive description of the problems, using concepts very close to those to which he is accustomed. The ACLINE program which has been written from this point of view has a language including the use of about twenty standard results. A result-variable-parameter function is associated with a location process which may select any argument or subset of arguments. This location process may also be applied to sensitivity computation and to a step by step interactive optimisation sequence.

Bibliographie

- [1] DURBIN F. — Numerical inversion of Laplace Transforms : an efficient improvement to Dubner and Abate's method. *Computer Journal*, November 1974, pp. 571-576.
- [2] VIDALLON C. et MATEAU J. C. — Algorithm for analysis of general linear active Networks. *Electr. Let.* vol. 7, n° 1, Janvier 1971, pp. 19-21.
- [3] WEEKS W. T., JIMENEZ A. J., MAHONEY G. W., QASSEMZADEH H. et SCOTT T. R. — Network analysis using a sparse tableau with a tree selection to increase sparseness. *Proc. ISCT*, 1973, pp. 165-168.
- [4] DUBNER R. and ABATE J. — Numerical inversion of Laplace transforms by relating them to finite Fourier cosine transform. *JACM*, 1968, vol. 15, n° 1, pp. 115-123.
- [5] VIDALLON C. — Microwave circuit analysis by digital computer. AGARD. Conference Proc. n° 130 on « Computer Aided design for Electronics Circuits, Lyngby (Danemark), May 1973, pp. 16-6 à 16-10.
- [6] VIDALLON C. and MATHEAU J. C. — Computer analysis of linear networks with elaborated interactive language. Application to active circuits step by step optimization and study. *SSCT*, 74, Prague, Septembre 1974.
- [7] BENSASSON A. — Amélioration de la convergence d'algorithmes d'optimisation appliquée à la conception assistée par ordinateur des circuits électriques. *Onde Electrique*, Mars 1976.
- [8] JACOLIN J. — Les programmes IMAG I et IMAG II. *Onde Electrique*, Janvier 1969, pp. 20-27.
- [9] HEYDEMAN M. — ASTEC, Premier pas vers la simulation à grande échelle des circuits électroniques. *Onde Electrique*, Novembre 1973, pp. 369-74.

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

(1^{re} partie)

COMPOSANTS

L'onde électrique
1977, vol. 57, n° 1
pp. 72-75



par C. LARDAT, C. LEGAY,

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

et P. TOURNOIS (1),

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

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

Les dispositifs à transfert de charges et les composants à ondes acoustiques de surface, présentent des caractéristiques qui les destinent à une grande variété d'applications.

La première partie de cet article traite essentiellement des caractéristiques de ces dispositifs, les parties suivantes seront orientées vers les applications.

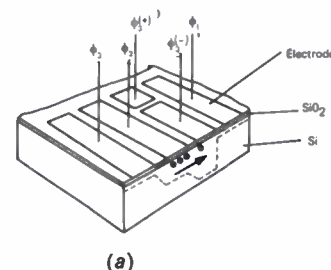
1. INTRODUCTION

Les récents progrès des dispositifs à transfert de charges (DTC) et des composants acoustiques à onde de surface (CA), tant sur le plan des prototypes de laboratoire que du développement industriel [1, 2, 3, 4], en font des concurrents sérieux pour les techniques numériques très largement utilisées dans le traitement du signal. Les caractéristiques et les performances de ces dispositifs et composants sont maintenant suffisamment précisées pour que les domaines d'application de ces deux techniques, plus complémentaires que rivales [5], puissent être dégagés. Le but de cet exposé est de comparer les propriétés respectives des DTC et CA en vue de leur application à diverses fonctions de traitement du signal.

Les techniques numériques présentent une quantification en amplitude et en temps (horloge de calcul) qui leur donne une remarquable souplesse d'utilisation et leur permet en principe de réaliser n'importe quelle fonction. Une des principales limitations est la conversion analogique numérique qui limite le flot d'informations d'entrée à une valeur allant de 10 Mbits/seconde (12 bits) à 100 Mbits/seconde (8 bits).

