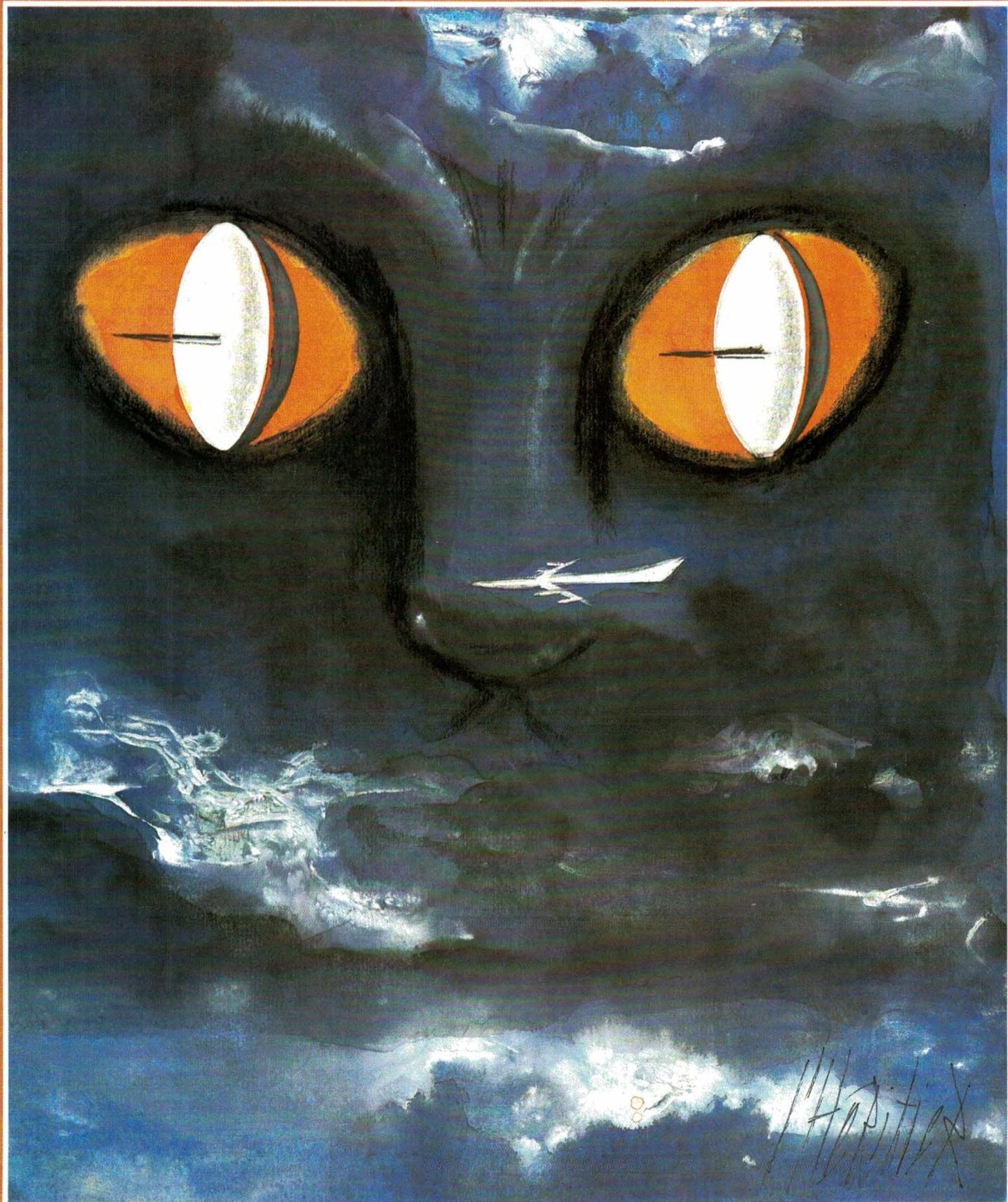


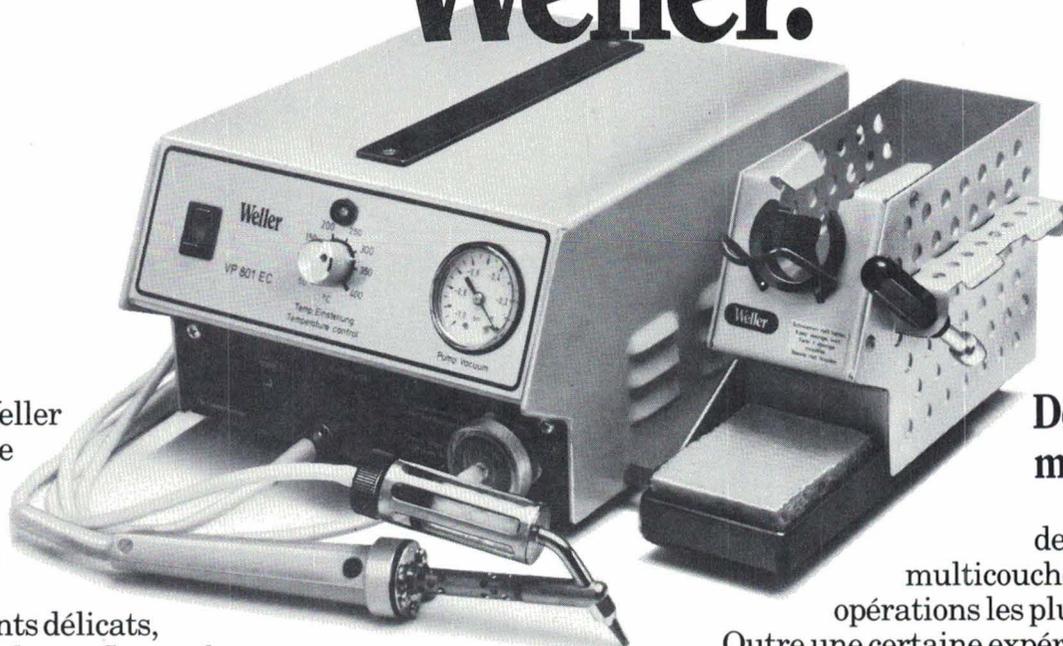
ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

RETRONIK.FR



Pour tous dessoudages: Weller.

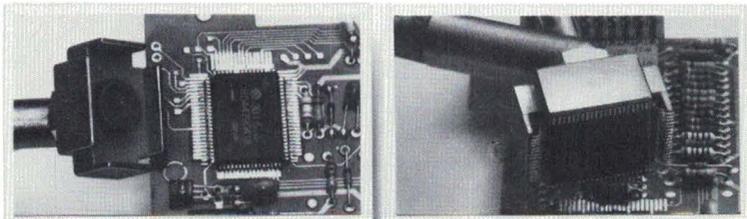


Weller vous évite risques et perte de temps sur les composants délicats, multicouches et flat-packs.

Le VP 801 EC est le dernier modèle de la famille "Temtronic" Weller.

Dessoudage des "flat-packs"

Ce nouvel accessoire indispensable pour le dessoudage des "flat-packs" prend la place de la buse sur le fer à dessouder du VP 801 EC. Une panne CSF "chip suckerfoot" rend très rapide et facile le dessoudage d'un "flat-pack" ou d'un "quad-pack" sans aucun risque pour les pistes du circuit imprimé.



1,

2,

Le pourtour de la panne à une température choisie et stable met simultanément en fusion tous les points de soudure. Quand on déclenche l'aspiration, le composant devient solidaire de la panne et peut être enlevé du circuit. Avec un peu d'habitude, il est également possible, avec cette panne, de souder des composants préétablis. Les CSF sont disponibles pour les "flat-packs" et "quad-packs" les plus courants. Il est toujours possible d'obtenir sur demande un CSF correspondant à vos besoins.

Dessoudage des multicouches.

Le dessoudage des composants d'un multicouche compte parmi les opérations les plus difficiles.

Outre une certaine expérience, ce travail exige une température précise et non destructive, une puissance de chauffe en réserve, un transfert optimal des calories et une pompe surpuissance.

Toutes ces conditions se trouvent réunies dans la nouvelle station à dessouder portable VP 801 EC Weller.

Grâce au sélecteur, il est possible de choisir une température quelconque entre 50 et 400°C avec une tolérance de $\pm 2^\circ\text{C}$. Commutation de puissance à tension nulle et masse de la panne accessible en façade de l'appareil.

Un micro-contact situé sur le manche du fer à dessouder rend extrêmement facile le déclenchement de la pompe au moment souhaité.

Neuf dimensions de buses permettent de faire face à tous les problèmes de dessoudage et peuvent être disposées sur le côté du support-fer de sécurité. Une éponge pour le nettoyage des pannes et une clé emmanchée complètent cet ensemble en restant toujours à portée de main.

Weller possède toujours une solution.

Pour tout complément d'informations, veuillez contacter: Groupe Cooper - ZA des Petits Carreaux - B.P. 63 - 4, Avenue des Coquelicots - 94382 Bonneuil-sur-Marne. Tél. 339-70-39 - Télex 211358 F.



CooperTools



7 fonctions pour 28 450 F*, c'est tentant. Appelez Tektronix, c'est gratuit.

Affichage fluorescent :
neuf chiffres significatifs
pour vos résultats de
mesure par le CFIMTO.

**Deux voies grandes
sensibilités :**
2 mV à 10 V/div. Bande
passante du continu à
100 MHz.

Le CFIMTO : 6 fonctions au bout des doigts.
Mesure automatique et simple des
fréquences, périodes, nombre
d'événements, retards, intervalles de temps,
tensions, résistances, températures ; avec
une précision numérique. Teste même les
diodes...

Double base de temps :
vitesses de balayage de
0,5 s à 5 ns/div, mode
alterné, intensifié et X-Y.

**Intensité et focalisation
automatiques.**

**Déclenchement très
élaboré :**
mode normal, automatique,
crête-crête, TV, monocoup,
choix des sources et des
couplages, inhibiteur,
retard, etc.



Siquier Courcelle et associés

Puissant oscilloscope 100 MHz, le 2236 intègre un compteur fréquencemètre-intervallomètre-multimètre-thermomètre-ohmmètre (CFIMTO) soit les 7 fonctions les plus utilisées en électronique. Vous avez accès à des mesures plus précises, faciles et variées pour le prix d'un oscilloscope traditionnel.

Plus de changement de cordons au cours des mesures.

Avec la même sonde vous visualisez un signal et effectuez des mesures de tension, fréquence, durée, période, retard ; la plupart avec une précision des résultats de 0,001 %. Le CFIMTO, à gamme et moyennage automatiques est si intimement lié à l'oscilloscope que les mesures deviennent de simples opérations de "pousse-bouton". Même les mesures à l'intérieur de signaux

complexes sont faciles et sûres grâce à des marqueurs qui délimitent la zone à caractériser.

Un ohmmètre performant.

De 10 mΩ à 2.000 MΩ, cent fois ce qui est habituellement offert, pour détecter de faibles fuites, caractériser rapidement les résistances et même les chutes de tension directe des diodes.

Un puissant oscilloscope 100 MHz.

Toutes les performances sont réunies : amplificateur de haute qualité, précisions verticale et horizontale élevées, double base de temps alternée, circuit de déclenchement élaboré et tube cathodique très lumineux.

TEK 2200 : des conditions uniques.

- Garantie 3 ans,
- Essai gratuit une semaine,
- Crédit aux particuliers.

Pour tous renseignements ou pour recevoir une brochure en couleur, téléphonez-nous (gratuitement) ou retournez-nous le coupon.

NUMÉRO VERT 05.00.22.00
APPEL GRATUIT

*Prix H.T. au 2 septembre 1985.

M. _____

Fonction _____

Société _____

Adresse _____

Tél. _____

est intéressé par le TEK 2236

EA

Tektronix - SPV - ICD
ZAC de Courtabœuf - Av. du Canada
B.P. 13 - 91941 LES ULIS Cedex
Tél. : 69.07.78.27 Télex 690 332

Tektronix®

XP 640

Le système universel de programmation de mémoire EPROM, PROM, PAL de GP électronique

Le XP 640 : duplique les EPROMs et EEPROMs de la 2508 à la 27513 en standard, dispose de 64 K octets de RAM, interfaces RS 232 pour les transferts (16 formats), et la télécommande, Parallèle Centronics pour l'impression des données, une sortie vidéo permettant d'utiliser un puissant éditeur (affichage Hex, ASCII, recherche, déplacement, copie de données... etc.) grâce à un clavier simple d'utilisation pouvant être bloqué.

Universel : en option peut programmer les PROMS BIPOLAIRES, PAL, IFL, Microprocesseur Mono-chip.

Emulateur : pour le développement, Le XM 512, émulateur EPROM, RAM, Se connecte sur le XP 640.



DISPONIBLE SUR STOCK AVEC MANUEL EN FRANÇAIS

GP électronique

5, Passage Courtois 75011 PARIS
Tél. : 43.79.02.23 - Télex : 204-188

SERVICE-ANNONCEURS N° 22



ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

visu

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

est une publication bimestrielle de la Société Parisienne d'Édition Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 42.00.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Copyright 1986 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal : Janvier 1986 N° éditeur : 1341

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication : Jean-Pierre Ventillard
Rédacteur en chef : Jean-Claude Roussez
Coordinateur technique : Jean-Marc Le Roux
Maquette : Michel Raby
Couverture : Gilbert L'Héritier
Direction des ventes : Joël Petauton.

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : 120 F (France) - 170 F (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 42.00.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh

Chef de publicité : Francine Fohrer



« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40).

« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. »

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse

Imprimerie S.N.I.L.-Aulnay

46

Applications

Filtre réjecteur piloté en fréquence	27
Les amplificateurs à circuits décalés	41
Alimentation à découpage « forward » 250 W utilisant le UAA 4006	51

Analyse

La parole artificielle et sa reconnaissance	19
---	----

Etude

Mesure de temps à l'aide d'un oscilloscope (2 ^e partie)	61
Traitement des grandeurs continues	67
Approximation de fonctions numériques : la synthèse par segments successifs	75
L'effet pelliculaire	81
<hr/>	
Résultats du critérium	16
Répertoire des articles parus en 1985	49
Mots croisés : énoncé	65
Mots croisés : solution	83
Formulaire d'abonnements	98

Quand le laser vous fait une bonne impression : l'imprimante laser 2670 de ATI	8
--	---

30 ppm sur un an pour ce multimètre 200 000 points : le 8842 A de Fluke	10
---	----

Analyseur logique compact : le MLA 3300 d'Intron	12
--	----

GE Smart : la tête et les jambes, ou la puissance intelligente chez General Electric	14
--	----

Système d'implantation ionique : le « Precision Implant 9000 » d'Applied Materials	97
--	----

Vie professionnelle	80
---------------------	----

Manifestations	83
----------------	----

 Composants actifs	84
---	----

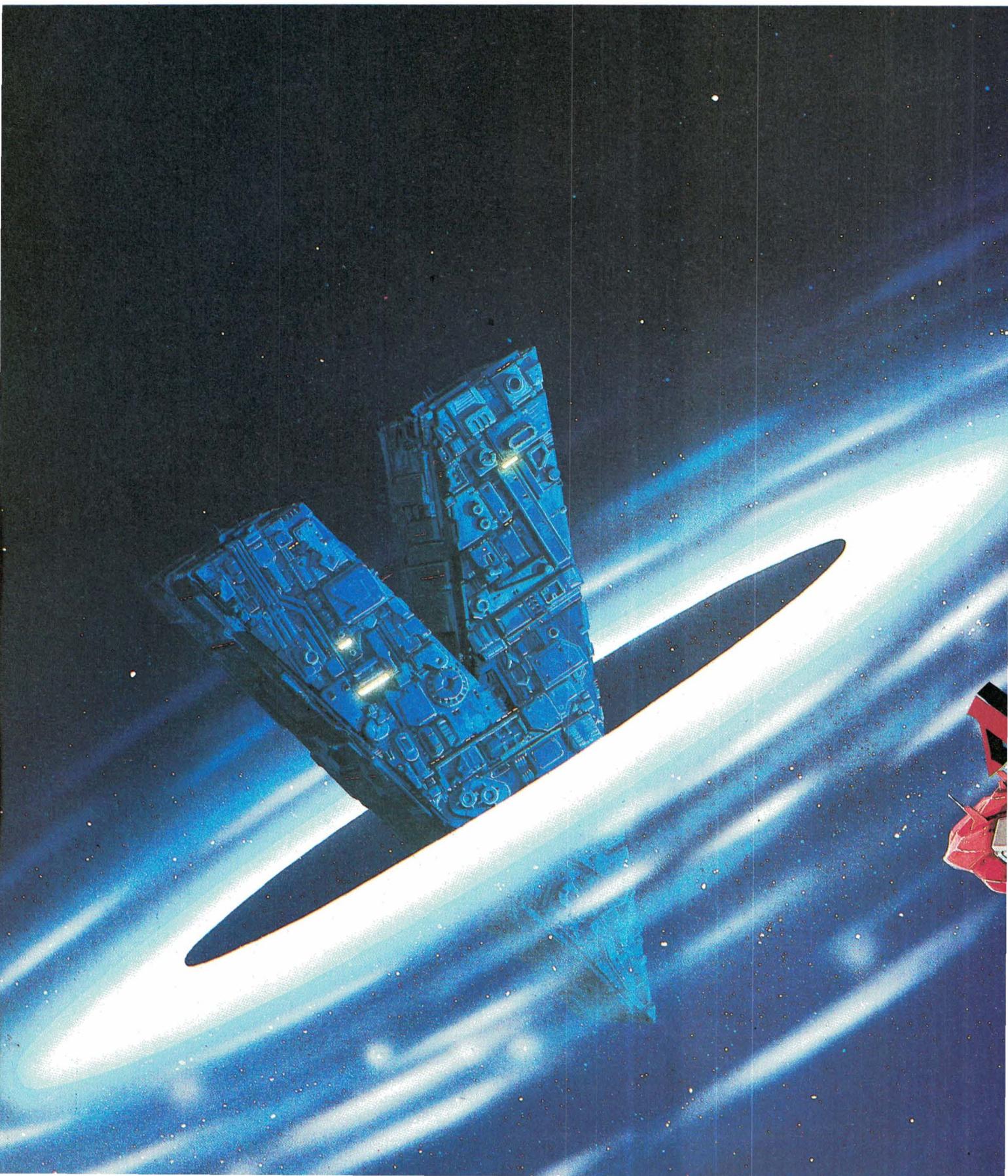
 Produits connexes	88
---	----

 Equipements	92
---	----

 Micro-informatique	96
--	----

Encart Service Lecteurs et Service Annonceurs	99-100
---	--------

Gagnez avec les microprocesseur



V-Série de NEC



16-32 bits CMOS Vseries

NEC vous invite à découvrir la V-Série, haut de gamme des microprocesseurs CMOS. Par simple substitution, ils permettent l'exécution de la majorité des programmes existants tout en disposant de capacités afin d'en augmenter la vitesse d'exécution.

V20/V30

AVEC PÉRIPHÉRIQUES CMOS

Les deux premiers circuits de la série V sont les V20/V30 ayant respectivement des tailles de bus externes de 8 et 16 bits. Ils offrent un jeu de 101 instructions, une architecture interne à double bus et un ensemble de caractéristiques qui les rendent 50 % plus rapide et 70 % moins exigeants en énergie que leurs homologues NMOS.

Les V20/V30 sont proposés avec un ensemble de périphériques CMOS parmi lesquels figure un processeur de calcul à virgule flottante (en cours de développement). Pour l'étude NEC dispose dès à présent d'un "In Circuit Emulator" (ICE) supportant des langages tels que Assembleur, Pascal ou C.

V40/V50

MICROPROCESSEURS

AVEC PÉRIPHÉRIQUES

INTÉGRÉS

Dans le prolongement des microprocesseurs V20/V30, les circuits V40/V50, offrent en un seul composant, des unités centrales 16 bits accompagnées des périphériques indispensables (interface série, contrôleur d'interruption, timer, 4 canaux DMA, contrôleur de rafraîchissement pour mémoire dynamique...). Ils apportent la puissance du silicium tout en conservant la compatibilité logicielle.

V60/V70 :

LA PUISSANCE DES 32 BITS

Toujours innovateur NEC développe 2 microprocesseurs 32 bits

possédant des caractéristiques impressionnantes parmi lesquelles l'unité de gestion mémoire intégrée et les 4.3 Gbytes de mémoire virtuelle.

NEC LA SOLUTION TOTALE

Parallèlement à la série V, NEC innove dans tous les domaines du composant en proposant un ensemble de circuits répondant à toutes les demandes. Grâce à ceux-ci, NEC vous apporte, du cœur à la périphérie de vos systèmes, la force de l'innovation.

LES DISTRIBUTEURS

NEC

NORD

ASAP (la Chapelle d'Armentières)
Tél. : 20 35 11 10
SERTRONIQUE (Lille)
Tél. : 20 47 70 70

OUEST

DIM-INTER (Nantes)
Tél. : 40 93 05 55
GEDIS (Tours) - Tél. : 47 51 76 46
SERTRONIQUE (le Mans)
Tél. : 43 84 24 60

SUD

GEDIS (Aix) - Tél. : 42 60 01 77

RHÔNE-ALPES

CCI (Lyon) - Tél. : 78 74 44 56
DIM-INTER (Villeurbanne)
Tél. : 78 68 32 29
GEDIS (ST-Martin-d'Hères)
Tél. : 76 51 23 32

EST

DIM-INTER (Colmar)
Tél. : 89 41 15 43

RÉGION PARISIENNE

ASAP (Montigny-Le-Bretonneux)
Tél. : (1) 30 43 82 33
CCI (Antony) - Tél. : (1) 46 66 21 82
DIM INTER (Aubervilliers)
Tél. : (1) 48 34 93 70
GEDIS (Nanterre)
Tél. : (1) 42 04 04 04

NEC

NEC ELECTRONICS (FRANCE) S.A.
9, rue Paul-Dautier - B.P. 187
78142 Vélizy-Villacoublay cedex - France
Tél. : (1) 39 46 96 17 - Télex : Neced 699 499

MANCHU 85

Quand le laser vous fait une bonne impression !

L'imprimante laser 2670 de ATI se distingue par son silence (moins de 55 dB en fonctionnement, moins de 45 dB au repos) et sa rapidité.

Elle peut en effet imprimer jusqu'à 1 500 lignes à la minute (ce qui représente 26 pages au format A4) avec une résolution de 118 points au centimètre.

Le système d'impression allie un scanner à laser semiconducteur au procédé xérogaphique à encre sèche (fabriqué par Dataproducts). Le moteur d'impression est contrôlé par un microprocesseur 68000.

Grâce à sa conception modulaire, cette imprimante est compatible avec

la plupart des systèmes, en particulier avec IBM.

Les innovations se situent dans le convertisseur de protocole universel, les contrôleurs d'interface modulaires enfichables par carte et les options intelligentes de manipulation de papier, idéales pour la gestion et les applications scientifiques.

Une grande quantité de polices et de corps de caractères sont disponibles dans une librairie standard ; en outre, des logos ou signatures peuvent être digitalisés et imprimés avec le texte.

Le panneau de contrôle à LED surveille en permanence les fonctions

d'édition et ajuste automatiquement la cadence d'impression.

Pouvant travailler en modes d'impression vertical ou horizontal, l'imprimante 2670 accepte les formats de papier A4 (en standard) et A3, B4, B5, B5R, A5 (en option).

La capacité de papier est de 250 à 500 feuilles (jusqu'à 1 500 feuilles en option).

De dimensions 678 x 595 x 408 mm et d'un poids de 80 kg, l'imprimante laser 2670 consomme au maximum 1,3 kVA.

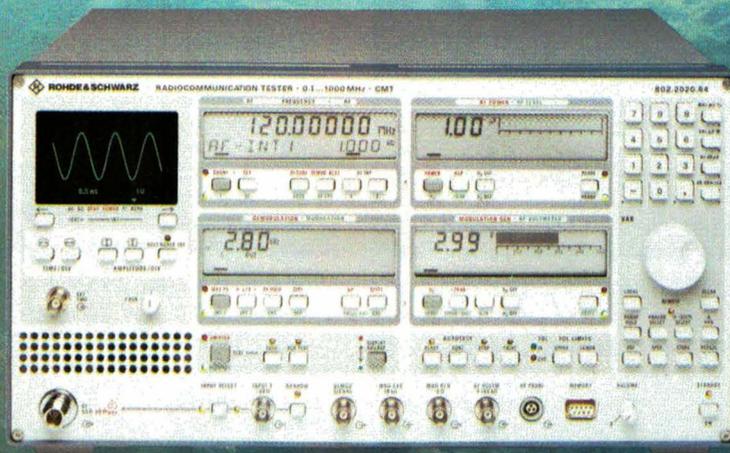
Télématex

SERVICE-LECTEURS N° 31



ROHDE & SCHWARZ

LA MESURE SUR TOUS LES FRONTS



GÉNÉRATEUR RF : 0,1 à 1000 MHz
(- 137 à + 13 DBM)
AM, FM et PM
(FM parasite inférieure à 5 Hz)
GÉNÉRATEUR BF (1 ou 2)
avec générateur
et analyseur d'appel sélectif
VOLTMÈTRE/DISTORSIOMÈTRE BF
avec filtre CCITT

FRÉQUENCÈMÈTRE BF-RF :
20 Hz - 1000 MHz
WATTMÈTRE RF :
5 mW - 50 W, 1 MHz - 1 GHz
MODULOMÈTRE SIMPLEX/DUPLEX
OSCILLOSCOPE INCORPORÉ

BANC DE TEST RADIOTÉLÉPHONE CMT

Rohde et Schwarz accentue son avance dans le test du radiotéléphone en présentant un nouveau système complet "intelligent" pour tous émetteurs/récepteurs : le banc de test radiotéléphone CMT.

L'appareil, d'une très grande facilité d'emploi, comporte un programme d'autotest et d'autocalibrage, représentant donc pour vous, utilisateurs, une économie et un gain de temps appréciables.

Services d'étude de développement, de fabrication et de maintenance, le CMT répond à vos besoins pour effectuer des mesures précises sur radiotéléphones d'aujourd'hui et de demain.

SIÈGE : 46, rue de la Couture - Silic 190 - 94563 Rungis Cedex.
Tél. : 46.87.25.06 - Télex : 204 477
Agences régionales : Lyon - Rennes - Toulouse - Aix-en-Provence.



ROHDE & SCHWARZ

SERVICE-ANNONCEURS N° 24

30 ppm sur un an pour ce « 200 000 points »

Second de la famille (après le 8840A, largement répandu), le nouveau multimètre numérique 200 000 points **8842A** de *Fluke* offre de meilleures possibilités de mesure pour des applications comme le test en production, la recherche et le développement. Ses performances ont été améliorées notamment en précision avec 0,003 % en continu et 0,08 % en alternatif sur 1 an. Il se caractérise également par une résolution de 100 nV pour les tensions continues, de 1 μ A pour les courants continus et de 100 $\mu\Omega$ pour les mesures de résistance. Grâce à la technologie du constructeur qui fabrique ses propres réseaux de résistances en couche

mince, hermétiquement encapsulés, le 8842A a une périodicité de calibration et une durée de garantie de 2 ans.

Deux options, l'interface IEEE-488 et les mesures alternatives en efficace vraies, permettent de l'adapter facilement à chaque application.

Trois ensembles de montages rack sont disponibles (pour 1 ou 2 appareils) pour l'intégrer aisément dans n'importe quel système. Le 8842A est équipé d'une poignée/support pour l'utilisation sur table.

En outre, il bénéficie de tous les avantages du 8840A : faible coût d'investissement et de fonctionnement ;

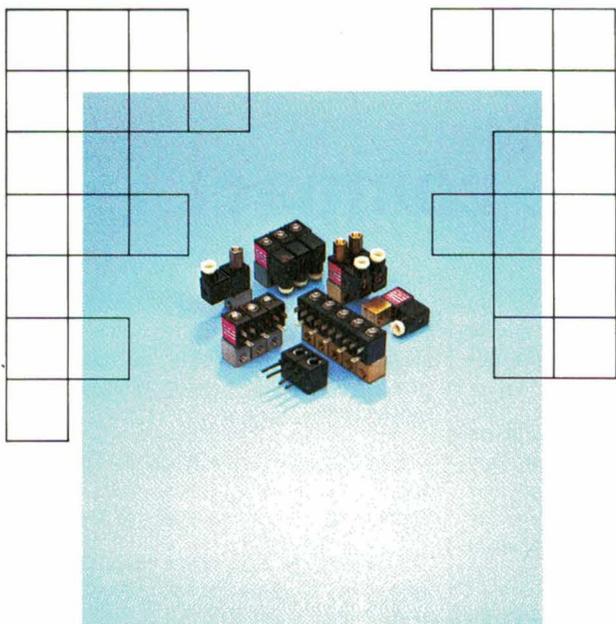
affichage fluorescent très lisible ; face avant conçue pour une utilisation facile ; un seul bouton par fonction et un seul bouton par gamme ; sélection automatique de la bonne gamme de mesure ultrarapide.

Les procédures de calibration pilotées par logiciel et guidées par menus peuvent être effectuées à partir de la face avant ou commandées par la liaison IEEE-488, soit sur le lieu d'utilisation, soit dans le laboratoire de calibration.

MB Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 32





ELECTROVANNES MINIATURES ASCO

LE Choix de LA Qualité

LA Qualité ASCO. Aussi pour les électrovannes de petite dimension. Capables de fonctionner des millions de cycles.

1/8", 2 ou 3 voies. Courant AC ou DC. Elles sont conçues pour de grandes performances.

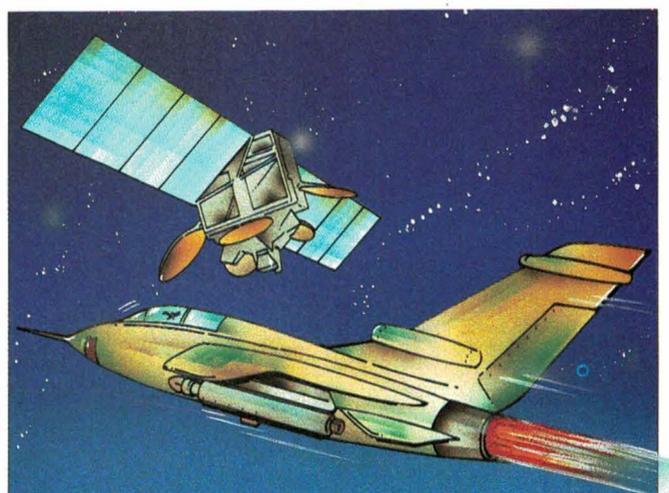
Si les électrovannes doivent jouer un rôle primordial dans votre fabrication ou votre installation, faites appel à ASCO: LA Qualité et la fiabilité de son matériel sont des garanties de sécurité. Vous en serez persuadés, dès votre premier contact avec nous. Consultez nous dès aujourd'hui. ASCO ... Partout où la fiabilité de l'électrovanne est vitale.

AUXITROL

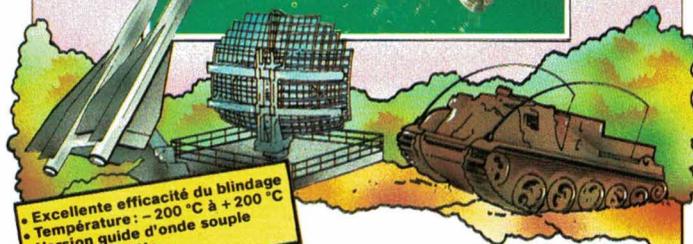
1, Rue d'Anjou, 92600 ASNIÈRES (France)
Tél. 790 62 81,
Télex MASCA 620359 F
Télécopieur: (1)790 03 59

ASCO[®]

SERVICE-ANNONCEURS N° 25



HAUTES PERFORMANCES DE 2 A 40 GHz



- Excellente efficacité du blindage
- Température: -200 °C à +200 °C
- Version guide d'onde souple de 30 à 110 GHz

LIAISONS GMCA HYPERFREQUENCES A DIELECTRIQUE GORE-TEX[®]

Nous garantissons:

- des affaiblissements d'insertion minima pouvant atteindre 0,9 dB/m à 18 GHz, 2 dB/m à 26,5 GHz et 2,6 dB/m à 40 GHz, connecteurs compris.
- une gamme étendue de connecteurs pour tous les diamètres de câbles .120", .151", .190", .290"; fournis et équipés selon vos besoins.
- une gamme de renforts en acier inox polyuréthane et polyoléfine selon le type d'application.
- une souplesse inégalée.

Contactez: Gore, Département Hyperfréquences, ZI de St-Guénault, 4 rue Jean Mermoz, 91031 Evry Cedex. Tél: 6 077.95.90. Télex: 600621 F.



UNE AUTRE FAÇON DE CONCEVOIR VOS LIAISONS CABLEES

Pour plus d'information sur nos liaisons GMCA, veuillez remplir et vous retourner ce bon:

Nom: _____

Société: _____

Service: _____

Adresse: _____

Téléphone: _____

1050 b10mc

Analyseur logique compact

D'un poids et d'un encombrement réduits, l'analyseur logique *MLA 3300* de *Intron* présente une qualité essentielle : son extrême simplicité d'utilisation (dix minutes de prise en main suffisent).

Il possède 16 canaux d'entrée (sur impédance 10 M Ω /10 pF), deux mémoires de 256 mots de 16 bits chacune, et sa résolution est de 100 ns.

L'analyse permet les trois fonctions : analyse des temps, analyse des états et analyse de signature.

Les possibilités de comparaison entre la mémoire d'acquisition et la mémoire de référence antérieurement acquise, les différents modes de déclenchement par comparaison, les modes de recherche, et enfin le fonc-

tionnement sur batterie incorporée en font un analyseur idéal pour la maintenance.

La comparaison peut être faite en analyse logique (comparaison capture si – ou non – égalité) et en analyse de signature. 64 signatures différentes peuvent être mise en mémoire de référence.

La mémoire d'acquisition et la mémoire auxiliaire présentent des possibilités d'exploration et de comparaison permettant une analyse en détail.

L'utilisation, grâce à un menu, est très simplifiée ; une mémoire supplémentaire conserve les paramètres de ce menu.

Les fonctions de déclenchement sont particulièrement intéressantes ;

elles comprennent entre autres le déclenchement par mots, la détection glitch (50 ns), le retard d'horloge, le retard d'événement.

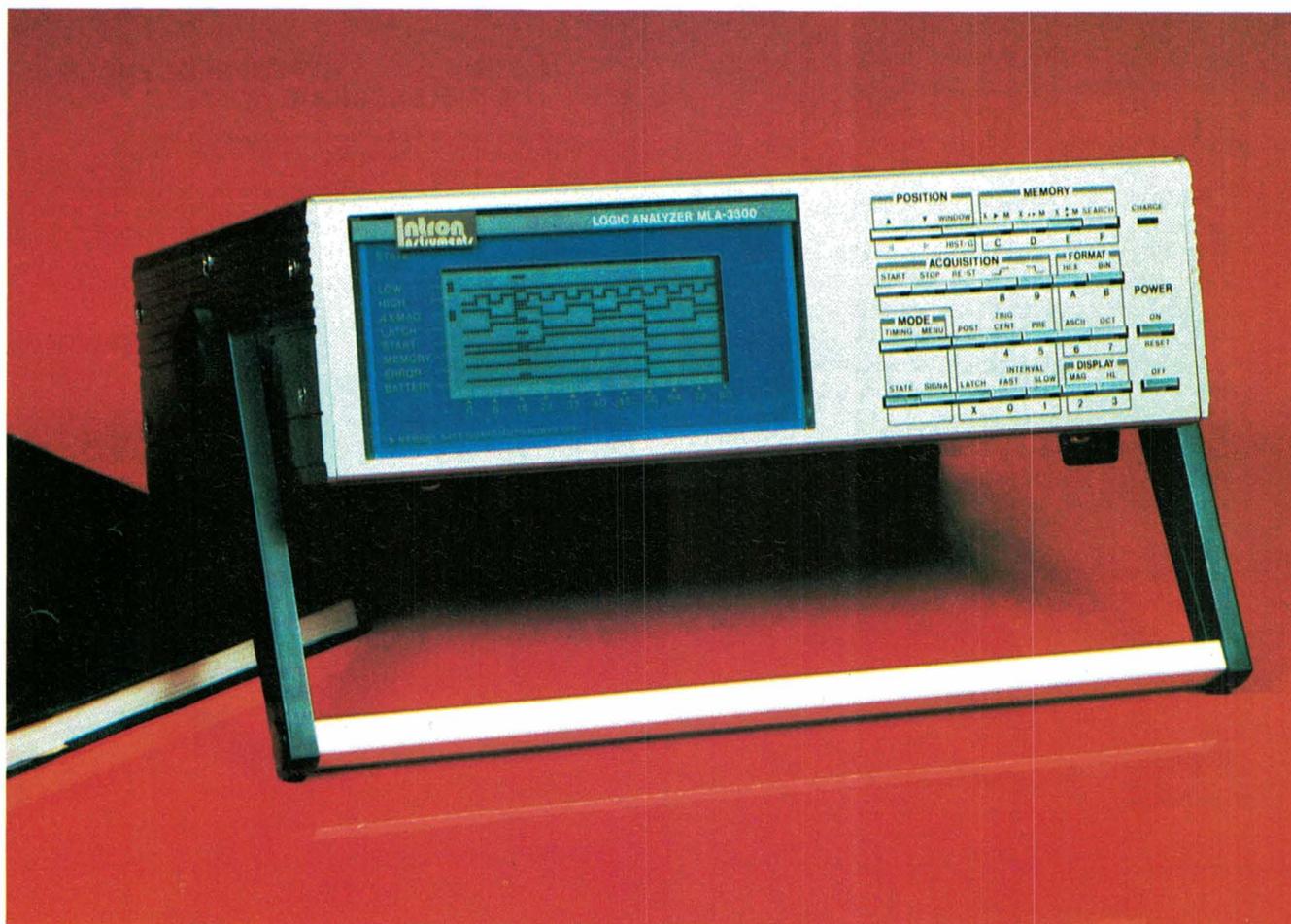
Les données affichées et les données acquises sont conservées en mémoire, même si l'appareil est éteint.

L'affichage des états peut être effectué en binaire, octal, hexadécimal et ASCII.

Revenons, pour terminer, sur les caractéristiques dimensionnelles de cet appareil très compact (280 (l) x 75 (h) x 85 (p) mm) et son poids : 3 kg.

Blanc Méca Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 33



Schroff — La puissance de développement

Système de montage pour microprocesseurs

Pour tous les systèmes à microprocesseurs basés sur les cartes européennes, il existe un vaste programme de produits standards permettant la réalisation de vos applications spécifiques. Cela va du bac à cartes 19" au coffret, en passant par la carte-mère et l'alimentation - sous forme de kit ou bien en coffret pré-assemblé.

Bus VME et Multibus II sont des exemples typiques de systèmes de montages standardisés. La modularité du montage et l'étendue de la gamme Schroff permettent pratiquement toutes les configurations professionnelles — pour un investissement minimum.

La meilleure garantie du système est la commercialisation mondiale d'éléments ayant fait leur preuve lors de nombreuses applications. L'ensemble présenté par Schroff, partenaire compétent aux moyens de production de haute technologie, est complété d'une garantie de qualité continue.

Sur simple demande, une documentation complète avec explications des données de base standards du système est mise à votre disposition.



Schroff®

Le partenaire mondial de l'industrie électronique

SCHROFF SARL · 67660 Betschdorf · Tél. 88 54 49 33 · Télex 880710
Agence Région Parisienne: Z. I. · 78530 Buc · Tél. (1) 39 56 08 18 · Tx 695668

GE Smart : la tête et les jambes

Le titre de cette célèbre émission de télévision s'adapte parfaitement bien au nouveau concept de puissance intelligente présenté par *General Electric Semiconductor* avec sa nouvelle technologie appelée *GE Smart*.

Il s'agit d'un sous-ensemble intégré de puissance réunissant dans un même boîtier les circuits intégrés de traitement des signaux, les semi-conducteurs de puissance et l'interface réunissant les deux parties.

Ces modules hybrides ne font pas l'objet de fabrications standard mais

sont développés à partir du cahier des charges du client : du « sur mesure ».

La « puissance intelligente » réduit les coûts et simplifie considérablement les circuits de commande électriques.

Cette technologie est considérée comme une porte ouverte sur un avenir marqué par des applications radicalement différentes dans le domaine des moteurs électriques, de l'habitat et des bâtiments commerciaux « intelligents », ainsi que par des avions et

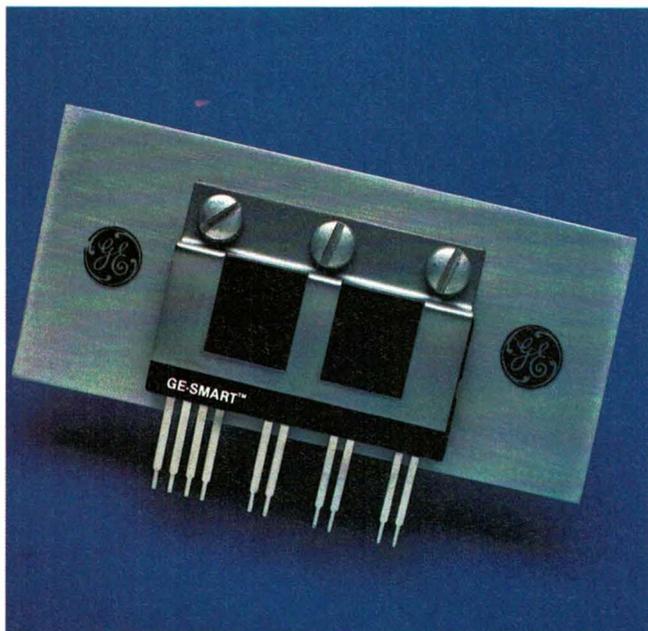
des automobiles considérablement plus simples et plus efficaces.

Elle permet aux fabricants d'équipements électriques et électroniques de toutes sortes d'introduire dans leurs produits la programmabilité et autres avantages fonctionnels inhérents à la microélectronique.

Par exemple, le premier circuit de cette famille, étudié pour le groupe Motor Business de General Electric, est un circuit de commande pour moteurs électriques à vitesse variable fonctionnant sous 500 V avec la ca-



ACTIFS



capacité de commuter 10 A en moins d'une microseconde.

Présenté sous forme d'un boîtier à 16 broches de la taille d'une petite boîte d'allumettes, ce module est conçu pour accepter les signaux logiques provenant d'un circuit de commande et assure la protection de la partie entraînement d'un système de régulation de vitesse d'un moteur.

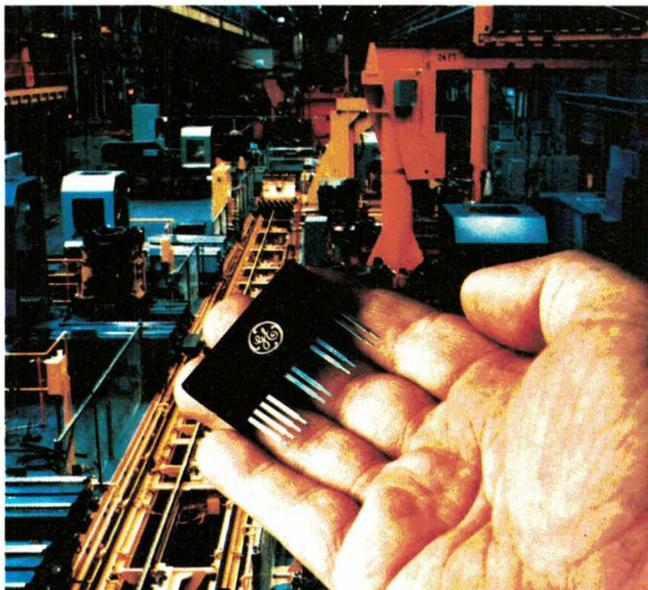
Il élimine le besoin de disposer de plusieurs alimentations isolées et de circuits de transformation de tensions.

Outre le contrôle des moteurs électriques, le GE-Smart trouvera des applications intéressantes dans deux autres domaines :

- Câblage des bus de transmission de signaux (automobile, aviation).
- Alimentations électriques (ordinateurs, périphériques, etc.).

General Electric Semiconductor

SERVICE-LECTEURS N° 34



LE PROFESSIONNEL



Le multimètre FLUKE 77 répond à vos besoins. Prix modéré, complet, simple à utiliser, les performances d'un professionnel.

EXIGEZ UN FLUKE 3 ans de garantie

Disponible chez nos distributeurs:

ACER PARIS 10 770 28 31/AGEI AIX EN PROVENCE 13 (42) 64 01 44/
CIBOT RADIO PARIS 12 346 63 76/COMPOKIT PARIS 14 335 41 41/DIMATEL
MARSILLE 13 (91) 78 41 39/FACEN BORDEAUX 33 (56) 39 33 18/FACEN
PARIS 569 10 59/FACEN NANCY 54 (8) 351 00 05/FACEN STRASBOURG 67
(88) 20 20 80/FACEN LILLE 59 (20) 96 21 67/FACEN LYON 69 (7) 858 24 06/
FACEN CAEN (31) 93 00 30/FACEN GRENOBLE (76) 42 56 17/FACEN ROUEN
(65) 65 36 03/FACEN St QUENTIN (23) 62 52 02/FLAGELECTRIC CLERMONT
FERRAND 63 (73) 92 13 46/FRANCAISE D'INSTRUMENTATION PARIS
706 30 77/TROYES 10 (25) 78 15 55/HEXAGONE EQUIPMENT ORLY 94
884 47 57/LIENARD SOVAL ORLEANS 45 (38) 72 58 30/MAXENCE ISNARD
GRENOBLE 38 (76) 27 81 11/OMNIRAD GENTILLY 94 581 00 41/OMNITECH
SURESNES 772 81 81/OMNITECH BORDEAUX 33 (56) 34 46 00/OMNITECH
NANTES 44 (40) 72 63 93/OMNITECH LYON 69 (7) 273 11 87/RADIO SELL
BREST 29 (98) 41 65 56/REINA PARIS 15 549 20 89/REVIMEX 44
(40) 89 09 30/SODIMEP TOULOUSE 31 (61) 54 34 54/VP ELECT. MASSY 91
(6) 920 08 69/VP ELECT. RENNES 35 (99) 51 88 88

MB ELECTRONIQUE 

606, Rue Fourny - Z.I. De Buc - B.P. no. 31-78530 Buc -
Tél.: (3) 956.81.31 (lignes groupées) - Telex: 695414
Aix-en-Provence (42) 39 90 30
Lyon (78) 76 04 74
Rennes (99) 53 72 72
Toulouse (61) 63 89 38

SERVICE-ANNONCEURS N° 28

FLUKE

GRAND CRITERIUM D'APPLICATIONS

autour du microprocesseur MIW-E

PALMARES

**1^{er} PRIX : UN VOYAGE
EN CALIFORNIE**

P. PANCINO

Robot-grenouille que l'on programme et qui parle en français.

**2^e PRIX : UN
PROGRAMMATEUR D'EPROM
« ROM 2000 » DE**

« MICROPROSS » OFFERT
PAR « GENERIM »

P. POUILLAIN

Programmation pour chauffage.

**3^e PRIX : UN MICRO-
ORDINATEUR « MO5 » OFFERT
PAR « THOMSON »**

J.-M. YEROMONAHOS

Terminal radioamateur multifonction.

**4^e PRIX : DEUX MILLE FRANCS
DE LIVRES TECHNIQUES**

T. HANS et L. DROUARD

Système de surveillance de l'activité d'une souris.

DU 5^e AU 14^e PRIX :

REPERTOIRE « IC MASTER » DES
CIRCUITS INTEGRES (2 VOLUMES)

OFFERT PAR « CONSEIL ET
PROMOTION » + UN ABONNEMENT
D'UN AN A « ELECTRONIQUE
APPLICATIONS »

G. TROUILHET

Système automatique de mesures.

J. DEBIEZ

Caisse enregistreuse à reconnaissance vocale.

R. MONISTROL

Contrôle des hypoglycémies par un diabétique.

C. LIETAR

Système de gestion d'un grand immeuble.

P. BRISSON

Commande image et son de deux projecteurs de diapositives.

E. DE VERGIFOSSE

Système d'acquisition de données.

P. PIRIM

Automatisme d'un véhicule de sécurité routière.

V. BONNASSIEUX et R. TALOUR

Oscilloscope numérique à calibrage automatique.

P. PROST

Programmeur hebdomadaire de six prises de courant.

D. PERSONNIC

Emulateur d'EPROM.

DU 15^e AU 25^e PRIX :

UN ABONNEMENT D'UN AN A
« ELECTRONIQUE APPLICATIONS »

D. ARNAUD, M. DROUI, S. GRAVIS,

J. PRABIS, Ph. NOTTON,
Ch. MOISELLE, S. BERTRAND,
A. ALENDA, P. PEAN, S. BUREAU,
C. HUTTNER, B. NAUDIN

Découvrez chez vous la technique complète des microprocesseurs.

UNE EXCLUSIVITÉ EDUCATEL MATÉRIEL NOUVEAU

Vous maîtriserez ainsi l'une des techniques de pointe les plus passionnantes

■ Savez-vous que le microprocesseur 6809 est actuellement utilisé par les plus grandes entreprises françaises (Thomson, Sagem, Matra...)?

■ Un matériel exclusif et original, le MICROLAB, vous permettra d'apprendre pas à pas le fonctionnement d'une carte microprocesseur et du 6809.

■ Mis au point par les ingénieurs du Bureau des Etudes d'EDUCATEL, ce matériel de conception entièrement française, est nouveau et réservé aux élèves d'EDUCATEL.

■ Vous pourrez ainsi recréer chez vous, les conditions que vous rencontrerez dans votre vie professionnelle.



LE MICROLAB

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES : ● 1 Microprocesseur 6809 E ● Horloge 1 MHZ ● 1 Mémoire EPROM 2K OCTETS ● 1 Mémoire RAM 2K OCTETS ● 2 PIA 6821 ● 1 Timer 6840 ● 1 Affichage à 6 éléments ● 1 Visualisation adresses ● Données ● Signaux de contrôle du microprocesseur ● Un clavier...

MÉTIERS PRÉPARÉS (matériel inclus)

- Electronicien **E** ● Technicien en microprocesseurs **D M** ● Technicien électronicien **E M** ● Initiation aux automatismes **D** ● Technicien en automatismes **E D A M** ● Technicien en robotique **D A M** ● Monteur en systèmes d'alarme **D** ● Technicien en micro-électronique **D M** ● Electronicien automatique **E D** ● BTS électronicien **E D A M** ● BTS informatique industrielle **E D M** ● CAP électronicien **E**.

Il existe aussi 3 autres matériels tout aussi performants pour apprendre sérieusement un métier en électronique.

- E** L'ELECTROLAB pour l'électronique générale **D**
- LE DIGILAB** pour l'électronique digitale **A** **L'AMPLI OPÉRATIONNEL** pour l'étude rationnelle des montages à base d'amplificateurs opérationnels. **M** :
- MICROLAB** pour la technique des microprocesseurs.

Voici les 8 atouts de ce nouveau matériel

- 1** Vous apprenez dans le détail comment est organisé un microprocesseur, grâce à un système totalement original de visualisation de l'état de chacune "des pattes de la puce". Puis vous apprenez à l'utiliser et à le dépanner.
- 2** Ce matériel est le trait d'union entre l'électronique et la micro-informatique.
- 3** Vous êtes le chef d'orchestre ; vous vous mettez complètement à la place du microprocesseur. Vous apprenez ainsi tout ce qu'il sait faire, en pouvant réduire sa vitesse de travail et l'observer au ralenti.
- 4** C'est un matériel totalement dynamique. Vous pouvez connecter un programmeur d'EPROM, une imprimante, une carte entrée-sortie et une carte liaison série RS 232. Vous pouvez élargir la capacité mémoire.
- 5** Grâce à cette carte micro que vous monterez vous-même, vous pourrez commander ce que vous voudrez puisque le microprocesseur possède un pont de 8 entrées/sorties (faire tourner un moteur, allumer une lampe et plus généralement tout appareillage électrique).
- 6** Un système de mémoire permanente permet de conserver les programmes que vous aurez rentrés, même après coupure du courant.
- 7** Après avoir construit cette carte micro, vous pourrez construire n'importe quelle autre carte.
- 8** Grâce au professionnalisme de ce matériel, vous recréez chez vous les conditions de travail des techniciens appelés à dépanner ou utiliser les microprocesseurs. Vous pourrez, par la suite, vous adapter sans difficulté à n'importe quel autre type de microprocesseurs.

Bon pour une documentation gratuite

OUI, je souhaite recevoir sans aucun engagement une documentation complète sur le métier qui m'intéresse.

M. Mme Mlle

NOM Prénom

Adresse : N° Rue

Code postal [] [] [] [] Localité Tél.

Pour nous aider à mieux vous orienter, merci de nous donner tous les renseignements ci-dessous :

Age (il faut avoir au moins 16 ans pour s'inscrire) - Niveau d'études

Si vous travaillez, quelle est votre activité actuelle?

Si non, quelle est votre situation? Etudiant(e) A la recherche d'un emploi

Autres

Je suis intéressé par la formation continue.

Merci de nous indiquer le métier ou le secteur qui vous intéresse:

Envoyez-nous ce Bon dès aujourd'hui sous enveloppe à l'adresse suivante : EDUCATEL - 3000 X - 76025 ROUEN CEDEX

Pour Canada, Suisse, Belgique: 49, rue des Augustins, 4000 Liège (Belgique)
Pour DOM-TOM et Afrique: documentation spéciale par avion.

« Si vous êtes salarié(e), possibilité de suivre votre étude dans le cadre de la Formation Professionnelle Continue. »

Renvoyez-nous ce Bon dès aujourd'hui. Vous ne vous engagez à rien... et c'est un geste tellement important pour votre avenir! Vous pouvez aussi nous appeler à Paris au: (1) 42.08.50.02.

SERVICE-ANONCEURS N° 29



G.I.E. Unico Formation
Groupement d'écoles spécialisées
Etablissement privé d'enseignement
par correspondance soumis au contrôle
pédagogique de l'Etat

EDUCATEL - 1083, route de Neufchâtel - 3000 X - 76025 ROUEN CEDEX

VOUS POUVEZ COMMENCER VOS ETUDES A TOUT MOMENT DE L'ANNEE

ELA001

MICROPROCESSEURS

COMPRENDRE
leur fonctionnement

CONCEVOIR-RÉALISER
vos applications

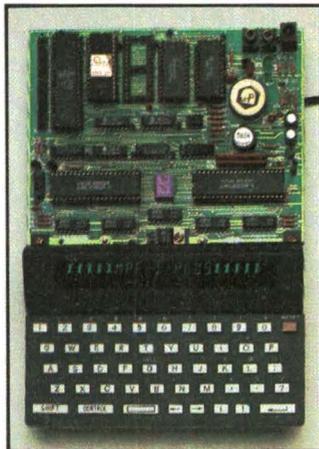
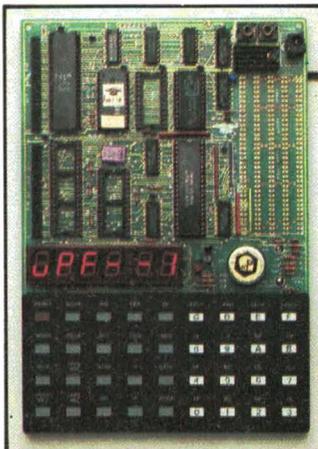


Z 80
R 6502
6809
8088

MPF-1 B

- MICROPROCESSEUR Z-80®, haute performance, répertoire de base de 158 instructions.
 - 4 Ko ROM (moniteur + mini interpréteur BASIC). 2 Ko RAM.
 - Clavier 36 touches dont 19 commandes. Accès aux registres. Programmable en langage machine.
 - 6 afficheurs L.E.D. Interface K7.
 - Options : 4 Ko EPROM ou 2 Ko RAM, CTC et PIO.
- Le MICROPROFESSOR MPF-1 B est parfaitement adapté à l'initiation de la micro-informatique. Matériel livré complet, avec alimentation, prêt à l'emploi, manuels d'utilisation (en français), applications et listing.

Prix TTC, port inclus - 1 645 F



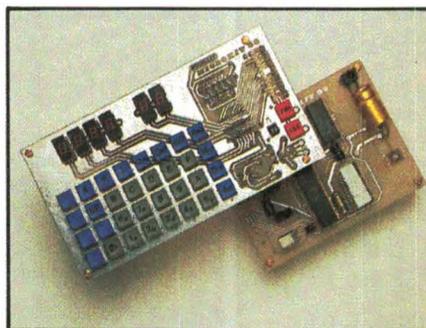
MPF-1 PLUS

- MICROPROCESSEUR Z-80®, 8 Ko ROM, 4 Ko RAM (extensible).
 - Clavier QWERTY, 49 touches mécaniques avec « Bip ».
 - Affichage alphanumérique 20 caractères (buffer d'entrée de 40 caractères). Interface K7, connecteur de sortie.
 - ÉDITEUR, ASSEMBLEUR, DEBUGGER résidents (pointeurs, messages d'erreurs, table des symboles, etc.).
 - Options : 8 Ko ROM-BASIC, 8 Ko ROM FORTH.
 - Extensions : 4 Ko ou 8 Ko EPROM, 8 Ko RAM (6264).
- Le MICROPROFESSOR MPF-1 PLUS est à la fois un matériel pédagogique et un système de développement souple et performant. Matériel livré complet, avec alimentation, notice d'utilisation et d'application en français, listing source du moniteur.

Prix TTC, port inclus - 2 195 F

MODULES COMPLÉMENTAIRES POUR MPF-1B ET MPF-1 PLUS

- PRT-MPF B ou PLUS, imprimante thermique
- SSB-MPF B ou PLUS, synthétiseur de paroles.
- SGB-MPF B ou PLUS, synthétiseur de musique.
- EPB-MPF-1B/PLUS, programmeur d'EPROMS.
- TVB-MPF-1 PLUS, interface vidéo pour moniteur TV.
- I.O.M. - MPF-1 PLUS, carte entrée/sortie et mémoire (6 Ko).



MICROKIT 09

- MICROPROCESSEUR 6809, haut de gamme, organisation interne orientée 16 bits. Compatible avec 6800, programme source 2 Ko EPROM (moniteur). 2 Ko RAM. Clavier 34 touches. Affichage 6 digits. Interface K7. Description et applications dans LED.
- Le MICROKIT 09 est un matériel d'initiation au 6809, livré en pièces détachées.

MPF - I/88

- MICROPROCESSEUR Intel 8088, CPU 16 bits, version 4,77 MHz avec bus de données 8 bits, 16 Ko ROM (ext. à 48 Ko), 8 Ko RAM (ext. à 24 Ko), clavier QWERTY 59 touches mécaniques, bip sonore.
 - MONITEUR, ASSEMBLEUR 1 passe, DESASSEMBLEUR résidents.
 - Affichage : deux lignes de 20 caractères, extraites d'une page (24 lignes). 192 caractères ou symboles, matrice 5 x 7. Interface K 7 1 000 à 2 000 bits/sec. Interface imprimante : type "CENTRONICS" 16 pts.
 - Matériel livré complet, manuels d'utilisation, référence et listing source.
- Prix TTC, port inclus - 3 995 F.

MICROPROFESSOR EST UNE MARQUE DÉPOSÉE MULTITECH

LES MICROPROFESSORS SONT GARANTIS 1 AN PIÈCES ET MAIN-D'ŒUVRE

SI VOUS VOULEZ EN SAVOIR PLUS : TÉL. : 16 (4) 458.69.00

SUD de la FRANCE - C.R.E.E. 138, AV. THIERS - 69006 LYON - TÉL. : 78.94.66.36

BON DE COMMANDE À RETOURNER À Z.M.C. B.P. 9 - 60580 COYE-LA-FORET EA 12/85 - 1/86

- MPF-I B - 1 645 F TTC
- MPF-I PLUS - 2 195 F TTC
- MPF-I/65 - 2 995 F TTC
- MPF-I/88 - 3 995 F TTC
- PRT B ou PLUS 1 195 F TTC
- EPB B/PLUS - 1 895 F TTC
- SSB B ou PLUS - 1 695 F TTC
- SGB B ou PLUS - 1 195 F TTC
- IOM SANS RAM - 1 495 F TTC

- IOM AVEC RAM - 1 795 F TTC
- TVB PLUS - 1 795 F TTC
- OPTION BASIC PLUS - 400 F TTC
- OPTION FORTH PLUS - 400 F TTC

DOCUMENTATION DÉTAILLÉE

- MPF-I B
- MPF-I/65
- MPF-I PLUS
- MICROKIT - LISTE ET TARIF
- MPF-I/88

NOM : _____
ADRESSE : _____

Ci-joint mon règlement
(chèque bancaire ou C.C.P.).

Signature et date : _____

**Non ! Il ne s'agit pas ici de faire une critique des hommes politiques...
... malgré le titre de l'article.**

Analyse

La parole artificielle et sa reconnaissance

La parole synthétique et sa reconnaissance représentent deux domaines aux applications distinctes mais complémentaires. En fait, il s'agit de l'émission et de la perception de la parole au moyen de dispositifs divers dont les derniers en date font largement appel à l'électronique.

C'est la parole artificielle qui a fait l'objet des réalisations les plus anciennes. Au XVIII^e siècle, von Kempelen réalisait une machine parlante produisant une vingtaine de sons différents. Mais il fallut attendre l'arrivée des ordinateurs et l'aboutissement des études de physiologie en phoniatry pour traiter ce problème d'une manière plus fine.

La reconnaissance de la parole, problème plus complexe dans son appréhension, a été abordé beaucoup plus tard (1950). Son développement est cependant rapide, car dans le dialogue homme-machine, l'enjeu est important pour les dix prochaines années.

Vous avez la parole !

L'étude des mécanismes de la production et de la perception de la parole permet de mettre en évidence un spectre dont la richesse en informations est énorme. Pour fixer les idées, sachons que le téléphone peut véhiculer 50 000 unités d'information par seconde ; mais, au niveau cérébral, 50 unités par seconde suffisent pour assurer la compréhension du message. Il y a donc une perte importante au cours de l'acheminement du message (999 unités perdues pour 1 000) et il serait intéressant de détecter et de définir ces unités d'information essentielles à la compréhension.

La voix est la production physiologique des sons. Elle résulte de l'émission des sons venant du larynx, modifiés dans les cavités de résonance que sont le pharynx, la bouche et les fosses nasales (fig. 1). L'analyse de la voix humaine montre son extrême variabilité selon la race, l'hérédité, le développement corporel, mais également selon l'âge, le milieu, l'éducation et le psychisme.

Pour rester dans les généralités, on peut ajouter que la voix est caractérisée par son *intensité* (en dB) qui correspond à l'amplitude des vibrations sonores, fonction de la pression de l'air expiratoire ; par la *hauteur*, qui correspond à la fréquence des sons,

liée aux caractéristiques des cordes vocales (élasticité, masse, largeur) ; enfin par le *timbre*, résultat des harmoniques (du son fondamental) compris dans le son complexe émis par le larynx et de l'action sélective des cavités de résonance.

L'étude de la voix et des paroles émises par les structures anatomiques de l'être humain permet d'expliquer le comment et le pourquoi de l'expression vocale. Elle apporte les moyens de corriger éventuellement les troubles qui font l'objet de toute la pathologie de la phoniatry : difficulté de la prononciation (dysphémie), difficulté de la phonation (dysphonie), vice de construction du langage (dysphrasie),

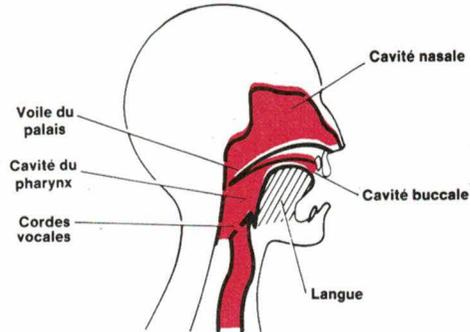


Fig. 1. — Ensemble du conduit vocal comprenant les différentes cavités : nasale, buccale et celle du pharynx.

nouveaux synthétiseurs que l'on peut ranger chronologiquement en trois types : les *vocodeurs*, qui furent créés pour améliorer les performances des transmissions sur les lignes téléphoniques, les *synthétiseurs à formants*, qui représentent un progrès dans la qualité de la voix émise, et les *simulateurs du conduit vocal*, en cours d'études.

Le « Vocodeur »

Le « Vocodeur » (de l'anglais « Voice Coder »), première étape dans l'analyse et la synthèse de la parole, est un appareil qui assure ces deux fonctions (fig. 2). La première fonction élabore des signaux de deux types. Tout d'abord la détection de la mélodie : c'est une analyse de la fréquence fondamentale à laquelle vibrent les cordes vocales. Ces signaux fournissent, entre autres, des renseignements sur le caractère voisé et non voisé des sons émis. Rappelons que les *sons voisés* (les voyelles par exem-

difficulté de la parole due à une paralysie (dysarthrie), etc. C'est un apport très important pour la rééducation puisque l'on sait utilement mettre en œuvre, ensemble ou séparément, les structures anatomiques, les cavités, les muscles concourant à la prononciation d'une parole (consonnes, voyelles) ou d'un son.

Cette étude permet également de disséquer la voix sous la forme d'une image spectrale qui contient toutes les informations, et c'est une telle étude qui a rendu possible la réalisation de synthétiseurs. Comme toujours en pareil cas, dès qu'il s'agit de remplacer un organe ou de suppléer une fonction, on cherche à imiter la nature, ce qui généralement n'est pas la meilleure façon de procéder, mais permet de franchir les premières étapes. Ainsi *Dudley* réalisa le *Voder*, premier synthétiseur électrique qui ressemblait à un piano. Il comportait un générateur de bruit (poumons et larynx), un oscillateur de « relaxation » (au niveau des cordes vocales), un contrôle de résonance (cavités buccales et nasales, langue), avec des touches permettant de jouer sur les différents paramètres.

logue à celle des cavités buccale ou nasale a permis de fabriquer des synthétiseurs « à formants » (ce sont les maxima de la courbe de réponse en fréquence). Il est possible également de simuler le conduit vocal au moyen d'un quadripôle électrique.

Avec les nouveaux moyens techniques (modulation de faisceaux lumineux, simulation sur ordinateur), la dernière décennie a vu se réaliser de

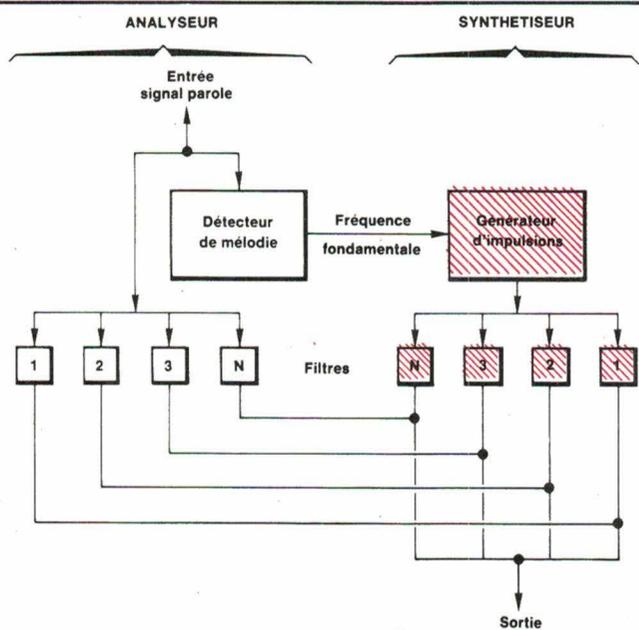


Fig. 2. — Le Vocodeur analyse et reconstitue la parole. Construit dès 1935 aux Etats-Unis, il avait pour but de réduire le nombre d'informations à véhiculer sur une ligne téléphonique.

Trois types de synthétiseurs

C'est en établissant des analogies entre les grandeurs mesurables que l'on a pu réaliser des synthétiseurs. Ainsi, la pression et le débit de l'air nécessaire à générer la parole peuvent être mis en parallèle avec une tension aux bornes d'un circuit électrique. Les impédances acoustiques se retrouvent sous la forme d'impédances électriques et les paramètres mécaniques de la phonation sont assimilables à des paramètres électriques.

L'emploi de filtres ayant une courbe de réponse en fréquence ana-

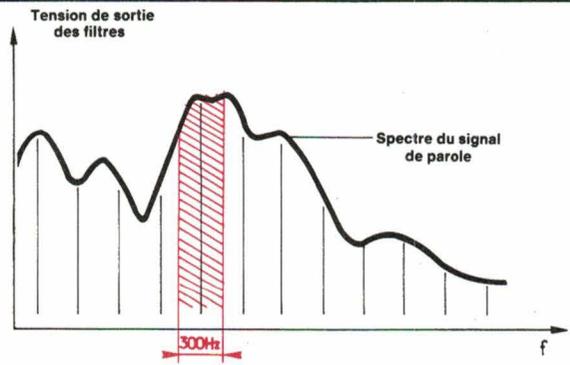


Fig. 3. — Echantillonnage dans le spectre de la parole (d'après R. Carré).

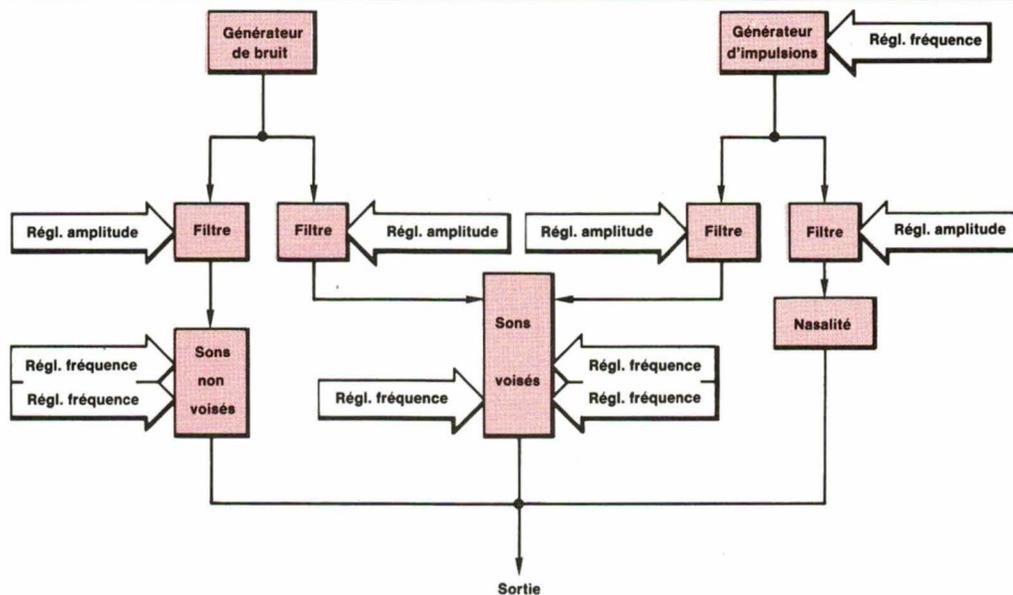


Fig. 4. — Le synthétiseur à formants représente un progrès dans la qualité de la voix émise.

ple) sont produits par une source d'impulsions périodiques représentée par l'ensemble poumons-cordes vocales. Les *sons non voisés* (certaines consonnes) proviennent du bruit, c'est-à-dire de signaux aléatoires, produits par le passage de l'air venant des poumons et passant sur les parois de l'appareil vocal, notamment au niveau du rétrécissement du conduit vocal.

Outre la détection de la mélodie, les signaux sont également pris en compte par une batterie d'une douzaine de filtres « passe-bande » assurant l'analyse spectrale de la parole. Chaque filtre laisse passer les signaux ayant une fréquence comprise dans un intervalle de 300 Hz. On obtient ainsi un échantillonnage dans le spectre de la parole (fig. 3). Les variations rapides du spectre correspondent à une fréquence maximale de 25 Hz, c'est ce qui a été constaté. Or, si l'analyseur couvre une gamme de fréquences s'étendant jusqu'à 3 000 Hz, la bande passante totale nécessaire à la transmission du message passée à travers la douzaine de filtres sera de $12 \times 25 = 300$ Hz. Ainsi, le message subira une compression de $3\,000/300 = 10$ tout en conservant son intelligibilité.

L'opération inverse, qui consiste à reconstituer la parole — la synthèse —, s'effectue à partir d'un générateur d'impulsions dont la fréquence de récurrence est commandée par la tension issue du détecteur de mélodie. Ainsi, la hauteur de la voix est rétablie. Puis, les impulsions passent sur une batterie de filtres identique à celle de l'analyse et contrôlée par elle.

L'addition des tensions à la sortie des filtres fournit un spectre qui est proche de celui de la parole à l'entrée de l'analyseur.

Il est certain que la synthèse de la parole par ce procédé donne un message ramené à l'essentiel et donc compréhensible, mais la voix a beaucoup perdu de ses caractéristiques, elle est vraiment artificielle. La nécessité d'améliorer la qualité de la voix a conduit à rechercher ce qui caractérise cette qualité. L'étude de la courbe de réponse en fréquence du conduit vocal, dont les maxima sont appelés *formants*, assure une première étape dans cette amélioration.

Le synthétiseur à formants

C'est le synthétiseur de second type, dont la différence se situe au niveau des filtres. Ce sont des filtres résonnants dont chacun d'entre eux amplifie une bande de fréquence correspondant à un formant déterminé. La courbe de réponse de ces filtres se rapproche davantage de celle du conduit vocal que la courbe des filtres du « vocodeur ».

Le générateur d'impulsions du synthétiseur à formants (fig. 4) reproduit le spectre du débit d'air au niveau des cordes vocales et est complété par un générateur de bruit. Ils attaquent des filtres résonnants comprenant un réglage d'amplitude. Un réglage en fréquence existe au niveau du générateur d'impulsions, des formants vocaux et des formants de bruit. L'ensemble de

ces réglages (une dizaine) peut être pris en charge par un ordinateur.

Faire appel à un ordinateur ne résoud pas le problème : encore faut-il bien maîtriser les nombreux paramètres correspondant aux signaux de la parole afin d'améliorer la qualité de celle-ci. Dans la recherche d'une similitude plus proche de la parole, on a fait appel à la simulation du conduit vocal en tant que cavité acoustique.

La simulation du conduit vocal

Si nous reprenons les différentes cavités du conduit vocal de la figure 1 (excepté les cavités nasales), nous pouvons découper ce conduit en tranches assimilables à des cellules élémentaires (fig. 5). Chacune de ces cellules a un équivalent électrique (fig. 6). Au débit d'air du conduit, à une certaine pression, correspondent une intensité et une tension électrique du simulateur. En juxtaposant une série de cellules, en plaçant un générateur en amont et en analysant le résultat en sortie (fig. 7), il est possible de faire varier la forme de l'appareil vocal artificiel et de synthétiser des phrases, tout au moins avec un simulateur à fonctionnement dynamique.

Ce découpage du conduit vocal, lié à l'étude anatomique de la dynamique du conduit vocal, au relevé électromyographique, à la cinéradiographie, le tout traité sur ordinateur au moyen d'algorithmes, permet une approche

intéressante dans l'étude de la synthèse de la parole mais il reste encore beaucoup à faire.

Au commencement du mot : le phonème

La synthèse vocale a permis de mieux saisir le processus de la phonation, notamment d'effectuer le découpage de la parole en un certain nombre d'éléments phonétiques : les phonèmes. A titre indicatif, on dénombre 37 phonèmes dans la langue française (16 voyelles, 18 consonnes et 3 semi-voyelles). Avec ces 37 phonèmes, il est possible de reconstituer les 70 000 mots usuels de la langue française et par conséquent une infinité de phrases grammaticales.

Cette approche est intéressante, mais il faut savoir que ce qui est vrai pour la langue française ne l'est pas pour une autre langue. Le phonème est une unité abstraite. Le codage à partir des phonèmes est simplifié mais n'est valable que pour une seule langue et un seul accent. Il faut ajouter, en outre, que les caractéristiques acoustiques d'un même phonème dépendent de son environnement. Ainsi, la consonne « b » représente un phonème différent dans la production des syllabes « ba » ou « bi » ; les caractéristiques dépendent de la voyelle finale.

En réalité, le codage tient donc compte du phonème, mais également du phonème précédent et du suivant. En pratique, nous devons tenir compte de $27 \times 36 = 1\,332$ diphonèmes. L'analyse de ces combinaisons montre que certains phonèmes ne sont pas modifiés par leurs voisins, ce qui limite le total à environ 600 diphonèmes.



Fig. 5. - Découpe du conduit vocal en cellules élémentaires pour une étude de simulation.

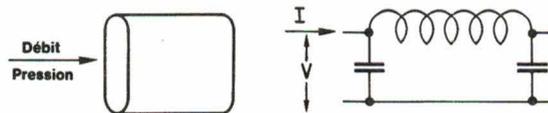


Fig. 6. - Équivalent électrique d'une cellule du conduit vocal.

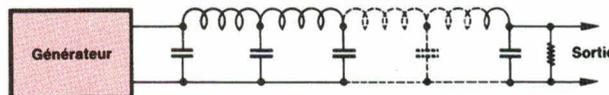


Fig. 7. - Simulateur du conduit vocal.

C'est sous cette forme simplifiée, mais suffisante pour la compréhension, qu'il est possible maintenant de « faire parler » les ordinateurs.

Un exemple : le « Ferma 5 000 »

Le « F 5 000 », de la *Française d'Électronique, Recherche et Mathématiques - Ferma*, est une machine à lire le français capable de reproduire avec une bonne qualité (mélodie et rythme), un texte écrit normalement sous la forme de suite de caractères ASCII (fig. 8). Elle se raccorde comme une imprimante, mais parle au lieu d'imprimer et son vocabulaire est infini. Pour cela, elle est reliée par une liaison V24 à une unité d'interface téléphonique - FXT (numéroteur, répondeur, dialogue).

Très schématiquement, on peut dire qu'un micro-ordinateur est interrogé au moyen d'un téléphone. Après avoir composé son numéro d'appel, on interroge l'ordinateur avec des chiffres correspondant à des questions bien déterminées. Celui-ci répond par l'intermédiaire du combiné téléphonique par des mots choisis dans un vocabulaire stocké dans une mémoire. Il y a un semi-dialogue puisque l'on interroge l'ordinateur au moyen d'un code, mais celui-là répond par la parole.

La société *Ferma* a réalisé différentes configurations. Ainsi, par exemple, la *messagerie vocale de l'écrit* (fig. 9), où deux des principaux serveurs Teletel : *Télesystèmes* (Eurodial) et *France Câbles Radio* (Missive), utilisent des ensembles synthétiseurs « F 5 000 » / Interface FXT pour l'acheminement vocal et téléphoné des messages écrits envoyés à partir d'un Minitel. Les ordinateurs utilisés sont un HP 66 et un PDP 11 reliés par liaison série au synthétiseur.

La personne envoyant un message à partir du Minitel peut spécifier qu'elle demande que le message soit téléphoné au destinataire dès que possible. Le système de messagerie utilise le numéroteur du synthétiseur pour composer le numéro de téléphone du destinataire. La messagerie demande à la personne qui a décroché de composer sur son cadran téléphonique un code assurant de son identité, puis lit le message en synthèse à partir du texte. Si la personne est absente, l'appel est répété périodiquement et automatiquement.

La société *Jeumont-Schneider* utilise une configuration similaire reliée à l'un de ses « PABX ».

Ferma a réalisé également une configuration pour la *prise de commandes par téléphone*. Ainsi, quand les clients appellent, sont-ils accueillis par le synthétiseur fonctionnant avec des phrases compressées, d'une qualité « grand public » parfaite, qui leur propose un menu vocal. Ils peuvent alors à l'aide du cadran ou du clavier de leur poste téléphonique choisir le service demandé : renseignement sur la date de livraison d'une de leur commande en cours, nouvelle commande sur catalogue dont ils composent les caractéristiques à partir du cadran tout en étant guidés par la voix du synthétiseur : référence du catalogue, quantité, etc. Certains messages (« bonjour Monsieur Durand ») sont personnalisés par la synthèse à partir du texte utilisée auxiliairement à la parole compressée.

Il est possible également de rendre le *Minitel ordinaire parlant*. Ceci offre un intérêt considérable dans toutes les applications de formation. Ainsi, dans le cas des langues, par exemple, l'université de Paris X développe des cours de russe. Plusieurs serveurs Teletel (*Télesystèmes-Eurodial*) s'équipent de cartes « F 5 000 » FXT montées dans un châssis en frontal de leurs serveurs et permettant de rendre

parlant tout Minitel connecté par le réseau téléphonique commuté.

La configuration est donnée figure 10. Grâce à l'interface FXT la ligne téléphonique peut être gérée à l'alternat en parole/données. Chaque « porte » parlante du serveur utilise un modem V23 et un ensemble « F 5 000 »/FXT. Les commandes envoyées au « F 5 000 » permettent de connecter à la ligne téléphonique soit le modem, soit le synthétiseur. L'utilisateur voit apparaître des pages Videotex, suivies d'un commentaire dans son poste téléphonique (un « main libre » avec amplificateur) qu'il n'a pas raccroché une fois la liaison établie avec le serveur.

Les « pages » de parole peuvent être soit de la parole compressée, soit du texte (ce qui permet en particulier à des non-voyants d'accéder aux différents services Teletel, notamment l'annuaire). La fréquence de changement et d'ajout de pages de parole compressée justifie d'équiper cette configuration d'un système de préparation de parole compressée.

Avec des applications médicales...

La synthèse de la parole apporte une aide précieuse aux handicapés. Ferma a développé trois applications :

- **Un système informatique pour non-voyants.** L'aveugle utilise la synthèse de la parole pour réécouter et corriger le texte qu'il a frappé, ou pour entendre le contenu de l'écran affiché.
- **Une prothèse de parole pour IMC (Infirmes Moteur Cérébraux).** Les IMC présentent une grande variété de handicapés. Certains peuvent taper sur un clavier informatique normal, d'autres ont besoin d'un clavier spécial à larges touches ou d'écrans à défilement avec actuateur sur le fauteuil.
- Comme nous l'avons vu précédemment, l'unité de télématique vocale permet de réaliser un *serveur Teletel parlant pour les non-voyants*. Dans ce cas, la traduction des pages de videotex en parole est effectuée par le serveur à l'aide de synthétiseur. Des systèmes de traitement de texte pour non-voyants fonctionnent au ministère de l'Industrie (configuration basée sur un micro-ordinateur « Axel AX 20 », une imprimante, un synthétiseur « F 5 000 » et le logiciel Wordstar).

D'autres réalisations ont été développées pour l'aide aux handicapés,

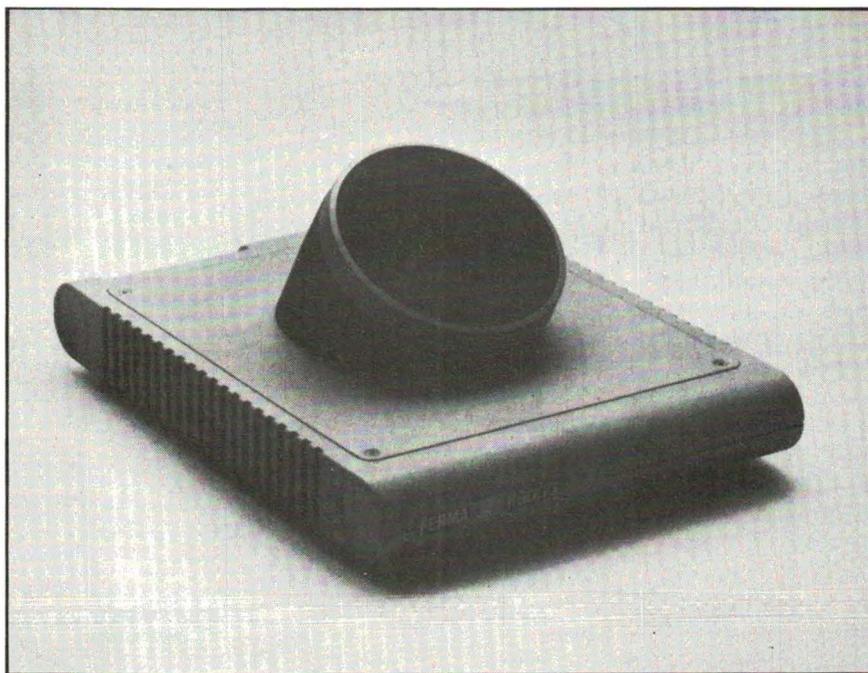


Fig. 8. — Le synthétiseur à partir d'un texte : F 5000 — c'est une véritable machine à lire le français (doc. Ferma).

comme par exemple les feux tricolores parlant que l'on rencontre place Denfert-Rochereau à Paris et qui sont très utiles aux aveugles, mais la synthèse de la parole se rencontre également dans d'autres domaines.

... et des applications diverses

Nous en évoquerons quelques-unes pour mémoire :

- Service public de renseignement comme à Blagnac (Gironde) où les habitants de la commune peuvent consulter une base de données et dont les réponses sont fournies par un synthétiseur.
- Les véhicules et les machines parlantes. Là encore, il suffit de fixer des seuils, des consignes, pour que se déclenchent des messages destinés aux utilisateurs. Ces messages peuvent être des informations, voire des ordres (une portière mal fermée empêchant le démarrage du véhicule).
- Une aide à la sécurité. Lorsqu'il y a risques d'explosion, d'incendie, d'émanations toxiques ou autres, des capteurs peuvent déclencher des alarmes (sonores ou visuelles), verrouiller des issues, etc. La société SILEC, dans son usine de Montereau en Seine-et-Marne, a complété ce dispositif par un synthétiseur qui donne sans ambiguïté, non seulement

l'alarme, mais des consignes parlées, mieux compréhensibles notamment par du personnel dont la présence est parfois occasionnelle dans un lieu à risques.

- Dans les transports publics. A la ● **SNCF**, dans le RER, les annonces destinées aux voyageurs étaient enregistrées sur bandes magnétiques puis retransmises le moment voulu. Chaque changement de texte nécessitait la présence de la même speakerine ; en outre, la maintenance électromécanique de telles installations n'est pas négligeable. Avec la voix synthétique, c'est l'ordinateur qui gère la synthèse et tout changement de texte ne demande que la simple frappe sur un clavier pour introduire le nouveau texte dans le logiciel, d'où une exploitation plus souple.
- Dans les applications maritimes, Bordeaux et Nantes ont inauguré une nouvelle façon de donner la hauteur des marées au moyen du « Vocodex Maréphone » de LCT. Habituellement, la hauteur de la mer est une information diffusée par radio, elle intéresse tous les navires aux abords des ports et des estuaires. La nouvelle formule utilise un synthétiseur qui est relié aux marégraphes, lesquels mesurent la hauteur de la mer toutes les minutes. L'information est traitée par un ordinateur puis transmise par le canal marine aux navires au large.
- On pourrait multiplier ces exemples, ajouter celui des ascenseurs qui an-

noncent les étages, les surcharges, les incidents avec quelques paroles de réconfort pour faire patienter les usagers. On pourrait également évoquer le chant, bien que ce problème soit beaucoup plus difficile à résoudre en raison de la richesse phonétique du message chanté. A l'IRCAM (Institut de Recherches et de Coordination Acoustique Musique), X. Rodet développe un appareil qui chante, fondé sur une synthèse par formants. Partant de ce travail, il est possible au cours de l'interprétation d'une pièce musicale de faire interpréter la partie chant par un synthétiseur. Ainsi, dans l'opéra « The Mask of Orpheus » d'Harisson Birtwistle, les voix de Dieu et d'Apollon sont synthétiques.

De la synthèse à la reconnaissance

Si l'on veut dialoguer, il ne suffit pas de parler ; encore est-il nécessaire de se faire comprendre de son interlocuteur : il faut que celui-ci reconnaisse le message pour pouvoir y répondre à son tour. Lorsqu'il s'agit d'un être humain, seuls les trois quarts des mots prononcés sont compris, il faut associer le contexte de la phrase et de la conversation, en général, pour qu'il comprenne les mots manquants. Pour faire ce travail, il faut un cerveau ; et le cerveau, comme le rire, est le propre de l'homme.

Bien sûr, on peut tout avec les machines, et chez IBM on emploie les gros calculateurs pour combler les déficits de compréhension dans la reconnaissance de la parole. Mais dans ce cas les moyens ne sont-ils pas disproportionnés par rapport au but recherché ? L'une des difficultés est de demander à une machine de reconnaître une parole qui peut être prononcée de différentes manières, avec une tonalité, une rapidité, une articulation, une intelligibilité qui dépend du locuteur. D'ailleurs, la même phrase, prononcée une seconde fois par la même personne, quelque temps après, donne deux représentations acoustiques qui ne sont pas exactement superposables.

En 1943, on trouve les premières tentatives de reconnaissance de la parole avec les analyses de Mjasnikov. En 1950 apparaît un système de reconnaissance de chiffres mais, il faut attendre les années 60 pour voir l'emploi des ordinateurs donner une nouvelle dimension aux recherches en

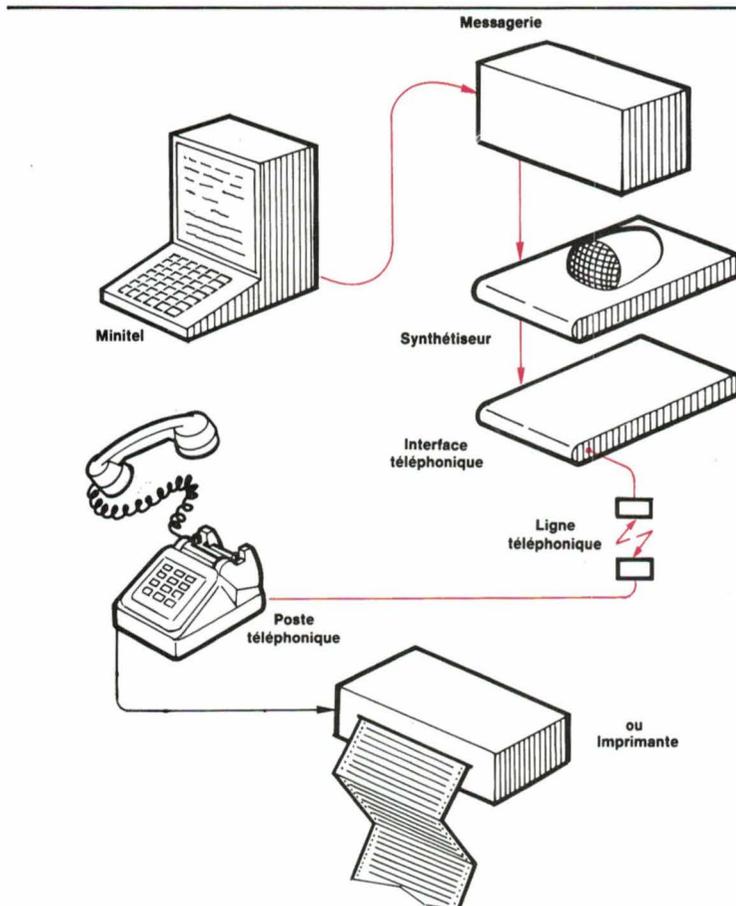


Fig. 9. — Messagerie vocale de l'écrit (doc. Ferma).

ce domaine. Puis, les années 70 font apparaître les vrais problèmes du décodage de la parole avec, vers la fin de cette décennie, la première génération des systèmes de reconnaissance de la parole. Ensuite, l'arrivée des microprocesseurs, de la micro-informatique, fournira des systèmes beaucoup plus performants, notamment face à la parole en continu et aux systèmes multilocuteurs.

D'après J.-P. Haton du CRIN (université de Nancy), compte tenu des caractéristiques du signal vocal et de la communication parlée en général, la reconnaissance d'un message vocal doit faire appel à un ensemble de techniques relevant à la fois de la reconnaissance des formes et de l'intelligence artificielle. On est ainsi amené à résoudre les problèmes suivants :

- codage et analyse du signal vocal ;
- traitement phonétique et phonologique ;
- segmentation à différents niveaux ;
- modélisations du langage utilisé, et analyses associées ;
- stratégie de recherche ;
- dialogue ;
- apprentissage.

On voit clairement, dit J.-P. Haton, la nécessité d'équipes pluridisciplinai-

res pour résoudre de tels problèmes. La figure 11 illustre ce qui précède. La structure linéaire adoptée sur cette figure ne doit pas faire oublier que les différents processus mis en œuvre sont fortement interconnectés et que des allers et retours entre ces processus sont indispensables.

Les divers systèmes de reconnaissance

La reconnaissance des mots et la reconnaissance des phrases sont deux approches complémentaires : un peu comme dans l'apprentissage du langage, il faut d'abord connaître les mots si l'on veut ensuite comprendre les phrases.

La reconnaissance de mots isolés (fig. 12) suppose que chaque mot soit séparé par un silence d'au moins 200 ms de durée. Ainsi, le mot représente une structure acoustique bien définie qui permet d'établir un dictionnaire (phase d'apprentissage) dans lequel on cherche ensuite la référence la plus proche du mot à identifier (phase de reconnaissance).

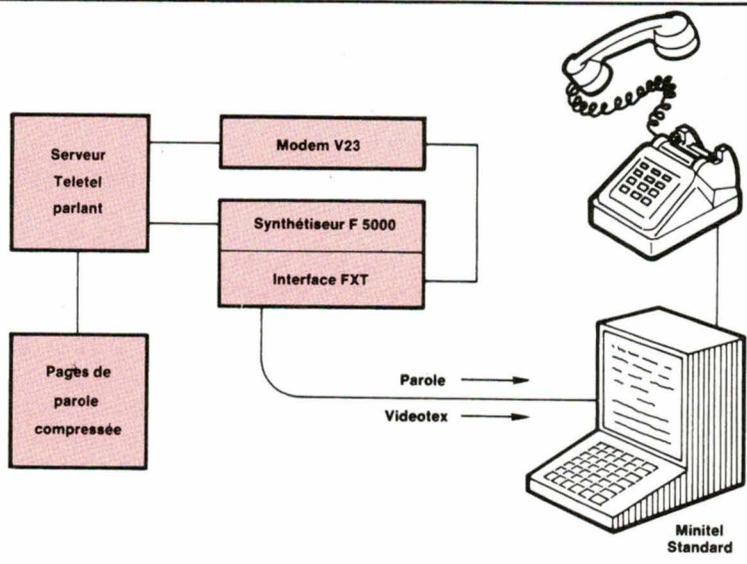


Fig. 10. - Serveur Télétel parlant (doc. Ferma).

De cette façon de procéder découle la démarche suivante : le signal électrique issu du microphone est analysé afin d'extraire les paramètres du signal vocal. La paramétrisation a pour but de réduire la quantité d'informations pour ne laisser subsister que celles indispensables à la séparation des éléments du vocabulaire. Il existe pour cela différentes techniques de codage (densité de passages par zéro, banc de filtres analogiques ou numériques, etc.) mais pratiquement, les paramètres sont évalués sur des segments de 20 à 50 ms, avec un pas de 5 à 20 ms.

Le fait de traiter les signaux par tranches dans le temps suppose un locuteur qui a une élocution ayant toujours le même rythme, la même vitesse de défilement des mots, sinon les segments n'auront plus le même contenu pour un même mot. Il est donc nécessaire de mettre en place un système de référence qui utilisera un algorithme de comparaison dynamique, ce qui permettra de réaliser une normalisation temporelle.

L'étape suivante est la reconnaissance de mots enchaînés, sans pause. Il n'y a pas juxtaposition de mots isolés, mais un enchaînement avec une coarticulation entre deux mots, c'est-à-dire que la fin d'un mot et le début du mot suivant n'ont pas la même structure spectrale que dans le cas de ces mêmes mots pris isolément. Cela est d'autant plus vrai que les mots sont plus courts.

Des mots enchaînés à la phrase continue représentent l'étape finale, elle représente également une somme importante de difficultés : il a fallu définir des systèmes utilisant des infor-

mations lexicales, syntaxiques, sémantiques. D'après J.-M. Pierrel du CRIN de Nancy, les systèmes de reconnaissance de phrases actuels font apparaître deux philosophies dont les approches sont différentes : une approche ascendante et une approche descendante, avec également une combinaison des deux conduisant à une solution mixte.

● L'approche ascendante consiste à analyser le signal, ou la chaîne de sons élémentaires (phonèmes, diphonèmes), pour construire une phrase en remontant les divers niveaux d'abstraction (lexique, syntaxe, sémantique). L'avantage de cette approche est de limiter les effets du bruit et les erreurs que l'on rencontre dans

la transcription phonétique de la phrase. En revanche, elle nécessite la construction au préalable de cette chaîne de sons élémentaires qui atteint très vite des dimensions importantes dans le cas de langage à vocabulaire étendu. En France, cette méthode a été mise en œuvre dans les systèmes « Keal » (CNET) et « Myrtille 1 » (CRIN).

● L'approche descendante part du plus haut niveau d'abstraction pour aboutir au mot. On vérifie que ce mot est bien présent dans la chaîne, par transcription phonétique. L'avantage de cette approche est de bien sélectionner le mot choisi et d'éliminer des mots candidats, c'est donc intéressant dans l'exploitation de lexiques assez importants. Par contre, c'est une méthode sensible au bruit et sa mise en œuvre nécessite l'emploi de procédures assez lourdes pour se synchroniser dans la chaîne d'entrée. En France, on trouve les systèmes « Esope 0 » (Limsi) et « Myrtille 1 » (CRIN).

Un marché mondial de 400 millions de dollars

Un marché mondial de 400 millions de \$ en 1985 et une prévision de plus de 3 200 millions de \$ en 1990, tels sont les chiffres donnés par le BIPE en 1980. Le marché français représenterait environ 5 % du marché mondial.

La reconnaissance automatique de la parole est appelée à un développe-

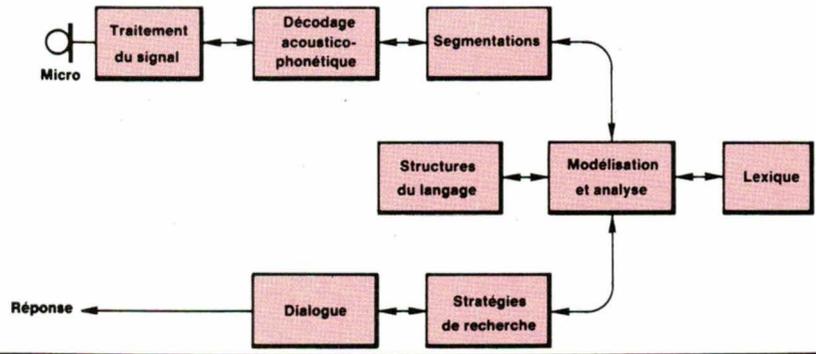


Fig. 11. - Eléments d'un système de reconnaissance de la parole (d'après J.-P. Haton).

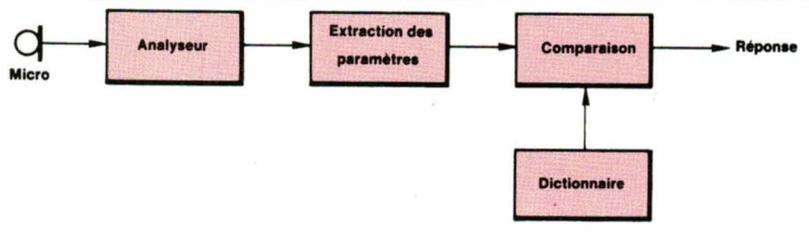


Fig. 12. - Reconnaissance de mots isolés (d'après J.-J. Mariani et J.-L. Gauvin).

ment important dans les années à venir. La parole est le moyen le plus naturel pour un être humain lorsqu'il veut dialoguer avec une machine, il faut donc faire évoluer celle-ci en ce sens.

Actuellement, les applications potentielles sont nombreuses. Dans l'industrie, c'est la commande de machines-outils, quoique l'arrivée des robots programmés rendra moins évidentes les instructions orales. Dans le travail de bureau, le dialogue avec les machines sera peut-être moins contraignant que de frapper sur un clavier, et puis ce sera peut-être aussi une façon d'oublier que nous serons entouré par des machines. Mais le progrès sera plus sensible dès que l'on pourra dialoguer avec les outils de tous les jours : automobiles, appareils électroménagers..., et surtout

lorsque l'on donnera aux intimes moteurs (quadriplégiques) cette possibilité de se libérer presque complètement de leur handicap.

J. Trémolières

Adresses utiles

- FERMA, Française d'Electronique, Recherche et Mathématiques, 125, bd de Grenelle, 75015 Paris. Tél. : 43.06.95.82.
- SILEC DSI, 69, rue Ampère, 75017 Paris. Tél. : 42.67.20.60.
- KEMPF, 11, rue Duranton, 75015 Paris. Tél. : 45.54.22.55.
- Laboratoires de Marcoussis de la CGE, route de Nozay, 91460 Marcoussis. Tél. : 64.49.10.00.

Bibliographie

- Carré R. « La parole artificielle ». *La Recherche* n° 54, mars 1975, p. 221-229.
- Catier. E. « La parole : Analyse - Synthèse - Reconnaissance ». *Toute l'Electronique*, n° 489, déc. 1983, p. 16-25 ; n° 490, janv. 1984, p. 56-67 ; n° 496, août-sept. 1984, p. 32-40.
- Bulletin de liaison de la recherche en informatique et automatique (INRIA) n° 84, 1983, numéro consacré à la reconnaissance de la parole.
- « L'ordinateur prend la parole », *Sciences et Techniques*, n° 2 hors série, 1984.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

est une publication de la Société Parisienne d'Edition.

Société Anonyme au capital de 1 950 000,00 F

Siège social

43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10

Création : 1909

Durée : 140 ans

Président-Directeur Général

Directeur de la Publication :

J.P. VENTILLARD

Rédacteur en Chef :

Jean-Claude ROUSSEZ

Actionnaires :

Publications Radioélectriques et Scientifiques

Monsieur J.-P. Ventillard

Madame Paule Ventillard

Tirage moyen 1984 :

53 793

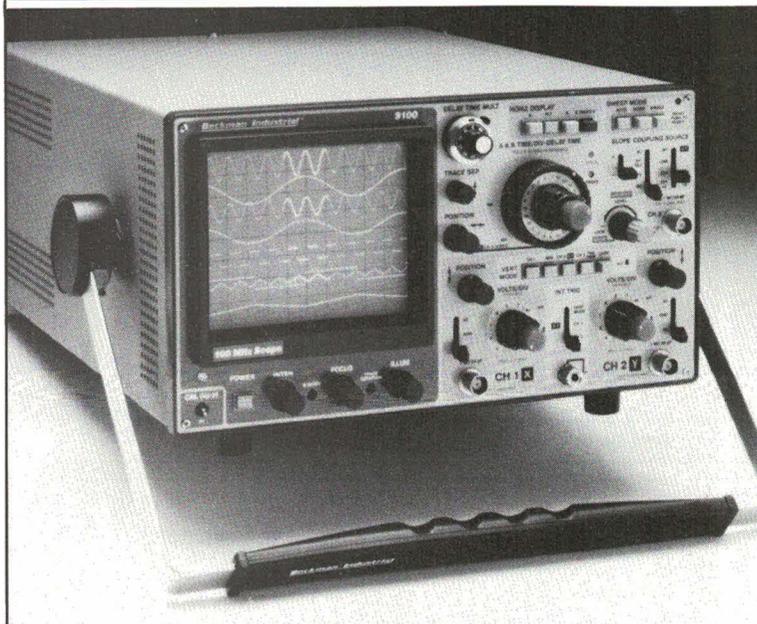
Diffusion moyenne 1984 :

29 404

Chiffre d'Affaires 1984 de la Société Parisienne d'Edition :

92 863 848,00 F

Oscilloscopes analogiques 60MHz - 100MHz



Beckman Industrial complète sa gamme déjà très importante d'instruments de mesure en introduisant deux oscilloscopes qui présentent un excellent compromis prix / performance.

9060: 2 x 60MHz

Double trace, double base de temps

3 entrées verticales

Sortie du canal 1 sur panneau arrière

9100: 2 x 100MHz

Autres caractéristiques identiques au 9060.

Ils sont robustes, compacts, simples d'emploi.

Beckman Industrial™

Beckman Industrial, 1bis Avenue du Coteau, F-93220 Gagny • Téléphone: (1) 302.76.06 • Télex: 212971

Applications

Un filtre réjecteur piloté en fréquence

Lorsque, dans une étape de traitement d'un signal, on est amené à utiliser des facteurs d'amplification importants, il se pose inévitablement le problème de la réjection des composantes parasites, telles celles provenant du secteur à 50 ou 60 Hz.

Si l'on accepte de perdre, en même temps que le parasite, une partie importante du spectre du signal, les structures réjectrices classiques (utilisant un ou plusieurs « double T'') conviennent à peu près ; en revanche, si l'on désire à la fois une réjection importante, une bonne stabilité et une bande réjectée très étroite, le problème devient ardu...

Nécessité d'un filtre réjecteur performant

L'étude qui suit tente d'apporter une solution à ce problème ; elle a été réalisée au *Laboratoire d'instrumentation géophysique* de Chambéry (L.I.G.), et les résultats obtenus étaient a priori destinés à être appliqués sur un appareil portable de sondage électrique permettant l'étude et la surveillance des volcans.

Ce dispositif fait l'acquisition du signal électromagnétique naturel, de très faible niveau (quelques microvolts), auquel il fait subir un traitement comportant, entre autres, une amplification pouvant atteindre un facteur 10^6 . Sachant de plus que la gamme d'étude de ce signal s'étend de 10^{-3} Hz à 5 kHz, on conçoit aisément que les parasites à 50 Hz ou à 60 Hz et leurs harmoniques, aussi faibles soient-ils, puissent s'avérer très gênants. Ceci nécessite de prévoir une

réjection importante de ces fréquences (supérieure à 50 dB), mais qui ne doit pas s'accompagner d'un élargissement prohibitif de la bande réjectée, de façon à conserver un maximum des informations contenues dans le spectre étudié autour des fréquences parasites.

Pour satisfaire à cela, on peut a priori être tenté de réaliser un filtre à bande très étroite, centré autour de 50 Hz par exemple ; cette condition serait idéale si tant est que le filtre soit très stable (en temps, température, etc.), et que, d'autre part, le parasite lui-même ne fluctue pas trop en fré-

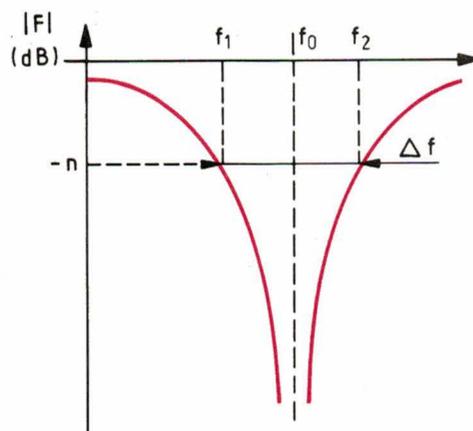


Fig. 1

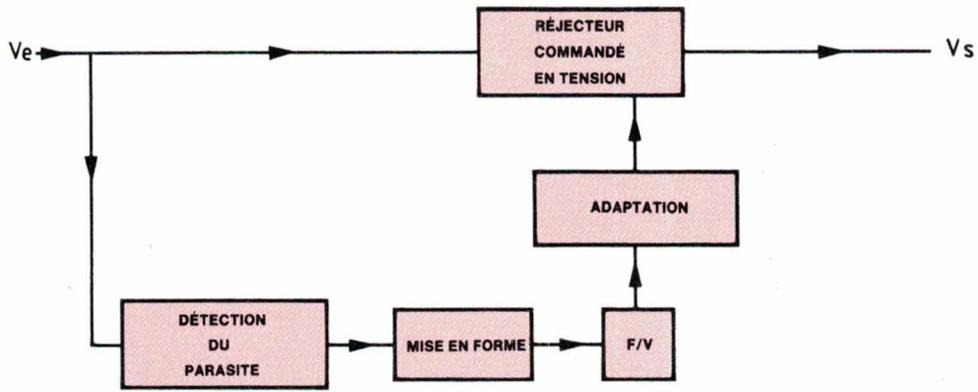


Fig. 2

quence. En France, EDF garantit que la fréquence du secteur est toujours comprise entre 49,5 Hz et 50,5 Hz. On pourrait donc, en n'étant pas trop exigeant sur l'importance de la réjection, réaliser un « mauvais filtre », c'est-à-dire à bande suffisamment large, de façon qu'elle contienne toujours « à peu près » le parasite ; cela signifie que l'on va perdre du signal utile et qu'il faut volontairement limiter la réjection, puisqu'on sait en effet que la largeur de la bande réjectée diminue lorsque la réjection augmente.

On montre ainsi, pour un filtre théorique parfait, que la largeur de bande Δf correspondant à une réjection de n dB (voir fig. 1), s'écrit :

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q} \sqrt{\frac{a}{1-a}}$$

avec $a = 10^{-n/10}$

f_0 : fréquence centrale.
 Q : coefficient de qualité.

Cette relation montre alors qu'avec les normes EDF ($\Delta f = 1$ Hz) il faut se contenter d'une réjection de l'ordre de 25 à 30 dB aux extrémités de bande (avec Q de l'ordre de 20) ; et ces

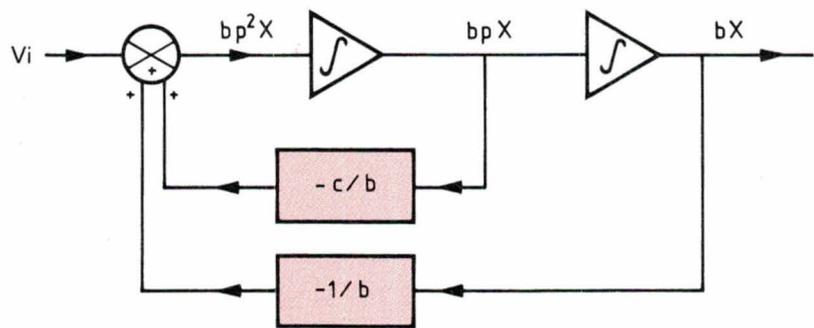


Fig. 3

valeurs seront encore diminuées si l'on considère les fluctuations de certaines distributions « exotiques » à 60 Hz.

Les considérations précédentes nous ont ainsi conduits à retenir le cahier des charges suivant :

- Une réjection toujours supérieure à 50 dB.
- Une largeur de bande réjectée à 3 dB de l'ordre de ± 1 Hz, facilement modifiable.
- La conception d'un dispositif permettant de détecter et synchroniser le filtre sur le parasite à éliminer, et cela quelles que soient ses fluctuations

dans une gamme de ± 3 Hz autour d'une fréquence centrale f_0 (voir fig. 2).

A cela s'ajoute enfin une très bonne stabilité en temps et température.

Il est bien évident qu'il est impossible de satisfaire à ces conditions en utilisant des structures à base de T ponté ; par contre, les lecteurs qui ont déjà été confrontés à ce type de problèmes peuvent penser que les filtres dits « à capacités commutées » représentent une bonne solution. Il existe en effet des filtres réjecteurs utilisant cette technologie intégrée (NS, Réti-

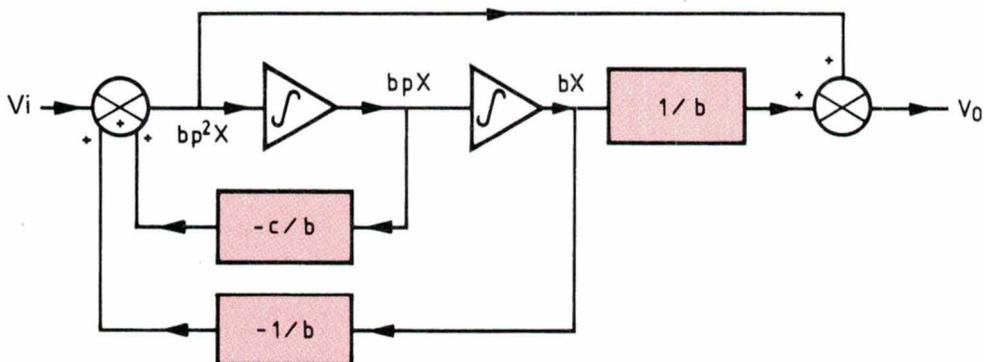


Fig. 4

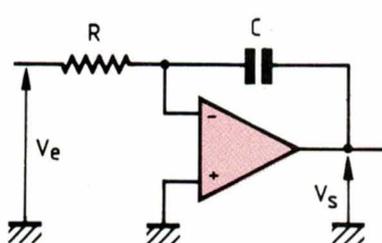


Fig. 5

con...) et dont la fréquence réjectée f_0 est obtenue par division d'une fréquence d'horloge extérieure ; en modifiant cette dernière, on peut ainsi agir sur f_0 . De plus, ces composants ont des performances assez voisines de celles que nous souhaitons.

En revanche, on retrouve sur le signal qu'ils fournissent en sortie un parasite à la fréquence d'horloge qu'il convient d'éliminer par un post-filtrage, si on ne veut pas qu'il intervienne dans le spectre étudié (filtre de « lissage »). De plus, ces filtres à capacités commutées réalisent en fait un échantillonnage du signal appliqué ; cela signifie que, si l'on veut éviter les phénomènes de repliement de spectre qui risquent de survenir, il faut les faire précéder d'un filtre antirepliement !

En conclusion, la solution n'était pas satisfaisante pour notre application ; nous nous sommes orientés vers un système entièrement analogique, aussi bien pour le filtre lui-même que pour son dispositif de commande.

Structure de base du filtre réjecteur

Dans le présent chapitre, on ne s'attache qu'à la structure de la cellule constituant le filtre lui-même, indépendamment de son système de commande décrit ultérieurement.

Il n'était déjà en effet pas simple d'obtenir une réjection de 50 dB avec une largeur de bande de ± 1 Hz à 3 dB en ne faisant appel qu'à des composants « analogiques ».

Pour y parvenir, nous nous sommes appuyés sur la théorie des variables d'état, très utilisée en automatisme. Considérons l'expression générale de la fonction de transfert d'un filtre réjecteur sous la forme :

$$F(p) = \frac{1 + bp^2}{1 + cp + bp^2} = \frac{V_o}{V_i} \quad (1)$$

en appelant :
 V_o , la tension à la sortie du filtre
 V_i , celle à l'entrée et
 $p = j\omega$, la variable de Laplace.

On vérifie que $F(p)$, donc V_o , s'annule pour une pulsation $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{b}$ correspondant à la pulsation de réjection.

Introduisons maintenant une variable intermédiaire X telle que :

$$F(p) = \frac{V_o}{X} \cdot \frac{X}{V_i}$$

avec :

$$\frac{V_o}{X} = 1 + bp^2 \quad (2)$$

et

$$\frac{X}{V_i} = \frac{1}{1 + cp + bp^2} \quad (3)$$

L'équation (3) s'écrit aussi :

$$bp^2X = V_i - X - cpX$$

Si l'on se souvient que, dans l'espace de Laplace, la division par p correspond à une intégration, on peut schématiser cette dernière relation selon la figure 3, sur laquelle on retrouve le terme bp^2X comme la somme du signal d'entrée V_i , d'un signal intégré une première fois, soit $-cpX$, et une seconde fois, soit $-X$.

Enfin, en tenant compte de la relation (2) écrite sans la forme : $V_o = X + bp^2X$, on obtient le synoptique final du réjecteur représenté en figure 4. On peut alors remarquer que nous avons en fait réalisé un filtre universel ; en effet, si l'on prend la sortie juste avant le premier intégrateur, on obtient :

$$V_H = bp^2X = \frac{bp^2}{1 + cp + bp^2} V_i$$

caractéristique d'un filtre passe-haut.

Après le premier intégrateur, on a :

$$V_B = bpX = \frac{bp}{1 + cp + bp^2} V_i$$

correspondant à un passe-bande, et enfin, après le second intégrateur :

$$V_L = bX = \frac{b}{1 + cp + bp^2} V_i$$

traduisant une fonction passe-bas, la fonction réjecteur étant, bien sûr, obtenue sur la sortie V_o comme la somme d'une fonction passe-bas et d'une autre passe-haut.

En pratique, l'intégrateur réel réalisant la fonction $1/p$ est remplacé par le circuit de la figure 5 donnant un transfert de la forme :

$$I(p) = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{1}{\tau p} \quad \text{avec } \tau = RC$$

Ecrivons alors la fonction de transfert du réjecteur sous une forme plus habituelle, soit :

$$F(p) = \frac{1 + \tau^2 p^2}{1 + \left(\frac{\tau}{Q}\right) p + \tau^2 p^2}$$

où Q représente le coefficient de qualité de la cellule.

Le schéma de la figure 4 est alors adapté selon celui de la figure 6 ; on peut y constater que les réglages de Q (donc de la largeur de bande) et de τ (donc de la fréquence de réjection) sont complètement indépendants, l'action sur l'un ne modifiant pas l'autre.

Avant de proposer un schéma pratique de cette partie, il convient de faire une remarque importante : en effet, considérons la sortie passe-bande (après le premier intégrateur) pour un signal dont la fréquence est égale à celle réjectée par le filtre, soit f_0 ; on obtient avec $f_0 = 1/2\pi\tau$:

$$V_B(f_0) = \frac{-\tau p}{1 + \frac{\tau p}{Q} + \tau^2 p^2} V_i(f_0)$$

et $p = j\omega_0 = j/\tau$ d'où :

$$\frac{V_B}{V_i}(f_0) = \frac{-j}{1 + j/Q - 1} = -Q$$

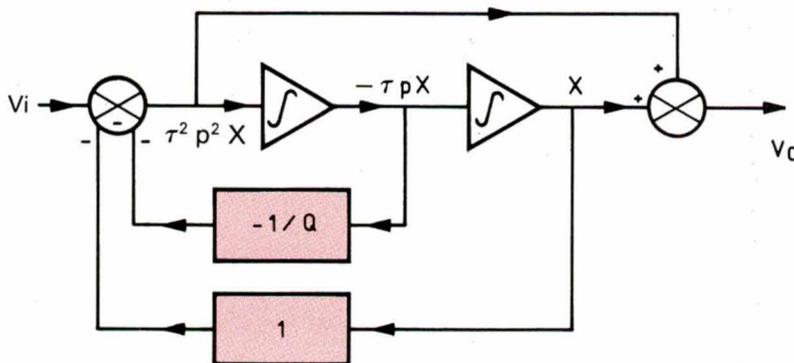


Fig. 6

Ce qui signifie que :

$$\left| \frac{V_B}{V_I}(f_0) \right| = Q$$

donc que l'on disposera à la sortie du passe-bande d'un signal à f_0 ayant une amplitude Q fois plus élevée que celle à l'entrée. Si on veut une largeur de bande réduite, Q est élevée, et il y a risque de saturation de l'amplificateur qui compose le premier intégrateur.

Pour éviter cela, on a le choix entre :

– Limiter l'amplitude du signal d'entrée à une valeur :

$$V_{i\max} = \frac{V_{\text{Alimentation}}}{Q}$$

– Ajouter à l'entrée du schéma proposé un système de gain $a_1 = 1/Q$ et à la sortie un autre de gain $a_2 = Q$ (voir fig. 7).

Nous avons opté pour cette deuxième solution qui, bien que dégradant quelque peu le rapport signal/bruit de l'ensemble, permet de ne pas se préoccuper du signal présent à l'entrée.

Ceci étant précisé, on passe facilement des synoptiques précédents au schéma pratique de la figure 8.

L'expression de la fonction de transfert est alors, en réalisant les



Fig. 7

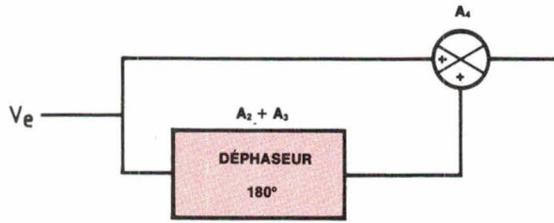


Fig. 9

conditions : $R_8 = R_9 = R_6 = R_7$ et $R_{10} = R_3$:

$$F(p) = \frac{1 + R_1 C_1 R_2 C_2 p^2}{1 + \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_4} \left(\frac{2}{R_6} + \frac{1}{R_3} \right) + R_1 C_1 R_2 C_2 p^2}$$

L'atténuation en entrée a_1 est donnée par le rapport

$$\frac{R_7}{R_3} = \frac{R_6}{R_3} = \frac{1}{Q}$$

et elle est compensée en sortie par a_2 telle que

$$\frac{R_{10}}{R_9} = \frac{R_{10}}{R_8} = Q$$

Avec ces nouvelles conditions, on obtient pour fréquence de réjection :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (4)$$

et pour coefficient de qualité :

$$Q = \frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right) \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} - 1 \right] \quad (5)$$

Si on réalise enfin $R_1 = R_2 = R$ et $C_1 = C_2 = C$, on obtient :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \text{ et } Q = 1/2 \frac{R_4}{R_5}$$

ce qui montre qu'on règle bien indépendamment Q et f_0 . En théorie, le coefficient de qualité Q peut être choisi aussi grand que l'on veut ; cependant, son augmentation inconsidérée s'accompagne d'un allongement de la réponse impulsionnelle du filtre. De plus, on peut alors ne plus éliminer les parasites modulés en amplitude (pour s'en convaincre, il n'y a qu'à considérer le cas d'un parasite à 50 Hz fluctuant sinusoïdalement sur une période de 10 s ; le spectre comporte alors en plus de la raie à 50 Hz, deux raies latérales à 49,9 et 50,1 Hz qu'il faut aussi supprimer).

En conséquence, nous avons volontairement limité Q à une valeur de 20. Ceci conduit à des largeurs de bande de :

$$df = \frac{f_0}{Q} = \pm 1,25 \text{ Hz pour } f_0 = 50 \text{ Hz}$$

$$\text{et } df = \pm 1,5 \text{ Hz pour } f_0 = 60 \text{ Hz}$$

Néanmoins, ces valeurs peuvent être aisément réduites en agissant sur le rapport R_4/R_5 , et cela sans altérer les autres caractéristiques du filtre.

Avec les hypothèses précédentes, les valeurs des composants utilisés sont résumées à la figure 22, sur la-

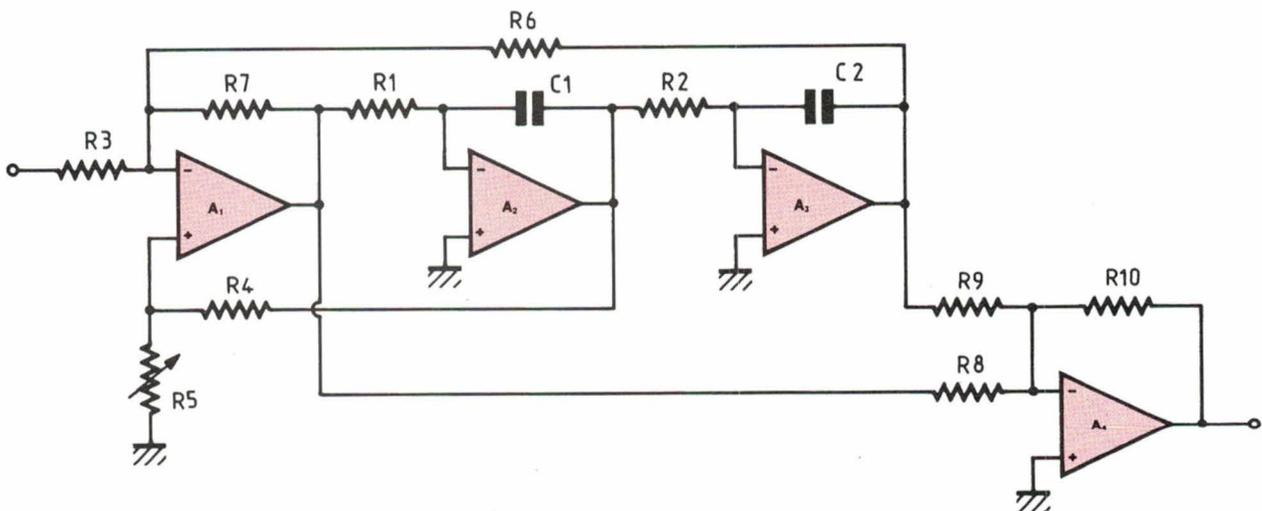


Fig. 8

quelle est représenté le schéma complet du système (filtre + dispositif suiveur).

Par souci de stabilité, on choisira les résistances à couche métallique (tolérance 1 %) et les condensateurs à diélectrique de type polycarbonate. Enfin, il vaut mieux éviter la prolifération des potentiomètres de réglage, qui restent d'ailleurs inutiles dans cette première partie.

Précisons aussi qu'il est possible de réduire le bruit apporté par le système en utilisant des amplificateurs de meilleure qualité, mais également en supprimant l'atténuation d'entrée et l'amplification de sortie. Pour cela, on prendra $R_3 = R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$ et on conservera les autres valeurs. Rappelons qu'alors l'amplitude du signal d'entrée ne devra pas excéder $V_{\text{Alim.}}/Q$, où $V_{\text{Alim.}}$ représente la tension d'alimentation du circuit, soit par exemple 12 V ; l'amplitude à ne pas dépasser est alors :

$$\frac{V_{\text{Alim.}}}{Q} = \frac{12}{20} = 0,6 \text{ V}$$

sous peine de saturer A_2 .

Performances obtenues

La stabilité en temps et température du montage précédent est excellente, comme l'ont prouvé des mesures réalisées à l'INSTN de Grenoble ; on constate en particulier une variation relative de la réjection inférieure à 1 % lorsqu'on passe de 0 °C à 70 °C.

La réjection de la cellule a été mesurée à $f_0 = 50 \text{ Hz}$ avec $R_2 = 32,4 \text{ k}\Omega$ et $R_1 = 30 \text{ k}\Omega + 4,7 \text{ k}\Omega$ ajustable ; la valeur maximale obtenue n'a été que de 32 dB, donc quelque peu décevante. Nous avons alors cherché à obtenir les caractéristiques du circuit « UAF 41 » de Burr Brown qui possède rigoureusement le même schéma interne que notre cellule. Nous nous sommes alors aperçus que l'atténuation maximale obtenue avec ce composant était de 38,8 dB à 25 °C, ce qui restait insuffisant pour notre application.

Nous avons donc cherché à connaître les causes de cette réjection limitée, et c'est à l'issue de cette étude très importante, qui fait l'objet du chapitre suivant, que nous avons finalement atteint une réjection de 54 dB.

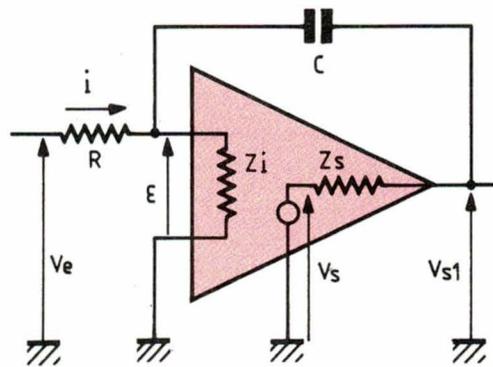


Fig. 10

Amélioration de la réjection

Pour déterminer les causes des limitations de la structure représentée en figure 8, on peut remarquer que les signaux présents à l'entrée du sommateur A_4 sont déphasés de 180° lorsque la fréquence du signal est égale à celle de réjection, soit f_0 (chaque intégrateur déphase le signal de 90°) ; on effectue donc en sortie la différence de deux sinusoïdes d'égale amplitude, d'où la réjection (fig. 9).

Puisque, en pratique, la réjection obtenue ne dépasse pas 32 dB, cela signifie :

– ou bien que les amplitudes des signaux appliqués sur A_4 sont différentes ;

– ou bien que ces deux signaux ne sont pas rigoureusement déphasés de 180° l'un par rapport à l'autre.

Une modification des gains appliqués sur chaque entrée de A_4 n'ayant pas d'effet positif sur la réjection obtenue, on en déduit qu'il s'agit d'un problème de déphasage incorrect des signaux en entrée de A_4 . Pour chiffrer ce résultat, nous avons cherché la fonction de transfert d'un intégrateur réel en tenant compte des imperfections de l'amplificateur opérationnel qui le compose. Ce dernier possède une impédance d'entrée Z_i , une impédance de sortie Z_s , un gain de la forme :

$$A = \frac{A_0}{1 + \tau_a p}$$

où A_0 est le gain en signal continu.

Avec les notations de la figure 10, on peut ainsi écrire :

- $V_s = -A\epsilon$
- $(V_e - \epsilon)/R = \epsilon/Z_i + (\epsilon - V_{s1})C_p$
- $(\epsilon - V_{s1})C_p = (V_{s1} - V_s)/Z_s$

En résolvant ce système, on aboutit à une fonction de transfert de la forme :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{- (1 + Z_s C_p)}{1/A + R/AZ_i + C_p(R + Z_s/A + R/A + RZ_s/AZ_i)}$$

Pour les circuits utilisés, nous avons $A_0 \sim 10^5$ donc $A_0 \gg 1$, $Z_s \sim 100 \Omega$, $Z_i \sim 4 \cdot 10^8 \Omega$, $R \sim 35 \text{ k}\Omega$ et $C = 100 \text{ nF}$; de ceci, on déduit une formule simplifiée (en faisant $Z_i \gg R \gg Z_s$) :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-A(1 + Z_s C_p)}{1 + RCp(1 + A)}$$

et avec

$$A = \frac{A_0}{1 + \tau_a p}$$

on obtient enfin :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-A_0(1 + Z_s C_p)}{(1 - RCA_0\tau_a\omega^2) + p(\tau_a + A_0RC)}$$

avec $p = j\omega = j2\pi f$

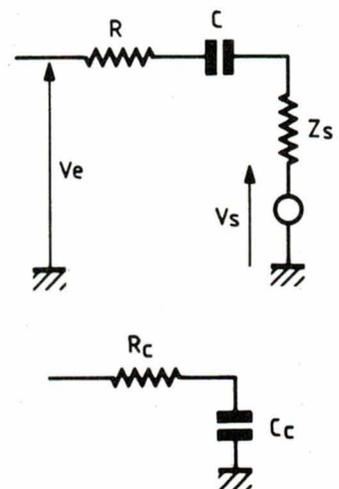


Fig. 11 et 12

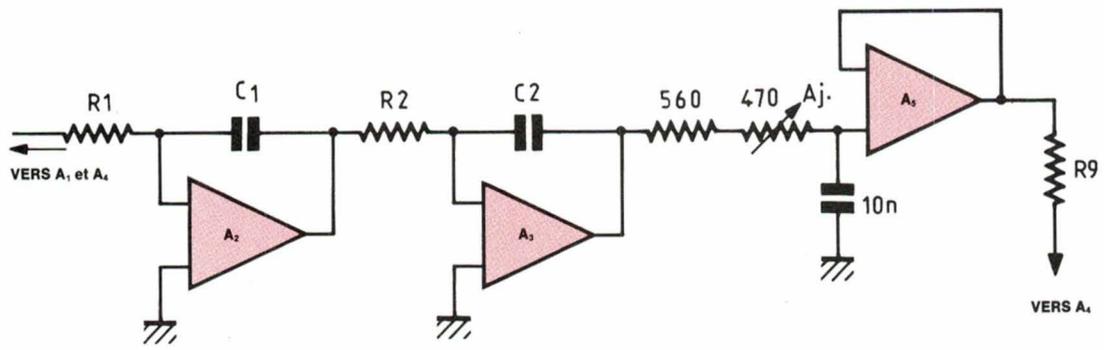


Fig. 13

On en déduit alors l'expression du déphasage qui existe entre V_e et V_s , soit :

$$\Delta\Phi = \text{Arg}(V_s/V_e)$$

$$= \pi + \text{Arc tg}(2\pi f Z_S C)$$

$$- \text{Arc tg} \left[\frac{(\tau_a + A_o RC) 2\pi f}{1 - RC\tau_a (2\pi f)^2} \right]$$

On constate donc que les imperfections de l'amplificateur opérationnel modifient le déphasage théorique de $\pi/2$ de l'intégrateur idéal.

Evaluons les termes correctifs ; pour cela, on constate sur les caractéristiques des amplificateurs utilisés que leur fréquence de coupure en boucle ouverte est de l'ordre de 10 Hz, ce qui correspond à $\tau_a = 1/2 \pi \cdot 10 \approx 1,6 \cdot 10^{-2}$; on obtient ainsi, avec les valeurs précédentes et à $f = 50$ Hz :

$$\text{Arc tg}(2\pi f Z_S C) \approx 0,18^\circ$$

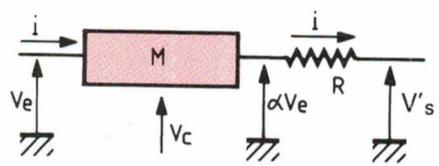


Fig. 14

et

$$\text{Arctg} \left[\frac{(\tau_a + A_o RC) 2\pi f}{1 - RC\tau_a (2\pi f)^2} \right] \approx -89,99^\circ$$

L'erreur de déphasage provient donc essentiellement du premier terme, c'est-à-dire de l'influence de l'impédance de sortie Z_S non nulle de l'amplificateur réel. Cela se comprend aisément en représentant le schéma de l'intégrateur selon la figure 11 ; on constate en effet qu'on a en fait disposé entre V_s et V_e un réseau à avance de phase du type de ceux fréquemment utilisés pour assurer la

stabilité des boucles de régulation des systèmes asservis.

Il est possible de recommencer un calcul complet pour deux intégrateurs en série ; néanmoins, sachant que l'impédance Z_i n'intervient pas dans les calculs et que les résistances R sont très grandes devant Z_S , on peut considérer que la fonction de transfert globale est égale au produit des fonctions individuelles. Le déphasage total est donc la somme des déphasages partiels. En supposant que les deux

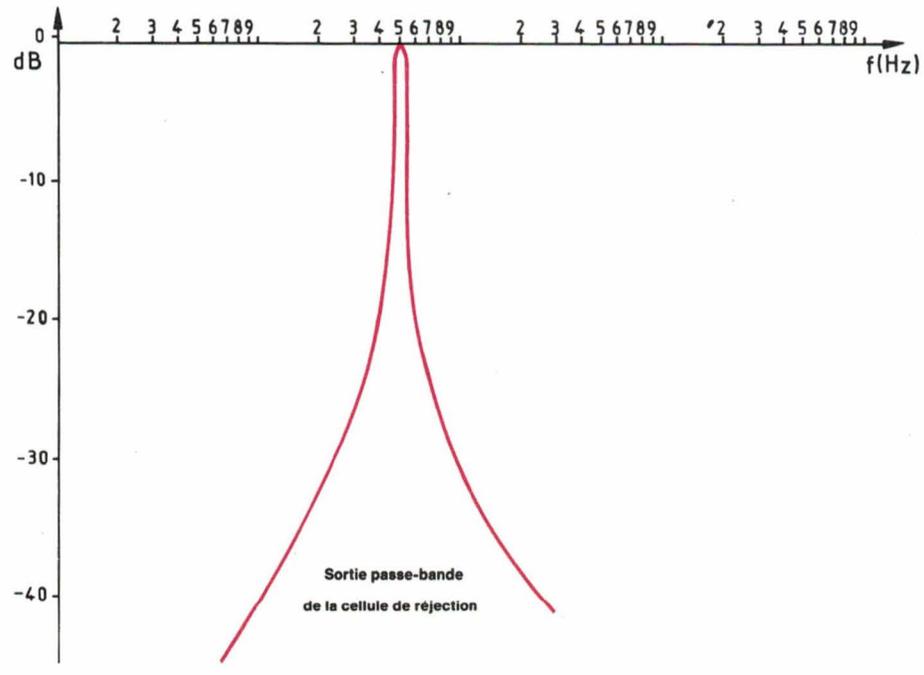


Fig. 15

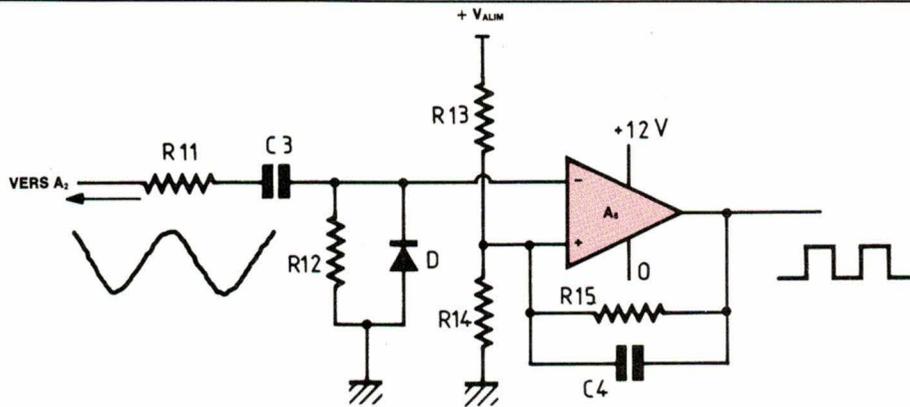


Fig. 16

intégrateurs soient identiques, on obtient un déphasage global :

$$D \neq \pi + 2 \text{ Arc tg } (2\pi f Z_S C)$$

entre les deux signaux appliqués sur A_4 ; D est différent de π , ce qui explique la réjection limitée. En effet, soit $A \sin \omega t$ et $A \sin (\omega t + D)$ les deux signaux en question ; on obtient, en les sommant par A_4 :

$$S = A \sin \omega t + A \sin (\omega t + D)$$

$$S = A \sin (-\Phi/2) \cos (\omega t + \Phi/2)$$

avec :

$$\Phi = 2 \text{ Arc tg } (2\pi f Z_S C),$$

d'où l'atténuation du signal, exprimée en décibels :

$$R = 20 \log \frac{|S|}{A}$$

$$= 20 \log [\sin(\text{Arc tg}(2\pi f Z_S C))]$$

On constate ainsi, par exemple, que si $Z_S = 250 \Omega$, $R_{\text{max}} = 42 \text{ dB}$ à 50 Hz . Cette valeur reste supérieure à celle que nous avons obtenue, mais rappelons que l'estimation de Z_S est difficile et peu précise.

Il existe plusieurs façons de corriger l'influence de Z_S ; celle que nous avons retenue consiste à ajouter, à la suite des deux intégrateurs, un réseau à retard de phase compensant exactement la valeur $\Phi = 2 \text{ Arc tg } (2\pi f Z_S C)$ pour $f = f_0$. Une telle fonction est simplement réalisée à l'aide d'un filtre passe-bas RC du premier ordre (fig. 12) qui introduit un retard de phase : $\Phi' = - \text{ Arc tg } (R_C C_C 2\pi f)$.

Il suffit donc de réaliser $\Phi + \Phi' = 0$, soit :

$$= 2 \text{ Arc tg } (2\pi f Z_S C) = \text{ Arc tg } (R_C C_C 2\pi f) \quad (6)$$

Cette équation montre qu'en toute rigueur il faut effectuer une correction dépendant de la fréquence. En fait, aux valeurs de f auxquelles nous travaillons, on peut considérer que :

$Z_S C 2\pi f \ll 1$, et l'équation 6 devient alors équivalente à :

$$R_C C_C = 2 Z_S C.$$

Précisons que, puisque le déphasage à corriger n'est que de l'ordre de $2 \times 0,18^\circ = 0,36^\circ$, le filtre passif $R_C C_C$ ajouté ne modifiera pas l'amplitude du signal qui le traverse.

En pratique, le réseau passe-bas est placé entre la sortie de A_3 et la résistance R_9 . On a pris $C_C = 10 \text{ nF}$ et $R_C = 470 \Omega$ ajustable + 560Ω .

Par contre, le fait d'ajouter R_C en série avec R_9 modifie l'amplification apportée par A_4 au signal correspondant. Pour rétablir l'équilibre, on peut ajouter une résistance égale à R_C en série avec R_8 (potentiomètre facultatif de la fig. 22).

Nous avons, quant à nous, préféré faire suivre le réseau $R_C C_C$ d'un suiveur A_5 qui possède une impédance de sortie pratiquement nulle et rétablit la symétrie du système (fig. 13).

Cette modification ayant été apportée, la réjection à 50 Hz atteint 54 dB , la largeur de bande étant toujours égale à $\pm 1,25 \text{ Hz}$.

Ces performances, peu courantes dans un système entièrement analogique, nous ont paru tout à fait satisfaisantes, et nous allons maintenant passer à l'étude de l'asservissement de la fréquence de réjection.

Commande en tension de la fréquence de réjection

Pour modifier la valeur de f_0 , il faut faire varier au moins l'un des composants R_1, R_2, C_1 ou C_2 (en effet, $f_0 = 1/2 \pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}$) ; en dehors des moyens mécaniques, la façon la plus simple est certainement une commande en tension.

On peut utiliser pour cela :

– ou bien un transistor à effet de champ qui se comporte comme une résistance variable dont la valeur est déterminée par la tension de grille ; cela à condition que les signaux appliqués ne dépassent pas quelques dizaines de mV d'amplitude. De plus, ce composant reste très sensible aux fluctuations de la température extérieure ;

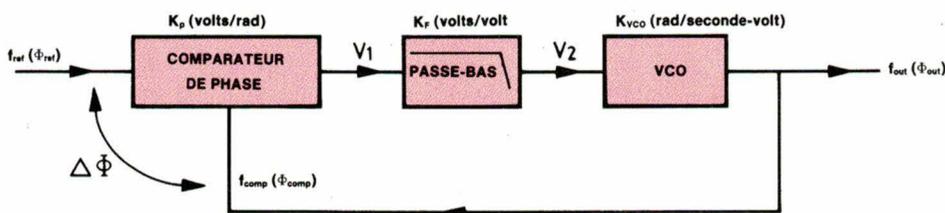


Fig. 17

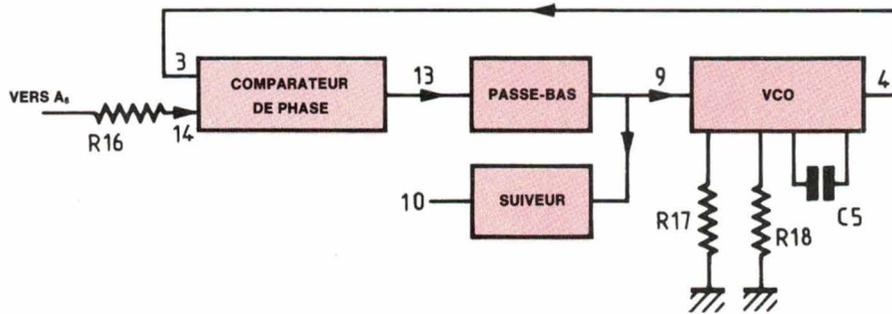


Fig. 18

— ou bien une Varicap (ou Varactor) constituée en fait d'une jonction polarisée en inverse qui se comporte comme une capacité variable en fonction de la tension de polarisation ; par contre, la loi de variation est non linéaire (de la forme $C = KV^{-1/2}$) et, d'autre part, les contraintes sur l'amplitude des signaux sont identiques à celles du transistor à effet de champ.

Ces composants ne répondant pas à nos exigences, nous avons fait appel à une méthode beaucoup moins contraignante, qui permet de simuler une résistance variable à l'aide d'un multiplicateur analogique.

Considérons en effet le schéma de la figure 14 ; on applique au multiplicateur une tension V_e constituée par le signal utile et une tension continue de commande V_c . On recueille en sortie une tension $V'_s = \alpha V_e = KV_e V_c$ où K est une constante propre au multiplicateur utilisé. On dispose alors une résistance R entre cette sortie et une masse virtuelle (constituée par la masse fictive à l'entrée d'un amplificateur opérationnel par exemple). On peut alors écrire :

$$i = V'_s / R = KV_e V_c / R$$

L'impédance, vue alors entre l'entrée et la sortie du système, s'écrit :

$$R' = \frac{V_e - 0}{i} = \frac{V_e}{i} = \frac{V_e R}{KV_e V_c}$$

$$\text{soit : } R' = \frac{R}{KV_c}$$

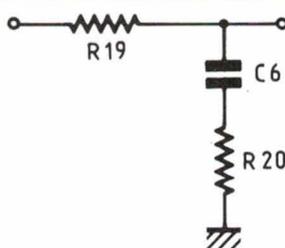


Fig. 19

On constate qu'on a ainsi réalisé une résistance variable dont la valeur dépend uniquement de la tension de commande V_c . On pourra donc régler la fréquence de réjection de notre filtre en insérant de tels multiplicateurs en série avec R_1 et/ou R_2 .

Supposons qu'on utilise un seul multiplicateur, placé par exemple en série avec R_1 ; résistance qui est alors remplacée par une résistance équivalente de valeur $R'_1 = R_1 / KV_c$. La fréquence de réjection s'écrit donc :

$$f_o = \frac{\sqrt{KV_c}}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Elle ne suit donc pas une variation linéaire en fonction de la tension de commande V_c . Cela risque d'être gênant puisqu'on verra que la réponse du convertisseur F/V (fig. 2) destiné à effectuer la commande est, elle, linéaire. En fait, on sait que le filtre doit fonctionner au voisinage d'une fréquence centrale, et on peut penser assimiler la courbe en $\sqrt{V_c}$ à sa tangente. Un calcul qui n'est pas reporté ici a alors montré que l'excursion Δf maximale permise autour d'une fréquence f_o , de façon que la réjection reste supérieure à n dB dans la bande considérée est telle que :

$$\Delta f^2 = \frac{4f_o^2}{Q} \sqrt{\frac{a}{1-a}}$$

$$\text{avec } a = 10^{-n/10}$$

Cette formule suppose l'excursion symétrique autour de f_o .

En l'appliquant avec $f_o = 50$ Hz, $Q = 20$ et $n = 50$ dB, on constate que Δf ne devrait pas être supérieure à 0,56 Hz ! Or nous nous sommes imposé a priori une excursion possible de ± 3 Hz du parasite autour de f_o .

A cette première limitation, liée à l'emploi d'un seul multiplicateur, s'ajoute le fait que si $R_1 C_1 \neq R_2 C_2$, le coeffi-

cient Q de la cellule n'est plus facilement réglable indépendamment de f_o .

Nous avons donc employé deux multiplicateurs, l'un en série avec R_1 et l'autre avec R_2 . On obtient alors pour fréquence de réjection :

$$f_o = \frac{KV_c}{2\pi RC}$$

$$\text{avec } R_1 = R_2 = R$$

$$\text{et } C_1 = C_2 = C$$

qui est bien fonction linéaire de V_c .

Les multiplicateurs utilisés sont du type MPY100 CG fabriqués par Burr Brown ; leur coefficient K vaut 0,1 rad/s.V, d'où :

$$f_o = V_c / 20\pi RC$$

La précision du réglage est maximale lorsque

$$\frac{\delta f_o}{\delta V_c} = \frac{1}{20\pi RC}$$

est minimale. Il faut donc choisir R le plus grand possible (en gardant $V_c \leq 10$ V pour $f_o \leq 65$ Hz par exemple).

On prendra $R = 20,0$ k Ω et $C = 100$ nF. Les courbes pratiques donnant f_o en fonction de V_c sont ainsi rigoureusement confondues avec les tracés théoriques. On retiendra qu'avec les valeurs précédentes, on a : $f_o \# 8 V_c$.

A ce stade de l'étude, nous disposons d'un filtre universel, dont le réjecteur est à bande très étroite ($\pm 1,25$ Hz) et à réjection importante (54 dB), la fréquence d'accord f_o étant commandée en tension. Bien que ceci constitue déjà une application intéressante, les paragraphes qui suivent ont pour objet de décrire un système d'asservissement automatique de f_o à la fréquence du parasite à éliminer.

Asservissement du réjecteur au parasite

Détection du parasite

Il est recherché directement sur le signal présenté à l'entrée du filtre. On se souvient que notre système possède déjà une sortie passe-bande après le second intégrateur (voir le paragraphe intitulé « Structure de base du filtre réjecteur »). C'est à cet endroit que l'on viendra d'abord détecter, puis suivre le parasite. La réponse de ce passe-bande est très étroite (fig. 15) mais néanmoins suffisante pour couvrir correctement une gamme allant de 45 Hz à 65 Hz avec f_0 réglée à 50 Hz. Pour éviter que le signal utile soit confondu avec le signal brouilleur, et puisque ce dernier est supposé être de bien plus grande amplitude, on place un seuil à la sortie du passe-bande qui permet de ne tenir compte que des parasites. La figure 16 représente le schéma du montage connecté en sortie de A_2 .

Il est bâti autour d'un trigger de Schmitt constitué du comparateur A_6 , de R_{13} , R_{14} , R_{15} et C_4 . Cette capacité augmente la rapidité des transitions. A_6 est alimenté en (0/+ 12 V) de façon à ne disposer à sa sortie que de crêteaux positifs à la fréquence du parasite (ceci pour l'utilisation ultérieure qui en est faite). Les composants C_3 et R_{12} constituent un filtre passe-haut de fréquence de coupure de l'ordre de 16 Hz, destiné à éliminer une éventuelle composante continue en sortie de A_2 .

La diode D limite la tension négative appliquée en entrée de A_6 , et la résistance R_{11} évite que, pendant les alternances négatives du signal, la charge capacitive constituée par C_3 ne perturbe A_2 .

Si V_T et V'_T sont respectivement les seuils haut et bas du trigger, les composants sont déterminés par les deux relations :

$$V_T/V'_T = 1 + R_{13}/R_{15}$$

$$R_{14} \approx \frac{R_{13} R_{15} V'_T}{R_{15} V_{Alim} - R_{13} V_T}$$

avec V_{Alim} = tension d'alimentation.

Les valeurs données en figure 22 supposent que $V_c = 12$ V, $V_T = 50$ mV et $V'_T = 10$ mV ; en pratique, ces seuils peuvent être augmentés puisqu'on a supposé que le parasite avait une amplitude « gênante » pour l'amplification, c'est-à-dire en fait de l'ordre d'au moins plusieurs centaines de mV.

Conversion fréquence-tension

A la sortie de A_6 , nous disposons d'un signal rectangulaire à la fréquence du parasite à éliminer ; il nous faut encore réaliser une conversion F/V avant de pouvoir asservir le réjecteur.

Pour cela, on peut utiliser des composants spécialisés (AD 650, VCF42,...), mais leur prix est élevé et ils sont généralement conçus pour fonctionner dans des gammes s'étendant sur plusieurs dizaines de kilohertz ; cela signifie que leur précision est très limitée pour un signal fluctuant par exemple entre 45 Hz et 65 Hz. Il serait pourtant possible de dilater les échelles autour d'une fréquence centrale f_0 moyennant quelques composants supplémentaires. Néanmoins, une méthode plus astucieuse et plus économique pour effectuer une conversion F/V consiste à utiliser une boucle à verrouillage de phase (PLL).

Sans entrer dans le détail du fonctionnement, un tel composant peut être schématisé selon la représentation de la figure 17. Le comparateur de phase génère en sortie une mesure du déphasage entre les deux signaux qui lui sont appliqués (c'est par exemple le cas s'ils sont de fréquence différente à un instant donné). Ce comparateur est constitué ou bien d'une simple porte logique du type « OU EXCLUSIF » (PLL de type « I ») ou bien d'un multiplieur à quatre quadrants (PLL de type « II »). Cette dernière structure a l'avantage de ne réagir qu'au temps relatif séparant les fronts des signaux d'entrée, et cela indépendamment de leur support cyclique. De plus, le type « I » génère en permanence des impulsions en sortie, qui doivent ensuite être filtrées par un filtre passe-bas. Cela conduit à toujours observer une ondulation résiduelle.

Le type « II », quant à lui, ne génère des impulsions que lorsqu'il existe un déphasage entre les deux signaux d'entrée. Dans ce cas, le condensateur de la cellule de filtrage joue le rôle

d'une mémoire analogique. La tension à ses bornes est utilisée pour commander le VCO dont la sortie est réappliquée au comparateur de phase.

Si la fréquence du VCO est différente de celle du signal d'entrée, le comparateur génère des impulsions qui vont charger (ou décharger) le condensateur du filtre passe-bas à la nouvelle tension nécessaire pour que le VCO se « verrouille » sur la fréquence d'entrée. On conçoit alors que la tension de commande du VCO soit proportionnelle à la fréquence du signal d'entrée de la PLL, cette tension présentant de plus peu d'ondulations résiduelles dans le cas d'un circuit de type « II ».

Nous avons ainsi réalisé un convertisseur F/V à bon marché. Sa linéarité est celle du VCO (de l'ordre de 1 %), et on a pu constater qu'elle était suffisante pour notre application si on se limite à une excursion de ± 3 Hz autour de f_0 . Mais il est certain que si l'on désire un suivi du parasite dans une gamme plus étendue, il faudra faire appel à des composants plus précis.

La PLL utilisée est du type 4046 CMOS. La figure 18 donne le montage construit autour de ce circuit. Nous n'allons pas entrer dans le calcul des composants, qu'il est nécessaire d'effectuer pour assurer la stabilité de la boucle. Disons simplement que l'excursion de fréquence du VCO est fixée par R_{17} , R_{18} et C_5 . Le constructeur donne quelques formules indicatives pour obtenir la valeur de ces composants, mais un essai pratique est le seul moyen d'ajuster leur valeur. Avec celles précisées en figure 22, la plage de capture de la PLL s'étend de 35 Hz à 75 Hz.

On montre que le VCO se comporte comme un intégrateur, donc apporte dans la boucle un déphasage de 90° ; on risque donc d'obtenir des oscillations si on introduit un nouveau déphasage de 90° au niveau du filtre passe-bas. Pour assurer la stabilité, on utilise un filtre à avance de phase du type de la figure 19.

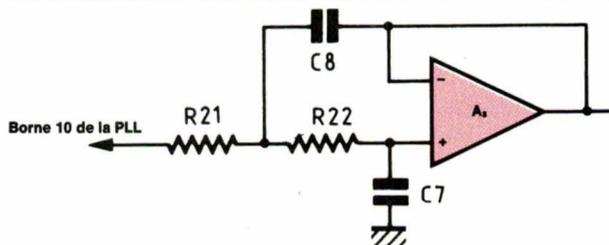


Fig. 20

Enfin, on a ajouté à la suite de ce filtre un amplificateur supplémentaire A_9 de gain cinq qui permet d'augmenter la précision dynamique de la boucle sans la déstabiliser. Cela a pour conséquence une réduction des ondulations résiduelles à f_0 sur la tension de commande du VCO qui est celle utilisée pour la commande du réjecteur.

Remarque : Le 4046 souffre d'une sensibilité chronique aux variations de la tension d'alimentation qui se traduisent par des fluctuations correspondantes sur la tension de commande du VCO. Cela étant fâcheux pour notre application, nous avons réalisé l'alimentation de la PLL par l'intermédiaire d'une référence de tension du type LH 0070-2 (NS) fournissant une tension de 10,000 V.

Adaptation finale pour la commande du réjecteur

Malgré le filtrage réalisé dans la PLL, la tension disponible à l'entrée du VCO, et que nous allons utiliser, est encore entachée d'une ondulation d'environ 500 mV, caractéristique du mécanisme de régulation. On peut montrer que, pour conserver une réjection de n dB, cette ondulation ne devrait pas dépasser en valeur crête-à-crête :

$$\delta V = \frac{10 RC f_0}{Q} \sqrt{\frac{a}{1-a}}$$

avec $a = 10^{-n/10}$

Avec $n = 50$ dB, on obtient $\delta V = 0,5$ mV ($f_0 = 50$ Hz). Cette valeur n'est absolument pas compatible avec celle qu'on obtient après la PLL, ce qui nous conduit à insérer un filtrage supplémentaire (fig. 20). Celui-ci est réalisé grâce à une structure de Sallen-Key du second ordre, de fréquence de coupure égale à 0,5 Hz. Ce filtre a l'avantage d'être non inverseur, donc de fournir une tension de sortie qui reste positive.

La relation donnant cette tension à la sortie du filtre, soit V_p , en fonction de la fréquence f_p du parasite, a été obtenue pratiquement et s'écrit :

$$V_p = 0,24 f_p - 8,1$$

Nous savons que la fréquence f_0 réjectée par le filtre est telle que $f_0 \approx 8 V_c$ où V_c est la tension de commande appliquée sur les multiplieurs.

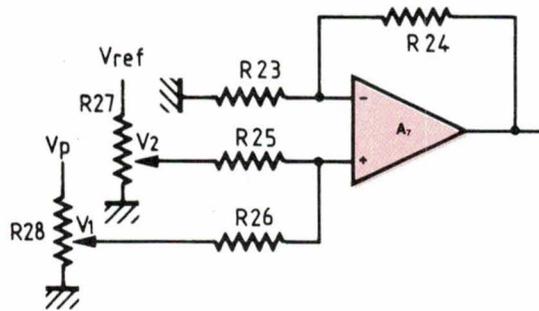


Fig. 21

Pour assurer le suivi du parasite, il faut faire en sorte que les deux droites précédentes soient confondues. Pour cela, on réalise le montage de la figure 21 qui permet d'ajuster les deux degrés de liberté nécessaires.

Avec les notations de ce schéma, on montre que si $R_{23} = R_{24}$, $V_s = V_1 + V_2$.

V_1 est une fraction de V_p , soit $V_1 = aV_p$ avec $0 < a < 1$.

V_2 est une fraction d'une tension de référence V_{ref} , soit $V_2 = bV_{ref}$ avec $0 < b < 1$.

D'où : $V_s = aV_p + bV_{ref}$.

Or, on veut que $V_s = V_c$, donc nécessairement :

$$f_0 = 8(0,24 a f_p - 8,1 a + bV_{ref})$$

La condition $f_0 = f_p$ est réalisée lorsque :

$$8 \times 0,24 a = 1$$

$$bV_{ref} - 8,1 a = 0$$

Ce système détermine complètement les coefficients a et b .

En pratique, ceux-ci sont obtenus par l'intermédiaire des potentiomètres R_{27} et R_{28} . La tension V_{ref} est fournie par le circuit LH0070-2 déjà utilisé pour l'alimentation de la PLL.

Schéma complet et résultats

Le schéma global est représenté en figure 22 ; il faut ajouter quelques remarques.

- Le choix des amplificateurs n'est pas critique et se fait essentiellement à partir de considérations concernant le bruit propre apporté par la structure.
- L'alimentation se fait en ± 12 V, à l'exception de A_6 et de la PLL alimentés en $0/+12$ V.

- Les deux multiplieurs doivent être soigneusement découplés par des capacités de 1 nF placées aussi près que possible des circuits.

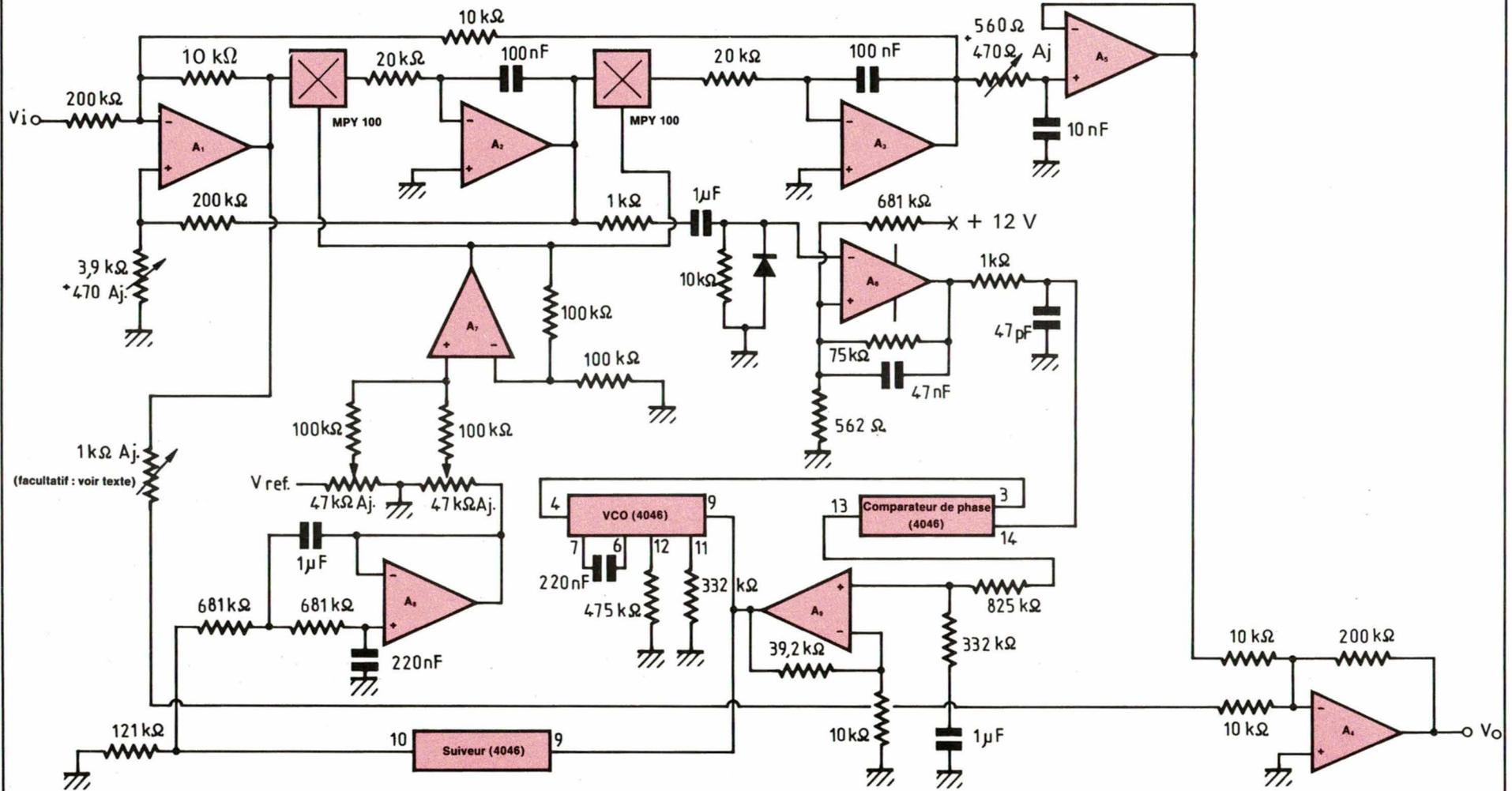
- Le réglage des deux potentiomètres R_{27} et R_{28} se fait en connectant un oscilloscope en sortie du montage et un générateur BF à l'entrée ; on se place à une fréquence voisine de f_0 ; on agit sur l'un des potentiomètres jusqu'à obtenir un minimum en sortie. On change alors légèrement la fréquence, et on actionne l'autre potentiomètre jusqu'à obtenir un nouveau minimum d'amplitude. On répète cette procédure jusqu'à ce que le signal de sortie conserve une amplitude constante lorsqu'on modifie la fréquence d'entrée dans la plage souhaitée (± 3 Hz autour de f_0).

- Rappelons enfin que Q est facilement modifiable en agissant sur le rapport R_4/R_5 , et que l'on peut supprimer l'atténuation $1/Q$ en entrée et l'amplification Q en sortie à condition de limiter le signal d'entrée à une amplitude V_{Allim}/Q .

La courbe de réponse obtenue en amplitude est donnée en figure 23 ; on y a également fait figurer la réponse du circuit lorsqu'on n'utilise qu'un seul multiplieur MPY 100 ; on retrouve alors nettement l'influence de la parabole de la fonction $f_0(V_c)$.

Avec deux multiplieurs, on constate que la réjection reste supérieure à 50 dB sur ± 3 Hz autour de f_0 (= 50 Hz ici), ce qui remplit l'objectif fixé.

La remontée de la courbe au-delà de ces limites est vraisemblablement imputable à la (relativement) faible linéarité du VCO de la PLL (typiquement 1 %). Nous n'avons pas pu poursuivre l'étude, mais nous pensons qu'en utilisant des convertisseurs F/V du type VCF42 Burr-Brown, dont la linéarité est donnée à 0,01 %, à la place du système à PLL, on doit pouvoir augmenter davantage l'étendue



Applications

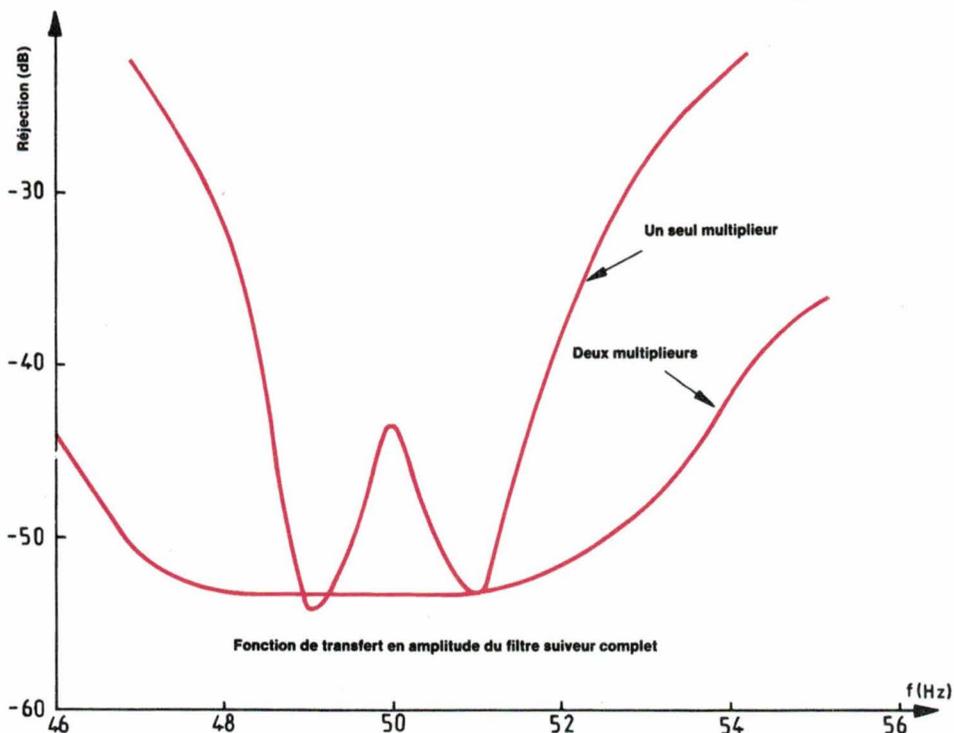


Fig. 23

de la zone plate de la courbe de réponse autour de f_0 .

Cela peut s'avérer utile pour d'autres buts que celui qui était le nôtre au départ, à savoir éliminer le mieux possible un parasite secteur superposé à un signal à étudier, tout en dégradant le moins possible ce dernier.

Réjection des harmoniques

Il peut s'avérer utile de s'affranchir également des harmoniques de f_0 , principalement ceux d'ordre impair, qui sont les plus gênants.

Pour cela, il n'est pas nécessaire de rebâtir tout un système identique au

précédent et dont on aurait simplement modifié le réglage de f_0 ; il suffit de reconstituer une cellule de base dans laquelle tous les composants seront identiques à la première, à l'exception de R_1 et R_2 qui fixeront la fréquence de l'harmonique à rejeter. La tension de commande de cette nouvelle cellule sera fournie par la première.

Enfin nous savons que, dans notre configuration, la cellule atténue le signal d'entrée et le réamplifie en sortie; dans le cas d'une succession de plusieurs cellules, il suffira de faire une atténuation en tête de la première et une amplification en sortie de la der-

nière. A cette fin, on prendra :

- pour la cellule de tête :
 $R_3 = 200 \text{ k}\Omega$; $R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$;
- pour chaque cellule intermédiaire :
 $R_3 = R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$;
- pour la cellule finale :
 $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_{10} = 200 \text{ k}\Omega$.

J. Morillon

L'auteur remercie M. Halbwegs, directeur du L.I.G.-Chambéry (où a été réalisée cette étude), Ch. Payot, enseignant à l'E.N.S.E.R.-Grenoble, Henri Laleuf, chercheur à l'I.N.S.T.N. de Grenoble, et Ph. Wilhelm, pour leurs conseils et leur collaboration.

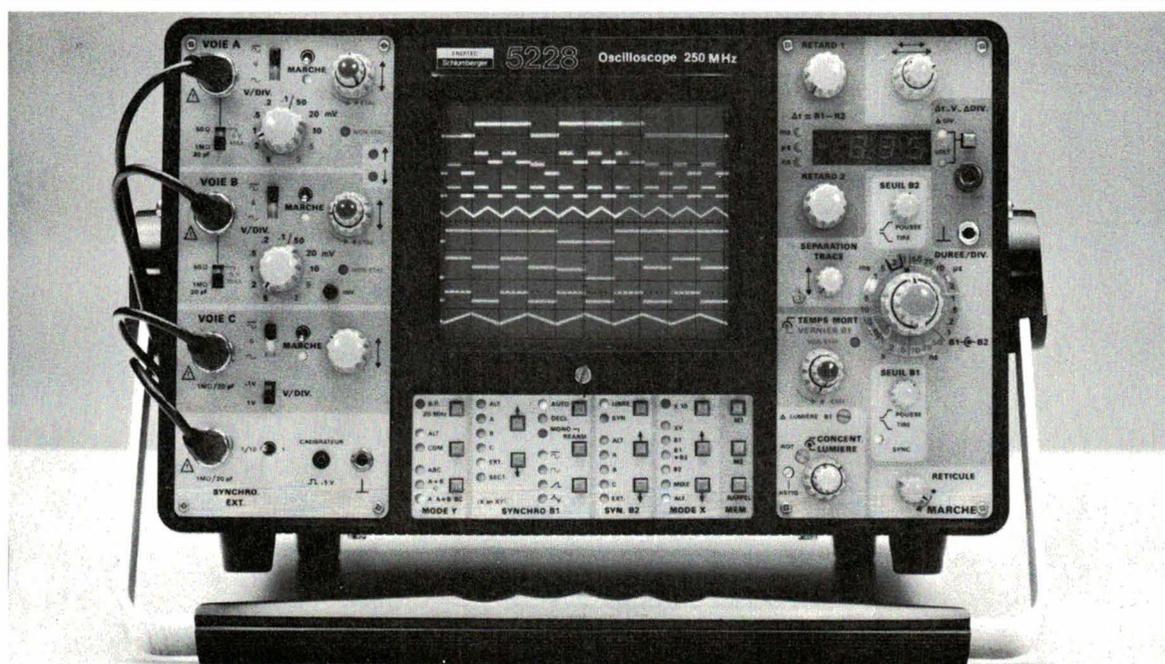
RÉSERVEZ DÈS À PRÉSENT L'ALBUM 1985

RÉUNISSANT LES SEPT NUMÉROS DE L'ANNÉE ÉCOULÉE
(NUMÉROS 39 à 44 bis)

Prix : 126 F (port compris)

Envoyez votre commande accompagnée d'un chèque à l'ordre de *ELECTRONIQUE APPLICATIONS* à :
ELECTRONIQUE APPLICATIONS, VENTE AU NUMERO, 2 à 12, RUE DE BELLEVUE, 75940 PARIS CEDEX 19

Enertec Instruments



La série 52 s'agrandit : Le nouveau 250 MHz est arrivé !

Enertec Instruments a développé un nouvel oscilloscope 250 MHz pour répondre aux problèmes de mesures posés dans les domaines de l'électronique rapide.

Performances : Le « plus » Enertec

Le 5228 est le seul du marché à offrir toutes les combinaisons possibles de balayages, notamment les modes « mixé » et « alterné », ce qui donne l'avantage de choisir la représentation du signal en fonction de sa complexité. L'utilisateur a le choix pour chacune des 2 voies entre une impédance de 50 Ω / 1 M Ω

sans sonde et de 10 M Ω / 100 M Ω avec sonde. Un multimètre intégré, à gammes automatiques, permet les mesures de temps, d'amplitude et de tension.

Confort et simplicité inégalés

Le 5228 bénéficie du confort et de la facilité d'utilisation unanimement reconnus des oscilloscopes 100 MHz de la série 52. En effet, son clavier de commande de fonctions « style calculatrice » permet la mise en mémoire de deux configurations pouvant être rappelées même après l'arrêt

de l'appareil. Un programme interne interdit toute configuration erronée.

Oscilloscopes 100 MHz, série 52

4 autres modèles de conception identique sont également disponibles :

5220 : 2 voies + visu. synchro.

5224 : 4 voies

5227 : 2 voies + 1 voie TV
75 Ω clampée.

5277 : tube mémoire
2000 div/ μ s.

Ultime conseil !

N'achetez pas d'oscilloscope 100 ou 250 MHz sans nous demander une démonstration.

Enertec Instruments 5 rue Daguerre - 42030 St-Etienne cedex 2 France
Tél : 77.25.22.64 - Télex 300796
Agences : Grenoble 76.64.04.72, Marseille 91.66.68.21, Nancy 83.36.70.86,
Rennes 99.38.00.56, St-Etienne 77.25.22.64, Toulouse 61.80.35.04, Vélizy (1) 39.46.96.50

ENERTEC
Schlumberger

Fluke intègre un nouveau champion

Fluke 8840A: Le multimètre 200.000 points que vous recherchez.

Sa programmation et son utilisation sont très simples; il s'intègre facilement dans votre système. Le 8840A est très souple, il dispose de toutes les fonctions nécessaires avec, en plus, la meilleure précision et la plus grande vitesse d'acquisition de sa classe.

Vous bénéficiez du support technique Fluke, de plus, la



fiabilité du matériel et l'espacement des calibrations (s'effectuant sur le site d'utilisation) vous assurent une disponibilité optimale.

Faites le bilan, ce multimètre vous offre plus dans la gamme des appareils 200.000 points intégrables.

Pourquoi ne pas être exigeant?

FLUKE, LE LEADER MONDIAL DES MULTIMETRES NUMERIQUES.



SERVICE-ANNONCEURS N° 13

MB ELECTRONIQUE

606, Rue Fourny - Z.I. De Buc - B.P. no. 31-78530 Buc -
Tél.: (3) 956.81.31 (lignes groupées) - Telex: 695414
Aix-en-Provence (42) 39 90 30
Lyon (78) 76 04 74
Rennes (99) 53 72 72
Toulouse (61) 63 89 38

INDEX DES ANNONCEURS

AGEMIP	73	JJ LLYOD-INSTRUMENTS	65
AK-ELECTRONIQUE	95	LOCAMESURE	4 ^e couv.
ANPICO	73	MB-ELECTRONIQUE	11 et 40
AUXITROL	11	MONACOR	73
BECKMAN INDUSTRIAL	26	NEC	6 et 7
BLANC-MECA	60	PANDUIT	60
BOURNS	48 et 66	RADIO-PLANS	3 ^e couv.
BRADY	95	ROHDE ET SCHWARZ	9
DATA-RD	91	SCHROFF	13
EDUCATEL-UNIECO	17	TEKTRONIX	3 et 79
ELECTRO-CONCEPT	74	ZMC	18
ENERTEC	39 et 87		
GORE	15		
GP-ELECTRONIQUE	4 et 74		
GROUPE WELLER-COOPER	2 ^e couv.		

Applications

Les amplificateurs à circuits décalés

Les amplificateurs sélectifs haute-fréquence à large bande passante sont de plus en plus utilisés dans les transmissions par faisceaux hertziens, le radar, les circuits de télévision, etc.

Pour obtenir de grands gains, ce qui est souvent nécessaire, il faut utiliser un grand nombre d'étages. Différentes solutions seront utilisées en fonction des applications choisies. L'article ci-après les passe en revue et rappelle les résultats théoriques fondamentaux qu'il faut connaître.

Relation nombre d'étages et bande passante

Lorsque tous les étages sont accordés à la même fréquence, on a la solution dite « synchrone ». Une large bande passante finale ne sera obtenue que si les circuits constituants sont eux-même de bande beaucoup plus large. Il semble évident que si l'on augmente le nombre d'étages, la bande de l'ensemble va diminuer. Pour deux étages, nous aurons la bande correspondant à 1,5 décibel (dB), pour trois étages à 1 dB, etc. (fig. 1).

Soient B_0 la bande à 3 dB de n étages et B la bande pour un étage, on a la relation :

$$B = \frac{B_0}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}$$

La diminution de la bande passante lorsque n augmente est très rapide, comme l'indique le tableau 1.

n	1	2	3	4	5	6
$\sqrt{2^{1/n} - 1}$	1	0,64	0,51	0,435	0,39	0,35

Tableau 1.

L'intérêt de cette solution est médiocre, car pour réaliser des amplificateurs de hautes performances, il faut utiliser un grand nombre d'étages synchrones à faible coefficient de surtension - $Q = f_0/B$ -, avec risques de réaction et d'accrochages entre étages voisins accordés sur la même fréquence. On lui préfère le principe de l'amplificateur à circuits décalés.

Principe de l'amplificateur à circuits décalés

L'idée en est simple : il suffit d'utiliser plusieurs étages accordés sur des fréquences différentes dites « déca-

lées » les unes par rapport aux autres. Cette solution permet en outre d'obtenir une courbe de réponse globale « plus carrée », c'est-à-dire à flancs plus raides.

Les combinaisons peuvent être très variées. En général on utilisera p groupes identiques de deux étages décalés ou « doublets », ou bien q groupes de trois étages décalés ou « triplets ».

On conçoit aisément que deux circuits convenablement centrés et de bandes passantes correctes peuvent donner la courbe de réponse souhaitée (fig. 2). Il en sera de même pour les trois étages formant un triplet (fig. 6, plus loin).

Solution avec n doublets (fig. 2)

Soient pour l'amplificateur total :

f_0 : la fréquence centrale,
 B_0 : la bande passante à 3 dB,
 G_0 : le gain en dB.

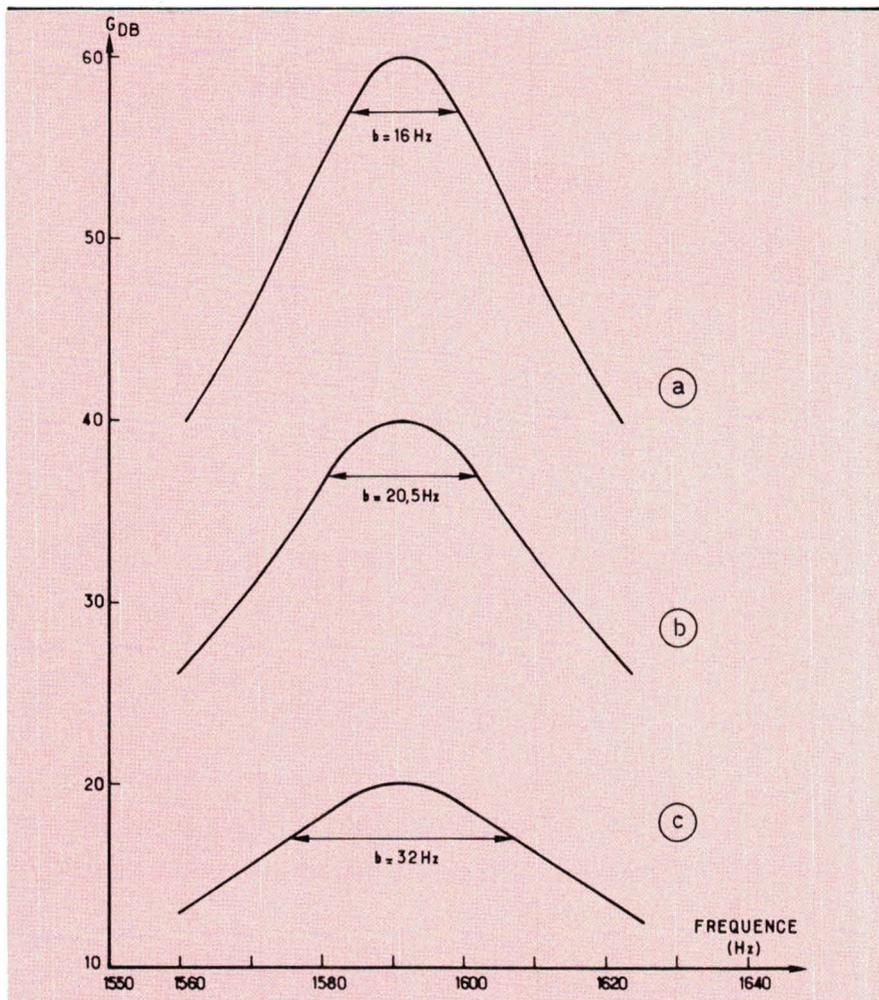
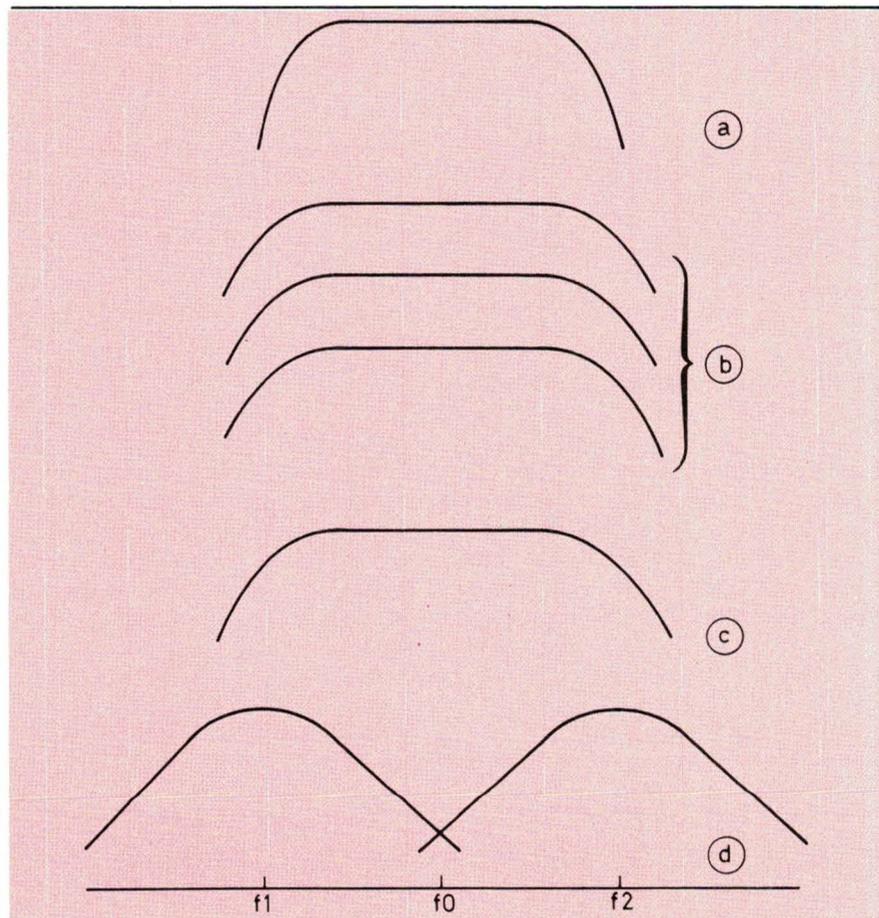


Fig. 1. - Amplificateur synchrone : a : réponse, trois étages identiques ; b : deux étages identiques ; c : réponse un étage.



De même que pour les circuits synchrones, chacun des doublets devra avoir une bande passante plus large que celle de l'amplificateur total.

Dans le cas de doublets la relation entre les bandes passantes est la suivante :

$$B = \frac{B_0}{\sqrt[4]{2^{1/n} - 1}}$$

D'où les résultats du tableau 2.

n	1	2
$\sqrt[4]{2^{1/n} - 1}$	1	0,80
n	3	4
$\sqrt[4]{2^{1/n} - 1}$	0,71	0,66
n	5	6
$\sqrt[4]{2^{1/n} - 1}$	0,62	0,59
n	7	8
$\sqrt[4]{2^{1/n} - 1}$	0,57	0,55

Tableau 2.

Chaque doublet est lui aussi centré à f_0 , alors que son gain en dB sera divisé par n .

La méthode de calcul sera déterminée par la valeur du rapport $\delta = B/f_0$

Premier cas

Si $B/f_0 \leq 0,3$, on utilise la méthode dite arithmétique, chaque doublet est constitué de deux étages accordés sur :

$$f_1 = f_0 - 0,35 B$$

$$f_2 = f_0 + 0,35 B$$

et ayant tous deux pour bande passante :

$$b_1 = b_2 = 0,71 B$$

Deuxième cas

Si $B/f_0 > 0,3$, on emploie la méthode géométrique - qui est le cas général, la précédente n'étant qu'un cas particulier.

Fig. 2. - Amplificateur à n doublets. a : un amplificateur de caractéristiques G_0, f_0, B_0 , est constitué de (b) : n doublets ; chaque doublet (c) est constitué lui-même de deux étages centrés à f_1 et f_2 et de la bande b_1 et b_2 (d).

Les fréquences d'accord des circuits sont alors :

$$f_1 = f_0 / \alpha$$

$$f_2 = f_0 \alpha$$

et les coefficients de surtension :

$$Q_1 = Q_2 = 1/d$$

La détermination de α et de d se fait soit graphiquement (fig. 3), soit à partir des relations approchées :

$$\alpha = 1 + 0,35 \delta + 0,1 \delta^2$$

$$d = 0,707 \delta - 0,06 \delta^2$$

Si le terme en δ^2 est négligeable devant les autres, on retrouve les relations de la forme arithmétique.

Les deux étages du doublet ont même gain nominal $G_1 = G_2$. Une chute de l'ordre de 3,5 décibels pour chaque étage apparaît à f_0 à cause du désaccord de fréquence (la figure 4 donne la valeur exacte de la chute).

Le gain d'un doublet est donc à f_0 de :

$$G = G_1 - 3,5 + G_2 - 3,5$$

et inversement :

$$G_1 = G_2 = \frac{G + 7}{2} \text{ (en décibels)}$$

C'est le produit gain-bande passante au facteur de mérite du composant actif utilisé qui définit le nombre d'étages nécessaires.

On sait que ce sont les caractéristiques du composant utilisé – transistor, TEC, amplificateur opérationnel... –, ainsi que les capacités parasites du montage, qui limiteront la fréquence maximale à gain donné ou le gain maximal à fréquence donnée (fig. 5).

Calculs automatiques

Il sera commode d'automatiser cette recherche et ces calculs à l'aide d'un logiciel et d'un micro-ordinateur.

L'algorithme du calcul par doublet, qui est en même temps le plan récapitulatif pour une étude « à la main », est reproduit ci-après.

Algorithme Plan récapitulatif de calculs : doublets

- Dialogue initial :
 - gain total (en dB) : G_0
 - fréquence centrale : f_0
 - bande passante (à 3 dB) : B_0

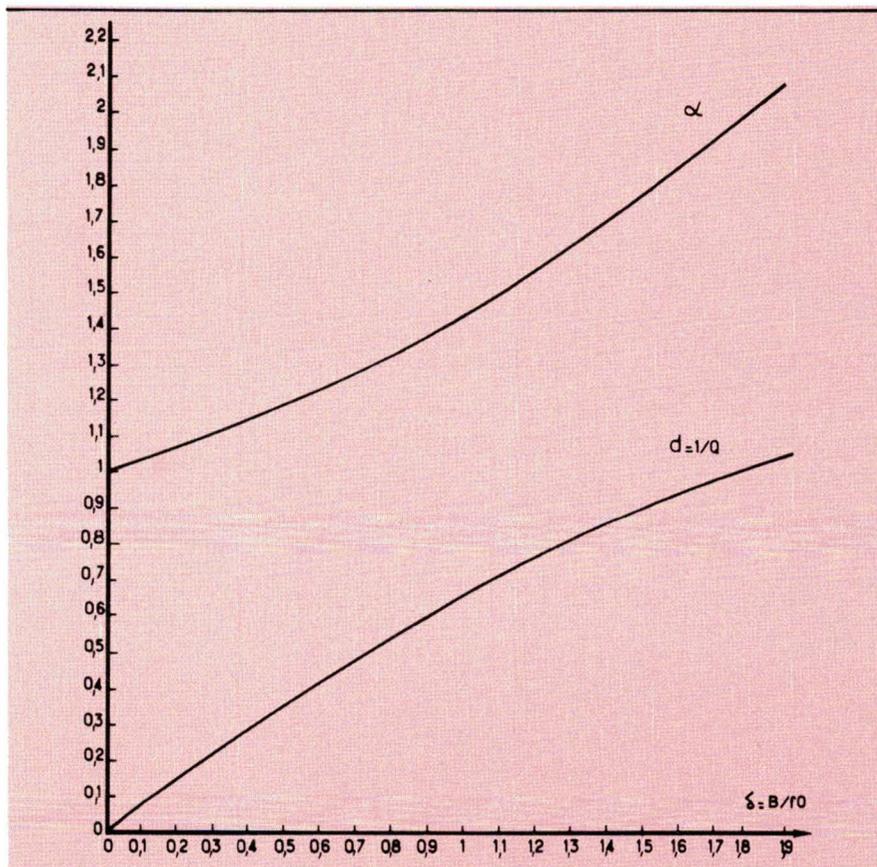


Fig. 3. – Détermination de α et d (doublets).

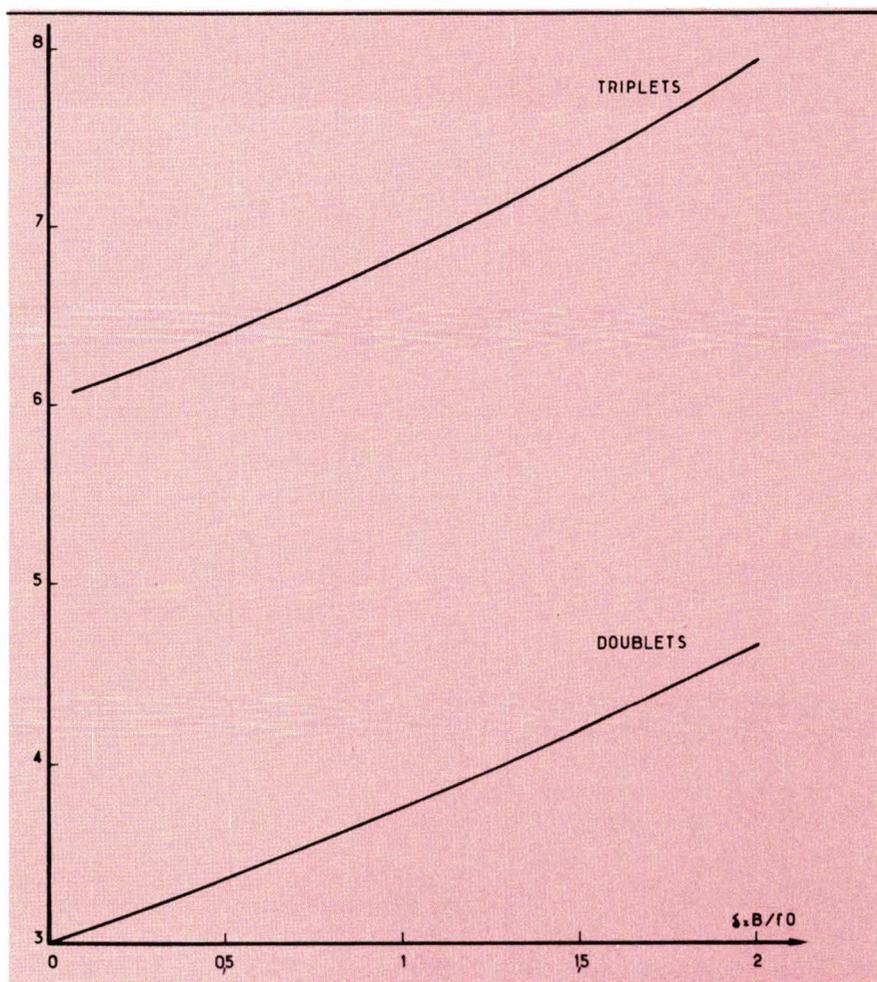


Fig. 4. – Chute apportée par le désaccord des circuits.

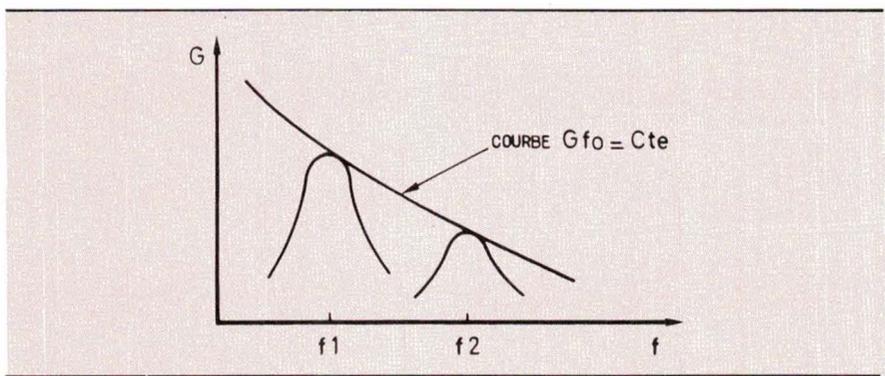


Fig. 5. - Limitation gain-fréquence.

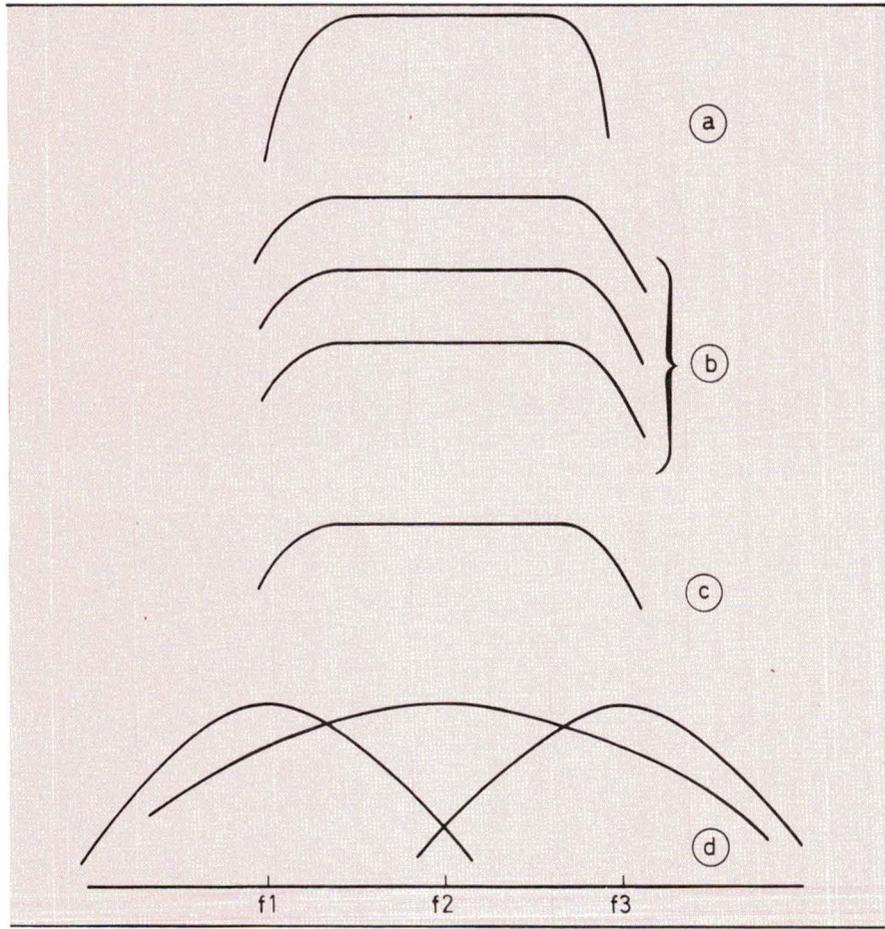


Fig. 6. - Amplificateur à n triplets. a : un amplificateur de caractéristiques G_0, f_0, B_0 , est constitué de (b) : n triplets ; chaque triplet (c) est constitué lui-même de trois étages centrés à f_1, f_2, f_3 et de bande b_1, b_2, b_3 (d).

Recherche de la solution avec n doublets

$n = 1$

- β * Retour de boucle de calcul.
- gain d'un doublet : $G = G_0/n$
- bande passante d'un doublet : $B = B_0/4\sqrt{2^{1/n} - 1}$
- $\delta = B/f_0$ - détermination de α et Q (fig. 3).
- $f_1 = f_0/\alpha; f_2 = f_0\alpha; Q_1 = Q_2 = Q$
- gain d'un étage : $GE \text{ (dB)} = \frac{G + 7}{2}$
- d'où $G_1 = G_2$ (rapport).

- produit maximal gain-fréquence : $BGET = G_2 * f_2$
- affichage de n, $f_1, f_2, B_1, B_2, GE, BGET$
- $n = n + 1$

retour en β

Ce calcul s'arrêtera par une commande extérieure de rupture de séquence lorsque la solution sera réalisable, c'est-à-dire BGET inférieur au produit gain-bande passante du composant actif employé.

Nota. A ce niveau du projet et en fonction du schéma retenu pour un étage, on effectuera les calculs classiques pour déterminer les valeurs des composants à partir des données retenues :

- gain de l'étage,
- fréquence d'accord,
- bande passante (à 3 dB).

La suite de l'algorithme correspond au calcul théorique des fonctions de transfert résultantes.

● Dialogue complémentaire :

- nombre de doublets retenus : n,
- bande de fréquence explorée : de f_1 à f_2 avec un pas PA.

Calculs

Pour f variant de f_1 à f_2 avec un pas PA, effectuer :

- écarts relatifs : $x_1 = f/f_1 - f_1/f$
 $x_2 = f/f_2 - f_2/f$
- fonctions de transfert par étage et doublet : $FT_1 = G_1/\sqrt{1 + Q_1^2 x_1^2}$
 $FT_2 = G_2/\sqrt{1 + Q_2^2 x_2^2}$
 $FT = FT_1 * FT_2$
- affichage F, FT_1 (dB), FT_2 (dB), FT (dB).

Solution avec triplet (fig. 6)

De même que précédemment, nous avons : G_0, f_0, B_0 .

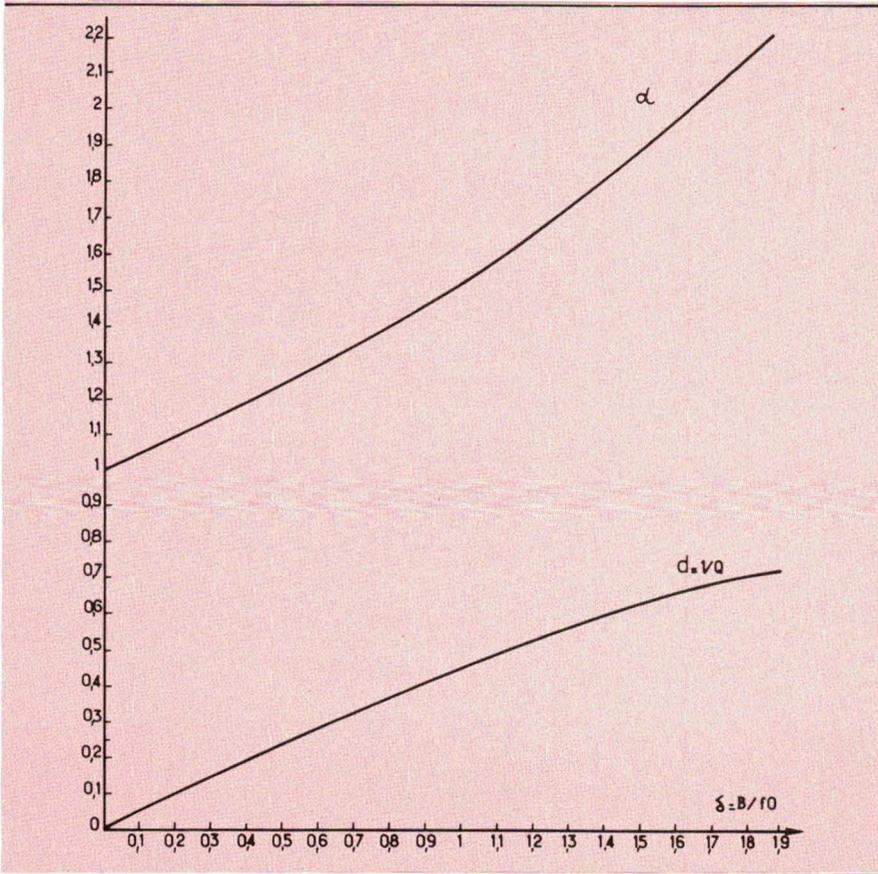
Le rétrécissement de la bande passante de l'ensemble en fonction des n triplets est maintenant donné par :

$$B = B_0/6\sqrt{2^{1/n} - 1}$$

D'où les résultats du **tableau 3.**

n	1	2
$6\sqrt{2^{1/n} - 1}$	1	0,86
n	3	4
$6\sqrt{2^{1/n} - 1}$	0,80	0,76
n	5	6
$6\sqrt{2^{1/n} - 1}$	0,73	0,705
n	7	8
$6\sqrt{2^{1/n} - 1}$	0,69	0,67

Tableau 3.



Détermination de f_0 au niveau du triplet

Premier cas

$B/f_0 \leq 0,3$: méthode arithmétique. Chaque triplet est constitué de :

- un étage accordé sur $f_0 - 0,43 B$ et de bande $0,5 B$,
- un étage accordé sur f_0 et de bande B ,
- un étage accordé sur $f_0 + 0,43 B$ et de bande $0,5 B$.

Deuxième cas

$B/f_0 > 0,3$: méthode géométrique. Chaque triplet est constitué par :

- un étage accordé sur $f_1 = f_0/\alpha$ avec $Q_1 = 1/d$,
- un étage accordé sur $f_2 = f_0$ avec $Q_2 = Q = f_0/B$,
- un étage accordé sur $f_3 = f_0 \alpha$ avec $Q_3 = 1/d$.

Les coefficients α et d sont déterminés graphiquement (fig. 7) ou par les relations :

$$\alpha = 1 + 0,433 \delta + 0,1 \delta^2$$

$$d = 0,5 \delta - 0,05 \delta^2$$

Fig. 7. - Détermination de α et d (triplets).

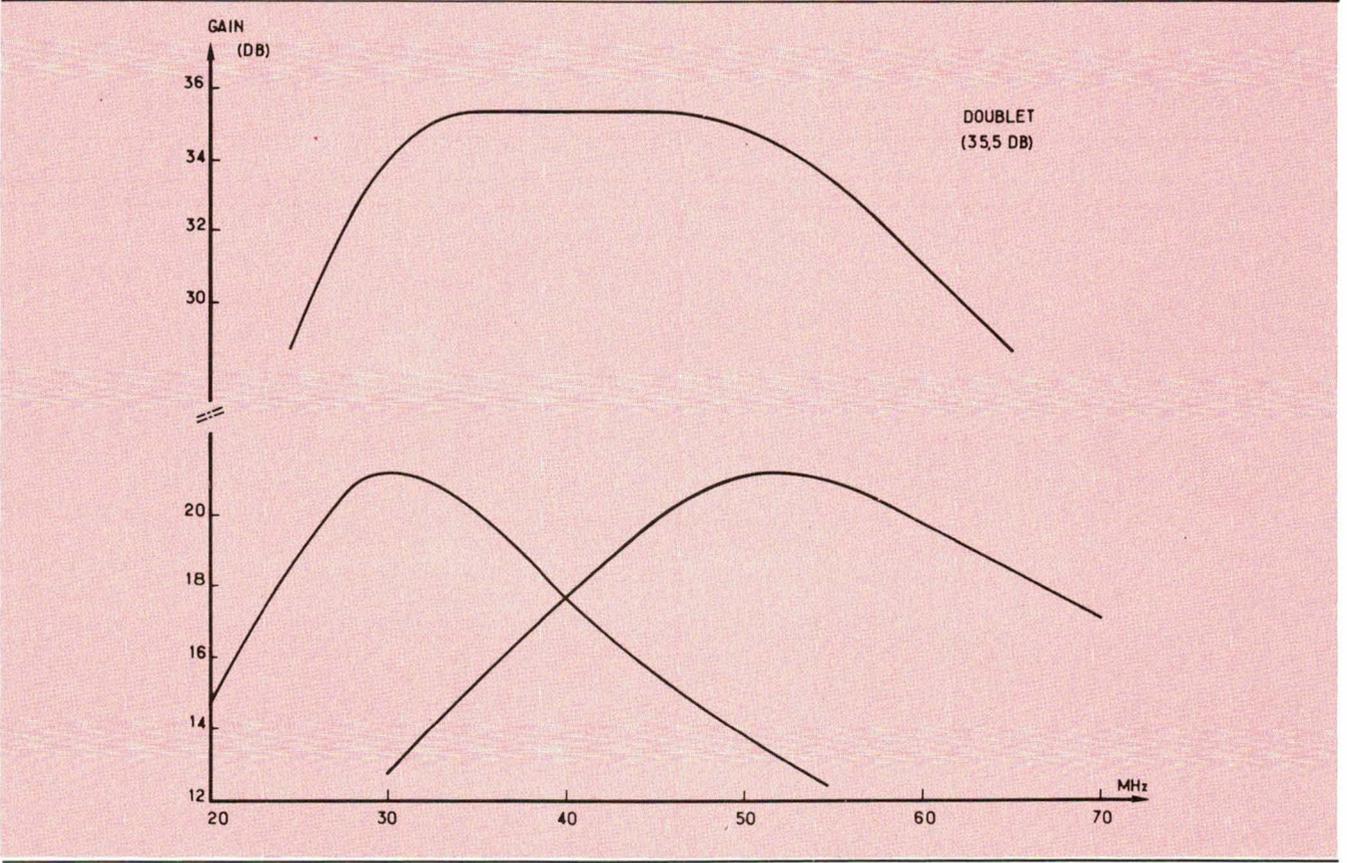


Fig. 8. - Doublet (35,5 dB).



```

AP BCDEC
L1 1
1* CIRCUITS DECALES ( BCDEC )
2
3
4
5 AFFICHER[3,/' APRES ARRET EXECUTION ' ]
6
7 AFFICHER[2,/' RE 100 POUR DOUBLETS ' ]
8
9 AFFICHER[2,/' RE 160 POUR TRIPLETS ' ]
10
11
12* AMPLI GO,F0,B0
13* DOUBLETS G,F1,F2,B1,B2
14* TRIPLETS G,F1,F2,F3,B1,B2,B3
15* GE (DB) GAIN ETAGE DOUBLET OU TRIPLET
16* BGET GAIN=BANDE : F2*G2 ( NBR )
17* G1,G2,G3 GAIN EN NBR
18
19
20*****
21
22 TABLEAU T[80,5]
23 CHAINE REP
24 FX_0,E_2,302
25
26
27
28 AFFICHER[3,/' GAIN TOTAL EN DB : ' ]:LIRE GO
29 AFFICHER[3,/' FREQUENCE CENTRALE : ' ]:LIRE FO
30 AFFICHER[3,/' BANDE PASSANTE : ' ]:LIRE BO
31 AFFICHER[3,/' STRUCTURE DOUBLET OU TRIPLET ( D/T ) : ' ]:LIRE REP
32 AFFICHER[2/]
33
34
35
36 SI REP'D' ALORS ALLER EN 132
37
38 ETUDE DU DOUBLET
39
40 N_1,FX_0
41 AFFICHER[2,/' N_1,FX_0 ' ]:LIRE N
42
43* RETOUR DE CALCUL
44 G_G0/N
45 B_B0/(2^(1/N)-1)^(1/4)
46 D_D/F0
47 A_1+0.35*0+0.1*0*D
48 Q_1/(0.707*0-0.06*0*D)
49 F1_F0/A
50 F2_F0/A
51 B1_F1/Q
52 B2_F2/Q
53 GE_(G+7)/2;G1_10^(GE/20);G2_G1;BGET_G2*F2
54 SI FX=1 ALORS ALLER EN 110
55 AFFICHER[3,/' F6,0,4E4,2JN,F1,F2,B1,B2 ' ]:LIRE N
56 AFFICHER[3,/' F6,1,E6,0JGE,BGET ' ]:LIRE N
57 N_N+1
58 ALLER EN 65
59
60
61* CALCUL DOUBLET
62 FX_1
63 AFFICHER[3,/' NBRE DOUBLETS : ' ]:LIRE N
64 ALLER EN 65
65
66 AFFICHER[2,/' FMIN = ' ]:LIRE FMIN
67 AFFICHER[2,/' FMAX = ' ]:LIRE FMAX
68 AFFICHER[2,/' PAS = ' ]:LIRE PAS

```

```

113 F_FMIN:1_1
114 AFFICHER[3,/' X,'N',6X,'F1',9X,'F3',9X,'B1',8X ' ]:LIRE N
115* RET
116 X1_F/F1-F1/F
117 X2_F/F2-F2/F
118 X3_F/F3-F3/F
119 FT1_G1/RAC(1+Q*Q*X1*X1)
120 FT2_G2/RAC(1+Q*Q*X2*X2)
121 FT3_G3/RAC(1+Q*Q*X3*X3)
122 FT_FT1+FT2:T[1,1],F
123 T[1,2],20*LGN(FT1)/E
124 T[1,3],20*LGN(FT2)/E
125 T[1,4],20*LGN(FT3)/E
126 AFFICHER[3,/' F10,0,3F6,1JF,T[1,2],T[1,3],T[1,4] ' ]:LIRE N
127 F_F+PA;I_1+1
128 SI F<FMAX ALORS ALLER EN 115 SINON ALLER EN 210
129
130*****
131
132 ETUDE DU TRIPLET
133 N_1,FX_0
134
135 AFFICHER[3,/' X,'N',6X,'F1',9X,'F3',9X,'B1',8X ' ]:LIRE N
136 AFFICHER[3,/' B2',9X,'B3',6X,'GE(DB)',4X,'BGET(NBR)',2/ ' ]:LIRE N
137
138* RETOUR DE CALCUL
139 G_G0/N
140 B_B0/(2^(1/N)-1)^(1/6)
141 D_D/F0;Q_Q/F0/B
142
143
144 A_1+0.433*0+0.1*0*D
145 Q_1/(0.5*0-0.05*0*D)
146 F1_F0/A;F2_F0/A;F3_F0/A
147 B1_F1/Q;B2_B3/B3/Q
148 GE_(G+13)/3;G1_10^(GE/20)
149 G2_G1;G3_G1;BGET_F3*G3
150 SI FX=1 ALORS ALLER EN 168
151 AFFICHER[3,/' F2,0,2E4,2JN,F1,F3 ' ]:LIRE N
152 AFFICHER[3,/' F2,1,E6,0JBL,B2,B3,GE,BGET ' ]:LIRE N
153 N_N+1;ALLER EN 138
154
155* CALCUL TRIPLET
156 FX_1
157 AFFICHER[3,/' NBRE DE TRIPLETS = ' ]:LIRE N
158 ALLER EN 138
159
160 AFFICHER[2,/' FMIN = ' ]:LIRE FMIN
161 AFFICHER[2,/' FMAX = ' ]:LIRE FMAX
162 AFFICHER[2,/' PAS = ' ]:LIRE PAS
163 F_FMIN:1_1
164 AFFICHER[3,/' X,'N',6X,'F1',9X,'F3',9X,'B1',8X ' ]:LIRE N
165
166* RET
167 X1_F/F1-F1/F
168 X2_F/F2-F2/F
169 X3_F/F3-F3/F
170 FT1_G1/RAC(1+Q1*Q1*X1*X1)
171 FT2_G2/RAC(1+Q2*Q2*X2*X2)
172 FT3_G3/RAC(1+Q3*Q3*X3*X3)
173 FT_FT1+FT2+FT3
174 T[1,1],F
175 T[1,2],20*LGN(FT1)/E
176 T[1,3],20*LGN(FT2)/E
177 T[1,4],20*LGN(FT3)/E
178 T[1,5],20*LGN(FT3)/E
179 AFFICHER[3,/' F10,0,2F6,1JF,T[1,2],T[1,3] ' ]:LIRE N
180 AFFICHER[3,/' F10,1JTT[1,4],T[1,5] ' ]:LIRE N
181 F_F+PA;I_1+1
182 SI F<FMAX ALORS ALLER EN 174
183
184*****
185
186
187
188
189
190
191
192
193
194
195
196
197
198
199
200*****
201
202
203
204
205
206
207
208
209
210
211
212
213
214
215
216
217
218
219
220
221
222
223
224
225
226
227
228
229
230
231
232
233
234
235
236
237
238
239
240
241
242
243
244
245
246
247
248
249
250
251
252
253
254
255
256
257
258
259
260
261
262
263
264
265
266
267
268
269
270
271
272
273
274
275
276
277
278
279
280
281
282
283
284
285
286
287
288
289
290
291
292
293
294
295
296
297
298
299
300
301
302
303
304
305
306
307
308
309
310
311
312
313
314
315
316
317
318
319
320
321
322
323
324
325
326
327
328
329
330
331
332
333
334
335
336
337
338
339
340
341
342
343
344
345
346
347
348
349
350
351
352
353
354
355
356
357
358
359
360
361
362
363
364
365
366
367
368
369
370
371
372
373
374
375
376
377
378
379
380
381
382
383
384
385
386
387
388
389
390
391
392
393
394
395
396
397
398
399
400
401
402
403
404
405
406
407
408
409
410
411
412
413
414
415
416
417
418
419
420
421
422
423
424
425
426
427
428
429
430
431
432
433
434
435
436
437
438
439
440
441
442
443
444
445
446
447
448
449
450
451
452
453
454
455
456
457
458
459
460
461
462
463
464
465
466
467
468
469
470
471
472
473
474
475
476
477
478
479
480
481
482
483
484
485
486
487
488
489
490
491
492
493
494
495
496
497
498
499
500
501
502
503
504
505
506
507
508
509
510
511
512
513
514
515
516
517
518
519
520
521
522
523
524
525
526
527
528
529
530
531
532
533
534
535
536
537
538
539
540
541
542
543
544
545
546
547
548
549
550
551
552
553
554
555
556
557
558
559
560
561
562
563
564
565
566
567
568
569
570
571
572
573
574
575
576
577
578
579
580
581
582
583
584
585
586
587
588
589
590
591
592
593
594
595
596
597
598
599
600
601
602
603
604
605
606
607
608
609
610
611
612
613
614
615
616
617
618
619
620
621
622
623
624
625
626
627
628
629
630
631
632
633
634
635
636
637
638
639
640
641
642
643
644
645
646
647
648
649
650
651
652
653
654
655
656
657
658
659
660
661
662
663
664
665
666
667
668
669
670
671
672
673
674
675
676
677
678
679
680
681
682
683
684
685
686
687
688
689
690
691
692
693
694
695
696
697
698
699
700
701
702
703
704
705
706
707
708
709
710
711
712
713
714
715
716
717
718
719
720
721
722
723
724
725
726
727
728
729
730
731
732
733
734
735
736
737
738
739
740
741
742
743
744
745
746
747
748
749
750
751
752
753
754
755
756
757
758
759
760
761
762
763
764
765
766
767
768
769
770
771
772
773
774
775
776
777
778
779
780
781
782
783
784
785
786
787
788
789
790
791
792
793
794
795
796
797
798
799
800
801
802
803
804
805
806
807
808
809
810
811
812
813
814
815
816
817
818
819
820
821
822
823
824
825
826
827
828
829
830
831
832
833
834
835
836
837
838
839
840
841
842
843
844
845
846
847
848
849
850
851
852
853
854
855
856
857
858
859
860
861
862
863
864
865
866
867
868
869
870
871
872
873
874
875
876
877
878
879
880
881
882
883
884
885
886
887
888
889
890
891
892
893
894
895
896
897
898
899
900
901
902
903
904
905
906
907
908
909
910
911
912
913
914
915
916
917
918
919
920
921
922
923
924
925
926
927
928
929
930
931
932
933
934
935
936
937
938
939
940
941
942
943
944
945
946
947
948
949
950
951
952
953
954
955
956
957
958
959
960
961
962
963
964
965
966
967
968
969
970
971
972
973
974
975
976
977
978
979
980
981
982
983
984
985
986
987
988
989
990
991
992
993
994
995
996
997
998
999
1000

```

Listing n° 1.

GAIN TOTAL EN DB : 35.5
 FREQUENCE CENTRALE : 40E6
 BANDE PASSANTE : 28.5E6
 STRUCTURE DOUBLET OU TRIPLET (D/T) : D

N	F1	F2	B1	B2	GE	BGET
1	3.1E+07	5.2E+07	1.5E+07	2.5E+07	21.3	600551700
2	2.9E+07	5.6E+07	1.7E+07	3.2E+07	12.4	231067550
3	2.8E+07	5.8E+07	1.8E+07	3.7E+07	9.4	171360510
4	2.7E+07	6.0E+07	1.9E+07	4.1E+07		

PRET EN LIGNE 086
 RE 100
 NBRE DOUBLETS : 1
 FMIN = 20E6
 FMAX = 70E6
 PAS = 5E6

F	FT1	FT2	FT(DB)
20000000	14.7	7.7	22.4
25000000	18.8	10.3	29.1
30000000	21.2	12.8	34.0
35000000	20.1	15.3	35.4
40000000	17.7	17.7	35.4
45000000	15.6	19.9	35.4
50000000	13.8	21.1	34.9
55000000	12.4	21.0	33.4
60000000	11.2	19.9	31.1
65000000	10.1	18.5	28.6
70000000	9.2	17.1	26.3

GAIN TOTAL EN DB : 60
 FREQUENCE CENTRALE : 2000
 BANDE PASSANTE : 1000
 STRUCTURE DOUBLET OU TRIPLET (D/T) : T

N	F1	F3	B1	B2	B3	GE(DB)	BGET(NBR)
1	1.61E+03	2.48E+03	3.83E+02	1.00E+03	5.90E+02	24.3	4E+04
2	1.56E+03	2.57E+03	4.25E+02	1.16E+03	7.01E+02	14.3	1E+04
3	1.53E+03	2.62E+03	4.48E+02	1.25E+03	7.69E+02	11.0	9E+03
4	1.50E+03	2.66E+03	4.64E+02	1.32E+03	8.19E+02	9.3	8E+03
5	1.49E+03	2.69E+03					

PRET EN LIGNE 156
 RE 160
 NBRE DE TRIPLETS = 1
 FMIN = 1000
 FMAX = 3000
 PAS = 100

F	FT1	FT2	FT3	FT(DB)
1000	11.7	14.3	5.4	31.5
1100	13.6	15.6	6.6	35.8
1200	15.7	16.9	7.7	40.3
1300	18.0	18.1	8.9	45.0
1400	20.5	19.4	10.0	49.9
1500	23.0	20.6	11.2	54.8
1600	24.3	21.8	12.4	59.5
1700	23.5	22.8	13.7	60.0
1800	21.6	23.6	15.0	60.2
1900	19.6	24.2	16.4	60.2
2000	17.9	24.3	17.9	60.2
2100	16.5	24.2	19.6	60.2
2200	15.2	23.7	21.2	60.2
2300	14.2	23.2	22.8	60.2
2400	13.2	22.5	24.0	59.7
2500	12.4	21.8	24.3	58.5
2600	11.7	21.1	23.7	56.4
2700	11.0	20.4	22.6	53.9
2800	10.4	19.7	21.3	51.4
2900	9.8	19.1	20.0	48.9
3000	9.3	18.6	18.8	46.6

TERMINE EN LIGNE 210

Listing n° 2 (à gauche) et 3 (à droite).

Les trois étages constituant le triplet ont même gain : $G_1 = G_2 = G_3$. Il y a une chute de l'ordre de 6,5 dB à la fréquence centrale f_0 pour chacun des deux circuits extérieurs centrés à f_1 et f_3 . (Figure 4, valeur exacte de la chute).

Le gain d'un triplet vaut donc à f_0 :

$$G = G_1 - 6,5 + G_2 + G_3 - 6,5$$

$$G_1 = G_2 = G_3 = \frac{G + 13}{3} \text{ (en décibels)}$$

Algorithme (suite) de calculs : triplets

Recherche de solution
avec n triplets

$$n = 1$$

β * Retour de boucle de calcul

- gain d'un triplet : $G = G_0/n$
- bande passante d'un triplet :
 $B = B_0/\sqrt[n]{2^{1/n} - 1}$
 $\delta = B/f_0$ - détermination de α et Q (fig. 6).
 $f_1 = f_0/\alpha$; $f_2 = f_0$; $f_3 = f_0 * \alpha$
 $Q_1 = Q_3 = Q$; $Q_2 = f_0/B$
- gain d'un étage :
 $GE \text{ (dB)} = \frac{G + 13}{3}$
d'où G , G_2 et G_3 (rapport)
- produit maximal gain-fréquence :
 $BGET = B_3 * f_3$
- affichage n , f_1 , f_3 , B_1 , B_2 , B_3 , GE , $BGET$

$$n = n + 1$$

retour en β

Là encore, arrêt de la séquence de calcul à la demande et même remarque que pour le calcul de doublets.

● Dialogue complémentaire :

- nombre de triplets retenus : n ,
- bande de fréquence explorée : de f_1 à f_2 avec un pas PA.

Calculs

Pour f variant de f_1 à f_2 avec un pas PA effectuer :

- écarts relatifs :
 $x_1 = f/f_1 - f_1/f$
 $x_2 = f/f_2 - f_2/f$
 $x_3 = f/f_3 - f_3/f$
- fonctions de transfert par étages et par triplet :
 $FT_1 = G_1/\sqrt{1 + Q_1^2 x_1^2}$
 $FT_2 = G_2/\sqrt{1 + Q_2^2 x_2^2}$
 $FT_3 = G_3/\sqrt{1 + Q_3^2 x_3^2}$
 $FT = FT_1 * FT_2 * FT_3$
- affichage F , FT_1 (dB), FT_2 (dB), FT_3 (dB), FT (dB).

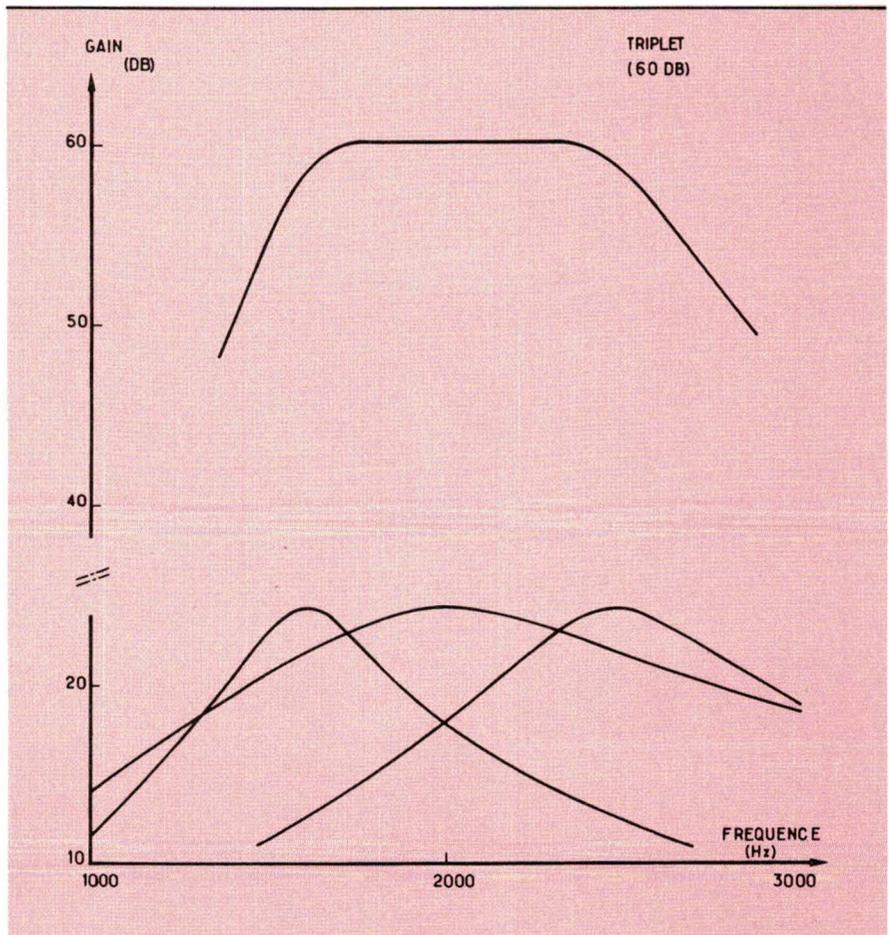


Fig. 9. - Triplet (60 dB).

Listing proposé

Le listing n° 1 correspond au programme de calcul correspondant aux deux algorithmes présentés. Pour une simple raison de disponibilité le langage LSE a été employé.

Etant donné que ce programme ne comporte que des calculs relativement simples et des affichages, une version en Basic ou tout autre langage évolué peut être rédigée directement et sans aucune difficulté. Rappelons, néanmoins, qu'un essai d'équivalence LSE-Basic a été publié dans le n° 21 (décembre 81) de notre revue.

Exemples concrets

Deux exécutions définies par leur cahier des charges illustrent cette étude.