Face à cette limitation, on a été conduit à envisager des systèmes qui travaillent directement en analogique. Les DTC et CA présentent en commun cet avantage, et sont réalisables dans une technologie planar qui leur donne un considérable avantage de prix, de consommation et d'encombrement lorsqu'ils sont utilisables.

a) Structure d'un DTC 3 phases



b) Structure d'un C.A.

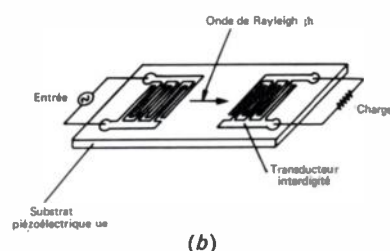


Fig. 1. — Structure des DTC et des CA.

Dans les DTC [1, 2, 6] l'information analogique est constituée par des paquets de charges électriques qui peuvent être stockées en surface ou dans le volume d'un semiconducteur, et transférées d'un point à un autre par le potentiel appliqué sur des électrodes de commande. L'élément de base est un registre à décalage dans lequel les charges sont injectées par une diode d'entrée et cheminent le long du registre au moyen d'une horloge de commande à deux ou plusieurs phases jusqu'à une diode de sortie. Des lectures non destructives des charges dans les différentes cellules du registre peuvent être réalisées.

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

Article reçu le 31 mai 1976, accepté le 1^{er} juillet 1976.

(1) Membre de la SEE.

Un CA consiste en un substrat piézoélectrique à la surface duquel peut se propager une onde de Rayleigh excitée et captée par des transducteurs interdigités dont la forme et la position dépendent de la fonction à réaliser. D'autres procédés de conversion électroacoustique moins courants existent [7, 8] ; les phénomènes de base relatifs à la transduction et la propagation des ondes de Rayleigh peuvent être trouvés dans certains articles de synthèse [9, 3, 4].

Les différences fondamentales entre DTC et CA qui vont conditionner les domaines d'applications particuliers, sont les suivantes :

- les DTC traitent des signaux, échantillonnés, unipolaires pour des fréquences allant de zéro jusqu'à une fréquence maximum qui dépend de la fréquence d'horloge.
- Les CA travaillent sur des signaux continus, bipolaires, centrés autour d'une fréquence porteuse et dont la bande passante est déterminée par la géométrie des transducteurs.

Dans une première partie on abordera les caractéristiques propres à chacun des systèmes (fréquences d'utilisation, dynamique, etc...) liées à leur nature physique. Dans une deuxième partie on présentera les performances des différents dispositifs et composants réalisables : lignes à retard, filtres, corrélateurs, multiplexeurs, etc...

2. CARACTÉRISTIQUES

2.1. Fréquences d'emploi, retard

Le domaine d'utilisation des DTC s'étend sur une large bande de fréquence dont les limites sont à apprécier en terme (1) de fréquence maximale f_M liée à la fréquence d'horloge de transfert f_H , et (2) de durée maximum de stockage qui fixe pour un composant donné la fréquence minimum d'utilisation.

La fréquence maximale du signal d'entrée, en tout état de cause inférieure à la moitié de la fréquence d'horloge de transfert du fait de l'échantillonnage, est limitée par l'inefficacité de transfert du dispositif. C'est la fraction ϵ de la charge qui est laissée en arrière lors d'un transfert d'une cellule à l'autre. L'inefficacité de transfert a diverses

origines [1, 10, 11] qui expliquent la réponse en fréquence des DTC.

Dans le domaine des hautes fréquences, le transfert incomplet est dû à la constante de temps de transit des porteurs qui est liée en particulier à la géométrie du dispositif. La fréquence d'horloge est limitée à une dizaine de MHz [2, 12, 13] pour une efficacité de transfert inférieure à 10^{-3} sauf dans le cas de DTC à canal enterré qui ont pu être utilisés en ligne à retard jusqu'à une centaine de Mégahertz [14] (Tableau I).