Les cahiers des charges sont les suivants :

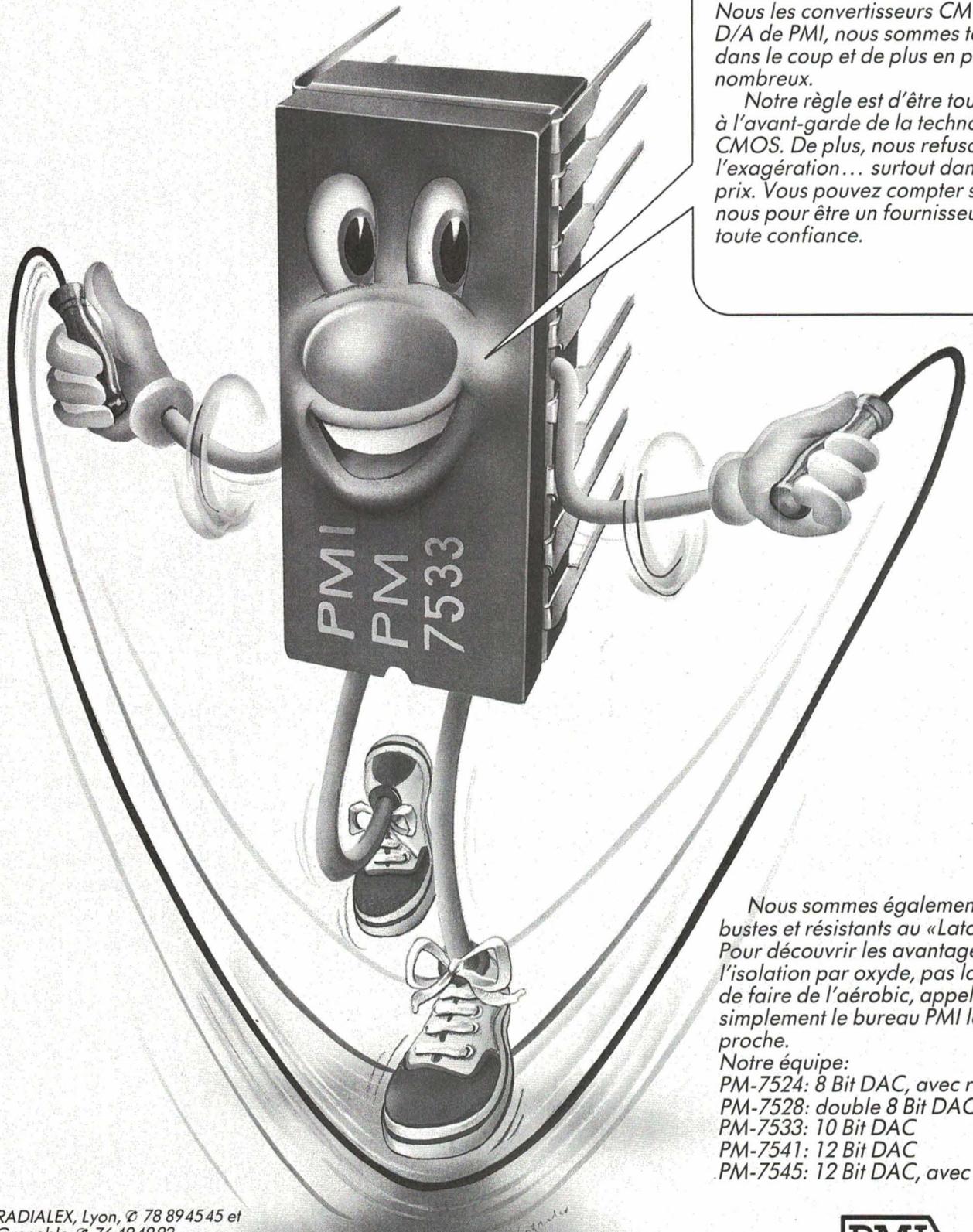
- Projet d'amplificateur à circuits décalés (Listing n° 2).
 - gain : 35,5 dB.
 - fréquence centrale : 40 MHz
 - bande passante : 28,5 MHz
 - Structure : doublet

● Projet d'amplificateur à circuits décalés (Listing n° 3)

- gain : 60 dB
- fréquence centrale : 2 000 Hz
- bande passante : 1 000 Hz
- structure : triplet

Les courbes correspondantes sont reproduites dans les figures 8 et 9.

A. Billès



L'

arrêt c'est l'ankylose.
Restez le premier en utilisant une source de toute confiance.
Nous les convertisseurs CMOS D/A de PMI, nous sommes tous dans le coup et de plus en plus nombreux.

Notre règle est d'être toujours à l'avant-garde de la technologie CMOS. De plus, nous refusons l'exagération... surtout dans les prix. Vous pouvez compter sur nous pour être un fournisseur de toute confiance.

Nous sommes également robustes et résistants au «Latch-up». Pour découvrir les avantages de l'isolation par oxyde, pas la peine de faire de l'aérobic, appelez simplement le bureau PMI le plus proche.

Notre équipe:
PM-7524: 8 Bit DAC, avec registre
PM-7528: double 8 Bit DAC
PM-7533: 10 Bit DAC
PM-7541: 12 Bit DAC
PM-7545: 12 Bit DAC, avec registre

RADIALEX, Lyon, ☎ 78 894545 et
Grenoble, ☎ 76 494992.
S.C.T. Toutélectric, Toulouse,
☎ 61 220422, Bordeaux, ☎ 56 865031
BANELEC, Châtillon, ☎ (1) 465543 43
I.S.A. Electronique, Maisons-Laffitte,
☎ (1) 39122452
DIMEL, Toulon, ☎ 94 414963.
I.S.C. «International Semi-Conductor Corp.
France», Suresnes, ☎ (1) 45064275.
SYSCOM, Bonneuil, ☎ (1) 43778488
HYBRITECH, Verrières-le-Buisson,
☎ (1) 69202210

DIMACEL
Région parisienne: Clichy, ☎ (1) 47301515
Région ouest: Rennes, ☎ 99 502592
Région Rhône: Saint-Priest, ☎ 78 213721;
Région méditerranée: Les Milles, ☎ 42 398550.
Région est: Strasbourg, ☎ 88 220719
Région nord: Lille, ☎ 20 308580
Région Alpes: Saint-Martin-d'Herès,
☎ 76 242430.
Région sud-ouest: Bordeaux, ☎ 56 811440;
Région sud: Toulouse, ☎ 61 409650.

PMI

Precision Monolithics Inc.
A Bourns Company, Santa Clara, California

Bourns-Ohmic,
21/23 rue des Ardennes, 75019 Paris
☎ (1) 42039633

REPERTOIRE 1985

Rubrique	N°	Page
<i>Applications</i>		
Un amplificateur linéaire de puissance	40	41
Un « compteur d'informations » numérique : application originale des circuits PAL	40	45
L'asservissement passif : principe et applications	40	89
Alimentation à découpage 30 W pour micro-ordinateur (5 V/5 A et ± 12 V/0,3 A)	41	17
Addition digitale de deux fréquences	41	29
Le « multiplicateur de taux » et ses applications	41	35
Réalisation d'un ozoniseur électronique	42	17
Commande numérique d'un convertisseur statique	42	45
Conception et applications d'un code détecteur et correcteur d'erreurs	42	75
Un détecteur de passage par réflexion infrarouge	43	17
Conception d'un régulateur à découpage de 30 watts (12 V/2,5 A).	43	25
Asservissement de fréquence par bonds de 1 mégahertz : la méthode douce	43	33
Un programme de calcul pour filtres actifs	43	73
Un convertisseur fréquence/tension TBF	44	19
Détecteur de passage IR du n° 43 : nomenclature des composants	44	26
Commande d'un moteur pas à pas bipolaire par circuit intégré	44	29
Le montage cascode désadapté	44	49
Allumage électronique à transistors « GEMFET »	44	53
Protection des dispositifs de commutation	44bis	39

Rubrique	N°	Page
<i>(suite)</i>		
Stabilisation de la puissance lumineuse d'une diode laser	45	19
Conception d'une alimentation à découpage multitension de 100 W (5 V/16,5 A ; + 28 V/0,3 A ; ± 12 V/0,3 A ; - 5 V/0,3 A)	45	29
Amplificateurs de puissance « économiques »	45	41
Amplificateur de précision pour capteurs de température au platine : le LT1001	45	57
Amplificateur très faible bruit à gain de 1 000 : le MAT 02	45	62
Pilotage par microprocesseur d'un moteur à courant continu	45	65
<i>Micro informatique</i>		
Un micro-ordinateur, huit voies de mesure	40	29
Stockage d'un maximum d'informations sur une disquette	41	57
Calcul probabiliste : les combinaisons sans dépassement de capacité	42	99
Graphlog : un programme d'aide à la conception de systèmes logiques	43	57
Qu'est-ce qu'un système d'exploitation ?	44	67
Saisie de données dans l'étude du comportement animal	44	87
<i>Médical</i>		
Electronique et biotechnologies	40	33
Haute-tension et santé	42	53
La méthode Holter appliquée à l'EEG	44	79
Le comptage électronique des bactéries	45	13

REPERTOIRE 1985

Rubrique	N°	Page
Composants		
Le thyristor G.T.O. : principes d'utilisation	40	63
Principes d'utilisation des transistors MOS de puissance	41	63
Pour une meilleure compréhension du MIW-E : précisions sur l'article du n° 38	42	24
Commande de base directe et optimisée des transistors de puissance avec le UAA 4002	43	39
Technologie et emploi des diodes épitaxiales rapides pour commutation de puissance	44	39
Les RAM statiques en technologie H-CMOS	44bis	45
Transistors FET à conductivité modulée : principes et applications	45	51
Technologie		
Les composants électroniques et la chimie	44bis	11
Logique rapide ; C-MOS contre bipolaire	44bis	19
La technologie haute tension à substrat isolé	44bis	29
Connecteurs « télécom » : comment accroître la fiabilité	44bis	79
Circuits de protection pour montages à triacs	45	47
Analyse		
Le point sur les études et les diplômes ; répertoire des écoles d'ingénieurs	41	99
Circuits intégrés logiques : les technologies en présence	44bis	51
L'amplificateur opérationnel : définitions et caractéristiques d'emploi	44bis	69
Les semi-conducteurs : une matière première pour l'industrie	44bis	91

Rubrique	N°	Page
Etude		
La spectrométrie d'impulsions et ses applications	40	51
La détection synchrone (seconde partie)	40	75
Comment établir un cahier des charges	40	83
Les convertisseurs tension-fréquence et leurs applications	41	43
Mesure automatique du comportement thermique des semi-conducteurs de puissance	41	51
L'ozone par effluve : applications thérapeutiques à la biologie marine	41	73
Conception des filtres actifs à amplificateurs opérationnels	42	29
La piézoélectricité : analyse et applications d'un phénomène (1 ^{re} partie)	42	37
La piézoélectricité : analyse et applications d'un phénomène (2 ^e partie)	43	49
Qu'est-ce que le « radiotexte » ?	44	57
Mise en parallèle des MOS de puissance	44bis	35
Les circuits intégrés prétraités : une solution d'avenir dans la réalisation électronique	44bis	49
Mesure de temps à l'aide d'un oscilloscope (1 ^{er} partie)	45	73
Traitement du signal par détection synchrone	45	79

VENTE DE NUMEROS ANCIENS

Si un article inscrit dans ce répertoire de l'année 1985 (ou d'une année précédente) vous intéresse, vous pouvez commander le numéro correspondant (au prix de **27 F**, port compris) en utilisant le bon de commande situé à la fin de ce numéro. Si le numéro demandé est épuisé, nous pourrions vous faire parvenir les photocopies de l'article : dans ce cas, en faire la demande à la rédaction.

Applications

Une alimentation « forward » de puissance

Les sources d'alimentation stabilisées constituent, pour les ingénieurs et techniciens de l'électronique et des industries connexes, un sujet d'un constant intérêt.

L'étude qui va suivre décrit une alimentation de type « forward » 250 W, capable de délivrer 5 V sous 50 A. Un circuit intégré spécifique, le UAA 4006, est ici mis à profit pour assurer les fonctions de protection indispensables : surcharges, courts-circuits, circuit ouvert.

Principe

Compte tenu de la puissance transmise, c'est la structure « forward » à un seul transistor qui a été retenue. La fréquence de découpage a été fixée à 34 kHz. Ce choix résulte d'un compromis entre la taille des composants bobinés et des condensateurs de filtrage, taille qui diminue lorsque la fréquence de découpage augmente, et le rendement global de conversion qui décroît avec la fréquence (fig. 1).

Bien entendu, d'autres caractéristiques de tensions et courants de sortie ou d'entrée peuvent être facilement obtenues par simple adaptation de la réalisation proposée ici.

Le convertisseur forward isolé (fig. 2 et 3) est en fait un convertisseur abaisseur élémentaire, souvent appelé « buck-converter », auquel on a ajouté un transformateur.

Par rapport au montage élémentaire, le transformateur permet d'obtenir :

- un isolement galvanique ;
- une tension de sortie supérieure ou inférieure, de même polarité ou de po-

larité inverse, par rapport à la tension d'entrée ;

- plusieurs tensions de sortie, en utilisant plusieurs enroulements secondaires.

Fonctionnement du convertisseur

Contrairement au convertisseur « fly-back », l'énergie est transférée de la source vers la charge pendant la conduction du transistor de commutation (T conducteur, D_1 conductrice, D_2 et D_3 bloquées). Au blocage du tran-

sistor, l'énergie magnétique emmagasinée par le transformateur est restituée à la source par un enroulement et une diode de récupération, faute de quoi le transistor serait détruit par surtension. Généralement, les enroulements primaire et de démagnétisation ont le même nombre de spires ($n_1 = n_3$). Dans ce cas, la tension aux bornes du transistor, au blocage, est égale à deux fois la tension d'entrée, et le rapport cyclique de conduction doit être limité à 50 %. Lorsque le transistor de commutation est bloqué, la diode D_2 joue le rôle de diode de roue libre (T bloqué, D_1 bloquée, D_2 et D_3 conductrices).

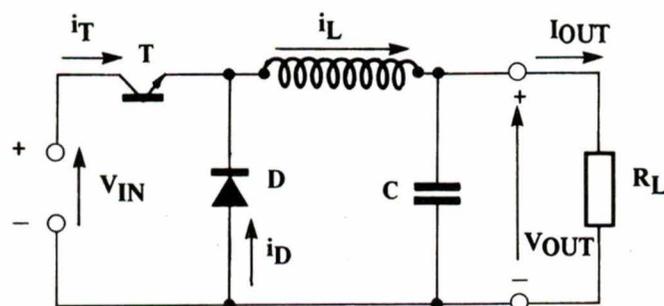


Fig. 1

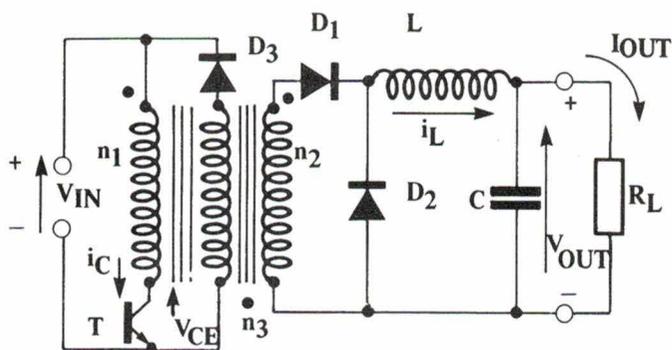


Fig. 2

de la valeur nominale, la tension redressée minimale est :

$$V_{\text{rect min}} = 220 \cdot 0,9 \cdot \sqrt{2} = 280 \text{ V.}$$

En réalité, cette valeur doit être diminuée d'environ 5 V pour tenir compte de chutes de tension d'origines diverses :

$$V_{\text{rect min}} = 280 - 5 = 275 \text{ V.}$$

Pour connaître la tension réellement disponible, il faut tenir compte de la décharge du condensateur entre deux demi-alternances consécutives, soit 10 ms pour un fonctionnement sur réseau 50 Hz.

Entre deux demi-alternances consécutives, le condensateur fournit l'énergie au convertisseur. On a donc l'égalité :

$$\frac{1}{2} C (V_{C1}^2 - V_{C2}^2) = \frac{P_{\text{OUT}}}{\eta} \cdot \frac{1}{2F_{\text{ligne}}}$$

avec :

C : capacité du condensateur de filtrage

V_{C1} : tension initiale du condensateur,

V_{C2} : tension finale du condensateur

P_{OUT} : puissance de sortie

η : rendement estimé du convertisseur

F_{ligne} : fréquence du réseau.

Pour que la tension disponible ne soit jamais inférieure à 250 V ($V_{\text{IN min}} = 250 \text{ V}$), avec une fréquence secteur

Présentation du convertisseur

Le schéma synoptique du convertisseur est donné par la figure 4. Le convertisseur est constitué :

- du redressement et filtrage secteur,
- du transformateur,
- du filtre de sortie,
- des semi-conducteurs de puissance,
- du circuit de commande,
- de la boucle de régulation.

Nous examinerons successivement la structure, le fonctionnement et les principaux éléments de calcul ou de sélection de ces différents blocs.

Redressement et filtrage du secteur

La tension du secteur est redressée par un pont de quatre diodes BY 253. Une résistance en série limite le courant à la mise sous tension. La tension redressée est filtrée par un condensateur électrochimique haute tension. Ce condensateur est choisi de façon que la tension disponible ne soit jamais inférieure à 250 V dans le cas de fonctionnement le plus défavorable (puissance de sortie nominale, tension secteur minimale).

Les variations possibles de la tension secteur étant de $\pm 10 \%$ autour

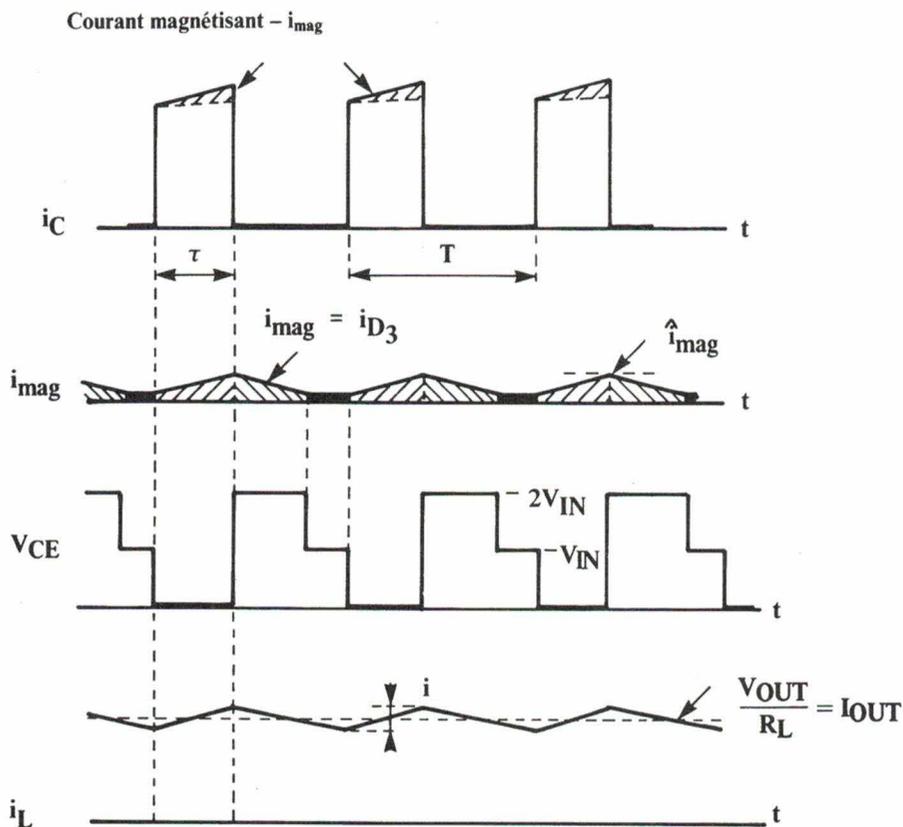


Fig. 3

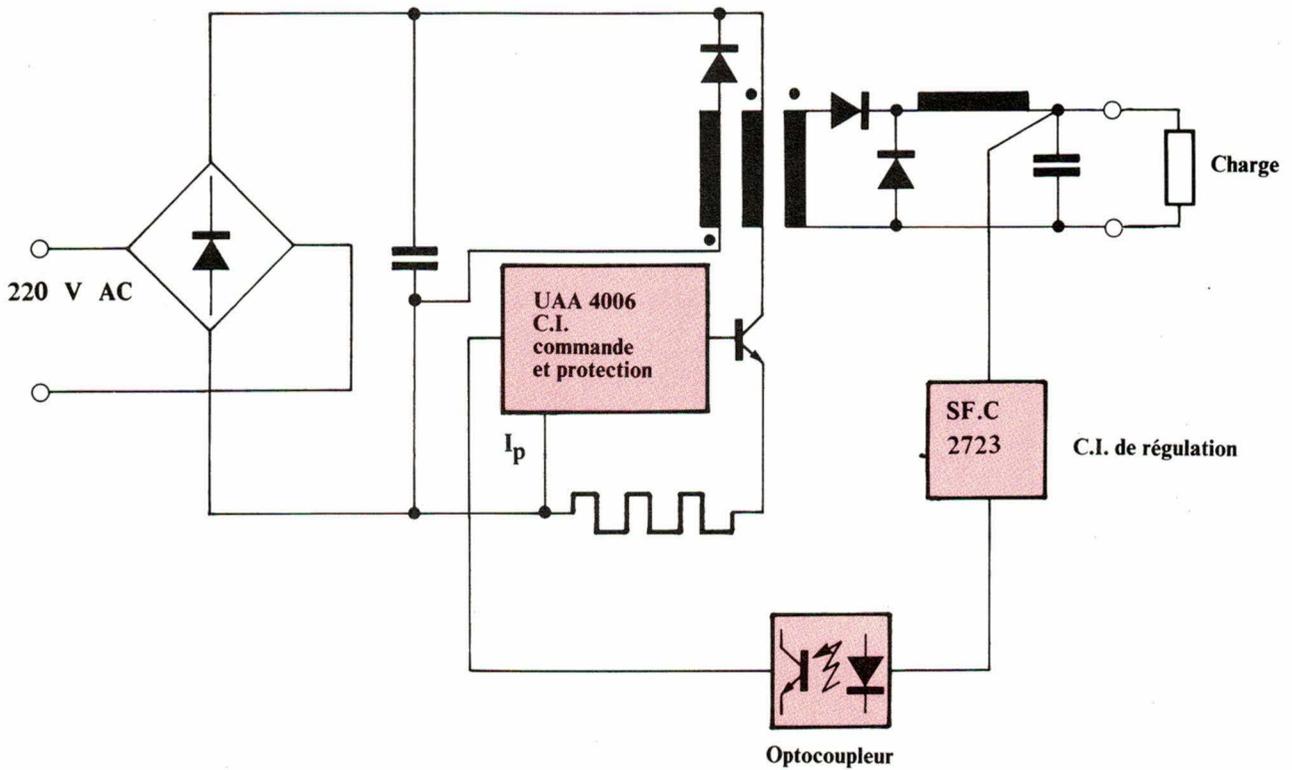


Fig. 4

de 50 Hz et un rendement estimé du convertisseur de 80 %, C doit satisfaire la condition :

$$C \geq \frac{2 \cdot 250 \cdot 10^{-2}}{0,8 \cdot (275^2 - 250^2)} = 476 \mu\text{F}$$

La tension maximale disponible est bien évidemment calculée pour la tension secteur maximale :

$$V_{IN\max} = (220 \cdot 1,1 \cdot \sqrt{2}) - 5 = 337 \text{ V}$$

Le transformateur

Dans cette application, le transformateur joue un double rôle. D'une part, procurer l'isolement galvanique indispensable entre la partie primaire, qui est reliée directement au réseau,

et la partie secondaire, et d'autre part abaisser la tension appliquée au hacheur de façon à garder le rapport cyclique de conduction dans des limites acceptables.

Calcul du rapport de transformation

La tension de sortie du convertisseur est donnée par l'expression :

$$V_{OUT} = (V_{IN} \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot \delta) - V_D$$

Avec :

V_{IN} : tension d'entrée du convertisseur
 n_2 : nombre de spires de l'enroulement secondaire

n_1 : nombre de spires de l'enroulement primaire
 δ : rapport cyclique de conduction du commutateur ($\delta = \tau/T$)
 V_D : chute de tension dans la diode de redressement.

On en déduit la valeur maximale du rapport de transformation n_1/n_2 , calculé pour la tension d'entrée minimale, et le rapport cyclique de conduction maximal :

$$\frac{n_1}{n_2} \leq \frac{V_{IN\min} \cdot \delta_{\max}}{V_{OUT} + V_D}$$

En supposant que $V_{IN\min} = 250 \text{ V}$, $\delta_{\max} = 0,4$ et $V_D = 1 \text{ V}$, on en déduit :

$$\frac{n_1}{n_2} \leq \frac{250 \cdot 0,4}{5 + 1} = 16,7$$

Estimation des courants dans le transformateur

La connaissance des courants dans les enroulements du transformateur est nécessaire pour le choix des semi-conducteurs de puissance (transistor de commutation et diodes de redressement secondaire) et, bien entendu, pour le choix des conducteurs réalisant les enroulements eux-mêmes.

Courant primaire. Le courant primaire moyen \bar{I}_p est donné par :

$$\bar{I}_p = \frac{P_{OUT}}{\eta V_{IN}}$$

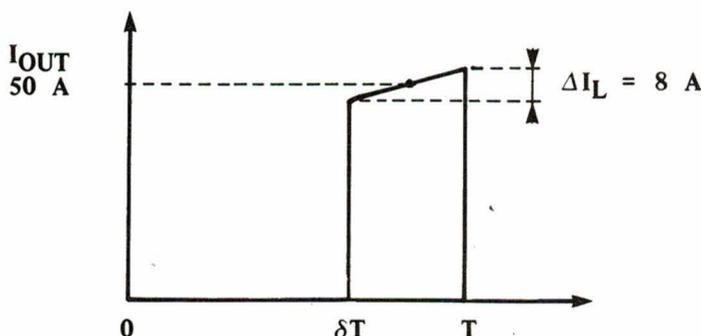


Fig. 5

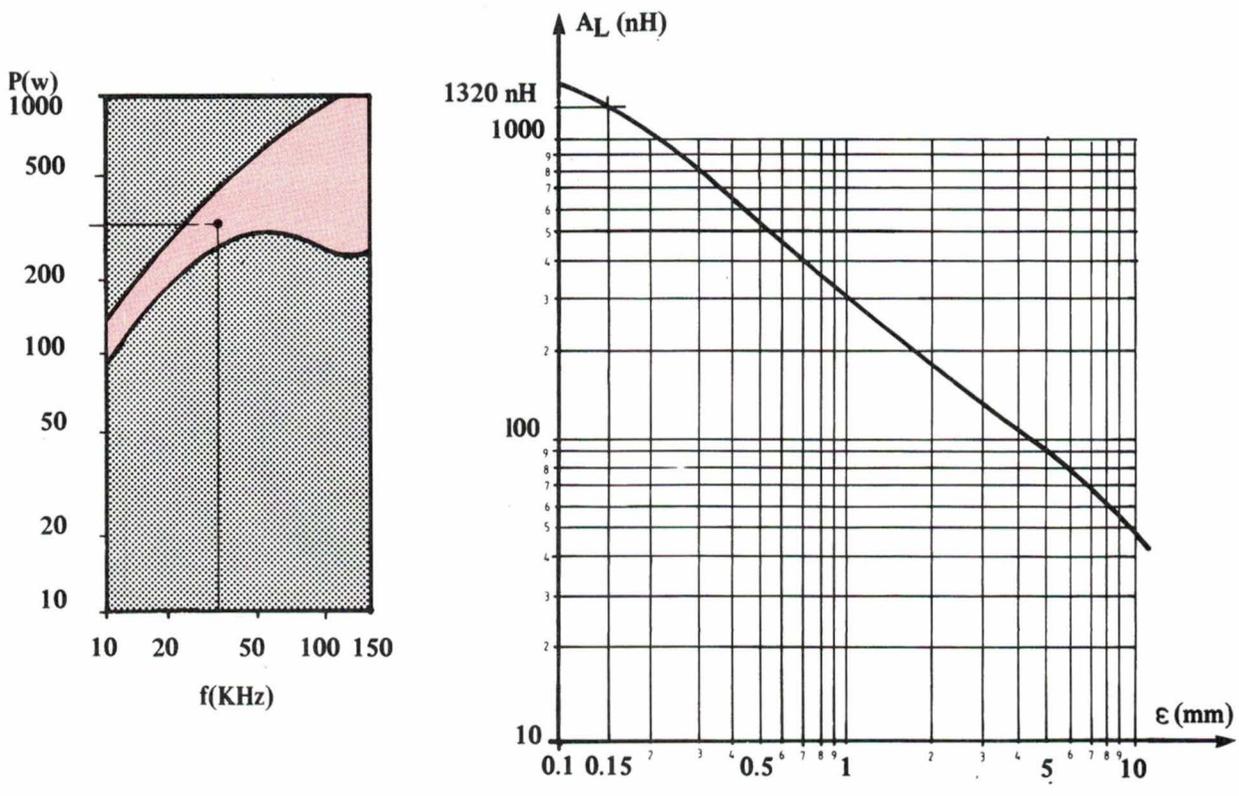


Fig. 6 (à gauche) et 7 (à droite).

Le courant primaire moyen est bien entendu maximal pour la tension d'entrée minimale :

$$\bar{I}_p = \frac{250}{0,8 \cdot 250} = 1,25 \text{ A}$$

En supposant le courant primaire de forme carrée et le rapport cyclique de conduction correspondant à ce point de fonctionnement égal à 0,4, le courant primaire crête est égal à :

$$\hat{I}_p = 3,1 \text{ A}$$

En réalité, cette valeur doit être majorée d'environ 15 %, pour tenir compte de l'ondulation du courant dans la bobine de filtrage secondaire et du courant magnétisant du transformateur ; on obtient donc :

$$\hat{I}_p = 3,6 \text{ A}$$

La valeur efficace d'un tel courant est :

$$I_{p \text{ eff}} = 2,3 \text{ A}$$

Courant secondaire : En supposant que l'ondulation ΔI_L du courant dans la bobine de filtrage secondaire soit égale à 8 A au point nominal de fonctionnement (soit un rapport $\Delta I_L / I_L = 16 \%$), ie courant dans l'enroulement secondaire a la forme de la figure 5.

Pour un rapport cyclique de conduction égal à 0,4, le courant secondaire moyen est égal à :

$$\bar{I}_{sec} = 20 \text{ A}$$

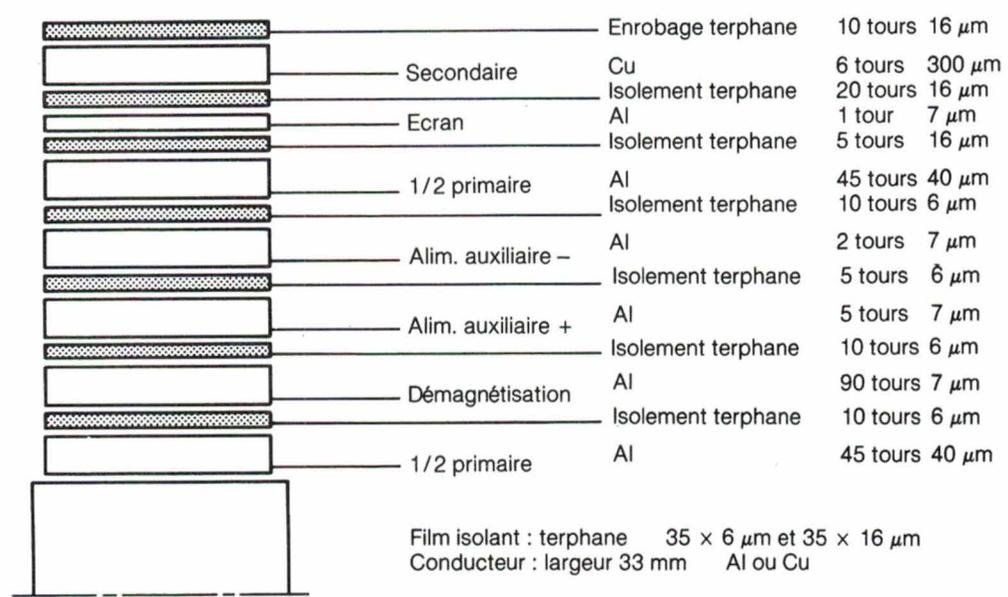


Fig. 8

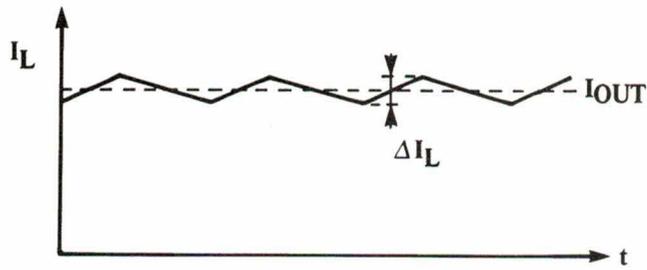


Fig. 9

Le courant efficace correspondant est égal à :

$$I_{\text{sec eff}} = 31,7 \text{ A}$$

Le circuit magnétique

Le circuit magnétique a été choisi dans la nouvelle gamme de noyaux « ETD », en matériau « ferrinox », conçus et fabriqués par LCC/Cofelec. Les caractéristiques très intéressantes de ces noyaux, sur le plan tant électrique que mécanique, les rendent particulièrement bien adaptés aux alimentations à découpage.

La figure 6 montre qu'un transformateur utilisant un circuit magnétique ETD 49 x 25 x 16 convient parfaitement à la présente application.

Nombre de spires de l'enroulement primaire

Afin d'éviter tout risque de saturation du circuit magnétique, le nombre de spires de l'enroulement primaire est calculé pour que l'induction magnétique reste inférieure à 0,24 T pour la tension d'entrée maximale et le rapport cyclique de conduction maximal. En fait, ce point de fonctionnement ne se rencontre que de façon transitoire, et l'induction magnétique correspondant au régime permanent reste inférieure à 0,2 T. On a d'autre part :

$$n_1 \geq \frac{V_{\text{INmax}} \cdot \delta_{\text{max}}}{f \cdot \Delta B \cdot A_c}$$

Avec :

V_{INmax} : tension d'entrée maximale du convertisseur

δ_{max} : rapport cyclique de conduction maximum
 f : fréquence de découpage
 ΔB : induction magnétique
 A_c : section effective du circuit magnétique.

Soit :

$$n_1 \geq \frac{337 \cdot 0,45}{34 \cdot 10^3 \cdot 0,24 \cdot 211 \cdot 10^{-6}} = 88$$

En fixant :

$$n_1 = 90 \text{ et } n_2 = 6,$$

on satisfait simultanément aux équations précédentes.

L'enroulement de démagnétisation comporte le même nombre de spires que l'enroulement primaire.

Soit :

$$I_{\text{mag}} \approx 0,1 \times \hat{I}_p \approx 0,31 \text{ A}$$

$$\text{et } L_p = \frac{V_{\text{IN}} \cdot \delta_{\text{max}}}{I_{\text{mag}} \cdot f}$$

$$\approx \frac{250 \cdot 0,45}{0,31 \cdot 34 \cdot 10^3} \approx 10 \text{ mH}$$

L'inductance primaire du transformateur est réglée à 10 mH par un entrefer sur la jambe centrale du circuit magnétique. La valeur de l'entrefer est estimée à l'aide de la figure 7 :

$$A_L = \frac{L}{N^2} \approx 1240 \Rightarrow \epsilon \approx 0,15 \text{ mm}$$

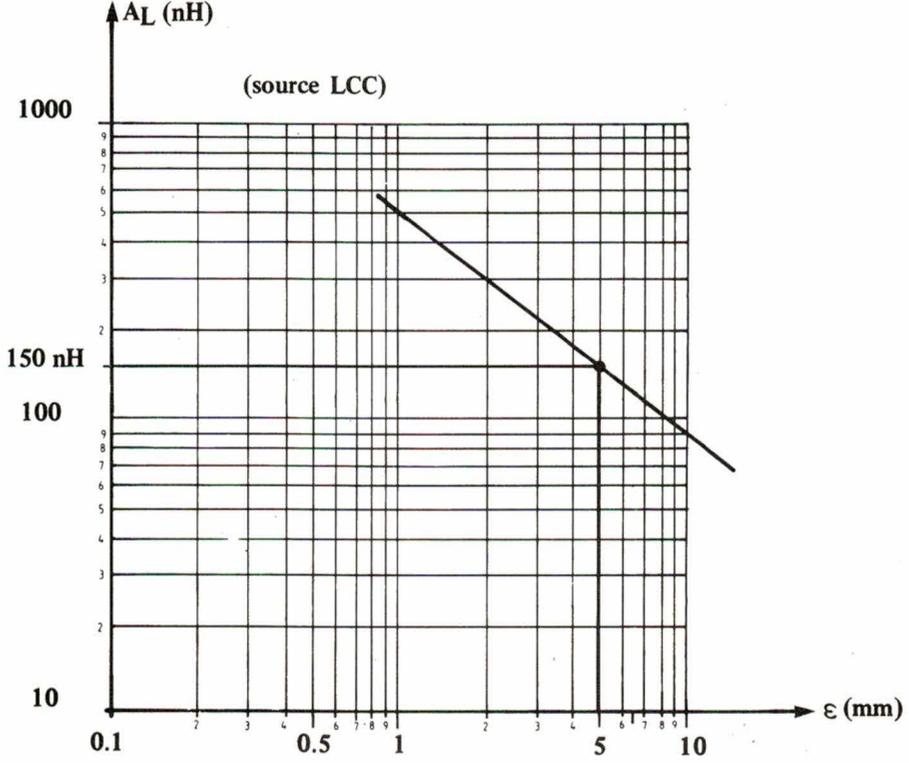


Fig. 10

Le détail de la réalisation du transformateur réalisé par LCC Seurre dans la technologie des films métallisés est donné par la figure 8.

Le filtre de sortie

L'inductance de filtrage

La valeur de l'inductance de filtrage L est choisie de façon à limiter l'ondulation du courant la traversant, mais en tenant compte du fait qu'une valeur trop élevée de l'inductance augmente le temps de réponse en transitoire du système de régulation.

L'ondulation ΔI_L du courant dans l'inductance est donnée par :

$$\Delta I_L = \frac{(V_{OUT} + V_D)(1 - \delta_{min})}{L \cdot f}$$

Si l'on fixe l'ondulation maximale du courant dans l'inductance de filtrage égale à 8 A (soit environ 16 % du courant nominal), la valeur de l'induction devra être telle que :

$$L \geq \frac{(5 + 1)(1 - 0,3)}{8 \cdot 34 \cdot 10^3} = 15,4 \mu H$$

L'inductance est réalisée sur un circuit magnétique « 2 x GER 55 x 28 x 21 » en ferrite B50 de LCC. Le bobinage comporte 11 spires de méplat de cuivre de 7,5 mm² de section. La densité de courant est choisie vo-

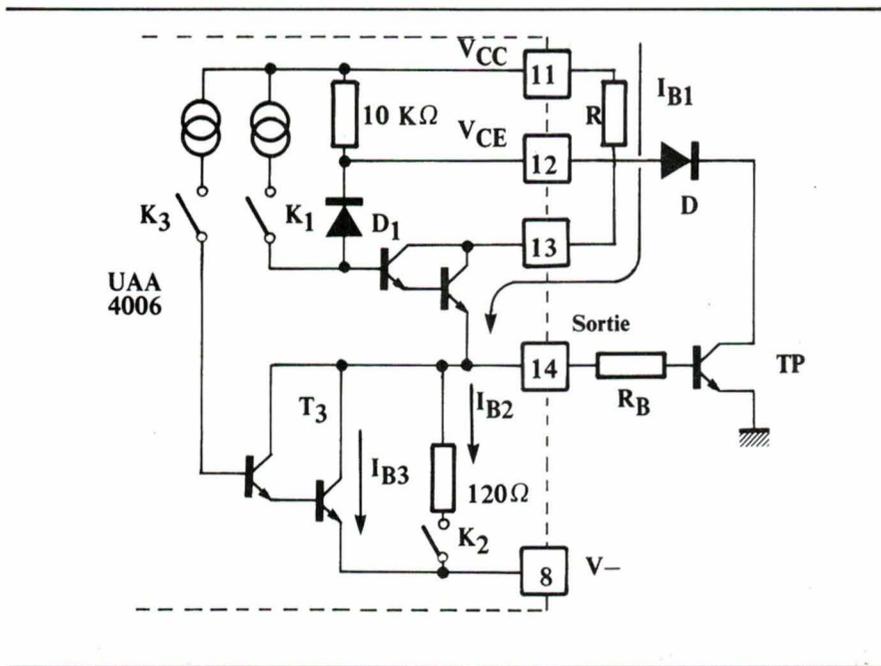


Fig. 12

lontairement faible de façon à limiter les pertes.

L'inductance est ajustée à $\geq 16 \mu H$ à l'aide d'un entrefer taillé sur la jambe centrale du circuit magnétique. La valeur de l'entrefer est déterminée à partir de la figure 10.

En effet :

$$A_{Lmin} = \frac{L_{min}}{N^2} = \frac{16 \cdot 10^{-6}}{11^2}$$

$$A_{Lmin} \approx 135 nH$$

En admettant une chute $\Delta L/L \leq 10\%$ (lors de l'excursion en champ de $I = 0$ à \hat{I}), on choisit un A_L légèrement supérieur de 10 %, soit : $A_L \approx 150 nH$ d'où, sur la figure 10, un entrefer de 5 mm sur la jambe centrale. On vérifie que l'inductance ainsi réalisée reste supérieure à $16 \mu H$ jusqu'à 125 °C.

En effet : $N I_{admissibles} \approx 600 At$ soit pour 54 A crête 11 spires maxi, ce qui est conforme à l'hypothèse de départ.

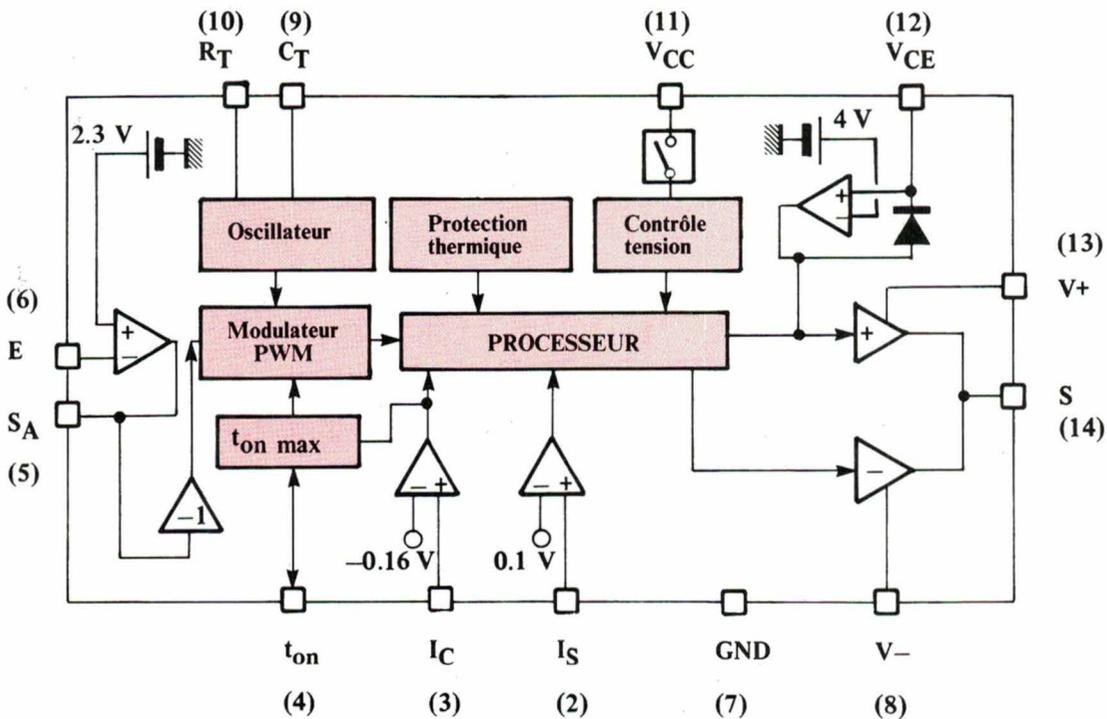


Fig. 11

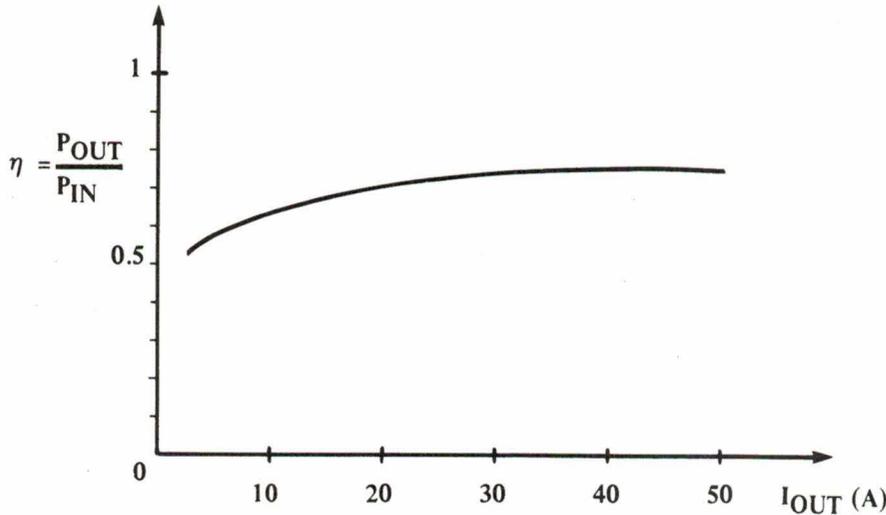


Fig. 13. – Rendement du convertisseur en fonction du courant de sortie.

Le condensateur de filtrage

Le condensateur de filtrage de sortie doit présenter une faible inductance et une faible résistance série de façon, d'une part, à garantir une faible ondulation de la tension de sortie et, d'autre part, à pouvoir supporter la composante alternative (égale à ΔI_L) qui le traverse, sans échauffement exagéré.

Le choix s'est donc porté vers la mise en parallèle de deux condensateurs de 4 700 $\mu\text{F}/6,3\text{ V}$ de la série P71 SR fabriqués par la Société Lavoisienne des Condensateurs Electrochimiques (Condensateurs LMT).

Semi-conducteurs de puissance

Le transistor de commutation

Le transistor choisi est le transistor de commutation rapide haute tension BUV48. Ses principales caractéristiques sont :

- $V_{\text{CEO(sus)}}$ = 400 V
- V_{CEV} = 850 V
- $I_{\text{C sat}}$ = 10 A.

Ce transistor est volontairement surdimensionné en courant de façon à fonctionner avec un gain en courant élevé. Ceci rend possible la commande directe du transistor par le circuit intégré UAA 4006-SP, ce qui constitue finalement une économie.

Grâce aux qualités propres du BUV48 et à la commande de base optimisée de l'UAA 4006-SP, les temps de commutation sont très courts et les pertes dans le transistor sont faibles (3 à 4 W tout au plus). Un petit refroidisseur est cependant nécessaire.

Afin que l'aire de sécurité à l'ouverture (RBSOA) soit respectée, un réseau d'aide à la commutation RCD est associé au transistor.

Diodes de redressement secondaire

Compte-tenu de la faiblesse de la tension de sortie du convertisseur, il est indispensable d'utiliser des diodes de redressement rapides, à faible chute de tension directe. Ce sont des diodes ultra-rapides BYW78 qui ont donc été sélectionnées.

Les pertes de commutation étant négligeables devant les pertes de conduction, la puissance totale perdue dans les deux redresseurs est donc :

$$P_{\text{Rect}} = 0,85\text{ V} \cdot 50\text{ A} = 42\text{ W}.$$

Une attention particulière doit donc être accordée au dimensionnement des refroidisseurs.

Le circuit intégré de commande UAA 4006 (fig. 11)

Ce circuit intègre les fonctions suivantes :

- détermination de la fréquence d'horloge ;

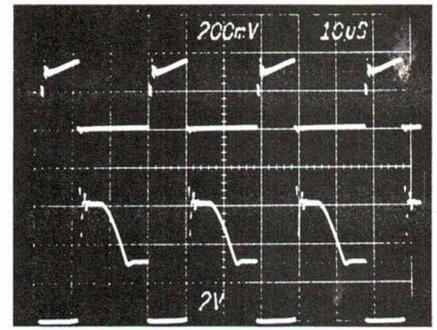


Fig. 14. – Haut : courant collecteur du transistor de commutation (2 A/div.). Bas : V_{CE} du transistor (200 V/div.). Base de temps : 10 μs /div.

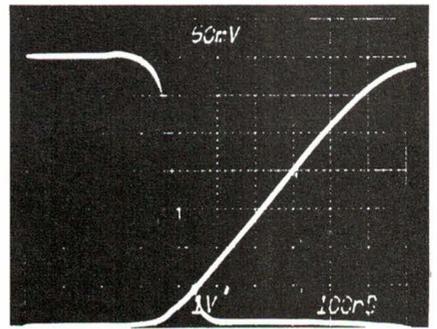


Fig. 15. – Blocage du transistor de commutation. $I_{\text{C}} = 0,5\text{ A/div.}$, $V_{\text{CE}} = 100\text{ V/div.}$ Base de temps : 100 ns/div.

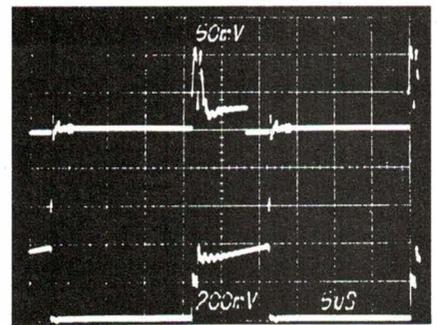
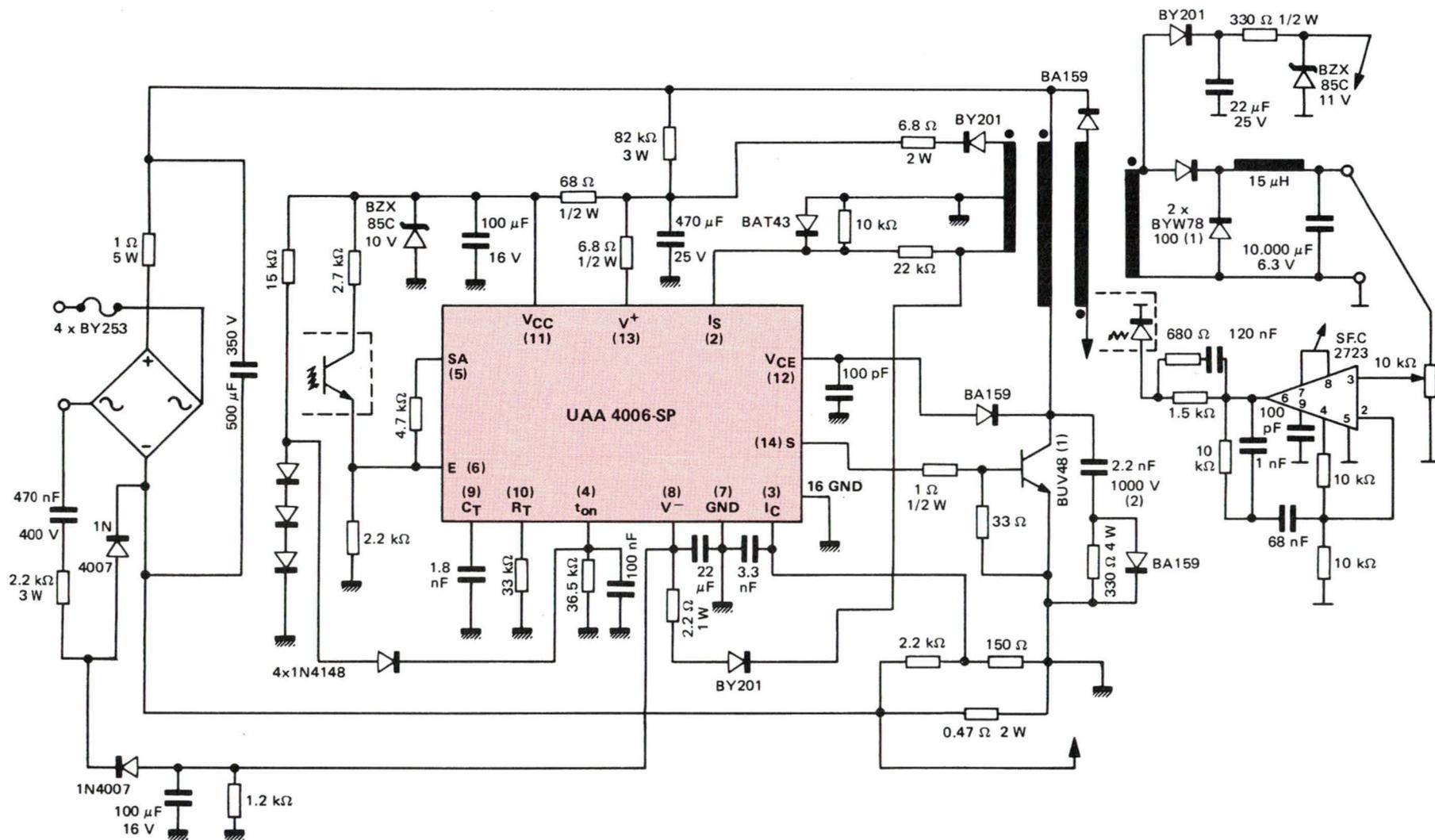


Fig. 16. – Haut : courant base du transistor de commutation (0,5 A/div.). Bas : courant collecteur du transistor (2 A/div.). Base de temps : 5 μs /div.

- élaboration des signaux de conduction grâce à un PWM (« Pulse Wave Modulator ») en fonction de l'information délivrée par un amplificateur d'erreur ;
- génération de temps minima et maxima de conduction ;
- commande directe et optimisée du transistor de commutation (courant de base positif et négatif) ;
- protection du transistor de commutation ;
- démarrage du convertisseur et protection contre une tension d'alimentation insuffisante du circuit intégré ;
- surveillance de la démagnétisation du transformateur.

Fig. 17



- (1) Avec radiateur
- (2) Polypropylène

Applications

Oscillateur et constante de temps

La fréquence d'oscillation, la durée $T_{on\ min}$ et le rapport cyclique de conduction maximum $T_{on\ max}/T$ sont programmés à l'aide de trois composants extérieurs au circuit : les résistances R_T et $R_{T\ on}$ et le condensateur C_T .

Avec les valeurs : $R_T = 33\ k\Omega$, $R_{T\ on} = 36,3\ k\Omega$ et $C_T = 1,8\ nF$, on obtient les valeurs suivantes :

$$F_0 = 33,7\ kHz$$

$$T_{on\ min} = 2,6\ \mu s$$

$$\frac{T_{on\ max}}{T} = 45\ \%$$

Commande du transistor de puissance

L'étage de sortie très élaboré de l'UAA 4006-SP assure une commande très performante du transistor de puissance :

- mise en conduction rapide du transistor grâce à un courant de base positif élevé ;
- maintien du transistor en quasi-saturation pendant la conduction par un driver autorégulant ;
- blocage énergétique du transistor par un courant de base négatif élevé, appliqué après détection de la désaturation, évitant ainsi tout risque de « traînage » du courant collecteur.

Une représentation simplifiée de l'étage de sortie de l'UAA 4006-SP est donnée par la figure 12.

Surveillance de la démagnétisation du transformateur

Afin de rendre impossible tout risque de saturation du transformateur, la remise en conduction du transistor

de puissance est interdite tant que le transformateur n'est pas complètement démagnétisé. L'information de démagnétisation du transformateur est prélevée sur l'enroulement auxiliaire d'alimentation négative et est transmise à la broche 2 de l'UAA 4006-SP.

Alimentation de l'UAA 4006

En régime permanent, l'UAA 4006-SP est alimenté positivement et négativement par deux enroulements auxiliaires du transformateur. Des résistances en série avec les diodes de redressement permettent d'ajuster les tensions d'alimentation aux valeurs adéquates.

Une résistance de $82\ k\Omega/3\ W$ préleve sur la haute tension l'énergie nécessaire au démarrage du convertisseur. Pendant la phase de démarrage, une tension négative est générée et appliquée au circuit intégré UAA 4006 et au transistor de puissance, assurant ainsi un démarrage dans les meilleures conditions.

Boucle de régulation

Afin d'obtenir une bonne régulation de la tension de sortie, un régulateur intégré du type SFC 2723 se situe dans la partie secondaire de l'alimentation.

La tension d'erreur, obtenue par comparaison d'une fraction de la tension de sortie du convertisseur et de la tension de référence du régulateur SFC 2723, est transmise à l'UAA 4006 par un optocoupleur pour assurer l'isolement galvanique. Un réseau de compensation assure la stabilité de la régulation.

La tension d'alimentation du SFC 2723 est obtenue par redressement

de la tension délivrée par l'enroulement secondaire.

Signalons enfin que, l'optocoupleur se situant en aval du circuit intégré régulateur, toute variation éventuelle de ses caractéristiques de transfert sera sans influence sur la qualité de la régulation.

Résultats (fig. 13 à 16)

Régulation

Variations de la tension de sortie :

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} < 0,2\ \%$$

pour $0 < I_{out} < 50\ A$

et $200\ V_{ac} < V_{IN} < 242\ V_{ac}$

Rendement

Il est égal à 76 % au point nominal de fonctionnement. Il est encore de 63 % pour le dixième de la puissance nominale en sortie.

Bibliographie

[1] « Le transistor de puissance dans son environnement », Thomson CSF. Semiconducteurs discrets.

[2] « A Fly-back switch mode power supply using the UAA 4006 », Thomson.

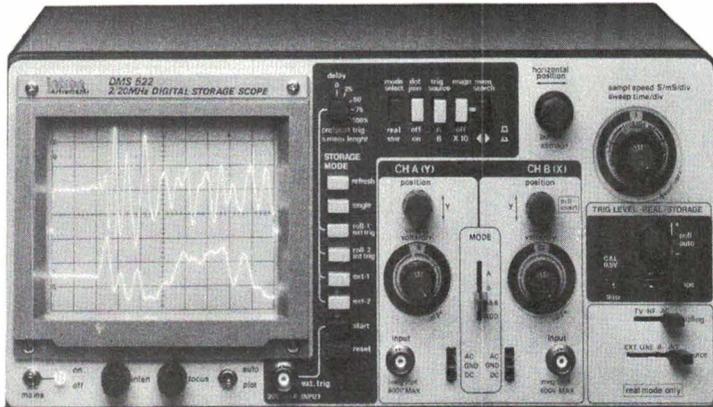
[3] « Noyaux et matériaux « Ferrinox » pour alimentations à découpage » par MM. Sibille et Biossat. « Toute l'électronique », avril 83.

[4] Ferrites doux « Ferrinox », fascicule 13 B, publié par LCC Cofelec.

COMMANDEZ L'ALBUM 1984 116 F (FRANCO DE PORT)

ELECTRONIQUE APPLICATIONS, VENTE AU NUMERO
2 A 12, RUE DE BELLEVUE, 75940 PARIS CEDEX 19

DMS 522 La nouvelle génération d'oscilloscope à mémoire numérique



- Bande passante 2 × 20 MHz
- Mémoire 2048 × 8 bits par voie
- 2 convertisseurs AD 9 bits
- Expansion jusqu'à 80 fois
- 6 modes d'enregistrements
- Sortie table traçante XY-XT
- Interface HPIB (en option)

AUTRES PRODUCTIONS :

- FREQUENCESMETRES - COMPTEURS
 - GENERATEURS DE FONCTIONS
 - ANALYSEURS LOGIQUES
 - ALIMENTATIONS STABILISEES
 - ALIMENTATIONS ININTERRUPTIBLES
 - CONTROLEURS TRANSISTORS EN CIRCUIT
 - TRANSISTOR METRES
 - CAPACIMETRES
 - GENERATEURS D'IMPULSIONS
- Catalogue sur demande —

BLANC MECA ELECTRONIQUE

FONTGOMBAULT ZI - 36220 TOURNON-SAINT-MARTIN
Tél. (54) 37.09.80 - Télex 750446

SERVICE-ANNONCEURS N° 1

EA 08/09/85

Accessoire de câblage à visser

PANDUIT étend sa gamme de colliers de serrage et d'accessoires de câblage avec une embase à visser.

NOUVEAU

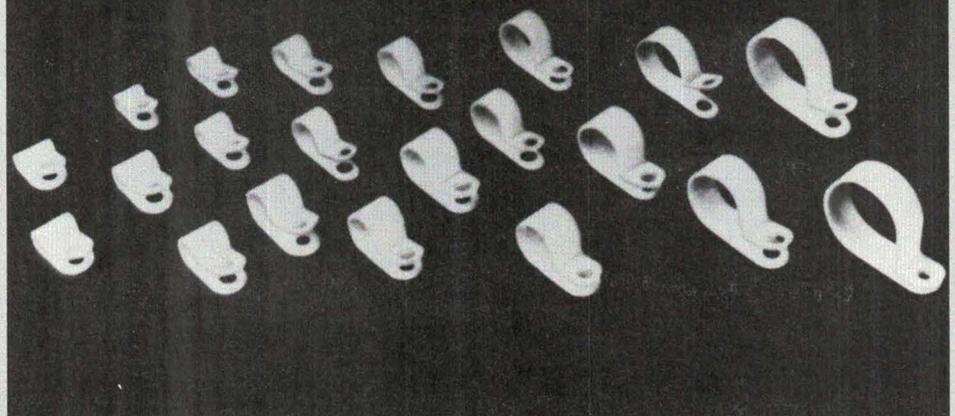
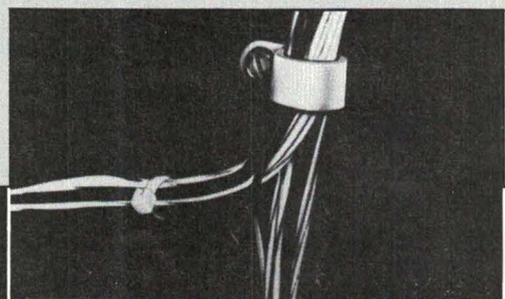
Références	Ø max. de toron en mm	Ø de vis en mm
CCS	de 3,1 à 12,7	9,5
CCH	de 3,1 à 38,1	12,7

Température d'utilisation :
- 40 °C à + 85 °C
Matériau : nylon 6/6.

Ce produit répond à la norme U.L 94 V-2.

PANDUIT SARL

Z.A des Marais
1, avenue Louison Bobet
94120 Fontenay S/Bois
Tél. : (1) 48 77 76 33
Télex 670 156



EDB brigépub 702

Etude

Mesure de temps à l'aide d'un oscilloscope (deuxième partie)

Après avoir examiné, dans le numéro précédent de notre revue (n° 45, page 73), les différentes étapes qui ont conduit à la structure complète du « DGL 74 », il nous reste à détailler celle-ci tant sur le plan matériel que sur le plan du logiciel d'accompagnement. Ce logiciel, malgré les spécificités du « 8748 », pourra également se montrer utile aux lecteurs – que nous souhaitons nombreux – désireux d'implanter la structure « DGL 74 » sur un autre système informatique.

Nous commençons la description du circuit représenté en figure 18 par la commande de l'affichage qui correspond à la partie haute du schéma. (Les numéros 1 à 17 renvoient aux figures et tableau de l'article précédent.)

Affichage

On utilise trois afficheurs 7 segments type MAN 74 et 7 diodes LED ayant les fonctions suivantes :

- L0 : indicateur calibre 0,1 μs ;
- L1 : indicateur calibre 1 μs ;
- L2 : indicateur calibre 10 μs ;
- L3 : indicateur calibre 100 μs ;
- L4 : indicateur de dépassement ;
- L6 : indicateur signe « + » ;
- L7 : indicateur signe « - ».

L'ensemble des diodes LED est monté en cathode commune, comme le sont les MAN 74. Il y a donc à multiplexer 4 dispositifs d'affichage. La validation de chacun des dispositifs se fait de façon classique à l'aide

d'un transistor (le circuit « 2003 » contient des transistors montés en collecteur ouvert).

Afin d'économiser des entrées-sorties du « 8748 » et de gagner en temps d'exécution, chaque transistor est commandé par une sortie d'un « 4017 » dont l'entrée d'horloge est elle-même commandée par une sortie unique du « 8748 ». Une transition montante sur cette sortie fait passer d'un dispositif d'affichage au suivant. La remise à zéro du « 4017 » s'effectue soit à la mise sous tension, soit lors de la 5^e impulsion à l'aide d'un circuit OU à diodes.

Le port 1 du « 8748 », bufferisé par un circuit inverseur « 1417 », sert de bus multiplexé pour l'affichage.

Affectation des entrées-sorties du « 8748 »

Les autres entrées ou sorties du « 8748 » sont affectées aux fonctions suivantes :

- P20 programmé en sortie est utilisé comme la commande des inverseurs logiques configurant la structure des compteurs en mode normal (état H) ou en mode calcul de calibre base de temps (état L).
- P21 programmé en sortie permet de même d'adopter la configuration correspondant au mode alterné (H) ou découpé (L).
- P22 programmé en sortie est appli-

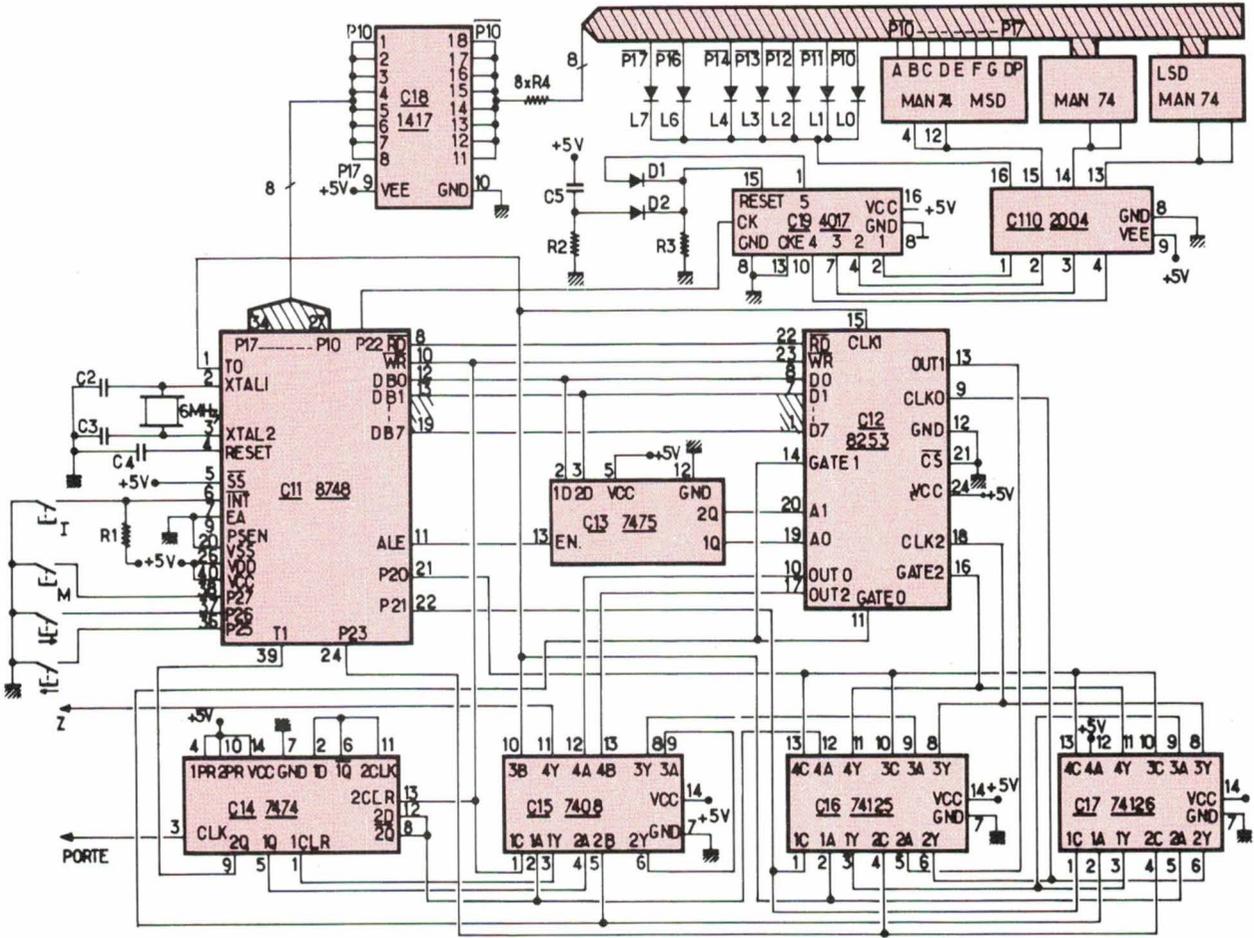


Fig. 18

qué à l'entrée d'horloge du « 4017 » de commande des afficheurs.

- P23 commande un inverseur utilisé pour supprimer le compteur 1 dans le cas où le taux de division de ce compteur doit être fixé à 1, puisqu'un compteur du « 8253 » divise au minimum par 2 (état bas de P23 : ÷ 1).
- P24 est disponible.
- P25 programmé en entrée est relié à la touche ←.
- P26 est relié de même à la touche →.
- P27 est relié de même à la touche de mémorisation M.

Par ailleurs, la sortie T0 délivre le signal de 2 MHz et l'entrée T1 est reliée à la sortie de validation mesure base de temps Q2 (fig. 12 et 16). Enfin, la touche / de calibrage du système est reliée à l'entrée de demande d'interruption du microprocesseur. Notons que ce choix n'a rien d'impératif et que cette touche aurait pu être également testée par scrutation (en la reliant par exemple à P24 disponible).

Composants	Désignation	Valeur
C1	condensateur	100 µF
C2, C3	condensateurs	22 pF
C4	condensateur tantale	1 µF
C5	condensateur tantale	10 µF
C6	condensateur de découplage	47 nF
R1	résistance	2,2 kΩ, 1/4 W
R2	résistance	10 kΩ, 1/4 W
R3	résistance	100 kΩ, 1/4 W
R4	résistance	80 kΩ, 1/4 W
C11	monochip	8748
C12	timer	8253
C13	bascule latch D	7475
C14	bascule D	7474
C15	porte ET	7408
C16	interrupteur commandé	74125
C17	interrupteur commandé	74126
C18	buffer	1417
C19	compteur	4017
C110	inverseur	2003
A	afficheurs	MAN74A
D1	diode	1N4148
D2	diode	1N4148
Q1	quartz	6 MHz
L0-L7	diodes LED	

Fig. 18. - Nomenclature des composants.

Organisation du logiciel

Le logiciel est structuré en plusieurs modules :

- un programme principal lui-même divisé en un module d'initialisation du « 8748 », un module d'initialisation des trois compteurs du « 8253 » et un module principal, bouclé, de calcul du temps à afficher et de gestion de la surbrillance ;
- un programme d'interruption interne, utilisé pour l'affichage multiplexé ;
- un programme d'interruption externe, utilisé pour la calibration du système.

Programme principal

Rappelons que la position du point courant est fixée par le contenu $N1$ du compteur « 0 ». Cette valeur, dont nous verrons plus loin la mise à jour, est dupliquée en RAM à l'adresse \$20 et initialisée à la valeur hexa. 40 correspondant au 1/4 de la trace.

Par ailleurs, une impulsion sur la touche M a pour effet de mémoriser la valeur de $N1$ à cet instant afin que le point courant correspondant serve d'origine des temps. Cette valeur, $N0$, mémorisée à l'adresse \$23, est également initialisée à la valeur hexa. 40.

Le temps à calculer s'écrit :

$$t = (N1 - N0) \cdot X \cdot U$$

où X et U , donnés par le **tableau 1** que nous rappelons ici, sont déterminés par le programme d'interruption externe et transmis dans deux registres internes du « 8748 » avec la convention du **tableau 2**.

Après la phase d'initialisation, le programme principal calcule tout d'abord le signe de $(N1 - N0)$ et positionne les indicateurs de signe dans le registre R1 qui contient, inversé, l'état

$X = 1$	bit 0 de R7 mis à l'état haut ($R7 = 1$)
$X = 2,5$	bit 1 de R7 mis à l'état haut ($R7 = 2$)
$X = 5$	bit 2 de R7 mis à l'état haut ($R7 = 4$)
$U = 0,1 \mu s$	bit 0 de R1 mis à l'état bas ($R1 = FE$)
$U = 1 \mu s$	bit 1 de R1 mis à l'état bas ($R1 = FD$)
$U = 10 \mu s$	bit 2 de R1 mis à l'état bas ($R1 = FB$)
$U = 100 \mu s$	bit 3 de R1 mis à l'état bas ($R1 = F7$)

Tableau 2.

des LED à allumer. Il calcule la valeur absolue de $(N1 - N0)$. Le résultat est dupliqué à l'adresse \$24 et sera multiplié par la valeur de X .

La recherche de cette valeur fait l'objet de la suite du programme, par tests successifs sur le contenu de R7. Si ce contenu est différent de 0 (soit $X \neq 1$), il y a d'office multiplication par 5, puis éventuellement division par 2 si $X = 2,5$. On a alors la valeur du temps à afficher, en binaire sur 16 bits. Le MSB est dupliqué en \$25 et le LSB en \$26.

Après un test de dépassement, le programme convertit cette valeur en décimal, sur trois digits. Le nombre de centaines est calculé dans R2, celui des dizaines dans R3 et celui des unités dans R4.

On met alors à jour la table des configurations à afficher. Cette table commence en RAM à l'adresse \$31 et contient successivement les configurations des LED, du digit « centaines », du digit « dizaines » et du digit « unités ». Les configurations correspondant aux trois digits sont lues dans une table de transcodage binaire-7 segments, implantée en \$3F0.

Le programme principal se termine, avant bouclage, par le test des touches fléchées et l'incrément/décément de $N1$ (avec boucles de temporisation pour obtenir un mouvement suffisamment lent de la surbrillance) ainsi que par le test de la touche M et l'éventuelle duplication de $N1$ dans $N0$.

C'est à l'issue de ce test qu'est validé l'affichage.

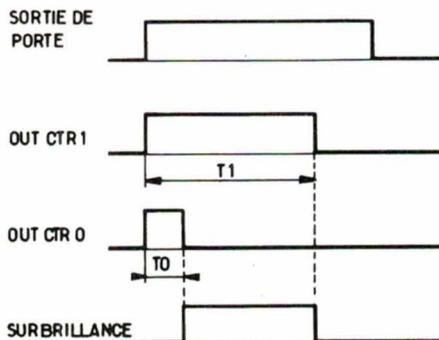


Fig. 19

Calibre oscilloscope	10 $\mu s/cm$	20 $\mu s/cm$	50 $\mu s/cm$	0,1 ms/cm	0,2 ms/cm	0,5 ms/cm	1 ms/cm	2 ms/cm
Taux de division CTR1	1	2	5	10	20	50	100	200
Valeur du pas (μs)	0,5	1	2,5	5	10	25	50	100
X	5	1	2,5	5	1	2,5	5	1
U	0,1 μs	1 μs	1 μs	1 μs	10 μs	10 μs	10 μs	100 μs

Tableau 1. - $t = (N1 - N0) \cdot X \cdot U$.

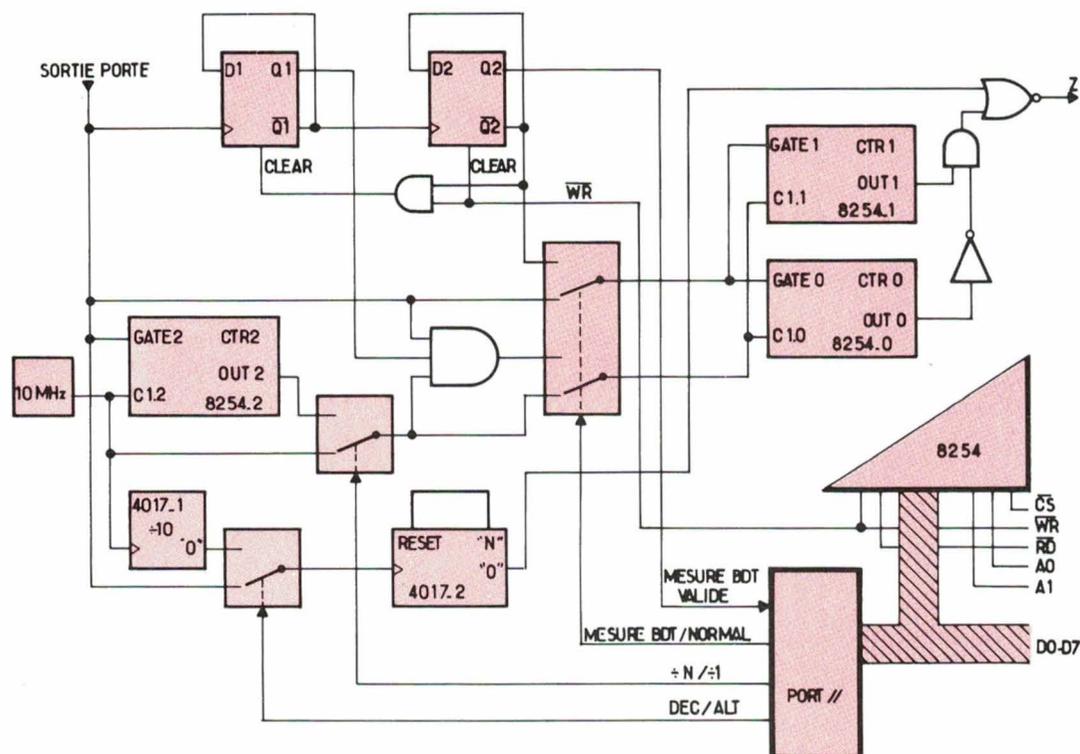


Fig. 20

Programme d'interruption interne et affichage

Ce programme est appelé après chaque passage à zéro du timer interne, il a pour fonction de passer de l'affichage d'un dispositif (LED, digit C, digit D, digit U) à l'affichage du dispositif suivant.

Le registre R'0 sert de pointeur dans la table des configurations à afficher tandis que R'1 sert de compteur. Lors d'une exécution du programme ITINT, il y a d'abord lecture de la configuration à afficher, puis sortie de celle-ci sur le port 1 et génération du signal d'horloge du « 4017 » permettant la validation du nouveau dispositif d'affichage concerné. Ce dernier reste donc validé jusqu'à l'interruption suivante.

Les registres R'0 et R'1 sont alors respectivement incrémentés et décrémentés

Une copie du listing complet du programme « DGL 74 » est disponible auprès de la rédaction d'Electronique Applications pour ceux de nos lecteurs qui en feront la demande (joindre 5 francs en timbres).

ou réinitialisés si l'ensemble des configurations a été affiché. Il y a retour au programme principal après relance du timer interne.

Programme d'interruption externe et calibrage

Ce programme est appelé soit lors de l'initialisation, soit lors d'une impulsion sur la touche I. Il consiste à charger le compteur 2 avec un contenu maximum (FFFF) et à déduire le calibre de la base de temps à partir du contenu restant dans ce compteur après la validation de son entrée d'horloge pendant un balayage unique.

Un test sur l'entrée T1 du « 8748 » permet de s'assurer que ce balayage est terminé, puis un premier test sur le MSB du résultat permet le choix du mode alterné ou découpé.

A l'intérieur de chacun de ces modes, on teste plus précisément la valeur du MSB pour situer, en allant par ordre croissant (de CAL1 = 10 μ s/cm à CAL8 = 2 ms/cm), la valeur du calibre.

Les nombres successifs pris comme valeur de test correspondent à des bornes arbitraires choisies en tenant compte de la durée réelle d'un balayage pour chaque calibre.

Lors de chaque détermination de calibre, on loge dans A le taux de division voulu pour CTR1 puis on positionne R7 selon la valeur de X. Enfin, on affecte à CTR1 le contenu de A puis on revient au programme principal au niveau de l'initialisation de N1 et N0 afin que la surbrillance soit au quart de la trace. Une manipulation dans la pile permet d'y loger l'adresse de retour correspondante.

Améliorations possibles

La version du « DGL 74 » présentée ici telle qu'elle a été réalisée à l'I.U.T. d'Annecy est bien entendu perfectible.

Tout d'abord, l'utilisation du circuit « 8254 », analogue au « 8253 » mais en version HC-MOS et supportant des fréquences d'horloge de 10 MHz, permettrait d'obtenir un pas de 0,5 mm jusqu'au calibre 2 μ s/cm.

Il est aussi possible de modifier cette valeur du pas qui, toujours avec un « 8254 », pourrait passer à 0,1 mm sur les calibres supérieurs à 2 μ s/cm. Comme nous l'avons déjà mentionné, une touche supplémentaire de commande d'avance lente ou rapide de la surbrillance devra alors être ajoutée.

Enfin, une modification plus profonde de la structure « DGL 74 » peut

être envisagée afin de générer une surbrillance non pas entre le début de la trace et le point courant mais entre le point origine des temps et le point courant, le premier fonctionnement n'étant conservé qu'avant la définition de l'origine des temps.

On aboutit alors aux chronogrammes de la figure 19 et au schéma présenté en figure 20.

On remarquera sur cette nouvelle structure les analogies avec la précé-

dente, mais aussi les différences : les compteurs « 0 » et « 1 » ont cette fois une fonction analogue et l'un ou l'autre peut être utilisé pour la mesure du calibre de la base de temps. Dans tous les cas, le compteur « 2 » sert de diviseur de la fréquence de référence (10 MHz). Cette nouvelle structure présente également l'avantage de se prêter à une recherche dichotomique du calibre de la base de temps, ce qui permet de réduire considérablement la taille et la durée d'exécution du programme correspondant.

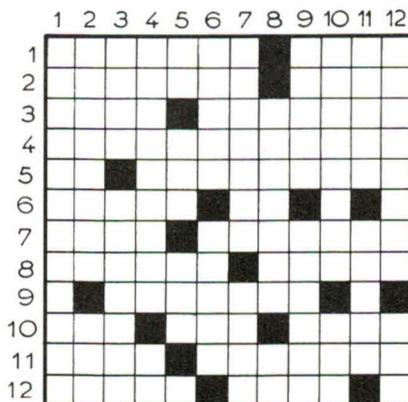
Cette nouvelle réalisation servira de thème à deux projets d'étude 1986. Ils mettront en œuvre une structure « DGL 74-2 » adaptée au bus G64 et un logiciel « 6809 » plus général que celui qui vient d'être présenté et incluant des facilités de traitement des résultats : mesures de déphasages, de fréquences, de constantes de temps.

B. Grehant, D. Lachenal
et A. Dufresne
I.U.T. d'Annecy
Université de Savoie

Horizontalement

1. Frappé par la crise des livres. On a recours à elle quand on n'a plus le vent en poupe. — 2. Ecrivain finlandais. Vallée des Pyrénées espagnoles. — 3. Bateau malais à double balancier. Demande un bon coup de main. — 4. Avant de s'installer sous la tente, il convient de le faire. — 5. Perd de sa valeur quand il est coupé. Elle nous ménage quelques surprises à la lecture. — 6. Unité de pression exprimée en bars. Fait partie des naturels en France. — 7. Il bave et crache lorsqu'il se met en colère. Travaille pour la marine marchande. — 8. Concourt au développement des échanges internationaux. La vedette du dernier acte. — 9. Prendre du ventre. — 10. Fils de Noé. La première pour Hippocrate. Connaît un certain relâchement en fin de journée. — 11. Parmi eux, il en est que nous attendons avec impatience. On la juge sur des faits positifs. — 12. Un des maîtres de l'art moderne. Il faut attendre la fin pour l'apprécier.

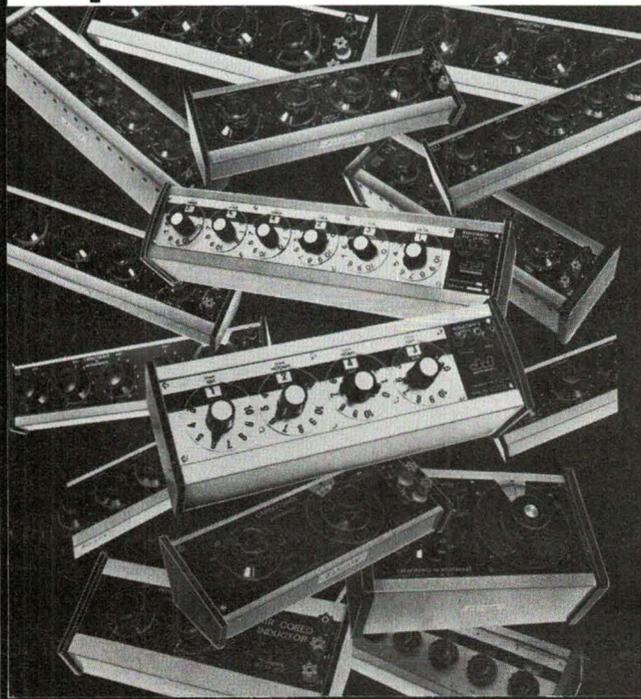
LES MOTS CROISES D'ELECTRONIQUE APPLICATIONS



Verticalement

1. Le système D en fait partie. — 2. Il n'y a pas de quoi rire. Homme de robe et de cour. — 3. Ils ont le mot pour rire. Cultivent l'aversion. — 4. Cela ne nous fait aucun effet. Direction générale. — 5. Unité anglaise. Marque la fin du service. Poussa certains royalistes à se ranger aux côtés des rouges. — 6. Spécialité suisse. Façon peu civile d'attirer l'attention. — 7. Une des îles ioniennes. Peut être soumis à un partage. — 8. Sulfate naturel d'aluminium et de potassium. Ne constitue pas un obstacle pour Carl Lewis. — 9. Transportée avec plus ou moins de bonheur. Pour exercer leurs activités professionnelles, une voiture leur est fournie. — 10. Le fondateur de la logique formelle. Le signe d'un embarras. — 11. Un des pères de l'impressionnisme. Balais roses. — 12. On ne peut le faire lorsqu'on n'a rien à se mettre sous la dent. Point d'interrogation.

Précision Décades et Étalons, Inductances, Capacitances, Résistances



Une tradition de qualité et de stabilité

Les étalons électriques sont jugés avec justesse sur leur stabilité dans le temps. Cette philosophie est la base de notre gamme comportant plus de 70 modèles de boîtes de décades et d'étalons. Un vieillissement de plus de 5 ans de la plupart des composants utilisés et des commutateurs à contacts argent multiples auto-nettoyant procurent une longue vie stable à nos produits.

DECADES DE RESISTANCES - SERIE 'CENT'

- * Précision typique: 0,03 %
- * Pas de 0,01Ω à 1 MΩ
- * 4 6 7 ou 8 décades
- * Prix depuis 4 360 F. + TVA

DECADES DE RESISTANCES - SERIE 'POINT UN'

- * Précision typique: 0,1 %
- * Pas de 0,01Ω à 1 MΩ
- * 4 5 6 7 ou 8 décades
- * Prix depuis 1 510 F. + TVA

DECADES DE RESISTANCES - SERIE JUNIOR

- * Précision typique: 1 %
- * Pas de 1Ω à 1 MΩ
- * 3 4 5 6 ou 7 décades
- * Prix depuis 655 F. + TVA

DECADES DE RESISTANCES A HAUTE DISSIPATION

- * Précision typique 1 %
- * 5 décades de 10Ω à 100 kΩ par pas ou 4 décades + rhéostat
- * résolution 0,2 Ω — R max 111 110Ω

DECADES D'INDUCTANCES DE PRECISION

- * Précision 0,3 % — 1 % ou 5 %
- * Pas de 1 mH à 1 H
- * 2 3 ou 4 décades
- * Prix depuis 2 240 F. + TVA

DECADES DE CAPACITES ET CONDENSATEURS VARIABLES DE PRECISION

- * Précision 0,05 — 0,2 ou 1 %
- * 2 3 ou 4 décades et variables
- * 30 pF à 140 μF
- * Prix depuis 800 F. + TVA

ETALONS DE RESISTANCES ET DE CAPACITES

- * Précision 10 ou 100 ppm, livrés avec certificats d'étalonnage

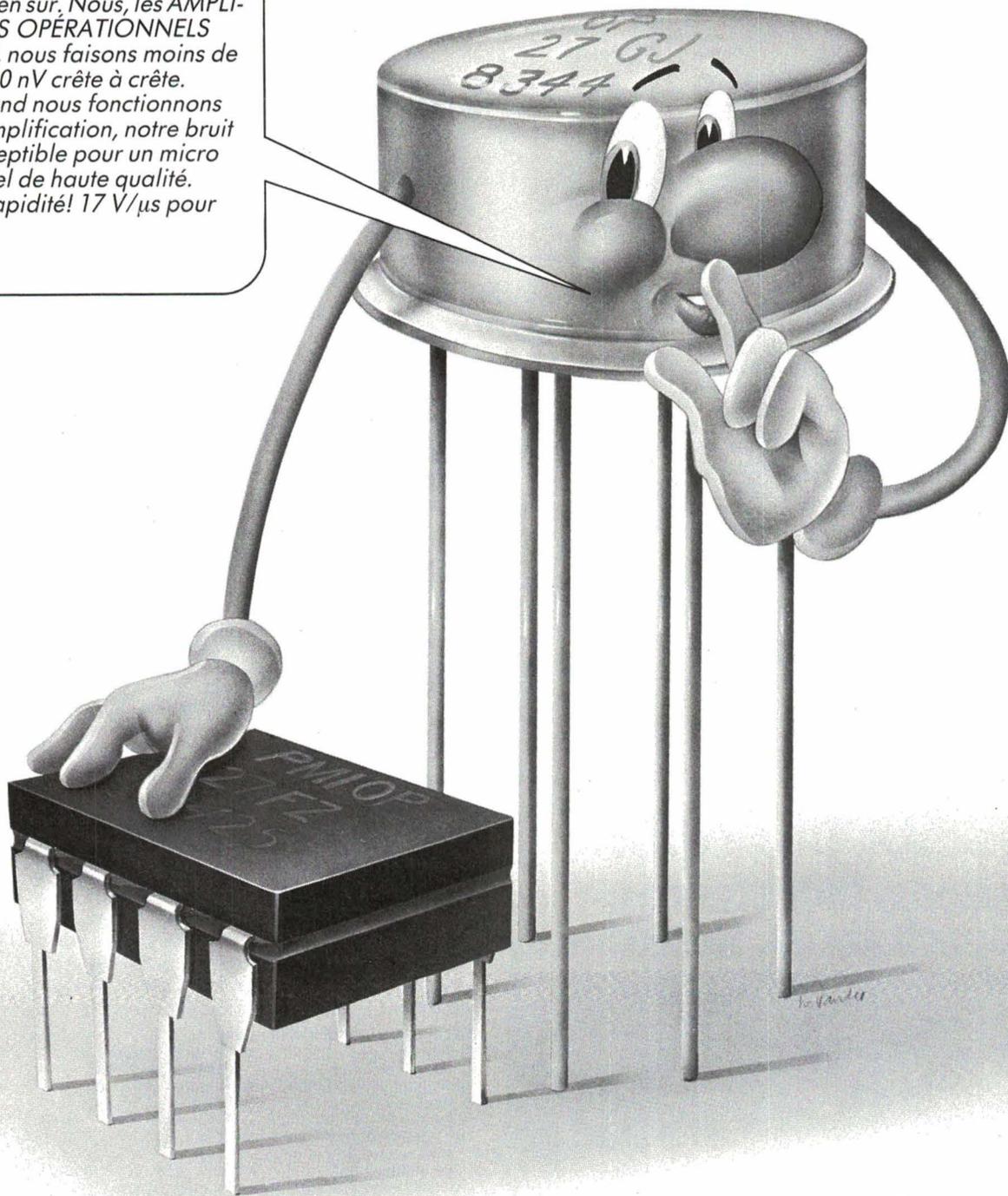
Pour l'Industrie, la Recherche et l'Enseignement
JJ livre rapidement une importante gamme d'appareils de mesure et d'enregistrement

Machines d'essais de traction, enregistreurs et tables traçantes, ponts de résistances, galvanomètres électroniques, bancs de charges, couplemètres, bancs d'essais de machines tournantes.



J.J. LLOYD INSTRUMENTS S.A.
62 bis rue Charles de Gaulle
78860 SAINT NOM LA BRETECHE, France
Tél: (1) 34 62 11 32

Pstt!... Vous nous entendez?
 A peine, bien sûr. Nous, les AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS OP-27/37, nous faisons moins de bruit que 80 nV crête à crête. Même quand nous fonctionnons en forte amplification, notre bruit est imperceptible pour un micro directionnel de haute qualité. Et quelle rapidité! 17 V/ μ s pour l'OP-37...



L'OP-27 et l'OP-37 sont d'une précision équivalente, mais l'OP-37 est plus rapide. Leurs fiches techniques sont à votre disposition.

RADIALEX, Lyon, ☎ 78 894545 et Grenoble, ☎ 76 494992.
 S.C.T. Toutélectrique, Toulouse, ☎ 61 220422, Bordeaux, ☎ 56 865031
 BANELEC, Châtillon, ☎ (1) 465543 43
 I.S.A. Electronique, Maisons-Laffitte, ☎ (1) 39122452
 DIMEL, Toulon, ☎ 94 414963.
 I.S.C. «International Semi-Conductor Corp. France», Suresnes, ☎ (1) 45064275.
 SYSCOM, Bonneuil, ☎ (1) 43778488
 HYBRITECH, Verrières-le-Buisson, ☎ (1) 69202210

DIMACEL
 Région parisienne: Clichy, ☎ (1) 47301515
 Région ouest: Rennes, ☎ 99 502592
 Région Rhône: Saint-Priest, ☎ 78 213721;
 Région méditerranée: Les Milles, ☎ 42 398550.
 Région est: Strasbourg, ☎ 88 220719
 Région nord: Lille, ☎ 20 308580
 Région Alpes: Saint-Martin-d'Heres, ☎ 76 242430.
 Région sud-ouest: Bordeaux, ☎ 56 811440;
 Région sud: Toulouse, ☎ 61 409650.



Precision Monolithics Inc.
 A Bourns Company, Santa Clara, California
 Bourns-Ohmic,
 21/23 rue des Ardennes, 75019 Paris
 ☎ (1) 42039633

Analyse

Traitement des grandeurs continues

L'étude théorique qu'on va lire est consacrée au traitement des grandeurs continues ; plus particulièrement, aux notions de discrétisation, codage, décodage, échantillonnage, blocage.

L'article aborde également la quantification d'un message (bruit de quantification) et s'achève par un chapitre sur la modulation codée.

Il s'agit donc d'une approche théorique rigoureuse du traitement des signaux.

Discrétisation

Soit une grandeur u :

u est une grandeur continue pouvant prendre une valeur quelconque entre les bornes u_{B1} et u_{B2} . Un tel intervalle est formé d'échelons élémentaires :

$u_{B1}, u_1, u_2, u_3, \dots, u_j, u_{(j+1)}, \dots, u_{B2}$.

On discrétise la grandeur u définie ainsi : $u_j \leq u < u_{(j+1)}$ si on la remplace par u_j .

Codage

A chacune des valeurs d'une suite discrète correspond un signal. S'il y a x valeurs à coder, il faut x signaux différents.

Soit un ensemble de n conducteurs. Chacun des conducteurs peut être porté à une tension pouvant prendre y valeurs. On obtient y^n signaux distincts (fig. 1).

En ce qui concerne le codage en système binaire, la tension d'un conducteur prend deux valeurs notées 0 et 1. Avec n conducteurs, on obtient 2^n signaux distincts. Il s'agit d'un codage parallèle (répartition spatiale).

Soit un conducteur. On porte ce dernier à une tension pouvant prendre y valeurs pendant des intervalles de temps successifs de durée T . Si le nombre d'intervalles de temps est n , on obtient y^n signaux distincts (fig. 2).

Avec $y = 2$, on a 2^n signaux distincts. y prend des valeurs notées 0 et 1. Il s'agit d'un codage série (répartition temporelle).

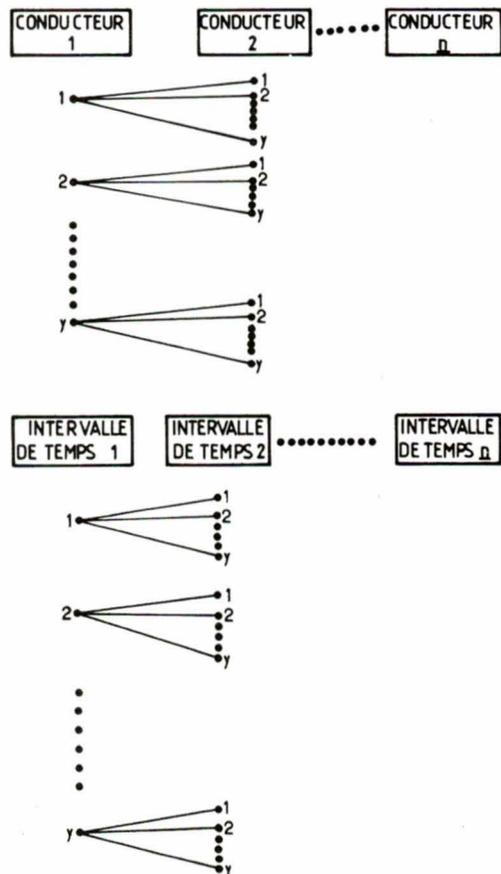


Fig. 1 (en haut) et 2 (en bas).

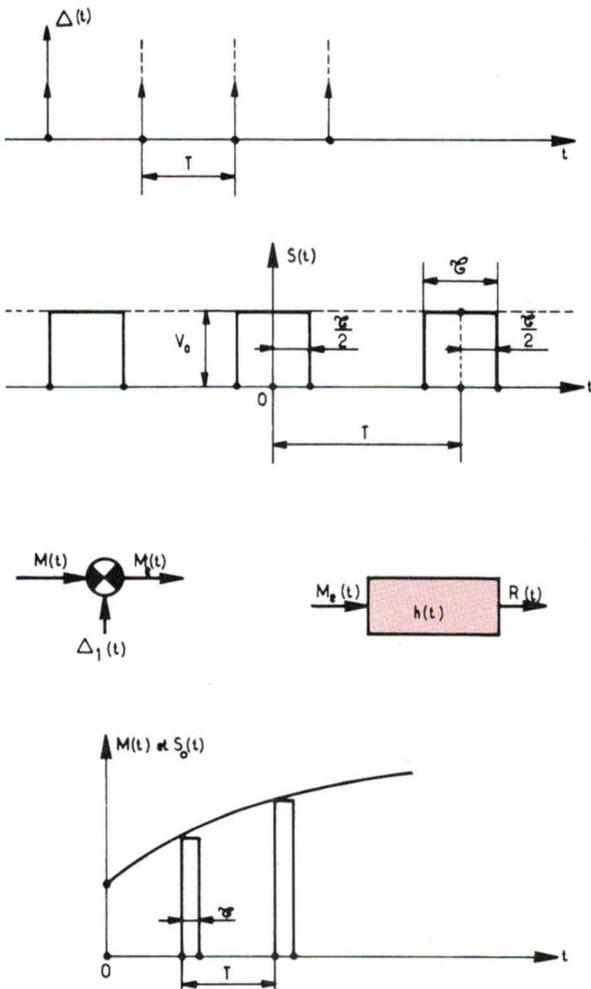


Fig. 3 à 7.

Décodage

C'est l'opération inverse du codage. A un signal de forme spatiale ou de forme temporelle, on fait correspondre une tension dont la valeur correspond au signal.

Echantillonnage

Signaux d'échantillonnage

Soit, tout d'abord, le signal $\Delta(t)$ représenté figure 3.

$\Delta(t)$ est un signal d'échantillonnage idéalisé. L'expression de $\Delta(t)$ est :

$$\Delta(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT)$$

Considérons le signal $\Delta_1(t)$ d'expression :

$$\Delta_1(t) = x \cdot T \cdot \Delta(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT).$$

Pour $F(t)$, on sait que l'on a :

$$F(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} D_n e^{jn\Omega t}$$

avec :

$$D_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} F(t) e^{-jn\Omega t} \cdot dt$$

$$\text{et : } \Omega = \frac{2\pi}{T}$$

On peut donc écrire avec $F(t) = \Delta_1(t)$

$$\Delta_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} D_n e^{jn\Omega t}$$

$$\text{et } D_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \Delta_1(t) e^{-jn\Omega t} \cdot dt$$

Soit :

$$D_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \left[xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT) \right] e^{-jn\Omega t} \cdot dt$$

Considérons que l'on peut écrire :

$$D_n = x \left[\sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left(\int_{-T/2}^{+T/2} \delta(t - nT) \cdot e^{-jn\Omega t} \cdot dt \right) \right]$$

D'où : $D_n = x$

On peut donc écrire :

$$\Delta_1(t) = x \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{jn\Omega t}$$

x est la moyenne du signal $\Delta_1(t)$.

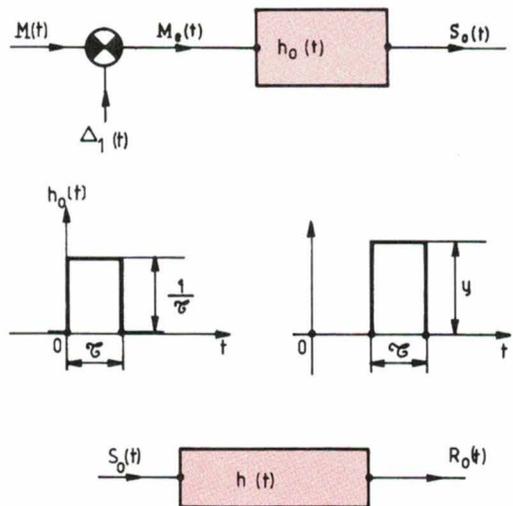
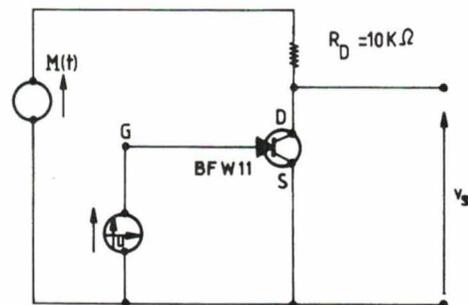


Fig. 8 à 12.



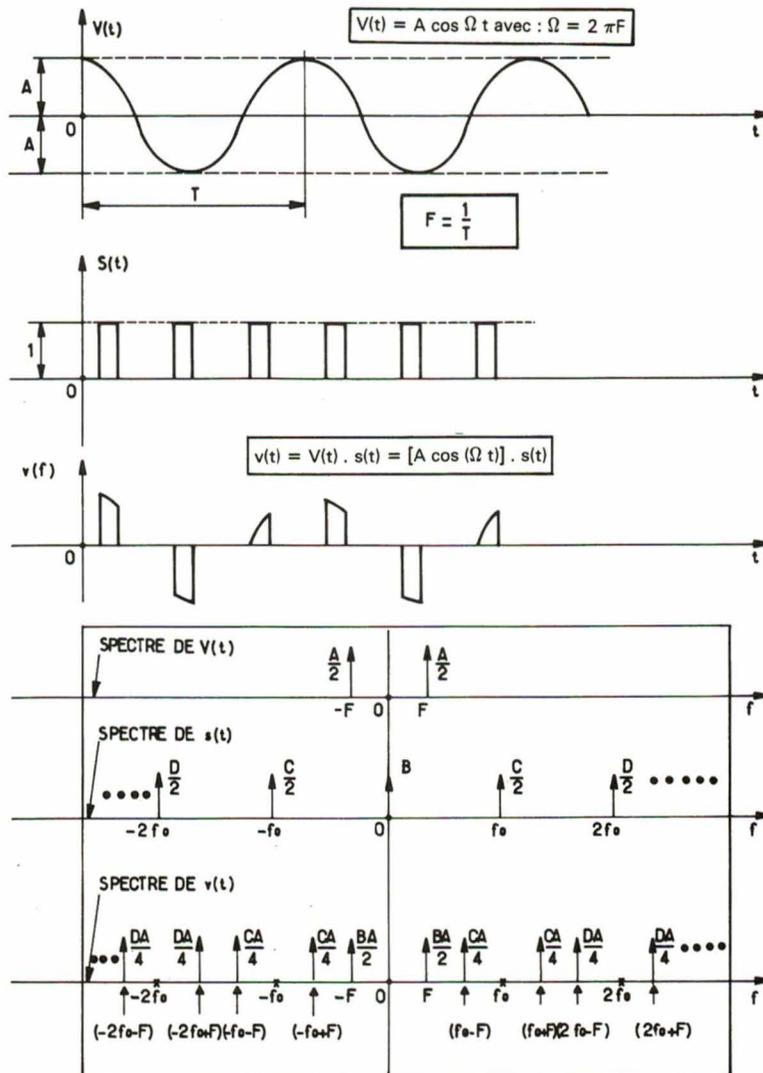


Fig. 13.

Comme l'on a : $e^{jn\Omega t} = \cos n\Omega t + j \sin n\Omega t$, on obtient :

$$\Delta_1(t) = x \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{n=+\infty} \cos n\Omega t \right]$$

Soit, à présent, le signal $S(t)$ représenté figure 4. Il s'agit d'une fonction rectangulaire périodique. On a dans le cas d'un tel signal :

$$S(t) = \frac{V_0 \tau}{T} + \left[\frac{2V_0 \tau}{T} \sum_{n=1}^{n=+\infty} \frac{\sin \pi \cdot \frac{\tau}{T} n}{\pi \cdot \frac{\tau}{T} \cdot n} \cdot \cos n\Omega t \right]$$

Posons : $x = V_0 \cdot \tau / T$, on obtient :

$$S(t) = x \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{n=+\infty} \frac{\sin n \cdot \Omega \cdot \frac{\tau}{2}}{n \cdot \Omega \cdot \frac{\tau}{2}} \cdot \cos n\Omega t \right]$$

On a : $\lim_{\tau \rightarrow 0} S(t) = \Delta_1(t)$

Expression d'un message échantillonné

Soit le message $M(t)$. Ce message est échantillonné par le signal $\Delta_1(t)$ comme il est indiqué figure 5. $M_e(t)$ est le message échantillonné. On a :

$$M_e(t) = M(t) \cdot \Delta_1(t) = M(t) \cdot xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT)$$

$$M_e(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(t) \cdot \delta(t - nT)$$

Le signal échantillonné $M_e(t)$ est « injecté » à l'entrée d'un quadripôle dont la réponse impulsionnelle est $h(t)$. Si la réponse du quadripôle, au signal $M_e(t)$, est $R(t)$, on a (fig. 6) :

$$R(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} M_e(u) \cdot h(t-u) du$$

$$R(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(u) \cdot \delta(u - nT) \right] h(t-u) du$$

$$R(t) = xT \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(u) \cdot \delta(u - nT) \right] h(t-u) du$$

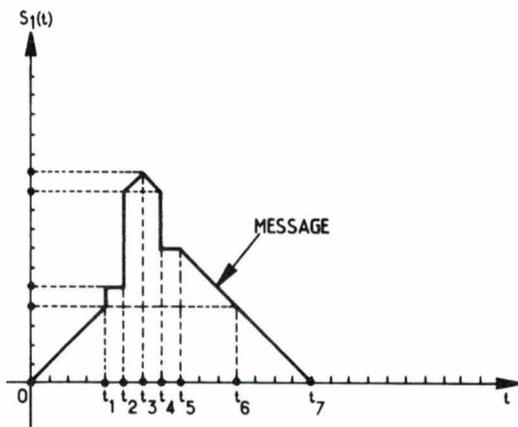
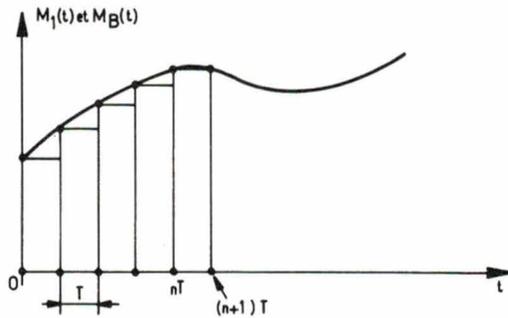


Fig. 14 (en haut) et 15 (en bas).

$$R(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} M(u) \cdot \delta(u - nT) h(t - u) du$$

On obtient donc finalement :

$$R(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(nT) \cdot h(t - nT)$$

Dans le domaine des pulsations, on obtient les résultats suivants. Ecrivons, tout d'abord, que $M_e(\omega)$ est la transformée de Fourier de $M_e(t)$. On a immédiatement :

$$M_e(\omega) = \mathcal{F}\{M_e(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[M(t) xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT) \right] e^{-j\omega t} \cdot dt$$

$$M_e(\omega) = xT \int_{-\infty}^{+\infty} \left[M(t) \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT) \right] e^{-j\omega t} \cdot dt$$

$$M_e(\omega) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} M(t) \delta(t - nT) e^{-j\omega t} \cdot dt$$

On obtient donc :

$$M_e(\omega) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(nT) e^{-j\omega nT}$$

Soit, à présent, le message $M(t)$. Ce message est échantillonné par le signal $S(t)$ représenté figure 4. L'échantillonnage est tel que l'on obtient le signal $S_o(t)$ représenté figure 7.

Pour réaliser $S_o(t)$, on construit le montage dont le schéma de principe est donné figure 8.

On « injecte » le signal $M_e(t)$ dans un quadripôle dont la réponse impulsionnelle est donnée figure 9. Cette réponse impulsionnelle est notée $h_o(t)$.

On sait que l'on a :

$$M_e(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(t) \cdot \delta(t - nT)$$

Pour, par exemple, $t = nT$, on obtient, en sortie du quadripôle de réponse impulsionnelle $h_o(t)$, le signal représenté figure 10. On a :

$$y = \frac{1}{\tau} \cdot M(nT) \cdot T \cdot x$$

avec : $x = V_o \cdot \frac{\tau}{T}$, on obtient : $y = M(nT) \cdot V_o$

On voit que la fonction $h_o(t)$ est définie comme il est indiqué ci-dessous :

$$h_o(t) = \frac{1}{\tau} \text{ pour } 0 \leq t \leq \tau$$

$$h_o(t) = 0 \text{ pour } t < 0 \text{ et } t > \tau.$$

Si l'on « injecte » le signal $S_o(t)$ à l'entrée d'un quadripôle de réponse impulsionnelle $h(t)$, on obtient (fig. 11), en sortie de celui-ci, le signal $R_o(t)$.

On a :

$$S_o(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} M_e(u) \cdot h_o(t - u) \cdot du$$

$$S_o(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(u) \delta(u - nT) \right] h_o(t - u) du$$

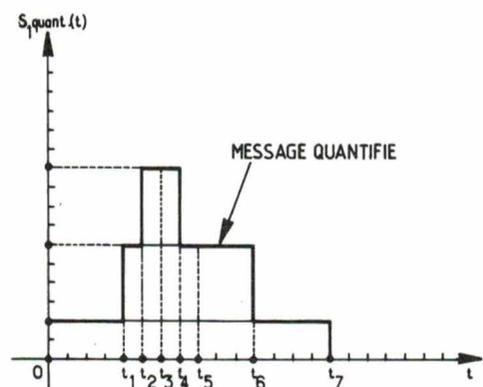
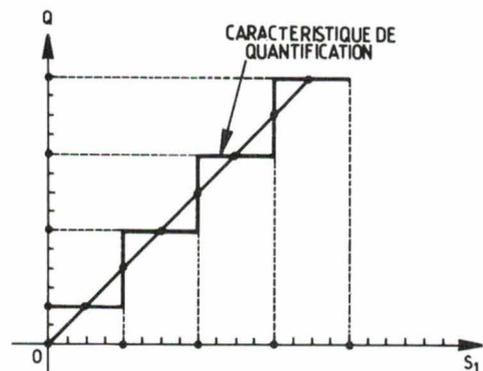


Fig. 16 (en haut) et 17 (en bas).

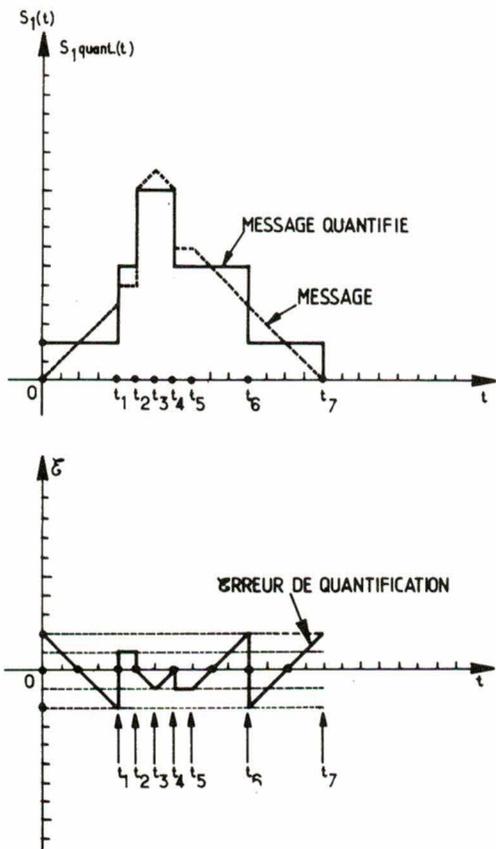


Fig. 18.

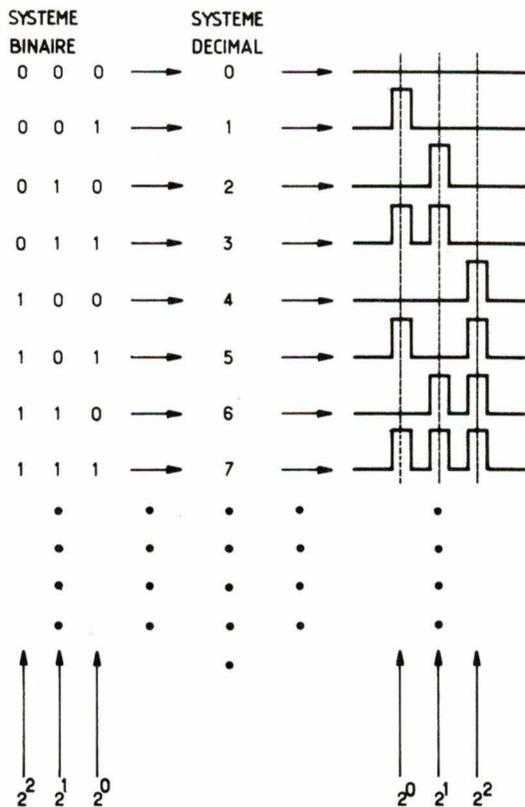


Fig. 19.

$$S_o(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{+\infty} M(u) \delta(u - nT) h_o(t - u) du$$

$$S_o(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} M(u) \delta(u - nT) h_o(t - u) du$$

On obtient donc :

$$S_o(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{+\infty} M(nT) \cdot h_o(t - nT)$$

Si le signal $S_o(t)$ est « injecté » à l'entrée du quadripôle de réponse impulsionnelle $h(t)$, on obtient, en sortie de celui-ci, le signal $R_o(t)$ suivant :

$$R_o(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_o(u) \cdot h(t - u) \cdot du$$

$$R_o(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[xT \sum_{n=-\infty}^{+\infty} M(nT) \cdot h_o(u - nT) \right] \cdot h(t - u) du$$

Soit :

$$R_o(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[M(nT) \int_{-\infty}^{+\infty} h_o(u - nT) \cdot h(t - u) du \right]$$

La fonction représentée figure 9 permet d'écrire :

$$h_o(u - nT) = \frac{1}{\tau} \text{ pour } 0 \leq (u - nT) \leq \tau$$

$$h_o(u - nT) = 0 \text{ pour } (u - nT) < 0$$

$$\text{et } (u - nT) > \tau$$

On voit donc que $u \geq nT$ et $u \leq (nT + \tau)$ sont les limites d'intégration.

On peut donc écrire :

$$R_o(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[M(nT) \int_{nT}^{nT+\tau} \frac{1}{\tau} \cdot h(t - u) du \right]$$

$$R_o(t) = \frac{xT}{\tau} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[M(nT) \int_{nT}^{nT+\tau} h(t - u) du \right]$$

Soit $M_e(\omega)$ la transformée de Fourier de $M_e(t)$, $S_o(\omega)$ la transformée de Fourier de $S_o(t)$ et $h_o(\omega)$ la transformée de Fourier de $h_o(t)$.

On a : $S_o(\omega) = M_e(\omega) \cdot h_o(\omega)$.

Avec :

$$h_o(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_o(t) e^{-j\omega t} \cdot dt$$

Soit :

$$h_o(\omega) = \int_0^\tau \frac{1}{\tau} \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt$$

Soit $h(\omega)$ la transformée de Fourier de $h(t)$ et $R_o(\omega)$ la transformée de Fourier de $R_o(t)$. On peut écrire :

$$R_o(\omega) = S_o(\omega) \cdot h(\omega)$$

soit :

$$R_o(\omega) = M_e(\omega) \cdot h_o(\omega) \cdot h(\omega)$$

Le schéma théorique d'un échantillonneur fonctionnant avec un transistor à effet de champ (JFET) est donné dans la figure 12.

Considérons (fig. 13) le message $V(t)$.

On a : $V(t) = A \cos \Omega t$.

Si ce message est échantillonné par la fonction rectangulaire périodique $s(t)$ de telle manière que le signal échantillonné $v(t)$ soit donné par la relation suivante :

$$v(t) = V(t) \cdot s(t) = [A \cos \Omega T] \cdot s(t)$$

on obtient le signal $v(t)$ représenté figure 13.

La « convolution graphique » permet d'obtenir (fig. 13) le spectre du signal $v(t)$. Si $V(t)$ est la composante ayant la plus grande fréquence d'un message dont le spectre est limité, on voit que pour retrouver, dans le spectre de $v(t)$ (qui serait, dans ce cas, le spectre du message échantillonné), le message non déformé, il faut que l'on ait : $f_0 > 2 F$.

Il est intéressant de connaître la transformée de Laplace d'une fonction échantillonnée.

Considérons le message échantillonné $M_e(t)$ suivant :

$$M_e(t) = xT \sum_{n=0}^{n=+\infty} M(t) \cdot \delta(t - nT)$$

Ecrivons-le sous la forme suivante :

$$M_e(t) = xT \cdot M(0) \cdot \delta(0) + xT \cdot M(T) \cdot \delta(T) + \dots$$

$$\dots + xT \cdot M(nT) \cdot \delta(nT) + \dots$$

Soit e^{-bp} la transformée de Laplace de $\delta(t - b)$ que l'on écrit : $e^{-bp} \square \delta(t - b)$

$$\text{On a donc : } e^{-nTp} \square \delta(t - nT)$$

$$e^{-nTp} \square \delta(nT)$$

Soit $M_e(p)$ la transformée de Laplace de $M_e(t)$. On a :

$$M_e(p) = xT \cdot M(0) + xT \cdot M(T) \cdot e^{-Tp} + \dots$$

$$\dots + xT \cdot M(nT) \cdot e^{-nTp} + \dots$$

$$\text{Soit : } M_e(p) = xT \sum_{n=0}^{n=+\infty} M(nT) e^{-nTp}$$

Blockage

On voit, figure 14, qu'à l'instant d'échantillonnage nT , par exemple, on fait correspondre à la grandeur $M(nT)$ une grandeur $M_B(nT)$ égale à $M(nT)$ et qui demeure constante jusqu'à l'instant $(n + 1) T$.

$M_B(t)$ est une grandeur échantillonnée bloquée.

On peut écrire que l'on a :

$$M_B(t) = M(0) \cdot \Upsilon(t) + [M(T) - M(0)] \cdot \Upsilon(t - T)$$

$$+ \dots + [M(nT) - M((n - 1) T)] \cdot \Upsilon(t - nT)$$

$$+ \dots$$

$$\text{Mais on sait que l'on a : } \frac{e^{-bp}}{p} \square \Upsilon(t - b)$$

Υ se lit « upsilon ».

Donc, si $M_B(p)$ est la transformée de Laplace de $M_B(t)$, on a :

$$M_B(p) = M(0) \cdot \frac{1}{p} + [M(T) - M(0)] \cdot \frac{e^{-Tp}}{p} + \dots$$

$$\dots + [M(nT) - M((n - 1) T)] \cdot \frac{e^{-nTp}}{p}$$

$$+ \dots$$

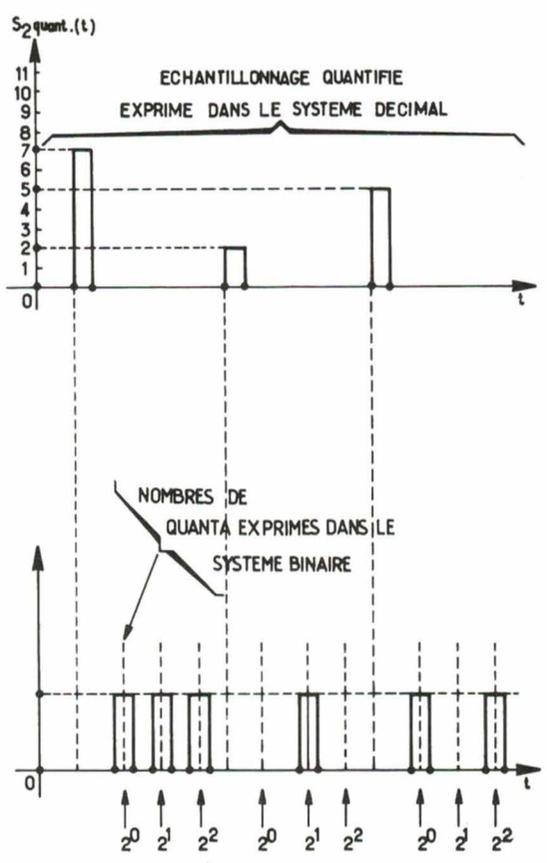


Fig. 20.

que l'on peut écrire :

$$M_B(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p} [M(0) + M(T) \cdot e^{-Tp} + \dots$$

$$\dots + M(nT) \cdot e^{-nTp} + \dots]$$

Soit :

$$M_B(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p} \cdot \sum_{n=0}^{n=+\infty} M(nT) \cdot e^{-nTp}$$

Quantification d'un message

Les figures 15, 16, 17 montrent comment s'opère la quantification d'un message.

La figure 16 donne la caractéristique de quantification.

Les figures précédentes montrent que le message subit une quantification en amplitude.

Une telle quantification conduit à une approximation du signal $S_1(t)$.

Cela se traduit, à la réception, par une forme de bruit appelée « bruit de quantification ».

La valeur dite de crête du message étant limitée, la reproduction de celui-ci sera d'autant meilleure que le nombre de quanta employés sera grand.

Plus le nombre de quanta est grand, plus le bruit de quantification est faible.

L'erreur de quantification ϵ est donnée figure 18.

Modulation codée

Considérons le cas de la modulation d'une onde porteuse formée d'un train d'impulsions $S_0(t)$ et, plus précisément, de la modulation d'amplitude. On obtient, comme il est indiqué précédemment, un train d'impulsions modulées $S_2(t)$. Il s'agit des échantillons du message. Ces échantillons sont quantifiés ensuite. Ils sont donc pris égaux respectivement à des nombres entiers de quanta.

Ils sont ensuite mis respectivement sous la forme de nombres en code binaire.

Ce sont ces nombres qui font l'objet de la transmission.

C'est en utilisant les chiffres 0 et 1 que l'on représente les nombres dans le système binaire.

Le système binaire est donné figure 19. Un exemple d'échantillonnage quantifié est montré figure 20.

A. Pelat

AVIS AUX COLLECTIONNEURS

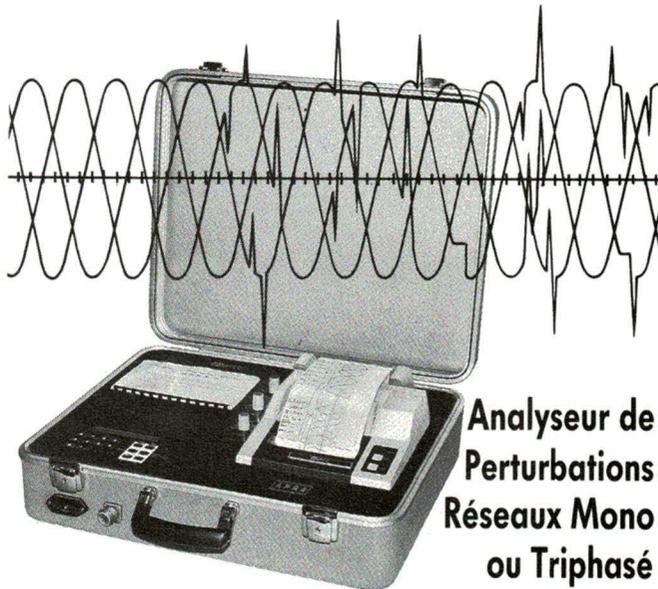
Deux lecteurs nous proposent des collections d'*ELECTRONIQUE APPLICATIONS*

La première va des numéros 1 à 20.

La seconde va des numéros 1 à 25.

Si vous êtes intéressés, veuillez écrire à la rédaction qui vous mettra en rapport avec ces lecteurs.

VOS PERTURBATIONS... NOUS SAVONS LES ANALYSER avec l'APR 4 :



**Analyseur de
Perturbations
Réseaux Mono
ou Triphasé**

ANPICO

82, Rue de Quesnoy 59236 FRELINGHIEN
Tél. (20) 08.71.13 Télex LM Télex 130 206 F code 103

SERVICE-ANNONCEURS N° 5

FILTRES

FILTRES ACTIFS KEMO

* VARIABLES

* P.H. P.B. 8 VOIES



* 24,36,48dB/OCTAVE

* 0,01Hz_3,15MHz



Tél. 48.71.17.14

5, bd Poincaré

94170 LE PERREUX

SERVICE-ANNONCEURS N° 6



MONACOR

32340 MIRADOUX

Tél. : (16) 62.28.67.83

Télex : SODEL 521185 F

Vous êtes utilisateur de :

- Alimentations de laboratoire,
- Appareils de mesure,
- Galvanomètre et vu-mètre
« cadre mobile »,
- Transformateurs thoriques et moulés,
- Interrupteurs et commutateurs,
- Connectique BF et HF,
- H.P., capsules micro, coffrets, etc...

**DEMANDEZ NOTRE
NOUVEAU CATALOGUE**
EN COMPLÉTANT LE BON CI-DESSOUS

SOCIÉTÉ :

NOM : Fonction :

Adresse :

Tél :

SERVICE-ANNONCEURS N° 7

P 9000

La nouvelle génération de duplicateurs

P 9000 : Une gamme de duplicateurs EPROM-EEPROM développée pour programmer les composants de la 2508 à la 27512 CMOS, HMOS. Agréée par de nombreux fabricants.

La gamme P 9000 est adaptée aux nouvelles technologies mémoires.

Fiable : 7 tests avant et après programmation (mauvaise insertion, défaut électrique, virginité, comparaison... etc).

Simple d'utilisation : 4 touches de fonctions. **une gamme complète** :

- P 9010. Duplicateur 8 copies 2508 à 27512
 - P 9020. Duplicateur 8 copies, interface RS232 et une mémoire tampon 8 K.
 - P 9030. Pour la duplication et le développement, interface RS232 pour transfert et télécommande, Parallèle Centronics pour impression des données, des étiquettes.
- puissant éditeur avec clavier touche fonction.
Option. Emulation, 16 copies simultanées, logiciel IBM pour télécommande.

LES OUTILS DE VOTRE DEVELOPPEMENT

GP électronique

5, Passage Courtois 75011 PARIS
Tél. : 379-02-23 - Télex : 204-188



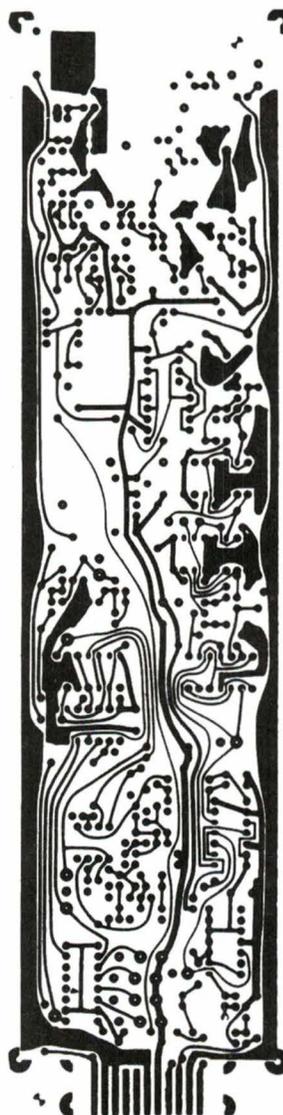
SERVICE-ANNONCEURS N° 8

ELECTRO-CONCEPT

CONCEPTION ET FABRICATION
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

45 personnes
sur
1 000 m² couvert
à votre service
à 60 mn de Paris

Proto classique 48 heures.
Proto métallisé 6 jours.



Fabrication industrielle et professionnelle de tout circuits imprimés simple face, double face, classique et à liaisons par trous métallisés. (Méthode Pattern uniquement)

25, route d'Orléans, 45610 CHAINGY
Tél. : (38) 88.86.67 lignes groupées.

SERVICE-ANNONCEURS N° 9

Etude

Approximation de fonctions numériques : la synthèse par segments successifs

L'approximation de fonctions numériques est un problème fréquent pour l'ingénieur, et qui a donné lieu à un nombre important de solutions selon le but recherché : développement limité en séries numériques (Taylor, Fourier, Chebyshev), évaluation statistique par la méthode des moindres carrés, ajustement polynômial par la méthode de Newton, interpolation de Spline, etc. Le présent article expose ici une méthode peu connue, combinant précision et rapidité, et dont le principal domaine d'application est la linéarisation de signaux électriques en temps réel.

Principe

Malgré les progrès constants réalisés dans le domaine de l'acquisition de données, de nombreux capteurs présentent une réponse intrinsèquement non linéaire, c'est-à-dire que le signal électrique de sortie n'est pas directement proportionnel à l'excitation d'entrée (fig. 1). Par ailleurs, même si de nombreuses courbes peuvent être linéarisées par parties sur un intervalle restreint, il existe malheureusement des cas où cette exigence de linéarité est incompatible avec d'autres qualités : étendue de la gamme de mesure, précision, reproductibilité, voire tout simplement prix de revient.

En dépit de l'optimisation des techniques de fabrication, qui tend à favoriser un effet particulier aux dépens des autres, on constate fréquemment l'influence de facteurs parasites (« artefacts ») sur la variable mesurée : c'est par exemple le cas des capteurs de pression ou de champ magnétique, souvent également sensibles à la température. Une solution possible est la maîtrise des caractéristiques d'ambiance du capteur (enceinte thermostatée, etc.), mais il ne s'agit que d'un palliatif coûteux et généralement peu reproductible.

La linéarisation des courbes de mesure

Ce problème est connu depuis longtemps, et jusqu'à ces dernières années, la seule solution possible était la maîtrise parfaite des conditions expérimentales, suivie éventuellement d'une correction *a posteriori* au moyen d'abaques. Cette situation traditionnelle est en train d'évoluer, car le développement des techniques VLSI et la disponibilité de circuits de traitement pour un prix réduit conduisent de plus en plus à intégrer « l'intelligence » là où elle est nécessaire, c'est-à-dire à l'échelon le plus bas pour diminuer les coûts des traitements ultérieurs. Il est désormais extrêmement rentable d'inclure un prétraitement des signaux immédiatement derrière le capteur, et en particulier d'effectuer la linéarisation à ce niveau. Cette évolution va de pair avec l'apparition de nouveaux besoins dans l'industrie (automobile notamment) ou la médecine, qui nécessitent la présence de capteurs simultanément précis, fidèles et fiables tout en restant bon marché.

La linéarisation de signaux fournis par un capteur se fait alors simplement par addition géométrique de la fonction de transfert du capteur avec la courbe inverse (fig. 2). Le

problème se pose alors de la synthèse de la fonction inverse. Cette question est du reste très générale en ingénierie, et correspond à l'approximation de fonctions numériques.

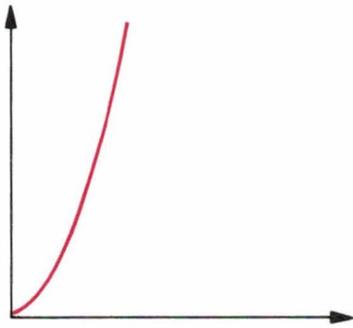


Fig. 1a

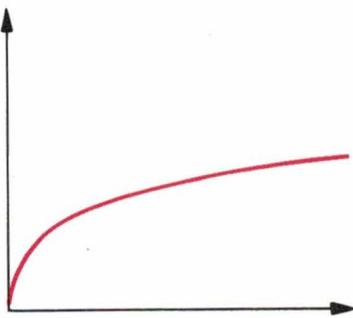


Fig. 1b

Les limites des procédés traditionnels

Les procédés traditionnellement employés pour l'approximation de fonctions se classent en deux catégories, selon la précision des points de mesure et la connaissance *a priori* du résultat à obtenir (fig. 3). L'ajustement statistique par la méthode des moindres carrés suppose initialement connue la forme de la fonction à approximer, les points de mesure étant entachés d'une erreur aléatoire ; le but visé est alors l'ajustement en valeur moyenne de la fonction de régression par rapport aux points de mesure ; aussi, la courbe obtenue peut-elle très bien ne passer par aucune des valeurs échantillonnées. Par opposition, les

autres procédés ne font aucune hypothèse *a priori* sur l'équation de la fonction à approximer, mais imposent le passage de la courbe par tous les points de mesure, et eux seuls. La synthèse par segments successifs se place dans cette dernière catégorie.

Le développement limité en série numérique a souvent une convergence très lente, ce qui rend ce procédé particulièrement sensible à l'accumulation des erreurs d'arrondi ; plus fondamentalement, le calcul des puissances successives d'une même variable est une opération onéreuse en temps de calcul. L'évaluation polynômiale par la méthode de *Newton* nécessite la connaissance d'un nombre suffisant de points de mesures ; de la même manière que pour le développement en séries numériques, ce procédé est sensible à l'accumulation des erreurs d'arrondi. Enfin, l'interpolation *Spline* est la cause de suroscillations et de dépassements de la courbe entre les points de mesure.

Dans sa catégorie, la synthèse par segments successifs possède un certain nombre de caractéristiques qui la rendent idéale pour l'implémentation en temps réel sur microprocesseur :

- compromis précision-vitesse de calcul ajustable selon l'application ;
- variation minimale de la pente de la courbe et absence de suroscillations.

Ces précisions sont importantes, car aucun des procédés décrits n'est universel, et chacun possède son domaine d'application propre.

Principe de la synthèse par segments successifs

Avec ce procédé, la fonction à synthétiser est représentée par une succession de segments contigus. A l'intérieur d'un même segment, la position d'un point particulier est déterminée par interpolation linéaire.

La synthèse par segments successifs est un procédé itératif qui permet d'adopter le meilleur compromis entre vitesse de calcul et précision des résultats, aussi cette méthode peut-elle être avantageusement employée sur de nombreux microcontrôleurs ne disposant pas d'instructions arithmétiques performantes. D'une part, le nombre de segments à construire dépend directement de la courbure

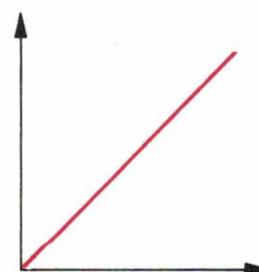
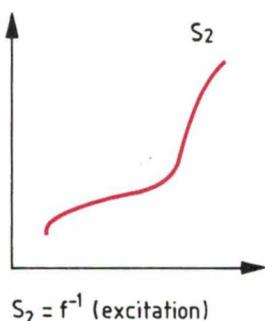
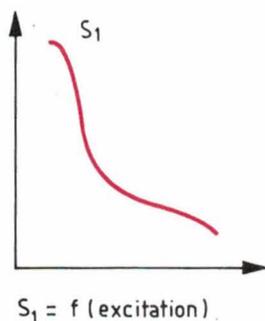
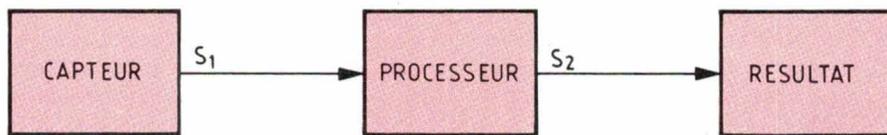


Fig. 2

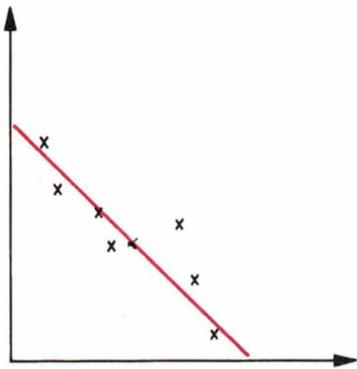


Fig. 3a



Fig. 3b

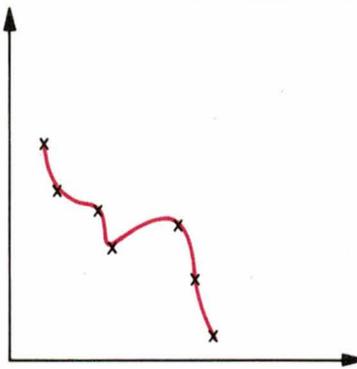


Fig. 3c

locale de la fonction (fig. 4), ce qui permet une optimisation de la capacité mémoire. D'autre part, le calcul par interpolation linéaire se satisfait d'une précision moyenne pour la représentation des variables numériques, d'où un faible temps de calcul : à titre d'exemple, l'implémentation logicielle d'une mantisse sur 16 bits avec 8 bits de caractéristique assure une précision très acceptable.

Chaque segment linéarisant la courbe d'origine est défini par les coordonnées de ses deux extrémités. Ces segments sont eux-mêmes progressivement divisés en segments de plus en plus réduits par introduction d'un point intermédiaire, défini comme la moyenne arithmétique de trois segments successifs ; le nouveau point ainsi obtenu est construit dans le segment du milieu. Cette décomposition est poursuivie jusqu'à obtenir une précision Δx et Δy suffisante.

Pour des raisons de simplicité, on supposera que la courbe à approximer est monotone (sens de variation uniforme dans l'intervalle considéré), et que les pentes de deux segments consécutifs sont égales ; nous étudierons

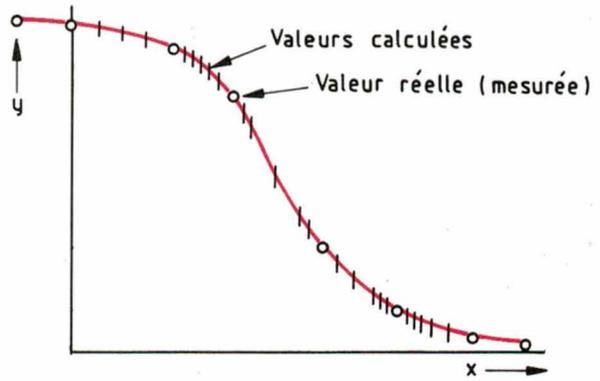


Fig. 4

par la suite le problème des points d'inflexion. De ce fait, sur chacun des points de contact « Pc » séparant deux segments successifs, la courbe à approximer possède une tangente dont la pente est la moyenne arithmétique des deux sécantes, soit :

$$mp1 = \frac{m_1 + m_2}{2} \quad (1)$$

$$mp2 = \frac{m_2 + m_3}{2} \quad (2)$$

Un point intermédiaire « Pi » est alors construit dans le segment du milieu, qui présente le même angle par rapport aux deux points de contact Pc1 et Pc2 (fig. 5). L'approximation optimale de la courbe d'origine est obtenue en diminuant de moitié la pente aux points Pc1 et Pc2 ; on a alors :

$$\Delta m_{12} = \frac{m_2 - m_1}{2} = m_{21} - m_{12} \quad (3)$$

$$\Delta m_{23} = \frac{m_3 - m_2}{2} = m_{31} - m_{22} \quad (4)$$

Les nouveaux segments ainsi définis doivent satisfaire la même condition que les segments d'origine, à savoir :

$$m_2 + m_1 = m_{12} + m_{21} \quad (5)$$

$$m_3 + m_2 = m_{22} + m_{31} \quad (6)$$

soit, par simple réécriture :

$$m_{12} = m_2 + m_1 - m_{21} \quad (7)$$

$$m_{31} = m_3 + m_2 - m_{22} \quad (8)$$

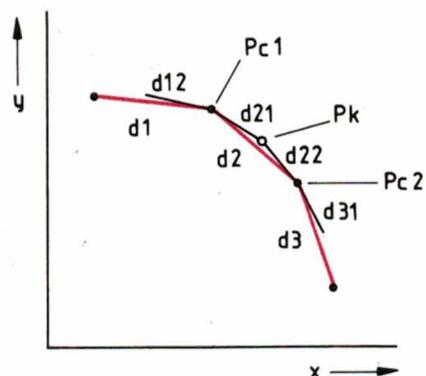


Fig. 5

L'introduction des identités (7) et (8) respectivement dans les équations (3) et (4) donne :

$$m_{21} = \frac{3}{4}m_2 + \frac{1}{4}m_1 \quad (9)$$

$$m_{22} = \frac{3}{4}m_2 + \frac{1}{4}m_3 \quad (10)$$

Dans ces conditions, la variation de pente au point Pk s'écrit :

$$\Delta m_k = m_{22} - m_{21} \\ = \frac{3}{4}m_2 + \frac{1}{4}m_3 - \frac{3}{4}m_2 - \frac{1}{4}m_1 \quad (11)$$

Soit :

$$\Delta m_k = \frac{\frac{m_2 - m_1}{2} + \frac{m_3 - m_2}{2}}{2} \quad (12)$$

Cette dernière valeur correspond justement à la moyenne arithmétique des variations de pentes des droites intermédiaires pour les deux extrémités du même segment.

Le cas des points d'inflexion

Le cas des points d'inflexion est moins fréquent, mais plus complexe, et nécessite l'introduction de deux points intermédiaires au lieu d'un seul (fig. 6). Partant toujours de trois segments consécutifs, on définit à l'intérieur du segment intermédiaire deux segments partiels, dont la projection sur l'axe horizontal est notée respectivement dx_{12} et dx_{23} , la taille de ces deux segments intermédiaires est inversement proportionnelle à la variation de leur pente, et suit la relation suivante :

$$\frac{dx_{12}}{dx_{23}} = \left| \frac{\Delta m_{23}}{\Delta m_{12}} \right| \quad (13)$$

Par définition, la longueur des segments partiels est donnée par :

$$dx_{23} = dx_2 - dx_{12} \quad (14)$$

ce qui, reporté dans l'équation (13) donne :

$$dx_{12} = \frac{dx_2}{1 + \left| \frac{\Delta m_{12}}{\Delta m_{23}} \right|} \quad (15)$$

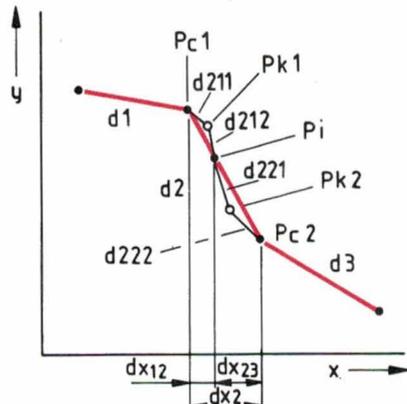


Fig. 6

La condition d'égalité des pentes précédemment énoncée doit également être respectée dans le segment contenant le point d'inflexion, aussi les équations (9) et (10) sont vérifiées. La pente m_{211} et m_{222} des segments intermédiaires est donc définie par :

$$m_{211} = \frac{3}{4}m_2 + \frac{1}{4}m_1 \quad (16)$$

$$m_{222} = \frac{3}{4}m_2 + \frac{1}{4}m_3 \quad (17)$$

Les droites d_{211} et d_{222} ne se coupant pas dans le segment du milieu, on est contraint d'introduire deux droites supplémentaires d_{212} et d_{221} , définies respectivement par les propriétés suivantes :

d_{212} coupe d_{211} et d_2 dans l'intervalle dx_{12} .

d_{221} coupe d_{222} et d_2 dans l'intervalle dx_{23} .

On notera que ces deux nouvelles droites vérifient l'équation (12) au point d'inflexion.

La variation des pentes aux points de construction s'écrit :

$$\Delta m_{k1} = m_{212} - m_{211} \quad (18)$$

$$\Delta m_{k2} = m_{222} - m_{221} \quad (19)$$

Or, les points intermédiaires sont définis par :

$$m_{212} = 2m_2 - m_{211} \quad (20)$$

$$m_{221} = 2m_2 - m_{222} \quad (21)$$

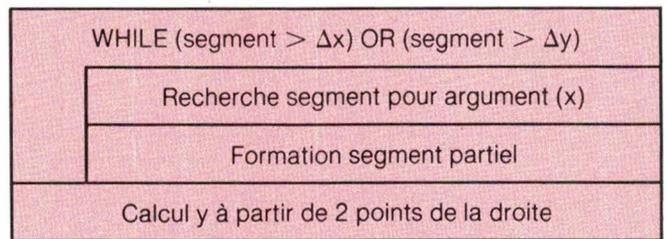


Fig. 7. - Structogramme de calcul d'un segment partiel.

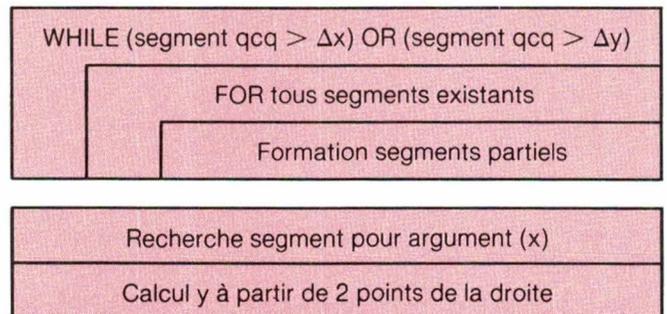


Fig. 8. - Calcul de la suite des segments (haut) et des mesures (bas).

ce qui, reporté dans les équations (18) et (19), donne :

$$\Delta m_{k1} = \frac{m_2 - m_1}{2} \quad (22)$$

$$\Delta m_{k2} = \frac{m_3 - m_2}{2} \quad (23)$$

Dans ces conditions, la variation de pente au point d'inflexion vaut :

$$\Delta m_i = m_{221} - m_{212} \quad (24)$$

ce qui, après substitution, des variables intermédiaires donne :

$$\Delta m_i = 2 m_2 - \frac{3}{4} m_2 - \frac{1}{4} m_3 - 2 m_2 + \frac{3}{4} m_2 + \frac{1}{4} m_1 \quad (25)$$

Cette dernière expression est l'homologue de l'équation (11), avec toutefois un signe opposé, qui se justifie par le changement de pente au point d'inflexion.

Application pratique

Comme pour de nombreux problèmes informatiques, la programmation de cet algorithme peut prendre deux formes, en fonction du compromis vitesse-mémoire adopté. La première solution se contente de générer les segments

partiels successifs lors du traitement des points de mesure, ce qui diminue l'occupation en mémoire aux dépens de la rapidité d'exécution. Réciproquement, si le temps de réaction est « critique », il est possible de calculer et de stocker à l'avance la série complète des points de jonction des différents segments. Les figures 7 et 8 présentent les structogrammes (diagrammes de Nassi-Shneiderman) correspondant respectivement à ces deux algorithmes : l'avantage de cette notation est sa structuration intrinsèque, aussi l'implémentation dans un langage temps-réel (PL/M, C, PEARL, PASCAL orienté temps-réel) ne devrait soulever aucune difficulté.

Bien qu'initialement présenté pour la linéarisation de mesures, le domaine d'application de cet algorithme est bien plus vaste, et rejoint le problème général de la synthèse de fonctions. Un cas particulier très fréquent est l'asservissement, la régulation ou la commande de systèmes ; dans la pratique, les calculs à effectuer se limitent souvent à des fonctions monotones sans points d'inflexion, ce qui simplifie d'autant les calculs.

B. Vellieux

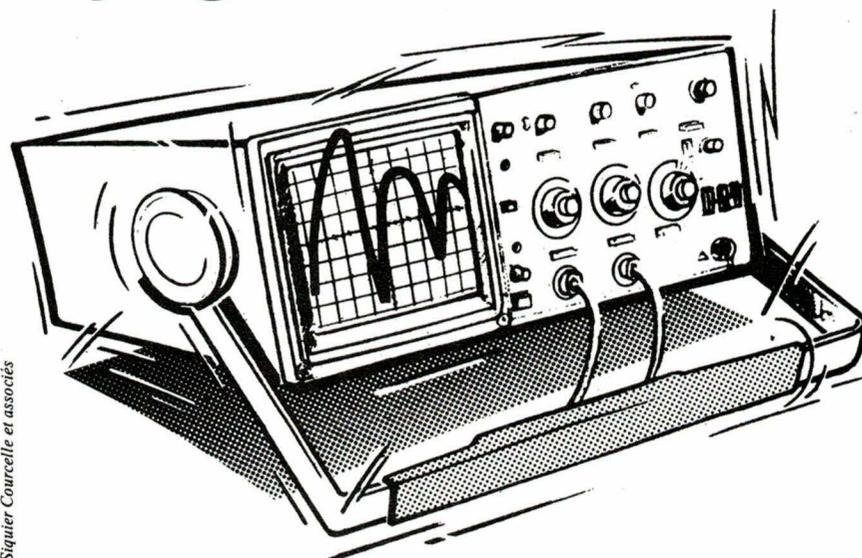
Bibliographie

« Kurvenerzeugung durch additive Segmentierung », *Elektronik*, 20/4-10-1985.

TEK 2200 OSCILLOSCOPES PORTABLES
POLYVALENTS

60 ou
100 MHz

Amateurs de bons oscillos rejoignez le club TEK



Vous désirez un oscilloscope extrêmement complet, performant : nos oscilloscopes Tek 2200 ont une bande passante de 60 ou 100 MHz. Vous souhaitez la qualité Tektronix : nos oscilloscopes ne connaissent aucun compromis, et sont garantis 3 ans. Vous ne voulez pas attendre, votre Tek 2200 est disponible immédiatement, livré avec deux sondes. De plus, ils sont accessibles. Téléphonez, notre spécialiste vous donnera tous les renseignements dont vous avez besoin. N'attendez pas. Téléphonez ou bien écrivez-nous.

NUMÉRO VERT **05.00.22.00**
APPEL GRATUIT

M. _____
Fonction _____
Société _____
Adresse _____

Tél. _____ Poste _____ EA
est intéressé par les TEK 2200.

Tektronix®

Tektronix SPV - ICD
ZAC de Courtabœuf, Avenue du Canada
BP 13 - 91941 LES ULIS Cedex

« Start-up »

Valdix est une jeune société d'électronique spécialisée dans la distribution de semi-conducteurs de haute technologie.

Son but est de mettre à la disposition des industries de pointe françaises des composants de très hautes performances conçus et développés par ce que l'on appelle des « Start-up companies ».

C'est ainsi que Valdix représente dès à présent en France les sociétés suivantes :

- Maxim Integrated Products (circuits intégrés C.MOS)
- Gigabit Logic (circuits logiques à l'arséniure de gallium 3 Ghz)
- Exar (circuits pour télécommunications et traitement/génération de signal)
- Reticon (traitement du signal)
- Intech (circuits hybrides et modules pour traitement rapide du signal)
- Analog Systems (circuits linéaires hautes performances)

Rep'Tronic est également une société nouvelle qui s'est spécialisée dans les relations avec les compagnies américaines de haute technicité.

Voici la liste des firmes qu'elle présente en France :

- Seeq (mémoires EEPROM)
- Elantec (circuits hybrides N.S. et leurs améliorations ; circuits Harris HA 25x x, 26x x...)
- Zytex (famille 74 ALS en C.MOS ; périphérique 82x x)
- Micron Technology (jusqu'à 4 mégabits en boîtier PLCC 68 broches)
- Visic (mémoires C.MOS jusqu'à 100 MHz)
- AMCC (gate-arrays ECL ultra-rapides)
- IMP (précaractérisés ; seconde source de N.S.)
- Micro Linear Corp (circuits linéaires semi-custom)

Nouvelles adresses

Allen Bradley a pris possession dernièrement de nouveaux locaux plus vastes. Il s'agit d'un immeuble autonome dans le quartier de La Défense, qui abrite dorénavant le siège social et la direction commerciale de la société ainsi que le siège d'Allen Bradley Robotronics (la division « Composants Electroniques » reste installée à Bourg-La-Reine).

Voici cette nouvelle adresse :
3, rue Paul-Lafargue, 92800 Puteaux
Tél. : 47.78.14.02. Tx : 615 750.

La société TME (Techniques Modernes d'Extensométrie), spécialisée dans la fabrication de capteurs (pression, force, déplacement) et de l'électronique associée, s'est installée dans des nouveaux locaux à l'adresse suivante : 13, rue de Morainvilliers, B.P. 42, 78630 Orgeval. Tél. : 39.75.63.63. Tx : 699 644.

Lampes à l'état solide

Techno-Profil s'est vue confier la représentation pour la France des lampes miniatures à l'état solide Ledtronics (USA).

Ces lampes sont appelées à remplacer de plus en plus les ampoules à incandescence pour deux raisons essentielles : d'une part, leur durée de vie est de 100 000 heures (au lieu de 4 à 12 000) et d'autre part, elles consomment une puissance beaucoup plus faible.

EEPROM haute densité

Seeq Technology Inc., société leader en EEPROM de haute densité, a installé depuis le 1^{er} janvier son quartier général pour l'Europe du Sud à Saint-Germain-en-Laye, couvrant ainsi la France, l'Italie et l'Espagne.

Le marché français continuera à être servi par RTF en tant que distributeur exclusif et par Rep'Tronic, spécialiste de produits « haute-technologie ».

Alimentations

« made in France »

Coutant Electronique distribuait jusqu'à présent des alimentations fabriquées dans les différentes usines du groupe en Angleterre. Dorénavant, une partie de ces produits sera fabriquée en France, exactement à Saint-Aubin-les-Elbeuf, dans une usine dont la surface définitive sera de 2 500 m².



Pour l'instant, une unité de 1 000 m² employant une vingtaine de personnes réalise des alimentations à découpage modulaires de 50 à 450 W ; dans le courant de l'année, des alimentations de forte puissance (jusqu'à 1 800 W) seront également construites.

Les transformateurs équipant ces alimentations sont fabriqués sur place.

Des gens actifs...

... dans le composant passif

La firme britannique AB Electronique vient de renforcer son réseau de vente en confiant la distribution de ses produits à un nouveau distributeur : Fitec (à Puteaux).

Les produits commercialisés vont des réseaux de résistances (SIL et DIL) aux quartz pour microprocesseurs, en passant par les réseaux R/C et les diapasons et oscillateurs à quartz. Fitec, qui se limitait auparavant dans la distribution des composants actifs (TAG, Fagor, Texas Instruments, Motorola, National Semiconductor, etc.), élargit ainsi le champ de ses activités et compte beaucoup sur cette nouvelle carte pour assurer son expansion.

Etude

L'effet pelliculaire

La « résistance électrique » d'un matériau est une notion fondamentale en électricité ; encore s'agissait-il, à l'époque où elle fut définie, de mettre en œuvre, la plupart du temps, des courants continus. Avec les courants alternatifs, notamment de haute fréquence, qu'utilise l'électronique, la notion de résistance va perdre de son absolu : une donnée nouvelle apparaît : l'effet pelliculaire – propagation des charges en surface des conducteurs. L'étude ci-après en rappelle les principes essentiels.

Principe de l'effet pelliculaire

La résistance d'un conducteur dépend du matériau le constituant, de sa section et de sa longueur.

C'est la relation classique :

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

Avec :

ρ : résistivité

l : longueur

s : section.

En alternatif, aux fréquences élevées, un autre phénomène apparaît : c'est l'effet de peau ou effet pelliculaire – « skin effect ». La résistance dépend aussi de la fréquence.

Le phénomène peut être mis en évidence par les deux expériences suivantes.

Première expérience

Appliquons la même tension à un même conducteur, d'abord en continu, puis en alternatif (fig. 1).

On note que le courant est plus important dans le premier cas, donc la résistance est plus faible.

Première conclusion : la résistance « en alternatif » est supérieure à la résistance « en continu » :

$$R_{\text{alternatif}} > R_{\text{continu}}$$

Seconde expérience

Pour étudier la répartition du courant dans le conducteur, on utilise maintenant deux sections différentes. On mesure à la même fréquence la

résistance d'un même conducteur creux ou plein (fig. 2).

On constate que le courant est le même dans les deux cas.

Conclusion : il n'y a apparemment pas présence de courant dans la partie centrale du conducteur.

Tout se passe donc, en alternatif, comme si le courant était localisé

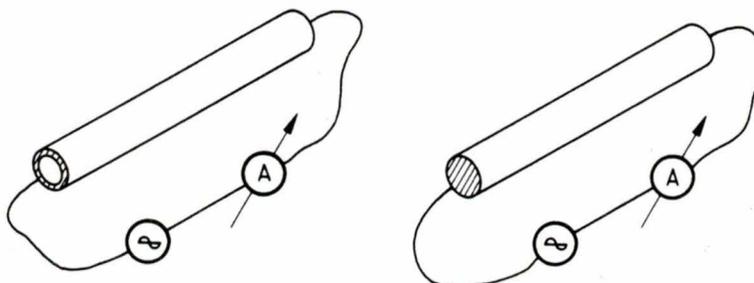
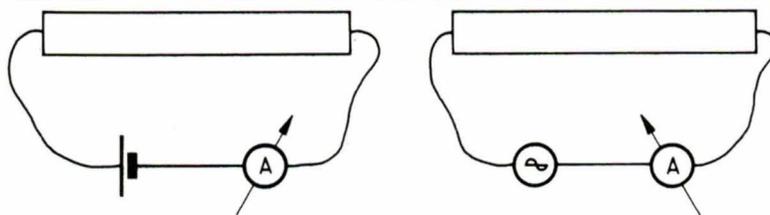


Fig. 1 (en haut) et 2 (ci-dessus).

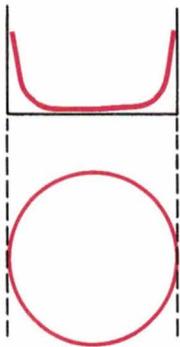


Fig. 3

dans une couronne extérieure de faible épaisseur : la « peau » du conducteur.

On démontre que la distribution du courant dans le conducteur obéit à la loi exponentielle (fig. 3) :

$$\Delta = \Delta_0 e^{-x/\delta}$$

Avec δ : épaisseur de peau.

Son expression générale est :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma f}}$$

- le nombre π vaut 3,14 ;
- dans les milieux non magnétiques :

$$\mu = \mu_0 = 4 \pi 10^{-7} \text{ H/m}$$

- la conductivité $\sigma = 1/\rho$ des métaux est de l'ordre de $10^7 \Omega^{-1}/\text{m}$; pour le cuivre par exemple :

$$\sigma = 5,65 \cdot 10^7$$

- la fréquence f est donnée en hertz.

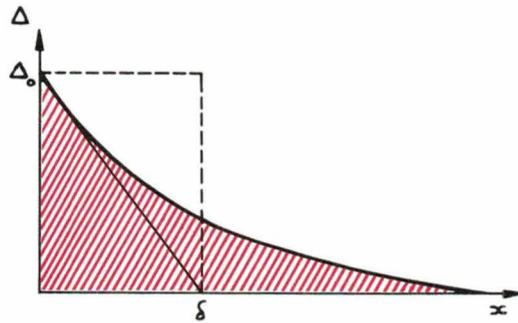


Fig. 4

Dans le cas du cuivre la relation précédente devient :

$$\delta = \frac{67}{\sqrt{f_{(\text{Hz})}}} \text{ mm}$$

soit :

$$\delta = \frac{67}{\sqrt{f_{(\text{MHz})}}} \mu\text{m}$$

L'épaisseur de peau est donc très faible.

Exemple : pour $f = 1 \text{ MHz}$ ($\lambda = 300 \text{ m}$), elle est de : 0,067 mm, soit 67 μm . Et à 100 MHz, elle devient dix fois plus faible.

On démontre aisément (fig. 4) que la surface hachurée correspond à :

$$S = \int_0^{\infty} \Delta_0 e^{-x/\delta} dx = \Delta_0 \delta$$

soit au rectangle ayant pour côtés : δ et Δ_0 .

Du point de vue de la résistance, tout se passe comme si la totalité du courant passait uniquement dans la couronne d'épaisseur « δ ». Ce qu'il illustre qualitativement la seconde expérience citée ci-avant.

Calcul de la résistance

en alternatif

Deux cas sont à considérer :

- L'épaisseur de peau est très inférieure au rayon du conducteur : $\delta \ll R$.

Nous sommes dans le cas de distribution de la figure précédente.

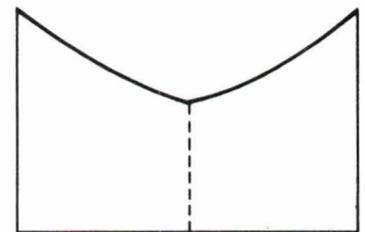


Fig. 5

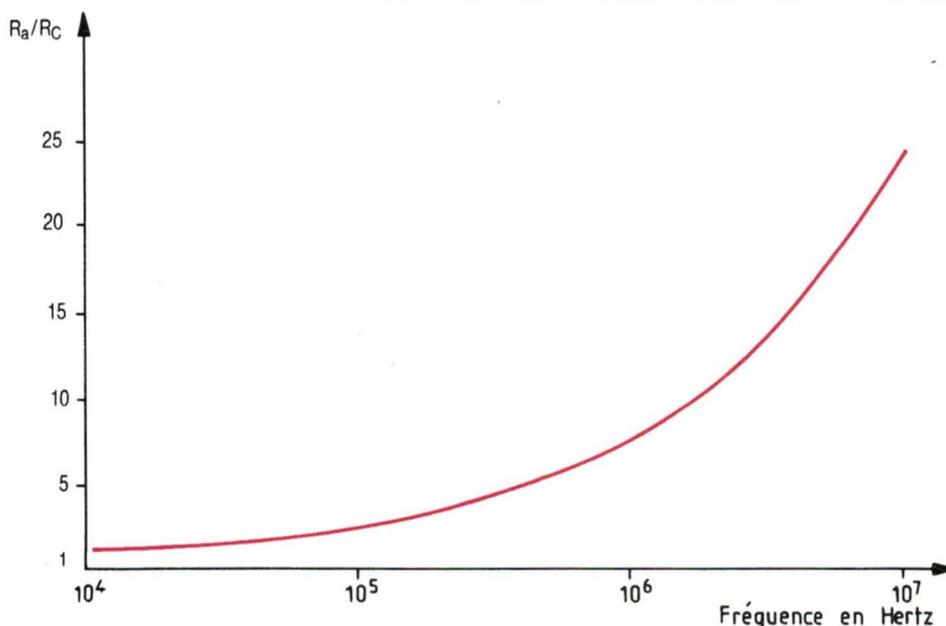


Fig. 6

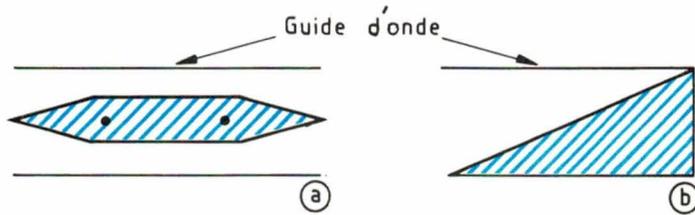


Fig. 7. - a : atténuateur à lame graphitée ; b : charge adaptée.

Dans cette hypothèse, le rapport des résistances en alternatif et en continu est donné par :

$$\frac{R_a}{R_c} = \frac{\rho_a I_a S_c}{\rho_c I_c S_a} = \frac{S_c}{S_a}$$

Or la section en continu est :

$$S_c = \pi R^2$$

Avec R le rayon, alors qu'en alternatif, la section utile vaut :

$$S_a = 2 \pi R \delta$$

Le rapport des résistances est donc :

$$\frac{R_a}{R_c} = \frac{R}{2 \delta}$$

soit, dans le cas du cuivre :

$$\frac{R_a}{R_c} = 7,5 R \sqrt{f_{(MHz)}}$$

avec le rayon R donné en millimètres.

— Si la condition précédente n'est pas satisfaite, la distribution prend la forme de la figure 5.

Ce sont toujours des branches d'exponentielles, mais qui sont maintenant limitées.

Le rapport R_a/R_c devient :

$$\frac{R_a}{R_c} = \frac{x^2}{(1 - e^{-x})(2x - 1 + e^{-x})}$$

avec :

$$x = \frac{R}{\delta} = \frac{R \sqrt{f}}{0,067}$$

Le rapport R_a/R_c tend d'ailleurs très vite vers $x/2$, ce qui nous ramène pratiquement toujours au premier cas.

Application : variation de la résistance d'un conducteur en cuivre de 2 mm de diamètre en fonction de la fréquence.

On constate sur la courbe de la figure 6 que :

- jusqu'à $f = 10$ kHz, la résistance reste constante ;
- jusqu'à $f = 100$ kHz, la valeur de la résistance a déjà plus que doublé ;
- jusqu'à $f = 10$ MHz, elle vaut près de 25 fois la valeur qu'elle avait en continu.

En conséquence, pour réaliser des blindages en haute fréquence, une fai-

ble épaisseur de métal suffira. En hyperfréquence — f supérieur à 1 GHz — on pourra absorber un signal en plaçant dans le guide d'onde un support enduit d'une fine couche de poudre de graphite, ce qui constituera ainsi un mauvais conducteur.

On peut réaliser ainsi atténuateurs et charges adaptées (fig. 7).

Conclusion

Dans un conducteur parcouru par un courant de haute fréquence, on constate que :

- le courant se déplace sur l'extérieur du conducteur ;
- pour une pénétration perpendiculaire d'une fois l'épaisseur de peau, la densité de courant diminue dans un rapport de $e = 2,718$ soit 8,6 dB ou 1 néper ;
- l'épaisseur de peau est d'autant plus faible, ce qui conduit à R_a/R_c d'autant plus grand que :

- la perméabilité est grande ;
- la résistivité est faible ;
- la fréquence est élevée.

A. Billès

MOTS CROISES

(Solution de la page 65)

1	A	M	A	I	G	R	I		R	A	M	E
2	L	O	N	N	R	O	T		A	R	A	N
3	P	R	A	O		S	H	A	V	I	N	G
4	H	O	S	P	I	T	A	L	I	S	E	R
5	A	S		E	T	I	Q	U	E	T	T	E
6	B	I	E	R	E		U	N		O		N
7	E	T	N	A		P	E	I	N	T	R	E
8	T	E	N	N	I	S		T	U	E	U	R
9	I		E	T	R	I	P	E	R		B	
10	S	E	M		E	T	A		S	E	I	N
11	M	O	I	S		T	I	R	E	U	S	E
12	E	N	S	O	R		R	U	S	H		T

CALENDRIER DES MANIFESTATIONS 1986

8-10 avril

Salon Internecon de la fabrication de matériel électronique.

Birmingham

Rens. : 01-701-7127

15-18 avril

SIRCOM 86

Salon international des radiocommunications professionnelles.

Paris

Rens. : 30-74-05-58

15-18 avril

Adhécom, Semaine internationale de l'adhésion et de l'emballage.

Bordeaux

Rens. : 56-50-84-49

22-25 avril

SEIPRA, Salon de l'électronique industrielle, de la productique, de la robotique et de l'automatisation.

Nantes

Rens. : 40-35-75-20

13-15 mai

Opto 86, Journées européennes de l'optoélectronique.

Paris

Rens. : 43-25-58-74

28 mai-4 Juin

Machine-Outil 86, XIV^e Biennale de la machine outil et de l'assemblage automatisé.

Paris

Rens. : 42-33-88-77

17-21 septembre

SICOB 86

Paris

Rens. : 42-61-52-42

18-21 novembre

PRONIC 86

Paris

Rens. : 45-05-13-17

LES COMPOSANTS ACTIFS

de visu

Filtre passe-bande audio

Le FX326 de C.M.L. est un filtre passe-bande audio à capacité commutée réalisé en technologie C.MOS.

La réponse en fréquence des filtres est commandée par une horloge, et un diviseur programmable permet des réponses en fréquence standard de 300 Hz – 3 000 Hz, ou 300 Hz – 3 400 Hz.

On peut donc utiliser ce dispositif avec des générateurs de fréquence variés : résonateur, quartz ou horloge.

Economique, alimenté en 5 V, piloté par quartz, il est disponible en boîtier DIL ou en boîtier pour montage en surface.

I.S.C. France.

SERVICE-LECTEURS N° 35

Générateur de fonctions trigonométriques

Référencé AD639, ce circuit calcule toutes les fonctions trigonométriques telles que sinus, cosinus, tangente, sécante, cotangente, cosécante et leurs fonctions réciproques.

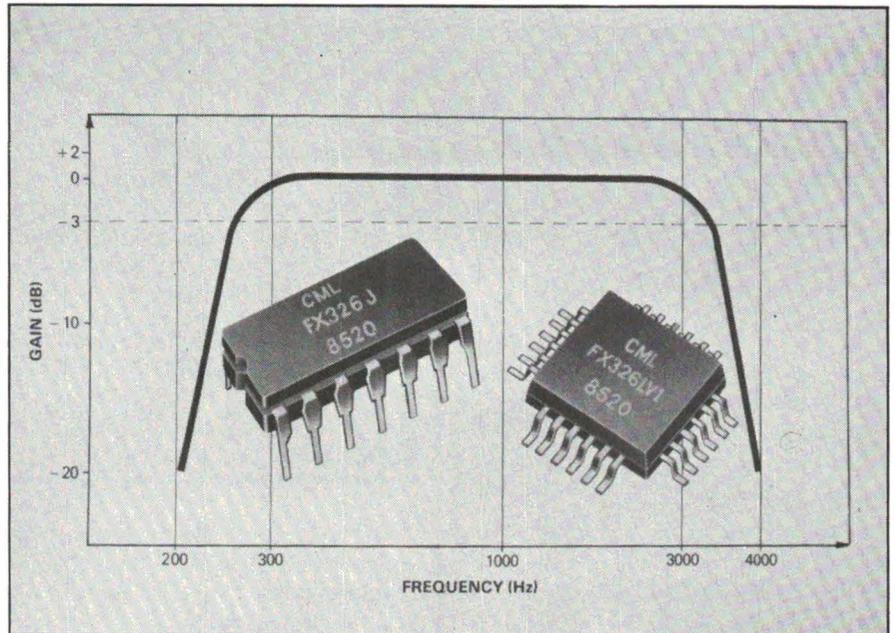
L'AD639 accepte un angle, représenté par une tension, et génère une tension égale à la ligne trigonométrique sélectionnée par l'utilisateur.

Ce circuit ne nécessite aucun ajustement ou composant externe ; il est garanti pour des erreurs crête de 0,4 % (sinus), 0,7 % (cosinus) et 2 % (tangente).

Présenté en boîtier céramique DIP 16 broches, l'AD639 peut être alimenté de ± 5 à 18 V et dissipe 300 mW maximum.

Analog Devices

SERVICE-LECTEURS N° 36



Régulateur à découpage :

+ ou - à partir du +

Le LM1578 est un régulateur à découpage pouvant produire à sa sortie une tension positive ou négative à partir d'une tension continue d'entrée positive.

On peut utiliser le LM1578 dans des circuits de conversion de tension continu-continu, comme dans les configurations « buck », « boost » ou inversion.

Ce régulateur utilise un étage comparateur/référence unique qui non seulement possède des pins de sortie distinctes à la fois pour les entrées inverseuses et non inverseuses, mais également fournit une tension de référence interne de 1,0 V à chaque entrée.

Le LM1578, qui peut fonctionner sous des tensions d'alimentation comprises entre 2 V et 40 V, peut débiter une intensité de sortie pouvant atteindre 750 mA, avec saturation inférieure à 1 V.

Selon l'application, une broche externe de limitation de courant peut être référencée soit par rapport à la

masse, soit par rapport à la broche Vcc de la tension d'alimentation.

Ce circuit est commercialisé en deux versions : mini-boîtier DIL 8 broches ou SO (Small outline).

National Semiconductor

SERVICE-LECTEURS N° 37

Double amplificateur logarithmique 1,3 GHz

Le circuit SL2521 est un double amplificateur logarithmique à détection réalisé en technologie ultra-rapide bipolaire $3\mu\text{m}$ à isolement par oxyde.

Sa bande passante à -3dB est de 1,3 GHz.

Son temps de montée est de 3 ns et son temps de descente de 5 ns.

Commercialisé en gamme militaire (-55 à +125 °C), il se présente en boîtier LCC 20 sorties pour montage en surface.

Plessey Semiconductors

SERVICE-LECTEURS N° 38



COMPOSANTS ACTIFS

Régulateur de tension pour alternateur

Dans les alternateurs d'automobile, la tension de sortie est régulée en contrôlant le courant d'excitation de l'inducteur. Actuellement, cette fonction est assurée par des circuits hybrides couche épaisse.

On peut à présent remplacer ces derniers par un circuit intégré haute puissance, référencé **L9480**, qui améliore la fiabilité et réduit les coûts ; il réunit en effet les circuits de commande et ceux de puissance.

Capable de délivrer jusqu'à 4 A, le L9480 est un régulateur à auto-oscillant, monté dans un boîtier TO-3. Aucun composant extérieur n'est nécessaire.

Un dispositif de réglage « zap » à diode Zener permet de garantir la précision de tension de sortie ($\pm 1\%$) exigée par les nouveaux types de batteries scellées. En outre, le coefficient de température (caractéristique importante pour les régulateurs d'alternateurs) est très contrôlé.

On obtient ce résultat grâce à un circuit qui détermine avec précision la température ambiante, en captant la température de la puce et en compensant automatiquement l'élévation de température causée par la dissipation du circuit.

La tension de sortie et le coefficient de température sont tous deux déterminés par des options de masquage et peuvent être ajustés à la demande en fonction des exigences du type de batterie choisie par le client.

Pour assurer une excellente fiabilité dans le rude environnement automobile, le L9480 est protégé contre les transitoires de chute de charge (« Dump ») jusqu'à 80 V, les inversions de connexion et les surcharges thermiques. La possibilité de fonctionner à partir de très faibles tensions lui assure un fonctionnement correct au démarrage par temps froid.

S.G.S.

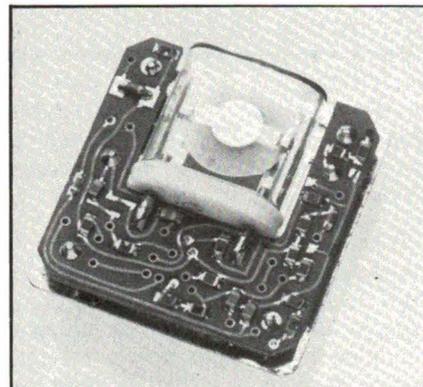
SERVICE-LECTEURS N° 39

Oscillateur intégré

Cet oscillateur à quartz, de type intégré à compensation de température, utilise un circuit analogique qui permet de travailler sur des fréquences de grande stabilité dans une gamme de température allant de -40 à $+85$ °C, cette stabilité pouvant atteindre des valeurs inférieures à 1 ppm.

Une autre caractéristique significative est sa très faible consommation : 4 mA en sortie C.MOS ; 8 mA en sortie TTL.

L'utilisation de composants de surface augmente la fiabilité de l'ensemble et permet de réduire sensiblement la taille du boîtier ($36,1 \times 26,7 \times 10,16$ mm).



Ces oscillateurs sont couramment utilisés dans des systèmes de communication militaires pour des fréquences de 4 à 20 MHz.

S.T.C. Composants.

SERVICE-LECTEURS N° 40

Régulateurs à découpage multi-sorties 25 W

Les régulateurs à découpage de la série **PMB** fournissent, en plus de la sortie principale, une à deux sorties auxiliaires. Par exemple, 5 V et ± 12 V continu avec une gamme de tension d'entrée de 12 à 80 V.

La sortie principale n'a pas d'isolation galvanique alors que les sorties

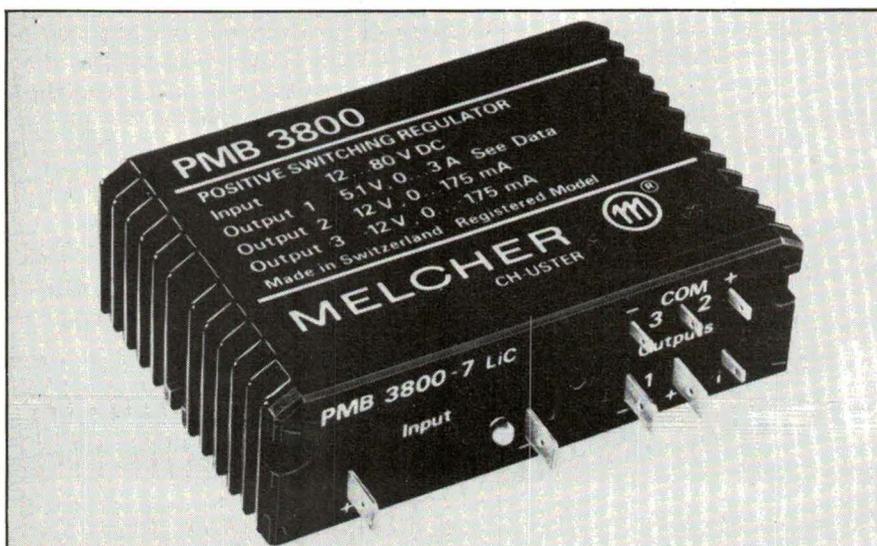
auxiliaires sont isolées par rapport à l'entrée et à la sortie principale (100 V DC).

Les sorties auxiliaires sont régulées linéairement.

La puissance de sortie totale est de 25 W avec un rendement de 81 %.

Melcher France

SERVICE-LECTEURS N° 41





COMPOSANTS ACTIFS

CAN rapide 14 bits

Le convertisseur analogique-numérique 14 bits ICL7115 a un temps de conversion de $40 \mu\text{s}$ et peut assurer 25 000 conversions par seconde.

Il allie la faible consommation et la haute fiabilité inhérentes à la technologie C.MOS, la précision de la technologie des résistances à couche mince et la technique unique de correction d'erreur par PROM mise au point par le fabricant.

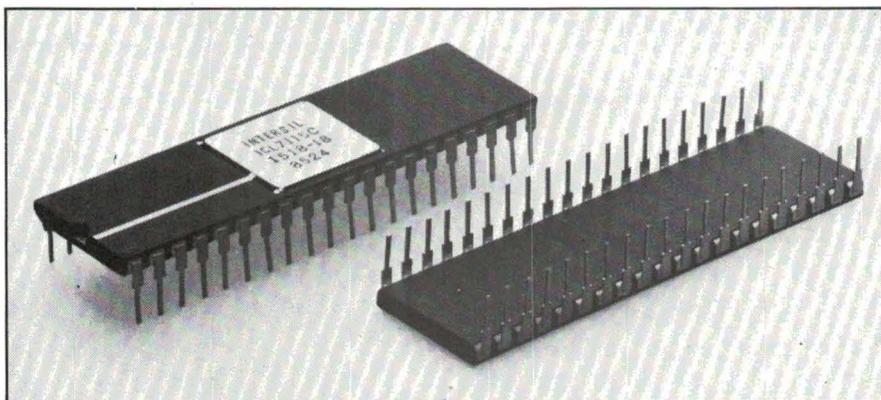
Au lieu d'utiliser les techniques conventionnelles de correction d'erreur (ajustage laser ou court-circuit de zener), ce convertisseur en boîtier 40 broches est calibré en usine à l'aide d'une mémoire intégrée. Grâce à des résistances couche mince ultra-stables, la méthode de correction par PROM est exceptionnellement stable dans le temps et en température ($1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ tant en linéarité qu'en gain) et apporte de nombreuses améliorations par rapport aux anciens circuits hybrides.

Par ailleurs, étant en C.MOS, le circuit ne dissipe que 20 mW pour une tension d'alimentation de $\pm 5 \text{ V}$.

La résolution de 14 bits du ICL7115 lui permet de ne délivrer qu'un seul et unique code numérique parmi 16384 à chaque variation de $300 \mu\text{V}$ de sa tension d'entrée, ce qui lui confère des performances huit fois supérieures aux convertisseurs monolithiques concurrents. Ce convertisseur est garanti sans aucun code manquant sur 13 bits (classe K) à 25°C , et sur 12 bits dans toute la gamme des températures comprises entre -55°C et $+125^\circ\text{C}$, telle que définie pour les applications militaires.

GE-Intersil

SERVICE-LECTEURS N° 42



Amplificateur opérationnel à linéarité de gain exceptionnelle

L'OP-77 a un gain minimum en boucle ouverte de $5\,000 \text{ V/mV}$, un taux de réjection de mode commun de $1 \mu\text{V/Vmax}$ et un taux de réjection d'alimentation de $3 \mu\text{V/Vmax}$. De plus, la dérive moyenne en température de la tension d'« offset » d'entrée, le courant de polarisation d'entrée ainsi que le courant d'« offset » d'entrée ont été réduits d'une manière significative. L'OP-77 atteint ces performances avec une consommation de 60 mW, c'est-à-dire la moitié de celle consommée par un OP-07 (120 mW).

Avec un gain de 12 000 000 (5 000 000 minimum) et une linéarité de ce gain proche de l'idéal, les erreurs dues au gain peuvent être réduites à un minimum jamais atteint auparavant. La non-linéarité du gain en boucle ouverte, souvent négligée dans le passé et source d'erreurs, a été virtuellement éliminée.

Le gain en boucle ouverte, extrêmement élevé et constant, de l'OP-77 permet d'obtenir des performances

précises dans les applications à gain élevé en boucle fermée tel que dans le conditionnement de signal issu de thermocouples ou de capteurs. Une grande résolution numérique exige que l'amplificateur qui précède le convertisseur analogique numérique ait un gain élevé et stable qui reste constant pour toute l'excursion en tension du signal.

La dérive en température de la tension d'« offset » de $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ($0,3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max) offre une stabilité en température comparable à celle des amplificateurs opérationnels « chopper » ; mais sans leurs larges impulsions de découpage, leurs très longs temps de recouvrements, la distorsion qu'ils introduisent pour les signaux proches de la fréquence de découpage et leur faible puissance de sortie.

La faible tension d'« offset » ($10 \mu\text{V}$ typ ; $25 \mu\text{V}$ max) et la dérive en température sont des paramètres importants pour l'obtention d'une grande précision quand l'amplificateur opérationnel est utilisé en convertisseur courant-tension à la suite d'un DAC de haute résolution. Quand il est utilisé comme « buffer » en sortie d'une référence de tension de précision, un taux de réjection de mode commun performant, un taux de réjection d'alimentation élevé ainsi qu'une faible tension d'« offset » et une faible dérive en température de cette tension sont essentiels.

Precision Monolithics

SERVICE-LECTEURS N° 43

VOTRE SOCIETE MET SUR LE MARCHE DE NOUVEAU PRODUITS ? OUI ! ALORS... FAITES-LE NOUS SAVOIR.

Enertec Instruments



ATP 8000 un investissement rentable !

Economie de fonctionnement

L'analyseur de transitoires programmable 8000 réunit 3 fonctions dans un même boîtier. Il a été conçu pour être associé à l'enregistreur Servofram dont la robustesse, la fiabilité et le faible coût d'exploitation (pointes billes) garantissent une utilisation de longue durée à coût réduit.

3 fonctions dans un même boîtier

Associé à l'enregistreur multivoie Servofram, l'ATP

8000 offre à l'utilisateur :

- la synchronisation des tracés
- le dialogue avec un calculateur RS 232C ou IEEE488
- la capture des signaux rapides, temps d'échantillonnage : 20 μ s.

Tracé de haute résolution

Les performances des tiroirs d'entrées du Servofram et la précision des systèmes d'inscription assurent une résolution de 4000 points pour un tracé large de 250 mm.

Facilité d'utilisation

Le menu interactif permet à tout utilisateur d'exploiter la totalité des possibilités de l'ATP 8000.

ATP 8000
+
enregistreur Servofram
+
assistance
Enertec Instruments
=
un ensemble
qui défie le temps !

Enertec Instruments 5 rue Daguerre - 42030 St-Etienne cedex 2 France
Tél : 77.25.22.64 - Télex 300796
Agences : Grenoble 76.54.04.72, Marseille 91.66.68.21, Nancy 83.36.70.86,
Rennes 99.38.00.56, St-Etienne 77.25.22.64, Toulouse 61.80.35.04, Vélizy (1) 39.46.96.50

ENERTEC
Schlumberger

LES PRODUITS CONNEXES

de visu

Relais « Dual-in-line »

Embrochable dans les socles de circuits intégrés (conformes à la norme TO116), le Dip Relais est équipé en série de deux contacts inverseurs jumelés, suivant le principe croisé, en argent-platine plaqué or.

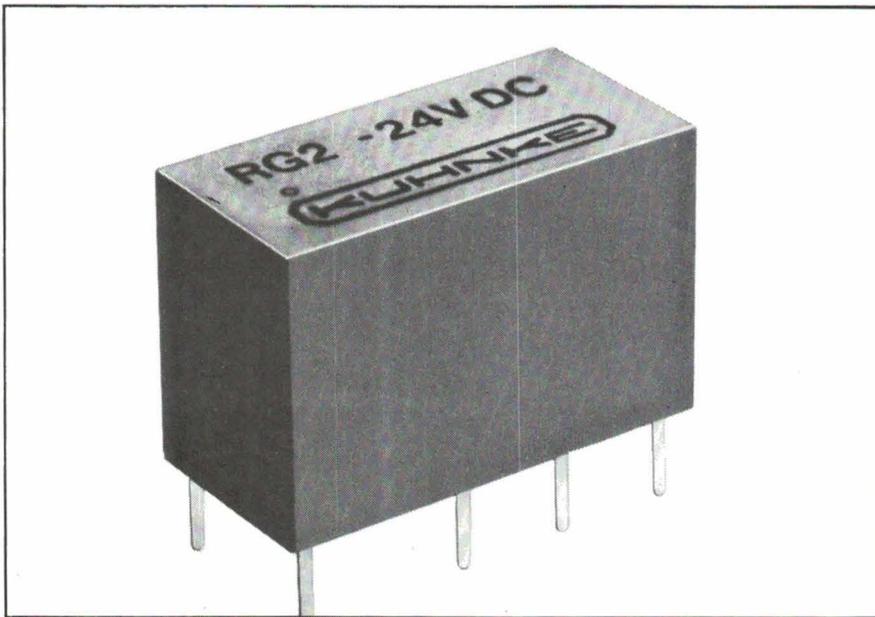
Il est parfaitement étanche aux solvants et aux vapeurs, pour permettre le soudage à la vague.

Les contacts admettent au minimum 50 μ A et au maximum 2 A.

Fabriqué sur une chaîne entièrement automatisée et contrôlée par ordinateur, ce relais trouvera des applications particulièrement dans les télécommunications, les équipements de sécurité, les automatismes et les produits blancs ou bruns.

Kuhnke

SERVICE-LECTEURS N° 44



Capteurs de pression différentielle

Couvrant une large gamme d'applications industrielles ou de laboratoire, la série BP11100 comprend des capteurs capables de mesurer de très faibles pressions différentielles (1 millibar) sous des pressions de ligne très importantes.

Tous les fluides corrosifs peuvent être admis de chaque côté de la membrane.

Ces capteurs possèdent un fort découplage thermique et une excellente compensation, ce qui les rend particulièrement insensibles aux fluctuations climatiques.

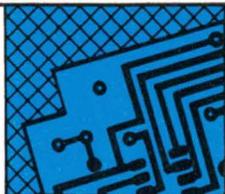
L'alimentation peut se faire soit en continu 12 ou 24 V, soit en 48 V alternatif.

Les sorties peuvent être en tension (1, 2, 5 ou 10 V) ou en courant (0-20 ou 4-20 mA).

CSI

SERVICE-LECTEURS N° 45





PRODUITS CONNEXES

Capteur de pression-sanguine jetable

Dans ce capteur, référencé 156PC, une puce en silicium comportant un diaphragme et quatre piézo-résistances est implantée sur un tube transparent à deux ouvertures permettant l'écoulement. L'inflexion du diaphragme par la pression sanguine génère une tension de sortie de haute linéarité proportionnelle à la pression sanguine.

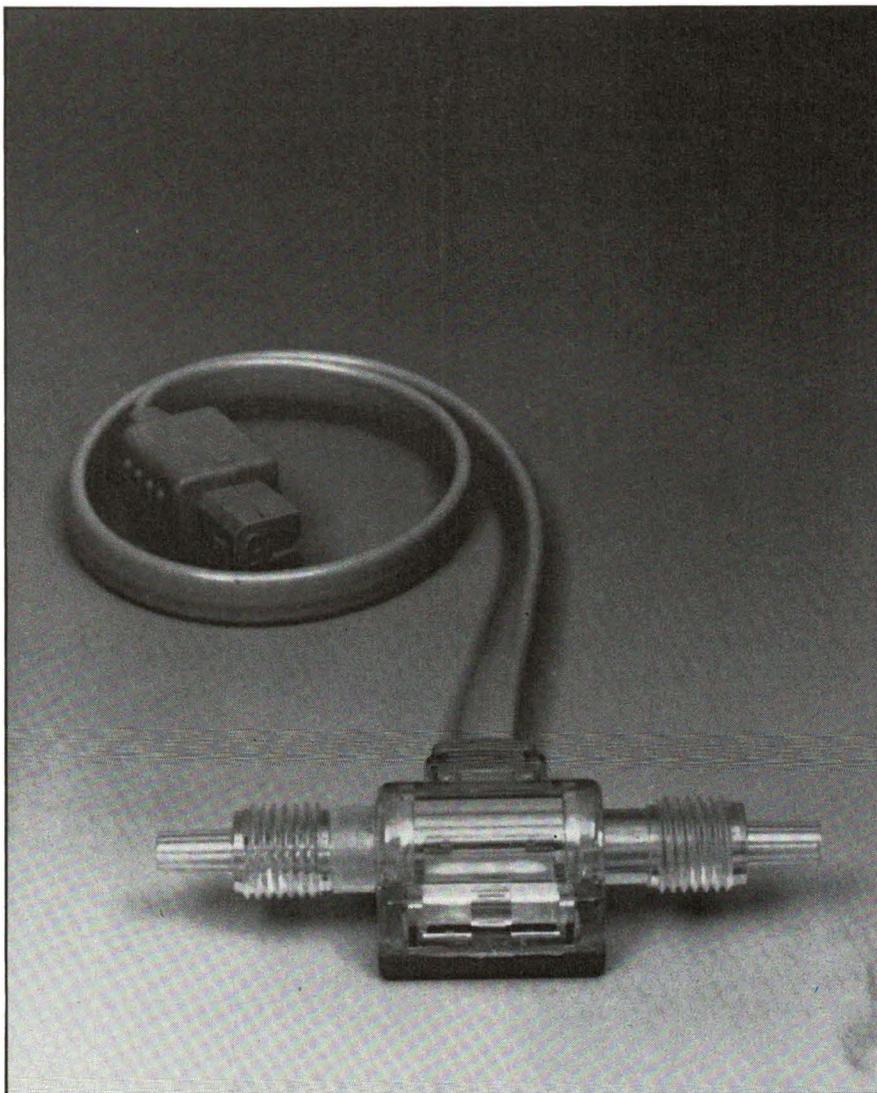
L'utilisation d'une puce en silicium assure une excellente répétabilité et l'ajustement des résistances au laser assure un calibrage facile et une bonne compensation de température.

L'évent atmosphérique situé au fond du câble de raccordement réduit les possibilités de contamination de l'intérieur du capteur. Les fluides peuvent être liquides ou gazeux, non réactifs aux silicones, polycarbonates et au silicium.

Sous excitation 10 Vcc à 25 °C, ce capteur mesure des pressions de - 50 à + 300 mm Hg avec une hystérésis inférieure à 1 %. Il supporte des dépassements de gamme de - 700 à + 4 000 mm Hg et des défibrillations de 5 charges de 400 joules/50 Ω répétées en 5 minutes.

Honeywell

SERVICE-LECTEURS N° 46



Gaines de protection thermique

Les gaines de protection thermique Spiralu et Texalu sont des gaines en fibre de verre enduites d'une formulation spéciale à base d'aluminium.

Ces gaines ont en commun une tenue en température continue de + 550 °C ainsi qu'une action réfléchissante de la température radiante.

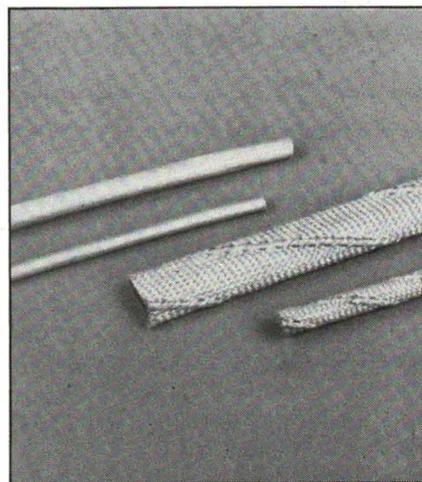
L'une est simplement tressée, tandis que l'autre possède, en addition, un ou plusieurs cordonnets spirales améliorant les performances.

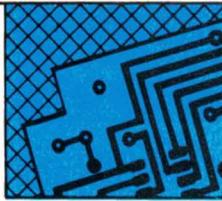
Parallèlement, l'enduction aluminisée améliore sensiblement la tenue mécanique des fibres tout en conservant une bonne flexibilité.

Ces produits représentent donc une solution idéale pour la protection à haute température de tous fils, câbles, flexibles passant à proximité d'une source de chaleur vive: moteurs et turbos (automobile), fours ou cuisinières ou électroménager, fonderies, aciéries, etc.

Compagnie Française des Isolants

SERVICE-LECTEURS N° 47





PRODUITS CONNEXES

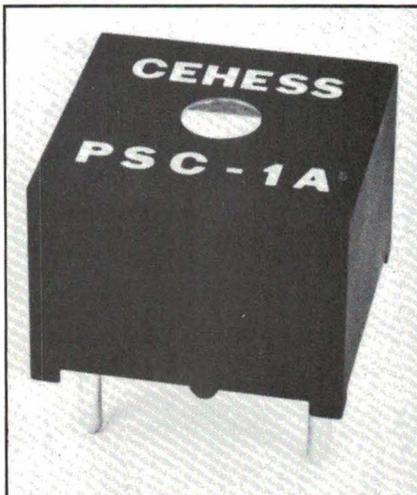
Mini-fusible à contact

Le fusible PSC est présenté sous forme d'un boîtier à 4 broches (avec détrompeur de position) pouvant être soudé ou enfiché sur circuit imprimé. Dans des dimensions subminiatures (10 x 10 x 7 mm), ce composant de protection réunit trois fonctions :

- Protection contre les surintensités du circuit dans lequel il est inséré par la présence d'un fusible intégré dans le boîtier.
- Fermeture, au moment de la fusion du fusible, d'un contact normalement ouvert pouvant ainsi mettre sous tension tout courant de signalisation, de contrôle de détection, etc.
- Signalisation optique de la fusion par changement de couleur d'un voyant situé sur le corps.

Cehess

SERVICE-LECTEURS N° 48



Jumpers à broches surmoulées

Ces jonctions nouvelles, à câbles laminés et broches de contacts, sont surmoulées aux points de soudure. Elles réunissent la flexibilité d'un câble laminé et la stabilité d'une réglette de contacts.

Le surmoulage élastique assure le centrage parfait des broches et reste flexible dans le sens perpendiculaire.

Ces jumpers s'enfichent dans des réglettes de contacts, mais peuvent également être soudés. Comme support, trois différentes sortes de polyester et un support en capton, résis-

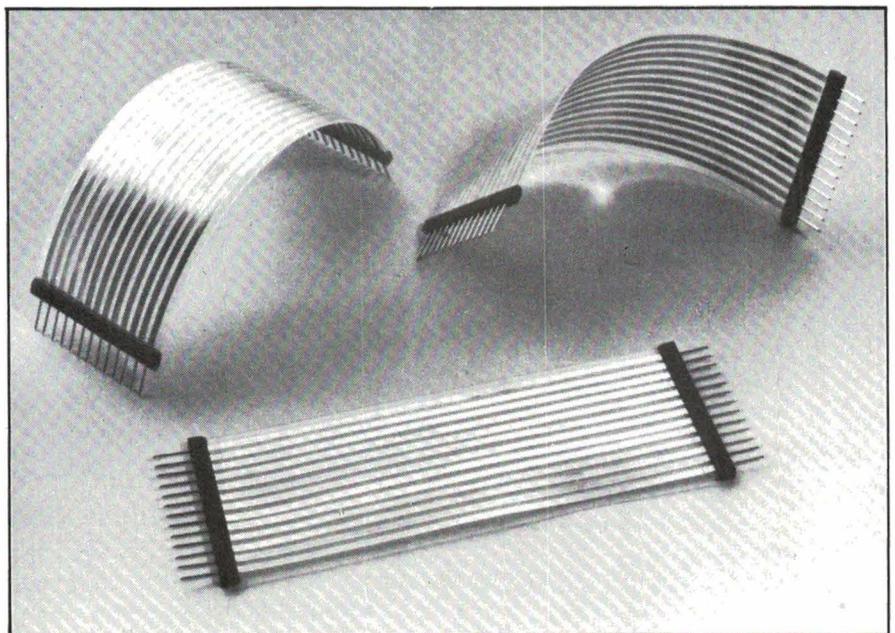
tant à 130 °C, sont proposés. Les conducteurs sont en cuivre et correspondent aux normes AWG 24, 25, 26 ou 30. Ils existent dans les cinq pas standardisés 1,27 - 2,54 - 3,175 - 3,81 et 5,08 mm.

Les contacts, d'un diamètre de 0,4 ou 0,6 mm ont une longueur de 8 mm maxi. et se terminent en pointe. Ils sont également livrables coudés ou pliés en quinconce.

Fabriqués sur mesure, les jumpers ont de 2 à 32 conducteurs et toutes les longueurs à partir de 15 mm.

Wet-France

SERVICE-LECTEURS N° 49



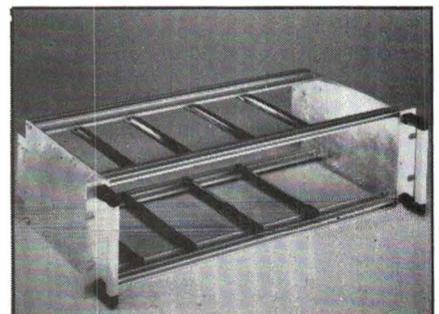
Bacs à cartes « Europe »

Cette nouvelle série de bacs à cartes, conforme à la norme DIN 41494 (Norme Europe) a été développée dans le but de répondre aux désirs, de plus en plus nombreux, des utilisateurs recherchant une structure normalisée et économique pour leurs circuits imprimés.

Disponibles en 3U et 6U, hauteurs les plus courantes, les bacs de la série Ecobac sont interchangeables avec les systèmes existants. La gamme se complète par divers accessoires : cadre support connecteurs indépendant, capots, platine arrière, et diverses adaptations à la demande.

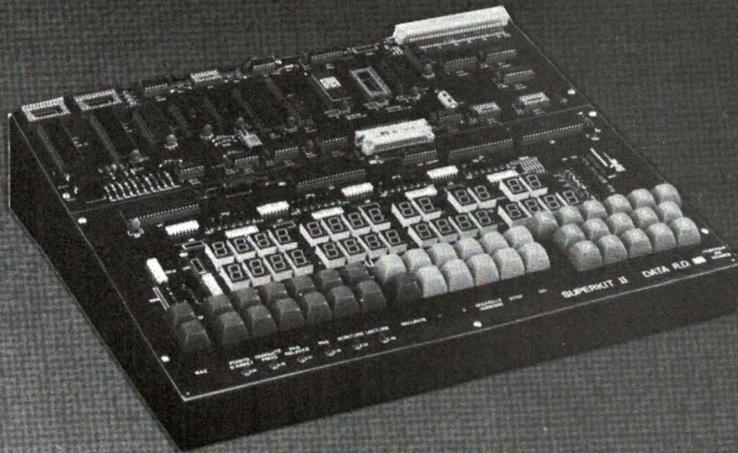
SEEM

SERVICE-LECTEURS N° 50



SUPERKIT 64

kit d'enseignement à RAM 64K



En trois ans, des centaines de professeurs (CET, Université, IUT, AFPA...) ont opté pour notre SUPERKIT. Les raisons? les voici :

Les 6809, 8085, Z80, 6502 et 6800/2

Le SUPERKIT est basé sur un 6809. Avec ses 16 bits internes et ses instructions orientées pile S (LEAS...), ce μ P. vous permet d'enseigner les méthodes modernes de programmation dynamique. Mais si vous préférez rester dans la tradition, actionnez un dip-switch et vous passez en 8085, 6502, 6800/2 ou Z80.

Un assembleur "2 passes"

L'assembleur du SUPERKIT n'est pas un "lignes à lignes" comme on en faisait il y a 10 ans, mais un assembleur très complet admettant les pseudos (ORG, FCB, EQU...) et gérant même les étiquettes locales. Le code fourni est binaire ou S1-S9.

Un éditeur pleine page

Un bon assembleur nécessite également un bon éditeur, et celui du SUPERKIT est sensationnel : gestion du curseur, suppressions, insertions, mouvements de lignes, de pages etc... De plus, les commandes apparaissent en clair sur l'écran. Soyons sérieux ; si l'on veut parler "pédagogie", la première condition à remplir est d'avoir un excellent éditeur pleine page orienté "menu".

Un debugger "EXTRA"

Le meilleur éditeur-assembleur ne serait rien sans un excellent debugger, et dans ce domaine, le SUPERKIT est roi.

Par exemple, vous étudiez une PUSH. Pour visualiser le contenu de la pile, il vous faut 19 manipulations exactement avec un kit à 6 afficheurs de grande diffusion. C'est tellement compliqué que vous y renoncez rapidement. Avec le SUPERKIT, il ne vous en faut qu'une seule. Vous appuyez sur la touche "pile S" et le contenu de la pile est immédiatement visualisé.

Et ceci n'est qu'un exemple parmi tant d'autres. De multiples innovations (*) liées à un moniteur puissant (32 Ko. et plus de 700 pages de listing !!!) ont fait du SUPERKIT un produit d'une pédagogie sensationnelle et d'une extraordinaire maniabilité.

(*) DATA R.D. a déposé plusieurs brevets d'invention.

(**) Prix indicatif HT au 1/1/86. Ce prix est révisable et n'engage pas notre société.
Note : L'éditeur/assembleur nécessite soit un terminal, soit les extensions clavier/visu.
Marques déposées : SUPERKIT = DATA R.D., Z80 = ZILOG.

L'affichage pédagogique

Le SUPERKIT existe en version moniteur vidéo ou 30 afficheurs. Dans les deux cas, vous avez continuellement sous les yeux les registres internes du μ P. : A, B, X, Y, U... ou BC, DE, HL... en mode 8085 etc... et le CCR est décodé bit à bit. Cela veut dire qu'en pas à pas, vous n'avez aucune manipulation à effectuer pour visualiser tel ou tel registre, ce qui est très pédagogique.

Des interfaces sérieuses

Le SUPERKIT, c'est également beaucoup plus : des CI montés sur supports, une RAM de 8K, 16K ou 72K selon les versions, des interfaces allant du PIA/ACIA-RS232/Timer au FDC WD1770 et CRTC semi-graphique couleur EF9345, ainsi que des cartes d'extension fort intéressantes : à 6845, avec un CDA/CAD, pour la commande moteurs, miniwrapping, progr. de REPRM etc...

De nombreuses écoles enseignent déjà le "système" (64K, vidéo, floppy) et ont compris que, de nos jours, il faut aller beaucoup plus loin que le PIA. Alors faites de même et regardez de près ce que nous vous offrons : tout ce que la concurrence n'a pas.

...et l'outil de développement

Par la suite, vous pouvez transformer votre SUPERKIT en outil de développement à 2 floppys. Nos deux cartes programmeur de REPRM (.....27256) et émulateur en temps réel à mémoire trace de 8K32 vous seront des extensions précieuses. Mais nous avons également un outil de développement pour 29800 Frs (**) (clavier IBM-like, visu, 2 disques 2x1Mo, programmeur 27512..). Et pour les logiciels, vous n'avez que l'embarras du choix : pas moins de 7 compilateurs "C" ainsi que les cross-assembleurs pour 6800/1/2/3/4/5/8/9/11/HC11, 6502/xx, 8080/5, Z80, Z8, 1802/5, 8048, 8051, TMS7000, 68000 (se renseigner pour le 68000).

DATA R.D.

tél. :
75-42-27-25

**Z.I. de l'armailier, rue Gaspard Monge
26500, BOURG-LES-VALENCE (France)**

LES ÉQUIPEMENTS

de visu

Alimentation à découpage 150 W ultra-compacte

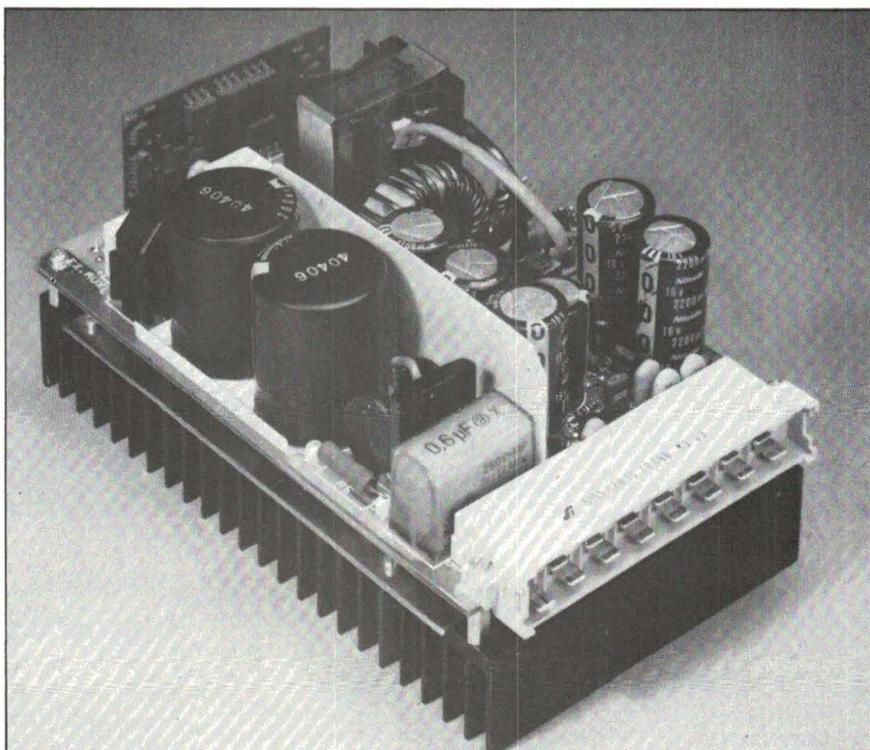
Utilisant des technologies de pointe comme la commutation en haute-fréquence et des circuits hybrides très élaborés, l'alimentation à découpage LKP 3151A est spécialement destinée aux équipements pilotés par microprocesseur, y compris les unités de disques ou de disquettes.

Ce module universel de 150 W possède une sortie triple : 5 V et ± 12 V.

D'un encombrement réduit (100 x 160 x 81 mm), il peut se permettre une excellente performance de compacité (1,83 W par pouce cube).

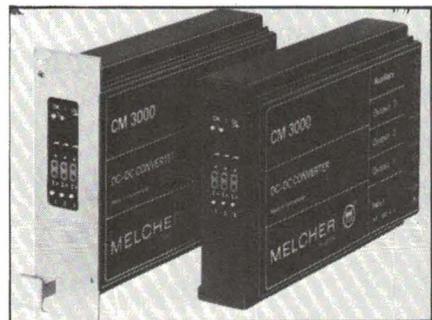
LK Power Systems

SERVICE-LECTEURS N° 52



Convertisseurs = / = 40 W multi sortie

Les convertisseurs continu-continu des séries AM/BM et CM acceptent des tensions d'entrée variant de 7 à 120 V suivant les modèles et fournissent des tensions de sortie de 5 V \pm 12 V, 5 V \pm 15 V ou des tensions simples de 5 V, 12 V ou 24 V. Ces appareils peuvent fonctionner dans une plage de température de - 25 à + 71 °C. La fréquence de découpage est de 100 kHz. Ces convertisseurs se présentent sous la forme de cassettes Europe pour être enfichées en rack 19 pouces.



La puissance du boîtier est de 40 W et chaque sortie est protégée contre les surtensions et les court-circuits.

Melcher France

SERVICE-LECTEURS N° 53

Alimentations alternatives de puissance

La série KBT de la firme américaine Behlman comprend 128 modèles d'alimentations alternatives de puissance pilotées par un synthétiseur à microprocesseur et couvrant les puissances de 100 VA à 27 kVA en mono, bi ou triphasé (étoile ou triangle). Quatre gammes de fréquences sont disponibles, allant de 45 ou 150 Hz à 2 000 ou 10 000 Hz.

Les gammes standard de tensions de sortie sont 0 à 270 V eff avec un changement automatique d'échelle à 135 V pour les monophasées, ce qui permet de disposer du double d'intensité dans la gamme 0 à 135 V, la puis-

sance disponible étant proportionnelle à la tension de sortie.

En version manuelle, la tension et la fréquence se règlent à l'aide d'un clavier situé en face avant. Un affichage numérique indique simultanément les fréquences, tensions et débits de l'alimentation sur la charge.

Les autres performances de ces alimentations sont : 0,5 % de distorsion harmonique quelle que soit la fréquence ; 0,5 % de régulation pour 0 à 100 % de variation de la charge et 0,1 % de régulation pour ± 10 % de variation de la tension ; un temps de réponse de quelques microsecondes.

Ces alimentations sont calculées pour offrir leur puissance nominale dans les pires conditions de charge (facteur de puissance de 1) et de température (+ 55 °C). Une surcharge de 150 % permanente est possible avec un facteur de puissance de 0 et une température de 25 °C.

Technitron

SERVICE-LECTEURS N° 54



ÉQUIPEMENTS

Alimentation à découpage modulaire

L'alimentation de type ML est entièrement modulaire et constitue une solution idéale aux besoins d'alimentations spécifiques ou évolutives.

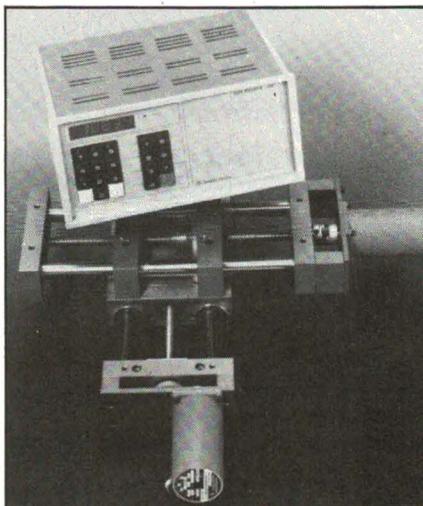
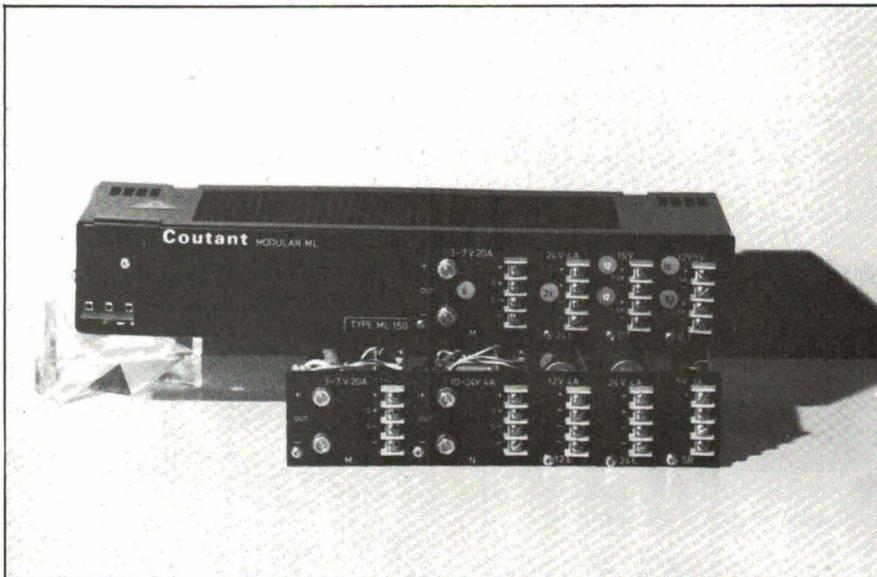
Une gamme de 33 modules de sortie, permettant de débiter des tensions de 2 à 35 V et des courants de 0,5 à 40 A, permet de réaliser n'importe quelle alimentation de 1 à 11 sorties.

Deux modèles de convertisseurs de base en 150 et 300 W admettent en entrée 115 V et 220 V nominaux de 47 à 440 Hz. Trois modèles en 50 W, 150 W et 300 W existent également et fonctionnent avec en entrée des tensions continues de 18 à 32 V et de 38 à 64 V. Les modules de sorties sont identiques, que l'entrée soit alternative ou continue.

Toutes ces alimentations et convertisseurs continu-continu peuvent fournir 50 % de puissance supplémentaire en convection forcée, et la plupart des modules peuvent supporter des surcharges de 100 % pendant 10 secondes.

Coutant Electronique.

SERVICE-LECTEURS N° 55



Commande programmable pour moteur pas-à-pas

Le Seledata SM 511/512 regroupe pour la première fois sous forme compacte un ou deux translateurs pour moteur pas-à-pas et un programmeur à console intégrée.

Chaque translateur comporte une alimentation bipolaire réglable entre 2 et 5 A ; il délivre une tension maximale de 48 V et contrôle le moteur en demi-pas.

Le système comporte 500 lignes permettant de programmer les fonctions suivantes :

- Indexation absolue ou relative.
- Accélération et décélération.
- Vitesse jusqu'à 12 000 pas par seconde.
- Facteur d'échelle (Nombre de pas/distance).
- 10 compteurs avec affichage.
- Temporisation.
- 4 entrées et 4 sorties par axe.
- Sortie FM et RS 232 C.

Le programmeur dispose de 5 niveaux de sous-programmes et de 4 branches parallèles.

Regulelec

SERVICE-LECTEURS N° 56

Charges électroniques programmables

Ces charges électroniques programmables sont indispensables dans les bancs de tests automatiques ainsi que pour les études et essais des générateurs à courant continu, tels que les alimentations, les convertisseurs, les batteries et chargeurs, les cellules solaires, etc.

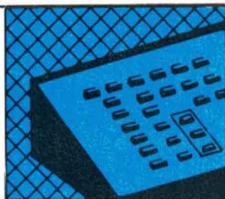
Elles permettent un contrôle précis de la tension et du courant. Elles maintiennent une tension constante ou un courant constant et leur fonctionnement est manuel ou par programmation en IEEE 488.

Les différents types vont de 30 A/300 W (modèle SDCH-GB 30.300 B) à 200 A/3 kW (modèle SDCH-GB 200 3KB).

La tension est réglable jusqu'à 60 V max. Le courant débité dans la charge peut être permanent, pulsé ou un dosage des deux modes. En régime pulsé, le courant est réglable entre 2 niveaux de 0 à I max, le rapport cyclique de 0 à 100 %, la fréquence de 120 Hz et la pente de 10 μ s à 100 μ s.

Sodilec

SERVICE-LECTEURS N° 57



ÉQUIPEMENTS

Alimentations ininterrompibles

Les alimentations de la série LPS assurent un contrôle constant de la tension réseau fournie à des alimentations stabilisées à découpage disposées en aval. Elles fournissent une tension continue (260 V) permanente, même après baisse instantanée ou lente, disparition intermittente ou totale du réseau alternatif, sans aucune commutation.

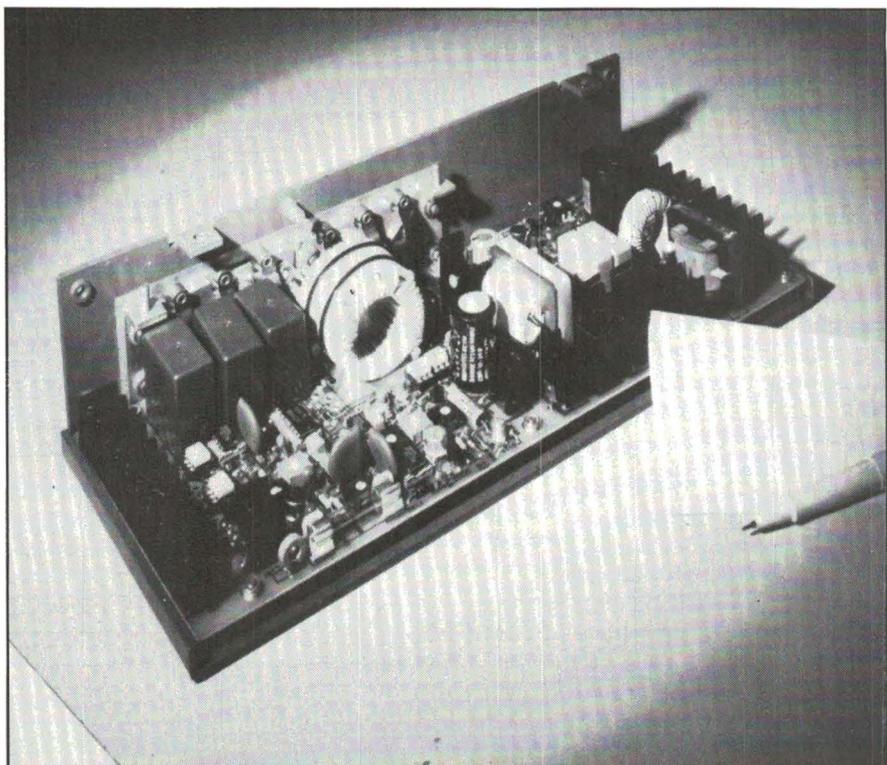
La puissance disponible sur chaque unité de base est de 400 W. Il est possible d'augmenter cette puissance par adjonction de modules complémentaires disposés en parallèle.

Le rendement est de 98 % sur réseau et 85 % sur batterie.

L'autonomie, déterminée par la capacité des batteries incorporées, est par exemple de 5 minutes pour 400 W délivrés avec une batterie de 5 Ah et de 2 heures avec une batterie de 36 Ah en cas de coupure totale du réseau.

Lambda

SERVICE-LECTEURS N° 58



SI VOUS DESIREZ RECEVOIR UNE DOCUMENTATION DU FABRICANT D'UN PRODUIT DECRIT DANS NOS PAGES DE NOUVEAUTES (OU DE PLUSIEURS D'ENTRE EUX), VEUILLEZ UTILISER LA CARTE DE « SERVICE-LECTEURS » A LA FIN DU JOURNAL.

Supports mécaniques pour équipements microprocesseurs

Ces systèmes mécaniques sont destinés aux équipements à microprocesseurs et sont compatibles Bus VME et Multibus II.

Un système complet comprend généralement un bac à cartes, un coffret, une alimentation stabilisée, des cassettes floppy, des cartes mères, ainsi que de nombreux accessoires tels que des prolongateurs de carte.

Ces ensembles sont habituellement complétés par une ventilation forcée tandis que l'alimentation secteur s'effectue au travers d'un filtre antiparasite normalisé.

Schroff

SERVICE-LECTEURS N° 59

Enregistreurs potentiométriques

La série SC 280 comprend des enregistreurs potentiométriques verticaux à 4, 6 ou 8 voies sur 250 mm de largeur de piste. Cette gamme d'enregistreurs est particulièrement adaptée à la mesure des paramètres à évolution lente : températures, pressions, débits, contraintes dans les domaines de la production, du développement ou du contrôle.

Ces enregistreurs peuvent être montés en baie 19 pouces et reçoivent du papier en rouleau ou en paquet préplié. L'écriture s'effectue avec des plumes pointe fibre jetables interchangeables, d'une grande autonomie. Un temps de réponse de 300 millisecondes pleine échelle et une précision de 0,5 % assurent un fonc-

tionnement fiable convenant à la plupart des applications industrielles et scientifiques. L'entraînement du papier par moteur pas à pas procure à l'utilisateur à la fois une grande précision et une gamme étendue de 199 vitesses de 1 cm/h à 100 cm/mn.

Un ensemble de modules enfichables permet d'adapter la configuration du système à l'application de chaque utilisateur : mesures de tension de 1 mV à 200 V pleine échelle avec ou sans décalage de zéro, mesures de courant, mesures de température avec thermocouple. En option, toutes les voies peuvent être synchronisées grâce à un sous-ensemble effectuant la numérisation, le stockage et la conversion numérique/analogique des signaux.

Gould Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 60

ALIMENTATIONS

une gamme réellement
complète

un stock important
des prix attractifs
catalogue 120 pages
sur demande

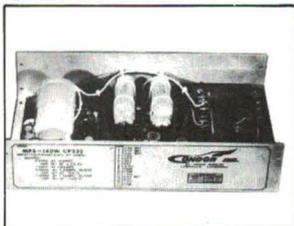
linéaire

ÉCONOMIQUE

**TRÈS HAUTE
FIABILITÉ**

CONDOR

SHINDENGEN



haute puissance

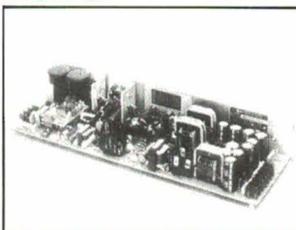
**TRÈS HAUTE
FIABILITÉ**

multisorties

ÉCONOMIQUE

EMI

TODD



haute tension

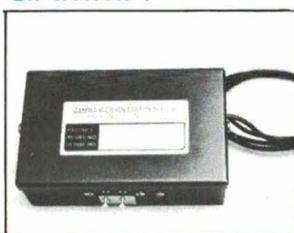
LARGE GAMME

modulaire

BOITIER MOULÉ

GAMMA

AK



 division
électronique

54, Av. Emile Zola
75015 Paris
Tél. 45.75.53.53
Télex : 202 288 F

SERVICE-ANNONCEURS N° 19



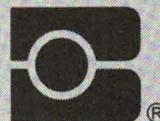
**une infinité de solutions
fiabiles et pratiques**

boit publicite

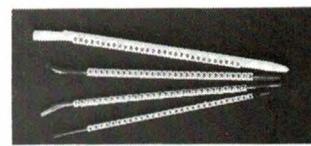
MARQUAGE FILS ET CABLES

CAVALIERS

Cavaliers-repères, 12 diamètres de 0,96 à 19,05 mm. Marquage permanent indélébile. Transfert instantané de l'applicateur au fil par simple glissement.

BRADY


W.H. BRADY
Route d'Ardon
45370 Jouy-le-Potier
Tél. : (38) 45.80.65



SERVICE-ANNONCEURS N° 20

ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 46 - PAGE 95

LA MICRO-INFORMATIQUE

de visu

Carte mémoire

La mémoire RAM statique MVME 215 peut être utilisée dans des applications grande vitesse nécessitant une grande capacité de mémoire non volatile et utilisant le BUS VME.

Trois versions de ce module sont disponibles avec des capacités de 256 K, 512 K ou 1 Mbyte. Le temps d'accès maximum est de 285 ns.

Cette carte est destinée à des applications n'utilisant pas de mémoire de masse (disques Winchester ou disquettes) et peut être utilisée en complément de la gamme de cartes microprocesseurs de **Motorola** (16 et 32 bits).

Les batteries se trouvant sur la carte sont chargées lorsque le module est mis sous tension (par le BUS VME). Quand le courant est coupé, l'information est stockée dans la RAM et peut être maintenue pendant près de 2 500 heures.

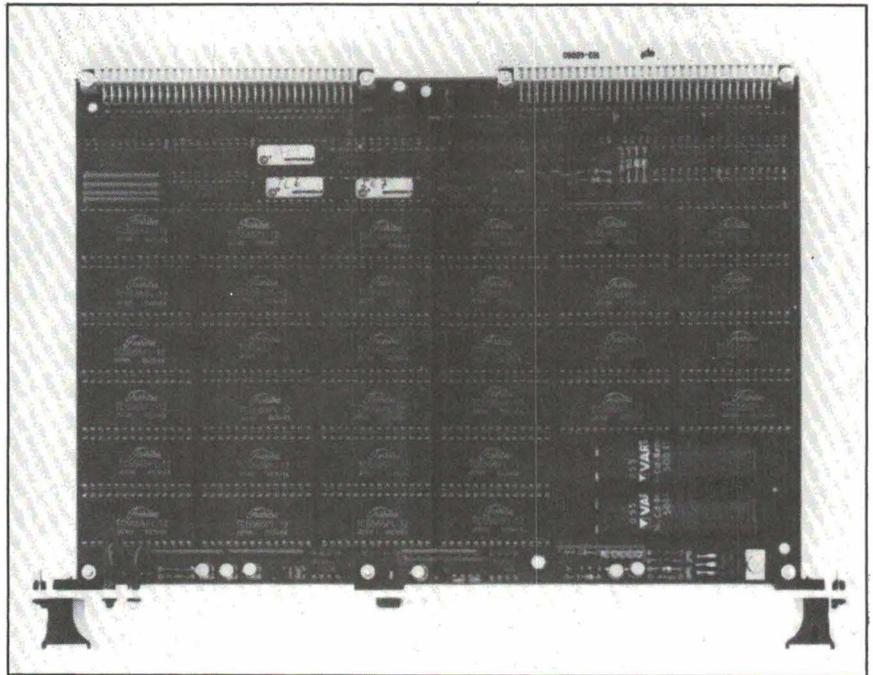
Motorola

SERVICE-LECTEURS N° 62

Imprimantes sans impact

Ces modèles à impression laser associent la vitesse d'une imprimante ligne à la qualité d'une imprimante à marguerite et la souplesse d'une imprimante matricielle : elles impriment 24 pages à la minute et offrent une résolution de 300 points par pouce (1 pouce vaut 25,4 mm) en vertical et horizontal. Elles utilisent des feuilles de papier dont le format peut aller jusqu'à 28 x 43 cm (11 x 17"). De plus elles sont silencieuses, le niveau sonore étant inférieur à 55 dB(A) lors de l'impression, à 45 dB(A) au repos.