Pour les fréquences inférieures au Mégahertz, l'inefficacité de transfert est sensiblement constante et a essentiellement pour origine le piégeage et la réémission des porteurs en surface ou dans le volume du semi-conducteur. Les valeurs couramment obtenues vont de 10^{-4} à 10^{-5} par transfert.

Une conséquence de l'inefficacité de transfert est de produire un filtrage du signal d'entrée, la réponse en fréquence du dispositif étant de la forme [1] :

$$|H(f)| = \exp | - N\epsilon (1 - \cos 2\pi f/f_H) |$$

En outre, une entrée sinusoïdale est affectée d'un déphasage relatif

$$\Delta\varphi = - N\epsilon | 2\pi f/f_H - (\sin 2\pi f/f_H) |$$

L'importance de cette limitation dépend beaucoup de l'utilisation qui est faite du composant et doit être considérée dans chaque cas particulier.

L'inefficacité de transfert peut se révéler très gênante dans le cas où la propriété de traitement échantillonné des signaux offerte par les DTC, est utilisée pour multiplexer l'un derrière l'autre des échantillons de signaux différents. Il en résulte alors une diaphonie entre voies de niveau sensiblement égal à $N\epsilon$.

Dans le domaine des basses fréquences, la limitation des DTC provient de leur caractère volatile à savoir que l'information stockée sous forme de charges, disparaît avec le temps du fait de l'accumulation de porteurs additionnels créés par des centres générateurs. Le temps de remplissage complet d'un puits de potentiel par des porteurs d'origine thermique est à la température ordinaire de l'ordre de la seconde [1, 15]. Le temps maximum de stockage est donc sensiblement égal en secondes à la proportion de porteurs parasites qui peut être tolérée sur le signal.

TABLEAU I
Performances comparées des différentes familles de DTC.

Caractéristiques	BBD	SCCD	BCCD
Stockage des charges	Zone diffusée	Interface Si/SiO ₂	Volume Si
Transfert des charges	Interface Si/SiO ₂	Interface Si/SiO ₂	Volume Si
Fréquence d'horloge maximum $\epsilon < 10^{-3}$	5-10 MHz	10-20 MHz	100-200 MHz
Inefficacité de transfert en haute fréquence proportionnelle à	f_H^2	f_H^2	e^{-k/f_H} (non vérifié)
Inefficacité de transfert en basse et moyenne fréquence ϵ	10^{-3}	$5 \cdot 10^{-5}$	10^{-5}
Plage de dynamique linéaire distorsion harmonique $< 1 \%$	70-80 dB	70-80 dB	70 dB (non linéaire)

TABLEAU II
Caractéristiques des différents substrats piézoélectriques.

Substrats Caractéristiques	LiNbO ₃ -YZ	Quartz ST	Bi ₁₂ GeO ₂₀ (001) (110)
Vitesse (m/s)	3 488	3 158	1 681
Coefficient de couplage (%)	4,4	0,16	1,7
Retard pour 3 dB de pertes de propagation à 1 GHz (μs)	2,8	1,2	1,8
* Retard pour 3 dB de pertes de diffraction à 1 GHz (μs)	29,1	1,7	4,1
Sensibilité thermique ΔT/T (ppm) ; t en °C	94 (t - t ₀)	3,8 × 10 ⁻³ (t - t ₀) ²	140 (t - t ₀)
Bande passante optimum pour pertes minima (%)	25	4	14
Fréquence max. (électrodes de 1,2 μ) (MHz)	730	660	350
Fréquence max. (électrodes de 0,3 μ-masqueur électronique) (MHz)	2 920	2 640	1 400

* Ouverture du transducteur : 40 longueurs d'onde.

La fréquence centrale f_0 d'un composant acoustique est déterminée par la périodicité p des électrodes métalliques constituant les transducteurs d'entrée et de sortie : $f_0 = v_R/2p$, où v_R est la vitesse de propagation des ondes de Rayleigh. La limite ultime de la fréquence de fonctionnement dépend du procédé de photogravure de ces électrodes. Elle atteint 1 GHz avec les techniques conventionnelles et peut être repoussée jusqu'à 2 ou 3 GHz à l'aide de techniques spéciales (masqueur électronique [16], rayons X [17]) et éventuellement de transducteurs de géométrie plus complexe [18, 19].

A cette limitation technologique, la valeur maximum tolérée pour les pertes d'insertion impose une valeur maximum du temps de retard qui décroît en f^2 à cause des pertes de propagation. Celles-ci sont données pour les principaux matériaux piézoélectriques dans le tableau II.

Du côté des basses fréquences, la limitation est essentiellement due à la dimension maximum des cristaux disponibles : 15 à 20 cm, puisque les temps de retard mis en jeu sont beaucoup plus grands. Il est alors intéressant d'utiliser un cristal tel que Bi₁₂GeO₂₀, dont la vitesse v_R est faible : 1,68 mm/μs.

La largeur de bande relative d'un transducteur d'ondes de surface est principalement liée à la géométrie du transducteur (nombre d'électrodes, espacement constant ou variable, etc...) et au coefficient de couplage du substrat. On montre en effet [20] qu'il existe pour chaque matériau un compromis optimum largeur de bande relative-pertes d'insertion. Dans le cas des cristaux piézoélectriques usuels, Quartz ST, BGO, LiNbO₃-YZ, cet optimum correspond respectivement à environ 4 %, 14 %, 25 % de bande relative pour des transducteurs périodiques. On verra plus loin, Cf. 3.1.2, que pour certaines applications il est possible d'obtenir une largeur de bande relative voisine de 100 % avec une géométrie de transducteur très particulière.

2.2. Pertes d'insertion

Dans le cas des DTC, le concept de perte d'insertion n'a pas de signification du fait que l'énergie est apportée dans le dispositif par l'horloge. A titre d'exemple, on a pu procéder avec des structures parallèles [21] à un très grand nombre de lectures (100 000) d'un même signal

sans perte de charge significative. Le phénomène d'inefficacité de transfert dans les registres série doit être apprécié comme un filtrage du signal et non comme une perte. En outre, la propagation est naturellement guidée par la structure d'électrodes, ce qui élimine les pertes de diffraction existant dans les CA.

Au contraire, dans un CA, l'énergie transférée sur la prise de sortie est dérivée du signal qui se propage dans la ligne et qui véhicule l'information. En conséquence, il est incompatible d'obtenir de faibles pertes d'insertion avec un grand nombre de prises.

Les pertes d'insertion d'un CA ont plusieurs origines dont les principales sont :

- 1) pertes de propagation dues au matériau lui-même
- 2) pertes de diffraction dues à l'ouverture finie des transducteurs
- 3) pertes de conversion électro-acoustique des transducteurs.

Les deux premiers phénomènes sont liés au substrat et sont caractérisés dans le tableau II. Les pertes de conversion dépendent du coefficient de couplage du substrat, de la largeur de bande désirée et des circuits d'adaptation. Idéalement un transducteur adapté présente 3 dB de pertes puisqu'il est bidirectionnel ; cette nature implique la présence d'un écho parasite important qui subit un temps de retard triple de celui du signal utile. Il existe cependant différentes techniques pour ne pas perdre cette énergie [22, 23, 24] et des lignes à retard présentant des pertes globales inférieures à 3 dB ont été réalisées [24, 25]. En réalité, dans la plupart des applications, les pertes d'insertion sont beaucoup plus importantes, soit parce qu'il est nécessaire que le transducteur capte une faible partie de l'énergie qui se propage (cas des lignes à prises multiples), soit parce que le transducteur ne peut être adapté dans une large bande, soit parce que d'autres phénomènes de pertes sont prépondérants. Par conséquent, les pertes d'insertion varient énormément d'une application à l'autre comme on le verra dans le chapitre 3.