La famille d'imprimantes LZR2600 se compose de 6 modèles : le modèle de base LZR2600 ; la LZR2610 : émulation d'imprimante ligne ; la LZR2620 : émulation d'imprimante



ligne qui autorise le graphique ; la LZR2630 : émulation d'imprimante à marguerite ; la LZR2650 qui autorise l'impression de graphiques en utilisant « Rprint » ; et la LZR 2660 qui imprime du texte à l'aide du logiciel Postscript.

Ces imprimantes sont équipées d'interfaces parallèles Dataproducts, parallèles Centronics et série RS 232. Elles offrent une grande fiabilité avec un MTBF de 3 à 5 mois à 10 000 pages/mois, 25 bourrages pour 100 000 pages, un MTTR de 0,5 heure et une maintenance préventive de 40 000 pages.

Dataproducts

SERVICE-LECTEURS N° 63

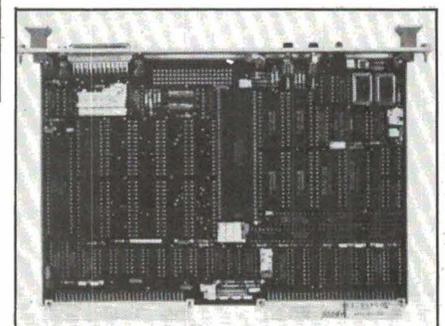
Kit d'évaluation VME

Ce kit se compose d'une carte unité centrale PG 2010, du moniteur temps-réel pSOS et de son débogueur pROBE.

La carte PG 2010 qui peut fonctionner en autonome ou dans un environnement VME a les caractéristiques suivantes :

- unité centrale 68 000 8 MHz ;
- 12 supports mémoire (SRAM ou PROM) ;
- 2 voies RS 232 C (2661) ;
- 1 port parallèle ;
- 1 timer (68230).

Le moniteur temps-réel pSOS permet la gestion d'applications multi-tâches et le débogueur pROBE assure la mise au point d'applications sous pSOS et le téléchargement des programmes sur la PG 2010.



Philips

SERVICE-LECTEURS N° 64

Systeme d'implantation ionique

La fabrication des semi-conducteurs comporte un curieux paradoxe : au début des opérations, on doit utiliser des tranches de silicium dotées d'une très grande pureté, pour ensuite dépenser des fortes sommes d'argent afin d'y introduire des impuretés !

Ces impuretés, appelées « dopants », sont ajoutées pour une raison essentielle qui est la création de zones de jonctions à l'intérieur du silicium.

Dans les vingt premières années de l'industrie des semi-conducteurs, cette opération était réalisée au moyen d'une technique appelée « diffusion ».

Les tranches de silicium, revêtues d'un masque délimitant les zones de diffusion, étaient portées à une température d'environ 1 200 °C à l'intérieur d'un tube où le dopant était injecté sous forme de gaz.

L'extrême miniaturisation actuelle des circuits intégrés rend cette méthode inapplicable, car elle manque de précision au niveau de l'aire de diffusion (phénomène de diffusion latérale) et de la concentration de dopant.

L'industrie inventa une nouvelle technique : l'implantation ionique.

L'implantation ionique

C'est un procédé dans lequel les molécules de dopant (bore, phosphore, arsenic, etc.) sont d'abord ionisées, et ensuite accélérées jusqu'à une vitesse suffisante pour qu'elles puissent pénétrer le substrat et y rester prisonnières.

L'implantation ionique est un procédé plus rapide que la diffusion et comporte l'énorme avantage d'être effectuée à la température ambiante. La concentration de dopant peut être réglée avec précision et possède une bonne uniformité. En outre, la quasi suppression de la diffusion latérale permet d'obtenir des zones de jonction « bien au carré ».

Le « Precision Implant 9000 »

C'est un système complet d'implantation ionique, entièrement automatisé, capable de traiter des tranches de 6 ou 8 pouces (jusqu'à 25 tranches de 6 pouces simultanément).

Ces tranches sont montées sur une roue-cible qui tourne devant le faisceau électronique, pouvant atteindre une intensité de 30 mA avec une gamme de tensions comprises entre 10 et 180 kV.

Toutes les sources de contamination parasite ont pratiquement été éliminées au cours de l'étude de ce système, dont le facteur de propreté est

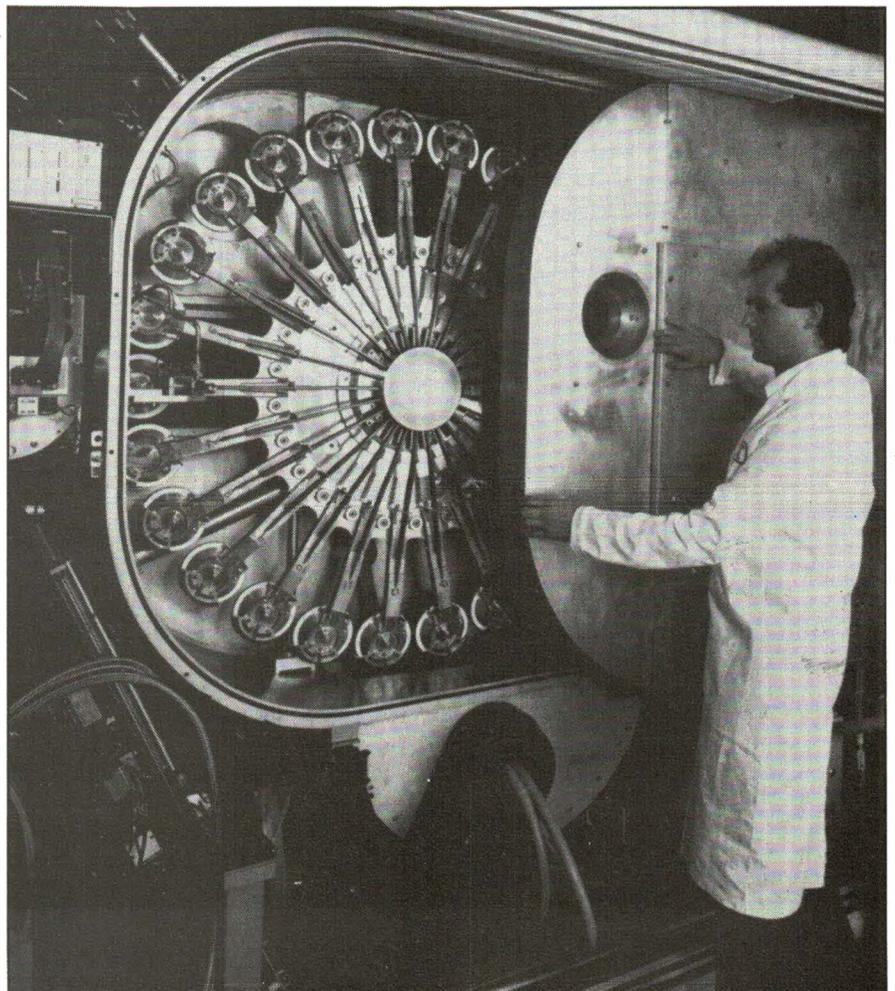
au moins dix fois plus important que celui des autres systèmes d'implantation.

Le constructeur pense qu'avec l'augmentation du rendement de ce nouveau système un an suffira, dans la plupart des cas, à amortir la machine.

D'un prix avoisinant les 2 millions de dollars, le Precision Implant 9000 s'adresse à la clientèle peu nombreuse des fabricants de semi-conducteurs... à moins qu'un gagnant du Loto... ?

Applied Materials

SERVICE-LECTEURS N° 61



S'ABONNER?

POURQUOI?

Parce que s'abonner à "ELECTRONIQUE APPLICATIONS"

C'est ● plus simple,
● plus pratique,
● plus économique.

C'est plus simple

● un seul geste, en une seule fois,
● remplir soigneusement cette page pour vous assurer du service régulier de ELECTRONIQUE APPLICATIONS

C'est plus pratique

● chez vous!
dès sa parution, c'est la certitude de lire régulièrement notre revue
● sans risque de l'oublier, ou de s'y prendre trop tard,
● sans avoir besoin de se déplacer.

COMMENT?

En détachant cette page, après l'avoir remplie,

● en la retournant à:
ELECTRONIQUE APPLICATIONS
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS Cédex 19

Mettre une **X** dans les cases ci-dessous et ci-contre correspondantes :

Je m'abonne pour la première fois à partir du n° paraissant au mois de

Je renouvelle mon abonnement et je joins ma dernière étiquette d'envoi.

Je joins à cette demande la somme de Frs par :

chèque postal, sans n° de CCP
 chèque bancaire,
 mandat-lettre
à l'ordre de: ELECTRONIQUE APPLICATIONS

COMBIEN?

ELECTRONIQUE APPLICATIONS (6 numéros)
1 an 120 F France
1 an 170 F Etranger

(Tarifs des abonnements France: TVA récupérable 4%, frais de port inclus. Tarifs des abonnements Etranger: exonérés de taxe, frais de port inclus).

ATTENTION! Pour les changements d'adresse, joignez la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F. en timbres-poste, et des références complètes de votre nouvelle adresse. Pour tous renseignements ou réclamations concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

Ecrire en MAJUSCULES, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre deux mots. Merci.

Nom, Prénom (attention: prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

Complément d'adresse (Résidence, Chez M..., Bâtiment, Escalier, etc...)

N° et Rue ou Lieu-Dit

Code Postal

Ville

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

SERVICE LECTEURS

Le «Service Lecteurs» est destiné à tous et permet de recevoir, de la part des fabricants, importateurs et distributeurs, des informations complémentaires à celles fournies dans nos rubriques «Nouveaux produits».

Il vous suffit de **cercler** les numéros correspondant aux produits qui vous intéressent dans la carte ci-contre que vous ferez parvenir après l'avoir complétée et affranchie, à ELECTRONIQUE APPLICATIONS qui transmettra toutes les demandes.

SERVICE ANNONCEURS

Ce service « annonceurs » permet de recevoir de la part des fournisseurs et annonceurs, une documentation complète sur les publicités publiées dans ELECTRONIQUE APPLICATIONS.

Il vous suffit pour cela, de **cercler** sur la carte « Service annonceurs » le numéro de code correspondant à l'information souhaitée et d'indiquer très lisiblement vos coordonnées.

Adressez cette carte affranchie à ELECTRONIQUE APPLICATIONS qui transmettra toutes les demandes.

Pour remplir la ligne « secteur d'activité » et « fonction », indiquez simplement les numéros correspondants en vous servant du tableau reproduit au verso.

Service Lecteurs ELECTRONIQUE n° 46 APPLICATIONS

Pour être informé sur les nouveaux produits, remplissez cette carte. (Ecrire en capitales)

Nom: _____ Prénom: _____
 Adresse: _____
 Code postal: _____ Ville: _____
 Pays: _____ Secteur d'activité: _____ Fonction: _____
 Société: _____ Tél: _____

ELECTRONIQUE APPLICATIONS transmet, après les avoir triées, vos demandes aux différents fabricants, importateurs ou distributeurs. Ces sociétés reçoivent, afin de faciliter leur tâche, des étiquettes auto-collantes mentionnant vos nom et adresse. En cas de non-réception des documentations demandées, notre journal ne saurait être mis en cause.

REDACTION	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75
	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125
	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149	150
	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175
	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200
	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225
	226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250

Service Annonceurs ELECTRONIQUE n° 46 APPLICATIONS

Pour être informé sur nos publicités, remplissez cette carte. (Ecrire en capitales)

Nom: _____ Prénom: _____
 Adresse: _____
 Code postal: _____ Ville: _____
 Pays: _____ Secteur d'activité: _____ Fonction: _____
 Société: _____ Tél: _____

Seules les demandes émanant de professionnels, de sociétés ou d'établissements d'enseignement seront prises en considération.

PUBLICITE	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75
	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125
	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149	150
	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175
	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200
	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225
	226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250

BON DE COMMANDE réservé à la VENTE AU NUMERO

Il est indispensable de remplir et de retourner les deux parties du bon ci-dessous (mettre une croix dans la case du numéro demandé)

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS Cedex 19

Nos demandés :

27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41

42 43 44 44bis 45 46

- Album 1979 comportant les numéros 9-10-11-12
 Album 1983 comportant six numéros (27 à 32)
 Album 1984 comportant six numéros (33 à 38)

Je règle la somme de : (27 F par N° - 70 F franco pour l'album 1979 - 100 F franco pour l'album 1983 - 116 F franco pour l'album 1984)

par chèque bancaire chèque postal (sans n° CCP)

Nom, Prénom

N° et rue

Code Postal..... Ville

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS Cedex 19

Nos demandés :

27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41

42 43 44 44bis 45 46

- Album 1979 comportant les numéros 9-10-11-12
 Album 1983 comportant six numéros (27 à 32)
 Album 1984 comportant six numéros (33 à 38)

Nom, Prénom

N° et rue

Code Postal..... Ville

0
Afranchir
ici

**ELECTRONIQUE
APPLICATIONS**

SERVICE ANNONCEURS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

**S.A.P.
70, rue Compans
75940 Paris Cedex 19 - France**

Secteur d'activité :

Recherche :	0
Enseignement :	1
Informatique	
Microinformatique :	2
Electronique	
Electrotechnique -	
Automatique :	3
Télécommunications :	4
Aéronautique :	5
Fabrication d'équipements ménagers :	6
Profession libérale :	7
Profession médicale ou paramédicale :	8
Autre secteur :	9

Afranchir
ici

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

**S.A.P.
70, rue Compans
75940 Paris Cedex 19 - France**

Fonctions :

Direction :	0
Cadre supérieur :	1
Ingénieur :	2
Technicien :	3
Employé :	4
Etudiant :	5
Divers :	6 •

Carte à joindre au règlement et à adresser à :

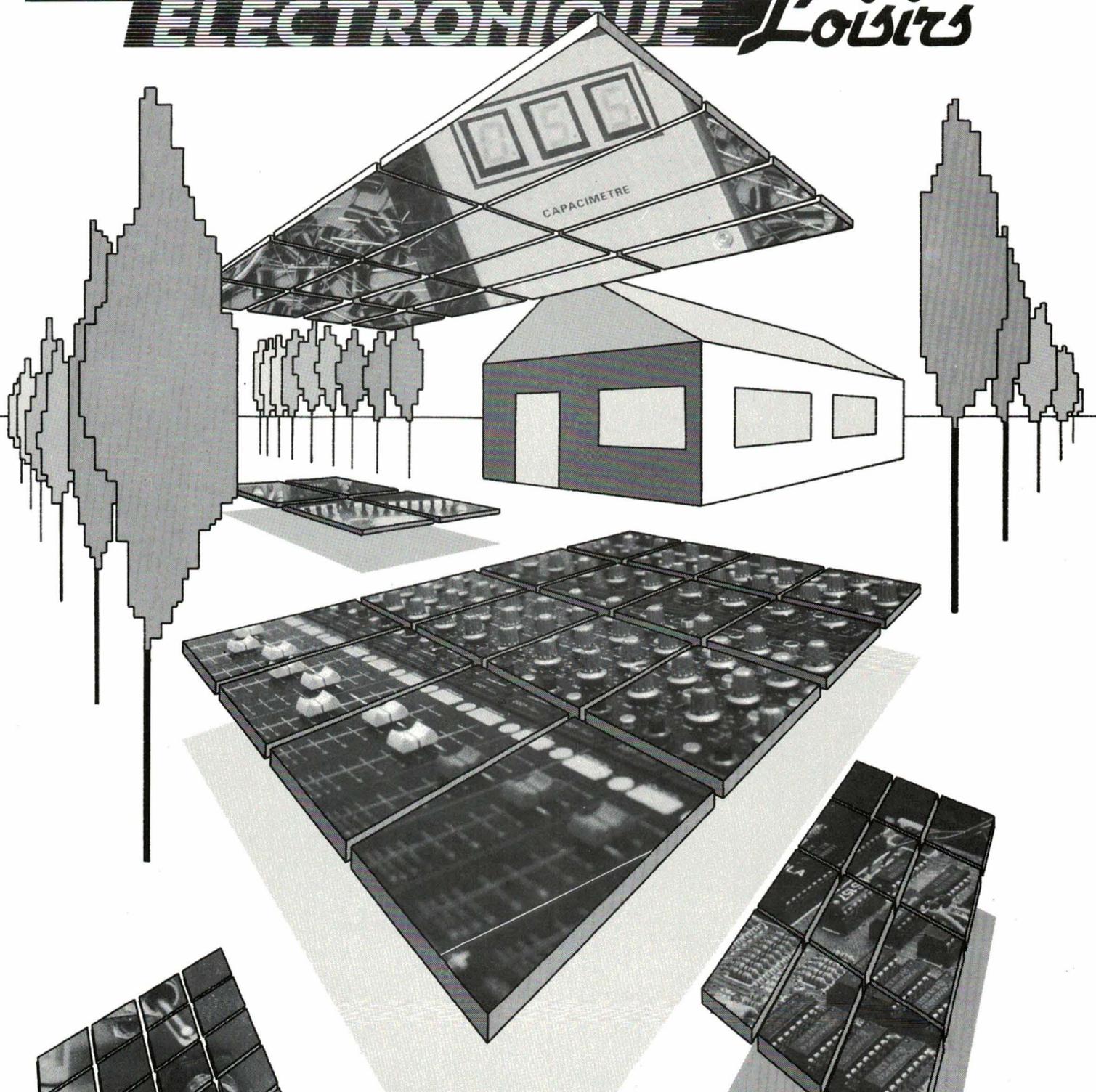
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

**Service «Vente au numéro»
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS Cedex 19 - France**

**ELECTRONIQUE
APPLICATIONS**

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE *Loisirs*



LA VUE EN VUE

(Chez votre marchand de journaux, le 25 de chaque mois)

le catalogue 1986, **C'EST TOUT "SHOW"!**



Tout chaud, tout "show", il est arrivé le nouveau catalogue Locamesure. Le grand catalogue de la location. Instrumentation générale, analyse numérique, micro-ordinateurs, systèmes de développement, télécommunications, comme chaque année, vous avez le choix parmi une sélection impitoyable des matériels les plus récents et les plus performants. Mais cette année, Locamesure a frappé plus fort encore en vous offrant dans son catalogue 86 - véritable encyclopédie méthodique de l'électronique -

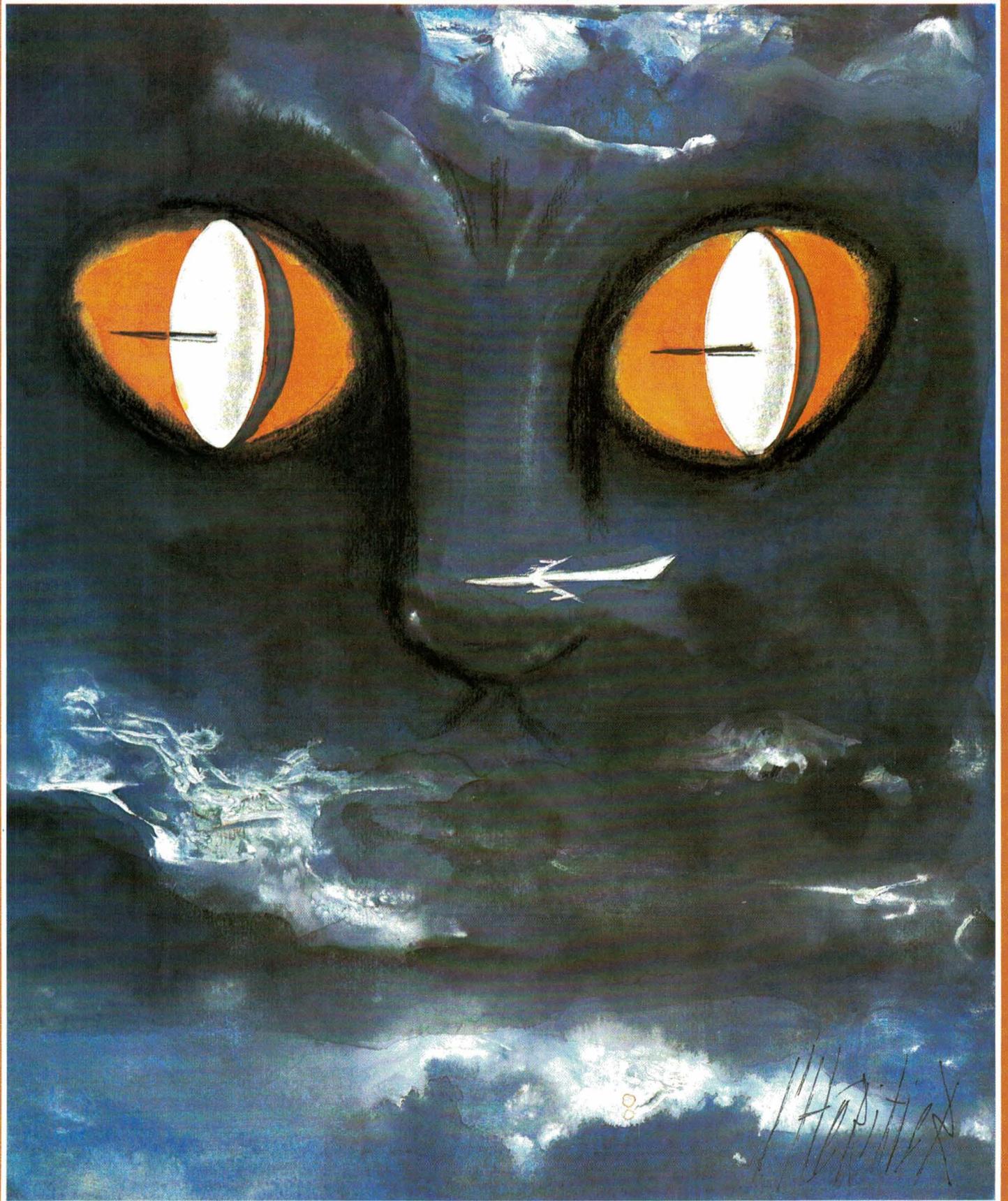
parmi 9 grands domaines d'applications 1500 produits différents dont 200 nouveautés! Tous disponibles en 24 heures, dans toute la France, pour la durée que vous souhaitez. Sans investissement, sans délai, sans risque, la formule la plus économique pour vos équipements. Pour recevoir gratuitement le catalogue Locamesure, téléphonez vite au **(1) 46.87.33.38**

Locamesure, le N° 1 européen de la location d'équipements électroniques et de systèmes informatiques.

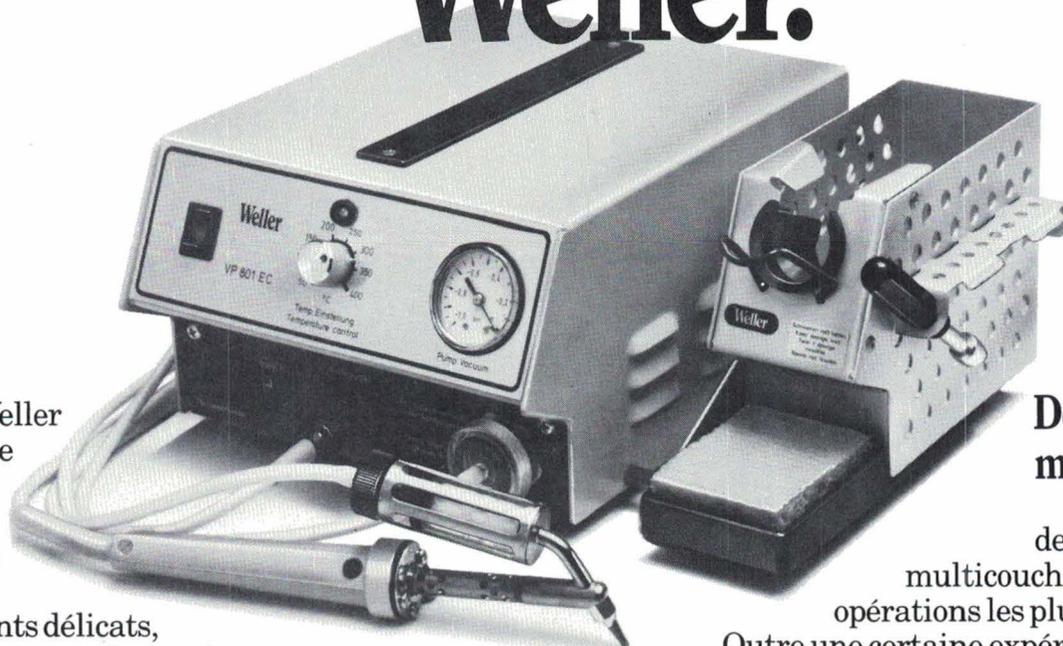
SERVICE-ANNONCEURS N° 16

ELECTRONIQUE

APPLICATIONS



Pour tous dessoudages: Weller.

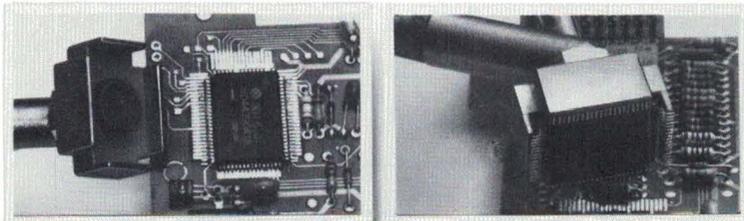


Weller vous évite risques et perte de temps sur les composants délicats, multicouches et flat-packs.

Le VP 801 EC est le dernier modèle de la famille "Temtronic" Weller.

Dessoudage des "flat-packs"

Ce nouvel accessoire indispensable pour le dessoudage des "flat-packs" prend la place de la buse sur le fer à dessouder du VP 801 EC. Une panne CSF "chip suckerfoot" rend très rapide et facile le dessoudage d'un "flat-pack" ou d'un "quad-pack" sans aucun risque pour les pistes du circuit imprimé.



1,

2,

Le pourtour de la panne à une température choisie et stable met simultanément en fusion tous les points de soudure. Quand on déclenche l'aspiration, le composant devient solidaire de la panne et peut être enlevé du circuit. Avec un peu d'habitude, il est également possible, avec cette panne, de souder des composants préétamés. Les CSF sont disponibles pour les "flat-packs" et "quad-packs" les plus courants. Il est toujours possible d'obtenir sur demande un CSF correspondant à vos besoins.

Dessoudage des multicouches.

Le dessoudage des composants d'un multicouche compte parmi les opérations les plus difficiles.

Outre une certaine expérience, ce travail exige une température précise et non destructive, une puissance de chauffe en réserve, un transfert optimal des calories et une pompe surpuissance.

Toutes ces conditions se trouvent réunies dans la nouvelle station à dessouder portable VP 801 EC Weller.

Grâce au sélecteur, il est possible de choisir une température quelconque entre 50 et 400°C avec une tolérance de $\pm 2^\circ\text{C}$. Commutation de puissance à tension nulle et masse de la panne accessible en façade de l'appareil.

Un micro-contact situé sur le manche du fer à dessouder rend extrêmement facile le déclenchement de la pompe au moment souhaité.

Neuf dimensions de buses permettent de faire face à tous les problèmes de dessoudage et peuvent être disposées sur le côté du support-fer de sécurité. Une éponge pour le nettoyage des pannes et une clé emmanchée complètent cet ensemble en restant toujours à portée de main.

Weller possède toujours une solution.

Pour tout complément d'informations, veuillez contacter: Groupe Cooper - ZA des Petits Carreaux - B.P. 63 - 4, Avenue des Coquelicots - 94382 Bonneuil-sur-Marne. Tél. 339-70-39 - Télex 211358 F.



CooperTools



7 fonctions pour 28 450 F*, c'est tentant. Appelez Tektronix, c'est gratuit.

Affichage fluorescent :
neuf chiffres significatifs
pour vos résultats de
mesure par le CFIMTO.

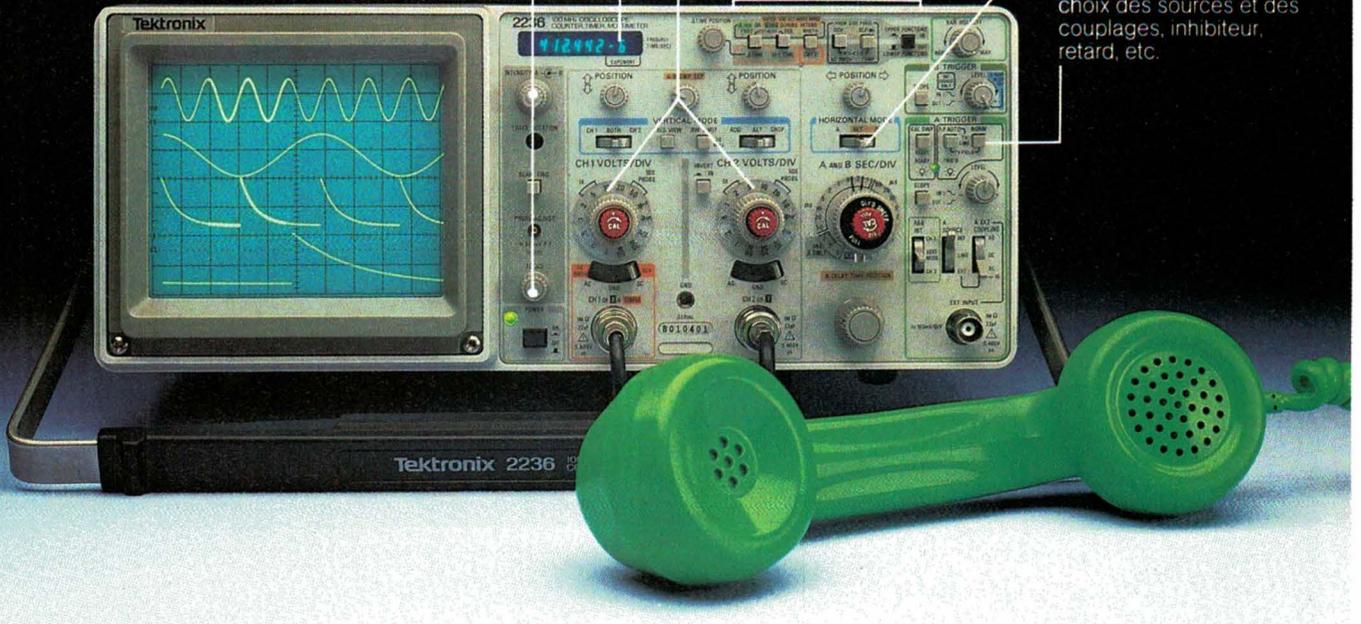
**Deux voies grandes
sensibilités :**
2 mV à 10 V/div. Bande
passante du continu à
100 MHz.

Le CFIMTO : 6 fonctions au bout des doigts.
Mesure automatique et simple des
fréquences, périodes, nombre
d'événements, retards, intervalles de temps,
tensions, résistances, températures ; avec
une précision numérique. Teste même les
diodes...

Double base de temps :
vitesses de balayage de
0,5 s à 5 ns/div, mode
alterné, intensifié et X-Y.

**Intensité et focalisation
automatiques.**

**Déclenchement très
élaboré :**
mode normal, automatique,
crête-crête, TV, monocoup,
choix des sources et des
couplages, inhibiteur,
retard, etc.



Siquier Courcelle et associés

Puissant oscilloscope 100 MHz, le 2236 intègre un compteur fréquence-mètre-intervallomètre-multimètre-thermomètre-ohmètre (CFIMTO) soit les 7 fonctions les plus utilisées en électronique. Vous avez accès à des mesures plus précises, faciles et variées pour le prix d'un oscilloscope traditionnel.

Plus de changement de cordons au cours des mesures.

Avec la même sonde vous visualisez un signal et effectuez des mesures de tension, fréquence, durée, période, retard ; la plupart avec une précision des résultats de 0,001 %. Le CFIMTO, à gamme et moyennage automatiques est si intimement lié à l'oscilloscope que les mesures deviennent de simples opérations de "pousse-bouton". Même les mesures à l'intérieur de signaux

complexes sont faciles et sûres grâce à des marqueurs qui délimitent la zone à caractériser.

Un ohmmètre performant.

De 10 mΩ à 2.000 MΩ, cent fois ce qui est habituellement offert, pour détecter de faibles fuites, caractériser rapidement les résistances et même les chutes de tension directe des diodes.

Un puissant oscilloscope 100 MHz.

Toutes les performances sont réunies : amplificateur de haute qualité, précisions verticale et horizontale élevées, double base de temps alternée, circuit de déclenchement élaboré et tube cathodique très lumineux.

TEK 2200 : des conditions uniques.

- Garantie 3 ans,
- Essai gratuit une semaine,
- Crédit aux particuliers.

Pour tous renseignements ou pour recevoir une brochure en couleur, téléphonez-nous (gratuitement) ou retournez-nous le coupon.

NUMÉRO VERT 05.00.22.00
APPEL GRATUIT

*Prix H.T. au 2 septembre 1985.

M. _____

Fonction _____

Société _____

Adresse _____

Tél. _____ EA

est intéressé par le TEK 2236

Tektronix - SPV - ICD
ZAC de Courtabœuf - Av. du Canada
B.P. 13 - 91941 LES ULIS Cedex
Tél. : 69.07.78.27 Télèx 690 332



XP 640

Le système universel de programmation de mémoire EPROM, PROM, PAL de GP électronique

Le XP 640 : duplique les EPROMs et EEPROMs de la 2508 à la 27513 en standard, dispose de 64 K octets de RAM, interfaces RS 232 pour les transferts (16 formats), et la télécommande, Parallèle Centronics pour l'impression des données, une sortie vidéo permettant d'utiliser un puissant éditeur (affichage Hex, ASCII, recherche, déplacement, copie de données... etc.) grâce à un clavier simple d'utilisation pouvant être bloqué.

Universel : en option peut programmer les PROMS BIPOLAIRES, PAL, IFL, Microprocesseur Mono-chip.

Emulateur : pour le développement, Le XM 512, émulateur EPROM, RAM, Se connecte sur le XP 640.



DISPONIBLE SUR STOCK AVEC MANUEL EN FRANÇAIS

GP électronique

5, Passage Courtois 75011 PARIS
Tél. : 43.79.02.23 - Télex : 204-188

SERVICE-ANNONCEURS N° 22



ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

visu

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

est une publication bimestrielle de la Société Parisienne d'Édition Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 42.00.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Copyright 1986 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal : Janvier 1986 N° éditeur : 1341

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication : Jean-Pierre Ventillard
Rédacteur en chef : Jean-Claude Roussez
Coordinateur technique : Jean-Marc Le Roux
Maquette : Michel Raby
Couverture : Gilbert L'Héritier
Direction des ventes : Joël Petauton.

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : 120 F (France) - 170 F (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 42.00.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh

Chef de publicité : Francine Fohrer



« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40).

« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. »

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse

Imprimerie S.N.I.L.-Aulnay

46

Applications

Filtre réjecteur piloté en fréquence	27
Les amplificateurs à circuits décalés	41
Alimentation à découpage « forward » 250 W utilisant le UAA 4006	51

Analyse

La parole artificielle et sa reconnaissance	19
---	----

Etude

Mesure de temps à l'aide d'un oscilloscope (2 ^e partie)	61
Traitement des grandeurs continues	67
Approximation de fonctions numériques : la synthèse par segments successifs	75
L'effet pelliculaire	81

Résultats du critérium	16
Répertoire des articles parus en 1985	49
Mots croisés : énoncé	65
Mots croisés : solution	83
Formulaire d'abonnements	98

Quand le laser vous fait une bonne impression : l'imprimante laser 2670 de ATI	8
--	---

30 ppm sur un an pour ce multimètre 200 000 points : le 8842 A de Fluke	10
---	----

Analyseur logique compact : le MLA 3300 d'Intron	12
--	----

GE Smart : la tête et les jambes, ou la puissance intelligente chez General Electric	14
--	----

Système d'implantation ionique : le « Precision Implant 9000 » d'Applied Materials	97
--	----

Vie professionnelle	80
---------------------	----

Manifestations	83
----------------	----

 Composants actifs	84
---	----

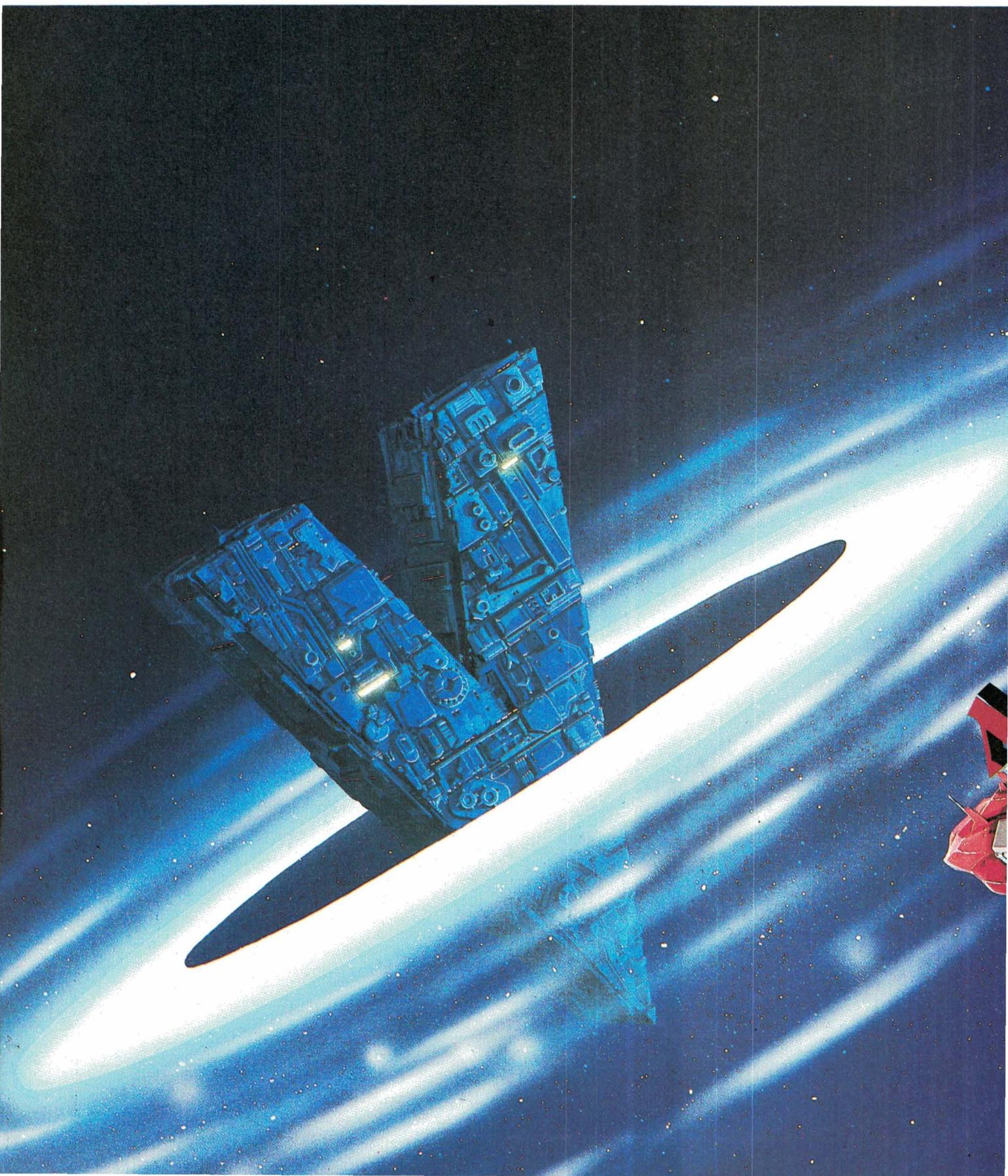
 Produits connexes	88
---	----

 Equipements	92
---	----

 Micro-informatique	96
--	----

Encart Service Lecteurs et Service Annonceurs	99-100
---	--------

Gagnez avec les microprocesseur



V-Série de NEC



MANCHU 85

16-32 bits CMOS Vseries

NEC vous invite à découvrir la V-Série, haut de gamme des microprocesseurs CMOS. Par simple substitution, ils permettent l'exécution de la majorité des programmes existants tout en disposant de capacités afin d'augmenter la vitesse d'exécution.

V20/V30

AVEC PÉRIPHÉRIQUES CMOS

Les deux premiers circuits de la série V sont les V20/V30 ayant respectivement des tailles de bus externes de 8 et 16 bits. Ils offrent un jeu de 101 instructions, une architecture interne à double bus et un ensemble de caractéristiques qui les rendent 50 % plus rapide et 70 % moins exigeants en énergie que leurs homologues NMOS.

Les V20/V30 sont proposés avec un ensemble de périphériques CMOS parmi lesquels figure un processeur de calcul à virgule flottante (en cours de développement). Pour l'étude NEC dispose dès à présent d'un "In Circuit Emulator" (ICE) supportant des langages tels que Assembleur, Pascal ou C.

V40/V50

MICROPROCESSEURS

AVEC PÉRIPHÉRIQUES

INTÉGRÉS

Dans le prolongement des microprocesseurs V20/V30, les circuits V40/V50, offrent en un seul composant, des unités centrales 16 bits accompagnées des périphériques indispensables (interface série, contrôleur d'interruption, timer, 4 canaux DMA, contrôleur de rafraîchissement pour mémoire dynamique...). Ils apportent la puissance du silicium tout en conservant la compatibilité logicielle.

V60/V70 :

LA PUISSANCE DES 32 BITS

Toujours innovateur NEC développe 2 microprocesseurs 32 bits

possédant des caractéristiques impressionnantes parmi lesquelles l'unité de gestion mémoire intégrée et les 4.3 Gbytes de mémoire virtuelle.

NEC LA SOLUTION TOTALE

Parallèlement à la série V, NEC innove dans tous les domaines du composant en proposant un ensemble de circuits répondant à toutes les demandes. Grâce à ceux-ci, NEC vous apporte, du cœur à la périphérie de vos systèmes, la force de l'innovation.

LES DISTRIBUTEURS

NEC

NORD

ASAP (la Chapelle d'Armentières)
Tél. : 20 35 11 10
SERTRONIQUE (Lille)
Tél. : 20 47 70 70

OUEST

DIM-INTER (Nantes)
Tél. : 40 93 05 55
GEDIS (Tours) - Tél. : 47 51 76 46
SERTRONIQUE (le Mans)
Tél. : 43 84 24 60

SUD

GEDIS (Aix) - Tél. : 42 60 01 77

RHÔNE-ALPES

CCI (Lyon) - Tél. : 78 74 44 56
DIM-INTER (Villeurbanne)
Tél. : 78 68 32 29
GEDIS (ST-Martin-d'Hères)
Tél. : 76 51 23 32

EST

DIM-INTER (Colmar)
Tél. : 89 41 15 43

RÉGION PARISIENNE

ASAP (Montigny-Le-Bretonneux)
Tél. : (1) 30 43 82 33
CCI (Antony) - Tél. : (1) 46 66 21 82
DIM INTER (Aubervilliers)
Tél. : (1) 48 34 93 70
GEDIS (Nanterre)
Tél. : (1) 42 04 04 04

NEC

NEC ELECTRONICS (FRANCE) S.A.
9, rue Paul-Dautier - B.P. 187
78142 Vélizy-Villacoublay cedex - France
Tél. : (1) 39 46 96 17 - Téléc : Neced 699 499

Quand le laser vous fait une bonne impression !

L'imprimante laser 2670 de ATI se distingue par son silence (moins de 55 dB en fonctionnement, moins de 45 dB au repos) et sa rapidité.

Elle peut en effet imprimer jusqu'à 1 500 lignes à la minute (ce qui représente 26 pages au format A4) avec une résolution de 118 points au centimètre.

Le système d'impression allie un scanner à laser semiconducteur au procédé xérogaphique à encre sèche (fabriqué par Dataproducts). Le moteur d'impression est contrôlé par un microprocesseur 68000.

Grâce à sa conception modulaire, cette imprimante est compatible avec

la plupart des systèmes, en particulier avec IBM.

Les innovations se situent dans le convertisseur de protocole universel, les contrôleurs d'interface modulaires enfichables par carte et les options intelligentes de manipulation de papier, idéales pour la gestion et les applications scientifiques.

Une grande quantité de polices et de corps de caractères sont disponibles dans une librairie standard ; en outre, des logos ou signatures peuvent être digitalisés et imprimés avec le texte.

Le panneau de contrôle à LED surveille en permanence les fonctions

d'édition et ajuste automatiquement la cadence d'impression.

Pouvant travailler en modes d'impression vertical ou horizontal, l'imprimante 2670 accepte les formats de papier A4 (en standard) et A3, B4, B5, B5R, A5 (en option).

La capacité de papier est de 250 à 500 feuilles (jusqu'à 1 500 feuilles en option).

De dimensions 678 x 595 x 408 mm et d'un poids de 80 kg, l'imprimante laser 2670 consomme au maximum 1,3 kVA.

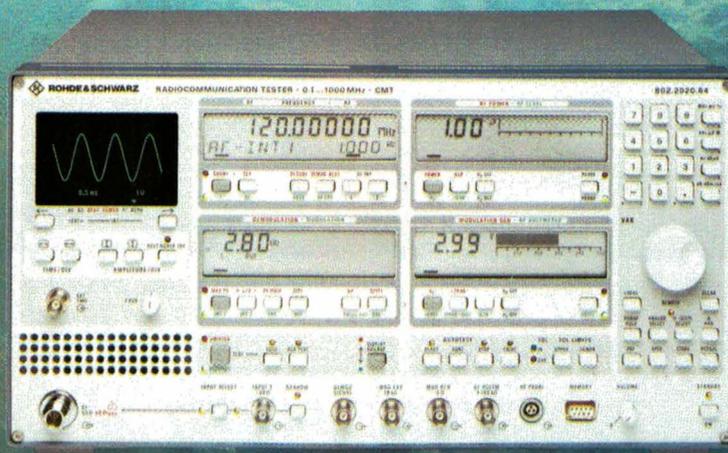
Télématex

SERVICE-LECTEURS N° 31



ROHDE & SCHWARZ

LA MESURE SUR TOUS LES FRONTS



GÉNÉRATEUR RF : 0,1 à 1000 MHz
(- 137 à + 13 DBM)
AM, FM et PM
(FM parasite inférieure à 5 Hz)
GÉNÉRATEUR BF (1 ou 2)
avec générateur
et analyseur d'appel sélectif
VOLTMÈTRE/DISTORSIOMÈTRE BF
avec filtre CCITT

FRÉQUENCÈMÈTRE BF-RF :
20 Hz - 1000 MHz
WATTMÈTRE RF :
5 mW - 50 W, 1 MHz - 1 GHz
MODULOMÈTRE SIMPLEX/DUPLEX
OSCILLOSCOPE INCORPORÉ

BANC DE TEST RADIOTÉLÉPHONE CMT

Rohde et Schwarz accentue son avance dans le test du radiotéléphone en présentant un nouveau système complet "intelligent" pour tous émetteurs/récepteurs : le banc de test radiotéléphone CMT.

L'appareil, d'une très grande facilité d'emploi, comporte un programme d'autotest et d'autocalibrage, représentant donc pour vous, utilisateurs, une économie et un gain de temps appréciables.

Services d'étude de développement, de fabrication et de maintenance, le CMT répond à vos besoins pour effectuer des mesures précises sur radiotéléphones d'aujourd'hui et de demain.



ROHDE & SCHWARZ

SERVICE-ANNONCEURS N° 24

SIÈGE : 46, rue de la Couture - Silic 190 - 94563 Rungis Cedex.
Tél. : 46.87.25.06 - Télex : 204 477
Agences régionales : Lyon - Rennes - Toulouse - Aix-en-Provence.

30 ppm sur un an pour ce « 200 000 points »

Second de la famille (après le 8840A, largement répandu), le nouveau multimètre numérique 200 000 points 8842A de Fluke offre de meilleures possibilités de mesure pour des applications comme le test en production, la recherche et le développement. Ses performances ont été améliorées notamment en précision avec 0,003 % en continu et 0,08 % en alternatif sur 1 an. Il se caractérise également par une résolution de 100 nV pour les tensions continues, de 1 μ A pour les courants continus et de 100 $\mu\Omega$ pour les mesures de résistance. Grâce à la technologie du constructeur qui fabrique ses propres réseaux de résistances en couche

mince, hermétiquement encapsulés, le 8842A a une périodicité de calibration et une durée de garantie de 2 ans.

Deux options, l'interface IEEE-488 et les mesures alternatives en efficace vraies, permettent de l'adapter facilement à chaque application.

Trois ensembles de montages rack sont disponibles (pour 1 ou 2 appareils) pour l'intégrer aisément dans n'importe quel système. Le 8842A est équipé d'une poignée/support pour l'utilisation sur table.

En outre, il bénéficie de tous les avantages du 8840A : faible coût d'investissement et de fonctionnement ;

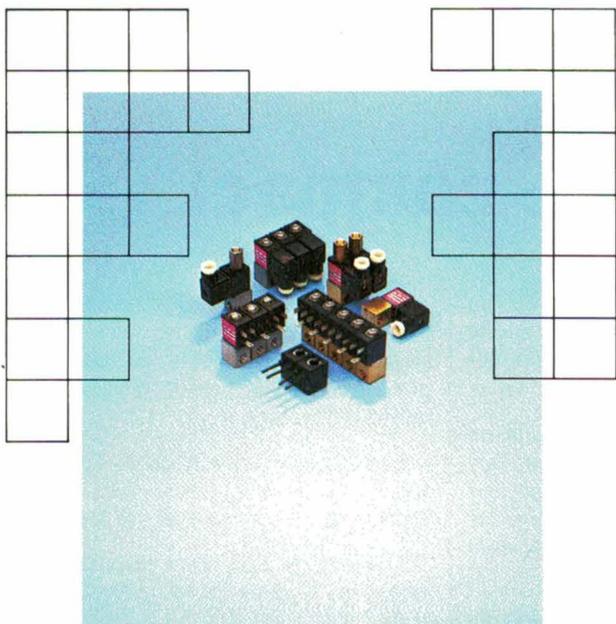
affichage fluorescent très lisible ; face avant conçue pour une utilisation facile ; un seul bouton par fonction et un seul bouton par gamme ; sélection automatique de la bonne gamme de mesure ultrarapide.

Les procédures de calibration pilotées par logiciel et guidées par menus peuvent être effectuées à partir de la face avant ou commandées par la liaison IEEE-488, soit sur le lieu d'utilisation, soit dans le laboratoire de calibration.

MB Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 32





ELECTROVANNES MINIATURES ASCO

LE Choix de LA Qualité

LA Qualité ASCO. Aussi pour les électrovannes de petite dimension. Capables de fonctionner des millions de cycles.

1/8", 2 ou 3 voies. Courant AC ou DC. Elles sont conçues pour de grandes performances.

Si les électrovannes doivent jouer un rôle primordial dans votre fabrication ou votre installation, faites appel à ASCO: LA Qualité et la fiabilité de son matériel sont des garanties de sécurité. Vous en serez persuadés, dès votre premier contact avec nous.

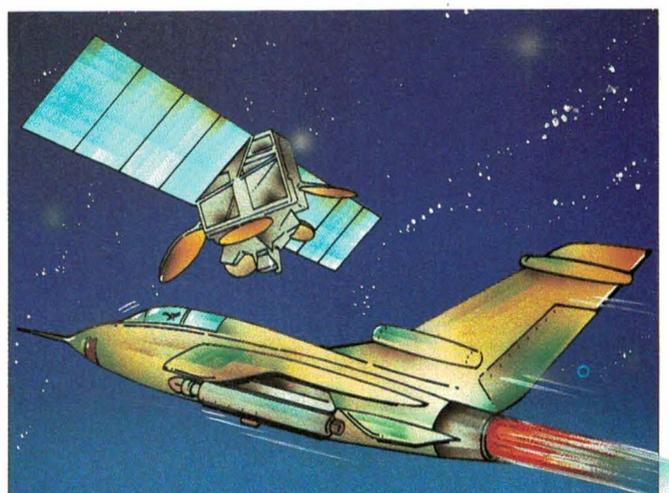
Consultez nous dès aujourd'hui. ASCO ... Partout où la fiabilité de l'électrovanne est vitale.

AUXITROL

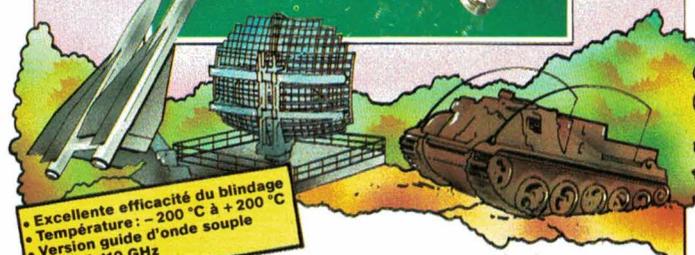
1, Rue d'Anjou, 92600 ASNIÈRES (France)
Tél. 790 62 81,
Télex MASCA 620359 F
Télécopieur: (1) 790 03 59

ASCO®

SERVICE-ANNONCEURS N° 25



HAUTES PERFORMANCES DE 2 A 40 GHz



• Excellente efficacité du blindage
• Température: -200 °C à +200 °C
• Version guide d'onde souple de 30 à 110 GHz

LIAISONS GMCA HYPERFREQUENCES A DIELECTRIQUE GORE-TEX®

Nous garantissons:

- des affaiblissements d'insertion minima pouvant atteindre 0,9 dB/m à 18 GHz, 2 dB/m à 26,5 GHz et 2,6 dB/m à 40 GHz, connecteurs compris.
- une gamme étendue de connecteurs pour tous les diamètres de câbles .120", .151", .190", .290", fournis et équipés selon vos besoins.
- une gamme de renforts en acier inox polyuréthane et polyoléfine selon le type d'application.
- une souplesse inégalée.

Contactez: Gore, Département Hyperfréquences, ZI de St-Guénault, 4 rue Jean Mermoz, 91031 Evry Cedex. Tél: 6 077.95.90. Téléc: 600 621 F.

GORE

UNE AUTRE FAÇON DE CONCEVOIR VOS LIAISONS CABLEES

Pour plus d'information sur nos liaisons GMCA, veuillez remplir et vous retourner ce bon:

Nom: _____

Société: _____

Service: _____

Adresse: _____

Téléphone: _____

1050 binomic

Analyseur logique compact

D'un poids et d'un encombrement réduits, l'analyseur logique *MLA 3300* de *Intron* présente une qualité essentielle : son extrême simplicité d'utilisation (dix minutes de prise en main suffisent).

Il possède 16 canaux d'entrée (sur impédance 10 M Ω /10 pF), deux mémoires de 256 mots de 16 bits chacune, et sa résolution est de 100 ns.

L'analyse permet les trois fonctions : analyse des temps, analyse des états et analyse de signature.

Les possibilités de comparaison entre la mémoire d'acquisition et la mémoire de référence antérieurement acquise, les différents modes de déclenchement par comparaison, les modes de recherche, et enfin le fonc-

tionnement sur batterie incorporée en font un analyseur idéal pour la maintenance.

La comparaison peut être faite en analyse logique (comparaison capture si – ou non – égalité) et en analyse de signature. 64 signatures différentes peuvent être mise en mémoire de référence.

La mémoire d'acquisition et la mémoire auxiliaire présentent des possibilités d'exploration et de comparaison permettant une analyse en détail.

L'utilisation, grâce à un menu, est très simplifiée ; une mémoire supplémentaire conserve les paramètres de ce menu.

Les fonctions de déclenchement sont particulièrement intéressantes ;

elles comprennent entre autres le déclenchement par mots, la détection glitch (50 ns), le retard d'horloge, le retard d'événement.

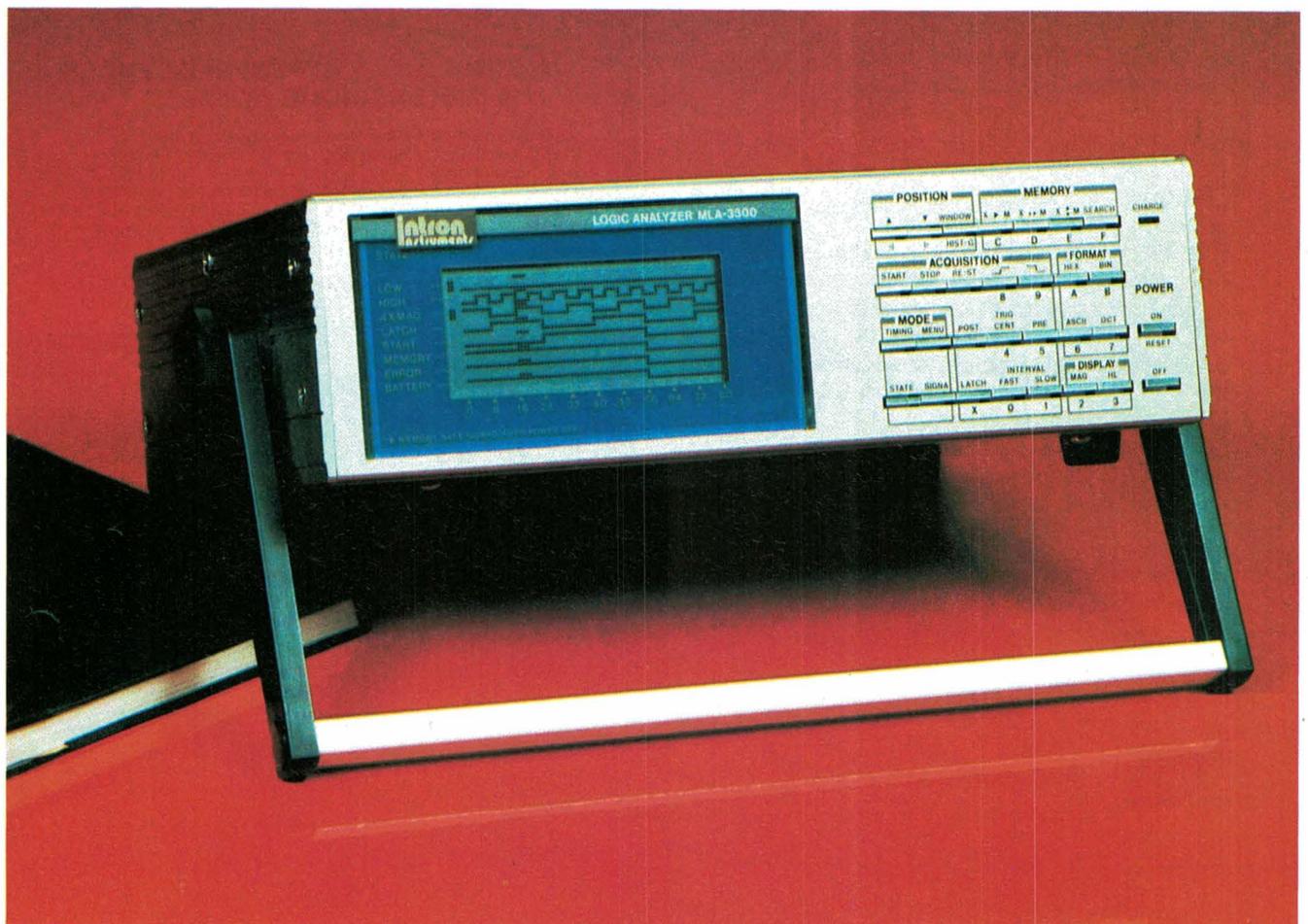
Les données affichées et les données acquises sont conservées en mémoire, même si l'appareil est éteint.

L'affichage des états peut être effectué en binaire, octal, hexadécimal et ASCII.

Revenons, pour terminer, sur les caractéristiques dimensionnelles de cet appareil très compact (280 (l) x 75 (h) x 85 (p) mm) et son poids : 3 kg.

Blanc Méca Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 33



Schroff — La puissance de développement

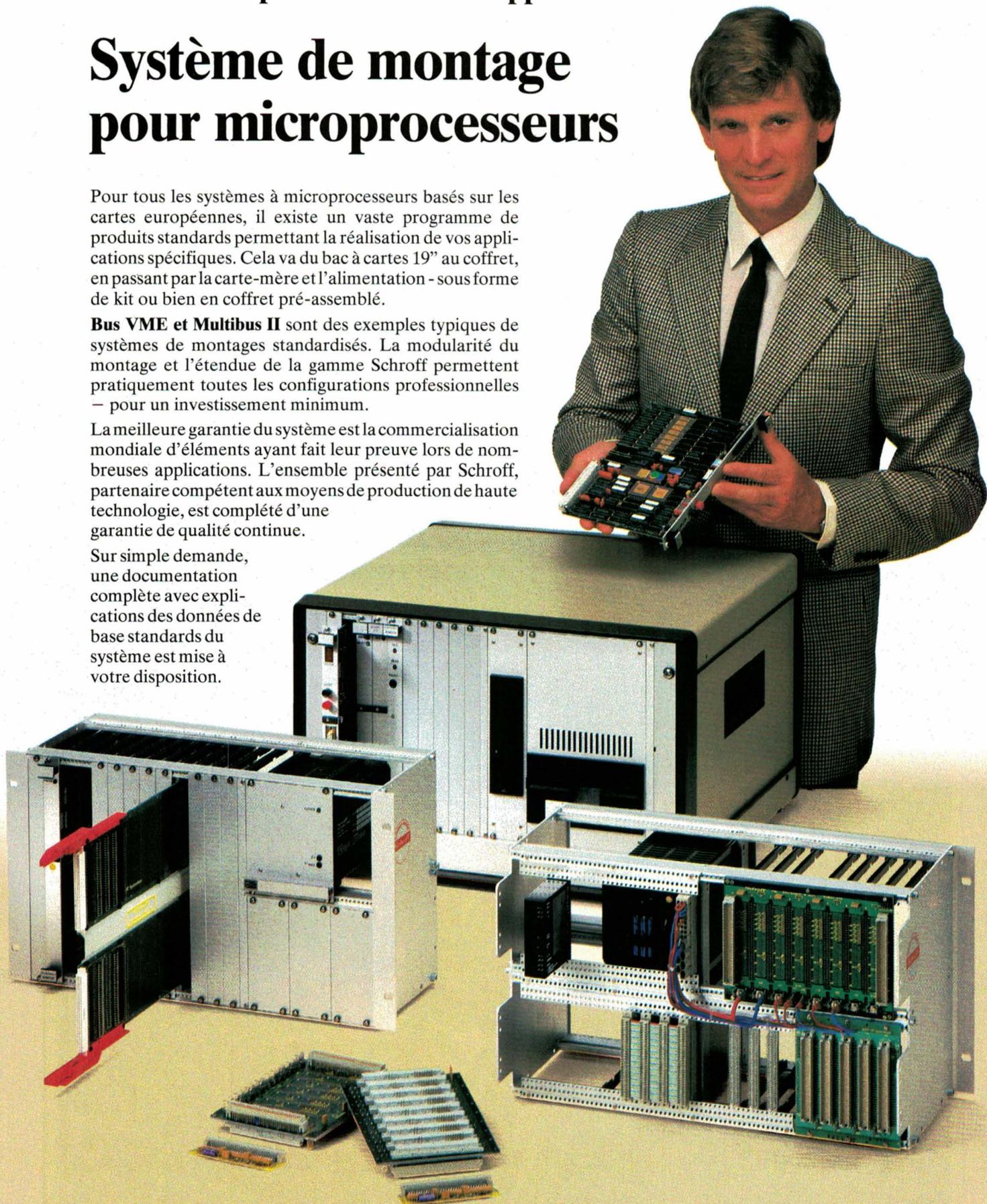
Système de montage pour microprocesseurs

Pour tous les systèmes à microprocesseurs basés sur les cartes européennes, il existe un vaste programme de produits standards permettant la réalisation de vos applications spécifiques. Cela va du bac à cartes 19" au coffret, en passant par la carte-mère et l'alimentation - sous forme de kit ou bien en coffret pré-assemblé.

Bus VME et Multibus II sont des exemples typiques de systèmes de montages standardisés. La modularité du montage et l'étendue de la gamme Schroff permettent pratiquement toutes les configurations professionnelles — pour un investissement minimum.

La meilleure garantie du système est la commercialisation mondiale d'éléments ayant fait leur preuve lors de nombreuses applications. L'ensemble présenté par Schroff, partenaire compétent aux moyens de production de haute technologie, est complété d'une garantie de qualité continue.

Sur simple demande, une documentation complète avec explications des données de base standards du système est mise à votre disposition.



Schroff®

Le partenaire mondial de l'industrie électronique

SCHROFF SARL · 67660 Betschdorf · Tél. 88 54 49 33 · Télex 880710
Agence Région Parisienne: Z. I. · 78530 Buc · Tél. (1) 39 56 08 18 · Tx 695668

GE Smart : la tête et les jambes

Le titre de cette célèbre émission de télévision s'adapte parfaitement bien au nouveau concept de puissance intelligente présenté par *General Electric Semiconductor* avec sa nouvelle technologie appelée *GE Smart*.

Il s'agit d'un sous-ensemble intégré de puissance réunissant dans un même boîtier les circuits intégrés de traitement des signaux, les semi-conducteurs de puissance et l'interface réunissant les deux parties.

Ces modules hybrides ne font pas l'objet de fabrications standard mais

sont développés à partir du cahier des charges du client : du « sur mesure ».

La « puissance intelligente » réduit les coûts et simplifie considérablement les circuits de commande électriques.

Cette technologie est considérée comme une porte ouverte sur un avenir marqué par des applications radicalement différentes dans le domaine des moteurs électriques, de l'habitat et des bâtiments commerciaux « intelligents », ainsi que par des avions et

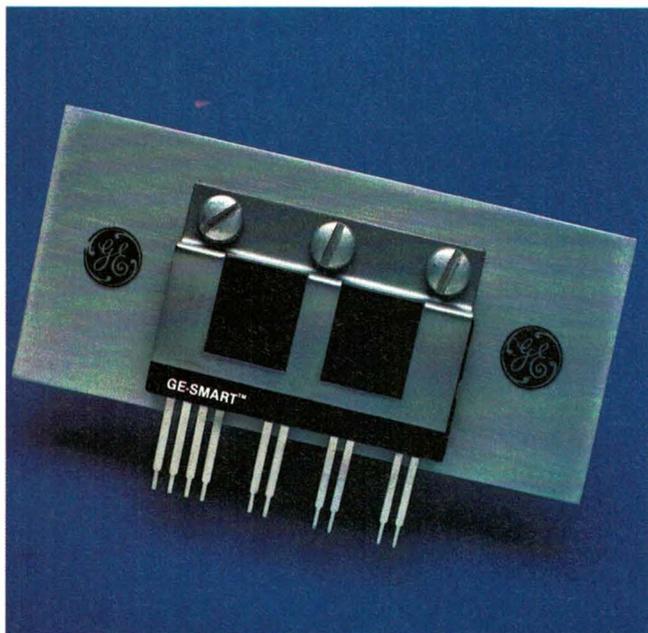
des automobiles considérablement plus simples et plus efficaces.

Elle permet aux fabricants d'équipements électriques et électroniques de toutes sortes d'introduire dans leurs produits la programmabilité et autres avantages fonctionnels inhérents à la microélectronique.

Par exemple, le premier circuit de cette famille, étudié pour le groupe Motor Business de General Electric, est un circuit de commande pour moteurs électriques à vitesse variable fonctionnant sous 500 V avec la ca-



ACTIFS



capacité de commuter 10 A en moins d'une microseconde.

Présenté sous forme d'un boîtier à 16 broches de la taille d'une petite boîte d'allumettes, ce module est conçu pour accepter les signaux logiques provenant d'un circuit de commande et assure la protection de la partie entraînement d'un système de régulation de vitesse d'un moteur.

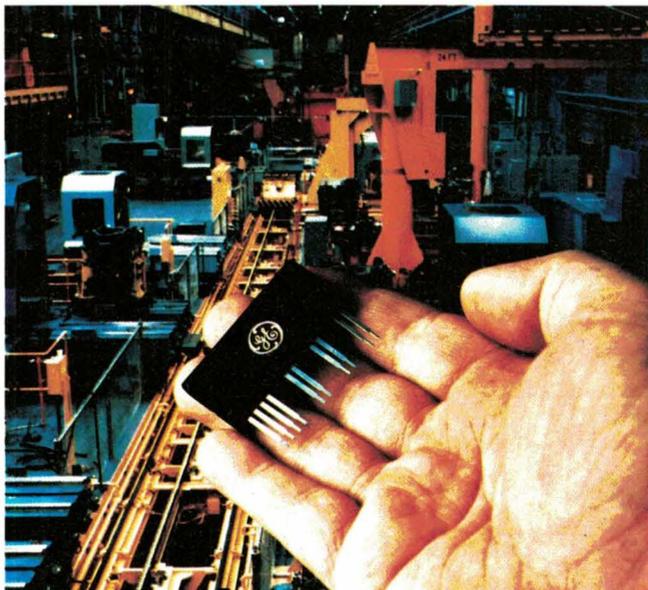
Il élimine le besoin de disposer de plusieurs alimentations isolées et de circuits de transformation de tensions.

Outre le contrôle des moteurs électriques, le GE-Smart trouvera des applications intéressantes dans deux autres domaines :

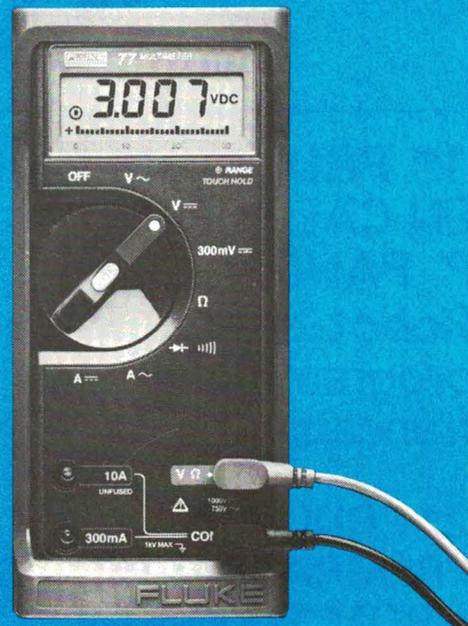
- Câblage des bus de transmission de signaux (automobile, aviation).
- Alimentations électriques (ordinateurs, périphériques, etc.).

General Electric Semiconductor

SERVICE-LECTEURS N° 34



LE PROFESSIONNEL



Le multimètre FLUKE 77 répond à vos besoins. Prix modéré, complet, simple à utiliser, les performances d'un professionnel.

EXIGEZ UN FLUKE 3 ans de garantie

Disponible chez nos distributeurs:

ACER PARIS 10 770 28 31/AGEI AIX EN PROVENCE 13 (42) 64 01 44/
CIBOT RADIO PARIS 12 346 63 76/COMPOKIT PARIS 14 335 41 41/DIMATEL
MARSEILLE 13 (91) 78 41 39/FACEN BORDEAUX 33 (56) 39 33 18/FACEN
PARIS 569 10 59/FACEN NANCY 54 (8) 351 00 05/FACEN STRASBOURG 67
(88) 20 20 80/FACEN LILLE 59 (20) 96 21 67/FACEN LYON 69 (7) 858 24 06/
FACEN CAEN (31) 93 00 30/FACEN GRENOBLE (76) 42 56 17/FACEN ROUEN
(35) 65 36 03/FACEN St QUENTIN (23) 62 52 02/FLAGELECTRIC CLERMONT
FERRAND 63 (73) 92 13 46/FRANCAISE D'INSTRUMENTATION PARIS
706 30 77/TROYES 10 (25) 78 15 55/HEXAGONE EQUIPMENT ORLY 94
884 47 57/LIENARD SOVAL ORLEANS 45 (38) 72 58 30/MAXENCE ISNARD
GRENOBLE 38 (76) 27 81 11/OMNIRAD GENTILLY 94 581 00 41/OMNITECH
SURESNES 772 81 81/OMNITECH BORDEAUX 33 (56) 34 46 00/OMNITECH
NANTES 44 (40) 72 63 93/OMNITECH LYON 69 (7) 273 11 87/RADIO SELL
BREST 29 (98) 41 65 56/REINA PARIS 15 549 20 89/REVIMEX 44
(40) 89 09 30/SODIMEP TOULOUSE 31 (61) 54 34 54/VP ELECT. MASSY 91
(6) 920 08 69/VP ELECT. RENNES 35 (99) 51 88 88

MB ELECTRONIQUE 

606, Rue Fourny - Z.I. De Buc - B.P. no. 31-78530 Buc -
Tél.: (3) 956.81.31 (lignes groupées) - Telex: 695414
Aix-en-Provence (42) 39 90 30
Lyon (78) 76 04 74
Rennes (99) 53 72 72
Toulouse (61) 63 89 38

SERVICE-ANNONCEURS N° 28

FLUKE®

GRAND CRITERIUM D'APPLICATIONS

autour du microprocesseur MIW-E

PALMARES

**1^{er} PRIX : UN VOYAGE
EN CALIFORNIE**

P. PANCINO

Robot-grenouille que l'on programme et qui parle en français.

**2^e PRIX : UN
PROGRAMMATEUR D'EPROM**

« ROM 2000 » DE
« MICROPROSS » OFFERT
PAR « GENERIM »

P. POUILLAIN

Programmation pour chauffage.

**3^e PRIX : UN MICRO-
ORDINATEUR « MO5 » OFFERT
PAR « THOMSON »**

J.-M. YEROMONAHOS

Terminal radioamateur multifonction.

**4^e PRIX : DEUX MILLE FRANCS
DE LIVRES TECHNIQUES**

T. HANS et L. DROUARD

Système de surveillance de l'activité d'une souris.

DU 5^e AU 14^e PRIX :

REPERTOIRE « IC MASTER » DES
CIRCUITS INTEGRES (2 VOLUMES)

OFFERT PAR « CONSEIL ET
PROMOTION » + UN ABONNEMENT
D'UN AN A « ELECTRONIQUE
APPLICATIONS »

G. TROUILHET

Système automatique de mesures.

J. DEBIEZ

Caisse enregistreuse à reconnaissance vocale.

R. MONISTROL

Contrôle des hypoglycémies par un diabétique.

C. LIETAR

Système de gestion d'un grand immeuble.

P. BRISSON

Commande image et son de deux projecteurs de diapositives.

E. DE VERGIFOSSE

Système d'acquisition de données.

P. PIRIM

Automatisme d'un véhicule de sécurité routière.

V. BONNASSIEUX et R. TALOUR

Oscilloscope numérique à calibrage automatique.

P. PROST

Programmeur hebdomadaire de six prises de courant.

D. PERSONNIC

Emulateur d'EPROM.

DU 15^e AU 25^e PRIX :
UN ABONNEMENT D'UN AN A
« ELECTRONIQUE APPLICATIONS »
D. ARNAUD, M. DROUI, S. GRAVIS,

J. PRABIS, Ph. NOTTON,
Ch. MOISELLE, S. BERTRAND,
A. ALENDA, P. PEAN, S. BUREAU,
C. HUTTNER, B. NAUDIN

Découvrez chez vous la technique complète des microprocesseurs.

UNE EXCLUSIVITÉ EDUCATEL MATÉRIEL NOUVEAU

Vous maîtriserez ainsi l'une des techniques de pointe les plus passionnantes

■ Savez-vous que le microprocesseur 6809 est actuellement utilisé par les plus grandes entreprises françaises (Thomson, Sagem, Matra...)?

■ Un matériel exclusif et original, le MICROLAB, vous permettra d'apprendre pas à pas le fonctionnement d'une carte microprocesseur et du 6809.

■ Mis au point par les ingénieurs du Bureau des Etudes d'EDUCATEL, ce matériel de conception entièrement française, est nouveau et réservé aux élèves d'EDUCATEL.

■ Vous pourrez ainsi recréer chez vous, les conditions que vous rencontrerez dans votre vie professionnelle.



CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES : ● 1 Microprocesseur 6809 E ● Horloge 1 MHZ ● 1 Mémoire EPROM 2K OCTETS ● 1 Mémoire RAM 2K OCTETS ● 2 PIA 6821 ● 1 Timer 6840 ● 1 Affichage à 6 éléments ● 1 Visualisation adresses ● Données ● Signaux de contrôle du microprocesseur ● Un clavier...

MÉTIERS PRÉPARÉS (matériel inclus)

- Electronicien **E** ● Technicien en microprocesseurs **D M** ● Technicien électronicien **E M** ● Initiation aux automatismes **D** ● Technicien en automatismes **E D A M** ● Technicien en robotique **D A M** ● Monteur en systèmes d'alarme **D** ● Technicien en micro-électronique **D M** ● Electronicien automaticien **E D** ● BTS électronicien **E D A M** ● BTS informatique industrielle **E D M** ● CAP électronicien **E**.

Il existe aussi 3 autres matériels tout aussi performants pour apprendre sérieusement un métier en électronique.

- E** L'ELECTROLAB pour l'électronique générale **D**
- LE DIGILAB** pour l'électronique digitale **A** **L'AMPLI OPÉRATIONNEL** pour l'étude rationnelle des montages à base d'amplificateurs opérationnels. **M** :
- MICROLAB** pour la technique des microprocesseurs.

Voici les 8 atouts de ce nouveau matériel

- 1** Vous apprenez dans le détail comment est organisé un microprocesseur, grâce à un système totalement original de visualisation de l'état de chacune "des pattes de la puce." Puis vous apprenez à l'utiliser et à le débarrasser.
- 2** Ce matériel est le trait d'union entre l'électronique et la micro-informatique.
- 3** Vous êtes le chef d'orchestre; vous vous mettez complètement à la place du microprocesseur. Vous apprenez ainsi tout ce qu'il sait faire, en pouvant réduire sa vitesse de travail et l'observer au ralenti.
- 4** C'est un matériel totalement dynamique. Vous pouvez connecter un programmeur d'EPROM, une imprimante, une carte entrée-sortie et une carte liaison série RS232. Vous pouvez élargir la capacité mémoire.
- 5** Grâce à cette carte micro que vous monterez vous-même, vous pourrez commander ce que vous voudrez puisque le microprocesseur possède un pont de 8 entrées/sorties (faire tourner un moteur, allumer une lampe et plus généralement tout appareillage électrique).
- 6** Un système de mémoire permanente permet de conserver les programmes que vous aurez rentrés, même après coupure du courant.
- 7** Après avoir construit cette carte micro, vous pourrez construire n'importe quelle autre carte.
- 8** Grâce au professionnalisme de ce matériel, vous recréez chez vous les conditions de travail des techniciens appelés à débarrasser ou utiliser les microprocesseurs. Vous pourrez, par la suite, vous adapter sans difficulté à n'importe quel autre type de microprocesseurs.

Bon pour une documentation gratuite

OUI, je souhaite recevoir sans aucun engagement une documentation complète sur le métier qui m'intéresse.

M. Mme Mlle

NOM Prénom

Adresse: N° Rue

Code postal [] [] [] [] Localité Tél.

Pour nous aider à mieux vous orienter, merci de nous donner tous les renseignements ci-dessous:

Age (il faut avoir au moins 16 ans pour s'inscrire) - Niveau d'études

Si vous travaillez, quelle est votre activité actuelle?

Si non, quelle est votre situation? Etudiant(e) A la recherche d'un emploi

Autres

Je suis intéressé par la formation continue.

Merci de nous indiquer le métier ou le secteur qui vous intéresse:

Envoyez-nous ce Bon dès aujourd'hui sous enveloppe à l'adresse suivante: EDUCATEL - 3000 X - 76025 ROUEN CEDEX

Pour Canada, Suisse, Belgique: 49, rue des Augustins, 4000 Liège (Belgique)
Pour DOM-TOM et Afrique: documentation spéciale par avion.

«Si vous êtes salarié(e), possibilité de suivre votre étude dans le cadre de la Formation Professionnelle Continue.»

Renvoyez-nous ce Bon dès aujourd'hui. Vous ne vous engagez à rien... et c'est un geste tellement important pour votre avenir! Vous pouvez aussi nous appeler à Paris au: (1) 42.08.50.02.

SERVICE-ANNONCEURS N° 29

EducateL

G.I.E. Unico Formation
Groupement d'écoles spécialisées
Etablissement privé d'enseignement
par correspondance soumis au contrôle
pédagogique de l'Etat

EDUCATEL - 1083, route de Neufchâteau - 3000 X - 76025 ROUEN CEDEX

VOUS POUVEZ COMMENCER VOS ETUDES A TOUT MOMENT DE L'ANNEE

ELA001

MICROPROCESSEURS

COMPRENDRE
leur fonctionnement

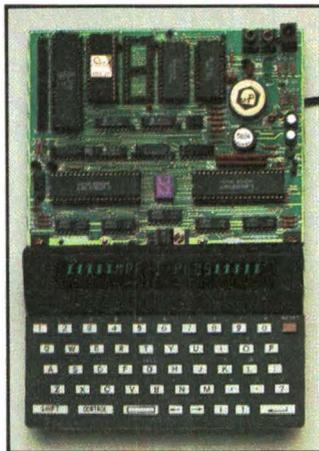
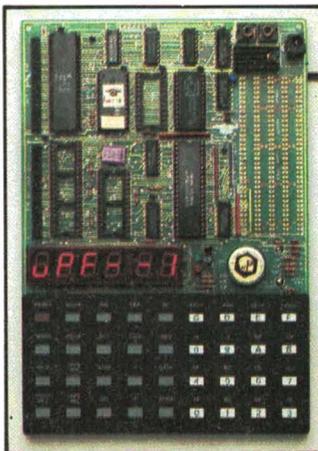
CONCEVOIR-RÉALISER
vos applications



Z 80
R 6502
6809
8088

MPF-1 B

- MICROPROCESSEUR Z-80®, haute performance, répertoire de base de 158 instructions.
 - 4 Ko ROM (moniteur + mini interpréteur BASIC). 2 Ko RAM.
 - Clavier 36 touches dont 19 commandes. Accès aux registres. Programmable en langage machine.
 - 6 afficheurs L.E.D. Interface K7.
 - Options : 4 Ko EPROM ou 2 Ko RAM, CTC et PIO.
- Le MICROPROFESSOR MPF-1 B est parfaitement adapté à l'initiation de la micro-informatique. Matériel livré complet, avec alimentation, prêt à l'emploi, manuels d'utilisation (en français), applications et listing.
- Prix TTC, port inclus - 1 645 F*

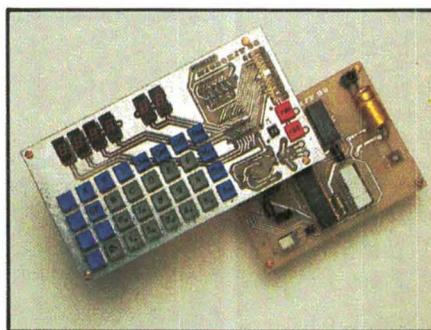


MPF-1 PLUS

- MICROPROCESSEUR Z-80®, 8 Ko ROM, 4 Ko RAM (extensible).
 - Clavier QWERTY, 49 touches mécaniques avec « Bip ».
 - Affichage alphanumérique 20 caractères (buffer d'entrée de 40 caractères). Interface K7, connecteur de sortie.
 - ÉDITEUR, ASSEMBLEUR, DEBUGGER résidents (pointeurs, messages d'erreurs, table des symboles, etc.).
 - Options : 8 Ko ROM-BASIC, 8 Ko ROM FORTH.
 - Extensions : 4 Ko ou 8 Ko EPROM, 8 Ko RAM (6264).
- Le MICROPROFESSOR MPF-1 PLUS est à la fois un matériel pédagogique et un système de développement souple et performant. Matériel livré complet, avec alimentation, notice d'utilisation et d'application en français, listing source du moniteur.
- Prix TTC, port inclus - 2 195 F*

MODULES COMPLÉMENTAIRES POUR MPF-1B ET MPF-1 PLUS

- PRT-MPF B ou PLUS, imprimante thermique
- SSB-MPF B ou PLUS, synthétiseur de paroles.
- SGB-MPF B ou PLUS, synthétiseur de musique.
- EPB-MPF-1B/PLUS, programmeur d'EPROMS.
- TVB-MPF-1 PLUS, interface vidéo pour moniteur TV.
- I.O.M. - MPF-1 PLUS, carte entrée/sortie et mémoire (6 Ko).



MICROKIT 09

- MICROPROCESSEUR 6809, haut de gamme, organisation interne orientée 16 bits. Compatible avec 6800, programme source 2 Ko EPROM (moniteur). 2 Ko RAM. Clavier 34 touches. Affichage 6 digits. Interface K7. Description et applications dans LED.
- Le MICROKIT 09 est un matériel d'initiation au 6809, livré en pièces détachées.

MPF - I/88

- MICROPROCESSEUR Intel 8088, CPU 16 bits, version 4,77 MHz avec bus de données 8 bits, 16 Ko ROM (ext. à 48 Ko), 8 Ko RAM (ext. à 24 Ko), clavier QWERTY 59 touches mécaniques, bip sonore.
 - MONITEUR, ASSEMBLEUR 1 passe, DESASSEMBLEUR résidents.
 - Affichage : deux lignes de 20 caractères, extraites d'une page (24 lignes). 192 caractères ou symboles, matrice 5 x 7. Interface K 7 1 000 à 2 000 bits/sec. Interface imprimante : type "CENTRONICS" 16 pts.
 - Matériel livré complet, manuels d'utilisation, référence et listing source.
- Prix TTC, port inclus - 3 995 F.*

MICROPROFESSOR EST UNE MARQUE DÉPOSÉE MULTITECH

LES MICROPROFESSORS SONT GARANTIS 1 AN PIÈCES ET MAIN-D'ŒUVRE

SI VOUS VOULEZ EN SAVOIR PLUS : TÉL. : 16 (4) 458.69.00

SUD de la FRANCE - C.R.E.E. 138, AV. THIERS - 69006 LYON - TÉL. : 78.94.66.36

BON DE COMMANDE À RETOURNER À Z.M.C. B.P. 9 - 60580 COYE-LA-FORET EA 12/85 - 1/86

- MPF-I B - 1 645 F TTC
- MPF-I PLUS - 2 195 F TTC
- MPF-I/65- 2 995 F TTC
- MPF-I/88 - 3 995 F TTC
- PRT B ou PLUS 1 195 F TTC
- EPB B/PLUS - 1 895 F TTC
- SSB B ou PLUS - 1 695 F TTC
- SGB B ou PLUS - 1 195 F TTC
- IOM SANS RAM - 1 495 F TTC

- IOM AVEC RAM - 1 795 F TTC
- TVB PLUS - 1 795 F TTC
- OPTION BASIC PLUS - 400 F TTC
- OPTION FORTH PLUS - 400 F TTC

- DOCUMENTATION DÉTAILLÉE
- MPF-I B
 - MPF-I/65
 - MPF-I PLUS
 - MICROKIT - LISTE ET TARIF
 - MPF-I/88

NOM : _____
ADRESSE : _____

Ci-joint mon règlement
(chèque bancaire ou C.C.P.).
Signature et date :

**Non ! Il ne s'agit pas ici de faire une critique des hommes politiques...
... malgré le titre de l'article.**

Analyse

La parole artificielle et sa reconnaissance

La parole synthétique et sa reconnaissance représentent deux domaines aux applications distinctes mais complémentaires. En fait, il s'agit de l'émission et de la perception de la parole au moyen de dispositifs divers dont les derniers en date font largement appel à l'électronique.

C'est la parole artificielle qui a fait l'objet des réalisations les plus anciennes. Au XVIII^e siècle, von Kempelen réalisait une machine parlante produisant une vingtaine de sons différents. Mais il fallut attendre l'arrivée des ordinateurs et l'aboutissement des études de physiologie en phoniatry pour traiter ce problème d'une manière plus fine.

La reconnaissance de la parole, problème plus complexe dans son appréhension, a été abordé beaucoup plus tard (1950). Son développement est cependant rapide, car dans le dialogue homme-machine, l'enjeu est important pour les dix prochaines années.

Vous avez la parole !

L'étude des mécanismes de la production et de la perception de la parole permet de mettre en évidence un spectre dont la richesse en informations est énorme. Pour fixer les idées, sachons que le téléphone peut véhiculer 50 000 unités d'information par seconde ; mais, au niveau cérébral, 50 unités par seconde suffisent pour assurer la compréhension du message. Il y a donc une perte importante au cours de l'acheminement du message (999 unités perdues pour 1 000) et il serait intéressant de détecter et de définir ces unités d'information essentielles à la compréhension.

La voix est la production physiologique des sons. Elle résulte de l'émission des sons venant du larynx, modifiés dans les cavités de résonance que sont le pharynx, la bouche et les fosses nasales (fig. 1). L'analyse de la voix humaine montre son extrême variabilité selon la race, l'hérédité, le développement corporel, mais également selon l'âge, le milieu, l'éducation et le psychisme.

Pour rester dans les généralités, on peut ajouter que la voix est caractérisée par son *intensité* (en dB) qui correspond à l'amplitude des vibrations sonores, fonction de la pression de l'air expiratoire ; par la *hauteur*, qui correspond à la fréquence des sons,

liée aux caractéristiques des cordes vocales (élasticité, masse, largeur) ; enfin par le *timbre*, résultat des harmoniques (du son fondamental) compris dans le son complexe émis par le larynx et de l'action sélective des cavités de résonance.

L'étude de la voix et des paroles émises par les structures anatomiques de l'être humain permet d'expliquer le comment et le pourquoi de l'expression vocale. Elle apporte les moyens de corriger éventuellement les troubles qui font l'objet de toute la pathologie de la phoniatry : difficulté de la prononciation (dysphémie), difficulté de la phonation (dysphonie), vice de construction du langage (dysphrasie),

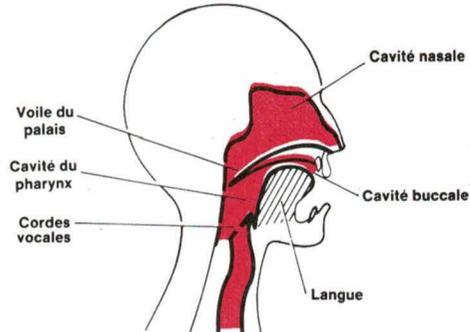


Fig. 1. — Ensemble du conduit vocal comprenant les différentes cavités : nasale, buccale et celle du pharynx.

nouveaux synthétiseurs que l'on peut ranger chronologiquement en trois types : les *vocodeurs*, qui furent créés pour améliorer les performances des transmissions sur les lignes téléphoniques, les *synthétiseurs à formants*, qui représentent un progrès dans la qualité de la voix émise, et les *simulateurs du conduit vocal*, en cours d'études.

Le « Vocodeur »

Le « Vocodeur » (de l'anglais « Voice Coder »), première étape dans l'analyse et la synthèse de la parole, est un appareil qui assure ces deux fonctions (fig. 2). La première fonction élabore des signaux de deux types. Tout d'abord la détection de la mélodie : c'est une analyse de la fréquence fondamentale à laquelle vibrent les cordes vocales. Ces signaux fournissent, entre autres, des renseignements sur le caractère voisé et non voisé des sons émis. Rappelons que les *sons voisés* (les voyelles par exem-

difficulté de la parole due à une paralysie (dysarthrie), etc. C'est un apport très important pour la rééducation puisque l'on sait utilement mettre en œuvre, ensemble ou séparément, les structures anatomiques, les cavités, les muscles concourant à la prononciation d'une parole (consonnes, voyelles) ou d'un son.

Cette étude permet également de disséquer la voix sous la forme d'une image spectrale qui contient toutes les informations, et c'est une telle étude qui a rendu possible la réalisation de synthétiseurs. Comme toujours en pareil cas, dès qu'il s'agit de remplacer un organe ou de suppléer une fonction, on cherche à imiter la nature, ce qui généralement n'est pas la meilleure façon de procéder, mais permet de franchir les premières étapes. Ainsi *Dudley* réalisa le *Voder*, premier synthétiseur électrique qui ressemblait à un piano. Il comportait un générateur de bruit (poumons et larynx), un oscillateur de « relaxation » (au niveau des cordes vocales), un contrôle de résonance (cavités buccales et nasales, langue), avec des touches permettant de jouer sur les différents paramètres.

logue à celle des cavités buccale ou nasale a permis de fabriquer des synthétiseurs « à formants » (ce sont les maxima de la courbe de réponse en fréquence). Il est possible également de simuler le conduit vocal au moyen d'un quadripôle électrique.

Avec les nouveaux moyens techniques (modulation de faisceaux lumineux, simulation sur ordinateur), la dernière décennie a vu se réaliser de

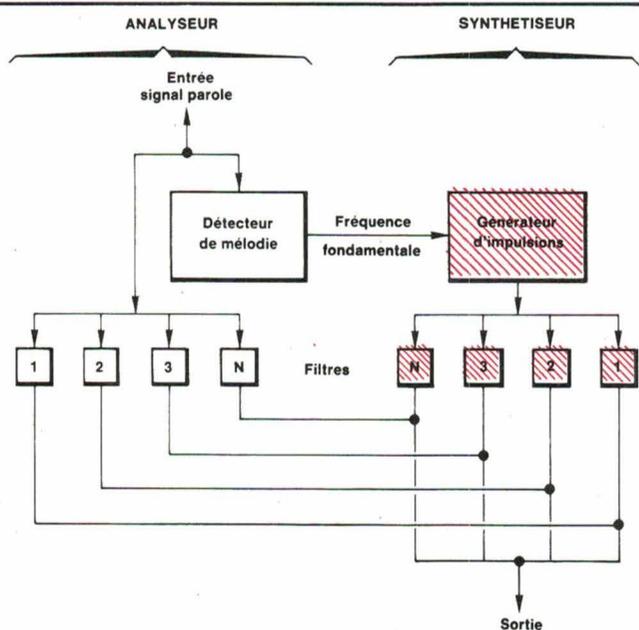


Fig. 2. — Le Vocodeur analyse et reconstitue la parole. Construit dès 1935 aux Etats-Unis, il avait pour but de réduire le nombre d'informations à véhiculer sur une ligne téléphonique.

Trois types de synthétiseurs

C'est en établissant des analogies entre les grandeurs mesurables que l'on a pu réaliser des synthétiseurs. Ainsi, la pression et le débit de l'air nécessaire à générer la parole peuvent être mis en parallèle avec une tension aux bornes d'un circuit électrique. Les impédances acoustiques se retrouvent sous la forme d'impédances électriques et les paramètres mécaniques de la phonation sont assimilables à des paramètres électriques.

L'emploi de filtres ayant une courbe de réponse en fréquence ana-

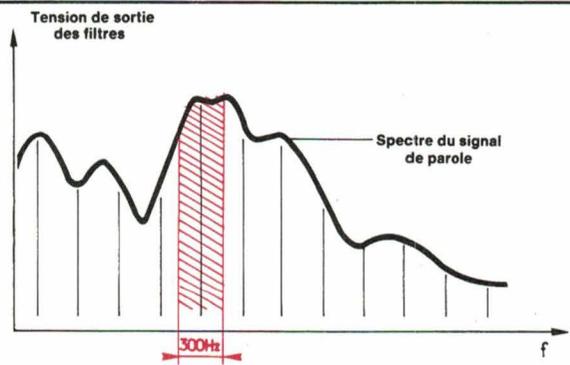


Fig. 3. — Echantillonnage dans le spectre de la parole (d'après R. Carré).

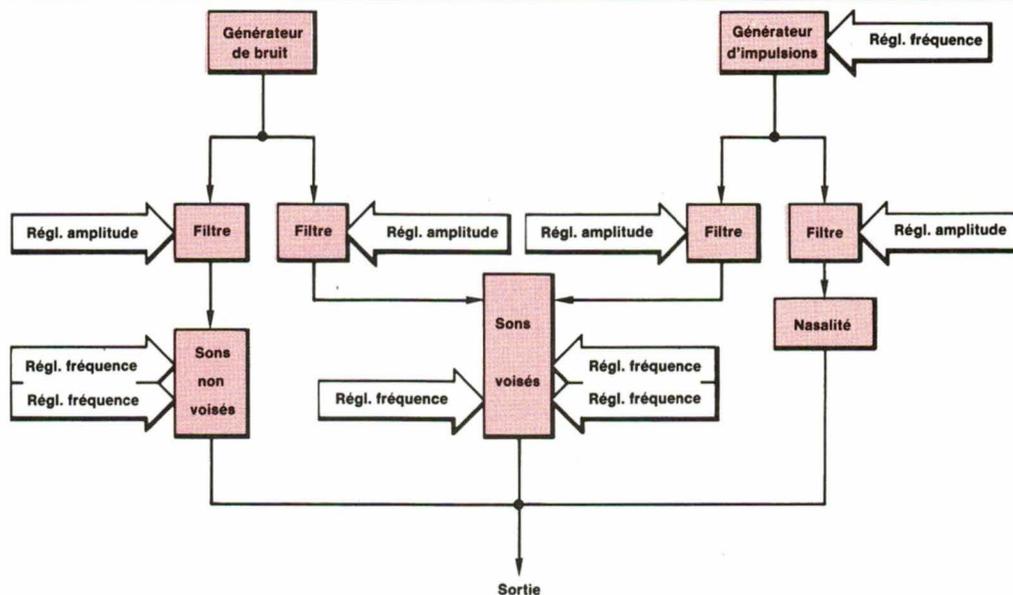


Fig. 4. — Le synthétiseur à formants représente un progrès dans la qualité de la voix émise.

ple) sont produits par une source d'impulsions périodiques représentée par l'ensemble poumons-cordes vocales. Les *sons non voisés* (certaines consonnes) proviennent du bruit, c'est-à-dire de signaux aléatoires, produits par le passage de l'air venant des poumons et passant sur les parois de l'appareil vocal, notamment au niveau du rétrécissement du conduit vocal.

Outre la détection de la mélodie, les signaux sont également pris en compte par une batterie d'une douzaine de filtres « passe-bande » assurant l'analyse spectrale de la parole. Chaque filtre laisse passer les signaux ayant une fréquence comprise dans un intervalle de 300 Hz. On obtient ainsi un échantillonnage dans le spectre de la parole (fig. 3). Les variations rapides du spectre correspondent à une fréquence maximale de 25 Hz, c'est ce qui a été constaté. Or, si l'analyseur couvre une gamme de fréquences s'étendant jusqu'à 3 000 Hz, la bande passante totale nécessaire à la transmission du message passée à travers la douzaine de filtres sera de $12 \times 25 = 300$ Hz. Ainsi, le message subira une compression de $3\,000/300 = 10$ tout en conservant son intelligibilité.

L'opération inverse, qui consiste à reconstituer la parole — la synthèse —, s'effectue à partir d'un générateur d'impulsions dont la fréquence de récurrence est commandée par la tension issue du détecteur de mélodie. Ainsi, la hauteur de la voix est rétablie. Puis, les impulsions passent sur une batterie de filtres identique à celle de l'analyse et contrôlée par elle.

L'addition des tensions à la sortie des filtres fournit un spectre qui est proche de celui de la parole à l'entrée de l'analyseur.

Il est certain que la synthèse de la parole par ce procédé donne un message ramené à l'essentiel et donc compréhensible, mais la voix a beaucoup perdu de ses caractéristiques, elle est vraiment artificielle. La nécessité d'améliorer la qualité de la voix a conduit à rechercher ce qui caractérise cette qualité. L'étude de la courbe de réponse en fréquence du conduit vocal, dont les maxima sont appelés *formants*, assure une première étape dans cette amélioration.

Le synthétiseur à formants

C'est le synthétiseur de second type, dont la différence se situe au niveau des filtres. Ce sont des filtres résonnants dont chacun d'entre eux amplifie une bande de fréquence correspondant à un formant déterminé. La courbe de réponse de ces filtres se rapproche davantage de celle du conduit vocal que la courbe des filtres du « vocodeur ».

Le générateur d'impulsions du synthétiseur à formants (fig. 4) reproduit le spectre du débit d'air au niveau des cordes vocales et est complété par un générateur de bruit. Ils attaquent des filtres résonnants comprenant un réglage d'amplitude. Un réglage en fréquence existe au niveau du générateur d'impulsions, des formants vocaux et des formants de bruit. L'ensemble de

ces réglages (une dizaine) peut être pris en charge par un ordinateur.

Faire appel à un ordinateur ne résoud pas le problème : encore faut-il bien maîtriser les nombreux paramètres correspondant aux signaux de la parole afin d'améliorer la qualité de celle-ci. Dans la recherche d'une similitude plus proche de la parole, on a fait appel à la simulation du conduit vocal en tant que cavité acoustique.

La simulation du conduit vocal

Si nous reprenons les différentes cavités du conduit vocal de la figure 1 (excepté les cavités nasales), nous pouvons découper ce conduit en tranches assimilables à des cellules élémentaires (fig. 5). Chacune de ces cellules a un équivalent électrique (fig. 6). Au débit d'air du conduit, à une certaine pression, correspondent une intensité et une tension électrique du simulateur. En juxtaposant une série de cellules, en plaçant un générateur en amont et en analysant le résultat en sortie (fig. 7), il est possible de faire varier la forme de l'appareil vocal artificiel et de synthétiser des phrases, tout au moins avec un simulateur à fonctionnement dynamique.

Ce découpage du conduit vocal, lié à l'étude anatomique de la dynamique du conduit vocal, au relevé électromyographique, à la cinéradiographie, le tout traité sur ordinateur au moyen d'algorithmes, permet une approche

intéressante dans l'étude de la synthèse de la parole mais il reste encore beaucoup à faire.

Au commencement du mot : le phonème

La synthèse vocale a permis de mieux saisir le processus de la phonation, notamment d'effectuer le découpage de la parole en un certain nombre d'éléments phonétiques : les phonèmes. A titre indicatif, on dénombre 37 phonèmes dans la langue française (16 voyelles, 18 consonnes et 3 semi-voyelles). Avec ces 37 phonèmes, il est possible de reconstituer les 70 000 mots usuels de la langue française et par conséquent une infinité de phrases grammaticales.

Cette approche est intéressante, mais il faut savoir que ce qui est vrai pour la langue française ne l'est pas pour une autre langue. Le phonème est une unité abstraite. Le codage à partir des phonèmes est simplifié mais n'est valable que pour une seule langue et un seul accent. Il faut ajouter, en outre, que les caractéristiques acoustiques d'un même phonème dépendent de son environnement. Ainsi, la consonne « b » représente un phonème différent dans la production des syllabes « ba » ou « bi » ; les caractéristiques dépendent de la voyelle finale.

En réalité, le codage tient donc compte du phonème, mais également du phonème précédent et du suivant. En pratique, nous devons tenir compte de $27 \times 36 = 1\,332$ diphonèmes. L'analyse de ces combinaisons montre que certains phonèmes ne sont pas modifiés par leurs voisins, ce qui limite le total à environ 600 diphonèmes.



Fig. 5. - Découpe du conduit vocal en cellules élémentaires pour une étude de simulation.

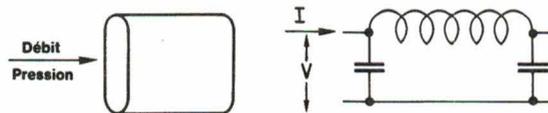


Fig. 6. - Equivalent électrique d'une cellule du conduit vocal.

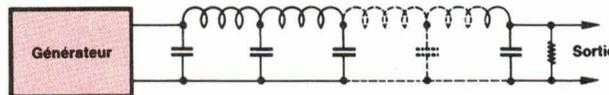


Fig. 7. - Simulateur du conduit vocal.

C'est sous cette forme simplifiée, mais suffisante pour la compréhension, qu'il est possible maintenant de « faire parler » les ordinateurs.

Un exemple : le « Ferma 5 000 »

Le « F 5 000 », de la *Française d'Electronique, Recherche et Mathématiques - Ferma*, est une machine à lire le français capable de reproduire avec une bonne qualité (mélodie et rythme), un texte écrit normalement sous la forme de suite de caractères ASCII (fig. 8). Elle se raccorde comme une imprimante, mais parle au lieu d'imprimer et son vocabulaire est infini. Pour cela, elle est reliée par une liaison V24 à une unité d'interface téléphonique - FXT (numéroteur, répondeur, dialogue).

Très schématiquement, on peut dire qu'un micro-ordinateur est interrogé au moyen d'un téléphone. Après avoir composé son numéro d'appel, on interroge l'ordinateur avec des chiffres correspondant à des questions bien déterminées. Celui-ci répond par l'intermédiaire du combiné téléphonique par des mots choisis dans un vocabulaire stocké dans une mémoire. Il y a un semi-dialogue puisque l'on interroge l'ordinateur au moyen d'un code, mais celui-là répond par la parole.

La société *Ferma* a réalisé différentes configurations. Ainsi, par exemple, la *messagerie vocale de l'écrit* (fig. 9), où deux des principaux serveurs Teletel : *Télesystèmes* (Eurodial) et *France Câbles Radio* (Missive), utilisent des ensembles synthétiseurs « F 5 000 » / Interface FXT pour l'acheminement vocal et téléphoné des messages écrits envoyés à partir d'un Minitel. Les ordinateurs utilisés sont un HP 66 et un PDP 11 reliés par liaison série au synthétiseur.

La personne envoyant un message à partir du Minitel peut spécifier qu'elle demande que le message soit téléphoné au destinataire dès que possible. Le système de messagerie utilise le numéroteur du synthétiseur pour composer le numéro de téléphone du destinataire. La messagerie demande à la personne qui a décroché de composer sur son cadran téléphonique un code assurant de son identité, puis lit le message en synthèse à partir du texte. Si la personne est absente, l'appel est répété périodiquement et automatiquement.

La société *Jeumont-Schneider* utilise une configuration similaire reliée à l'un de ses « PABX ».

Ferma a réalisé également une configuration pour la *prise de commandes par téléphone*. Ainsi, quand les clients appellent, sont-ils accueillis par le synthétiseur fonctionnant avec des phrases compressées, d'une qualité « grand public » parfaite, qui leur propose un menu vocal. Ils peuvent alors à l'aide du cadran ou du clavier de leur poste téléphonique choisir le service demandé : renseignement sur la date de livraison d'une de leur commande en cours, nouvelle commande sur catalogue dont ils composent les caractéristiques à partir du cadran tout en étant guidés par la voix du synthétiseur : référence du catalogue, quantité, etc. Certains messages (« bonjour Monsieur Durand ») sont personnalisés par la synthèse à partir du texte utilisée auxiliairement à la parole compressée.

Il est possible également de rendre le *Minitel ordinaire parlant*. Ceci offre un intérêt considérable dans toutes les applications de formation. Ainsi, dans le cas des langues, par exemple, l'université de Paris X développe des cours de russe. Plusieurs serveurs Teletel (*Télesystèmes-Eurodial*) s'équipent de cartes « F 5 000 » FXT montées dans un châssis en frontal de leurs serveurs et permettant de rendre

parlant tout Minitel connecté par le réseau téléphonique commuté.

La configuration est donnée figure 10. Grâce à l'interface FXT la ligne téléphonique peut être gérée à l'alternat en parole/données. Chaque « porte » parlante du serveur utilise un modem V23 et un ensemble « F 5 000 »/FXT. Les commandes envoyées au « F 5 000 » permettent de connecter à la ligne téléphonique soit le modem, soit le synthétiseur. L'utilisateur voit apparaître des pages Videotex, suivies d'un commentaire dans son poste téléphonique (un « main libre » avec amplificateur) qu'il n'a pas raccroché une fois la liaison établie avec le serveur.

Les « pages » de parole peuvent être soit de la parole compressée, soit du texte (ce qui permet en particulier à des non-voyants d'accéder aux différents services Teletel, notamment l'annuaire). La fréquence de changement et d'ajout de pages de parole compressée justifie d'équiper cette configuration d'un système de préparation de parole compressée.

Avec des applications médicales...

La synthèse de la parole apporte une aide précieuse aux handicapés. Ferma a développé trois applications :

- Un système informatique pour non-voyants. L'aveugle utilise la synthèse de la parole pour réécouter et corriger le texte qu'il a frappé, ou pour entendre le contenu de l'écran affiché.
- Une prothèse de parole pour IMC (Infirmes Moteur Cérébraux). Les IMC présentent une grande variété de handicapés. Certains peuvent taper sur un clavier informatique normal, d'autres ont besoin d'un clavier spécial à larges touches ou d'écrans à défilement avec actuateur sur le fauteuil.
- Comme nous l'avons vu précédemment, l'unité de télématique vocale permet de réaliser un serveur Teletel parlant pour les non-voyants. Dans ce cas, la traduction des pages de videotex en parole est effectuée par le serveur à l'aide de synthétiseur. Des systèmes de traitement de texte pour non-voyants fonctionnent au ministère de l'Industrie (configuration basée sur un micro-ordinateur « Axel AX 20 », une imprimante, un synthétiseur « F 5 000 » et le logiciel Wordstar).

D'autres réalisations ont été développées pour l'aide aux handicapés,

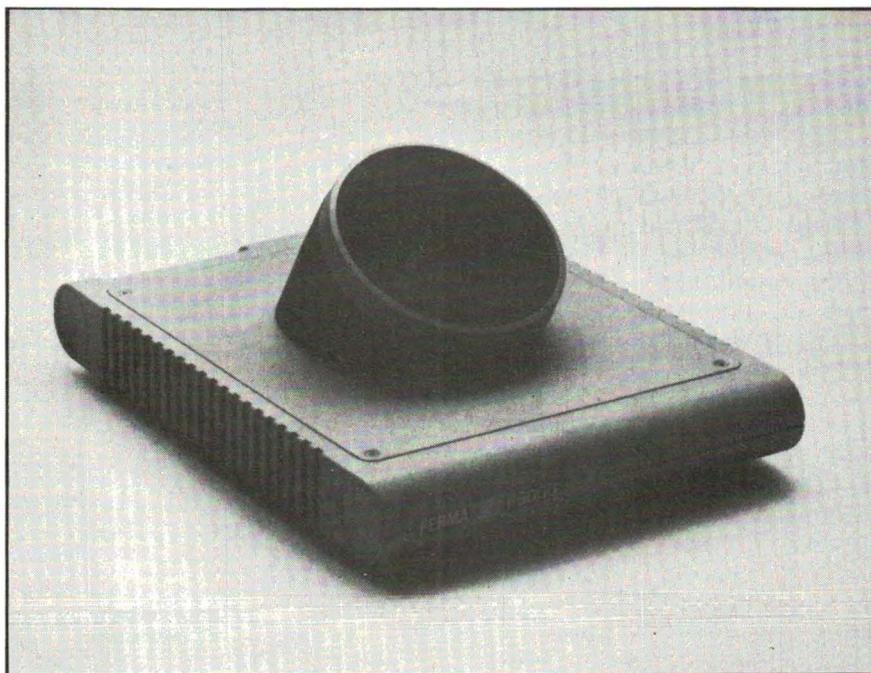


Fig. 8. — Le synthétiseur à partir d'un texte : F 5000 — c'est une véritable machine à lire le français (doc. Ferma).

comme par exemple les feux tricolores parlant que l'on rencontre place Denfert-Rochereau à Paris et qui sont très utiles aux aveugles, mais la synthèse de la parole se rencontre également dans d'autres domaines.

... et des applications diverses

Nous en évoquerons quelques-unes pour mémoire :

- Service public de renseignement comme à Blagnac (Gironde) où les habitants de la commune peuvent consulter une base de données et dont les réponses sont fournies par un synthétiseur.
- Les véhicules et les machines parlantes. Là encore, il suffit de fixer des seuils, des consignes, pour que se déclenchent des messages destinés aux utilisateurs. Ces messages peuvent être des informations, voire des ordres (une portière mal fermée empêchant le démarrage du véhicule).
- Une aide à la sécurité. Lorsqu'il y a risques d'explosion, d'incendie, d'émanations toxiques ou autres, des capteurs peuvent déclencher des alarmes (sonores ou visuelles), verrouiller des issues, etc. La société SILEC, dans son usine de Montereau en Seine-et-Marne, a complété ce dispositif par un synthétiseur qui donne sans ambiguïté, non seulement

l'alarme, mais des consignes parlées, mieux compréhensibles notamment par du personnel dont la présence est parfois occasionnelle dans un lieu à risques.