2.3. Dynamique

La dynamique maximum peut être définie comme le rapport entre le signal maximum et le niveau efficace de

bruit en sortie dans l'ensemble de la bande d'utilisation. Le plus souvent on limite le signal maximum au niveau pour lequel le signal est restitué en sortie avec une bonne linéarité telle, par exemple, que la distorsion harmonique soit inférieure à 1 %.

Pour les DTC, la charge maximum qui puisse être injectée dépend de leur type et de leur tension d'utilisation. Elle est de l'ordre de 10^7 électrons pour les DTC de surface [13] et $5 \cdot 10^5$ électrons pour les DTC à canal enterré [26]. Le bruit a de nombreuses origines dont les principales sont : le système d'injection, le transfert, le stockage des charges, le dispositif de lecture et d'amplification [26, 27, 28]. La fluctuation efficace totale de bruit dans la bande maximum d'utilisation exprimée en nombre de porteurs, varie d'après les auteurs de 100 à 1 000 [26, 13], les plus faibles niveaux de bruit étant présentés dans [26] avec une analyse quantitative des diverses sources dans le cas de DTC à canal enterré. La dynamique maximum non linéaire est donc de l'ordre de 70 à 80 dB [13, 12, 26].

Le processus de transfert de charges est de nature essentiellement linéaire et la principale limitation de linéarité est due aux systèmes d'injection et de lecture de charges. Les réalisations industrielles actuelles ont une plage de dynamique linéaire supérieure à 50 dB [29, 30]. Dans le cas d'utilisations particulières, filtrage par exemple, des dynamiques de sortie supérieures peuvent être obtenues.

La dynamique d'un CA est déterminée d'une part par les pertes d'insertion et d'autre part par la puissance d'entrée maximum admissible.

Cette puissance maximum est généralement limitée par les effets non linéaires. On a montré [31, 32] que pour rester dans la zone de fonctionnement linéaire des transducteurs, la densité de puissance $P/(W \cdot \lambda)$ (P , W , λ étant respectivement la puissance acoustique, l'ouverture des transducteurs et la longueur d'onde) ne doit pas dépasser 1 W/mm^2 dans le $\text{LiNbO}_3\text{-YZ}$. A une fréquence de 100 MHz et pour une ouverture classique de 100 longueurs d'ondes, la puissance acoustique maximum est de 21 dBm. A 1 GHz, cette puissance est de 1 dBm, ce qui signifie que la limitation en haute fréquence ne sera pas due aux générateurs, et que la dynamique sera réduite. Pour un composant de 10 MHz de bande passante présentant 30 dB de pertes d'insertion, la puissance d'entrée doit donc être supérieure à 16 dBm pour conserver une dynamique de 90 dB.

Il faut cependant tenir compte de la présence de nombreux signaux parasites dans les CA qui peuvent

limiter la dynamique pour certaines applications. Ces signaux parasites sont le signal dû au couplage électromagnétique direct, les ondes de volume et les signaux ayant subi des réflexions multiples comme l'écho triple. Il est généralement possible, moyennant une plus grande complexité [25], de maintenir tous ces signaux à plus de 40 dB au-dessous du signal principal. Ce rapport signal/parasites, est dans de nombreuses applications augmenté par le gain de traitement dont les signaux parasites ne bénéficient pas.

2.4. Sensibilité à la température

Dans les DTC la température joue principalement sur l'amplitude des courants de fuite thermiques qui double environ tous les 10 °C avec pour conséquence une diminution proportionnelle du temps de stockage.

Dans un CA, la variation de la température entraîne une variation de la vitesse de propagation de l'onde de Rayleigh. Cet effet peut être tolérable dans certains cas, ou provoquer une dégradation importante du signal utile dans d'autres applications comme les filtres à codes de phase ou dispersifs (Cf. 2.3). La variation relative de temps de retard pour les cristaux piézoélectriques usuels est donnée dans le tableau II.