- Dans les transports publics. A la ● SNCF, dans le RER, les annonces destinées aux voyageurs étaient enregistrées sur bandes magnétiques puis retransmises le moment voulu. Chaque changement de texte nécessitait la présence de la même speakerine ; en outre, la maintenance électromécanique de telles installations n'est pas négligeable. Avec la voix synthétique, c'est l'ordinateur qui gère la synthèse et tout changement de texte ne demande que la simple frappe sur un clavier pour introduire le nouveau texte dans le logiciel, d'où une exploitation plus souple.
- Dans les applications maritimes, Bordeaux et Nantes ont inauguré une nouvelle façon de donner la hauteur des marées au moyen du « Vocodex Maréphone » de LCT. Habituellement, la hauteur de la mer est une information diffusée par radio, elle intéresse tous les navires aux abords des ports et des estuaires. La nouvelle formule utilise un synthétiseur qui est relié aux marégraphes, lesquels mesurent la hauteur de la mer toutes les minutes. L'information est traitée par un ordinateur puis transmise par le canal maritime aux navires au large.
- On pourrait multiplier ces exemples, ajouter celui des ascenseurs qui an-

noncent les étages, les surcharges, les incidents avec quelques paroles de réconfort pour faire patienter les usagers. On pourrait également évoquer le chant, bien que ce problème soit beaucoup plus difficile à résoudre en raison de la richesse phonétique du message chanté. A l'IRCAM (Institut de Recherches et de Coordination Acoustique Musique), X. Rodet développe un appareil qui chante, fondé sur une synthèse par formants. Partant de ce travail, il est possible au cours de l'interprétation d'une pièce musicale de faire interpréter la partie chant par un synthétiseur. Ainsi, dans l'opéra « The Mask of Orpheus » d'Harisson Birtwistle, les voix de Dieu et d'Apollon sont synthétiques.

De la synthèse à la reconnaissance

Si l'on veut dialoguer, il ne suffit pas de parler ; encore est-il nécessaire de se faire comprendre de son interlocuteur : il faut que celui-ci reconnaisse le message pour pouvoir y répondre à son tour. Lorsqu'il s'agit d'un être humain, seuls les trois quarts des mots prononcés sont compris, il faut associer le contexte de la phrase et de la conversation, en général, pour qu'il comprenne les mots manquants. Pour faire ce travail, il faut un cerveau ; et le cerveau, comme le rire, est le propre de l'homme.

Bien sûr, on peut tout avec les machines, et chez IBM on emploie les gros calculateurs pour combler les déficits de compréhension dans la reconnaissance de la parole. Mais dans ce cas les moyens ne sont-ils pas disproportionnés par rapport au but recherché ? L'une des difficultés est de demander à une machine de reconnaître une parole qui peut être prononcée de différentes manières, avec une tonalité, une rapidité, une articulation, une intelligibilité qui dépend du locuteur. D'ailleurs, la même phrase, prononcée une seconde fois par la même personne, quelque temps après, donne deux représentations acoustiques qui ne sont pas exactement superposables.

En 1943, on trouve les premières tentatives de reconnaissance de la parole avec les analyses de Mjasnikov. En 1950 apparaît un système de reconnaissance de chiffres mais, il faut attendre les années 60 pour voir l'emploi des ordinateurs donner une nouvelle dimension aux recherches en

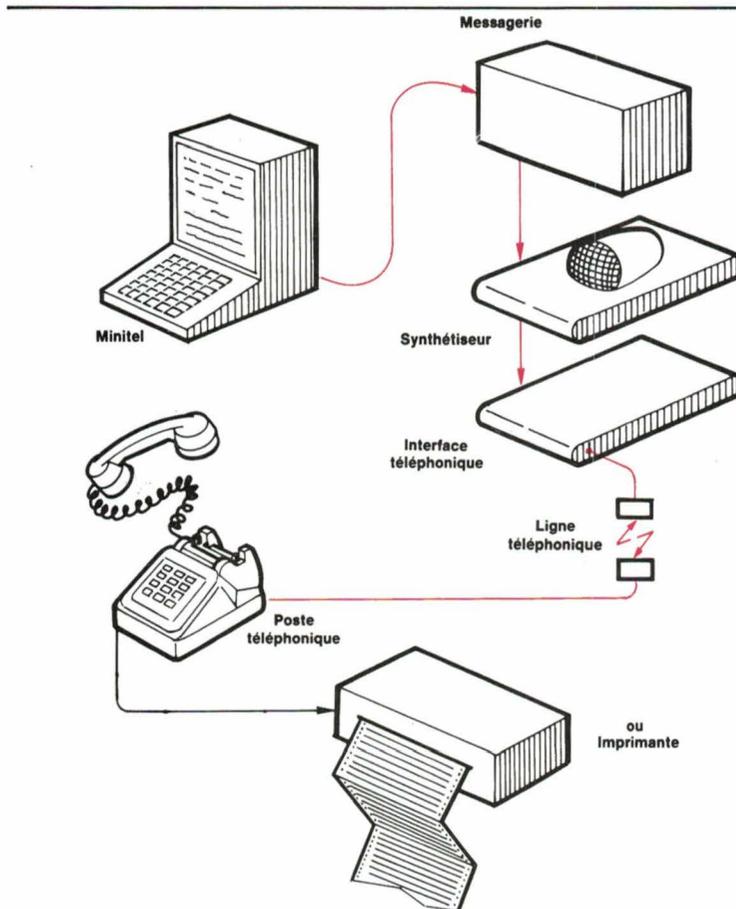


Fig. 9. — Messagerie vocale de l'écrit (doc. Ferma).

ce domaine. Puis, les années 70 font apparaître les vrais problèmes du décodage de la parole avec, vers la fin de cette décennie, la première génération des systèmes de reconnaissance de la parole. Ensuite, l'arrivée des microprocesseurs, de la micro-informatique, fournira des systèmes beaucoup plus performants, notamment face à la parole en continu et aux systèmes multilocuteurs.

D'après J.-P. Haton du CRIN (université de Nancy), compte tenu des caractéristiques du signal vocal et de la communication parlée en général, la reconnaissance d'un message vocal doit faire appel à un ensemble de techniques relevant à la fois de la reconnaissance des formes et de l'intelligence artificielle. On est ainsi amené à résoudre les problèmes suivants :

- codage et analyse du signal vocal ;
- traitement phonétique et phonologique ;
- segmentation à différents niveaux ;
- modélisations du langage utilisé, et analyses associées ;
- stratégie de recherche ;
- dialogue ;
- apprentissage.

On voit clairement, dit J.-P. Haton, la nécessité d'équipes pluridisciplinai-

res pour résoudre de tels problèmes. La figure 11 illustre ce qui précède. La structure linéaire adoptée sur cette figure ne doit pas faire oublier que les différents processus mis en œuvre sont fortement interconnectés et que des allers et retours entre ces processus sont indispensables.

Les divers systèmes de reconnaissance

La reconnaissance des mots et la reconnaissance des phrases sont deux approches complémentaires : un peu comme dans l'apprentissage du langage, il faut d'abord connaître les mots si l'on veut ensuite comprendre les phrases.

La reconnaissance de mots isolés (fig. 12) suppose que chaque mot soit séparé par un silence d'au moins 200 ms de durée. Ainsi, le mot représente une structure acoustique bien définie qui permet d'établir un dictionnaire (phase d'apprentissage) dans lequel on cherche ensuite la référence la plus proche du mot à identifier (phase de reconnaissance).

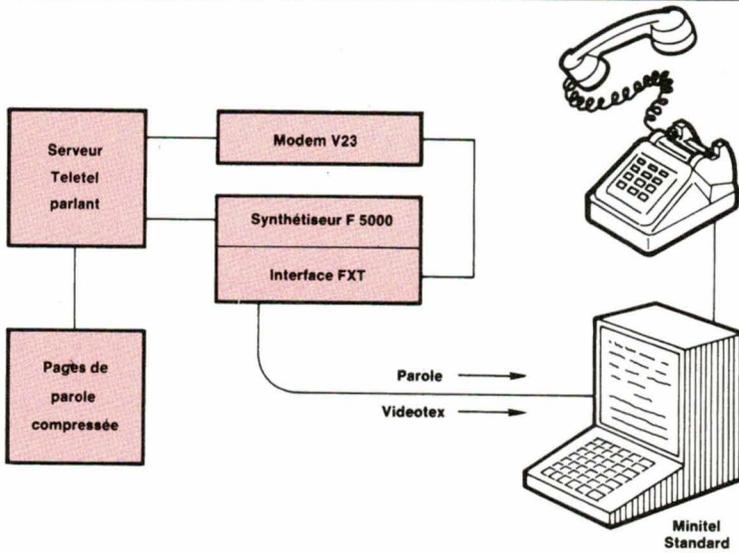


Fig. 10. - Serveur Télétel parlant (doc. Ferma).

De cette façon de procéder découle la démarche suivante : le signal électrique issu du microphone est analysé afin d'extraire les paramètres du signal vocal. La paramétrisation a pour but de réduire la quantité d'informations pour ne laisser subsister que celles indispensables à la séparation des éléments du vocabulaire. Il existe pour cela différentes techniques de codage (densité de passages par zéro, banc de filtres analogiques ou numériques, etc.) mais pratiquement, les paramètres sont évalués sur des segments de 20 à 50 ms, avec un pas de 5 à 20 ms.

Le fait de traiter les signaux par tranches dans le temps suppose un locuteur qui a une élocution ayant toujours le même rythme, la même vitesse de défilement des mots, sinon les segments n'auront plus le même contenu pour un même mot. Il est donc nécessaire de mettre en place un système de référence qui utilisera un algorithme de comparaison dynamique, ce qui permettra de réaliser une normalisation temporelle.

L'étape suivante est la reconnaissance de mots enchaînés, sans pause. Il n'y a pas juxtaposition de mots isolés, mais un enchaînement avec une coarticulation entre deux mots, c'est-à-dire que la fin d'un mot et le début du mot suivant n'ont pas la même structure spectrale que dans le cas de ces mêmes mots pris isolément. Cela est d'autant plus vrai que les mots sont plus courts.

Des mots enchaînés à la phrase continue représentent l'étape finale, elle représente également une somme importante de difficultés : il a fallu définir des systèmes utilisant des infor-

mations lexicales, syntaxiques, sémantiques. D'après J.-M. Pierrel du CRIN de Nancy, les systèmes de reconnaissance de phrases actuels font apparaître deux philosophies dont les approches sont différentes : une approche ascendante et une approche descendante, avec également une combinaison des deux conduisant à une solution mixte.

● L'approche ascendante consiste à analyser le signal, ou la chaîne de sons élémentaires (phonèmes, diphonèmes), pour construire une phrase en remontant les divers niveaux d'abstraction (lexique, syntaxe, sémantique). L'avantage de cette approche est de limiter les effets du bruit et les erreurs que l'on rencontre dans

la transcription phonétique de la phrase. En revanche, elle nécessite la construction au préalable de cette chaîne de sons élémentaires qui atteint très vite des dimensions importantes dans le cas de langage à vocabulaire étendu. En France, cette méthode a été mise en œuvre dans les systèmes « Keal » (CNET) et « Myrtille 1 » (CRIN).

● L'approche descendante part du plus haut niveau d'abstraction pour aboutir au mot. On vérifie que ce mot est bien présent dans la chaîne, par transcription phonétique. L'avantage de cette approche est de bien sélectionner le mot choisi et d'éliminer des mots candidats, c'est donc intéressant dans l'exploitation de lexiques assez importants. Par contre, c'est une méthode sensible au bruit et sa mise en œuvre nécessite l'emploi de procédures assez lourdes pour se synchroniser dans la chaîne d'entrée. En France, on trouve les systèmes « Esope 0 » (Limsi) et « Myrtille 1 » (CRIN).

Un marché mondial de 400 millions de dollars

Un marché mondial de 400 millions de \$ en 1985 et une prévision de plus de 3 200 millions de \$ en 1990, tels sont les chiffres donnés par le BIPE en 1980. Le marché français représenterait environ 5 % du marché mondial.

La reconnaissance automatique de la parole est appelée à un développe-

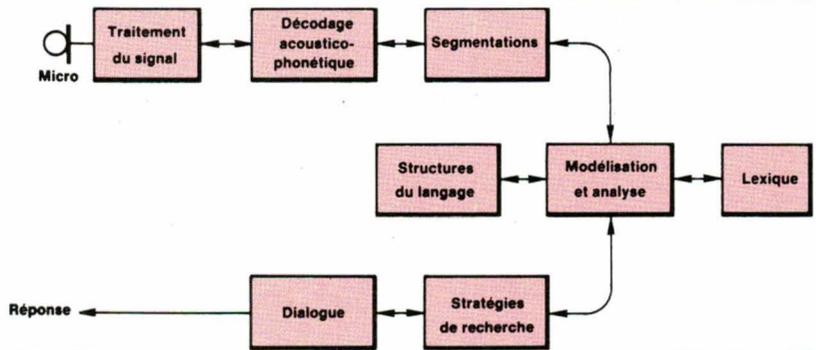


Fig. 11. - Eléments d'un système de reconnaissance de la parole (d'après J.-P. Haton).

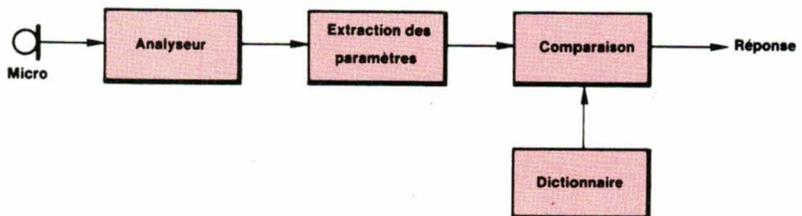


Fig. 12. - Reconnaissance de mots isolés (d'après J.-J. Mariani et J.-L. Gauvin).

ment important dans les années à venir. La parole est le moyen le plus naturel pour un être humain lorsqu'il veut dialoguer avec une machine, il faut donc faire évoluer celle-ci en ce sens.

Actuellement, les applications potentielles sont nombreuses. Dans l'industrie, c'est la commande de machines-outils, quoique l'arrivée des robots programmés rendra moins évidentes les instructions orales. Dans le travail de bureau, le dialogue avec les machines sera peut-être moins contraignant que de frapper sur un clavier, et puis ce sera peut-être aussi une façon d'oublier que nous serons entouré par des machines. Mais le progrès sera plus sensible dès que l'on pourra dialoguer avec les outils de tous les jours : automobiles, appareils électroménagers..., et surtout

lorsque l'on donnera aux intimes moteurs (quadriplégiques) cette possibilité de se libérer presque complètement de leur handicap.

J. Trémolières

Adresses utiles

- FERMA, Française d'Electronique, Recherche et Mathématiques, 125, bd de Grenelle, 75015 Paris. Tél. : 43.06.95.82.
- SILEC DSI, 69, rue Ampère, 75017 Paris. Tél. : 42.67.20.60.
- KEMPF, 11, rue Duranton, 75015 Paris. Tél. : 45.54.22.55.
- Laboratoires de Marcoussis de la CGE, route de Nozay, 91460 Marcoussis. Tél. : 64.49.10.00.

Bibliographie

- Carré R. « La parole artificielle ». *La Recherche* n° 54, mars 1975, p. 221-229.
- Catier. E. « La parole : Analyse - Synthèse - Reconnaissance ». *Toute l'Electronique*, n° 489, déc. 1983, p. 16-25 ; n° 490, janv. 1984, p. 56-67 ; n° 496, août-sept. 1984, p. 32-40.
- Bulletin de liaison de la recherche en informatique et automatique (INRIA) n° 84, 1983, numéro consacré à la reconnaissance de la parole.
- « L'ordinateur prend la parole », *Sciences et Techniques*, n° 2 hors série, 1984.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

est une publication de la Société Parisienne d'Edition.

Société Anonyme au capital de 1 950 000,00 F

Siège social

43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10

Création : 1909

Durée : 140 ans

Président-Directeur Général

Directeur de la Publication :
J.P. VENTILLARD

Rédacteur en Chef :
Jean-Claude ROUSSEZ

Actionnaires :

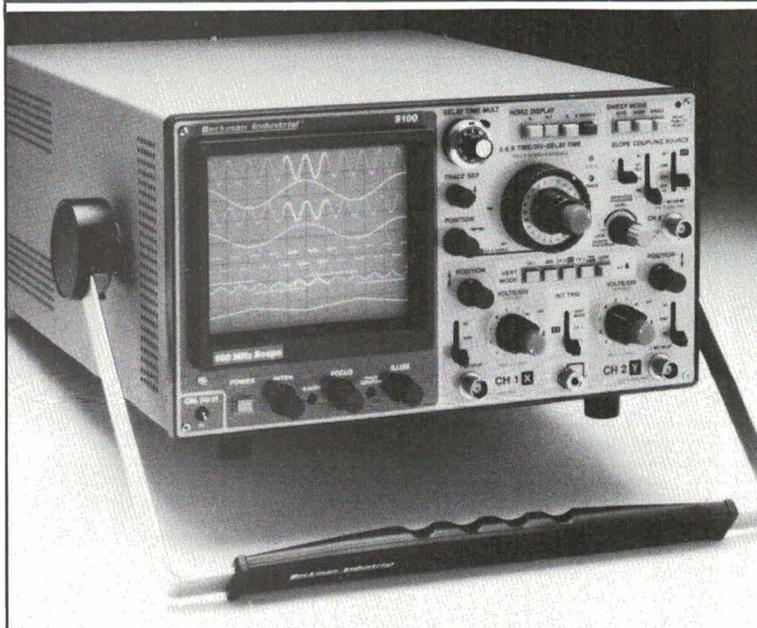
Publications Radioélectriques et Scientifiques
Monsieur J.-P. Ventillard
Madame Paule Ventillard

Tirage moyen 1984 :
53 793

Diffusion moyenne 1984 :
29 404

Chiffre d'Affaires 1984 de la Société Parisienne d'Edition :
92 863 848,00 F

Oscilloscopes analogiques 60MHz - 100MHz



Beckman Industrial complète sa gamme déjà très importante d'instruments de mesure en introduisant deux oscilloscopes qui présentent un excellent compromis prix / performance.

9060: 2 x 60MHz

Double trace, double base de temps
3 entrées verticales
Sortie du canal 1 sur panneau arrière

9100: 2 x 100MHz

Autres caractéristiques identiques au 9060.

Ils sont robustes, compacts, simples d'emploi.

Beckman Industrial™

Beckman Industrial, 1bis Avenue du Coteau, F-93220 Gagny • Téléphone: (1) 302.76.06 • Télex: 212971

Applications

Un filtre réjecteur piloté en fréquence

Lorsque, dans une étape de traitement d'un signal, on est amené à utiliser des facteurs d'amplification importants, il se pose inévitablement le problème de la réjection des composantes parasites, telles celles provenant du secteur à 50 ou 60 Hz.

Si l'on accepte de perdre, en même temps que le parasite, une partie importante du spectre du signal, les structures réjectrices classiques (utilisant un ou plusieurs « double T' ») conviennent à peu près ; en revanche, si l'on désire à la fois une réjection importante, une bonne stabilité et une bande réjectée très étroite, le problème devient ardu...

Nécessité d'un filtre réjecteur performant

L'étude qui suit tente d'apporter une solution à ce problème ; elle a été réalisée au *Laboratoire d'instrumentation géophysique* de Chambéry (L.I.G.), et les résultats obtenus étaient a priori destinés à être appliqués sur un appareil portable de sondage électrique permettant l'étude et la surveillance des volcans.

Ce dispositif fait l'acquisition du signal électromagnétique naturel, de très faible niveau (quelques microvolts), auquel il fait subir un traitement comportant, entre autres, une amplification pouvant atteindre un facteur 10^6 . Sachant de plus que la gamme d'étude de ce signal s'étend de 10^{-3} Hz à 5 kHz, on conçoit aisément que les parasites à 50 Hz ou à 60 Hz et leurs harmoniques, aussi faibles soient-ils, puissent s'avérer très gênants. Ceci nécessite de prévoir une

réjection importante de ces fréquences (supérieure à 50 dB), mais qui ne doit pas s'accompagner d'un élargissement prohibitif de la bande réjectée, de façon à conserver un maximum des informations contenues dans le spectre étudié autour des fréquences parasites.

Pour satisfaire à cela, on peut a priori être tenté de réaliser un filtre à bande très étroite, centré autour de 50 Hz par exemple ; cette condition serait idéale si tant est que le filtre soit très stable (en temps, température, etc.), et que, d'autre part, le parasite lui-même ne fluctue pas trop en fré-

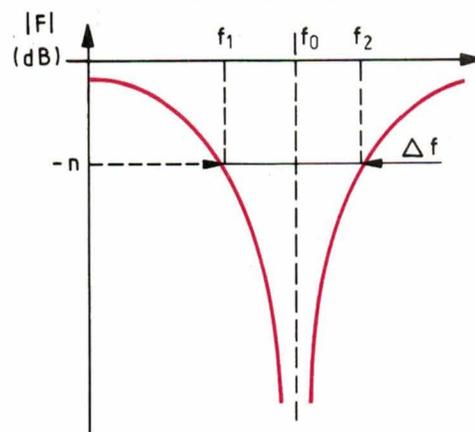


Fig. 1

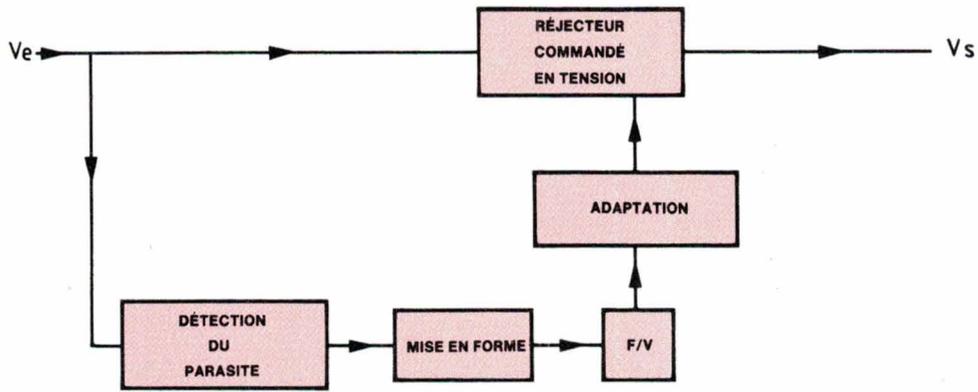


Fig. 2

quence. En France, EDF garantit que la fréquence du secteur est toujours comprise entre 49,5 Hz et 50,5 Hz. On pourrait donc, en n'étant pas trop exigeant sur l'importance de la réjection, réaliser un « mauvais filtre », c'est-à-dire à bande suffisamment large, de façon qu'elle contienne toujours « à peu près » le parasite ; cela signifie que l'on va perdre du signal utile et qu'il faut volontairement limiter la réjection, puisqu'on sait en effet que la largeur de la bande réjectée diminue lorsque la réjection augmente.

On montre ainsi, pour un filtre théorique parfait, que la largeur de bande Δf correspondant à une réjection de n dB (voir fig. 1), s'écrit :

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q} \sqrt{\frac{a}{1-a}}$$

avec $a = 10^{-n/10}$

f_0 : fréquence centrale.
 Q : coefficient de qualité.

Cette relation montre alors qu'avec les normes EDF ($\Delta f = 1$ Hz) il faut se contenter d'une réjection de l'ordre de 25 à 30 dB aux extrémités de bande (avec Q de l'ordre de 20) ; et ces

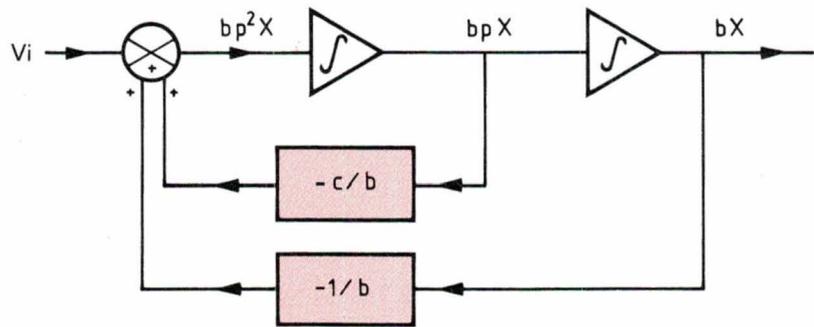


Fig. 3

valeurs seront encore diminuées si l'on considère les fluctuations de certaines distributions « exotiques » à 60 Hz.

Les considérations précédentes nous ont ainsi conduits à retenir le cahier des charges suivant :

- Une réjection toujours supérieure à 50 dB.
- Une largeur de bande réjectée à 3 dB de l'ordre de ± 1 Hz, facilement modifiable.
- La conception d'un dispositif permettant de détecter et synchroniser le filtre sur le parasite à éliminer, et cela quelles que soient ses fluctuations

dans une gamme de ± 3 Hz autour d'une fréquence centrale f_0 (voir fig. 2).

A cela s'ajoute enfin une très bonne stabilité en temps et température.

Il est bien évident qu'il est impossible de satisfaire à ces conditions en utilisant des structures à base de T ponté ; par contre, les lecteurs qui ont déjà été confrontés à ce type de problèmes peuvent penser que les filtres dits « à capacités commutées » représentent une bonne solution. Il existe en effet des filtres réjecteurs utilisant cette technologie intégrée (NS, Réti-

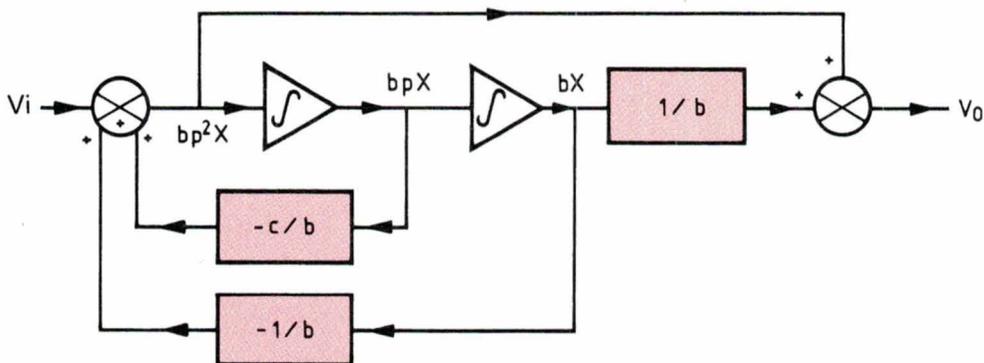


Fig. 4

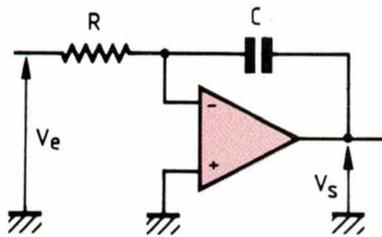


Fig. 5

con...) et dont la fréquence réjectée f_0 est obtenue par division d'une fréquence d'horloge extérieure ; en modifiant cette dernière, on peut ainsi agir sur f_0 . De plus, ces composants ont des performances assez voisines de celles que nous souhaitons.

En revanche, on retrouve sur le signal qu'ils fournissent en sortie un parasite à la fréquence d'horloge qu'il convient d'éliminer par un post-filtrage, si on ne veut pas qu'il intervienne dans le spectre étudié (filtre de « lissage »). De plus, ces filtres à capacités commutées réalisent en fait un échantillonnage du signal appliqué ; cela signifie que, si l'on veut éviter les phénomènes de repliement de spectre qui risquent de survenir, il faut les faire précéder d'un filtre antirepliement !

En conclusion, la solution n'était pas satisfaisante pour notre application ; nous nous sommes orientés vers un système entièrement analogique, aussi bien pour le filtre lui-même que pour son dispositif de commande.

Structure de base du filtre réjecteur

Dans le présent chapitre, on ne s'attache qu'à la structure de la cellule constituant le filtre lui-même, indépendamment de son système de commande décrit ultérieurement.

Il n'était déjà en effet pas simple d'obtenir une réjection de 50 dB avec une largeur de bande de ± 1 Hz à 3 dB en ne faisant appel qu'à des composants « analogiques ».

Pour y parvenir, nous nous sommes appuyés sur la théorie des variables d'état, très utilisée en automatique. Considérons l'expression générale de la fonction de transfert d'un filtre réjecteur sous la forme :

$$F(p) = \frac{1 + bp^2}{1 + cp + bp^2} = \frac{V_o}{V_i} \quad (1)$$

en appelant :
 V_o , la tension à la sortie du filtre
 V_i , celle à l'entrée et
 $p = j\omega$, la variable de Laplace.

On vérifie que $F(p)$, donc V_o , s'annule pour une pulsation $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{b}$ correspondant à la pulsation de réjection.

Introduisons maintenant une variable intermédiaire X telle que :

$$F(p) = \frac{V_o}{X} \cdot \frac{X}{V_i}$$

avec :

$$\frac{V_o}{X} = 1 + bp^2 \quad (2)$$

et

$$\frac{X}{V_i} = \frac{1}{1 + cp + bp^2} \quad (3)$$

L'équation (3) s'écrit aussi :

$$bp^2X = V_i - X - cpX$$

Si l'on se souvient que, dans l'espace de Laplace, la division par p correspond à une intégration, on peut schématiser cette dernière relation selon la figure 3, sur laquelle on retrouve le terme bp^2X comme la somme du signal d'entrée V_i , d'un signal intégré une première fois, soit $-cpX$, et une seconde fois, soit $-X$.

Enfin, en tenant compte de la relation (2) écrite sans la forme : $V_o = X + bp^2X$, on obtient le synoptique final du réjecteur représenté en figure 4. On peut alors remarquer que nous avons en fait réalisé un filtre universel ; en effet, si l'on prend la sortie juste avant le premier intégrateur, on obtient :

$$V_H = bp^2X = \frac{bp^2}{1 + cp + bp^2} V_i$$

caractéristique d'un filtre passe-haut.

Après le premier intégrateur, on a :

$$V_B = bpX = \frac{bp}{1 + cp + bp^2} V_i$$

correspondant à un passe-bande, et enfin, après le second intégrateur :

$$V_L = bX = \frac{b}{1 + cp + bp^2} V_i$$

traduisant une fonction passe-bas, la fonction réjecteur étant, bien sûr, obtenue sur la sortie V_o comme la somme d'une fonction passe-bas et d'une autre passe-haut.

En pratique, l'intégrateur réel réalisant la fonction $1/p$ est remplacé par le circuit de la figure 5 donnant un transfert de la forme :

$$I(p) = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{1}{\tau p} \quad \text{avec } \tau = RC$$

Ecrivons alors la fonction de transfert du réjecteur sous une forme plus habituelle, soit :

$$F(p) = \frac{1 + \tau^2 p^2}{1 + \left(\frac{\tau}{Q}\right) p + \tau^2 p^2}$$

où Q représente le coefficient de qualité de la cellule.

Le schéma de la figure 4 est alors adapté selon celui de la figure 6 ; on peut y constater que les réglages de Q (donc de la largeur de bande) et de τ (donc de la fréquence de réjection) sont complètement indépendants, l'action sur l'un ne modifiant pas l'autre.

Avant de proposer un schéma pratique de cette partie, il convient de faire une remarque importante : en effet, considérons la sortie passe-bande (après le premier intégrateur) pour un signal dont la fréquence est égale à celle réjectée par le filtre, soit f_0 ; on obtient avec $f_0 = 1/2\pi\tau$:

$$V_B(f_0) = \frac{-\tau p}{1 + \frac{\tau p}{Q} + \tau^2 p^2} V_i(f_0)$$

et $p = j\omega_0 = j/\tau$ d'où :

$$\frac{V_B}{V_i}(f_0) = \frac{-j}{1 + j/Q - 1} = -Q$$

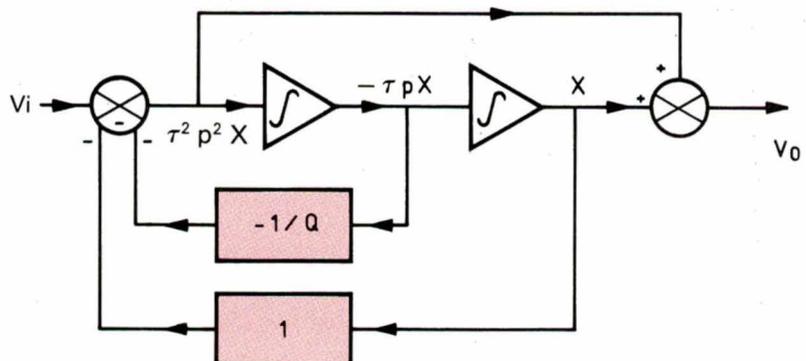


Fig. 6

Ce qui signifie que :

$$\left| \frac{V_B}{V_I}(f_0) \right| = Q$$

donc que l'on disposera à la sortie du passe-bande d'un signal à f_0 ayant une amplitude Q fois plus élevée que celle à l'entrée. Si on veut une largeur de bande réduite, Q est élevée, et il y a risque de saturation de l'amplificateur qui compose le premier intégrateur.

Pour éviter cela, on a le choix entre :

– Limiter l'amplitude du signal d'entrée à une valeur :

$$V_{i\max} = \frac{V_{\text{Alimentation}}}{Q}$$

– Ajouter à l'entrée du schéma proposé un système de gain $a_1 = 1/Q$ et à la sortie un autre de gain $a_2 = Q$ (voir fig. 7).

Nous avons opté pour cette deuxième solution qui, bien que dégradant quelque peu le rapport signal/bruit de l'ensemble, permet de ne pas se préoccuper du signal présent à l'entrée.

Ceci étant précisé, on passe facilement des synoptiques précédents au schéma pratique de la figure 8.

L'expression de la fonction de transfert est alors, en réalisant les



Fig. 7

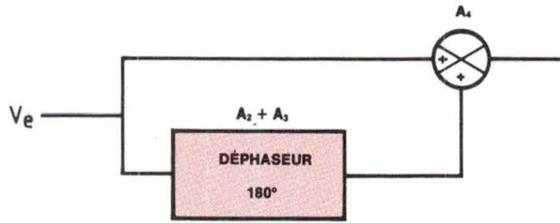


Fig. 9

conditions : $R_8 = R_9 = R_6 = R_7$ et $R_{10} = R_3$:

$$F(p) = \frac{1 + R_1 C_1 R_2 C_2 p^2}{1 + \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_4} \left(\frac{2}{R_6} + \frac{1}{R_3} \right) + R_1 C_1 R_2 C_2 p^2}$$

L'atténuation en entrée a_1 est donnée par le rapport

$$\frac{R_7}{R_3} = \frac{R_6}{R_3} = \frac{1}{Q}$$

et elle est compensée en sortie par a_2 telle que

$$\frac{R_{10}}{R_9} = \frac{R_{10}}{R_8} = Q$$

Avec ces nouvelles conditions, on obtient pour fréquence de réjection :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (4)$$

et pour coefficient de qualité :

$$Q = \frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right) \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} - 1 \right] \quad (5)$$

Si on réalise enfin $R_1 = R_2 = R$ et $C_1 = C_2 = C$, on obtient :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \text{ et } Q = 1/2 \frac{R_4}{R_5}$$

ce qui montre qu'on règle bien indépendamment Q et f_0 . En théorie, le coefficient de qualité Q peut être choisi aussi grand que l'on veut ; cependant, son augmentation inconsidérée s'accompagne d'un allongement de la réponse impulsionnelle du filtre. De plus, on peut alors ne plus éliminer les parasites modulés en amplitude (pour s'en convaincre, il n'y a qu'à considérer le cas d'un parasite à 50 Hz fluctuant sinusoïdalement sur une période de 10 s ; le spectre comporte alors en plus de la raie à 50 Hz, deux raies latérales à 49,9 et 50,1 Hz qu'il faut aussi supprimer).

En conséquence, nous avons volontairement limité Q à une valeur de 20. Ceci conduit à des largeurs de bande de :

$$df = \frac{f_0}{Q} = \pm 1,25 \text{ Hz pour } f_0 = 50 \text{ Hz}$$

$$\text{et } df = \pm 1,5 \text{ Hz pour } f_0 = 60 \text{ Hz}$$

Néanmoins, ces valeurs peuvent être aisément réduites en agissant sur le rapport R_4/R_5 , et cela sans altérer les autres caractéristiques du filtre.

Avec les hypothèses précédentes, les valeurs des composants utilisés sont résumées à la figure 22, sur la-

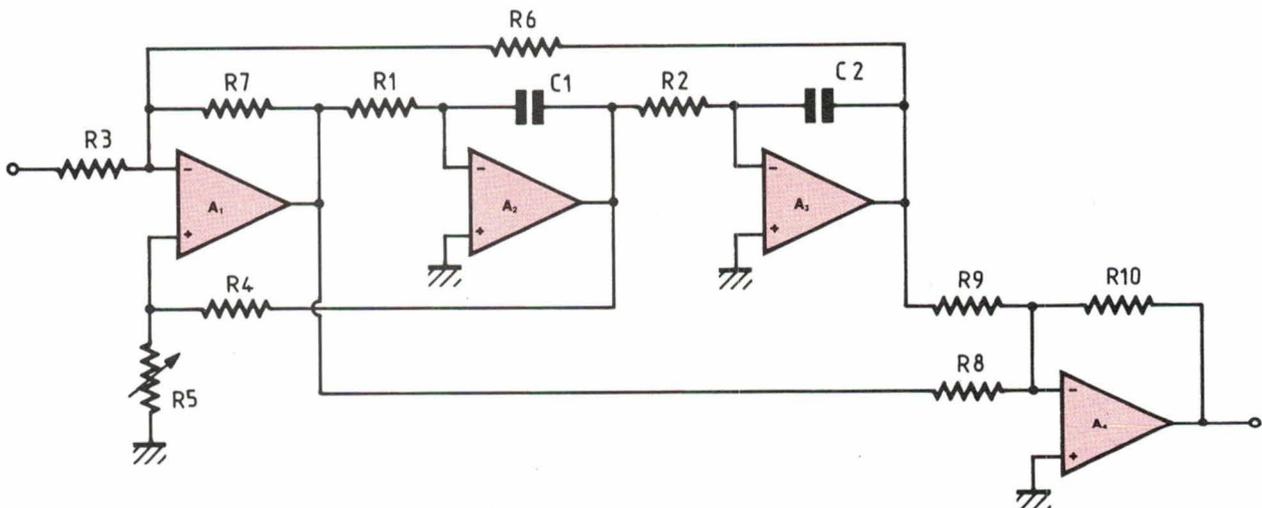


Fig. 8

quelle est représenté le schéma complet du système (filtre + dispositif suiveur).

Par souci de stabilité, on choisira les résistances à couche métallique (tolérance 1 %) et les condensateurs à diélectrique de type polycarbonate. Enfin, il vaut mieux éviter la prolifération des potentiomètres de réglage, qui restent d'ailleurs inutiles dans cette première partie.

Précisons aussi qu'il est possible de réduire le bruit apporté par le système en utilisant des amplificateurs de meilleure qualité, mais également en supprimant l'atténuation d'entrée et l'amplification de sortie. Pour cela, on prendra $R_3 = R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$ et on conservera les autres valeurs. Rappelons qu'alors l'amplitude du signal d'entrée ne devra pas excéder $V_{\text{Alim.}}/Q$, où $V_{\text{Alim.}}$ représente la tension d'alimentation du circuit, soit par exemple 12 V ; l'amplitude à ne pas dépasser est alors :

$$\frac{V_{\text{Alim.}}}{Q} = \frac{12}{20} = 0,6 \text{ V}$$

sous peine de saturer A_2 .

Performances obtenues

La stabilité en temps et température du montage précédent est excellente, comme l'ont prouvé des mesures réalisées à l'INSTN de Grenoble ; on constate en particulier une variation relative de la réjection inférieure à 1 % lorsqu'on passe de 0 °C à 70 °C.

La réjection de la cellule a été mesurée à $f_0 = 50 \text{ Hz}$ avec $R_2 = 32,4 \text{ k}\Omega$ et $R_1 = 30 \text{ k}\Omega + 4,7 \text{ k}\Omega$ ajustable ; la valeur maximale obtenue n'a été que de 32 dB, donc quelque peu décevante. Nous avons alors cherché à obtenir les caractéristiques du circuit « UAF 41 » de Burr Brown qui possède rigoureusement le même schéma interne que notre cellule. Nous nous sommes alors aperçus que l'atténuation maximale obtenue avec ce composant était de 38,8 dB à 25 °C, ce qui restait insuffisant pour notre application.

Nous avons donc cherché à connaître les causes de cette réjection limitée, et c'est à l'issue de cette étude très importante, qui fait l'objet du chapitre suivant, que nous avons finalement atteint une réjection de 54 dB.

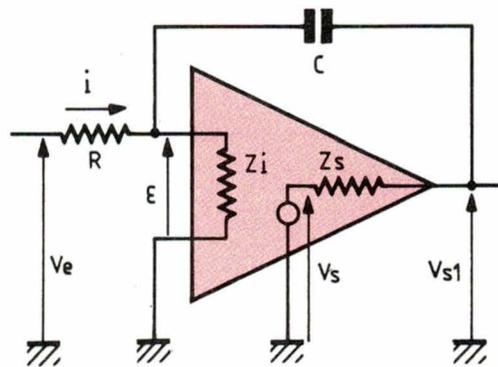


Fig. 10

Amélioration de la réjection

Pour déterminer les causes des limitations de la structure représentée en figure 8, on peut remarquer que les signaux présents à l'entrée du sommateur A_4 sont déphasés de 180° lorsque la fréquence du signal est égale à celle de réjection, soit f_0 (chaque intégrateur déphase le signal de 90°) ; on effectue donc en sortie la différence de deux sinusoïdes d'égale amplitude, d'où la réjection (fig. 9).

Puisque, en pratique, la réjection obtenue ne dépasse pas 32 dB, cela signifie :

– ou bien que les amplitudes des signaux appliqués sur A_4 sont différentes ;

– ou bien que ces deux signaux ne sont pas rigoureusement déphasés de 180° l'un par rapport à l'autre.

Une modification des gains appliqués sur chaque entrée de A_4 n'ayant pas d'effet positif sur la réjection obtenue, on en déduit qu'il s'agit d'un problème de déphasage incorrect des signaux en entrée de A_4 . Pour chiffrer ce résultat, nous avons cherché la fonction de transfert d'un intégrateur réel en tenant compte des imperfections de l'amplificateur opérationnel qui le compose. Ce dernier possède une impédance d'entrée Z_i , une impédance de sortie Z_s , un gain de la forme :

$$A = \frac{A_0}{1 + \tau_a p}$$

où A_0 est le gain en signal continu.

Avec les notations de la figure 10, on peut ainsi écrire :

- $V_s = -A\epsilon$
- $(V_e - \epsilon)/R = \epsilon/Z_i + (\epsilon - V_{s1})C_p$
- $(\epsilon - V_{s1})C_p = (V_{s1} - V_s)/Z_s$

En résolvant ce système, on aboutit à une fonction de transfert de la forme :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-(1 + Z_s C_p)}{1/A + R/AZ_i + C_p(R + Z_s/A + R/A + RZ_s/AZ_i)}$$

Pour les circuits utilisés, nous avons $A_0 \sim 10^5$ donc $A_0 \gg 1$, $Z_s \sim 100 \Omega$, $Z_i \sim 4 \cdot 10^8 \Omega$, $R \sim 35 \text{ k}\Omega$ et $C = 100 \text{ nF}$; de ceci, on déduit une formule simplifiée (en faisant $Z_i \gg R \gg Z_s$) :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-A(1 + Z_s C_p)}{1 + RCp(1 + A)}$$

et avec

$$A = \frac{A_0}{1 + \tau_a p}$$

on obtient enfin :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-A_0(1 + Z_s C_p)}{(1 - R C A_0 \tau_a \omega^2) + p(\tau_a + A_0 R C)}$$

avec $p = j\omega = j2\pi f$

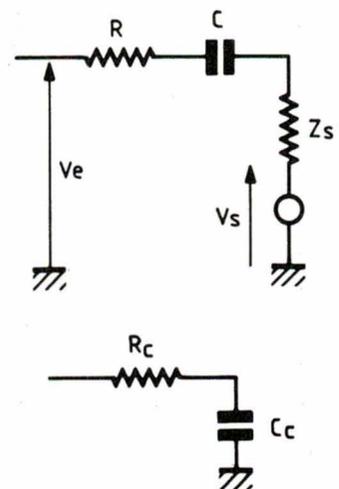


Fig. 11 et 12

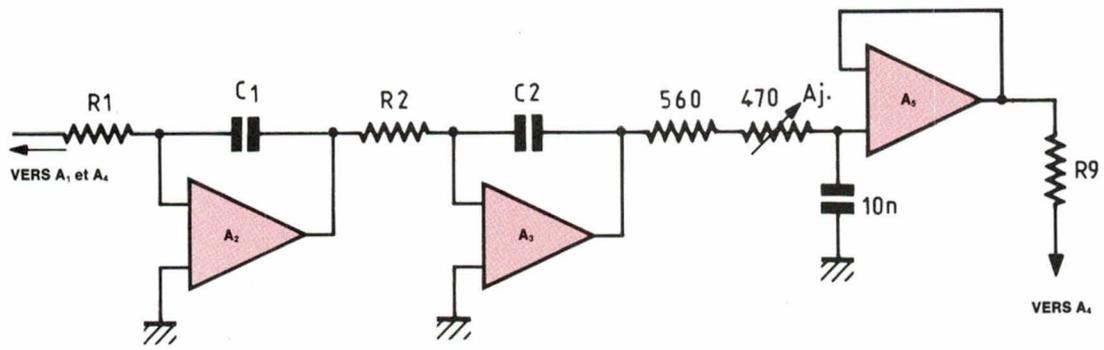


Fig. 13

On en déduit alors l'expression du déphasage qui existe entre V_e et V_s , soit :

$$\Delta\Phi = \text{Arg}(V_s/V_e)$$

$$= \pi + \text{Arc tg}(2\pi f Z_S C)$$

$$- \text{Arc tg} \left[\frac{(\tau_a + A_o RC) 2\pi f}{1 - RC \tau_a (2\pi f)^2} \right]$$

On constate donc que les imperfections de l'amplificateur opérationnel modifient le déphasage théorique de $\pi/2$ de l'intégrateur idéal.

Evaluons les termes correctifs ; pour cela, on constate sur les caractéristiques des amplificateurs utilisés que leur fréquence de coupure en boucle ouverte est de l'ordre de 10 Hz, ce qui correspond à $\tau_a = 1/2 \pi 10 \approx 1,6 \cdot 10^{-2}$; on obtient ainsi, avec les valeurs précédentes et à $f = 50$ Hz :

$$\text{Arc tg}(2\pi f Z_S C) \approx 0,18^\circ$$

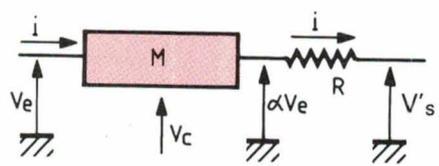


Fig. 14

et

$$\text{Arctg} \left[\frac{(\tau_a + A_o RC) 2\pi f}{1 - RC \tau_a (2\pi f)^2} \right] \approx -89,99^\circ$$

L'erreur de déphasage provient donc essentiellement du premier terme, c'est-à-dire de l'influence de l'impédance de sortie Z_S non nulle de l'amplificateur réel. Cela se comprend aisément en représentant le schéma de l'intégrateur selon la figure 11 ; on constate en effet qu'on a en fait disposé entre V_s et V_e un réseau à avance de phase du type de ceux fréquemment utilisés pour assurer la

stabilité des boucles de régulation des systèmes asservis.

Il est possible de recommencer un calcul complet pour deux intégrateurs en série ; néanmoins, sachant que l'impédance Z_i n'intervient pas dans les calculs et que les résistances R sont très grandes devant Z_S , on peut considérer que la fonction de transfert globale est égale au produit des fonctions individuelles. Le déphasage total est donc la somme des déphasages partiels. En supposant que les deux

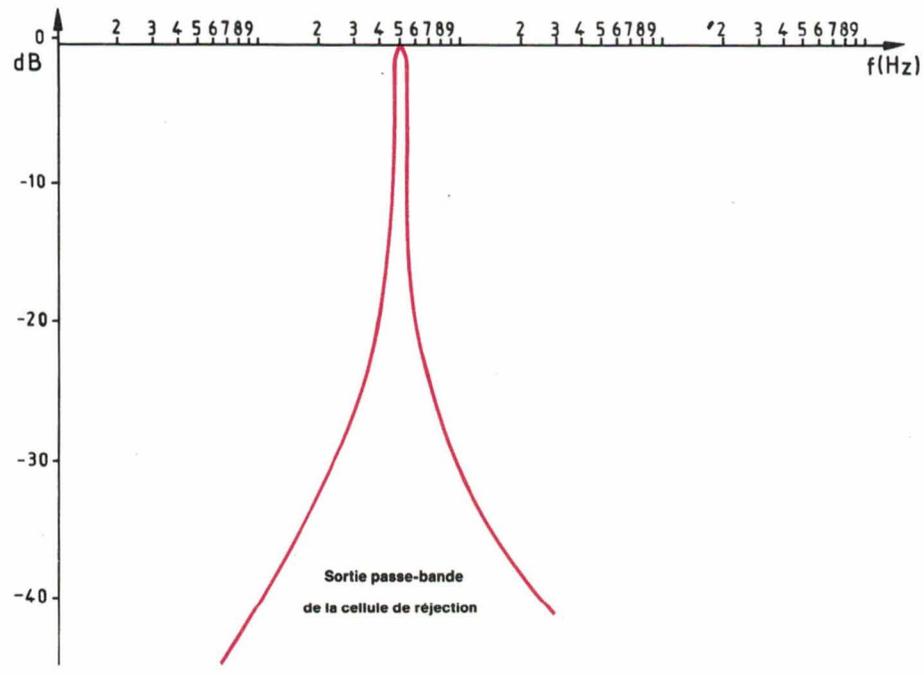


Fig. 15

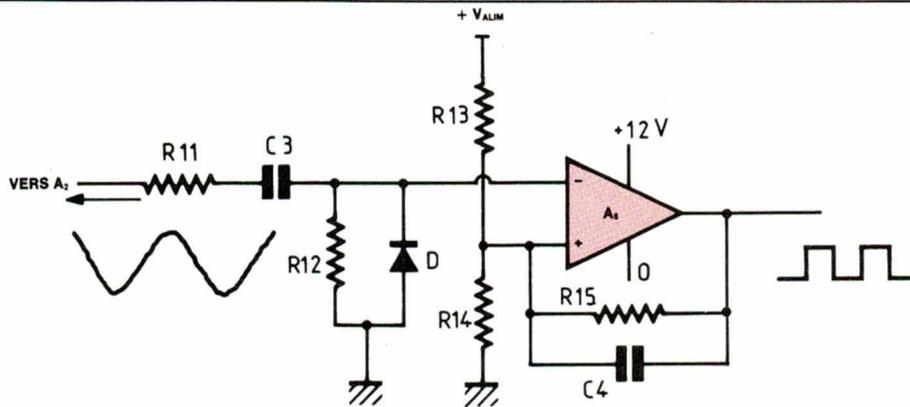


Fig. 16

intégrateurs soient identiques, on obtient un déphasage global :

$$D \neq \pi + 2 \text{ Arc tg } (2\pi f Z_S C)$$

entre les deux signaux appliqués sur A_4 ; D est différent de π , ce qui explique la réjection limitée. En effet, soit $A \sin \omega t$ et $A \sin (\omega t + D)$ les deux signaux en question ; on obtient, en les sommant par A_4 :

$$S = A \sin \omega t + A \sin (\omega t + D)$$

$$S = A \sin (-\Phi/2) \cos (\omega t + \Phi/2)$$

avec :

$$\Phi = 2 \text{ Arc tg } (2\pi f Z_S C),$$

d'où l'atténuation du signal, exprimée en décibels :

$$R = 20 \log \frac{|S|}{A}$$

$$= 20 \log [\sin(\text{Arc tg}(2\pi f Z_S C))]$$

On constate ainsi, par exemple, que si $Z_S = 250 \Omega$, $R_{\text{max}} = 42 \text{ dB}$ à 50 Hz . Cette valeur reste supérieure à celle que nous avons obtenue, mais rappelons que l'estimation de Z_S est difficile et peu précise.

Il existe plusieurs façons de corriger l'influence de Z_S ; celle que nous avons retenue consiste à ajouter, à la suite des deux intégrateurs, un réseau à retard de phase compensant exactement la valeur $\Phi = 2 \text{ Arc tg } (2\pi f Z_S C)$ pour $f = f_0$. Une telle fonction est simplement réalisée à l'aide d'un filtre passe-bas RC du premier ordre (fig. 12) qui introduit un retard de phase : $\Phi' = - \text{Arc tg } (R_C C_C 2\pi f)$.

$$\text{Il suffit donc de réaliser } \Phi + \Phi' = 0,$$

$$\text{soit : } 2 \text{ Arc tg } (2\pi f Z_S C)$$

$$= \text{Arc tg } (R_C C_C 2\pi f) \quad (6)$$

Cette équation montre qu'en toute rigueur il faut effectuer une correction dépendant de la fréquence. En fait, aux valeurs de f auxquelles nous travaillons, on peut considérer que :

$$Z_S C 2\pi f \ll 1, \text{ et l'équation 6 devient}$$

$$\text{alors équivalente à :}$$

$$R_C C_C = 2 Z_S C.$$

Précisons que, puisque le déphasage à corriger n'est que de l'ordre de $2 \times 0,18^\circ = 0,36^\circ$, le filtre passif $R_C C_C$ ajouté ne modifiera pas l'amplitude du signal qui le traverse.

En pratique, le réseau passe-bas est placé entre la sortie de A_3 et la résistance R_9 . On a pris $C_C = 10 \text{ nF}$ et $R_C = 470 \Omega$ ajustable + 560Ω .

Par contre, le fait d'ajouter R_C en série avec R_9 modifie l'amplification apportée par A_4 au signal correspondant. Pour rétablir l'équilibre, on peut ajouter une résistance égale à R_C en série avec R_8 (potentiomètre facultatif de la fig. 22).

Nous avons, quant à nous, préféré faire suivre le réseau $R_C C_C$ d'un suiveur A_5 qui possède une impédance de sortie pratiquement nulle et rétablit la symétrie du système (fig. 13).

Cette modification ayant été apportée, la réjection à 50 Hz atteint 54 dB , la largeur de bande étant toujours égale à $\pm 1,25 \text{ Hz}$.

Ces performances, peu courantes dans un système entièrement analogique, nous ont paru tout à fait satisfaisantes, et nous allons maintenant passer à l'étude de l'asservissement de la fréquence de réjection.

Commande en tension de la fréquence de réjection

Pour modifier la valeur de f_0 , il faut faire varier au moins l'un des composants R_1, R_2, C_1 ou C_2 (en effet, $f_0 = 1/2 \pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}$) ; en dehors des moyens mécaniques, la façon la plus simple est certainement une commande en tension.

On peut utiliser pour cela :

– ou bien un transistor à effet de champ qui se comporte comme une résistance variable dont la valeur est déterminée par la tension de grille ; cela à condition que les signaux appliqués ne dépassent pas quelques dizaines de mV d'amplitude. De plus, ce composant reste très sensible aux fluctuations de la température extérieure ;

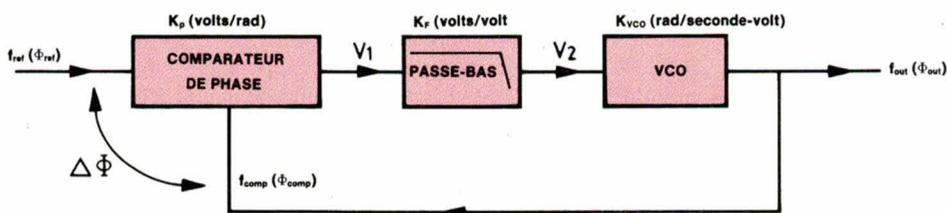


Fig. 17

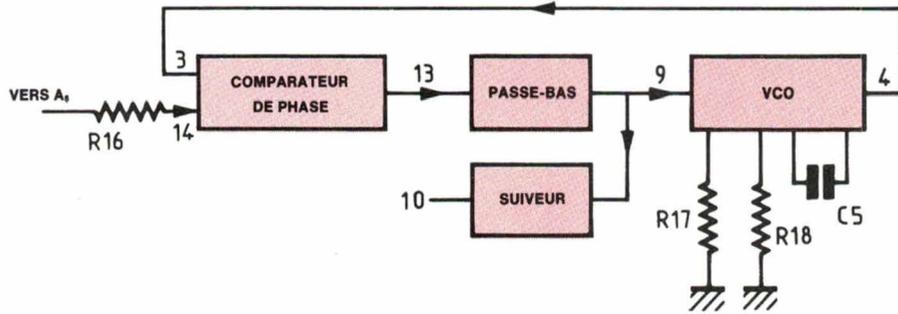


Fig. 18

— ou bien une Varicap (ou Varactor) constituée en fait d'une jonction polarisée en inverse qui se comporte comme une capacité variable en fonction de la tension de polarisation ; par contre, la loi de variation est non linéaire (de la forme $C = KV^{-1/2}$) et, d'autre part, les contraintes sur l'amplitude des signaux sont identiques à celles du transistor à effet de champ.

Ces composants ne répondant pas à nos exigences, nous avons fait appel à une méthode beaucoup moins contraignante, qui permet de simuler une résistance variable à l'aide d'un multiplicateur analogique.

Considérons en effet le schéma de la figure 14 ; on applique au multiplicateur une tension V_e constituée par le signal utile et une tension continue de commande V_c . On recueille en sortie une tension $V'_s = \alpha V_e = KV_e V_c$ où K est une constante propre au multiplicateur utilisé. On dispose alors une résistance R entre cette sortie et une masse virtuelle (constituée par la masse fictive à l'entrée d'un amplificateur opérationnel par exemple). On peut alors écrire :

$$i = V'_s / R = KV_e V_c / R$$

L'impédance, vue alors entre l'entrée et la sortie du système, s'écrit :

$$R' = \frac{V_e - 0}{i} = \frac{V_e}{i} = \frac{V_e R}{KV_e V_c}$$

$$\text{soit : } R' = \frac{R}{KV_c}$$

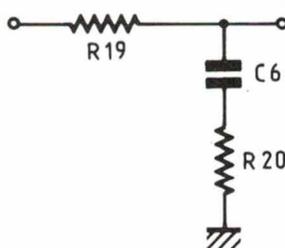


Fig. 19

On constate qu'on a ainsi réalisé une résistance variable dont la valeur dépend uniquement de la tension de commande V_c . On pourra donc régler la fréquence de réjection de notre filtre en insérant de tels multiplicateurs en série avec R_1 et/ou R_2 .

Supposons qu'on utilise un seul multiplicateur, placé par exemple en série avec R_1 ; résistance qui est alors remplacée par une résistance équivalente de valeur $R'_1 = R_1 / KV_c$. La fréquence de réjection s'écrit donc :

$$f_o = \frac{\sqrt{KV_c}}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Elle ne suit donc pas une variation linéaire en fonction de la tension de commande V_c . Cela risque d'être gênant puisqu'on verra que la réponse du convertisseur F/V (fig. 2) destiné à effectuer la commande est, elle, linéaire. En fait, on sait que le filtre doit fonctionner au voisinage d'une fréquence centrale, et on peut penser assimiler la courbe en $\sqrt{V_c}$ à sa tangente. Un calcul qui n'est pas reporté ici a alors montré que l'excursion Δf maximale permise autour d'une fréquence f_o , de façon que la réjection reste supérieure à n dB dans la bande considérée est telle que :

$$\Delta f^2 = \frac{4f_o^2}{Q} \sqrt{\frac{a}{1-a}}$$

$$\text{avec } a = 10^{-n/10}$$

Cette formule suppose l'excursion symétrique autour de f_o .

En l'appliquant avec $f_o = 50$ Hz, $Q = 20$ et $n = 50$ dB, on constate que Δf ne devrait pas être supérieure à 0,56 Hz ! Or nous nous sommes imposé a priori une excursion possible de ± 3 Hz du parasite autour de f_o .

A cette première limitation, liée à l'emploi d'un seul multiplicateur, s'ajoute le fait que si $R_1 C_1 \neq R_2 C_2$, le coeffi-

cient Q de la cellule n'est plus facilement réglable indépendamment de f_o .

Nous avons donc employé deux multiplicateurs, l'un en série avec R_1 et l'autre avec R_2 . On obtient alors pour fréquence de réjection :

$$f_o = \frac{KV_c}{2\pi RC}$$

$$\text{avec } R_1 = R_2 = R$$

$$\text{et } C_1 = C_2 = C$$

qui est bien fonction linéaire de V_c .

Les multiplicateurs utilisés sont du type MPY100 CG fabriqués par Burr Brown ; leur coefficient K vaut 0,1 rad/s.V, d'où :

$$f_o = V_c / 20\pi RC$$

La précision du réglage est maximale lorsque

$$\frac{\delta f_o}{\delta V_c} = \frac{1}{20\pi RC}$$

est minimale. Il faut donc choisir R le plus grand possible (en gardant $V_c \leq 10$ V pour $f_o \leq 65$ Hz par exemple).

On prendra $R = 20,0$ k Ω et $C = 100$ nF. Les courbes pratiques donnant f_o en fonction de V_c sont ainsi rigoureusement confondues avec les tracés théoriques. On retiendra qu'avec les valeurs précédentes, on a : $f_o \# 8 V_c$

A ce stade de l'étude, nous disposons d'un filtre universel, dont le réjecteur est à bande très étroite ($\pm 1,25$ Hz) et à réjection importante (54 dB), la fréquence d'accord f_o étant commandée en tension. Bien que ceci constitue déjà une application intéressante, les paragraphes qui suivent ont pour objet de décrire un système d'asservissement automatique de f_o à la fréquence du parasite à éliminer.

Asservissement du réjecteur au parasite

Détection du parasite

Il est recherché directement sur le signal présenté à l'entrée du filtre. On se souvient que notre système possède déjà une sortie passe-bande après le second intégrateur (voir le paragraphe intitulé « Structure de base du filtre réjecteur »). C'est à cet endroit que l'on viendra d'abord détecter, puis suivre le parasite. La réponse de ce passe-bande est très étroite (fig. 15) mais néanmoins suffisante pour couvrir correctement une gamme allant de 45 Hz à 65 Hz avec f_0 réglée à 50 Hz. Pour éviter que le signal utile soit confondu avec le signal brouilleur, et puisque ce dernier est supposé être de bien plus grande amplitude, on place un seuil à la sortie du passe-bande qui permet de ne tenir compte que des parasites. La figure 16 représente le schéma du montage connecté en sortie de A_2 .

Il est bâti autour d'un trigger de Schmitt constitué du comparateur A_6 , de R_{13} , R_{14} , R_{15} et C_4 . Cette capacité augmente la rapidité des transitions. A_6 est alimenté en (0/+ 12 V) de façon à ne disposer à sa sortie que de créneaux positifs à la fréquence du parasite (ceci pour l'utilisation ultérieure qui en est faite). Les composants C_3 et R_{12} constituent un filtre passe-haut de fréquence de coupure de l'ordre de 16 Hz, destiné à éliminer une éventuelle composante continue en sortie de A_2 .

La diode D limite la tension négative appliquée en entrée de A_6 , et la résistance R_{11} évite que, pendant les alternances négatives du signal, la charge capacitive constituée par C_3 ne perturbe A_2 .

Si V_T et V'_T sont respectivement les seuils haut et bas du trigger, les composants sont déterminés par les deux relations :

$$V_T/V'_T = 1 + R_{13}/R_{15}$$

$$R_{14} \approx \frac{R_{13} R_{15} V'_T}{R_{15} V_{Alim} - R_{13} V_T}$$

avec V_{Alim} = tension d'alimentation.

Les valeurs données en figure 22 supposent que $V_c = 12$ V, $V_T = 50$ mV et $V'_T = 10$ mV ; en pratique, ces seuils peuvent être augmentés puisqu'on a supposé que le parasite avait une amplitude « gênante » pour l'amplification, c'est-à-dire en fait de l'ordre d'au moins plusieurs centaines de mV.

Conversion fréquence-tension

À la sortie de A_6 , nous disposons d'un signal rectangulaire à la fréquence du parasite à éliminer ; il nous faut encore réaliser une conversion F/V avant de pouvoir asservir le réjecteur.

Pour cela, on peut utiliser des composants spécialisés (AD 650, VCF42,...), mais leur prix est élevé et ils sont généralement conçus pour fonctionner dans des gammes s'étendant sur plusieurs dizaines de kilohertz ; cela signifie que leur précision est très limitée pour un signal fluctuant par exemple entre 45 Hz et 65 Hz. Il serait pourtant possible de dilater les échelles autour d'une fréquence centrale f_0 moyennant quelques composants supplémentaires. Néanmoins, une méthode plus astucieuse et plus économique pour effectuer une conversion F/V consiste à utiliser une boucle à verrouillage de phase (PLL).

Sans entrer dans le détail du fonctionnement, un tel composant peut être schématisé selon la représentation de la figure 17. Le comparateur de phase génère en sortie une mesure du déphasage entre les deux signaux qui lui sont appliqués (c'est par exemple le cas s'ils sont de fréquence différente à un instant donné). Ce comparateur est constitué ou bien d'une simple porte logique du type « OU EXCLUSIF » (PLL de type « I ») ou bien d'un multiplieur à quatre quadrants (PLL de type « II »). Cette dernière structure a l'avantage de ne réagir qu'au temps relatif séparant les fronts des signaux d'entrée, et cela indépendamment de leur support cyclique. De plus, le type « I » génère en permanence des impulsions en sortie, qui doivent ensuite être filtrées par un filtre passe-bas. Cela conduit à toujours observer une ondulation résiduelle.

Le type « II », quant à lui, ne génère des impulsions que lorsqu'il existe un déphasage entre les deux signaux d'entrée. Dans ce cas, le condensateur de la cellule de filtrage joue le rôle

d'une mémoire analogique. La tension à ses bornes est utilisée pour commander le VCO dont la sortie est réappliquée au comparateur de phase.

Si la fréquence du VCO est différente de celle du signal d'entrée, le comparateur génère des impulsions qui vont charger (ou décharger) le condensateur du filtre passe-bas à la nouvelle tension nécessaire pour que le VCO se « verrouille » sur la fréquence d'entrée. On conçoit alors que la tension de commande du VCO soit proportionnelle à la fréquence du signal d'entrée de la PLL, cette tension présentant de plus en plus d'ondulations résiduelles dans le cas d'un circuit de type « II ».

Nous avons ainsi réalisé un convertisseur F/V à bon marché. Sa linéarité est celle du VCO (de l'ordre de 1 %), et on a pu constater qu'elle était suffisante pour notre application si on se limite à une excursion de ± 3 Hz autour de f_0 . Mais il est certain que si l'on désire un suivi du parasite dans une gamme plus étendue, il faudra faire appel à des composants plus précis.

La PLL utilisée est du type 4046 CMOS. La figure 18 donne le montage construit autour de ce circuit. Nous n'allons pas entrer dans le calcul des composants, qu'il est nécessaire d'effectuer pour assurer la stabilité de la boucle. Disons simplement que l'excursion de fréquence du VCO est fixée par R_{17} , R_{18} et C_5 . Le constructeur donne quelques formules indicatives pour obtenir la valeur de ces composants, mais un essai pratique est le seul moyen d'ajuster leur valeur. Avec celles précisées en figure 22, la plage de capture de la PLL s'étend de 35 Hz à 75 Hz.

On montre que le VCO se comporte comme un intégrateur, donc apporte dans la boucle un déphasage de 90° ; on risque donc d'obtenir des oscillations si on introduit un nouveau déphasage de 90° au niveau du filtre passe-bas. Pour assurer la stabilité, on utilise un filtre à avance de phase du type de la figure 19.

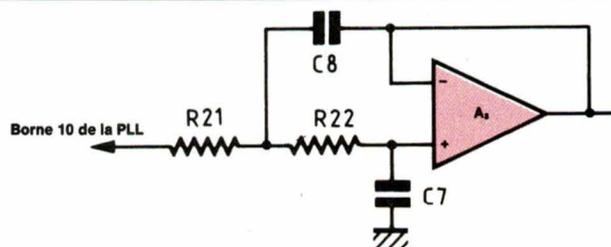


Fig. 20

Enfin, on a ajouté à la suite de ce filtre un amplificateur supplémentaire A_9 de gain cinq qui permet d'augmenter la précision dynamique de la boucle sans la déstabiliser. Cela a pour conséquence une réduction des ondulations résiduelles à f_0 sur la tension de commande du VCO qui est celle utilisée pour la commande du réjecteur.

Remarque : Le 4046 souffre d'une sensibilité chronique aux variations de la tension d'alimentation qui se traduisent par des fluctuations correspondantes sur la tension de commande du VCO. Cela étant fâcheux pour notre application, nous avons réalisé l'alimentation de la PLL par l'intermédiaire d'une référence de tension du type LH 0070-2 (NS) fournissant une tension de 10,000 V.

Adaptation finale pour la commande du réjecteur

Malgré le filtrage réalisé dans la PLL, la tension disponible à l'entrée du VCO, et que nous allons utiliser, est encore entachée d'une ondulation d'environ 500 mV, caractéristique du mécanisme de régulation. On peut montrer que, pour conserver une réjection de n dB, cette ondulation ne devrait pas dépasser en valeur crête-à-crête :

$$\delta V = \frac{10 RC f_0}{Q} \sqrt{\frac{a}{1-a}}$$

avec $a = 10^{-n/10}$

Avec $n = 50$ dB, on obtient $\delta V = 0,5$ mV ($f_0 = 50$ Hz). Cette valeur n'est absolument pas compatible avec celle qu'on obtient après la PLL, ce qui nous conduit à insérer un filtrage supplémentaire (fig. 20). Celui-ci est réalisé grâce à une structure de Sallen-Key du second ordre, de fréquence de coupure égale à 0,5 Hz. Ce filtre a l'avantage d'être non inverseur, donc de fournir une tension de sortie qui reste positive.

La relation donnant cette tension à la sortie du filtre, soit V_p , en fonction de la fréquence f_p du parasite, a été obtenue pratiquement et s'écrit :

$$V_p = 0,24 f_p - 8,1.$$

Nous savons que la fréquence f_0 réjectée par le filtre est telle que $f_0 \approx 8 V_c$ où V_c est la tension de commande appliquée sur les multiplieurs.

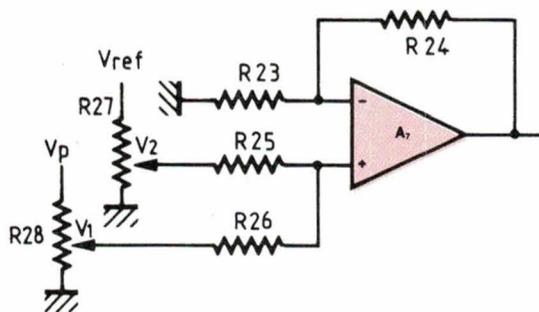


Fig. 21

Pour assurer le suivi du parasite, il faut faire en sorte que les deux droites précédentes soient confondues. Pour cela, on réalise le montage de la figure 21 qui permet d'ajuster les deux degrés de liberté nécessaires.

Avec les notations de ce schéma, on montre que si $R_{23} = R_{24}$, $V_s = V_1 + V_2$.

V_1 est une fraction de V_p , soit $V_1 = aV_p$ avec $0 < a < 1$.

V_2 est une fraction d'une tension de référence V_{ref} , soit $V_2 = bV_{ref}$ avec $0 < b < 1$.

D'où : $V_s = aV_p + bV_{ref}$.

Or, on veut que $V_s = V_c$, donc nécessairement :

$$f_0 = 8(0,24 af_p - 8,1a + bV_{ref}).$$

La condition $f_0 = f_p$ est réalisée lorsque :

$$8 \times 0,24 a = 1$$

$$bV_{ref} - 8,1 a = 0$$

Ce système détermine complètement les coefficients a et b .

En pratique, ceux-ci sont obtenus par l'intermédiaire des potentiomètres R_{27} et R_{28} . La tension V_{ref} est fournie par le circuit LH0070-2 déjà utilisé pour l'alimentation de la PLL.

Schéma complet et résultats

Le schéma global est représenté en figure 22 ; il faut ajouter quelques remarques.

- Le choix des amplificateurs n'est pas critique et se fait essentiellement à partir de considérations concernant le bruit propre apporté par la structure.
- L'alimentation se fait en ± 12 V, à l'exception de A_6 et de la PLL alimentés en $0/+12$ V.

- Les deux multiplieurs doivent être soigneusement découplés par des capacités de 1 nF placées aussi près que possible des circuits.

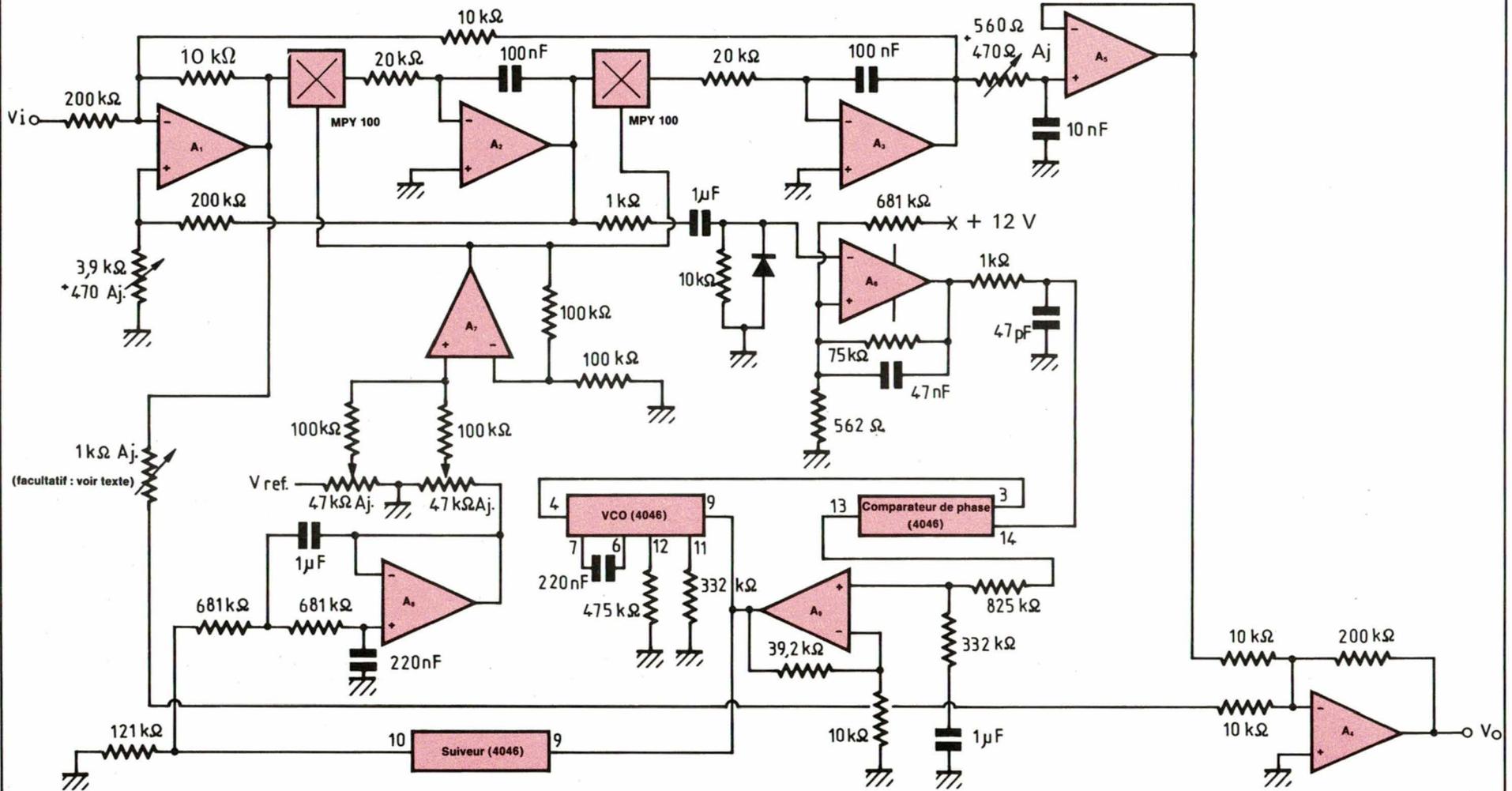
- Le réglage des deux potentiomètres R_{27} et R_{28} se fait en connectant un oscilloscope en sortie du montage et un générateur BF à l'entrée ; on se place à une fréquence voisine de f_0 ; on agit sur l'un des potentiomètres jusqu'à obtenir un minimum en sortie. On change alors légèrement la fréquence, et on actionne l'autre potentiomètre jusqu'à obtenir un nouveau minimum d'amplitude. On répète cette procédure jusqu'à ce que le signal de sortie conserve une amplitude constante lorsqu'on modifie la fréquence d'entrée dans la plage souhaitée (± 3 Hz autour de f_0).

- Rappelons enfin que Q est facilement modifiable en agissant sur le rapport R_4/R_5 , et que l'on peut supprimer l'atténuation $1/Q$ en entrée et l'amplification Q en sortie à condition de limiter le signal d'entrée à une amplitude V_{Alim}/Q .

La courbe de réponse obtenue en amplitude est donnée en figure 23 ; on y a également fait figurer la réponse du circuit lorsqu'on n'utilise qu'un seul multiplieur MPY 100 ; on retrouve alors nettement l'influence de la parabole de la fonction $f_0(V_c)$.

Avec deux multiplieurs, on constate que la réjection reste supérieure à 50 dB sur ± 3 Hz autour de f_0 (= 50 Hz ici), ce qui remplit l'objectif fixé.

La remontée de la courbe au-delà de ces limites est vraisemblablement imputable à la (relativement) faible linéarité du VCO de la PLL (typiquement 1 %). Nous n'avons pas pu poursuivre l'étude, mais nous pensons qu'en utilisant des convertisseurs F/V du type VCF42 Burr-Brown, dont la linéarité est donnée à 0,01 %, à la place du système à PLL, on doit pouvoir augmenter davantage l'étendue



Applications

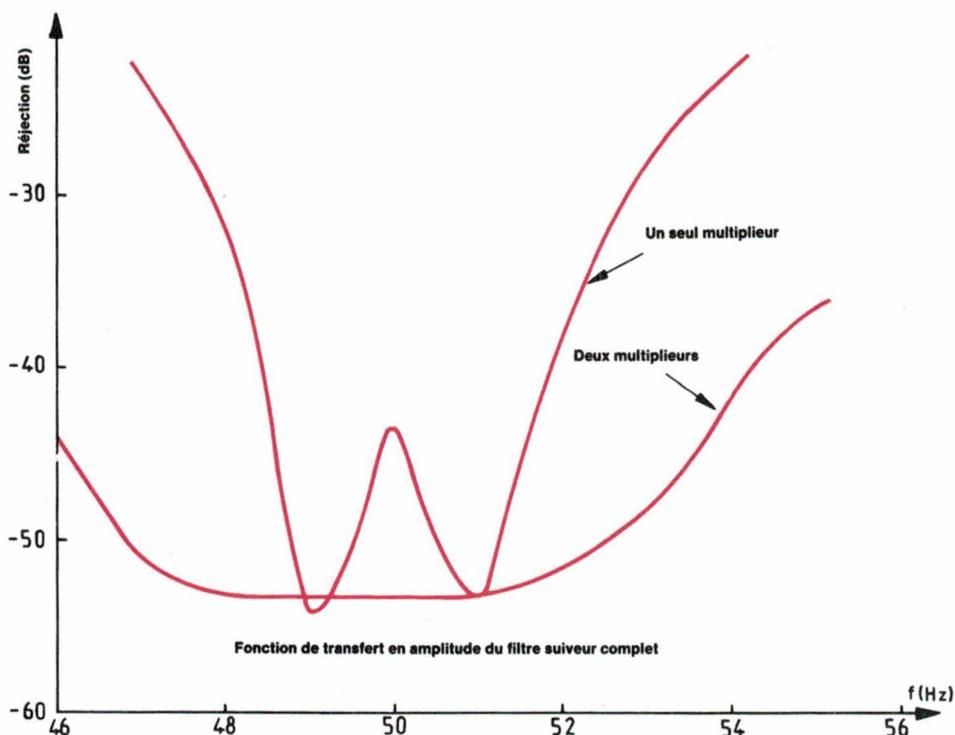


Fig. 23

de la zone plate de la courbe de réponse autour de f_0 .

Cela peut s'avérer utile pour d'autres buts que celui qui était le nôtre au départ, à savoir éliminer le mieux possible un parasite secteur superposé à un signal à étudier, tout en dégradant le moins possible ce dernier.

Réjection des harmoniques

Il peut s'avérer utile de s'affranchir également des harmoniques de f_0 , principalement ceux d'ordre impair, qui sont les plus gênants.

Pour cela, il n'est pas nécessaire de rebâtir tout un système identique au

précédent et dont on aurait simplement modifié le réglage de f_0 ; il suffit de reconstituer une cellule de base dans laquelle tous les composants seront identiques à la première, à l'exception de R_1 et R_2 qui fixeront la fréquence de l'harmonique à rejeter. La tension de commande de cette nouvelle cellule sera fournie par la première.

Enfin nous savons que, dans notre configuration, la cellule atténue le signal d'entrée et le réamplifie en sortie; dans le cas d'une succession de plusieurs cellules, il suffira de faire une atténuation en tête de la première et une amplification en sortie de la der-

nière. A cette fin, on prendra :

- pour la cellule de tête :
 $R_3 = 200 \text{ k}\Omega$; $R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$;
- pour chaque cellule intermédiaire :
 $R_3 = R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$;
- pour la cellule finale :
 $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_{10} = 200 \text{ k}\Omega$.

J. Morillon

L'auteur remercie M. Halbwachs, directeur du L.I.G.-Chambéry (où a été réalisée cette étude), Ch. Payot, enseignant à l'E.N.S.E.R.-Grenoble, Henri Laleuf, chercheur à l'I.N.S.T.N. de Grenoble, et Ph. Wilhelm, pour leurs conseils et leur collaboration.

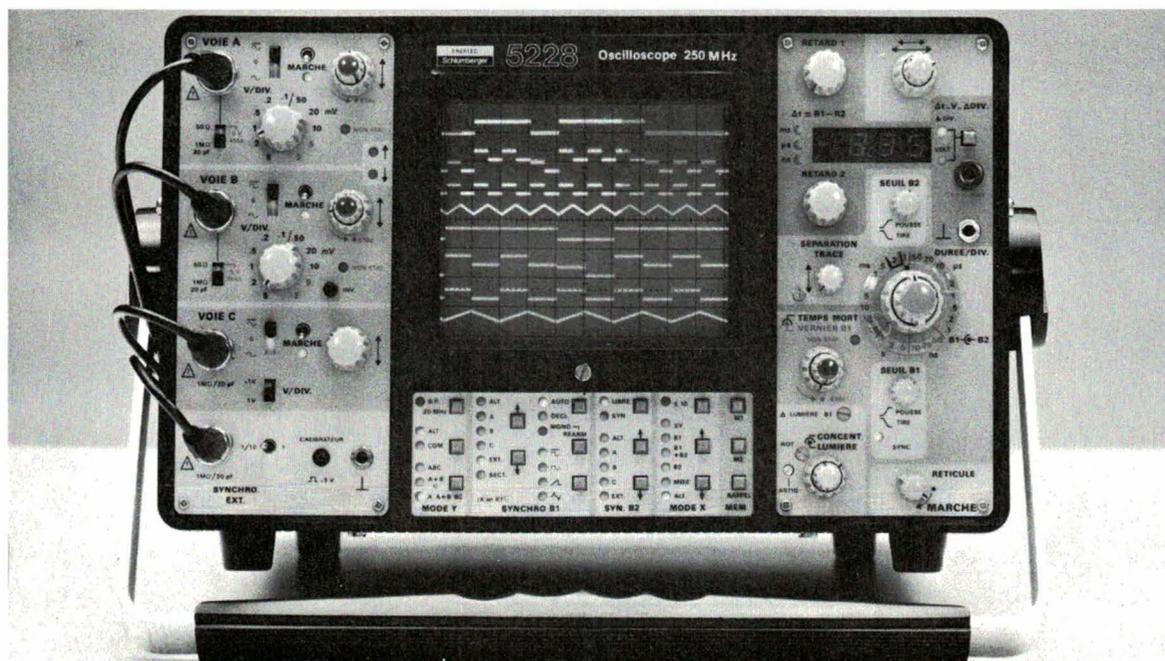
RÉSERVEZ DÈS À PRÉSENT L'ALBUM 1985

RÉUNISSANT LES SEPT NUMÉROS DE L'ANNÉE ÉCOULÉE
(NUMÉROS 39 à 44 bis)

Prix : 126 F (port compris)

Envoyez votre commande accompagnée d'un chèque à l'ordre de *ELECTRONIQUE APPLICATIONS* à :
ELECTRONIQUE APPLICATIONS, VENTE AU NUMERO, 2 à 12, RUE DE BELLEVUE, 75940 PARIS CEDEX 19

Enertec Instruments



La série 52 s'agrandit : Le nouveau 250 MHz est arrivé !

Enertec Instruments a développé un nouvel oscilloscope 250 MHz pour répondre aux problèmes de mesures posés dans les domaines de l'électronique rapide.

Performances : Le « plus » Enertec

Le 5228 est le seul du marché à offrir toutes les combinaisons possibles de balayages, notamment les modes « mixé » et « alterné », ce qui donne l'avantage de choisir la représentation du signal en fonction de sa complexité. L'utilisateur a le choix pour chacune des 2 voies entre une impédance de 50 Ω /1 M Ω

sans sonde et de 10 M Ω /100 M Ω avec sonde. Un multimètre intégré, à gammes automatiques, permet les mesures de temps, d'amplitude et de tension.

Confort et simplicité inégalés

Le 5228 bénéficie du confort et de la facilité d'utilisation unanimement reconnus des oscilloscopes 100 MHz de la série 52. En effet, son clavier de commande de fonctions « style calculatrice » permet la mise en mémoire de deux configurations pouvant être rappelées même après l'arrêt

de l'appareil. Un programme interne interdit toute configuration erronée.

Oscilloscopes 100 MHz, série 52

4 autres modèles de conception identique sont également disponibles :

5220 : 2 voies + visu. synchro.

5224 : 4 voies

5227 : 2 voies + 1 voie TV
75 Ω clampée.

5277 : tube mémoire
2000 div/ μ s.

Ultime conseil !

N'achetez pas d'oscilloscope 100 ou 250 MHz sans nous demander une démonstration.

Enertec Instruments 5 rue Daguerre - 42030 St-Etienne cedex 2 France
Tél : 77.25.22.64 - Télex 300796
Agences : Grenoble 76.54.04.72, Marseille 91.66.68.21, Nancy 83.36.70.86,
Rennes 99.38.00.56, St-Etienne 77.25.22.64, Toulouse 61.80.35.04, Vélizy (1) 39.46.96.50

ENERTEC
Schlumberger

Fluke intègre un nouveau champion

Fluke 8840A: Le multimètre 200.000 points que vous recherchez.

Sa programmation et son utilisation sont très simples; il s'intègre facilement dans votre système. Le 8840A est très souple, il dispose de toutes les fonctions nécessaires avec, en plus, la meilleure précision et la plus grande vitesse d'acquisition de sa classe.

Vous bénéficiez du support technique Fluke, de plus, la



fiabilité du matériel et l'espacement des calibrations (s'effectuant sur le site d'utilisation) vous assurent une disponibilité optimale.

Faites le bilan, ce multimètre vous offre plus dans la gamme des appareils 200.000 points intégrables.

Pourquoi ne pas être exigeant?

FLUKE, LE LEADER MONDIAL DES MULTIMETRES NUMERIQUES.



SERVICE-ANNONCEURS N° 13

MB ELECTRONIQUE

606, Rue Fourny - Z.I. De Buc - B.P. no. 31-78530 Buc -
Tél.: (3) 956.81.31 (lignes groupées) - Telex: 695414
Aix-en-Provence (42) 39 90 30
Lyon (78) 76 04 74
Rennes (99) 53 72 72
Toulouse (61) 63 89 38

INDEX DES ANNONCEURS

AGEMIP	73	JJ LLYOD-INSTRUMENTS	65
AK-ELECTRONIQUE	95	LOCAMESURE	4 ^e couv.
ANPICO	73	MB-ELECTRONIQUE	11 et 40
AUXITROL	11	MONACOR	73
BECKMAN INDUSTRIAL.....	26	NEC	6 et 7
BLANC-MECA.....	60	PANDUIT	60
BOURNS	48 et 66	RADIO-PLANS	3 ^e couv.
BRADY	95	ROHDE ET SCHWARZ.....	9
DATA-RD.....	91	SCHROFF.....	13
EDUCATEL-UNIECO	17	TEKTRONIX.....	3 et 79
ELECTRO-CONCEPT	74	ZMC	18
ENERTEC.....	39 et 87		
GORE	15		
GP-ELECTRONIQUE.....	4 et 74		
GROUPE WELLER-COOPER.....	2 ^e couv.		

Applications

Les amplificateurs à circuits décalés

Les amplificateurs sélectifs haute-fréquence à large bande passante sont de plus en plus utilisés dans les transmissions par faisceaux hertziens, le radar, les circuits de télévision, etc.

Pour obtenir de grands gains, ce qui est souvent nécessaire, il faut utiliser un grand nombre d'étages. Différentes solutions seront utilisées en fonction des applications choisies. L'article ci-après les passe en revue et rappelle les résultats théoriques fondamentaux qu'il faut connaître.

Relation nombre d'étages et bande passante

Lorsque tous les étages sont accordés à la même fréquence, on a la solution dite « synchrone ». Une large bande passante finale ne sera obtenue que si les circuits constituants sont eux-même de bande beaucoup plus large. Il semble évident que si l'on augmente le nombre d'étages, la bande de l'ensemble va diminuer. Pour deux étages, nous aurons la bande correspondant à 1,5 décibel (dB), pour trois étages à 1 dB, etc. (fig. 1).

Soient B_0 la bande à 3 dB de n étages et B la bande pour un étage, on a la relation :

$$B = \frac{B_0}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}$$

La diminution de la bande passante lorsque n augmente est très rapide, comme l'indique le tableau 1.

n	1	2	3	4	5	6
$\sqrt{2^{1/n} - 1}$	1	0,64	0,51	0,435	0,39	0,35

Tableau 1.

L'intérêt de cette solution est médiocre, car pour réaliser des amplificateurs de hautes performances, il faut utiliser un grand nombre d'étages synchrones à faible coefficient de surtension - $Q = f_0/B$ -, avec risques de réaction et d'accrochages entre étages voisins accordés sur la même fréquence. On lui préfère le principe de l'amplificateur à circuits décalés.

Principe de l'amplificateur à circuits décalés

L'idée en est simple : il suffit d'utiliser plusieurs étages accordés sur des fréquences différentes dites « déca-

lées » les unes par rapport aux autres. Cette solution permet en outre d'obtenir une courbe de réponse globale « plus carrée », c'est-à-dire à flancs plus raides.

Les combinaisons peuvent être très variées. En général on utilisera p groupes identiques de deux étages décalés ou « doublets », ou bien q groupes de trois étages décalés ou « triplets ».

On conçoit aisément que deux circuits convenablement centrés et de bandes passantes correctes peuvent donner la courbe de réponse souhaitée (fig. 2). Il en sera de même pour les trois étages formant un triplet (fig. 6, plus loin).

Solution avec n doublets (fig. 2)

Soient pour l'amplificateur total :

f_0 : la fréquence centrale,
 B_0 : la bande passante à 3 dB,
 G_0 : le gain en dB.

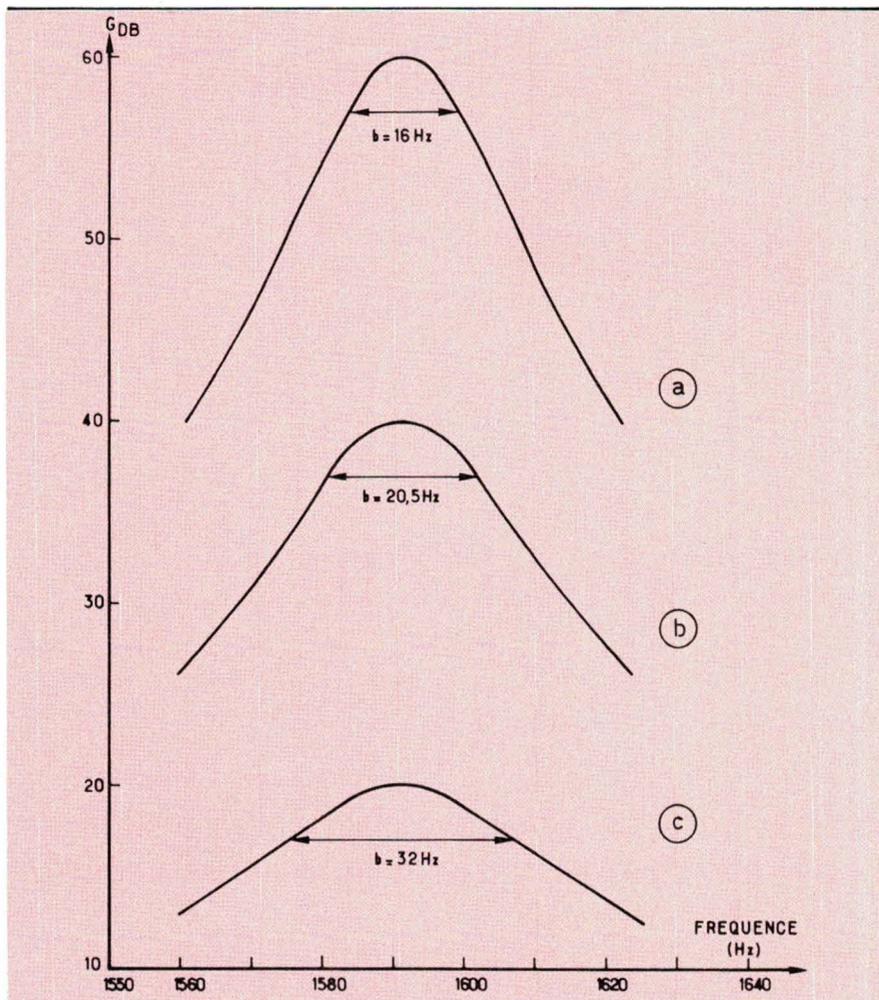
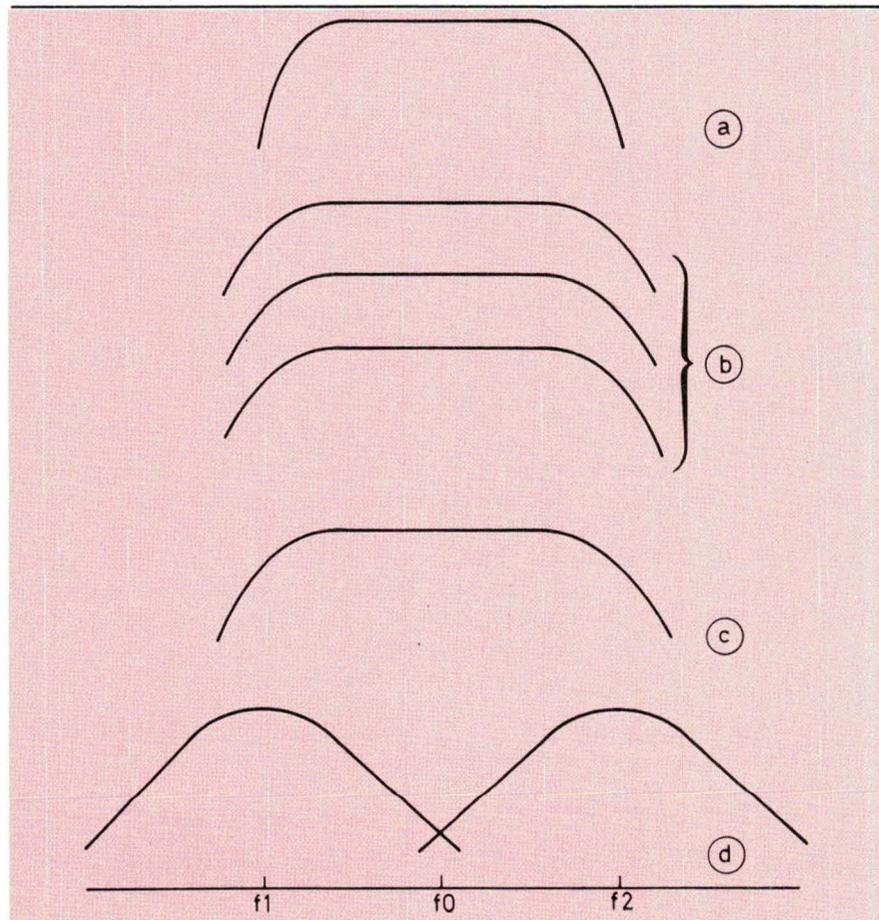


Fig. 1. - Amplificateur synchrone : a : réponse, trois étages identiques ; b : deux étages identiques ; c : réponse un étage.



De même que pour les circuits synchrones, chacun des doublets devra avoir une bande passante plus large que celle de l'amplificateur total.

Dans le cas de doublets la relation entre les bandes passantes est la suivante :

$$B = \frac{B_0}{\sqrt[4]{2^{1/n} - 1}}$$

D'où les résultats du tableau 2.

n	1	2
$\sqrt[4]{2^{1/n} - 1}$	1	0,80
n	3	4
$\sqrt[4]{2^{1/n} - 1}$	0,71	0,66
n	5	6
$\sqrt[4]{2^{1/n} - 1}$	0,62	0,59
n	7	8
$\sqrt[4]{2^{1/n} - 1}$	0,57	0,55

Tableau 2.

Chaque doublet est lui aussi centré à f_0 , alors que son gain en dB sera divisé par n.

La méthode de calcul sera déterminée par la valeur du rapport $\delta = B/f_0$

Premier cas

Si $B/f_0 \leq 0,3$, on utilise la méthode dite arithmétique, chaque doublet est constitué de deux étages accordés sur :

$$f_1 = f_0 - 0,35 B$$

$$f_2 = f_0 + 0,35 B$$

et ayant tous deux pour bande passante :

$$b_1 = b_2 = 0,71 B$$

Deuxième cas

Si $B/f_0 > 0,3$, on emploie la méthode géométrique - qui est le cas général, la précédente n'étant qu'un cas particulier.

Fig. 2. - Amplificateur à n doublets. a : un amplificateur de caractéristiques G_0 , f_0 , B_0 , est constitué de (b) : n doublets ; chaque doublet (c) est constitué lui-même de deux étages centrés à f_1 et f_2 et de la bande b_1 et b_2 (d).

Les fréquences d'accord des circuits sont alors :

$$f_1 = f_0 / \alpha$$

$$f_2 = f_0 \alpha$$

et les coefficients de surtension :

$$Q_1 = Q_2 = 1/d$$

La détermination de α et de d se fait soit graphiquement (fig. 3), soit à partir des relations approchées :

$$\alpha = 1 + 0,35 \delta + 0,1 \delta^2$$

$$d = 0,707 \delta - 0,06 \delta^2$$

Si le terme en δ^2 est négligeable devant les autres, on retrouve les relations de la forme arithmétique.

Les deux étages du doublet ont même gain nominal $G_1 = G_2$. Une chute de l'ordre de 3,5 décibels pour chaque étage apparaît à f_0 à cause du désaccord de fréquence (la figure 4 donne la valeur exacte de la chute).

Le gain d'un doublet est donc à f_0 de :

$$G = G_1 - 3,5 + G_2 - 3,5$$

et inversement :

$$G_1 = G_2 = \frac{G + 7}{2} \text{ (en décibels)}$$

C'est le produit gain-bande passante au facteur de mérite du composant actif utilisé qui définit le nombre d'étages nécessaires.

On sait que ce sont les caractéristiques du composant utilisé – transistor, TEC, amplificateur opérationnel... –, ainsi que les capacités parasites du montage, qui limiteront la fréquence maximale à gain donné ou le gain maximal à fréquence donnée (fig. 5).

Calculs automatiques

Il sera commode d'automatiser cette recherche et ces calculs à l'aide d'un logiciel et d'un micro-ordinateur.

L'algorithme du calcul par doublet, qui est en même temps le plan récapitulatif pour une étude « à la main », est reproduit ci-après.

Algorithme Plan récapitulatif de calculs : doublets

- Dialogue initial :
 - gain total (en dB) : G_0
 - fréquence centrale : f_0
 - bande passante (à 3 dB) : B_0

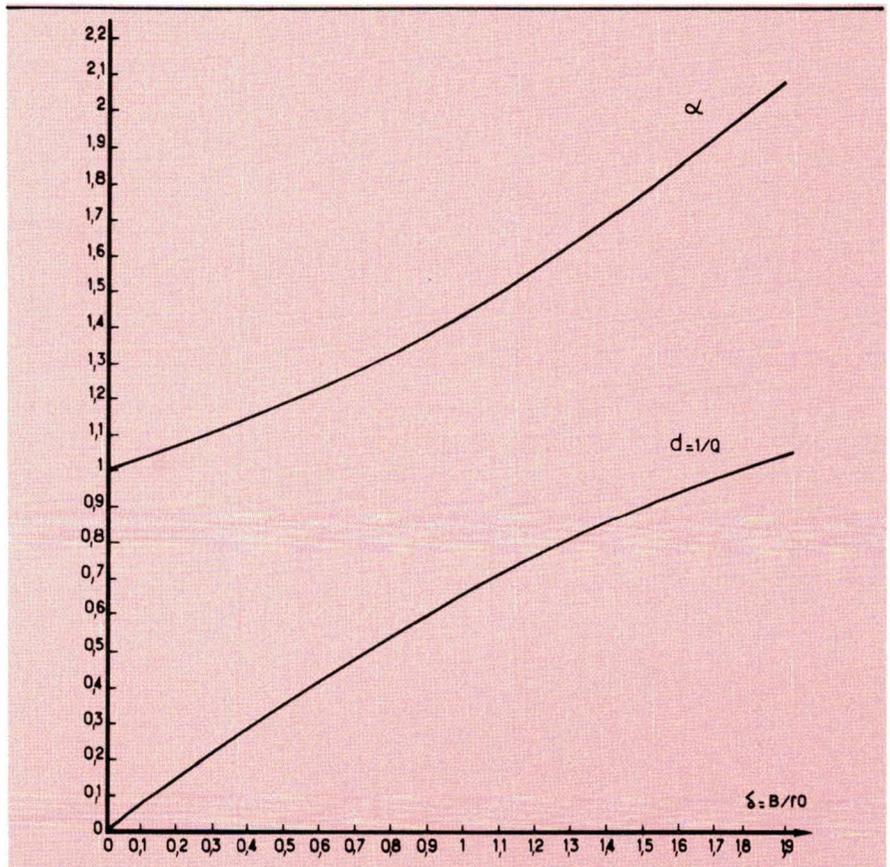


Fig. 3. – Détermination de α et d (doublets).

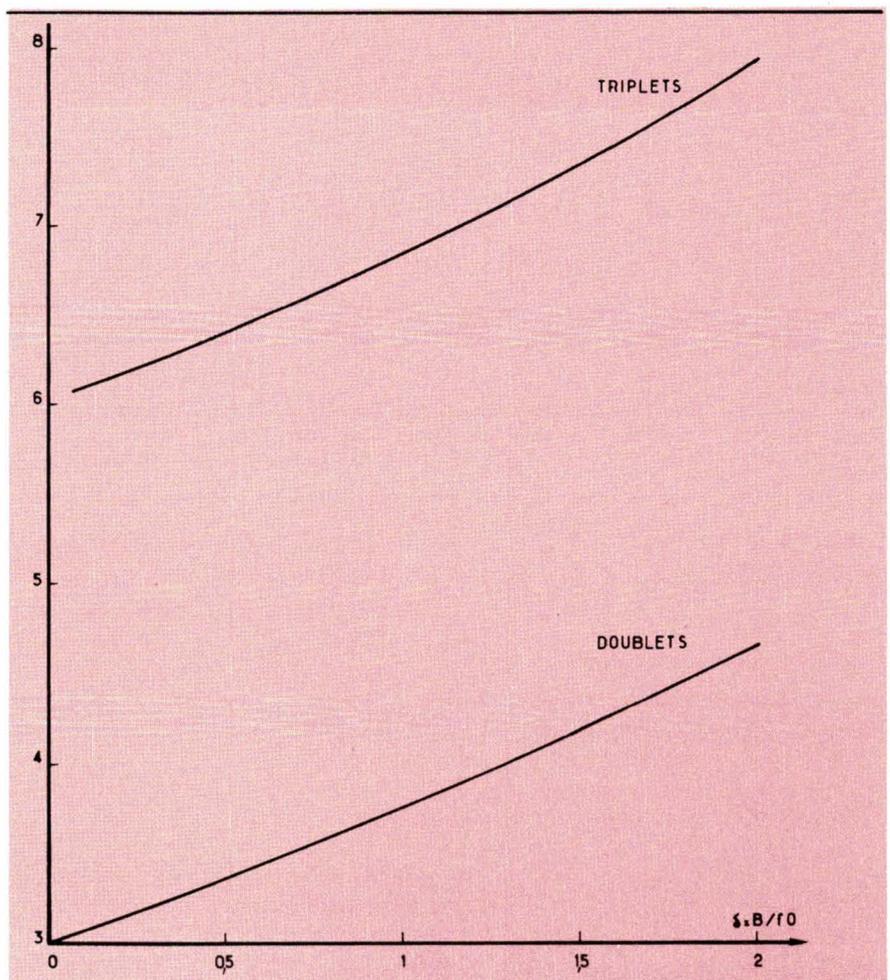


Fig. 4. – Chute apportée par le désaccord des circuits.

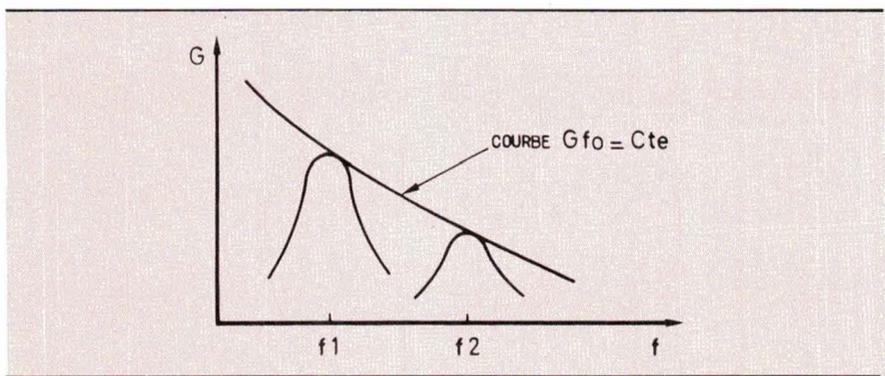


Fig. 5. - Limitation gain-fréquence.

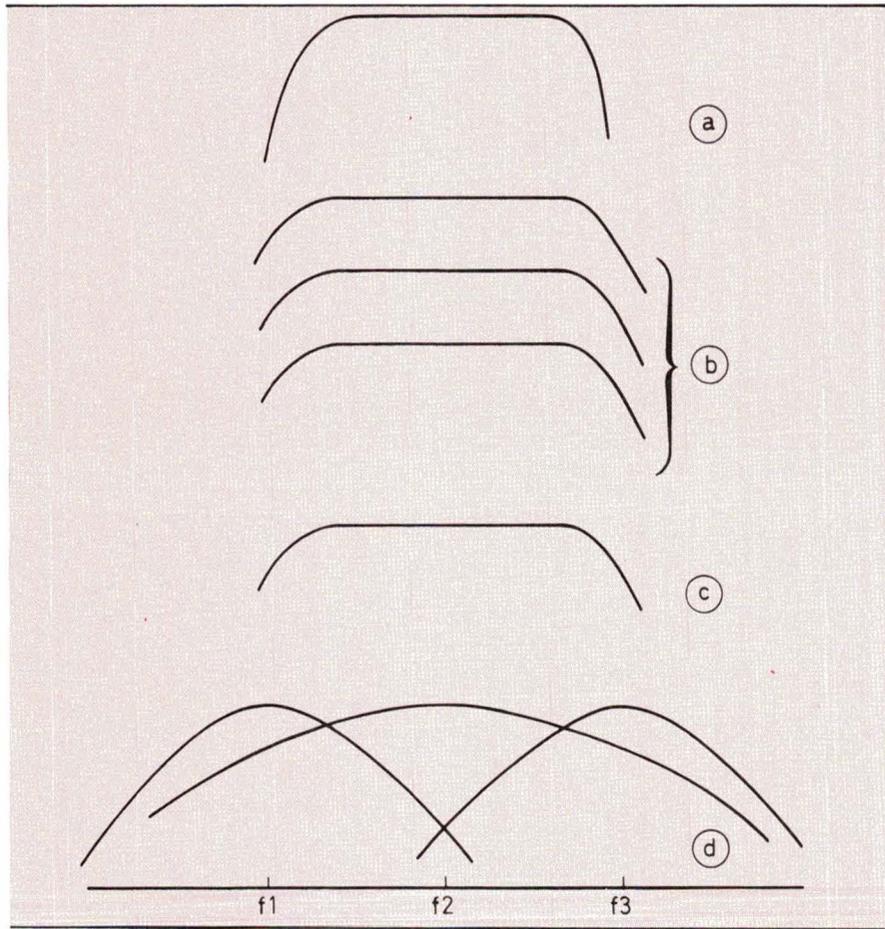


Fig. 6. - Amplificateur à n triplets. a : un amplificateur de caractéristiques G_0, f_0, B_0 , est constitué de (b) : n triplets ; chaque triplet (c) est constitué lui-même de trois étages centrés à f_1, f_2, f_3 et de bande b_1, b_2, b_3 (d).

Recherche de la solution avec n doublets

$n = 1$

β • Retour de boucle de calcul.

- gain d'un doublet : $G = G_0/n$
- bande passante d'un doublet : $B = B_0/4\sqrt{2^{1/n} - 1}$
- $\delta = B/f_0$ - détermination de α et Q (fig. 3).
- $f_1 = f_0/\alpha; f_2 = f_0\alpha; Q_1 = Q_2 = Q$
- gain d'un étage : $GE \text{ (dB)} = \frac{G + 7}{2}$
- d'où $G_1 = G_2$ (rapport).

- produit maximal gain-fréquence : $BGET = G_2 * f_2$
- affichage de $n, f_1, f_2, B_1, B_2, GE, BGET$
- $n = n + 1$

retour en β

Ce calcul s'arrêtera par une commande extérieure de rupture de séquence lorsque la solution sera réalisable, c'est-à-dire BGET inférieur au produit gain-bande passante du composant actif employé.

Nota. A ce niveau du projet et en fonction du schéma retenu pour un étage, on effectuera les calculs classiques pour déterminer les valeurs des composants à partir des données retenues :

- gain de l'étage,
- fréquence d'accord,
- bande passante (à 3 dB).

La suite de l'algorithme correspond au calcul théorique des fonctions de transfert résultantes.

● Dialogue complémentaire :

- nombre de doublets retenus : n,
- bande de fréquence explorée : de f_1 à f_2 avec un pas PA.

Calculs

Pour f variant de f_1 à f_2 avec un pas PA, effectuer :

- écarts relatifs : $x_1 = f/f_1 - f_1/f$
 $x_2 = f/f_2 - f_2/f$
- fonctions de transfert par étage et doublet : $FT_1 = G_1/\sqrt{1 + Q_1^2 x_1^2}$
 $FT_2 = G_2/\sqrt{1 + Q_2^2 x_2^2}$
 $FT = FT_1 * FT_2$
- affichage $F, FT_1 \text{ (dB)}, FT_2 \text{ (dB)}, FT \text{ (dB)}$.

Solution avec triplet (fig. 6)

De même que précédemment, nous avons : G_0, f_0, B_0 .