2.5. Compatibilité technologique

Les dispositifs à DTC réalisés en technologie MOS, sont directement compatibles avec l'intégration dans le composant des circuits d'attaque, d'horloge, d'amplification de sortie, de multiplexage et de commande. Une très grande intégration peut alors être obtenue sous réserve de se limiter en fréquence à une dizaine de Mégahertz. L'utilisation des DTC à des fréquences supérieures conduit à des interfaces beaucoup plus sophistiquées et difficiles à intégrer [33].

Dans le cas des CA, deux technologies peuvent être compatibles avec la technologie des semiconducteurs. La première concerne l'utilisation de substrats en corindon sur lesquels on peut faire croître à la fois du nitrure d'aluminium (piézoélectrique) et du silicium [34]; la seconde utilise des prises MOSFET [35, 36] qui détectent par effet piézorésistif le passage de l'onde de surface sur un substrat de silicium. En réalité, ces deux techniques n'ont pu être vraiment utilisées du fait de la complexité de l'hétéroépitaxie dans le premier cas et de l'excitation de l'onde de Rayleigh dans le second cas.

Les 2^e et 3^e parties paraîtront dans les prochains numéros de l'onde électrique.

COMMUNIQUÉ

Société des Électriciens, des Électroniciens et des radioélectriciens

Dans le cadre de sa mission d'enseignement et de perfectionnement la Société des électriciens, des électroniciens et des radioélectriciens propose :

APPRENDRE UNE LANGUE A SUPELEC

L'École Supérieure d'Électricité - SUPELEC - dont la vocation première est la formation d'ingénieurs de haut niveau et qui a été l'une des premières à organiser des stages de formation continue, offre parallèlement, plusieurs formules d'enseignement des langues vivantes aux adultes, dans le cadre de la loi du 16 juillet 1971, sur la formation continue.

On pourrait s'étonner de rencontrer un tel enseignement dans une école d'ingénieurs et se poser un certain nombre de questions. Nous avons essayé d'y répondre.

Pourquoi les langues vivantes à supelec?

La réponse tient dans le fait que cet enseignement fut d'abord destiné aux élèves de l'ESE ; leur niveau et leur spécialisation exigeaient la connaissance d'au moins une langue étrangère. Un enseignement de qualité, doté de moyens modernes, fut intégré au programme des études en Octobre 1963, et ouvert peu après à certaines entreprises qui en avaient fait la demande.

L'étude des langues à SUPELEC est donc à la fois orientée vers l'utile et le concret, et caractérisée par la qualité qui est la marque d'une grande École d'Ingénieurs.

Quel corps enseignant?

Le corps enseignant du Centre de Langues (C.d.L.) de l'ESE se compose exclusivement de professeurs spécialisés dans l'enseignement des langues étrangères aux adultes. Un bon nombre d'entre eux a été amené à élaborer et à publier des méthodes de langues destinées aux adultes, ou à participer à leur création. Ces méthodes sont à présent publiées chez les grands éditeurs. Mais ce qui distingue surtout ces enseignants en dehors de leur compétence professionnelle, c'est leur aptitude à se donner à fond à leur travail, tout en consacrant une part importante de leur activité à la recherche pédagogique appliquée.

Quels sont les moyens dont dispose l'ESE?

Équipement : Trois laboratoires de langues, offrant soixante-quatre postes d'élèves. Leur accès est largement ouvert en libre service pour ceux qui souhaitent s'y entraîner à la compréhension et à l'expression orales.

En outre, un magnétoscope, des magnétophones portables, à bande ou à cassette, bref toute une panoplie de moyens qui ont fait leur preuve dans l'apprentissage des langues.

Programmes et Méthodes : Mais ces moyens en matériel ne seraient pas d'une grande utilité s'ils n'étaient pas complétés par un parc impressionnant de programmes :

- 35 méthodes complètes dont certaines élaborées par des enseignants de C.d.L.
- 800 programmes courts ou moyens tous produits à Supélec.

Tests de niveau : Chaque candidat passe un test de niveau, après entretien individuel, en vue de la constitution de groupes homogènes, ou d'un programme approprié.