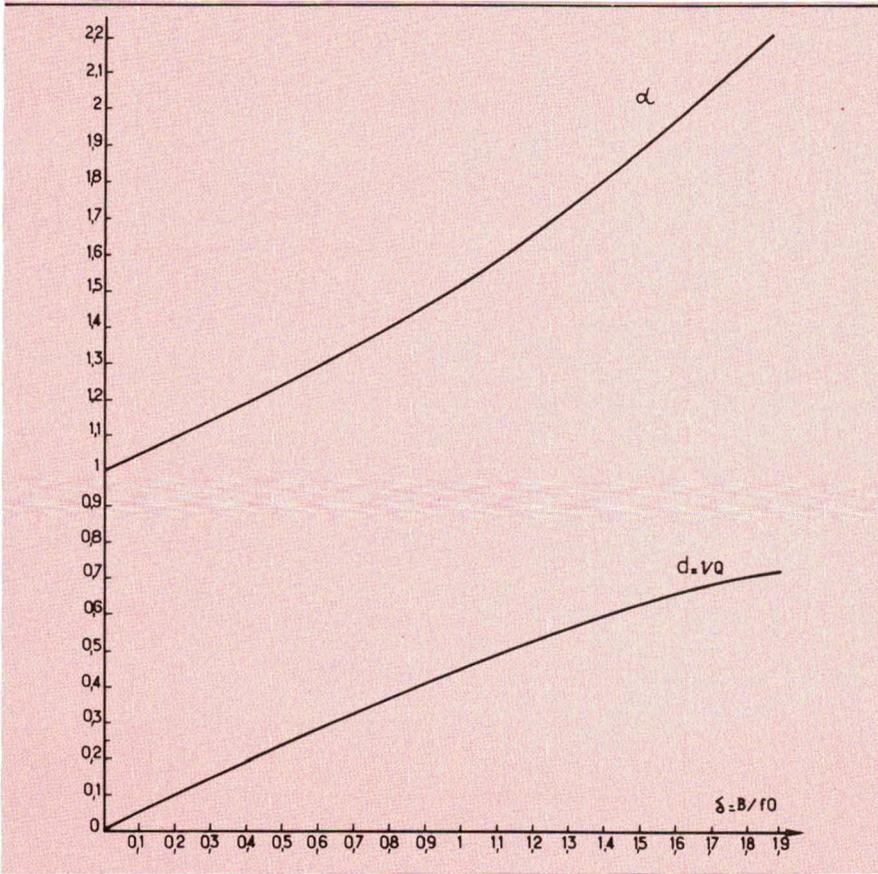
Le rétrécissement de la bande passante de l'ensemble en fonction des n triplets est maintenant donné par :

$$B = B_0/6\sqrt{2^{1/n} - 1}$$

D'où les résultats du tableau 3.

n	1	2
$6\sqrt{2^{1/n} - 1}$	1	0,86
n	3	4
$6\sqrt{2^{1/n} - 1}$	0,80	0,76
n	5	6
$6\sqrt{2^{1/n} - 1}$	0,73	0,705
n	7	8
$6\sqrt{2^{1/n} - 1}$	0,69	0,67

Tableau 3.



Détermination de f_0 au niveau du triplet

Premier cas

$B/f_0 \leq 0,3$: méthode arithmétique. Chaque triplet est constitué de :

- un étage accordé sur $f_0 - 0,43 B$ et de bande $0,5 B$,
- un étage accordé sur f_0 et de bande B ,
- un étage accordé sur $f_0 + 0,43 B$ et de bande $0,5 B$.

Deuxième cas

$B/f_0 > 0,3$: méthode géométrique. Chaque triplet est constitué par :

- un étage accordé sur $f_1 = f_0/\alpha$ avec $Q_1 = 1/d$,
- un étage accordé sur $f_2 = f_0$ avec $Q_2 = Q = f_0/B$,
- un étage accordé sur $f_3 = f_0 \alpha$ avec $Q_3 = 1/d$.

Les coefficients α et d sont déterminés graphiquement (fig. 7) ou par les relations :

$$\alpha = 1 + 0,433 \delta + 0,1 \delta^2$$

$$d = 0,5 \delta - 0,05 \delta^2$$

Fig. 7. - Détermination de α et d (triplets).

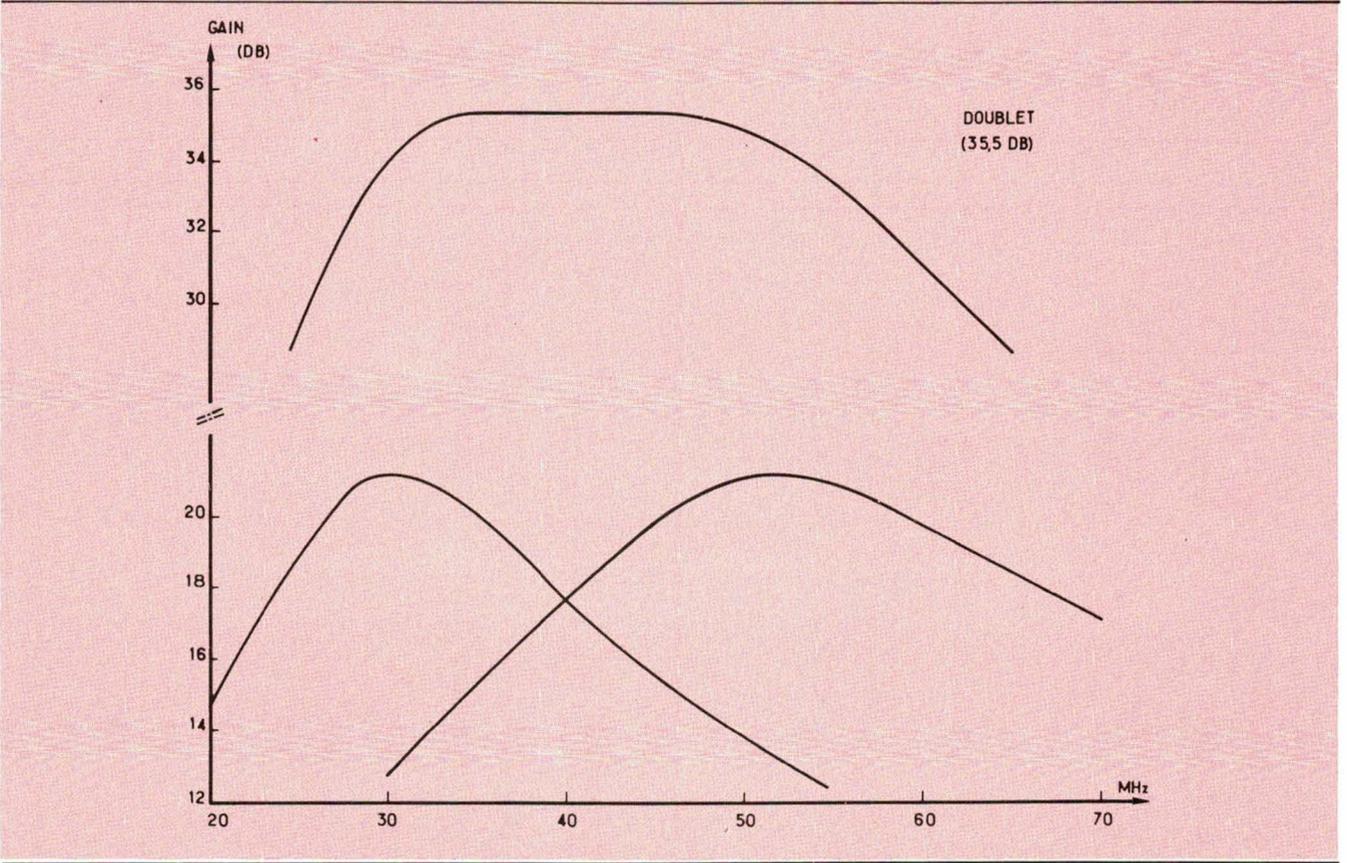


Fig. 8. - Doublet (35,5 dB).



```

AP BCDEC
L1 1
1* CIRCUITS DECALES ( BCDEC )
2
3
4
5 AFFICHER[3/, ' APRES ARRET EXECUTION ' ]
6
7 AFFICHER[2/, ' RE 100 POUR DOUBLETS ' ]
8
9 AFFICHER[2/, ' RE 160 POUR TRIPLETS ' ]
10
11
12* AMPLI GO, F0, B0
13* DOUBLETS G, F1, F2, B1, B2
14* TRIPLETS G, F1, F2, F3, B1, B2, B3
15* GE (DB) GAIN ETAGE DOUBLET OU TRIPLET
16* BGET GAIN=BANDE : F2*G2 ( NBR )
17* G1, G2, G3 GAIN EN NBR
18
19
20*****
21
22 TABLEAU T[80, 5]
23 CHAINE REP
24 FX_0, E, 2, 302
25
26
27
28 AFFICHER[3/, ' GAIN TOTAL EN DB : ' ]:LIRE GO
29 AFFICHER[/, ' FREQUENCE CENTRALE : ' ]:LIRE F0
30 AFFICHER[/, ' BANDE PASSANTE : ' ]:LIRE B0
31 AFFICHER[/, ' STRUCTURE DOUBLET OU TRIPLET ( D/T ) : ' ]:LIRE REP
32 AFFICHER[2/]
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54*****
55
56 SI REP'D' ALORS ALLER EN 132
57
58
59
60* ETUDE DU DOUBLET
61
62 N_1, FX_0
63 AFFICHER[2/, 'X', 'N', '5X', 'F1', '9X', 'F2', '9X', 'B1', '9X', 'B2', '9X', 'GE', '7X', 'BGET', /]
64
65* RETOUR DE CALCUL
66 G_G0/N
67 B_B0/(2^(1/N)-1)^(1/4)
68 D_D_B/F0
69 A_1+0.35*0+0.1*0*D
70 Q_1/(0.707*0-0.06*0*D)
71 F1_F0/A
72 F2_F0*A
73 B1_F1/Q
74 B2_F2/Q
75 GE_(G+7)/2; G1_10^(GE/20); G2_G1; BGET_G2*F2
76 SI FX=1 ALORS ALLER EN 110
77 AFFICHER[/, 'F6, 0, 4E4, 2JN, F1, F2, B1, B2
78 AFFICHER[F6, 1, E6, 0]GE, BGET
79 N_N+1
80 ALLER EN 65
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99
100* CALCUL DOUBLET
101 FX_1
102
103
104 AFFICHER[/, 'NBRE DOUBLETS = ' ]:LIRE N
105 ALLER EN 65
106
107
108
109
110 AFFICHER[2/, 'FMIN = ' ]:LIRE FMIN
111 AFFICHER[/, 'FMAX = ' ]:LIRE FMAX
112 AFFICHER[/, 'PAS = ' ]:LIRE PA

```

```

113 F_FMIN:1_1
114 AFFICHER[3/, 'X', 'F', '7X', 'FT1', '5X', 'FT2', '4X', 'FT(DB)', /]
115* RET
116 X1_F/F1-F1/F
117 X2_F/F2-F2/F
118 FT1_G1/RAC(1+0*Q*X1*X1)
119 FT2_G2/RAC(1+0*Q*X2*X2)
120 FT_FT1+FT2: T[1, 1], F
121 T[1, 2], 20*LGN(FT1)/E
122 T[1, 3], 20*LGN(FT2)/E
123 T[1, 4], 20*LGN(FT3)/E
124 AFFICHER[/, 'F10, 0, 3F6, 1JF, T[1, 2], T[1, 3], T[1, 4]
125 F_F+PA; I_1+1
126 SI F<=FMAX ALORS ALLER EN 115 SINON ALLER EN 210
127
128
129
130*****
131
132* ETUDE DU TRIPLET
133 N_1, FX_0
134
135 AFFICHER[3/, 'X', 'N', '6X', 'F1', '9X', 'F3', '9X', 'B1', '8X]
136 AFFICHER[ 'B2', '9X', 'B3', '6X', 'GE(DB)', '4X', 'BGET(NBR)', /, 2/]
137
138* RETOUR DE CALCUL
139 G_G0/N
140 B_B0/(2^(1/N)-1)^(1/6)
141 D_D_B/F0; Q_Q_F0/B
142
143
144 A_1+0.433*0+0.1*0*D
145 Q_1/(0.5*0-0.05*0*D)
146 F1_F0/A; F2_F0; F3_F0*A
147 B1_F1/Q1; B2_B; B3_F3/Q1
148 GE_(G+13)/3; G1_10^(GE/20)
149 G2_G1; G3_G1; BGET_F3*G3
150 SI FX=1 ALORS ALLER EN 168
151 AFFICHER[/, 'F2, 0, 2E4, 2JN, F1, F3
152 AFFICHER[SE4, 2, F6, 1, E6, 0]B1, B2, B3, GE, BGET
153 N_N+1; ALLER EN 138
154
155
156
157
158
159
160* CALCUL TRIPLET
161 FX_1
162
163
164 AFFICHER[/, 'NBRE DE TRIPLETS = ' ]:LIRE N
165 ALLER EN 138
166
167
168 AFFICHER[2/, 'FMIN = ' ]:LIRE FMIN
169 AFFICHER[/, 'FMAX = ' ]:LIRE FMAX
170 AFFICHER[/, 'PAS = ' ]:LIRE PA
171 F_FMIN:1_1
172 AFFICHER[3/, 'X', 'F', '7X', 'FT1', '5X', 'FT2', '5X', 'FT3', '4X', 'FT(DB)', /]
173
174* RET
175 X1_F/F1-F1/F
176 X2_F/F2-F2/F
177 X3_F/F3-F3/F
178 FT1_G1/RAC(1+0*Q1*X1*X1)
179 FT2_G2/RAC(1+0*Q2*X2*X2)
180 FT3_G3/RAC(1+0*Q3*X3*X3)
181 FT_FT1+FT2+FT3
182 T[1, 1], F
183 T[1, 2], 20*LGN(FT1)/E
184 T[1, 3], 20*LGN(FT2)/E
185 T[1, 4], 20*LGN(FT3)/E
186 T[1, 5], 20*LGN(FT3)/E
187 AFFICHER[/, 'F10, 0, 2F6, 1JF, T[1, 2], T[1, 3]
188 AFFICHER[2F6, 1]T[1, 4], T[1, 5]
189 F_F+PA; I_1+1
190 SI F<=FMAX ALORS ALLER EN 174
191
192
193
194
195
196
197
198
199
200*****
201
202
203
204
205
206
207
208
209
210 TERMINER

```

Listing n° 1.

GAIN TOTAL EN DB : 35.5
 FREQUENCE CENTRALE : 40E6
 BANDE PASSANTE : 20.5E6
 STRUCTURE DOUBLET OU TRIPLET (D/T) : D

N	F1	F2	B1	B2	GE	BGET
1	3.1E+07	5.2E+07	1.5E+07	2.5E+07	21.3	600551700
2	2.9E+07	5.6E+07	1.7E+07	3.2E+07	12.4	231067550
3	2.8E+07	5.8E+07	1.8E+07	3.7E+07	9.4	171360510
4	2.7E+07	6.0E+07	1.9E+07	4.1E+07		

PRET EN LIGNE 086
 RE 100
 NBRE DOUBLETS : 1
 FMIN = 20E6
 FMAX = 70E6
 PAS = 5E6

F	FT1	FT2	FT(DB)
20000000	14.7	7.7	22.4
25000000	18.8	10.3	29.1
30000000	21.2	12.8	34.0
35000000	20.1	15.3	35.4
40000000	17.7	17.7	35.4
45000000	15.6	19.9	35.4
50000000	13.8	21.1	34.9
55000000	12.4	21.0	33.4
60000000	11.2	19.9	31.1
65000000	10.1	18.5	28.6
70000000	9.2	17.1	26.3

GAIN TOTAL EN DB : 60
 FREQUENCE CENTRALE : 2000
 BANDE PASSANTE : 1000
 STRUCTURE DOUBLET OU TRIPLET (D/T) : T

N	F1	F3	B1	B2	B3	GE(DB)	BGET(NBR)
1	1.61E+03	2.48E+03	3.83E+02	1.00E+03	5.90E+02	24.3	4E+04
2	1.56E+03	2.57E+03	4.25E+02	1.16E+03	7.01E+02	14.3	1E+04
3	1.53E+03	2.62E+03	4.48E+02	1.25E+03	7.69E+02	11.0	9E+03
4	1.50E+03	2.66E+03	4.64E+02	1.32E+03	8.19E+02	9.3	8E+03
5	1.49E+03	2.69E+03					

PRET EN LIGNE 156
 RE 160
 NBRE DE TRIPLETS = 1
 FMIN = 1000
 FMAX = 3000
 PAS = 100

F	FT1	FT2	FT3	FT(DB)
1000	11.7	14.3	5.4	31.5
1100	13.6	15.6	6.6	35.8
1200	15.7	16.9	7.7	40.3
1300	18.0	18.1	8.9	45.0
1400	20.5	19.4	10.0	49.9
1500	23.0	20.6	11.2	54.8
1600	24.3	21.8	12.4	58.5
1700	23.5	22.8	13.7	60.0
1800	21.6	23.6	15.0	60.2
1900	19.6	24.2	16.4	60.2
2000	17.9	24.3	17.9	60.2
2100	16.5	24.2	19.6	60.2
2200	15.2	23.7	21.2	60.2
2300	14.2	23.2	22.8	60.2
2400	13.2	22.5	24.0	59.7
2500	12.4	21.8	24.3	58.5
2600	11.7	21.1	23.7	56.4
2700	11.0	20.4	22.6	53.9
2800	10.4	19.7	21.3	51.4
2900	9.8	19.1	20.0	48.9
3000	9.3	18.6	18.8	46.6

TERMINE EN LIGNE 210

Listing n° 2 (à gauche) et 3 (à droite).

Les trois étages constituant le triplet ont même gain : $G_1 = G_2 = G_3$. Il y a une chute de l'ordre de 6,5 dB à la fréquence centrale f_0 pour chacun des deux circuits extérieurs centrés à f_1 et f_3 . (Figure 4, valeur exacte de la chute).

Le gain d'un triplet vaut donc à f_0 :

$$G = G_1 - 6,5 + G_2 + G_3 - 6,5$$

$$G_1 = G_2 = G_3 = \frac{G + 13}{3} \text{ (en décibels)}$$

Algorithme (suite) de calculs : triplets

Recherche de solution
avec n triplets

$$n = 1$$

β * Retour de boucle de calcul

- gain d'un triplet : $G = G_0/n$
- bande passante d'un triplet :
 $B = B_0/\sqrt[6]{2^{1/n} - 1}$
 $\delta = B/f_0$ - détermination de α et Q (fig. 6).

$$f_1 = f_0/\alpha; f_2 = f_0; f_3 = f_0 * \alpha$$

$$Q_1 = Q_3 = Q; Q_2 = f_0/B$$

- gain d'un étage :

$$GE \text{ (dB)} = \frac{G + 13}{3}$$

d'où G, G_2 et G_3 (rapport)

- produit maximal gain-fréquence :
 $BGET = B_3 * f_3$
- affichage $n, f_1, f_3, B_1, B_2, B_3, GE, BGET$

$$n = n + 1$$

retour en β

Là encore, arrêt de la séquence de calcul à la demande et même remarque que pour le calcul de doublets.

- Dialogue complémentaire :

- nombre de triplets retenus : n ,
- bande de fréquence explorée : de f_1 à f_2 avec un pas PA.

Calculs

Pour f variant de f_1 à f_2 avec un pas PA effectuer :

- écarts relatifs :

$$x_1 = f/f_1 - f_1/f$$

$$x_2 = f/f_2 - f_2/f$$

$$x_3 = f/f_3 - f_3/f$$

- fonctions de transfert par étages et par triplet :

$$FT_1 = G_1/\sqrt{1 + Q_1^2 x_1^2}$$

$$FT_2 = G_2/\sqrt{1 + Q_2^2 x_2^2}$$

$$FT_3 = G_3/\sqrt{1 + Q_3^2 x_3^2}$$

$$FT = FT_1 * FT_2 * FT_3$$

- affichage $F, FT_1 \text{ (dB)}, FT_2 \text{ (dB)}, FT_3 \text{ (dB)}, FT \text{ (dB)}$.

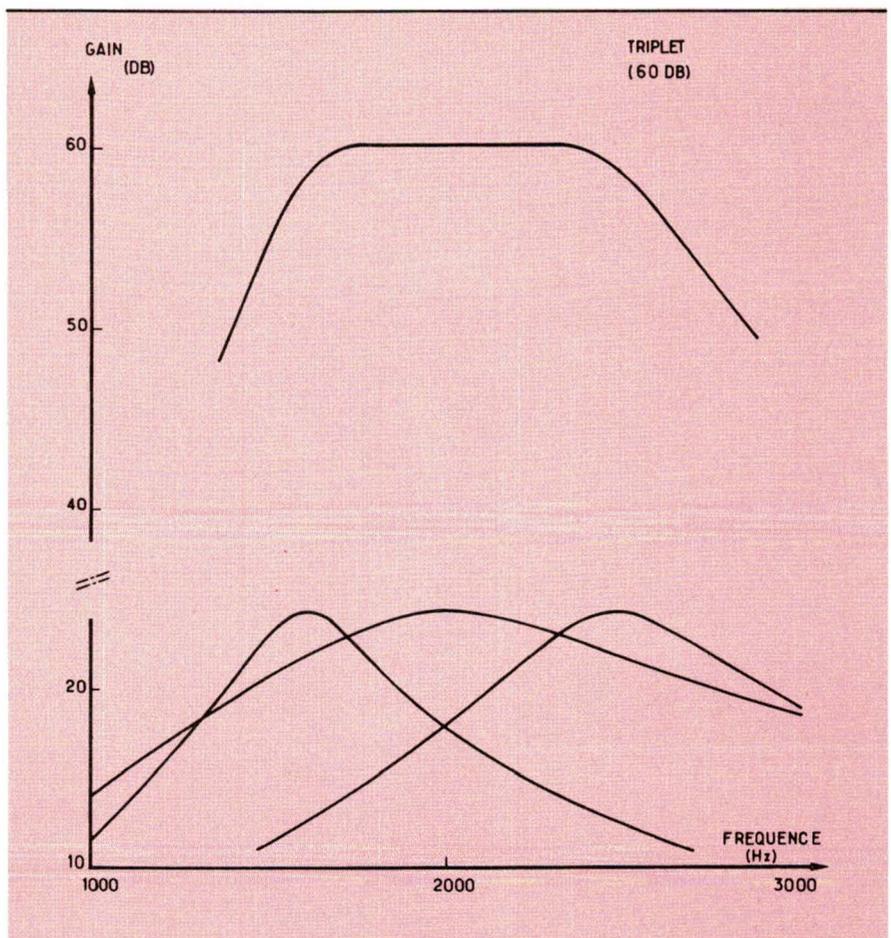


Fig. 9. - Triplet (60 dB).

Listing proposé

Le listing n° 1 correspond au programme de calcul correspondant aux deux algorithmes présentés. Pour une simple raison de disponibilité le langage LSE a été employé.

Etant donné que ce programme ne comporte que des calculs relativement simples et des affichages, une version en Basic ou tout autre langage évolué peut être rédigée directement et sans aucune difficulté. Rappelons, néanmoins, qu'un essai d'équivalence LSE-Basic a été publié dans le n° 21 (décembre 81) de notre revue.

Exemples concrets

Deux exécutions définies par leur cahier des charges illustrent cette étude.

Les cahiers des charges sont les suivants :

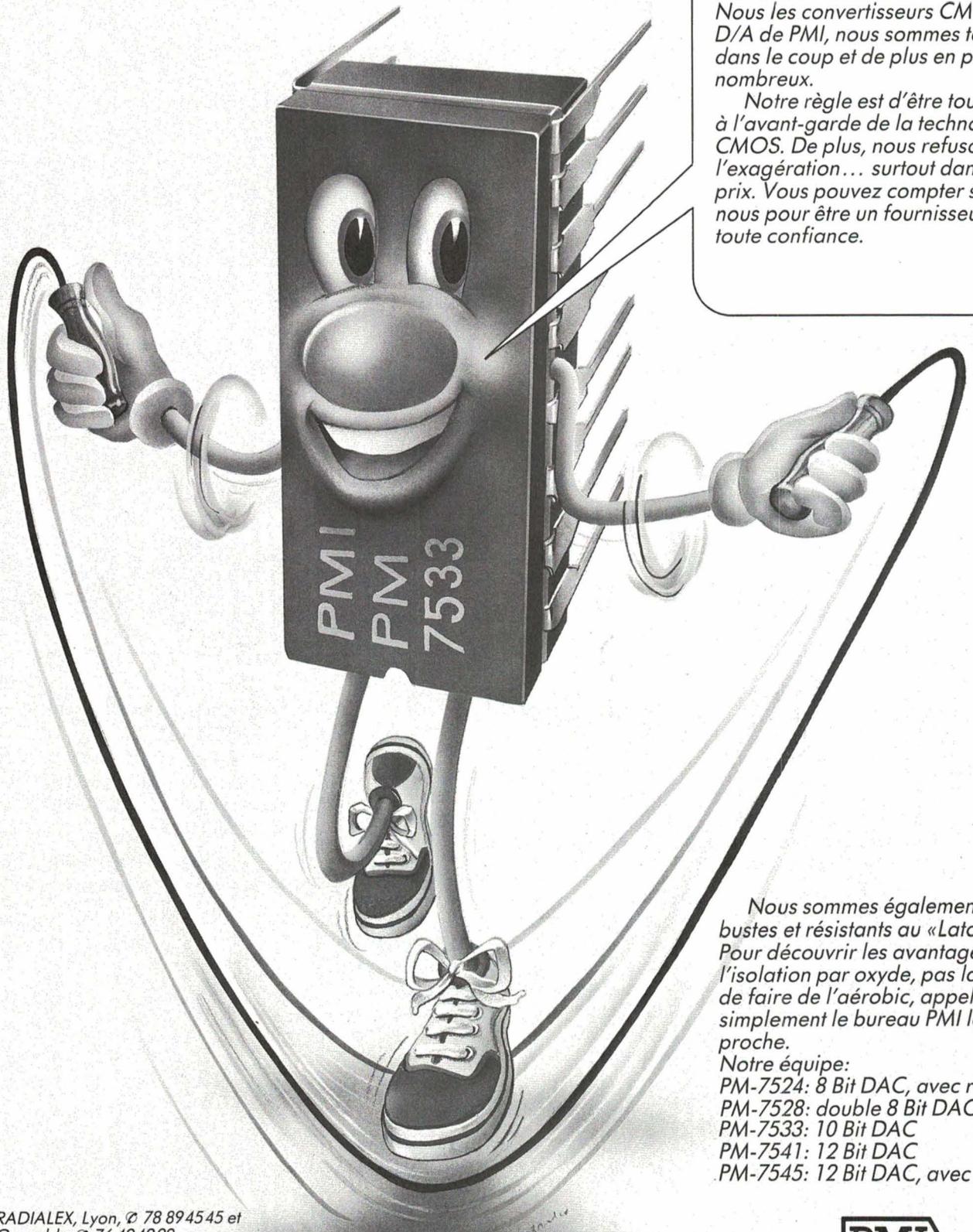
- Projet d'amplificateur à circuits décalés (Listing n° 2).
 - gain : 35,5 dB.
 - fréquence centrale : 40 MHz
 - bande passante : 28,5 MHz
 - Structure : doublet

- Projet d'amplificateur à circuits décalés (Listing n° 3)

- gain : 60 dB
- fréquence centrale : 2 000 Hz
- bande passante : 1 000 Hz
- structure : triplet

Les courbes correspondantes sont reproduites dans les figures 8 et 9.

A. Billès



L'arrêt c'est l'ankylose.
Restez le premier en utilisant une source de toute confiance.
Nous les convertisseurs CMOS D/A de PMI, nous sommes tous dans le coup et de plus en plus nombreux.

Notre règle est d'être toujours à l'avant-garde de la technologie CMOS. De plus, nous refusons l'exagération... surtout dans les prix. Vous pouvez compter sur nous pour être un fournisseur de toute confiance.

Nous sommes également robustes et résistants au «Latch-up». Pour découvrir les avantages de l'isolation par oxyde, pas la peine de faire de l'aérobic, appelez simplement le bureau PMI le plus proche.

Notre équipe:
PM-7524: 8 Bit DAC, avec registre
PM-7528: double 8 Bit DAC
PM-7533: 10 Bit DAC
PM-7541: 12 Bit DAC
PM-7545: 12 Bit DAC, avec registre

RADIALEX, Lyon, ☎ 78 894545 et
Grenoble, ☎ 76 494992.
S.C.T. Toutélectric, Toulouse,
☎ 61 220422, Bordeaux, ☎ 56 865031
BANELEC, Châtillon, ☎ (1) 465543 43
I.S.A. Electronique, Maisons-Laffitte,
☎ (1) 39122452
DIMEL, Toulon, ☎ 94 414963.
I.S.C. «International Semi-Conductor Corp.
France», Suresnes, ☎ (1) 45064275.
SYSCOM, Bonneuil, ☎ (1) 43778488
HYBRITECH, Verrières-le-Buisson,
☎ (1) 69202210

DIMACEL
Région parisienne: Clichy, ☎ (1) 47301515
Région ouest: Rennes, ☎ 99 502592
Région Rhône: Saint-Priest, ☎ 78 213721;
Région méditerranée: Les Milles, ☎ 42 398550.
Région est: Strasbourg, ☎ 88 220719
Région nord: Lille, ☎ 20 308580
Région Alpes: Saint-Martin-d'Herès,
☎ 76 242430.
Région sud-ouest: Bordeaux, ☎ 56 811440;
Région sud: Toulouse, ☎ 61 409650.



Precision Monolithics Inc.
A Bourns Company, Santa Clara, California

Bourns-Ohmic,
21/23 rue des Ardennes, 75019 Paris
☎ (1) 42039633

REPERTOIRE 1985

Rubrique	N°	Page
<i>Applications</i>		
Un amplificateur linéaire de puissance	40	41
Un « compteur d'informations » numérique : application originale des circuits PAL	40	45
L'asservissement passif : principe et applications	40	89
Alimentation à découpage 30 W pour micro-ordinateur (5 V/5 A et ± 12 V/0,3 A)	41	17
Addition digitale de deux fréquences	41	29
Le « multiplicateur de taux » et ses applications	41	35
Réalisation d'un ozoniseur électronique	42	17
Commande numérique d'un convertisseur statique	42	45
Conception et applications d'un code détecteur et correcteur d'erreurs	42	75
Un détecteur de passage par réflexion infrarouge	43	17
Conception d'un régulateur à découpage de 30 watts (12 V/2,5 A).	43	25
Asservissement de fréquence par bonds de 1 mégahertz : la méthode douce	43	33
Un programme de calcul pour filtres actifs	43	73
Un convertisseur fréquence/tension TBF	44	19
Détecteur de passage IR du n° 43 : nomenclature des composants	44	26
Commande d'un moteur pas à pas bipolaire par circuit intégré	44	29
Le montage cascode désadapté	44	49
Allumage électronique à transistors « GEMFET »	44	53
Protection des dispositifs de commutation	44bis	39

Rubrique	N°	Page
<i>(suite)</i>		
Stabilisation de la puissance lumineuse d'une diode laser	45	19
Conception d'une alimentation à découpage multitension de 100 W (5 V/16,5 A ; + 28 V/0,3 A ; ± 12 V/0,3 A ; - 5 V/0,3 A)	45	29
Amplificateurs de puissance « économiques »	45	41
Amplificateur de précision pour capteurs de température au platine : le LT1001	45	57
Amplificateur très faible bruit à gain de 1 000 : le MAT 02	45	62
Pilotage par microprocesseur d'un moteur à courant continu	45	65
<i>Micro informatique</i>		
Un micro-ordinateur, huit voies de mesure	40	29
Stockage d'un maximum d'informations sur une disquette	41	57
Calcul probabiliste : les combinaisons sans dépassement de capacité	42	99
Graphlog : un programme d'aide à la conception de systèmes logiques	43	57
Qu'est-ce qu'un système d'exploitation ?	44	67
Saisie de données dans l'étude du comportement animal	44	87
<i>Médical</i>		
Electronique et biotechnologies	40	33
Haute-tension et santé	42	53
La méthode Holter appliquée à l'EEG	44	79
Le comptage électronique des bactéries	45	13

REPERTOIRE 1985

Rubrique	N°	Page
Composants		
Le thyristor G.T.O. : principes d'utilisation	40	63
Principes d'utilisation des transistors MOS de puissance	41	63
Pour une meilleure compréhension du MIW-E : précisions sur l'article du n° 38	42	24
Commande de base directe et optimisée des transistors de puissance avec le UAA 4002	43	39
Technologie et emploi des diodes épitaxiales rapides pour commutation de puissance	44	39
Les RAM statiques en technologie H-CMOS	44bis	45
Transistors FET à conductivité modulée : principes et applications	45	51
Technologie		
Les composants électroniques et la chimie	44bis	11
Logique rapide ; C-MOS contre bipolaire	44bis	19
La technologie haute tension à substrat isolé	44bis	29
Connecteurs « télécom » : comment accroître la fiabilité	44bis	79
Circuits de protection pour montages à triacs	45	47
Analyse		
Le point sur les études et les diplômes ; répertoire des écoles d'ingénieurs	41	99
Circuits intégrés logiques : les technologies en présence	44bis	51
L'amplificateur opérationnel : définitions et caractéristiques d'emploi	44bis	69
Les semi-conducteurs : une matière première pour l'industrie	44bis	91

Rubrique	N°	Page
Etude		
La spectrométrie d'impulsions et ses applications	40	51
La détection synchrone (seconde partie)	40	75
Comment établir un cahier des charges	40	83
Les convertisseurs tension-fréquence et leurs applications	41	43
Mesure automatique du comportement thermique des semi-conducteurs de puissance	41	51
L'ozone par effluve : applications thérapeutiques à la biologie marine	41	73
Conception des filtres actifs à amplificateurs opérationnels	42	29
La piézoélectricité : analyse et applications d'un phénomène (1 ^{re} partie)	42	37
La piézoélectricité : analyse et applications d'un phénomène (2 ^e partie)	43	49
Qu'est-ce que le « radiotexte » ?	44	57
Mise en parallèle des MOS de puissance	44bis	35
Les circuits intégrés prétraités : une solution d'avenir dans la réalisation électronique	44bis	49
Mesure de temps à l'aide d'un oscilloscope (1 ^{er} partie)	45	73
Traitement du signal par détection synchrone	45	79

VENTE DE NUMEROS ANCIENS

Si un article inscrit dans ce répertoire de l'année 1985 (ou d'une année précédente) vous intéresse, vous pouvez commander le numéro correspondant (au prix de **27 F**, port compris) en utilisant le bon de commande situé à la fin de ce numéro. Si le numéro demandé est épuisé, nous pourrions vous faire parvenir les photocopies de l'article : dans ce cas, en faire la demande à la rédaction.

Applications

Une alimentation « forward » de puissance

Les sources d'alimentation stabilisées constituent, pour les ingénieurs et techniciens de l'électronique et des industries connexes, un sujet d'un constant intérêt.

L'étude qui va suivre décrit une alimentation de type « forward » 250 W, capable de délivrer 5 V sous 50 A. Un circuit intégré spécifique, le UAA 4006, est ici mis à profit pour assurer les fonctions de protection indispensables : surcharges, courts-circuits, circuit ouvert.

Principe

Compte tenu de la puissance transmise, c'est la structure « forward » à un seul transistor qui a été retenue. La fréquence de découpage a été fixée à 34 kHz. Ce choix résulte d'un compromis entre la taille des composants bobinés et des condensateurs de filtrage, taille qui diminue lorsque la fréquence de découpage augmente, et le rendement global de conversion qui décroît avec la fréquence (fig. 1).

Bien entendu, d'autres caractéristiques de tensions et courants de sortie ou d'entrée peuvent être facilement obtenues par simple adaptation de la réalisation proposée ici.

Le convertisseur forward isolé (fig. 2 et 3) est en fait un convertisseur abaisseur élémentaire, souvent appelé « buck-converter », auquel on a ajouté un transformateur.

Par rapport au montage élémentaire, le transformateur permet d'obtenir :

- un isolement galvanique ;
- une tension de sortie supérieure ou inférieure, de même polarité ou de po-

larité inverse, par rapport à la tension d'entrée ;

- plusieurs tensions de sortie, en utilisant plusieurs enroulements secondaires.

Fonctionnement du convertisseur

Contrairement au convertisseur « fly-back », l'énergie est transférée de la source vers la charge pendant la conduction du transistor de commutation (T conducteur, D_1 conductrice, D_2 et D_3 bloquées). Au blocage du tran-

sistor, l'énergie magnétique emmagasinée par le transformateur est restituée à la source par un enroulement et une diode de récupération, faute de quoi le transistor serait détruit par surtension. Généralement, les enroulements primaire et de démagnétisation ont le même nombre de spires ($n_1 = n_3$). Dans ce cas, la tension aux bornes du transistor, au blocage, est égale à deux fois la tension d'entrée, et le rapport cyclique de conduction doit être limité à 50 %. Lorsque le transistor de commutation est bloqué, la diode D_2 joue le rôle de diode de roue libre (T bloqué, D_1 bloquée, D_2 et D_3 conductrices).

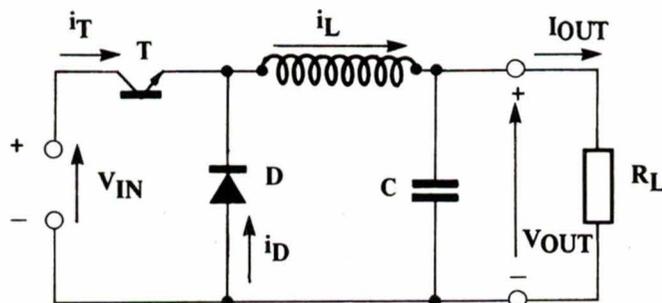


Fig. 1

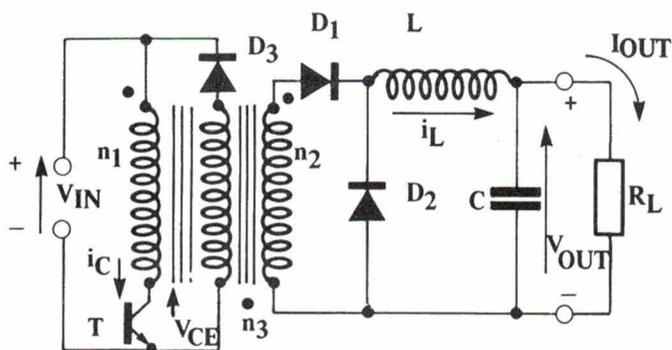


Fig. 2

Présentation du convertisseur

Le schéma synoptique du convertisseur est donné par la figure 4. Le convertisseur est constitué :

- du redressement et filtrage secteur,
- du transformateur,
- du filtre de sortie,
- des semi-conducteurs de puissance,
- du circuit de commande,
- de la boucle de régulation.

Nous examinerons successivement la structure, le fonctionnement et les principaux éléments de calcul ou de sélection de ces différents blocs.

Redressement et filtrage du secteur

La tension du secteur est redressée par un pont de quatre diodes BY 253. Une résistance en série limite le courant à la mise sous tension. La tension redressée est filtrée par un condensateur électrochimique haute tension. Ce condensateur est choisi de façon que la tension disponible ne soit jamais inférieure à 250 V dans le cas de fonctionnement le plus défavorable (puissance de sortie nominale, tension secteur minimale).

Les variations possibles de la tension secteur étant de $\pm 10\%$ autour

de la valeur nominale, la tension redressée minimale est :

$$V_{\text{rect min}} = 220 \cdot 0,9 \cdot \sqrt{2} = 280 \text{ V.}$$

En réalité, cette valeur doit être diminuée d'environ 5 V pour tenir compte de chutes de tension d'origines diverses :

$$V_{\text{rect min}} = 280 - 5 = 275 \text{ V.}$$

Pour connaître la tension réellement disponible, il faut tenir compte de la décharge du condensateur entre deux demi-alternances consécutives, soit 10 ms pour un fonctionnement sur réseau 50 Hz.

Entre deux demi-alternances consécutives, le condensateur fournit l'énergie au convertisseur. On a donc l'égalité :

$$\frac{1}{2} C (V_{C1}^2 - V_{C2}^2) = \frac{P_{\text{OUT}}}{\eta} \cdot \frac{1}{2F_{\text{ligne}}}$$

avec :

C : capacité du condensateur de filtrage

V_{C1} : tension initiale du condensateur,

V_{C2} : tension finale du condensateur

P_{OUT} : puissance de sortie

η : rendement estimé du convertisseur

F_{ligne} : fréquence du réseau.

Pour que la tension disponible ne soit jamais inférieure à 250 V ($V_{\text{IN min}} = 250 \text{ V}$), avec une fréquence secteur

Courant magnétisant - i_{mag}

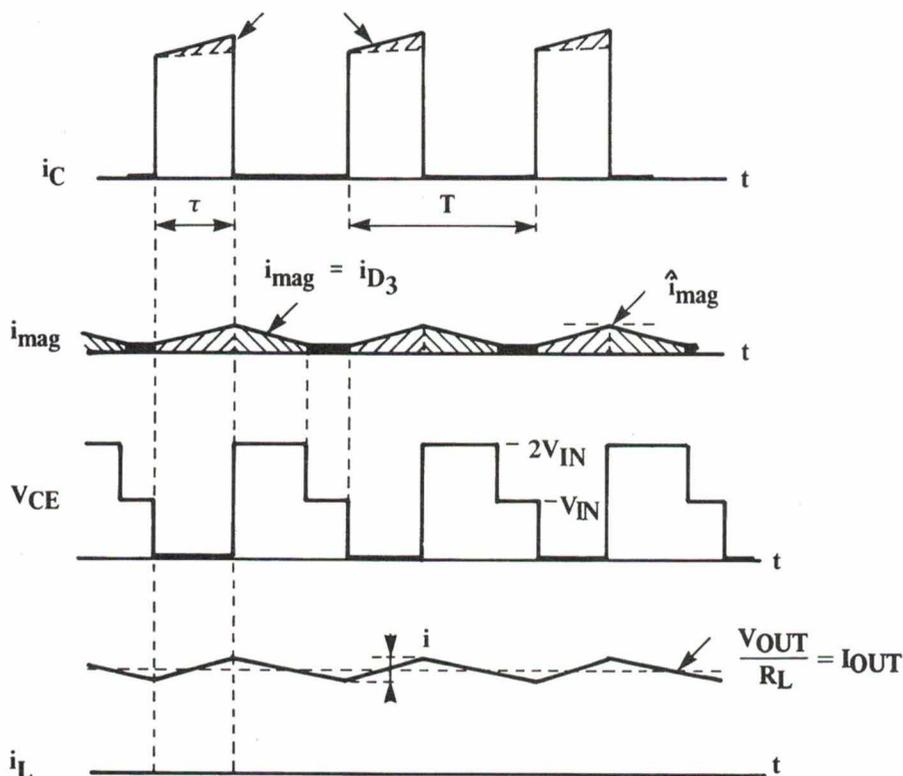


Fig. 3

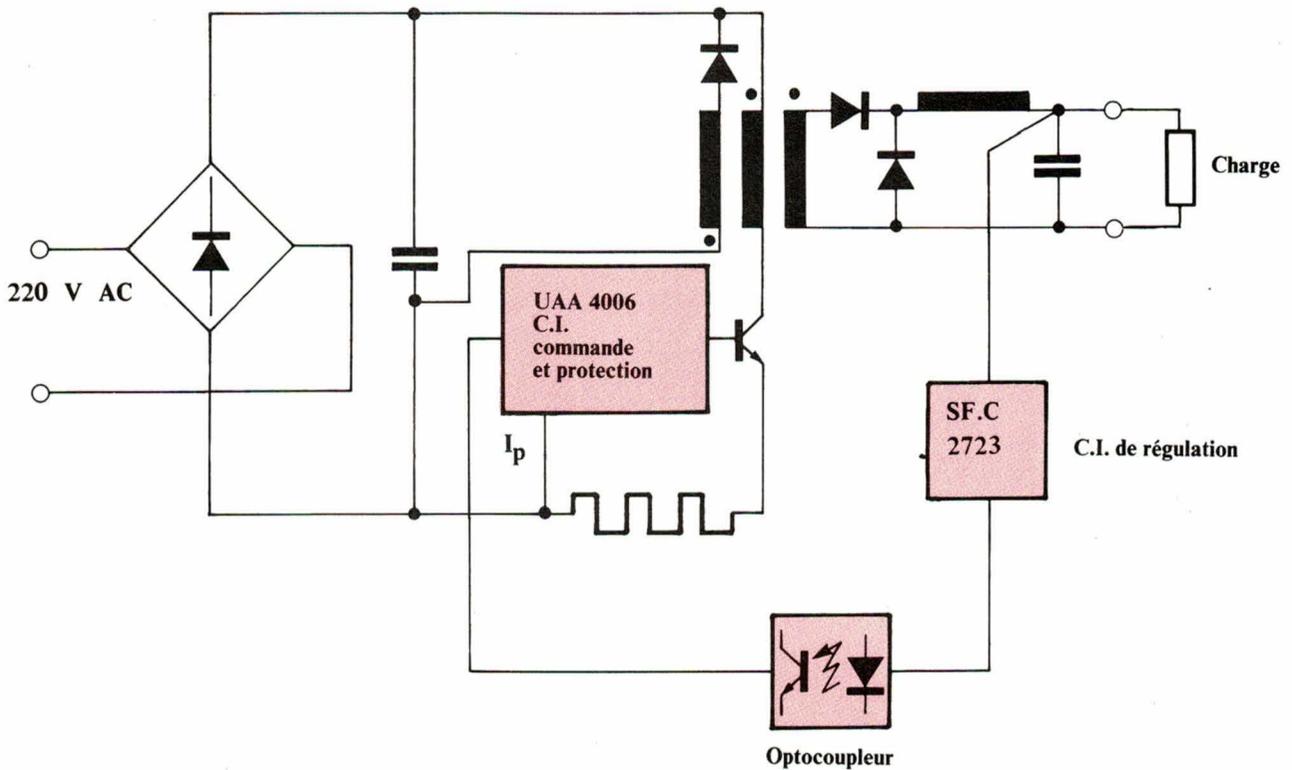


Fig. 4

de 50 Hz et un rendement estimé du convertisseur de 80 %, C doit satisfaire la condition :

$$C \geq \frac{2 \cdot 250 \cdot 10^{-2}}{0,8 \cdot (275^2 - 250^2)} = 476 \mu\text{F}$$

La tension maximale disponible est bien évidemment calculée pour la tension secteur maximale :

$$V_{IN\max} = (220 \cdot 1,1 \cdot \sqrt{2}) - 5 = 337 \text{ V}$$

Le transformateur

Dans cette application, le transformateur joue un double rôle. D'une part, procurer l'isolement galvanique indispensable entre la partie primaire, qui est reliée directement au réseau,

et la partie secondaire, et d'autre part abaisser la tension appliquée au hacheur de façon à garder le rapport cyclique de conduction dans des limites acceptables.

Calcul du rapport de transformation

La tension de sortie du convertisseur est donnée par l'expression :

$$V_{OUT} = (V_{IN} \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot \delta) - V_D$$

Avec :

V_{IN} : tension d'entrée du convertisseur
 n_2 : nombre de spires de l'enroulement secondaire

n_1 : nombre de spires de l'enroulement primaire
 δ : rapport cyclique de conduction du commutateur ($\delta = \tau/T$)
 V_D : chute de tension dans la diode de redressement.

On en déduit la valeur maximale du rapport de transformation n_1/n_2 , calculé pour la tension d'entrée minimale, et le rapport cyclique de conduction maximal :

$$\frac{n_1}{n_2} \leq \frac{V_{IN\min} \cdot \delta_{\max}}{V_{OUT} + V_D}$$

En supposant que $V_{IN\min} = 250 \text{ V}$, $\delta_{\max} = 0,4$ et $V_D = 1 \text{ V}$, on en déduit :

$$\frac{n_1}{n_2} \leq \frac{250 \cdot 0,4}{5 + 1} = 16,7$$

Estimation des courants dans le transformateur

La connaissance des courants dans les enroulements du transformateur est nécessaire pour le choix des semi-conducteurs de puissance (transistor de commutation et diodes de redressement secondaire) et, bien entendu, pour le choix des conducteurs réalisant les enroulements eux-mêmes.

Courant primaire. Le courant primaire moyen \bar{I}_p est donné par :

$$\bar{I}_p = \frac{P_{OUT}}{\eta V_{IN}}$$

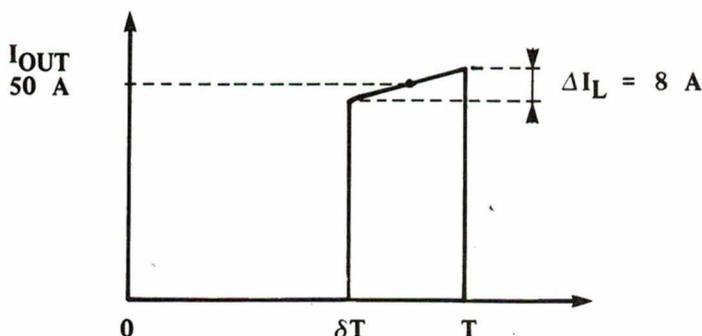


Fig. 5

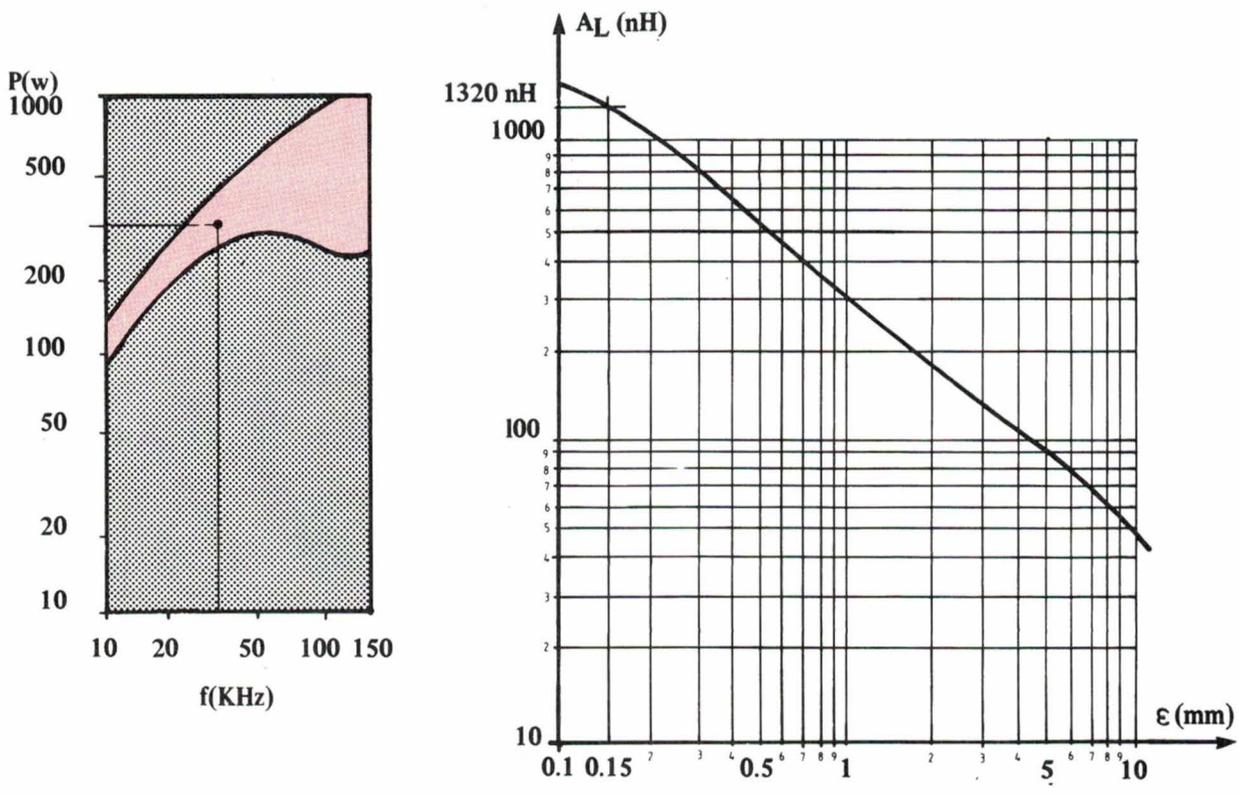


Fig. 6 (à gauche) et 7 (à droite).

Le courant primaire moyen est bien entendu maximal pour la tension d'entrée minimale :

$$\bar{I}_p = \frac{250}{0,8 \cdot 250} = 1,25 \text{ A}$$

En supposant le courant primaire de forme carrée et le rapport cyclique de conduction correspondant à ce point de fonctionnement égal à 0,4, le courant primaire crête est égal à :

$$\hat{I}_p = 3,1 \text{ A}$$

En réalité, cette valeur doit être majorée d'environ 15 %, pour tenir compte de l'ondulation du courant dans la bobine de filtrage secondaire et du courant magnétisant du transformateur ; on obtient donc :

$$\hat{I}_p = 3,6 \text{ A}$$

La valeur efficace d'un tel courant est :

$$I_{p \text{ eff}} = 2,3 \text{ A}$$

Courant secondaire : En supposant que l'ondulation ΔI_L du courant dans la bobine de filtrage secondaire soit égale à 8 A au point nominal de fonctionnement (soit un rapport $\Delta I_L / I_L = 16 \%$), ie courant dans l'enroulement secondaire a la forme de la figure 5.

Pour un rapport cyclique de conduction égal à 0,4, le courant secondaire moyen est égal à :

$$\bar{I}_{\text{sec}} = 20 \text{ A}$$

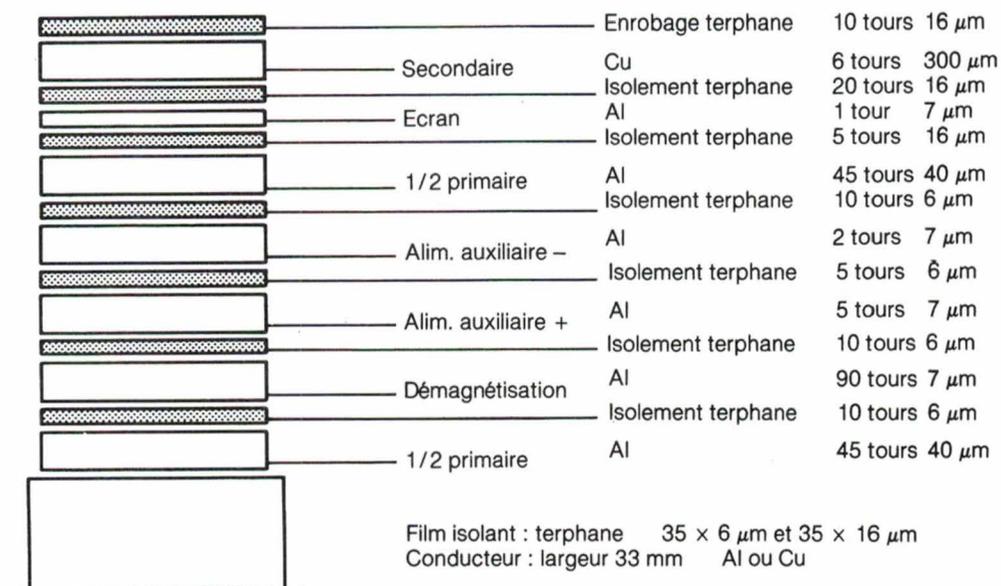


Fig. 8

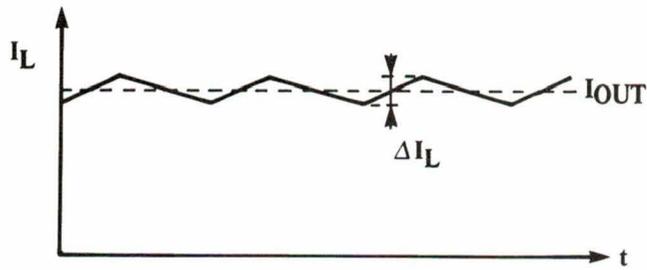


Fig. 9

Le courant efficace correspondant est égal à :
 $I_{sec\ eff} = 31,7\ A$

Le circuit magnétique

Le circuit magnétique a été choisi dans la nouvelle gamme de noyaux « ETD », en matériau « ferrinox », conçus et fabriqués par LCC/Cofelec. Les caractéristiques très intéressantes de ces noyaux, sur le plan tant électrique que mécanique, les rendent particulièrement bien adaptés aux alimentations à découpage.

La figure 6 montre qu'un transformateur utilisant un circuit magnétique ETD 49 x 25 x 16 convient parfaitement à la présente application.

Nombre de spires de l'enroulement primaire

Afin d'éviter tout risque de saturation du circuit magnétique, le nombre de spires de l'enroulement primaire est calculé pour que l'induction magnétique reste inférieure à 0,24 T pour la tension d'entrée maximale et le rapport cyclique de conduction maximal. En fait, ce point de fonctionnement ne se rencontre que de façon transitoire, et l'induction magnétique correspondant au régime permanent reste inférieure à 0,2 T. On a d'autre part :

$$n_1 \geq \frac{V_{INmax} \cdot \delta_{max}}{f \cdot \Delta B \cdot A_c}$$

Avec :

V_{INmax} : tension d'entrée maximale du convertisseur

δ_{max} : rapport cyclique de conduction maximum
 f : fréquence de découpage
 ΔB : induction magnétique
 A_c : section effective du circuit magnétique.

Soit :

$$n_1 \geq \frac{337 \cdot 0,45}{34 \cdot 10^3 \cdot 0,24 \cdot 211 \cdot 10^{-6}} = 88$$

En fixant :

$$n_1 = 90 \text{ et } n_2 = 6,$$

on satisfait simultanément aux équations précédentes.

L'enroulement de démagnétisation comporte le même nombre de spires que l'enroulement primaire.

Soit :

$$I_{mag} \approx 0,1 \times \hat{I}_p \approx 0,31\ A$$

$$\text{et } L_p = \frac{V_{IN} \cdot \delta_{max}}{I_{magn.} \cdot f}$$

$$\approx \frac{250 \cdot 0,45}{0,31 \cdot 34 \cdot 10^3} \approx 10\ mH$$

L'inductance primaire du transformateur est réglée à 10 mH par un entrefer sur la jambe centrale du circuit magnétique. La valeur de l'entrefer est estimée à l'aide de la figure 7 :

$$A_L = \frac{L}{N^2} \approx 1240 \Rightarrow \epsilon \approx 0,15\ mm$$

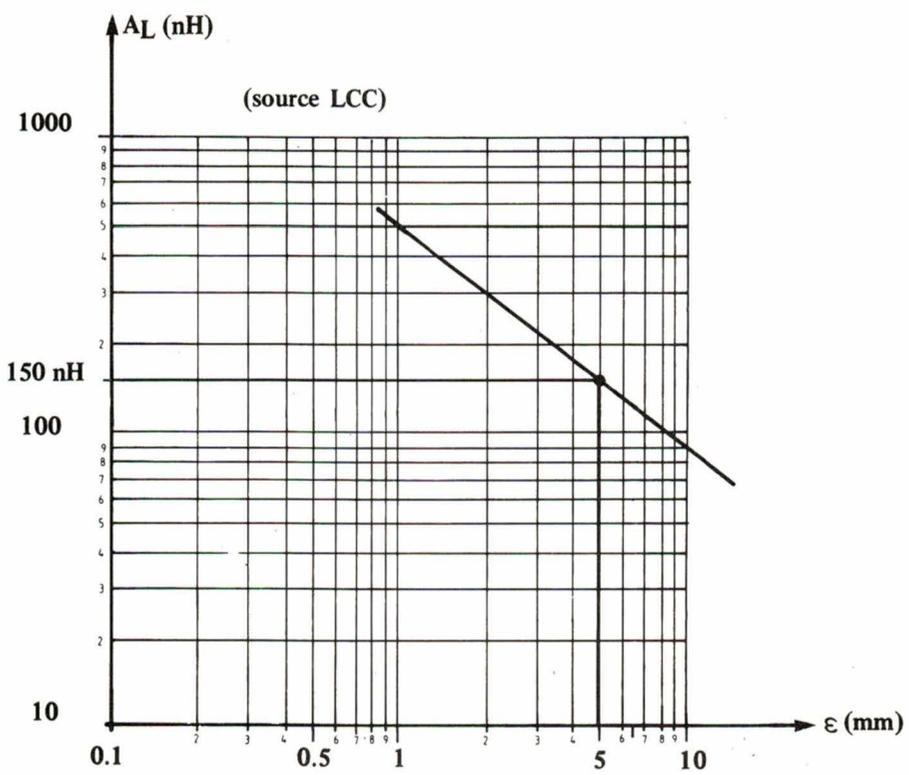


Fig. 10

Le détail de la réalisation du transformateur réalisé par LCC Seurre dans la technologie des films métallisés est donné par la figure 8.

Le filtre de sortie

L'inductance de filtrage

La valeur de l'inductance de filtrage L est choisie de façon à limiter l'ondulation du courant la traversant, mais en tenant compte du fait qu'une valeur trop élevée de l'inductance augmente le temps de réponse en transitoire du système de régulation.

L'ondulation ΔI_L du courant dans l'inductance est donnée par :

$$\Delta I_L = \frac{(V_{OUT} + V_D)(1 - \delta_{min})}{L \cdot f}$$

Si l'on fixe l'ondulation maximale du courant dans l'inductance de filtrage égale à 8 A (soit environ 16 % du courant nominal), la valeur de l'induction devra être telle que :

$$L \geq \frac{(5 + 1)(1 - 0,3)}{8 \cdot 34 \cdot 10^3} = 15,4 \mu H$$

L'inductance est réalisée sur un circuit magnétique « 2 x GER 55 x 28 x 21 » en ferrite B50 de LCC. Le bobinage comporte 11 spires de méplat de cuivre de 7,5 mm² de section. La densité de courant est choisie vo-

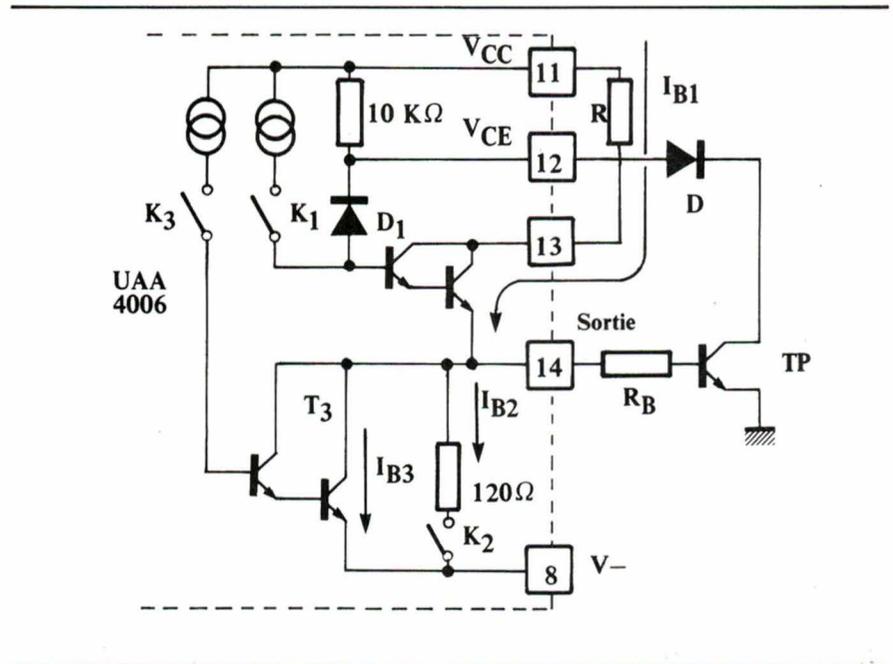


Fig. 12

lontairement faible de façon à limiter les pertes.

L'inductance est ajustée à $\geq 16 \mu H$ à l'aide d'un entrefer taillé sur la jambe centrale du circuit magnétique. La valeur de l'entrefer est déterminée à partir de la figure 10.

En effet :

$$A_{L \min} = \frac{L_{\min}}{N^2} = \frac{16 \cdot 10^{-6}}{11^2}$$

$$A_{L \min} \approx 135 \text{ nH}$$

En admettant une chute $\Delta L/L \leq 10\%$ (lors de l'excursion en champ de $I = 0$ à I), on choisit un A_L légèrement supérieur de 10 %, soit : $A_L \approx 150 \text{ nH}$ d'où, sur la figure 10, un entrefer de 5 mm sur la jambe centrale. On vérifie que l'inductance ainsi réalisée reste supérieure à $16 \mu H$ jusqu'à 125 °C.

En effet : $N_{\text{admissibles}} \approx 600 \text{ At}$ soit pour 54 A crête 11 spires maxi, ce qui est conforme à l'hypothèse de départ.

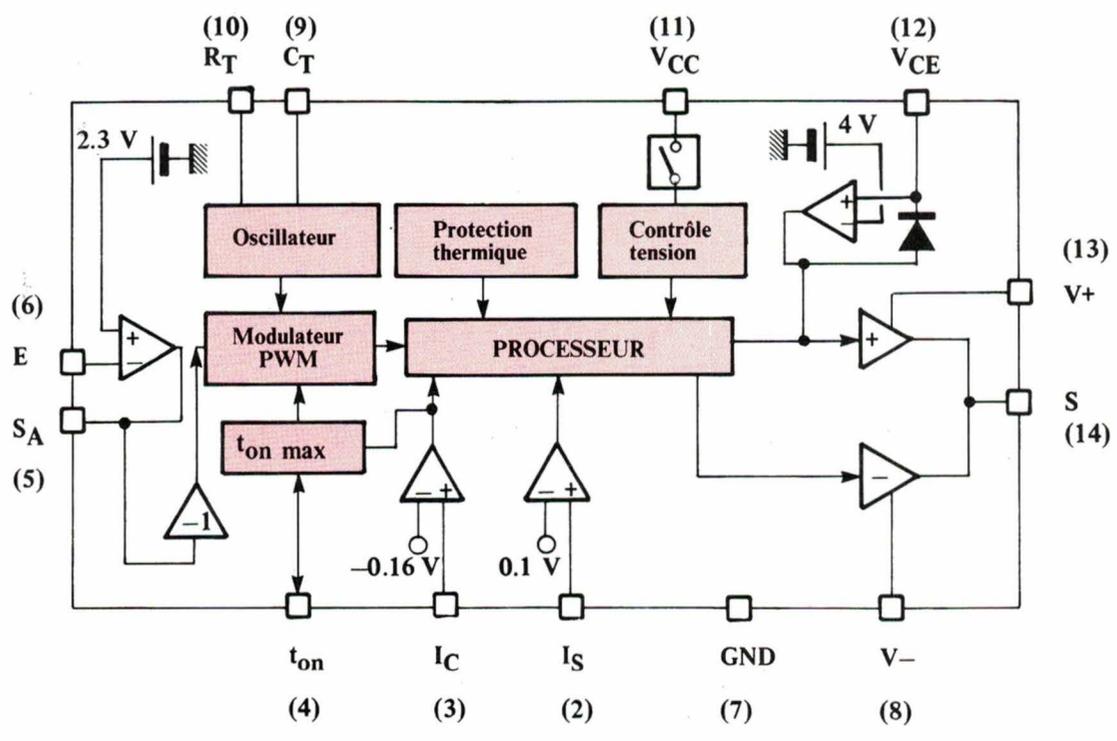


Fig. 11

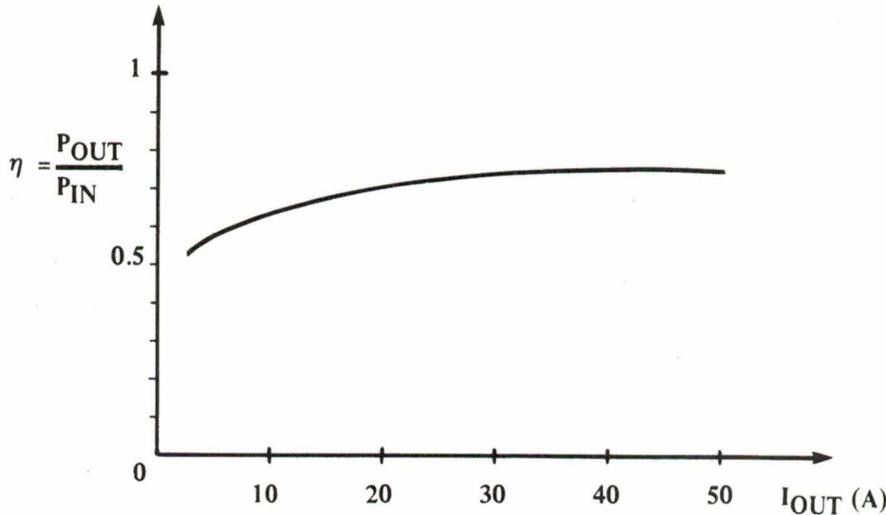


Fig. 13. – Rendement du convertisseur en fonction du courant de sortie.

Le condensateur de filtrage

Le condensateur de filtrage de sortie doit présenter une faible inductance et une faible résistance série de façon, d'une part, à garantir une faible ondulation de la tension de sortie et, d'autre part, à pouvoir supporter la composante alternative (égale à ΔI_L) qui le traverse, sans échauffement exagéré.

Le choix s'est donc porté vers la mise en parallèle de deux condensateurs de $4\,700\ \mu\text{F}/6,3\ \text{V}$ de la série P71 SR fabriqués par la Société Lavoisienne des Condensateurs Electrochimiques (Condensateurs LMT).

Semi-conducteurs de puissance

Le transistor de commutation

Le transistor choisi est le transistor de commutation rapide haute tension BUV48. Ses principales caractéristiques sont :

- $V_{\text{CEO (sus)}} = 400\ \text{V}$
- $V_{\text{CEV}} = 850\ \text{V}$
- $I_{\text{C sat}} = 10\ \text{A}$.

Ce transistor est volontairement surdimensionné en courant de façon à fonctionner avec un gain en courant élevé. Ceci rend possible la commande directe du transistor par le circuit intégré UAA 4006-SP, ce qui constitue finalement une économie.

Grâce aux qualités propres du BUV48 et à la commande de base optimisée de l'UAA 4006-SP, les temps de commutation sont très courts et les pertes dans le transistor sont faibles (3 à 4 W tout au plus). Un petit refroidisseur est cependant nécessaire.

Afin que l'aire de sécurité à l'ouverture (RBSOA) soit respectée, un réseau d'aide à la commutation RCD est associé au transistor.

Diodes de redressement secondaire

Compte-tenu de la faiblesse de la tension de sortie du convertisseur, il est indispensable d'utiliser des diodes de redressement rapides, à faible chute de tension directe. Ce sont des diodes ultra-rapides BYW78 qui ont donc été sélectionnées.

Les pertes de commutation étant négligeables devant les pertes de conduction, la puissance totale perdue dans les deux redresseurs est donc :

$$P_{\text{Rect}} = 0,85\ \text{V} \cdot 50\ \text{A} = 42\ \text{W}.$$

Une attention particulière doit donc être accordée au dimensionnement des refroidisseurs.

Le circuit intégré de commande UAA 4006 (fig. 11)

Ce circuit intègre les fonctions suivantes :

- détermination de la fréquence d'horloge ;

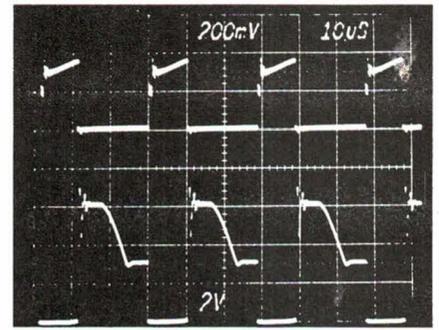


Fig. 14. – Haut : courant collecteur du transistor de commutation (2 A/div.). Bas : V_{CE} du transistor (200 V/div.). Base de temps : $10\ \mu\text{s}/\text{div}$.

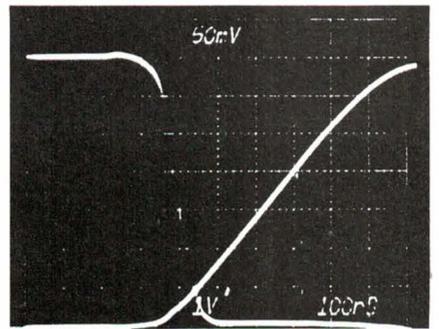


Fig. 15. – Blocage du transistor de commutation. $I_{\text{C}} = 0,5\ \text{A}/\text{div.}$, $V_{\text{CE}} = 100\ \text{V}/\text{div}$. Base de temps : $100\ \text{ns}/\text{div}$.

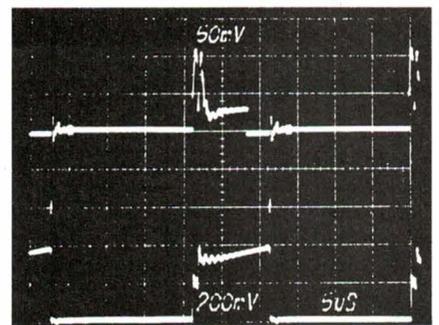


Fig. 16. – Haut : courant base du transistor de commutation (0,5 A/div.). Bas : courant collecteur du transistor (2 A/div.). Base de temps : $5\ \mu\text{s}/\text{div}$.

- élaboration des signaux de conduction grâce à un PWM (« Pulse Wave Modulator ») en fonction de l'information délivrée par un amplificateur d'erreur ;
- génération de temps minima et maxima de conduction ;
- commande directe et optimisée du transistor de commutation (courant de base positif et négatif) ;
- protection du transistor de commutation ;
- démarrage du convertisseur et protection contre une tension d'alimentation insuffisante du circuit intégré ;
- surveillance de la démagnétisation du transformateur.

Oscillateur et constante de temps

La fréquence d'oscillation, la durée $T_{on\ min}$ et le rapport cyclique de conduction maximum $T_{on\ max}/T$ sont programmés à l'aide de trois composants extérieurs au circuit : les résistances R_T et $R_{T\ on}$ et le condensateur C_T .

Avec les valeurs : $R_T = 33\ k\Omega$, $R_{T\ on} = 36,3\ k\Omega$ et $C_T = 1,8\ nF$, on obtient les valeurs suivantes :

$$F_0 = 33,7\ kHz$$

$$T_{on\ min} = 2,6\ \mu s$$

$$\frac{T_{on\ max}}{T} = 45\ \%$$

Commande du transistor de puissance

L'étage de sortie très élaboré de l'UAA 4006-SP assure une commande très performante du transistor de puissance :

- mise en conduction rapide du transistor grâce à un courant de base positif élevé ;
- maintien du transistor en quasi-saturation pendant la conduction par un driver autorégulant ;
- blocage énergétique du transistor par un courant de base négatif élevé, appliqué après détection de la désaturation, évitant ainsi tout risque de « traînage » du courant collecteur.

Une représentation simplifiée de l'étage de sortie de l'UAA 4006-SP est donnée par la figure 12.

Surveillance de la démagnétisation du transformateur

Afin de rendre impossible tout risque de saturation du transformateur, la remise en conduction du transistor

de puissance est interdite tant que le transformateur n'est pas complètement démagnétisé. L'information de démagnétisation du transformateur est prélevée sur l'enroulement auxiliaire d'alimentation négative et est transmise à la broche 2 de l'UAA 4006-SP.

Alimentation de l'UAA 4006

En régime permanent, l'UAA 4006-SP est alimenté positivement et négativement par deux enroulements auxiliaires du transformateur. Des résistances en série avec les diodes de redressement permettent d'ajuster les tensions d'alimentation aux valeurs adéquates.

Une résistance de $82\ k\Omega/3\ W$ prélève sur la haute tension l'énergie nécessaire au démarrage du convertisseur. Pendant la phase de démarrage, une tension négative est générée et appliquée au circuit intégré UAA 4006 et au transistor de puissance, assurant ainsi un démarrage dans les meilleures conditions.

Boucle de régulation

Afin d'obtenir une bonne régulation de la tension de sortie, un régulateur intégré du type SFC 2723 se situe dans la partie secondaire de l'alimentation.

La tension d'erreur, obtenue par comparaison d'une fraction de la tension de sortie du convertisseur et de la tension de référence du régulateur SFC 2723, est transmise à l'UAA 4006 par un optocoupleur pour assurer l'isolement galvanique. Un réseau de compensation assure la stabilité de la régulation.

La tension d'alimentation du SFC 2723 est obtenue par redressement

de la tension délivrée par l'enroulement secondaire.

Signalons enfin que, l'optocoupleur se situant en aval du circuit intégré régulateur, toute variation éventuelle de ses caractéristiques de transfert sera sans influence sur la qualité de la régulation.

Résultats (fig. 13 à 16)

Régulation

Variations de la tension de sortie :

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} < 0,2\ \%$$

pour $0 < I_{out} < 50\ A$

et $200\ V_{ac} < V_{IN} < 242\ V_{ac}$

Rendement

Il est égal à 76 % au point nominal de fonctionnement. Il est encore de 63 % pour le dixième de la puissance nominale en sortie.

Bibliographie

[1] « Le transistor de puissance dans son environnement », Thomson CSF. Semiconducteurs discrets.

[2] « A Fly-back switch mode power supply using the UAA 4006 », Thomson.

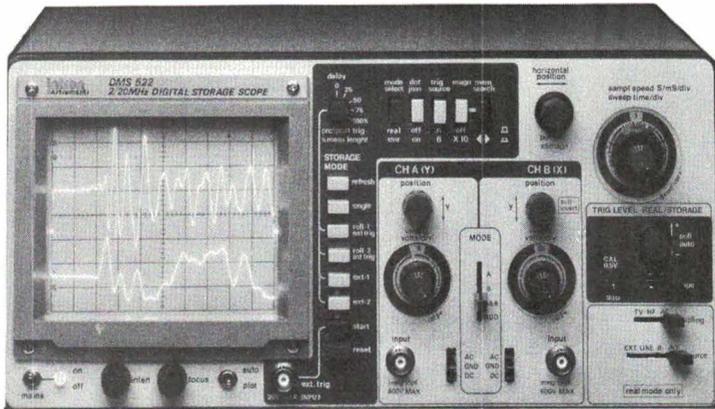
[3] « Noyaux et matériaux « Ferrinox » pour alimentations à découpage » par MM. Sibille et Biossat. « Toute l'électronique », avril 83.

[4] Ferrites doux « Ferrinox », fascicule 13 B, publié par LCC Cofelec.

COMMANDEZ L'ALBUM 1984 116 F (FRANCO DE PORT)

ELECTRONIQUE APPLICATIONS, VENTE AU NUMERO
2 A 12, RUE DE BELLEVUE, 75940 PARIS CEDEX 19

DMS 522 La nouvelle génération d'oscilloscope à mémoire numérique



- Bande passante 2 × 20 MHz
- Mémoire 2048 × 8 bits par voie
- 2 convertisseurs AD 9 bits
- Expansion jusqu'à 80 fois
- 6 modes d'enregistrements
- Sortie table traçante XY-XT
- Interface HPIB (en option)

AUTRES PRODUCTIONS :

- FREQUENCESMETRES - COMPTEURS
 - GENERATEURS DE FONCTIONS
 - ANALYSEURS LOGIQUES
 - ALIMENTATIONS STABILISEES
 - ALIMENTATIONS ININTERRUPTIBLES
 - CONTROLEURS TRANSISTORS EN CIRCUIT
 - TRANSISTOR METRES
 - CAPACIMETRES
 - GENERATEURS D'IMPULSIONS
- Catalogue sur demande —

BLANC MECA ELECTRONIQUE

FONTGOMBAULT ZI - 36220 TOURNON-SAINT-MARTIN

Tél. (54) 37.09.80 - Télex 750446

SERVICE-ANNONCEURS N° 1

EA 08/09/85

Accessoire de câblage à visser

PANDUIT étend sa gamme de colliers de serrage et d'accessoires de câblage avec une embase à visser.

NOUVEAU

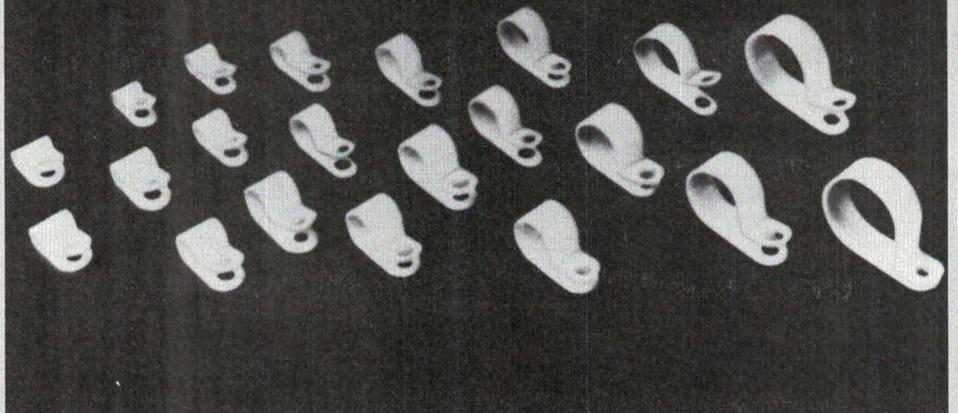
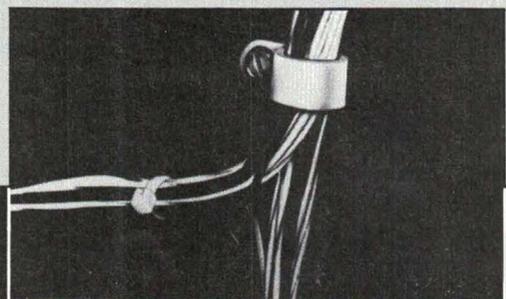
Références	Ø max. de toron en mm	Ø de vis en mm
CCS	de 3,1 à 12,7	9,5
CCH	de 3,1 à 38,1	12,7

Température d'utilisation :
- 40 °C à + 85 °C
Matériau : nylon 6/6.

Ce produit répond à la norme U.I. 94 V-2.

PANDUIT SARL

Z.A des Marais
1, avenue Louison Bobet
94120 Fontenay S/Bois
Tél. : (1) 48 77 76 33
Télex 670 156



ED birgépub 702

Etude

Mesure de temps à l'aide d'un oscilloscope (deuxième partie)

Après avoir examiné, dans le numéro précédent de notre revue (n° 45, page 73), les différentes étapes qui ont conduit à la structure complète du « DGL 74 », il nous reste à détailler celle-ci tant sur le plan matériel que sur le plan du logiciel d'accompagnement. Ce logiciel, malgré les spécificités du « 8748 », pourra également se montrer utile aux lecteurs – que nous souhaitons nombreux – désireux d'implanter la structure « DGL 74 » sur un autre système informatique.

Nous commençons la description du circuit représenté en figure 18 par la commande de l'affichage qui correspond à la partie haute du schéma. (Les numéros 1 à 17 renvoient aux figures et tableau de l'article précédent.)

Affichage

On utilise trois afficheurs 7 segments type MAN 74 et 7 diodes LED ayant les fonctions suivantes :

- L0 : indicateur calibre 0,1 μs ;
- L1 : indicateur calibre 1 μs ;
- L2 : indicateur calibre 10 μs ;
- L3 : indicateur calibre 100 μs ;
- L4 : indicateur de dépassement ;
- L6 : indicateur signe « + » ;
- L7 : indicateur signe « - ».

L'ensemble des diodes LED est monté en cathode commune, comme le sont les MAN 74. Il y a donc à multiplexer 4 dispositifs d'affichage. La validation de chacun des dispositifs se fait de façon classique à l'aide

d'un transistor (le circuit « 2003 » contient des transistors montés en collecteur ouvert).

Afin d'économiser des entrées-sorties du « 8748 » et de gagner en temps d'exécution, chaque transistor est commandé par une sortie d'un « 4017 » dont l'entrée d'horloge est elle-même commandée par une sortie unique du « 8748 ». Une transition montante sur cette sortie fait passer d'un dispositif d'affichage au suivant. La remise à zéro du « 4017 » s'effectue soit à la mise sous tension, soit lors de la 5^e impulsion à l'aide d'un circuit OU à diodes.

Le port 1 du « 8748 », bufferisé par un circuit inverseur « 1417 », sert de bus multiplexé pour l'affichage.

Affectation des entrées-sorties du « 8748 »

Les autres entrées ou sorties du « 8748 » sont affectées aux fonctions suivantes :

- P20 programmé en sortie est utilisé comme la commande des inverseurs logiques configurant la structure des compteurs en mode normal (état H) ou en mode calcul de calibre base de temps (état L).
- P21 programmé en sortie permet de même d'adopter la configuration correspondant au mode alterné (H) ou découpé (L).
- P22 programmé en sortie est appli-

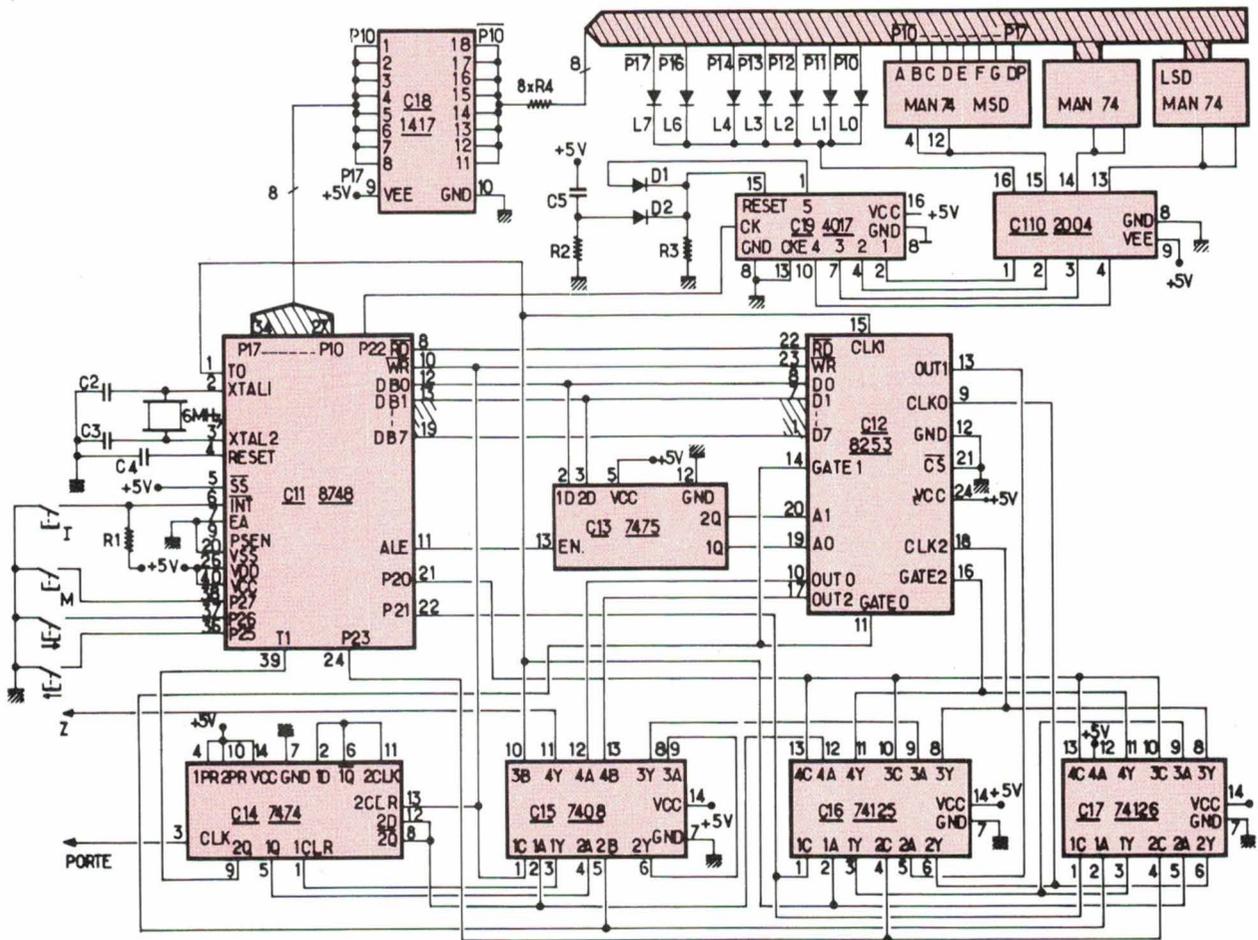


Fig. 18

qué à l'entrée d'horloge du « 4017 » de commande des afficheurs.

- P23 commande un inverseur utilisé pour supprimer le compteur 1 dans le cas où le taux de division de ce compteur doit être fixé à 1, puisqu'un compteur du « 8253 » divise au minimum par 2 (état bas de P23 : $\div 1$).
- P24 est disponible.
- P25 programmé en entrée est relié à la touche ←.
- P26 est relié de même à la touche →.
- P27 est relié de même à la touche de mémorisation M.

Par ailleurs, la sortie T0 délivre le signal de 2 MHz et l'entrée T1 est reliée à la sortie de validation mesure base de temps Q2 (fig. 12 et 16). Enfin, la touche / de calibrage du système est reliée à l'entrée de demande d'interruption du microprocesseur. Notons que ce choix n'a rien d'impératif et que cette touche aurait pu être également testée par scrutation (en la reliant par exemple à P24 disponible).

Composants	Désignation	Valeur
C1	condensateur	100 μ F
C2, C3	condensateurs	22 pF
C4	condensateur tantale	1 μ F
C5	condensateur tantale	10 μ F
C6	condensateur de découplage	47 nF
R1	résistance	2,2 k Ω , 1/4 W
R2	résistance	10 k Ω , 1/4 W
R3	résistance	100 k Ω , 1/4 W
R4	résistance	80 k Ω , 1/4 W
C11	monochip	8748
C12	timer	8253
C13	bascule latch D	7475
C14	bascule D	7474
C15	porte ET	7408
C16	interrupteur commandé	74125
C17	interrupteur commandé	74126
C18	buffer	1417
C19	compteur	4017
C110	inverseur	2003
A	afficheurs	MAN74A
D1	diode	1N4148
D2	diode	1N4148
Q1	quartz	6 MHz
L0-L7	diodes LED	

Fig. 18. - Nomenclature des composants.

Organisation du logiciel

Le logiciel est structuré en plusieurs modules :

- un programme principal lui-même divisé en un module d'initialisation du « 8748 », un module d'initialisation des trois compteurs du « 8253 » et un module principal, bouclé, de calcul du temps à afficher et de gestion de la surbrillance ;
- un programme d'interruption interne, utilisé pour l'affichage multiplexé ;
- un programme d'interruption externe, utilisé pour la calibration du système.

Programme principal

Rappelons que la position du point courant est fixée par le contenu $N1$ du compteur « 0 ». Cette valeur, dont nous verrons plus loin la mise à jour, est dupliquée en RAM à l'adresse \$20 et initialisée à la valeur hexa. 40 correspondant au 1/4 de la trace.

Par ailleurs, une impulsion sur la touche M a pour effet de mémoriser la valeur de $N1$ à cet instant afin que le point courant correspondant serve d'origine des temps. Cette valeur, $N0$, mémorisée à l'adresse \$23, est également initialisée à la valeur hexa. 40.

Le temps à calculer s'écrit :

$$t = (N1 - N0) * X * U$$

où X et U , donnés par le **tableau 1** que nous rappelons ici, sont déterminés par le programme d'interruption externe et transmis dans deux registres internes du « 8748 » avec la convention du **tableau 2**.

Après la phase d'initialisation, le programme principal calcule tout d'abord le signe de $(N1 - N0)$ et positionne les indicateurs de signe dans le registre R1 qui contient, inversé, l'état

$X = 1$	bit 0 de R7 mis à l'état haut ($R7 = 1$)
$X = 2,5$	bit 1 de R7 mis à l'état haut ($R7 = 2$)
$X = 5$	bit 2 de R7 mis à l'état haut ($R7 = 4$)
$U = 0,1 \mu s$	bit 0 de R1 mis à l'état bas ($R1 = FE$)
$U = 1 \mu s$	bit 1 de R1 mis à l'état bas ($R1 = FD$)
$U = 10 \mu s$	bit 2 de R1 mis à l'état bas ($R1 = FB$)
$U = 100 \mu s$	bit 3 de R1 mis à l'état bas ($R1 = F7$)

Tableau 2.

des LED à allumer. Il calcule la valeur absolue de $(N1 - N0)$. Le résultat est dupliqué à l'adresse \$24 et sera multiplié par la valeur de X .

La recherche de cette valeur fait l'objet de la suite du programme, par tests successifs sur le contenu de R7. Si ce contenu est différent de 0 (soit $X \neq 1$), il y a d'office multiplication par 5, puis éventuellement division par 2 si $X = 2,5$. On a alors la valeur du temps à afficher, en binaire sur 16 bits. Le MSB est dupliqué en \$25 et le LSB en \$26.

Après un test de dépassement, le programme convertit cette valeur en décimal, sur trois digits. Le nombre de centaines est calculé dans R2, celui des dizaines dans R3 et celui des unités dans R4.

On met alors à jour la table des configurations à afficher. Cette table commence en RAM à l'adresse \$31 et contient successivement les configurations des LED, du digit « centaines », du digit « dizaines » et du digit « unités ». Les configurations correspondant aux trois digits sont lues dans une table de transcodage binaire-7 segments, implantée en \$3F0.

Le programme principal se termine, avant bouclage, par le test des touches fléchées et l'incrément/décément de $N1$ (avec boucles de temporisation pour obtenir un mouvement suffisamment lent de la surbrillance) ainsi que par le test de la touche M et l'éventuelle duplication de $N1$ dans $N0$.

C'est à l'issue de ce test qu'est validé l'affichage.

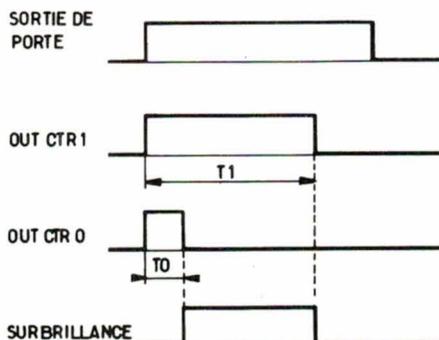


Fig. 19

Calibre oscilloscope	10 $\mu s/cm$	20 $\mu s/cm$	50 $\mu s/cm$	0,1 ms/cm	0,2 ms/cm	0,5 ms/cm	1 ms/cm	2 ms/cm
Taux de division CTR1	1	2	5	10	20	50	100	200
Valeur du pas (μs)	0,5	1	2,5	5	10	25	50	100
X	5	1	2,5	5	1	2,5	5	1
U	0,1 μs	1 μs	1 μs	1 μs	10 μs	10 μs	10 μs	100 μs

Tableau 1. - $t = (N1 - N0) * X * U$.

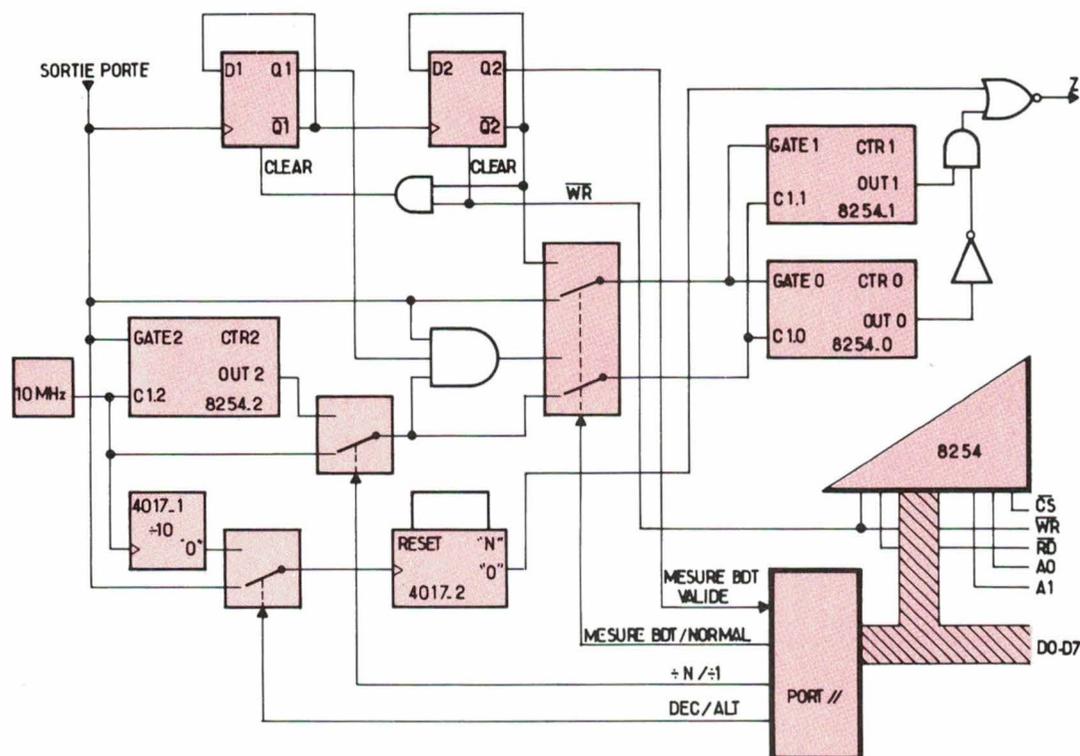


Fig. 20

Programme d'interruption interne et affichage

Ce programme est appelé après chaque passage à zéro du timer interne, il a pour fonction de passer de l'affichage d'un dispositif (LED, digit C, digit D, digit U) à l'affichage du dispositif suivant.

Le registre R'0 sert de pointeur dans la table des configurations à afficher tandis que R'1 sert de compteur. Lors d'une exécution du programme ITINT, il y a d'abord lecture de la configuration à afficher, puis sortie de celle-ci sur le port 1 et génération du signal d'horloge du « 4017 » permettant la validation du nouveau dispositif d'affichage concerné. Ce dernier reste donc validé jusqu'à l'interruption suivante.

Les registres R'0 et R'1 sont alors respectivement incrémentés et décrémentés

Une copie du listing complet du programme « DGL 74 » est disponible auprès de la rédaction d'Electronique Applications pour ceux de nos lecteurs qui en feront la demande (joindre 5 francs en timbres).

ou réinitialisés si l'ensemble des configurations a été affiché. Il y a retour au programme principal après relance du timer interne.

Programme d'interruption externe et calibrage

Ce programme est appelé soit lors de l'initialisation, soit lors d'une impulsion sur la touche I. Il consiste à charger le compteur 2 avec un contenu maximum (FFFF) et à déduire le calibre de la base de temps à partir du contenu restant dans ce compteur après la validation de son entrée d'horloge pendant un balayage unique.

Un test sur l'entrée T1 du « 8748 » permet de s'assurer que ce balayage est terminé, puis un premier test sur le MSB du résultat permet le choix du mode alterné ou découpé.

A l'intérieur de chacun de ces modes, on teste plus précisément la valeur du MSB pour situer, en allant par ordre croissant (de CAL1 = 10 μs/cm à CAL8 = 2 ms/cm), la valeur du calibre.

Les nombres successifs pris comme valeur de test correspondent à des bornes arbitraires choisies en tenant compte de la durée réelle d'un balayage pour chaque calibre.

Lors de chaque détermination de calibre, on loge dans A le taux de division voulu pour CTR1 puis on positionne R7 selon la valeur de X. Enfin, on affecte à CTR1 le contenu de A puis on revient au programme principal au niveau de l'initialisation de N1 et N0 afin que la surbrillance soit au quart de la trace. Une manipulation dans la pile permet d'y loger l'adresse de retour correspondante.

Améliorations possibles

La version du « DGL 74 » présentée ici telle qu'elle a été réalisée à l'I.U.T. d'Annecy est bien entendu parfaite.

Tout d'abord, l'utilisation du circuit « 8254 », analogue au « 8253 » mais en version HC-MOS et supportant des fréquences d'horloge de 10 MHz, permettrait d'obtenir un pas de 0,5 mm jusqu'au calibre 2 μs/cm.

Il est aussi possible de modifier cette valeur du pas qui, toujours avec un « 8254 », pourrait passer à 0,1 mm sur les calibres supérieurs à 2 μs/cm. Comme nous l'avons déjà mentionné, une touche supplémentaire de commande d'avance lente ou rapide de la surbrillance devra alors être ajoutée.

Enfin, une modification plus profonde de la structure « DGL 74 » peut

être envisagée afin de générer une surbrillance non pas entre le début de la trace et le point courant mais entre le point origine des temps et le point courant, le premier fonctionnement n'étant conservé qu'avant la définition de l'origine des temps.

On aboutit alors aux chronogrammes de la figure 19 et au schéma présenté en figure 20.

On remarquera sur cette nouvelle structure les analogies avec la précé-

dente, mais aussi les différences : les compteurs « 0 » et « 1 » ont cette fois une fonction analogue et l'un ou l'autre peut être utilisé pour la mesure du calibre de la base de temps. Dans tous les cas, le compteur « 2 » sert de diviseur de la fréquence de référence (10 MHz). Cette nouvelle structure présente également l'avantage de se prêter à une recherche dichotomique du calibre de la base de temps, ce qui permet de réduire considérablement la taille et la durée d'exécution du programme correspondant.

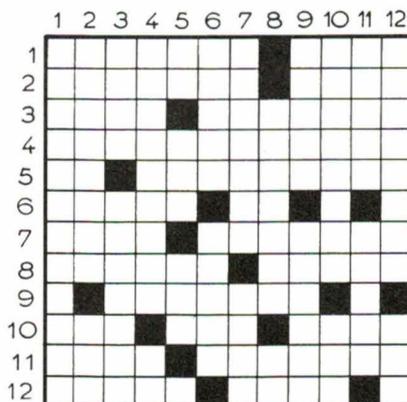
Cette nouvelle réalisation servira de thème à deux projets d'étude 1986. Ils mettront en œuvre une structure « DGL 74-2 » adaptée au bus G64 et un logiciel « 6809 » plus général que celui qui vient d'être présenté et incluant des facilités de traitement des résultats : mesures de déphasages, de fréquences, de constantes de temps.

B. Grehant, D. Lachenal
et A. Dufresne
I.U.T. d'Annecy
Université de Savoie

Horizontalement

1. Frappé par la crise des livres. On a recours à elle quand on n'a plus le vent en poupe. — 2. Ecrivain finlandais. Vallée des Pyrénées espagnoles. — 3. Bateau malais à double balancier. Demande un bon coup de main. — 4. Avant de s'installer sous la tente, il convient de le faire. — 5. Perd de sa valeur quand il est coupé. Elle nous ménage quelques surprises à la lecture. — 6. Unité de pression exprimée en bars. Fait partie des naturels en France. — 7. Il bave et crache lorsqu'il se met en colère. Travaille pour la marine marchande. — 8. Concourt au développement des échanges internationaux. La vedette du dernier acte. — 9. Prendre du ventre. — 10. Fils de Noé. La première pour Hippocrate. Connaît un certain relâchement en fin de journée. — 11. Parmi eux, il en est que nous attendons avec impatience. On la juge sur des faits positifs. — 12. Un des maîtres de l'art moderne. Il faut attendre la fin pour l'apprécier.

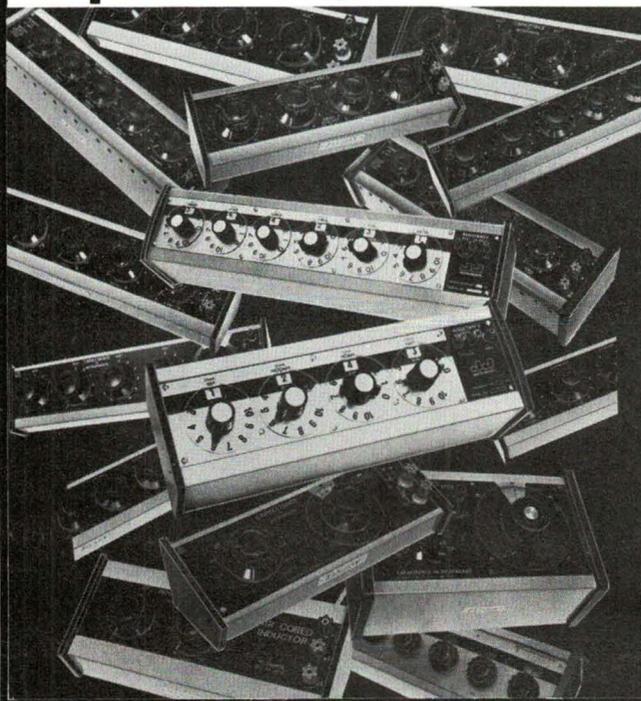
LES MOTS CROISES D'ELECTRONIQUE APPLICATIONS



Verticalement

1. Le système D en fait partie. — 2. Il n'y a pas de quoi rire. Homme de robe et de cour. — 3. Ils ont le mot pour rire. Cultivent l'aversion. — 4. Cela ne nous fait aucun effet. Direction générale. — 5. Unité anglaise. Marque la fin du service. Poussa certains royalistes à se ranger aux côtés des rouges. — 6. Spécialité suisse. Façon peu civile d'attirer l'attention. — 7. Une des îles ioniennes. Peut être soumis à un partage. — 8. Sulfate naturel d'aluminium et de potassium. Ne constitue pas un obstacle pour Carl Lewis. — 9. Transportée avec plus ou moins de bonheur. Pour exercer leurs activités professionnelles, une voiture leur est fournie. — 10. Le fondateur de la logique formelle. Le signe d'un embarras. — 11. Un des pères de l'impressionnisme. Balais roses. — 12. On ne peut le faire lorsqu'on n'a rien à se mettre sous la dent. Point d'interrogation.

Précision Décades et Étalons, Inductances, Capacitances, Résistances



Une tradition de qualité et de stabilité

Les étalons électriques sont jugés avec justesse sur leur stabilité dans le temps. Cette philosophie est la base de notre gamme comportant plus de 70 modèles de boîtes de décades et d'étalons. Un vieillissement de plus de 5 ans de la plupart des composants utilisés et des commutateurs à contacts argent multiples auto-nettoyant procurent une longue vie stable à nos produits.

DECADES DE RESISTANCES - SERIE 'CENT'

- * Précision typique: 0,03 %
- * Pas de 0,01Ω à 1 MΩ
- * 4 6 7 ou 8 décades
- * Prix depuis 4 360 F. + TVA

DECADES DE RESISTANCES - SERIE 'POINT UN'

- * Précision typique: 0,1 %
- * Pas de 0,01Ω à 1 MΩ
- * 4 5 6 7 ou 8 décades
- * Prix depuis 1 510 F. + TVA

DECADES DE RESISTANCES - SERIE JUNIOR

- * Précision typique: 1 %
- * Pas de 1Ω à 1 MΩ
- * 3 4 5 6 ou 7 décades
- * Prix depuis 655 F. + TVA

DECADES DE RESISTANCES A HAUTE DISSIPATION

- * Précision typique 1 %
- * 5 décades de 10Ω à 100 kΩ par pas ou 4 décades + rhéostat
- * résolution 0,2Ω — R max 111 110Ω

DECADES D'INDUCTANCES DE PRECISION

- * Précision 0,3 % — 1 % ou 5 %
- * Pas de 1 mH à 1 H
- * 2 3 ou 4 décades
- * Prix depuis 2 240 F. + TVA

DECADES DE CAPACITES ET CONDENSATEURS VARIABLES DE PRECISION

- * Précision 0,05 — 0,2 ou 1 %
- * 2 3 ou 4 décades et variables
- * 30 pF à 140 μF
- * Prix depuis 800 F. + TVA

ETALONS DE RESISTANCES ET DE CAPACITES

- * Précision 10 ou 100 ppm, livrés avec certificats d'étalonnage

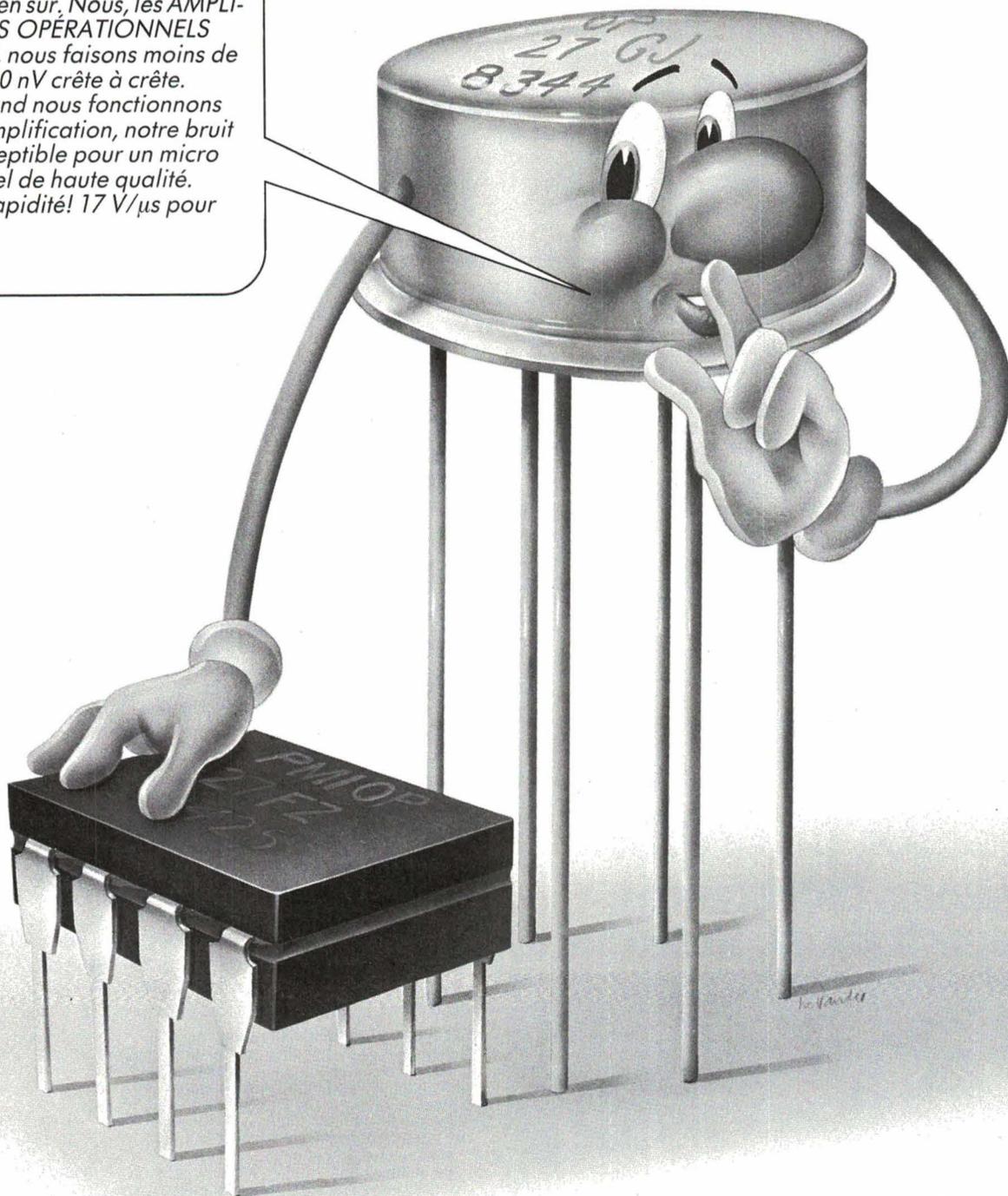
Pour l'Industrie, la Recherche et l'Enseignement
JJ livre rapidement une importante gamme d'appareils de mesure et d'enregistrement

Machines d'essais de traction, enregistreurs et tables traçantes, ponts de résistances, galvanomètres électroniques, bancs de charges, couplemètres, bancs d'essais de machines tournantes.



J.J. LLOYD INSTRUMENTS S.A.
62 bis rue Charles de Gaulle
78860 SAINT NOM LA BRETECHE, France
Tél: (1) 34 62 11 32

Pstt!... Vous nous entendez?
 A peine, bien sûr. Nous, les AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS OP-27/37, nous faisons moins de bruit que 80 nV crête à crête. Même quand nous fonctionnons en forte amplification, notre bruit est imperceptible pour un micro directionnel de haute qualité. Et quelle rapidité! 17 V/ μ s pour l'OP-37...



L'OP-27 et l'OP-37 sont d'une précision équivalente, mais l'OP-37 est plus rapide. Leurs fiches techniques sont à votre disposition.

RADIALEX, Lyon, ☎ 78 894545 et Grenoble, ☎ 76 494992.
 S.C.T. Toutélectric, Toulouse, ☎ 61 220422, Bordeaux, ☎ 56 865031
 BANELEC, Châtillon, ☎ (1) 465543 43
 I.S.A. Electronique, Maisons-Laffitte, ☎ (1) 39122452
 DIMEL, Toulon, ☎ 94 41 4963.
 I.S.C. «International Semi-Conductor Corp. France», Suresnes, ☎ (1) 45064275.
 SYSCOM, Bonneuil, ☎ (1) 43778488
 HYBRITECH, Verrières-le-Buisson, ☎ (1) 69202210

DIMACEL
 Région parisienne: Clichy, ☎ (1) 4730 15 15
 Région ouest: Rennes, ☎ 99 502592
 Région Rhône: Saint-Priest, ☎ 78 213721;
 Région méditerranée: Les Milles, ☎ 42 398550.
 Région est: Strasbourg, ☎ 88 220719
 Région nord: Lille, ☎ 20 308580
 Région Alpes: Saint-Martin-d'Heres, ☎ 76 242430.
 Région sud-ouest: Bordeaux, ☎ 56 81 1440;
 Région sud: Toulouse, ☎ 61 409650.



Precision Monolithics Inc.

A Bourns Company, Santa Clara, California

Bourns-Ohmic,
 21/23 rue des Ardennes, 75019 Paris
 ☎ (1) 42039633

Analyse

Traitement des grandeurs continues

L'étude théorique qu'on va lire est consacrée au traitement des grandeurs continues ; plus particulièrement, aux notions de discrétisation, codage, décodage, échantillonnage, blocage.