Ces tests ne constituent pas un engagement de la part du candidat.

Qu'enseigne-t-on?

Toutes les grandes langues de communication, avec bien sûr au premier rang l'anglais, mais c'est d'abord l'aspect véhiculaire du langage qui est étudié. Il est aussi possible de former des groupes travaillant sur des thèmes techniques, scientifiques, voire commerciaux. Il est en outre possible d'aborder l'étude d'une langue à n'importe quel niveau.

Quelles formules?

Au menu ou à la carte le Centre de Langues de l'ESE propose :

Des Sessions annuelles par groupes — SAG — (tous niveaux).

Ces cycles se déroulent normalement dans les locaux de l'ESE, selon des horaires retenus en accord avec les intéressés, par groupes de 12 participants en moyenne.

Des SAG *dans l'entreprise* sont organisées à la demande et sur devis.

Ces cours ont lieu deux fois 1 h 30 ou une fois 3 h par semaine pendant un, deux ou trois ans. L'enseignement fait alterner professeur, séance de laboratoire et assistant autochtone. De plus le laboratoire est ouvert gratuitement en libre service pour les stagiaires inscrits en SAG.

Des Sessions intensives courtes par groupe — SIG — (recyclage et perfectionnement).

Ces sessions s'adressent à tous ceux qui ne peuvent pas suivre les sessions annuelles, mais dont les besoins sont identiques, et aux anciens participants des sessions annuelles antérieures qui souhaitent revenir sur certaines notions ou compléter leur formation par une initiation à des niveaux linguistiques de spécialisation.

Chaque participant est pris entièrement en charge de 8 h 30 à 18 h par une équipe d'enseignants qui lui fixe des objectifs précis et limités quotidiennement. Les groupes de 4 à 6 personnes en moyenne sont constitués en fonction des demandes et des niveaux des participants (tests et entretiens préalables).

Ces sessions intensives ont une durée minimum d'une semaine, soit 5 jours à raison de 10 heures par jour.

Des Cycles intensifs individuels personnalisés — CIP — (tous niveaux).

Il s'agit d'un programme d'étude intensive de la langue, conçu pour une seule personne dont les besoins, le niveau, le profil psychologique et les difficultés linguistiques font l'objet d'entrevues préliminaires qui aboutissent à la confection d'un *programme individuel sur mesure*.

Ce programme demande 200 à 350 heures d'étude, réparties sur 4 à 7 semaines, et exige de la part du participant un travail intensif et dur. Pendant ces cycles, le participant est occupé à temps plein, 10 heures par jour et 5 jours par semaine. Le repas de midi est pris à l'École en compagnie d'un assistant, et un professeur responsable suit le bon déroulement du programme.

Il est préférable qu'un tel programme se déroule d'une manière continue. Dans certains cas particuliers il est possible de le fragmenter en période de 15 jours.

Des Cycles par correspondance — CPC — (tous niveaux).

Le Centre de Langues de l'ESE lance une formule inédite d'enseignement à distance : utilisant les méthodes et programmes élaborés par ses enseignants, il se propose d'établir un dialogue vivant et permanent avec l'enseigné lointain, par échange continu de mini-cassettes (ou bandes) et de devoirs écrits.

L'intéressé reçoit, dès l'inscription, la version sonore et la version écrite de la méthode de base ainsi qu'une mini-cassette vierge qui servira, d'une part, au dialogue entre enseignants et enseigné, et d'autre part, à l'utilisation de programmes supplémentaires courts.

La périodicité des échanges dépend essentiellement du rythme de travail que l'élève a choisi et qu'il peut adapter en permanence à ses disponibilités.

Cette formation doit conduire à une bonne connaissance de la langue parlée et écrite.

Le succès est assuré grâce aux programmes de base combinés aux programmes complémentaires adaptés à chaque cas.

Pour de plus amples renseignements écrire ou téléphoner à : Ecole Supérieure d'Électricité, Plateau du Moulon, 91190 Gif-sur-Yvette tél. : 941.80.40.)