L'article aborde également la quantification d'un message (bruit de quantification) et s'achève par un chapitre sur la modulation codée.

Il s'agit donc d'une approche théorique rigoureuse du traitement des signaux.

Discrétisation

Soit une grandeur u :

u est une grandeur continue pouvant prendre une valeur quelconque entre les bornes u_{B1} et u_{B2} . Un tel intervalle est formé d'échelons élémentaires :

$u_{B1}, u_1, u_2, u_3, \dots, u_j, u_{(j+1)}, \dots, u_{B2}$.

On discrétise la grandeur u définie ainsi : $u_j \leq u < u_{(j+1)}$ si on la remplace par u_j .

Codage

A chacune des valeurs d'une suite discrète correspond un signal. S'il y a x valeurs à coder, il faut x signaux différents.

Soit un ensemble de n conducteurs. Chacun des conducteurs peut être porté à une tension pouvant prendre y valeurs. On obtient y^n signaux distincts (fig. 1).

En ce qui concerne le codage en système binaire, la tension d'un conducteur prend deux valeurs notées 0 et 1. Avec n conducteurs, on obtient 2^n signaux distincts. Il s'agit d'un codage parallèle (répartition spatiale).

Soit un conducteur. On porte ce dernier à une tension pouvant prendre y valeurs pendant des intervalles de temps successifs de durée T . Si le nombre d'intervalles de temps est n , on obtient y^n signaux distincts (fig. 2).

Avec $y = 2$, on a 2^n signaux distincts. y prend des valeurs notées 0 et 1. Il s'agit d'un codage série (répartition temporelle).

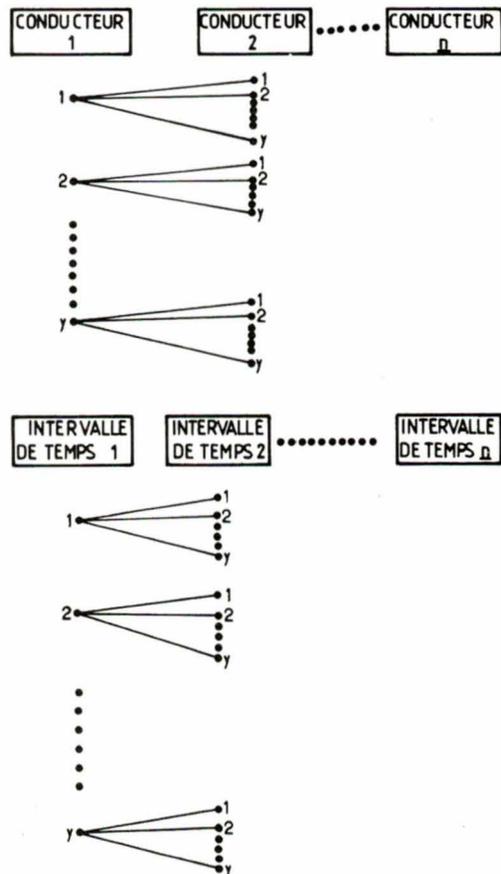


Fig. 1 (en haut) et 2 (en bas).

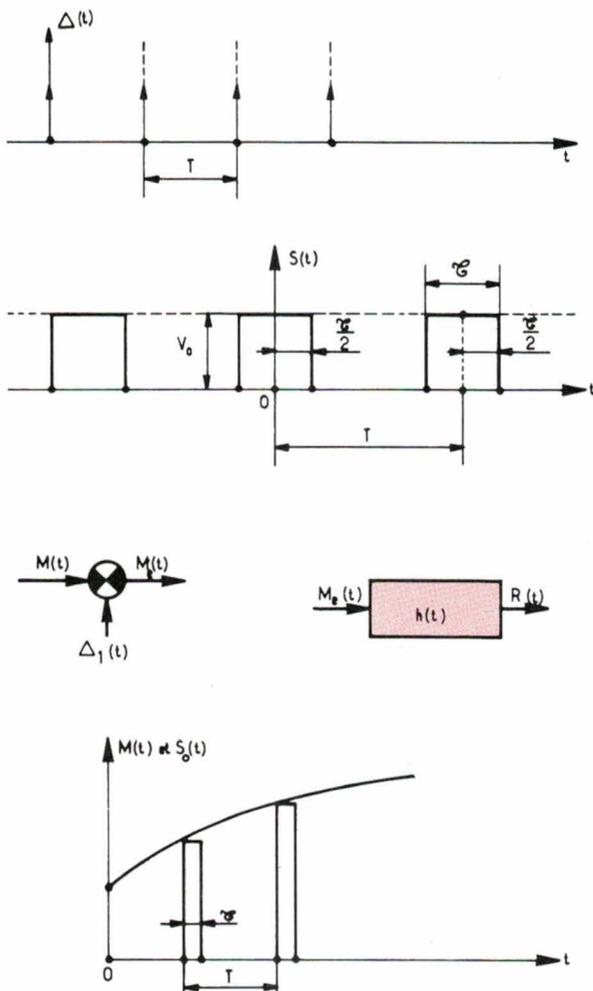


Fig. 3 à 7.

Décodage

C'est l'opération inverse du codage. A un signal de forme spatiale ou de forme temporelle, on fait correspondre une tension dont la valeur correspond au signal.

Echantillonnage

Signaux d'échantillonnage

Soit, tout d'abord, le signal $\Delta(t)$ représenté figure 3.

$\Delta(t)$ est un signal d'échantillonnage idéalisé. L'expression de $\Delta(t)$ est :

$$\Delta(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT)$$

Considérons le signal $\Delta_1(t)$ d'expression :

$$\Delta_1(t) = x \cdot T \cdot \Delta(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT).$$

Pour $F(t)$, on sait que l'on a :

$$F(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} D_n e^{jn\Omega t}$$

avec :

$$D_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} F(t) e^{-jn\Omega t} \cdot dt$$

$$\text{et : } \Omega = \frac{2\pi}{T}$$

On peut donc écrire avec $F(t) = \Delta_1(t)$

$$\Delta_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} D_n e^{jn\Omega t}$$

$$\text{et } D_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \Delta_1(t) e^{-jn\Omega t} \cdot dt$$

Soit :

$$D_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \left[xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT) \right] e^{-jn\Omega t} \cdot dt$$

Considérons que l'on peut écrire :

$$D_n = x \left[\sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left(\int_{-T/2}^{+T/2} \delta(t - nT) \cdot e^{-jn\Omega t} \cdot dt \right) \right]$$

D'où : $D_n = x$

On peut donc écrire :

$$\Delta_1(t) = x \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{jn\Omega t}$$

x est la moyenne du signal $\Delta_1(t)$.

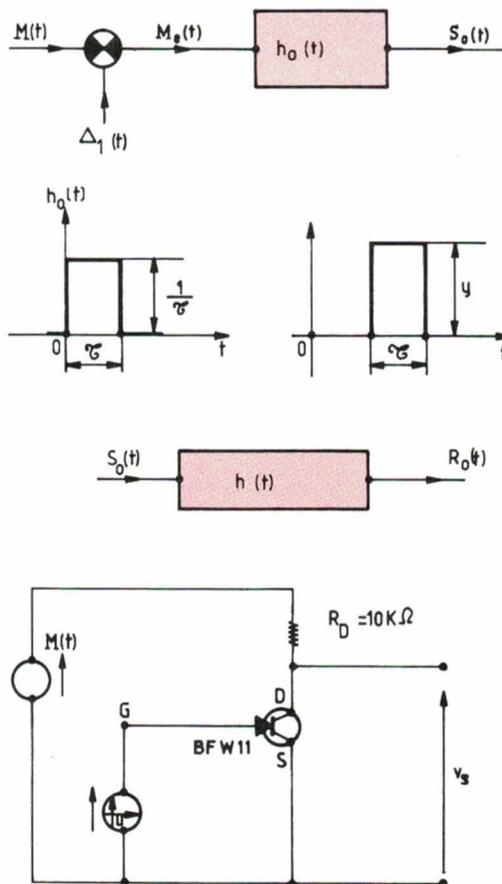


Fig. 8 à 12.

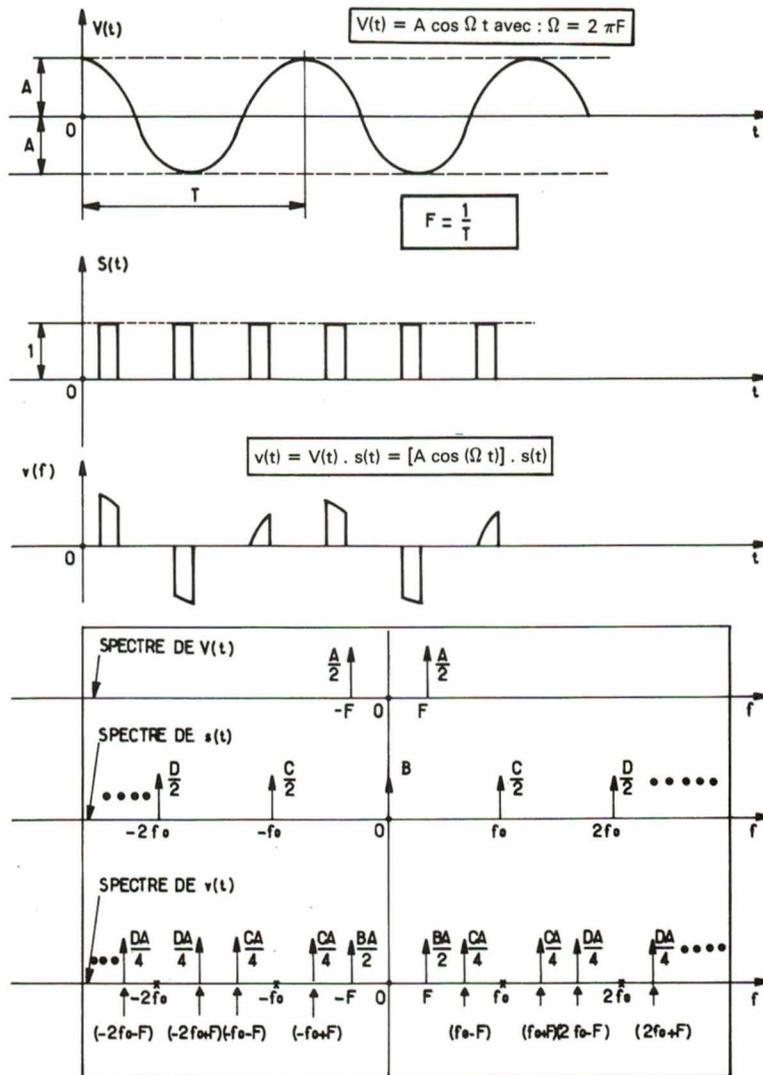


Fig. 13.

Comme l'on a : $e^{jn\Omega t} = \cos n\Omega t + j \sin n\Omega t$, on obtient :

$$\Delta_1(t) = x \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{n=+\infty} \cos n\Omega t \right]$$

Soit, à présent, le signal $S(t)$ représenté figure 4. Il s'agit d'une fonction rectangulaire périodique. On a dans le cas d'un tel signal :

$$S(t) = \frac{V_0 \tau}{T} + \left[\frac{2V_0 \tau}{T} \sum_{n=1}^{n=+\infty} \frac{\sin \pi \cdot \frac{\tau}{T} n}{\pi \cdot \frac{\tau}{T} \cdot n} \cdot \cos n\Omega t \right]$$

Posons : $x = V_0 \cdot \tau / T$, on obtient :

$$S(t) = x \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{n=+\infty} \frac{\sin n \cdot \Omega \cdot \frac{\tau}{2}}{n \cdot \Omega \cdot \frac{\tau}{2}} \cdot \cos n\Omega t \right]$$

On a : $\lim_{\tau \rightarrow 0} S(t) = \Delta_1(t)$

Expression d'un message échantillonné

Soit le message $M(t)$. Ce message est échantillonné par le signal $\Delta_1(t)$ comme il est indiqué figure 5. $M_e(t)$ est le message échantillonné. On a :

$$M_e(t) = M(t) \cdot \Delta_1(t) = M(t) \cdot xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT)$$

$$M_e(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(t) \cdot \delta(t - nT)$$

Le signal échantillonné $M_e(t)$ est « injecté » à l'entrée d'un quadripôle dont la réponse impulsionnelle est $h(t)$. Si la réponse du quadripôle, au signal $M_e(t)$, est $R(t)$, on a (fig. 6) :

$$R(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} M_e(u) \cdot h(t-u) du$$

$$R(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(u) \cdot \delta(u - nT) \right] h(t-u) du$$

$$R(t) = xT \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(u) \cdot \delta(u - nT) \right] h(t-u) du$$

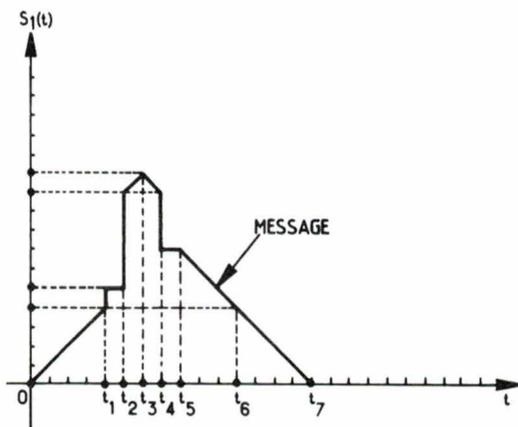
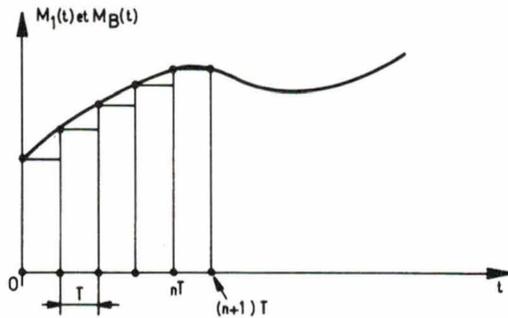


Fig. 14 (en haut) et 15 (en bas).

$$R(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} M(u) \cdot \delta(u - nT) h(t - u) du$$

On obtient donc finalement :

$$R(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(nT) \cdot h(t - nT)$$

Dans le domaine des pulsations, on obtient les résultats suivants. Ecrivons, tout d'abord, que \$M_e(\omega)\$ est la transformée de Fourier de \$M_e(t)\$. On a immédiatement :

$$M_e(\omega) = \mathcal{F}\{M_e(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[M(t) xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT) \right] e^{-j\omega t} \cdot dt$$

$$M_e(\omega) = xT \int_{-\infty}^{+\infty} \left[M(t) \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT) \right] e^{-j\omega t} \cdot dt$$

$$M_e(\omega) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} M(t) \delta(t - nT) e^{-j\omega t} \cdot dt$$

On obtient donc :

$$M_e(\omega) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(nT) e^{-j\omega nT}$$

Soit, à présent, le message \$M(t)\$. Ce message est échantillonné par le signal \$S(t)\$ représenté figure 4. L'échantillonnage est tel que l'on obtient le signal \$S_o(t)\$ représenté figure 7.

Pour réaliser \$S_o(t)\$, on construit le montage dont le schéma de principe est donné figure 8.

On « injecte » le signal \$M_e(t)\$ dans un quadripôle dont la réponse impulsionnelle est donnée figure 9. Cette réponse impulsionnelle est notée \$h_o(t)\$.

On sait que l'on a :

$$M_e(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(t) \cdot \delta(t - nT)$$

Pour, par exemple, \$t = nT\$, on obtient, en sortie du quadripôle de réponse impulsionnelle \$h_o(t)\$, le signal représenté figure 10. On a :

$$y = \frac{1}{\tau} \cdot M(nT) \cdot T \cdot x$$

avec : \$x = V_o \cdot \frac{\tau}{T}\$, on obtient : \$y = M(nT) \cdot V_o\$

On voit que la fonction \$h_o(t)\$ est définie comme il est indiqué ci-dessous :

$$h_o(t) = \frac{1}{\tau} \text{ pour } 0 \leq t \leq \tau$$

$$h_o(t) = 0 \text{ pour } t < 0 \text{ et } t > \tau.$$

Si l'on « injecte » le signal \$S_o(t)\$ à l'entrée d'un quadripôle de réponse impulsionnelle \$h(t)\$, on obtient (fig. 11), en sortie de celui-ci, le signal \$R_o(t)\$.

On a :

$$S_o(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} M_e(u) \cdot h_o(t - u) \cdot du$$

$$S_o(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[xT \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} M(u) \delta(u - nT) \right] h_o(t - u) du$$

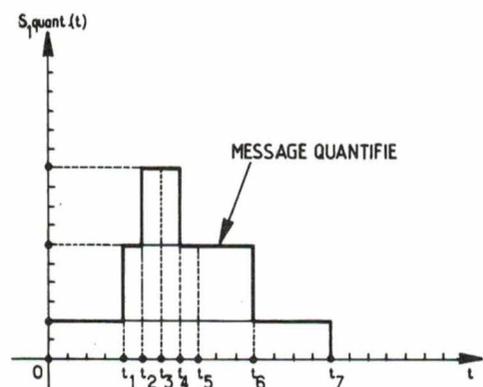
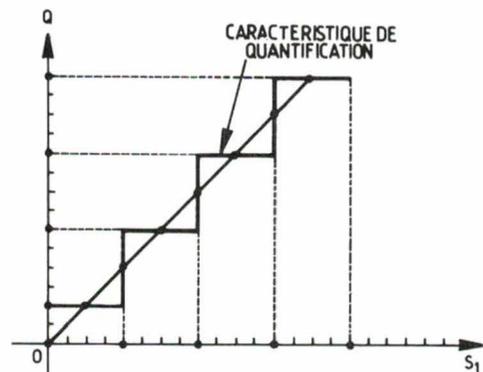


Fig. 16 (en haut) et 17 (en bas).

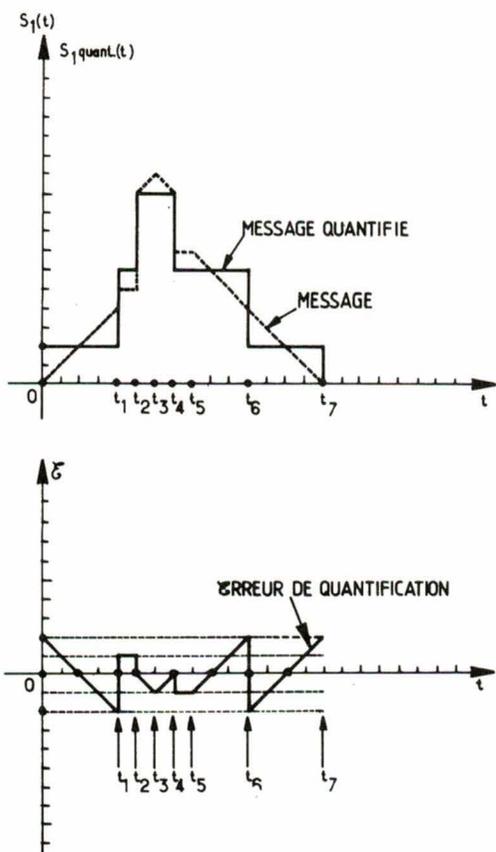


Fig. 18.

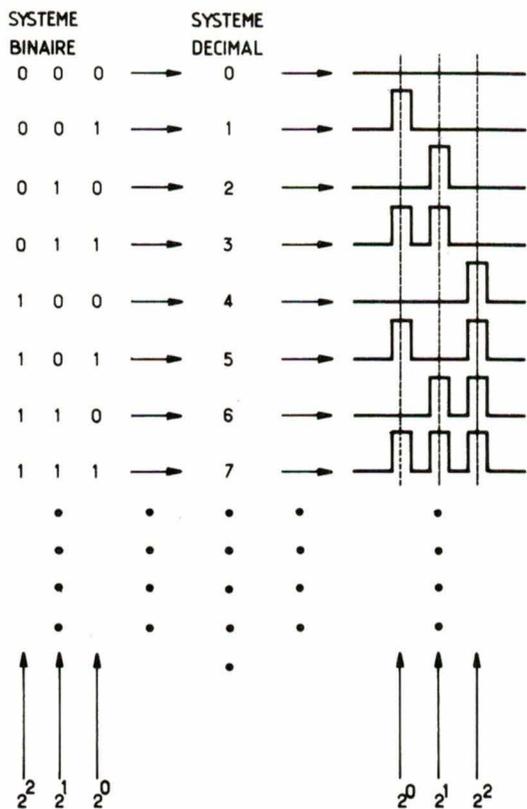


Fig. 19.

$$S_o(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{+\infty} M(u) \delta(u - nT) h_o(t - u) du$$

$$S_o(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} M(u) \delta(u - nT) h_o(t - u) du$$

On obtient donc :

$$S_o(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{+\infty} M(nT) \cdot h_o(t - nT)$$

Si le signal $S_o(t)$ est « injecté » à l'entrée du quadripôle de réponse impulsionnelle $h(t)$, on obtient, en sortie de celui-ci, le signal $R_o(t)$ suivant :

$$R_o(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_o(u) \cdot h(t - u) \cdot du$$

$$R_o(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[xT \sum_{n=-\infty}^{+\infty} M(nT) \cdot h_o(u - nT) \right] \cdot h(t - u) du$$

Soit :

$$R_o(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[M(nT) \int_{-\infty}^{+\infty} h_o(u - nT) \cdot h(t - u) du \right]$$

La fonction représentée figure 9 permet d'écrire :

$$h_o(u - nT) = \frac{1}{\tau} \text{ pour } 0 \leq (u - nT) \leq \tau$$

$$h_o(u - nT) = 0 \text{ pour } (u - nT) < 0$$

$$\text{et } (u - nT) > \tau$$

On voit donc que $u \geq nT$ et $u \leq (nT + \tau)$ sont les limites d'intégration.

On peut donc écrire :

$$R_o(t) = xT \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[M(nT) \int_{nT}^{nT+\tau} \frac{1}{\tau} \cdot h(t - u) du \right]$$

$$R_o(t) = \frac{xT}{\tau} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[M(nT) \int_{nT}^{nT+\tau} h(t - u) du \right]$$

Soit $M_e(\omega)$ la transformée de Fourier de $M_e(t)$, $S_o(\omega)$ la transformée de Fourier de $S_o(t)$ et $h_o(\omega)$ la transformée de Fourier de $h_o(t)$.

On a : $S_o(\omega) = M_e(\omega) \cdot h_o(\omega)$.

Avec :

$$h_o(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_o(t) e^{-j\omega t} \cdot dt$$

Soit :

$$h_o(\omega) = \int_0^\tau \frac{1}{\tau} \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt$$

Soit $h(\omega)$ la transformée de Fourier de $h(t)$ et $R_o(\omega)$ la transformée de Fourier de $R_o(t)$. On peut écrire :

$$R_o(\omega) = S_o(\omega) \cdot h(\omega)$$

soit :

$$R_o(\omega) = M_e(\omega) \cdot h_o(\omega) \cdot h(\omega)$$

Le schéma théorique d'un échantillonneur fonctionnant avec un transistor à effet de champ (JFET) est donné dans la figure 12.

Considérons (fig. 13) le message $V(t)$.

On a : $V(t) = A \cos \Omega t$.

Si ce message est échantillonné par la fonction rectangulaire périodique $s(t)$ de telle manière que le signal échantillonné $v(t)$ soit donné par la relation suivante :

$$v(t) = V(t) \cdot s(t) = [A \cos \Omega T] \cdot s(t)$$

on obtient le signal $v(t)$ représenté figure 13.

La « convolution graphique » permet d'obtenir (fig. 13) le spectre du signal $v(t)$. Si $V(t)$ est la composante ayant la plus grande fréquence d'un message dont le spectre est limité, on voit que pour retrouver, dans le spectre de $v(t)$ (qui serait, dans ce cas, le spectre du message échantillonné), le message non déformé, il faut que l'on ait : $f_0 > 2 F$.

Il est intéressant de connaître la transformée de Laplace d'une fonction échantillonnée.

Considérons le message échantillonné $M_e(t)$ suivant :

$$M_e(t) = xT \sum_{n=0}^{n=+\infty} M(t) \cdot \delta(t - nT)$$

Ecrivons-le sous la forme suivante :

$$M_e(t) = xT \cdot M(0) \cdot \delta(0) + xT \cdot M(T) \cdot \delta(T) + \dots \\ \dots + xT \cdot M(nT) \cdot \delta(nT) + \dots$$

Soit e^{-bp} la transformée de Laplace de $\delta(t - b)$ que l'on écrit : $e^{-bp} \square \delta(t - b)$

$$\text{On a donc : } e^{-nTp} \square \delta(t - nT) \\ e^{-nTp} \square \delta(nT)$$

Soit $M_e(p)$ la transformée de Laplace de $M_e(t)$. On a :

$$M_e(p) = xT \cdot M(0) + xT \cdot M(T) \cdot e^{-Tp} + \dots \\ \dots + xT \cdot M(nT) \cdot e^{-nTp} + \dots$$

$$\text{Soit : } M_e(p) = xT \sum_{n=0}^{n=+\infty} M(nT) e^{-nTp}$$

Blocage

On voit, figure 14, qu'à l'instant d'échantillonnage nT , par exemple, on fait correspondre à la grandeur $M(nT)$ une grandeur $M_B(nT)$ égale à $M(nT)$ et qui demeure constante jusqu'à l'instant $(n + 1) T$.

$M_B(t)$ est une grandeur échantillonnée bloquée.

On peut écrire que l'on a :

$$M_B(t) = M(0) \cdot \Upsilon(t) + [M(T) - M(0)] \cdot \Upsilon(t - T) \\ + \dots + [M(nT) - M((n - 1) T)] \cdot \Upsilon(t - nT) \\ + \dots$$

Mais on sait que l'on a : $\frac{e^{-bp}}{p} \square \Upsilon(t - b)$

Υ se lit « upsilon ».

Donc, si $M_B(p)$ est la transformée de Laplace de $M_B(t)$, on a :

$$M_B(p) = M(0) \cdot \frac{1}{p} + [M(T) - M(0)] \cdot \frac{e^{-Tp}}{p} + \dots \\ \dots + [M(nT) - M((n - 1) T)] \cdot \frac{e^{-nTp}}{p} \\ + \dots$$

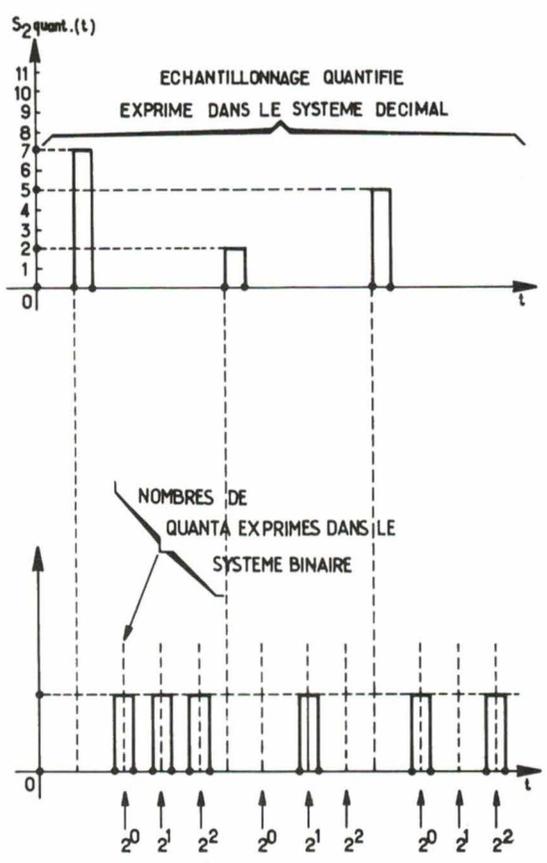


Fig. 20.

que l'on peut écrire :

$$M_B(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p} [M(0) + M(T) \cdot e^{-Tp} + \dots \\ \dots + M(nT) \cdot e^{-nTp} + \dots]$$

Soit :

$$M_B(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p} \cdot \sum_{n=0}^{n=+\infty} M(nT) \cdot e^{-nTp}$$

Quantification d'un message

Les figures 15, 16, 17 montrent comment s'opère la quantification d'un message.

La figure 16 donne la caractéristique de quantification.

Les figures précédentes montrent que le message subit une quantification en amplitude.

Une telle quantification conduit à une approximation du signal $S_1(t)$.

Cela se traduit, à la réception, par une forme de bruit appelée « bruit de quantification ».

La valeur dite de crête du message étant limitée, la reproduction de celui-ci sera d'autant meilleure que le nombre de quanta employés sera grand.

Plus le nombre de quanta est grand, plus le bruit de quantification est faible.

L'erreur de quantification ϵ est donnée figure 18.

Modulation codée

Considérons le cas de la modulation d'une onde porteuse formée d'un train d'impulsions $S_0(t)$ et, plus précisément, de la modulation d'amplitude. On obtient, comme il est indiqué précédemment, un train d'impulsions modulées $S_2(t)$. Il s'agit des échantillons du message. Ces échantillons sont quantifiés ensuite. Ils sont donc pris égaux respectivement à des nombres entiers de quanta.

Ils sont ensuite mis respectivement sous la forme de nombres en code binaire.

Ce sont ces nombres qui font l'objet de la transmission.

C'est en utilisant les chiffres 0 et 1 que l'on représente les nombres dans le système binaire.

Le système binaire est donné figure 19. Un exemple d'échantillonnage quantifié est montré figure 20.

A. Pelat

AVIS AUX COLLECTIONNEURS

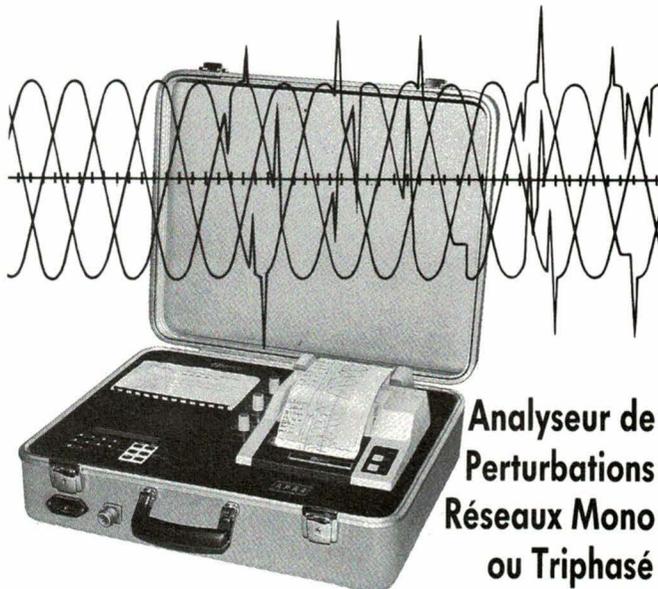
Deux lecteurs nous proposent des collections d'**ELECTRONIQUE APPLICATIONS**

La première va des numéros 1 à 20.

La seconde va des numéros 1 à 25.

Si vous êtes intéressés, veuillez écrire à la rédaction qui vous mettra en rapport avec ces lecteurs.

VOS PERTURBATIONS... NOUS SAVONS LES ANALYSER avec l'APR 4 :



**Analyseur de
Perturbations
Réseaux Mono
ou Triphasé**

ANPICO

82, Rue de Quesnoy 59236 FRELINGHIEN
Tél. (20) 08.71.13 Télex LM Télex 130 206 F code 103

SERVICE-ANNONCEURS N° 5

FILTRES

FILTRES ACTIFS KEMO

* VARIABLES
* P.H. P.B. 8 VOIES



* 24,36,48dB/OCTAVE
* 0,01Hz_3,15MHz



Tél. 48.71.17.14

5, bd Poincaré

94170 LE PERREUX



MONACOR

32340 MIRADOUX
Tél. : (16) 62.28.67.83
Télex : SODEL 521185 F

Vous êtes utilisateur de :

- Alimentations de laboratoire,
- Appareils de mesure,
- Galvanomètre et vu-mètre
« cadre mobile »,
- Transformateurs thoriques et moulés,
- Interrupteurs et commutateurs,
- Connectique BF et HF,
- H.P., capsules micro, coffrets, etc...

**DEMANDEZ NOTRE
NOUVEAU CATALOGUE
EN COMPLÉTANT LE BON CI-DESSOUS**

SOCIÉTÉ :

NOM : Fonction :

Adresse :

Tél :

P 9000

La nouvelle génération de duplicateurs

P 9000 : Une gamme de duplicateurs EPROM-EEPROM développée pour programmer les composants de la 2508 à la 27512 CMOS, HMOS. Agréée par de nombreux fabricants.

La gamme P 9000 est adaptée aux nouvelles technologies mémoires.

Fiable : 7 tests avant et après programmation (mauvaise insertion, défaut électrique, virginité, comparaison... etc).

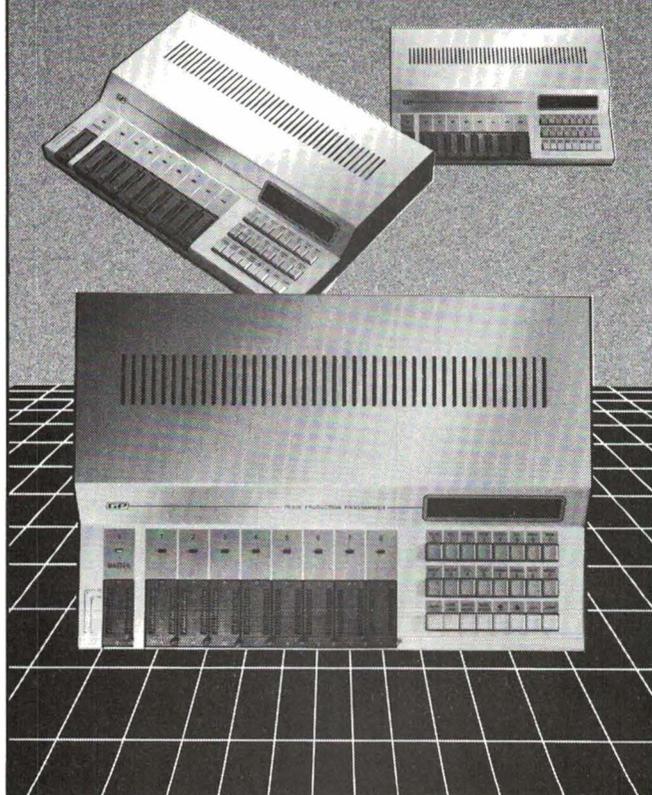
Simple d'utilisation : 4 touches de fonctions. **une gamme complète** :

- P 9010. Duplicateur 8 copies 2508 à 27512
- P 9020. Duplicateur 8 copies, interface RS232 et une mémoire tampon 8 K.
- P 9030. Pour la duplication et le développement, interface RS232 pour transfert et télécommande, Parallèle Centronics pour impression des données, des étiquettes, puissant éditeur avec clavier touche fonction. Option. Emulation, 16 copies simultanées, logiciel IBM pour télécommande.

LES OUTILS DE VOTRE DEVELOPPEMENT

GP électronique

5, Passage Courtois 75011 PARIS
Tel. : 379-02-23 - Télex : 204-188



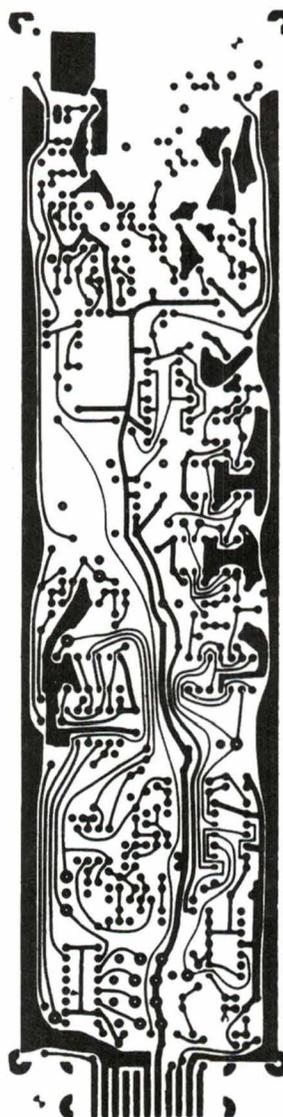
SERVICE-ANNONCEURS N° 8

ELECTRO-CONCEPT

CONCEPTION ET FABRICATION
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

**45 personnes
sur
1 000 m² couvert
à votre service
à 60 mn de Paris**

*Proto classique 48 heures.
Proto métallisé 6 jours.*



Fabrication industrielle et professionnelle de tout circuits imprimés simple face, double face, classique et à liaisons par trous métallisés. (Méthode Pattern uniquement)

25, route d'Orléans, 45610 CHAINGY
Tél. : (38) 88.86.67 lignes groupées.

SERVICE-ANNONCEURS N° 9

Etude

Approximation de fonctions numériques : la synthèse par segments successifs

L'approximation de fonctions numériques est un problème fréquent pour l'ingénieur, et qui a donné lieu à un nombre important de solutions selon le but recherché : développement limité en séries numériques (Taylor, Fourier, Chebyshev), évaluation statistique par la méthode des moindres carrés, ajustement polynômial par la méthode de Newton, interpolation de Spline, etc. Le présent article expose ici une méthode peu connue, combinant précision et rapidité, et dont le principal domaine d'application est la linéarisation de signaux électriques en temps réel.

Principe

Malgré les progrès constants réalisés dans le domaine de l'acquisition de données, de nombreux capteurs présentent une réponse intrinsèquement non linéaire, c'est-à-dire que le signal électrique de sortie n'est pas directement proportionnel à l'excitation d'entrée (fig. 1). Par ailleurs, même si de nombreuses courbes peuvent être linéarisées par parties sur un intervalle restreint, il existe malheureusement des cas où cette exigence de linéarité est incompatible avec d'autres qualités : étendue de la gamme de mesure, précision, reproductibilité, voire tout simplement prix de revient.

En dépit de l'optimisation des techniques de fabrication, qui tend à favoriser un effet particulier aux dépens des autres, on constate fréquemment l'influence de facteurs parasites (« artefacts ») sur la variable mesurée : c'est par exemple le cas des capteurs de pression ou de champ magnétique, souvent également sensibles à la température. Une solution possible est la maîtrise des caractéristiques d'ambiance du capteur (enceinte thermostatée, etc.), mais il ne s'agit que d'un palliatif coûteux et généralement peu reproductible.

La linéarisation des courbes de mesure

Ce problème est connu depuis longtemps, et jusqu'à ces dernières années, la seule solution possible était la maîtrise parfaite des conditions expérimentales, suivie éventuellement d'une correction *a posteriori* au moyen d'abaques. Cette situation traditionnelle est en train d'évoluer, car le développement des techniques VLSI et la disponibilité de circuits de traitement pour un prix réduit conduisent de plus en plus à intégrer « l'intelligence » là où elle est nécessaire, c'est-à-dire à l'échelon le plus bas pour diminuer les coûts des traitements ultérieurs. Il est désormais extrêmement rentable d'inclure un prétraitement des signaux immédiatement derrière le capteur, et en particulier d'effectuer la linéarisation à ce niveau. Cette évolution va de pair avec l'apparition de nouveaux besoins dans l'industrie (automobile notamment) ou la médecine, qui nécessitent la présence de capteurs simultanément précis, fidèles et fiables tout en restant bon marché.

La linéarisation de signaux fournis par un capteur se fait alors simplement par addition géométrique de la fonction de transfert du capteur avec la courbe inverse (fig. 2). Le

problème se pose alors de la synthèse de la fonction inverse. Cette question est du reste très générale en ingénierie, et correspond à l'approximation de fonctions numériques.

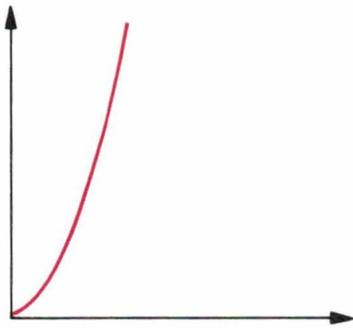


Fig. 1a

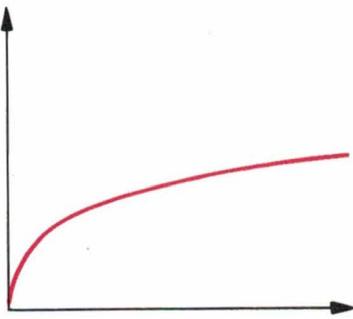


Fig. 1b

Les limites des procédés traditionnels

Les procédés traditionnellement employés pour l'approximation de fonctions se classent en deux catégories, selon la précision des points de mesure et la connaissance *a priori* du résultat à obtenir (fig. 3). L'ajustement statistique par la méthode des moindres carrés suppose initialement connue la forme de la fonction à approximer, les points de mesure étant entachés d'une erreur aléatoire ; le but visé est alors l'ajustement en valeur moyenne de la fonction de régression par rapport aux points de mesure ; aussi, la courbe obtenue peut-elle très bien ne passer par aucune des valeurs échantillonnées. Par opposition, les

autres procédés ne font aucune hypothèse *a priori* sur l'équation de la fonction à approximer, mais imposent le passage de la courbe par tous les points de mesure, et eux seuls. La synthèse par segments successifs se place dans cette dernière catégorie.

Le développement limité en série numérique a souvent une convergence très lente, ce qui rend ce procédé particulièrement sensible à l'accumulation des erreurs d'arrondi ; plus fondamentalement, le calcul des puissances successives d'une même variable est une opération onéreuse en temps de calcul. L'évaluation polynômiale par la méthode de *Newton* nécessite la connaissance d'un nombre suffisant de points de mesures ; de la même manière que pour le développement en séries numériques, ce procédé est sensible à l'accumulation des erreurs d'arrondi. Enfin, l'interpolation *Spline* est la cause de suroscillations et de dépassements de la courbe entre les points de mesure.

Dans sa catégorie, la synthèse par segments successifs possède un certain nombre de caractéristiques qui la rendent idéale pour l'implémentation en temps réel sur microprocesseur :

- compromis précision-vitesse de calcul ajustable selon l'application ;
- variation minimale de la pente de la courbe et absence de suroscillations.

Ces précisions sont importantes, car aucun des procédés décrits n'est universel, et chacun possède son domaine d'application propre.

Principe de la synthèse par segments successifs

Avec ce procédé, la fonction à synthétiser est représentée par une succession de segments contigus. A l'intérieur d'un même segment, la position d'un point particulier est déterminée par interpolation linéaire.

La synthèse par segments successifs est un procédé itératif qui permet d'adopter le meilleur compromis entre vitesse de calcul et précision des résultats, aussi cette méthode peut-elle être avantageusement employée sur de nombreux microcontrôleurs ne disposant pas d'instructions arithmétiques performantes. D'une part, le nombre de segments à construire dépend directement de la courbure

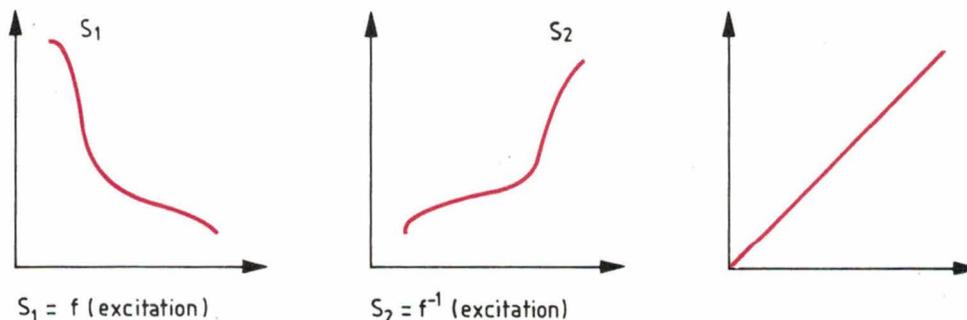
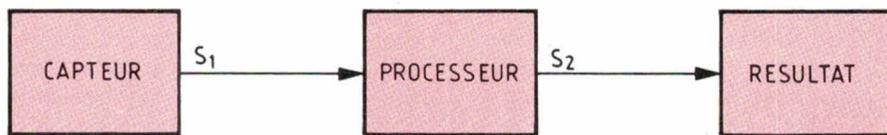


Fig. 2

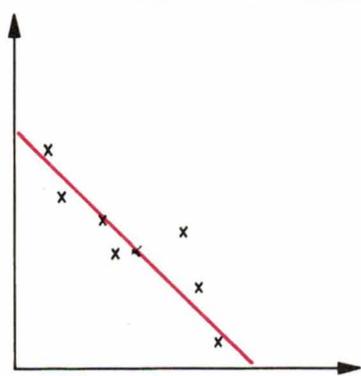


Fig. 3a

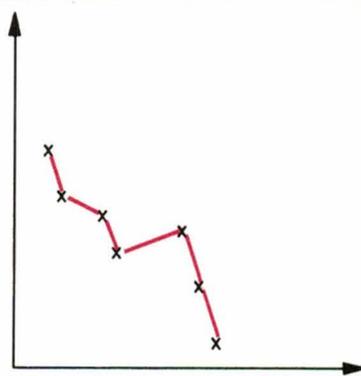


Fig. 3b

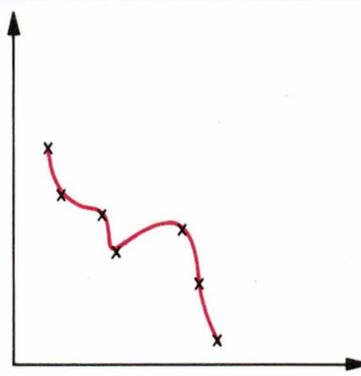


Fig. 3c

locale de la fonction (fig. 4), ce qui permet une optimisation de la capacité mémoire. D'autre part, le calcul par interpolation linéaire se satisfait d'une précision moyenne pour la représentation des variables numériques, d'où un faible temps de calcul : à titre d'exemple, l'implémentation logicielle d'une mantisse sur 16 bits avec 8 bits de caractéristique assure une précision très acceptable.

Chaque segment linéarisant la courbe d'origine est défini par les coordonnées de ses deux extrémités. Ces segments sont eux-mêmes progressivement divisés en segments de plus en plus réduits par introduction d'un point intermédiaire, défini comme la moyenne arithmétique de trois segments successifs ; le nouveau point ainsi obtenu est construit dans le segment du milieu. Cette décomposition est poursuivie jusqu'à obtenir une précision Δx et Δy suffisante.

Pour des raisons de simplicité, on supposera que la courbe à approximer est monotone (sens de variation uniforme dans l'intervalle considéré), et que les pentes de deux segments consécutifs sont égales ; nous étudierons

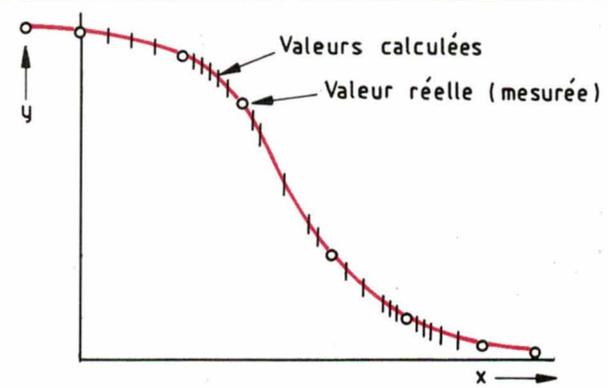


Fig. 4

par la suite le problème des points d'inflexion. De ce fait, sur chacun des points de contact « Pc » séparant deux segments successifs, la courbe à approximer possède une tangente dont la pente est la moyenne arithmétique des deux sécantes, soit :

$$mp1 = \frac{m_1 + m_2}{2} \quad (1)$$

$$mp2 = \frac{m_2 + m_3}{2} \quad (2)$$

Un point intermédiaire « Pi » est alors construit dans le segment du milieu, qui présente le même angle par rapport aux deux points de contact Pc1 et Pc2 (fig. 5). L'approximation optimale de la courbe d'origine est obtenue en diminuant de moitié la pente aux points Pc1 et Pc2 ; on a alors :

$$\Delta m_{12} = \frac{m_2 - m_1}{2} = m_{21} - m_{12} \quad (3)$$

$$\Delta m_{23} = \frac{m_3 - m_2}{2} = m_{31} - m_{22} \quad (4)$$

Les nouveaux segments ainsi définis doivent satisfaire la même condition que les segments d'origine, à savoir :

$$m_2 + m_1 = m_{12} + m_{21} \quad (5)$$

$$m_3 + m_2 = m_{22} + m_{31} \quad (6)$$

soit, par simple réécriture :

$$m_{12} = m_2 + m_1 - m_{21} \quad (7)$$

$$m_{31} = m_3 + m_2 - m_{22} \quad (8)$$

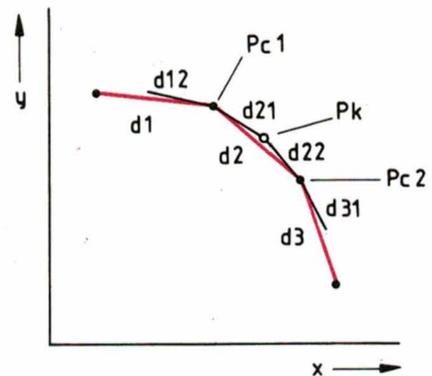


Fig. 5

L'introduction des identités (7) et (8) respectivement dans les équations (3) et (4) donne :

$$m_{21} = \frac{3}{4}m_2 + \frac{1}{4}m_1 \quad (9)$$

$$m_{22} = \frac{3}{4}m_2 + \frac{1}{4}m_3 \quad (10)$$

Dans ces conditions, la variation de pente au point Pk s'écrit :

$$\Delta m_k = m_{22} - m_{21} \\ = \frac{3}{4}m_2 + \frac{1}{4}m_3 - \frac{3}{4}m_2 - \frac{1}{4}m_1 \quad (11)$$

Soit :

$$\Delta m_k = \frac{\frac{m_2 - m_1}{2} + \frac{m_3 - m_2}{2}}{2} \quad (12)$$

Cette dernière valeur correspond justement à la moyenne arithmétique des variations de pentes des droites intermédiaires pour les deux extrémités du même segment.

Le cas des points d'inflexion

Le cas des points d'inflexion est moins fréquent, mais plus complexe, et nécessite l'introduction de deux points intermédiaires au lieu d'un seul (fig. 6). Partant toujours de trois segments consécutifs, on définit à l'intérieur du segment intermédiaire deux segments partiels, dont la projection sur l'axe horizontal est notée respectivement dx_{12} et dx_{23} , la taille de ces deux segments intermédiaires est inversement proportionnelle à la variation de leur pente, et suit la relation suivante :

$$\frac{dx_{12}}{dx_{23}} = \left| \frac{\Delta m_{23}}{\Delta m_{12}} \right| \quad (13)$$

Par définition, la longueur des segments partiels est donnée par :

$$dx_{23} = dx_2 - dx_{12} \quad (14)$$

ce qui, reporté dans l'équation (13) donne :

$$dx_{12} = \frac{dx_2}{1 + \left| \frac{\Delta m_{12}}{\Delta m_{23}} \right|} \quad (15)$$

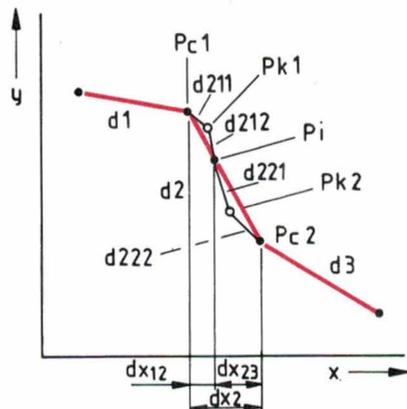


Fig. 6

La condition d'égalité des pentes précédemment énoncée doit également être respectée dans le segment contenant le point d'inflexion, aussi les équations (9) et (10) sont vérifiées. La pente m_{211} et m_{222} des segments intermédiaires est donc définie par :

$$m_{211} = \frac{3}{4}m_2 + \frac{1}{4}m_1 \quad (16)$$

$$m_{222} = \frac{3}{4}m_2 + \frac{1}{4}m_3 \quad (17)$$

Les droites d_{211} et d_{222} ne se coupant pas dans le segment du milieu, on est contraint d'introduire deux droites supplémentaires d_{212} et d_{221} , définies respectivement par les propriétés suivantes :

d_{212} coupe d_{211} et d_2 dans l'intervalle dx_{12} .

d_{221} coupe d_{222} et d_2 dans l'intervalle dx_{23} .

On notera que ces deux nouvelles droites vérifient l'équation (12) au point d'inflexion.

La variation des pentes aux points de construction s'écrit :

$$\Delta m_{k1} = m_{212} - m_{211} \quad (18)$$

$$\Delta m_{k2} = m_{222} - m_{221} \quad (19)$$

Or, les points intermédiaires sont définis par :

$$m_{212} = 2m_2 - m_{211} \quad (20)$$

$$m_{221} = 2m_2 - m_{222} \quad (21)$$

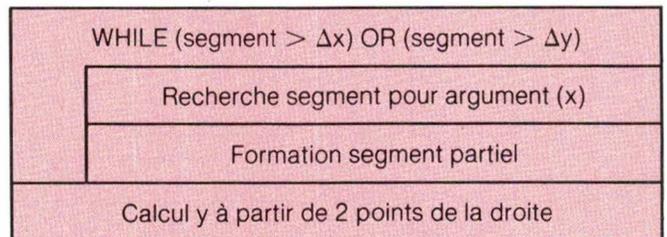


Fig. 7. - Structogramme de calcul d'un segment partiel.

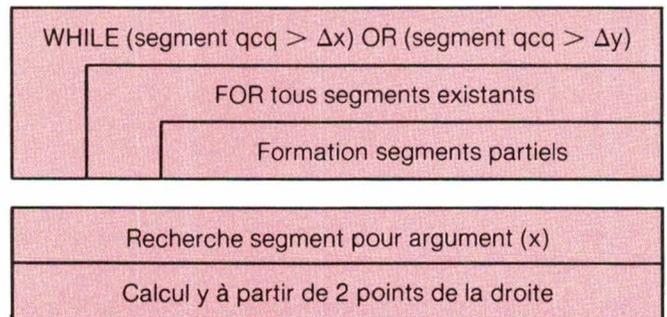


Fig. 8. - Calcul de la suite des segments (haut) et des mesures (bas).

ce qui, reporté dans les équations (18) et (19), donne :

$$\Delta m_{k1} = \frac{m_2 - m_1}{2} \quad (22)$$

$$\Delta m_{k2} = \frac{m_3 - m_2}{2} \quad (23)$$

Dans ces conditions, la variation de pente au point d'inflexion vaut :

$$\Delta m_i = m_{221} - m_{212} \quad (24)$$

ce qui, après substitution, des variables intermédiaires donne :

$$\Delta m_i = 2 m_2 - \frac{3}{4} m_2 - \frac{1}{4} m_3 - 2 m_2 + \frac{3}{4} m_2 + \frac{1}{4} m_1 \quad (25)$$

Cette dernière expression est l'homologue de l'équation (11), avec toutefois un signe opposé, qui se justifie par le changement de pente au point d'inflexion.

Application pratique

Comme pour de nombreux problèmes informatiques, la programmation de cet algorithme peut prendre deux formes, en fonction du compromis vitesse-mémoire adopté. La première solution se contente de générer les segments

partiels successifs lors du traitement des points de mesure, ce qui diminue l'occupation en mémoire aux dépens de la rapidité d'exécution. Réciproquement, si le temps de réaction est « critique », il est possible de calculer et de stocker à l'avance la série complète des points de jonction des différents segments. Les figures 7 et 8 présentent les structogrammes (diagrammes de Nassi-Shneiderman) correspondant respectivement à ces deux algorithmes : l'avantage de cette notation est sa structuration intrinsèque, aussi l'implémentation dans un langage temps-réel (PL/M, C, PEARL, PASCAL orienté temps-réel) ne devrait soulever aucune difficulté.

Bien qu'initialement présenté pour la linéarisation de mesures, le domaine d'application de cet algorithme est bien plus vaste, et rejoint le problème général de la synthèse de fonctions. Un cas particulier très fréquent est l'asservissement, la régulation ou la commande de systèmes ; dans la pratique, les calculs à effectuer se limitent souvent à des fonctions monotones sans points d'inflexion, ce qui simplifie d'autant les calculs.

B. Vellieux

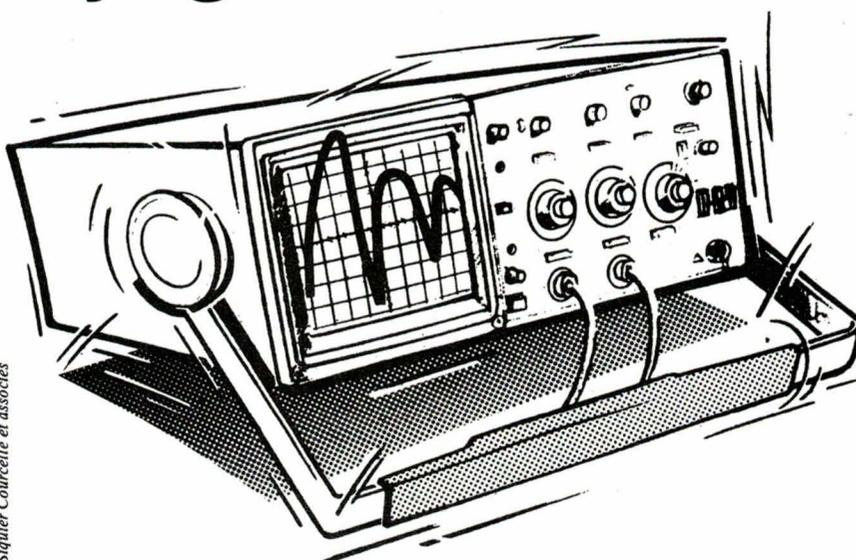
Bibliographie

« Kurvenerzeugung durch additive Segmentierung », *Elektronik*, 20/4-10-1985.

TEK 2200 OSCILLOSCOPES PORTABLES
POLYVALENTS

60 ou
100 MHz

Amateurs de bons oscillos rejoignez le club TEK



Vous désirez un oscilloscope extrêmement complet, performant : nos oscilloscopes Tek 2200 ont une bande passante de 60 ou 100 MHz. Vous souhaitez la qualité Tektronix : nos oscilloscopes ne connaissent aucun compromis, et sont garantis 3 ans. Vous ne voulez pas attendre, votre Tek 2200 est disponible immédiatement, livré avec deux sondes. De plus, ils sont accessibles. Téléphonez, notre spécialiste vous donnera tous les renseignements dont vous avez besoin. N'attendez pas. Téléphonez ou bien écrivez-nous.

NUMÉRO VERT **05.00.22.00**
APPEL GRATUIT

M. _____
Fonction _____
Société _____
Adresse _____

Tél. _____ Poste _____
est intéressé par les TEK 2200.

Tektronix®

Tektronix SPV - ICD
ZAC de Courtabœuf, Avenue du Canada
BP 13 - 91941 LES ULIS Cedex

« Start-up »

Valdix est une jeune société d'électronique spécialisée dans la distribution de semi-conducteurs de haute technologie.

Son but est de mettre à la disposition des industries de pointe françaises des composants de très hautes performances conçus et développés par ce que l'on appelle des « Start-up companies ».

C'est ainsi que Valdix représente dès à présent en France les sociétés suivantes :

- Maxim Integrated Products (circuits intégrés C.MOS)
- Gigabit Logic (circuits logiques à l'arséniure de gallium 3 Ghz)
- Exar (circuits pour télécommunications et traitement/génération de signal)
- Reticon (traitement du signal)
- Intech (circuits hybrides et modules pour traitement rapide du signal)
- Analog Systems (circuits linéaires hautes performances)

Rep'Tronic est également une société nouvelle qui s'est spécialisée dans les relations avec les compagnies américaines de haute technicité.

Voici la liste des firmes qu'elle présente en France :

- Seeq (mémoires EEPROM)
- Elantec (circuits hybrides N.S. et leurs améliorations ; circuits Harris HA 25 x x, 26 x x...)
- Zytrex (famille 74 ALS en C.MOS ; périphérique 82 x x)
- Micron Technology (jusqu'à 4 mégabits en boîtier PLCC 68 broches)
- Visic (mémoires C.MOS jusqu'à 100 MHz)
- AMCC (gate-arrays ECL ultra-rapides)
- IMP (précaractérisés ; seconde source de N.S.)
- Micro Linear Corp (circuits linéaires semi-custom)

Nouvelles adresses

Allen Bradley a pris possession dernièrement de nouveaux locaux plus vastes. Il s'agit d'un immeuble autonome dans le quartier de La Défense, qui abrite dorénavant le siège social et la direction commerciale de la société ainsi que le siège d'Allen Bradley Robotronics (la division « Composants Electroniques » reste installée à Bourg-La-Reine).

Voici cette nouvelle adresse :
3, rue Paul-Lafargue, 92800 Puteaux
Tél. : 47.78.14.02. Tx : 615 750.

La société TME (Techniques Modernes d'Extensométrie), spécialisée dans la fabrication de capteurs (pression, force, déplacement) et de l'électronique associée, s'est installée dans des nouveaux locaux à l'adresse suivante : 13, rue de Morainvilliers, B.P. 42, 78630 Orgeval. Tél. : 39.75.63.63. Tx : 699 644.

Lampes à l'état solide

Techno-Profil s'est vue confier la représentation pour la France des lampes miniatures à l'état solide Ledtronics (USA).

Ces lampes sont appelées à remplacer de plus en plus les ampoules à incandescence pour deux raisons essentielles : d'une part, leur durée de vie est de 100 000 heures (au lieu de 4 à 12 000) et d'autre part, elles consomment une puissance beaucoup plus faible.

EEPROM haute densité

Seeq Technology Inc., société leader en EEPROM de haute densité, a installé depuis le 1^{er} janvier son quartier général pour l'Europe du Sud à Saint-Germain-en-Laye, couvrant ainsi la France, l'Italie et l'Espagne.

Le marché français continuera à être servi par RTF en tant que distributeur exclusif et par Rep'Tronic, spécialiste de produits « haute-technologie ».

Alimentations

« made in France »

Coutant Electronique distribuait jusqu'à présent des alimentations fabriquées dans les différentes usines du groupe en Angleterre. Dorénavant, une partie de ces produits sera fabriquée en France, exactement à Saint-Aubin-les-Elbeuf, dans une usine dont la surface définitive sera de 2 500 m².



Pour l'instant, une unité de 1 000 m² employant une vingtaine de personnes réalise des alimentations à découpage modulaires de 50 à 450 W ; dans le courant de l'année, des alimentations de forte puissance (jusqu'à 1 800 W) seront également construites.

Les transformateurs équipant ces alimentations sont fabriqués sur place.

Des gens actifs...

... dans le composant passif

La firme britannique AB Electronique vient de renforcer son réseau de vente en confiant la distribution de ses produits à un nouveau distributeur : Fitec (à Puteaux).

Les produits commercialisés vont des réseaux de résistances (SIL et DIL) aux quartz pour microprocesseurs, en passant par les réseaux R/C et les diapasons et oscillateurs à quartz. Fitec, qui se limitait auparavant dans la distribution des composants actifs (TAG, Fagor, Texas Instruments, Motorola, National Semiconductor, etc.), élargit ainsi le champ de ses activités et compte beaucoup sur cette nouvelle carte pour assurer son expansion.

Etude

L'effet pelliculaire

La « résistance électrique » d'un matériau est une notion fondamentale en électricité ; encore s'agissait-il, à l'époque où elle fut définie, de mettre en œuvre, la plupart du temps, des courants continus. Avec les courants alternatifs, notamment de haute fréquence, qu'utilise l'électronique, la notion de résistance va perdre de son absolu : une donnée nouvelle apparaît : l'effet pelliculaire – propagation des charges en surface des conducteurs. L'étude ci-après en rappelle les principes essentiels.

Principe de l'effet pelliculaire

La résistance d'un conducteur dépend du matériau le constituant, de sa section et de sa longueur.

C'est la relation classique :

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

Avec :

ρ : résistivité

l : longueur

s : section.

En alternatif, aux fréquences élevées, un autre phénomène apparaît : c'est l'effet de peau ou effet pelliculaire – « skin effect ». La résistance dépend aussi de la fréquence.

Le phénomène peut être mis en évidence par les deux expériences suivantes.

Première expérience

Appliquons la même tension à un même conducteur, d'abord en continu, puis en alternatif (fig. 1).

On note que le courant est plus important dans le premier cas, donc la résistance est plus faible.

Première conclusion : la résistance « en alternatif » est supérieure à la résistance « en continu » :

$$R_{\text{alternatif}} > R_{\text{continu}}$$

Seconde expérience

Pour étudier la répartition du courant dans le conducteur, on utilise maintenant deux sections différentes. On mesure à la même fréquence la

résistance d'un même conducteur creux ou plein (fig. 2).

On constate que le courant est le même dans les deux cas.

Conclusion : il n'y a apparemment pas présence de courant dans la partie centrale du conducteur.

Tout se passe donc, en alternatif, comme si le courant était localisé

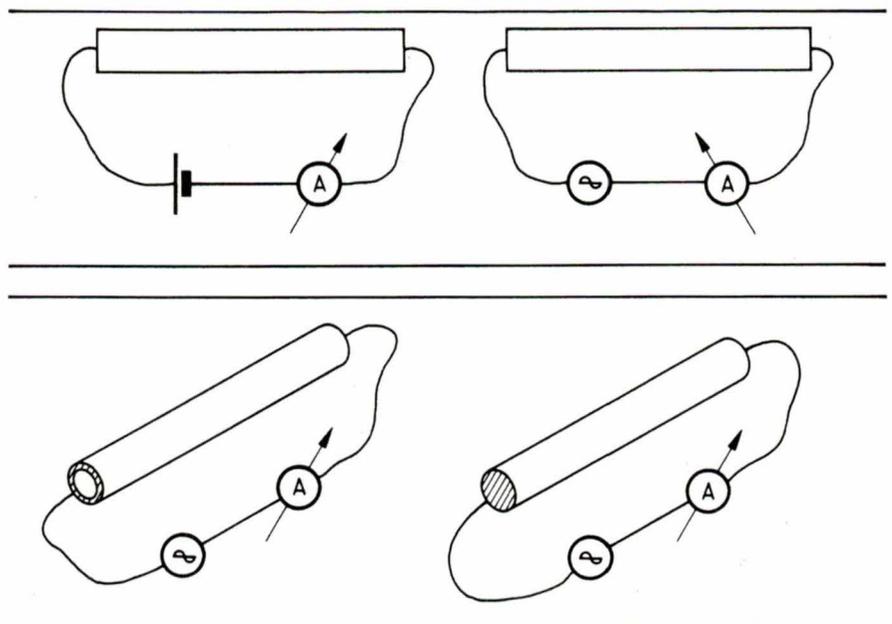


Fig. 1 (en haut) et 2 (ci-dessus).

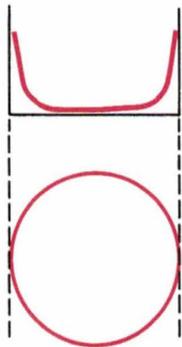


Fig. 3

dans une couronne extérieure de faible épaisseur : la « peau » du conducteur.

On démontre que la distribution du courant dans le conducteur obéit à la loi exponentielle (fig. 3) :

$$\Delta = \Delta_0 e^{-x/\delta}$$

Avec δ : épaisseur de peau.

Son expression générale est :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma f}}$$

- le nombre π vaut 3,14 ;
- dans les milieux non magnétiques :

$$\mu = \mu_0 = 4 \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

- la conductivité $\sigma = 1/\rho$ des métaux est de l'ordre de $10^7 \Omega^{-1}/\text{m}$; pour le cuivre par exemple :

$$\sigma = 5,65 \cdot 10^7$$

- la fréquence f est donnée en hertz.

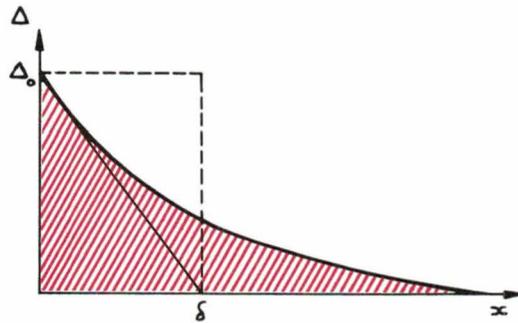


Fig. 4

Dans le cas du cuivre la relation précédente devient :

$$\delta = \frac{67}{\sqrt{f_{(\text{Hz})}}} \text{ mm}$$

soit :

$$\delta = \frac{67}{\sqrt{f_{(\text{MHz})}}} \mu\text{m}$$

L'épaisseur de peau est donc très faible.

Exemple : pour $f = 1 \text{ MHz}$ ($\lambda = 300 \text{ m}$), elle est de : 0,067 mm, soit 67 μm . Et à 100 MHz, elle devient dix fois plus faible.

On démontre aisément (fig. 4) que la surface hachurée correspond à :

$$S = \int_0^\infty \Delta_0 e^{-x/\delta} dx = \Delta_0 \delta$$

soit au rectangle ayant pour côtés : δ et Δ_0 .

Du point de vue de la résistance, tout se passe comme si la totalité du courant passait uniquement dans la couronne d'épaisseur « δ ». Ce qu'il illustre qualitativement la seconde expérience citée ci-avant.

Calcul de la résistance

en alternatif

Deux cas sont à considérer :

- L'épaisseur de peau est très inférieure au rayon du conducteur : $\delta \ll R$.

Nous sommes dans le cas de distribution de la figure précédente.

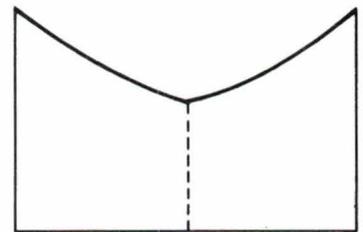


Fig. 5

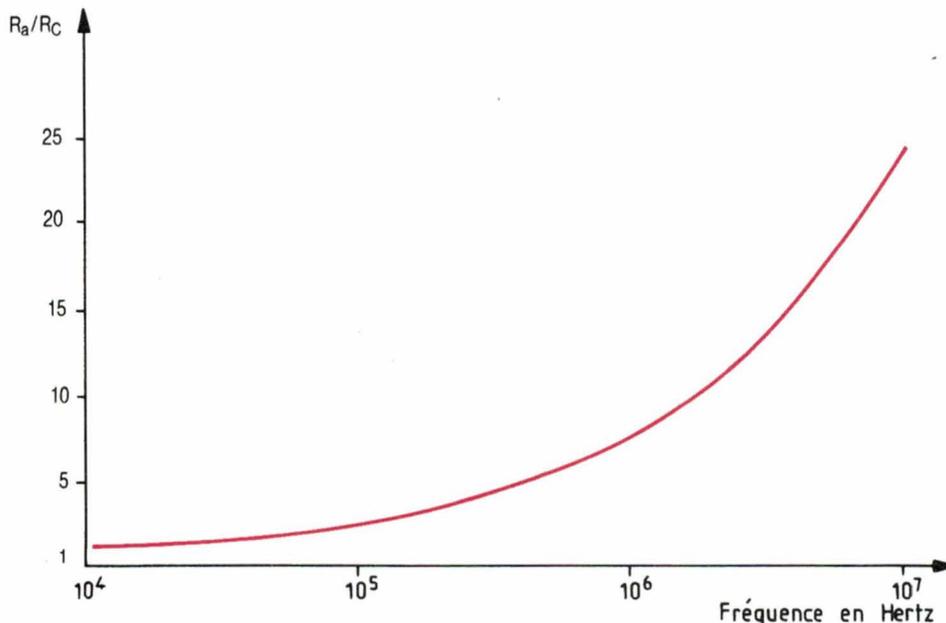


Fig. 6

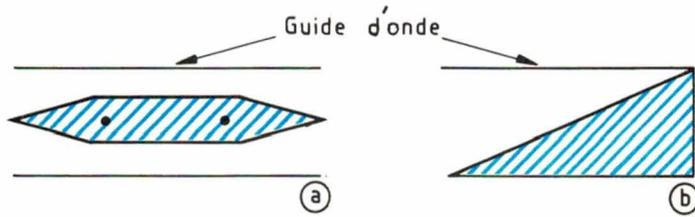


Fig. 7. - a : atténuateur à lame graphitée ; b : charge adaptée.

Dans cette hypothèse, le rapport des résistances en alternatif et en continu est donné par :

$$\frac{R_a}{R_c} = \frac{\rho_a I_a S_c}{\rho_c I_c S_a} = \frac{S_c}{S_a}$$

Or la section en continu est :

$$S_c = \pi R^2$$

Avec R le rayon, alors qu'en alternatif, la section utile vaut :

$$S_a = 2 \pi R \delta$$

Le rapport des résistances est donc :

$$\frac{R_a}{R_c} = \frac{R}{2 \delta}$$

soit, dans le cas du cuivre :

$$\frac{R_a}{R_c} = 7,5 R \sqrt{f_{(MHz)}}$$

avec le rayon R donné en millimètres.

- Si la condition précédente n'est pas satisfaite, la distribution prend la forme de la figure 5.

Ce sont toujours des branches d'exponentielles, mais qui sont maintenant limitées.

Le rapport R_a/R_c devient :

$$\frac{R_a}{R_c} = \frac{x^2}{(1 - e^{-x})(2x - 1 + e^{-x})}$$

avec :

$$x = \frac{R}{\delta} = \frac{R \sqrt{f}}{0,067}$$

Le rapport R_a/R_c tend d'ailleurs très vite vers $x/2$, ce qui nous ramène pratiquement toujours au premier cas.

Application : variation de la résistance d'un conducteur en cuivre de 2 mm de diamètre en fonction de la fréquence.

On constate sur la courbe de la figure 6 que :

- jusqu'à $f = 10$ kHz, la résistance reste constante ;
- jusqu'à $f = 100$ kHz, la valeur de la résistance a déjà plus que doublé ;
- jusqu'à $f = 10$ MHz, elle vaut près de 25 fois la valeur qu'elle avait en continu.

En conséquence, pour réaliser des blindages en haute fréquence, une fai-

ble épaisseur de métal suffira. En hyperfréquence - f supérieur à 1 GHz - on pourra absorber un signal en plaçant dans le guide d'onde un support enduit d'une fine couche de poudre de graphite, ce qui constituera ainsi un mauvais conducteur.

On peut réaliser ainsi atténuateurs et charges adaptées (fig. 7).

Conclusion

Dans un conducteur parcouru par un courant de haute fréquence, on constate que :

- le courant se déplace sur l'extérieur du conducteur ;
- pour une pénétration perpendiculaire d'une fois l'épaisseur de peau, la densité de courant diminue dans un rapport de $e = 2,718$ soit 8,6 dB ou 1 néper ;
- l'épaisseur de peau est d'autant plus faible, ce qui conduit à R_a/R_c d'autant plus grand que :

- la perméabilité est grande ;
- la résistivité est faible ;
- la fréquence est élevée.

A. Billès

MOTS CROISES

(Solution de la page 65)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	A	M	A	I	G	R	I		R	A	M	E
2	L	O	N	N	R	O	T		A	R	A	N
3	P	R	A	O		S	H	A	V	I	N	G
4	H	O	S	P	I	T	A	L	I	S	E	R
5	A	S		E	T	I	Q	U	E	T	T	E
6	B	I	E	R	E		U	N		O		N
7	E	T	N	A		P	E	I	N	T	R	E
8	T	E	N	N	I	S		T	U	E	U	R
9	I		E	T	R	I	P	E	R		B	
10	S	E	M		E	T	A		S	E	I	N
11	M	O	I	S		T	I	R	E	U	S	E
12	E	N	S	O	R		R	U	S	H		T

CALENDRIER DES MANIFESTATIONS 1986

8-10 avril

Salon Internecon de la fabrication de matériel électronique.

Birmingham

Rens. : 01-701-7127

15-18 avril

SIRCOM 86

Salon international des radiocommunications professionnelles.

Paris

Rens. : 30-74-05-58

15-18 avril

Adhécom, Semaine internationale de l'adhésion et de l'emballage.

Bordeaux

Rens. : 56-50-84-49

22-25 avril

SEIPRA, Salon de l'électronique industrielle, de la productique, de la robotique et de l'automatisation.

Nantes

Rens. : 40-35-75-20

13-15 mai

Opto 86, Journées européennes de l'optoélectronique.

Paris

Rens. : 43-25-58-74

28 mai-4 Juin

Machine-Outil 86, XIV^e Biennale de la machine outil et de l'assemblage automatisé.

Paris

Rens. : 42-33-88-77

17-21 septembre

SICOB 86

Paris

Rens. : 42-61-52-42

18-21 novembre

PRONIC 86

Paris

Rens. : 45-05-13-17

LES COMPOSANTS ACTIFS

de visu

Filtre passe-bande audio

Le FX326 de C.M.L. est un filtre passe-bande audio à capacité commutée réalisé en technologie C.MOS.

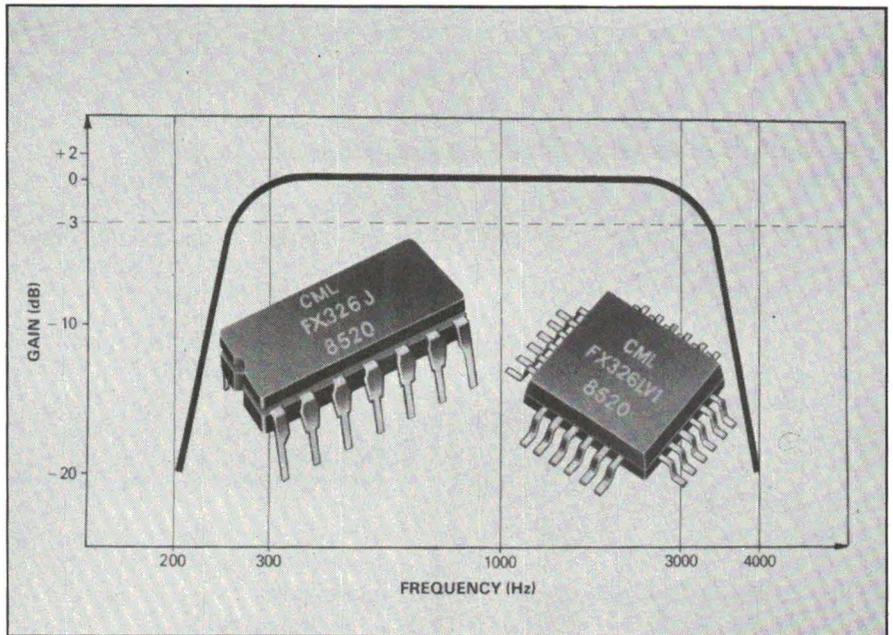
La réponse en fréquence des filtres est commandée par une horloge, et un diviseur programmable permet des réponses en fréquence standard de 300 Hz – 3 000 Hz, ou 300 Hz – 3 400 Hz.

On peut donc utiliser ce dispositif avec des générateurs de fréquence variés : résonateur, quartz ou horloge.

Economique, alimenté en 5 V, piloté par quartz, il est disponible en boîtier DIL ou en boîtier pour montage en surface.

I.S.C. France.

SERVICE-LECTEURS N° 35



Générateur de fonctions trigonométriques

Référencé AD639, ce circuit calcule toutes les fonctions trigonométriques telles que sinus, cosinus, tangente, sécante, cotangente, cosécante et leurs fonctions réciproques.

L'AD639 accepte un angle, représenté par une tension, et génère une tension égale à la ligne trigonométrique sélectionnée par l'utilisateur.

Ce circuit ne nécessite aucun ajustement ou composant externe ; il est garanti pour des erreurs crête de 0,4 % (sinus), 0,7 % (cosinus) et 2 % (tangente).

Présenté en boîtier céramique DIP 16 broches, l'AD639 peut être alimenté de ± 5 à 18 V et dissipe 300 mW maximum.

Analog Devices

SERVICE-LECTEURS N° 36

Régulateur à découpage :

+ ou - à partir du +

Le LM1578 est un régulateur à découpage pouvant produire à sa sortie une tension positive ou négative à partir d'une tension continue d'entrée positive.

On peut utiliser le LM1578 dans des circuits de conversion de tension continu-continu, comme dans les configurations « buck », « boost » ou inversion.

Ce régulateur utilise un étage comparateur/référence unique qui non seulement possède des pins de sortie distinctes à la fois pour les entrées inverseuses et non inverseuses, mais également fournit une tension de référence interne de 1,0 V à chaque entrée.

Le LM1578, qui peut fonctionner sous des tensions d'alimentation comprises entre 2 V et 40 V, peut débiter une intensité de sortie pouvant atteindre 750 mA, avec saturation inférieure à 1 V.

Selon l'application, une broche externe de limitation de courant peut être référencée soit par rapport à la

masse, soit par rapport à la broche Vcc de la tension d'alimentation.

Ce circuit est commercialisé en deux versions : mini-boîtier DIL 8 broches ou SO (Small outline).

National Semiconductor

SERVICE-LECTEURS N° 37

Double amplificateur logarithmique 1,3 GHz

Le circuit SL2521 est un double amplificateur logarithmique à détection réalisé en technologie ultra-rapide bipolaire $3\mu\text{m}$ à isolement par oxyde.

Sa bande passante à -3dB est de 1,3 GHz.

Son temps de montée est de 3 ns et son temps de descente de 5 ns.

Commercialisé en gamme militaire (-55 à $+125$ °C), il se présente en boîtier LCC 20 sorties pour montage en surface.

Plessey Semiconductors

SERVICE-LECTEURS N° 38



COMPOSANTS ACTIFS

Régulateur de tension pour alternateur

Dans les alternateurs d'automobile, la tension de sortie est régulée en contrôlant le courant d'excitation de l'inducteur. Actuellement, cette fonction est assurée par des circuits hybrides couche épaisse.

On peut à présent remplacer ces derniers par un circuit intégré haute puissance, référencé **L9480**, qui améliore la fiabilité et réduit les coûts ; il réunit en effet les circuits de commande et ceux de puissance.

Capable de délivrer jusqu'à 4 A, le L9480 est un régulateur à auto-oscillant, monté dans un boîtier TO-3. Aucun composant extérieur n'est nécessaire.

Un dispositif de réglage « zap » à diode Zener permet de garantir la précision de tension de sortie ($\pm 1\%$) exigée par les nouveaux types de batteries scellées. En outre, le coefficient de température (caractéristique importante pour les régulateurs d'alternateurs) est très contrôlé.

On obtient ce résultat grâce à un circuit qui détermine avec précision la température ambiante, en captant la température de la puce et en compensant automatiquement l'élévation de température causée par la dissipation du circuit.

La tension de sortie et le coefficient de température sont tous deux déterminés par des options de masquage et peuvent être ajustés à la demande en fonction des exigences du type de batterie choisie par le client.

Pour assurer une excellente fiabilité dans le rude environnement automobile, le L9480 est protégé contre les transitoires de chute de charge (« Dump ») jusqu'à 80 V, les inversions de connexion et les surcharges thermiques. La possibilité de fonctionner à partir de très faibles tensions lui assure un fonctionnement correct au démarrage par temps froid.

S.G.S.

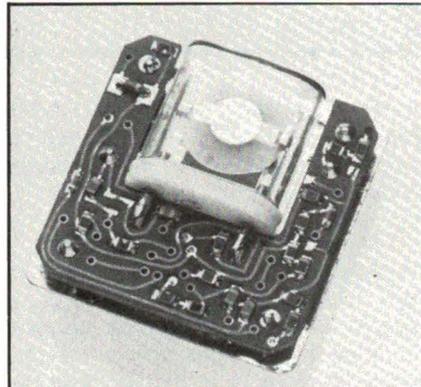
SERVICE-LECTEURS N° 39

Oscillateur intégré

Cet oscillateur à quartz, de type intégré à compensation de température, utilise un circuit analogique qui permet de travailler sur des fréquences de grande stabilité dans une gamme de température allant de -40 à $+85$ °C, cette stabilité pouvant atteindre des valeurs inférieures à 1 ppm.

Une autre caractéristique significative est sa très faible consommation : 4 mA en sortie C.MOS ; 8 mA en sortie TTL.

L'utilisation de composants de surface augmente la fiabilité de l'ensemble et permet de réduire sensiblement la taille du boîtier ($36,1 \times 26,7 \times 10,16$ mm).



Ces oscillateurs sont couramment utilisés dans des systèmes de communication militaires pour des fréquences de 4 à 20 MHz.

S.T.C. Composants.

SERVICE-LECTEURS N° 40

Régulateurs à découpage multi-sorties 25 W

Les régulateurs à découpage de la série **PMB** fournissent, en plus de la sortie principale, une à deux sorties auxiliaires. Par exemple, 5 V et ± 12 V continu avec une gamme de tension d'entrée de 12 à 80 V.

La sortie principale n'a pas d'isolation galvanique alors que les sorties

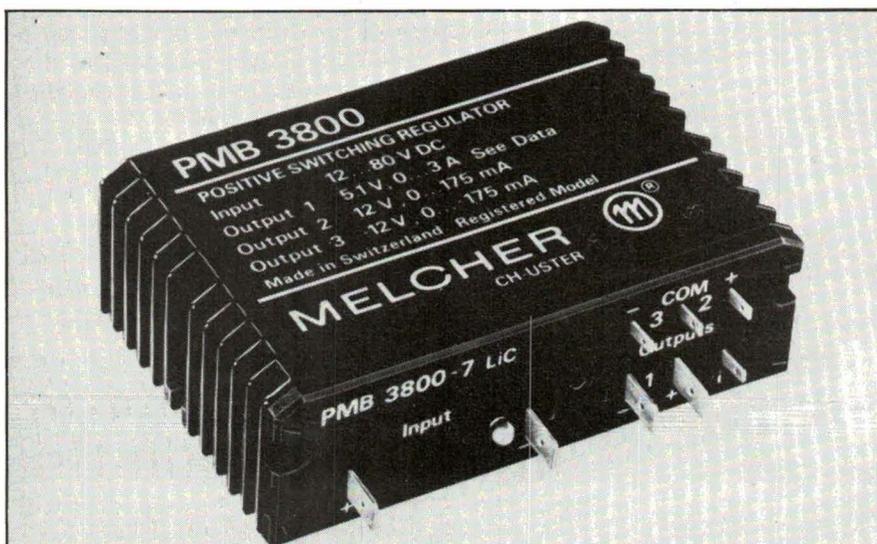
auxiliaires sont isolées par rapport à l'entrée et à la sortie principale (100 V DC).

Les sorties auxiliaires sont régulées linéairement.

La puissance de sortie totale est de 25 W avec un rendement de 81 %.

Melcher France

SERVICE-LECTEURS N° 41





COMPOSANTS ACTIFS

CAN rapide 14 bits

Le convertisseur analogique-numérique 14 bits ICL7115 a un temps de conversion de $40 \mu\text{s}$ et peut assurer 25 000 conversions par seconde.

Il allie la faible consommation et la haute fiabilité inhérentes à la technologie C.MOS, la précision de la technologie des résistances à couche mince et la technique unique de correction d'erreur par PROM mise au point par le fabricant.

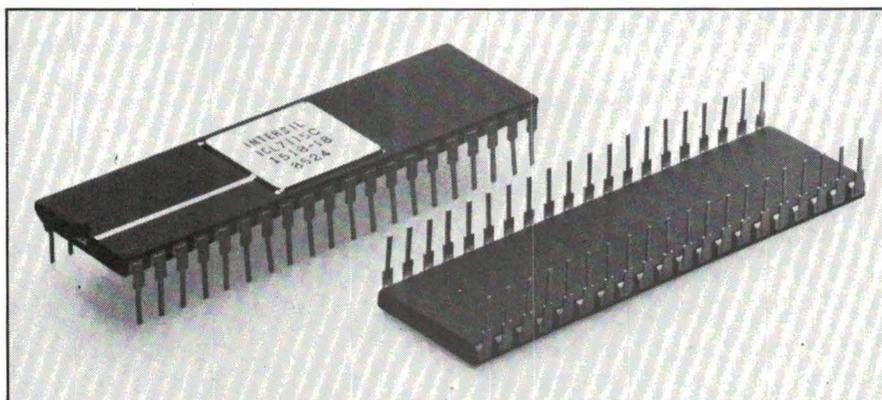
Au lieu d'utiliser les techniques conventionnelles de correction d'erreur (ajustage laser ou court-circuit de zener), ce convertisseur en boîtier 40 broches est calibré en usine à l'aide d'une mémoire intégrée. Grâce à des résistances couche mince ultra-stables, la méthode de correction par PROM est exceptionnellement stable dans le temps et en température ($1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ tant en linéarité qu'en gain) et apporte de nombreuses améliorations par rapport aux anciens circuits hybrides.

Par ailleurs, étant en C.MOS, le circuit ne dissipe que 20 mW pour une tension d'alimentation de $\pm 5 \text{ V}$.

La résolution de 14 bits du ICL7115 lui permet de ne délivrer qu'un seul et unique code numérique parmi 16384 à chaque variation de $300 \mu\text{V}$ de sa tension d'entrée, ce qui lui confère des performances huit fois supérieures aux convertisseurs monolithiques concurrents. Ce convertisseur est garanti sans aucun code manquant sur 13 bits (classe K) à 25°C , et sur 12 bits dans toute la gamme des températures comprises entre -55°C et $+125^\circ\text{C}$, telle que définie pour les applications militaires.

GE-Intersil

SERVICE-LECTEURS N° 42



Amplificateur opérationnel à linéarité de gain exceptionnelle

L'OP-77 a un gain minimum en boucle ouverte de 5 000 V/mV, un taux de réjection de mode commun de $1 \mu\text{V}/\text{Vmax}$ et un taux de réjection d'alimentation de $3 \mu\text{V}/\text{Vmax}$. De plus, la dérive moyenne en température de la tension d'« offset » d'entrée, le courant de polarisation d'entrée ainsi que le courant d'« offset » d'entrée ont été réduits d'une manière significative. L'OP-77 atteint ces performances avec une consommation de 60 mW, c'est-à-dire la moitié de celle consommée par un OP-07 (120 mW).

Avec un gain de 12 000 000 (5 000 000 minimum) et une linéarité de ce gain proche de l'idéal, les erreurs dues au gain peuvent être réduites à un minimum jamais atteint auparavant. La non-linéarité du gain en boucle ouverte, souvent négligée dans le passé et source d'erreurs, a été virtuellement éliminée.

Le gain en boucle ouverte, extrêmement élevé et constant, de l'OP-77 permet d'obtenir des performances

précises dans les applications à gain élevé en boucle fermée tel que dans le conditionnement de signal issu de thermocouples ou de capteurs. Une grande résolution numérique exige que l'amplificateur qui précède le convertisseur analogique numérique ait un gain élevé et stable qui reste constant pour toute l'excursion en tension du signal.

La dérive en température de la tension d'« offset » de $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ($0,3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max) offre une stabilité en température comparable à celle des amplificateurs opérationnels « chopper » ; mais sans leurs larges impulsions de découpage, leurs très longs temps de recouvrements, la distorsion qu'ils introduisent pour les signaux proches de la fréquence de découpage et leur faible puissance de sortie.

La faible tension d'« offset » ($10 \mu\text{V}$ typ ; $25 \mu\text{V}$ max) et la dérive en température sont des paramètres importants pour l'obtention d'une grande précision quand l'amplificateur opérationnel est utilisé en convertisseur courant-tension à la suite d'un DAC de haute résolution. Quand il est utilisé comme « buffer » en sortie d'une référence de tension de précision, un taux de réjection de mode commun performant, un taux de réjection d'alimentation élevé ainsi qu'une faible tension d'« offset » et une faible dérive en température de cette tension sont essentiels.

Precision Monolithics

SERVICE-LECTEURS N° 43

VOTRE SOCIETE MET SUR LE MARCHE DE NOUVEAU PRODUITS ? OUI ! ALORS... FAITES-LE NOUS SAVOIR.

Enertec Instruments



ATP 8000 un investissement rentable !

Economie de fonctionnement

L'analyseur de transitoires programmable 8000 réunit 3 fonctions dans un même boîtier. Il a été conçu pour être associé à l'enregistreur Servofram dont la robustesse, la fiabilité et le faible coût d'exploitation (pointes billes) garantissent une utilisation de longue durée à coût réduit.

3 fonctions dans un même boîtier

Associé à l'enregistreur multivoie Servofram, l'ATP

8000 offre à l'utilisateur :

- la synchronisation des tracés
- le dialogue avec un calculateur RS 232C ou IEEE488
- la capture des signaux rapides, temps d'échantillonnage : 20 μ s.

Tracé de haute résolution

Les performances des tiroirs d'entrées du Servofram et la précision des systèmes d'inscription assurent une résolution de 4000 points pour un tracé large de 250 mm.

Facilité d'utilisation

Le menu interactif permet à tout utilisateur d'exploiter la totalité des possibilités de l'ATP 8000.

ATP 8000
+
enregistreur Servofram
+
assistance
Enertec Instruments
=
un ensemble
qui défie le temps !

Enertec Instruments 5 rue Daguerre - 42030 St-Etienne cedex 2 France
Tél : 77.25.22.64 - Télex 300796
Agences : Grenoble 76.54.04.72, Marseille 91.66.68.21, Nancy 83.36.70.86,
Rennes 99.38.00.56, St-Etienne 77.25.22.64, Toulouse 61.80.35.04, Vélizy (1) 39.46.96.50

ENERTEC
Schlumberger

LES PRODUITS CONNEXES

de visu

Relais « Dual-in-line »

Embrochable dans les socles de circuits intégrés (conformes à la norme TO116), le Dip Relais est équipé en série de deux contacts inverseurs jumelés, suivant le principe croisé, en argent-platine plaqué or.

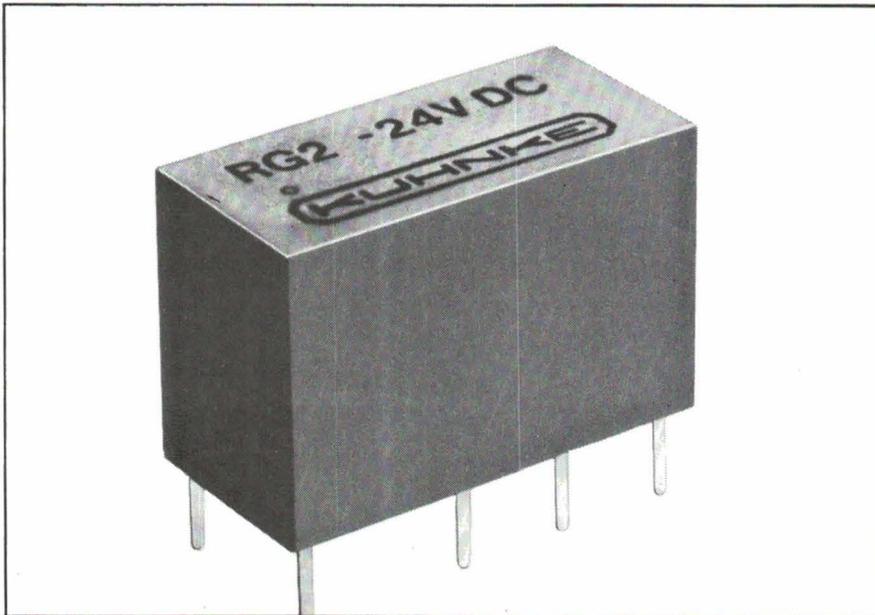
Il est parfaitement étanche aux solvants et aux vapeurs, pour permettre le soudage à la vague.

Les contacts admettent au minimum 50 μ A et au maximum 2 A.

Fabriqué sur une chaîne entièrement automatisée et contrôlée par ordinateur, ce relais trouvera des applications particulièrement dans les télécommunications, les équipements de sécurité, les automatismes et les produits blancs ou bruns.

Kuhnke

SERVICE-LECTEURS N° 44



Capteurs de pression différentielle

Couvrant une large gamme d'applications industrielles ou de laboratoire, la série BP11100 comprend des capteurs capables de mesurer de très faibles pressions différentielles (1 millibar) sous des pressions de ligne très importantes.

Tous les fluides corrosifs peuvent être admis de chaque côté de la membrane.

Ces capteurs possèdent un fort découplage thermique et une excellente compensation, ce qui les rend particulièrement insensibles aux fluctuations climatiques.

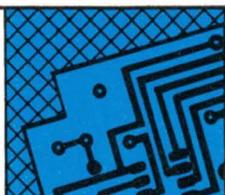
L'alimentation peut se faire soit en continu 12 ou 24 V, soit en 48 V alternatif.

Les sorties peuvent être en tension (1, 2, 5 ou 10 V) ou en courant (0-20 ou 4-20 mA).

CSI

SERVICE-LECTEURS N° 45





PRODUITS CONNEXES

Capteur de pression-sanguine jetable

Dans ce capteur, référencé 156PC, une puce en silicium comportant un diaphragme et quatre piézo-résistances est implantée sur un tube transparent à deux ouvertures permettant l'écoulement. L'inflexion du diaphragme par la pression sanguine génère une tension de sortie de haute linéarité proportionnelle à la pression sanguine.

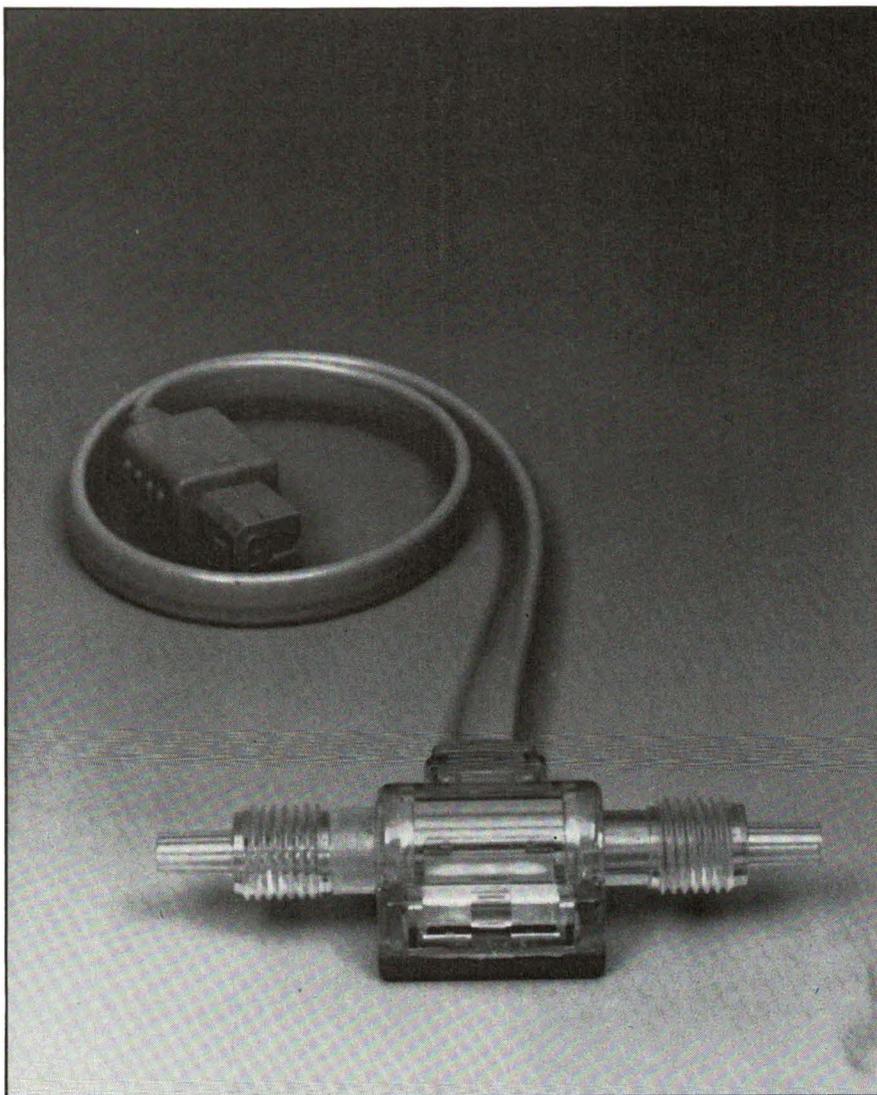
L'utilisation d'une puce en silicium assure une excellente répétabilité et l'ajustement des résistances au laser assure un calibrage facile et une bonne compensation de température.

L'évent atmosphérique situé au fond du câble de raccordement réduit les possibilités de contamination de l'intérieur du capteur. Les fluides peuvent être liquides ou gazeux, non réactifs aux silicones, polycarbonates et au silicium.

Sous excitation 10 Vcc à 25 °C, ce capteur mesure des pressions de - 50 à + 300 mm Hg avec une hystérésis inférieure à 1 %. Il supporte des dépassements de gamme de - 700 à + 4 000 mm Hg et des défibrillations de 5 charges de 400 joules/50 Ω répétées en 5 minutes.

Honeywell

SERVICE-LECTEURS N° 46



Gaines de protection thermique

Les gaines de protection thermique **Spiralu** et **Texalu** sont des gaines en fibre de verre enduites d'une formulation spéciale à base d'aluminium.

Ces gaines ont en commun une tenue en température continue de + 550 °C ainsi qu'une action réfléchissante de la température radiante.

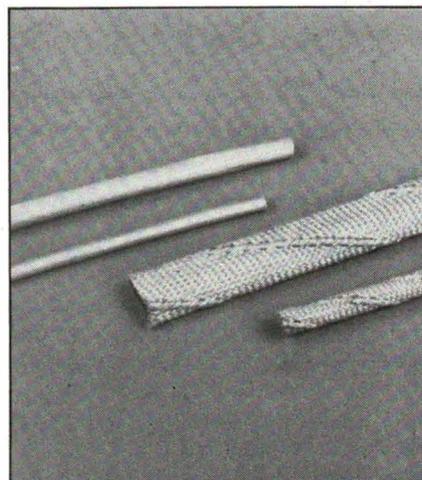
L'une est simplement tressée, tandis que l'autre possède, en addition, un ou plusieurs cordonnets spirales améliorant les performances.

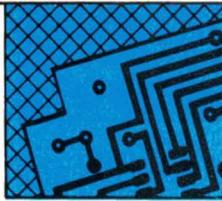
Parallèlement, l'enduction aluminisée améliore sensiblement la tenue mécanique des fibres tout en conservant une bonne flexibilité.

Ces produits représentent donc une solution idéale pour la protection à haute température de tous fils, câblages, flexibles passant à proximité d'une source de chaleur vive : moteurs et turbos (automobile), fours ou cuisinières ou électroménager, fonderies, aciéries, etc.

Compagnie Française des Isolants

SERVICE-LECTEURS N° 47





PRODUITS CONNEXES

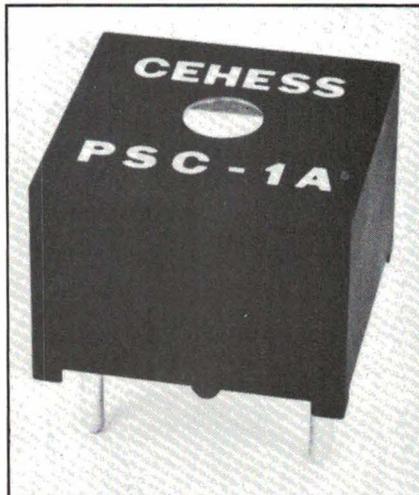
Mini-fusible à contact

Le fusible PSC est présenté sous forme d'un boîtier à 4 broches (avec détrompeur de position) pouvant être soudé ou enfiché sur circuit imprimé. Dans des dimensions subminiatures (10 x 10 x 7 mm), ce composant de protection réunit trois fonctions :

- Protection contre les surintensités du circuit dans lequel il est inséré par la présence d'un fusible intégré dans le boîtier.
- Fermeture, au moment de la fusion du fusible, d'un contact normalement ouvert pouvant ainsi mettre sous tension tout courant de signalisation, de contrôle de détection, etc.
- Signalisation optique de la fusion par changement de couleur d'un voyant situé sur le corps.

Cehess

SERVICE-LECTEURS N° 48



Jumpers à broches surmoulées

Ces jonctions nouvelles, à câbles laminés et broches de contacts, sont surmoulées aux points de soudure. Elles réunissent la flexibilité d'un câble laminé et la stabilité d'une réglette de contacts.

Le surmoulage élastique assure le centrage parfait des broches et reste flexible dans le sens perpendiculaire.

Ces jumpers s'enfichent dans des réglottes de contacts, mais peuvent également être soudés. Comme support, trois différentes sortes de polyester et un support en capton, résis-

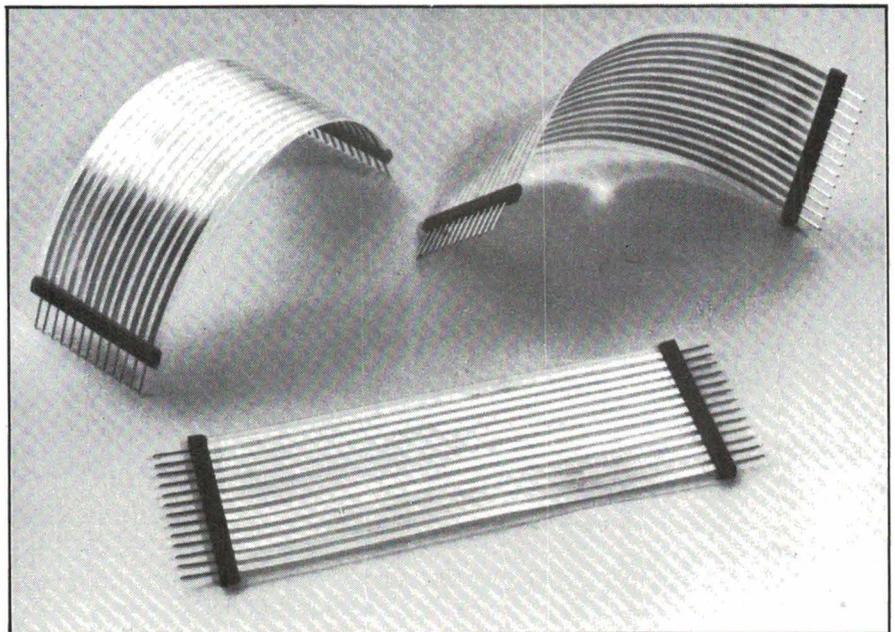
tant à 130 °C, sont proposés. Les conducteurs sont en cuivre et correspondent aux normes AWG 24, 25, 26 ou 30. Ils existent dans les cinq pas standardisés 1,27 - 2,54 - 3,175 - 3,81 et 5,08 mm.

Les contacts, d'un diamètre de 0,4 ou 0,6 mm ont une longueur de 8 mm maxi. et se terminent en pointe. Ils sont également livrables coudés ou pliés en quinconce.

Fabriqués sur mesure, les jumpers ont de 2 à 32 conducteurs et toutes les longueurs à partir de 15 mm.

Wet-France

SERVICE-LECTEURS N° 49



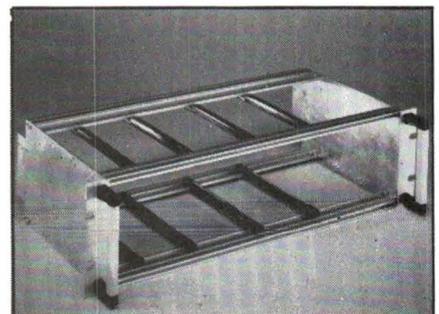
Bacs à cartes « Europe »

Cette nouvelle série de bacs à cartes, conforme à la norme DIN 41494 (Norme Europe) a été développée dans le but de répondre aux désirs, de plus en plus nombreux, des utilisateurs recherchant une structure normalisée et économique pour leurs circuits imprimés.

Disponibles en 3U et 6U, hauteurs les plus courantes, les bacs de la série Ecobac sont interchangeables avec les systèmes existants. La gamme se complète par divers accessoires : cadre support connecteurs indépendant, capots, platine arrière, et diverses adaptations à la demande.

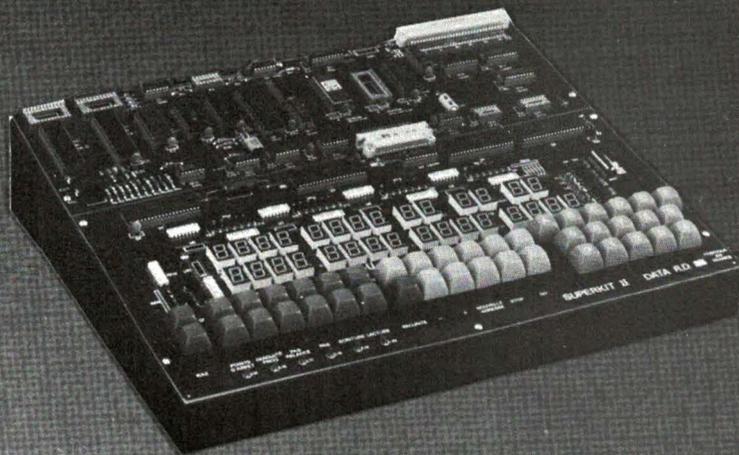
SEEM

SERVICE-LECTEURS N° 50



SUPERKIT 64

kit d'enseignement à RAM 64K



En trois ans, des centaines de professeurs (CET, Université, IUT, AFPA...) ont opté pour notre SUPERKIT. Les raisons? les voici :

Les 6809, 8085, Z80, 6502 et 6800/2

Le SUPERKIT est basé sur un 6809. Avec ses 16 bits internes et ses instructions orientées pile S (LEAS...), ce μ P. vous permet d'enseigner les méthodes modernes de programmation dynamique. Mais si vous préférez rester dans la tradition, actionnez un dip-switch et vous passez en 8085, 6502, 6800/2 ou Z80.

Un assembleur "2 passes"

L'assembleur du SUPERKIT n'est pas un "lignes à lignes" comme on en faisait il y a 10 ans, mais un assembleur très complet admettant les pseudos (ORG, FCB, EQU...) et gérant même les étiquettes locales. Le code fourni est binaire ou S1-S9.

Un éditeur pleine page

Un bon assembleur nécessite également un bon éditeur, et celui du SUPERKIT est sensationnel : gestion du curseur, suppressions, insertions, mouvements de lignes, de pages etc... De plus, les commandes apparaissent en clair sur l'écran. Soyons sérieux ; si l'on veut parler "pédagogie", la première condition à remplir est d'avoir un excellent éditeur pleine page orienté "menu".

Un debugger "EXTRA"

Le meilleur éditeur-assembleur ne serait rien sans un excellent debugger, et dans ce domaine, le SUPERKIT est roi.

Par exemple, vous étudiez une PUSH. Pour visualiser le contenu de la pile, il vous faut 19 manipulations exactement avec un kit à 6 afficheurs de grande diffusion. C'est tellement compliqué que vous y renoncez rapidement. Avec le SUPERKIT, il ne vous en faut qu'une seule. Vous appuyez sur la touche "pile S" et le contenu de la pile est immédiatement visualisé.

Et ceci n'est qu'un exemple parmi tant d'autres. De multiples innovations (*) liées à un moniteur puissant (32 Ko. et plus de 700 pages de listing !!!) ont fait du SUPERKIT un produit d'une pédagogie sensationnelle et d'une extraordinaire maniabilité.

(*) DATA R.D. a déposé plusieurs brevets d'invention.

(**) Prix indicatif HT au 1/1/86. Ce prix est révisable et n'engage pas notre société.
Note : L'éditeur/assembleur nécessite soit un terminal, soit les extensions clavier/visu.
Marques déposées : SUPERKIT = DATA R.D., Z80 = ZILOG.

L'affichage pédagogique

Le SUPERKIT existe en version moniteur vidéo ou 30 afficheurs. Dans les deux cas, vous avez continuellement sous les yeux les registres internes du μ P. : A, B, X, Y, U... ou BC, DE, HL... en mode 8085 etc... et le CCR est décodé bit à bit. Cela veut dire qu'en pas à pas, vous n'avez aucune manipulation à effectuer pour visualiser tel ou tel registre, ce qui est très pédagogique.

Des Interfaces sérieuses

Le SUPERKIT, c'est également beaucoup plus : des CI montés sur supports, une RAM de 8K, 16K ou 72K selon les versions, des interfaces allant du PIA/ACIA-RS232/Timer au FDC WD1770 et CRTC semi-graphique couleur EF9345, ainsi que des cartes d'extension fort intéressantes : à 6845, avec un CDA/CAD, pour la commande moteurs, miniwrapping, progr. de REPRM etc...

De nombreuses écoles enseignent déjà le "système" (64K, vidéo, floppy) et ont compris que, de nos jours, il faut aller beaucoup plus loin que le PIA. Alors faites de même et regardez de près ce que nous vous offrons : tout ce que la concurrence n'a pas.

...et l'outil de développement

Par la suite, vous pouvez transformer votre SUPERKIT en outil de développement à 2 floppys. Nos deux cartes programmeur de REPRM (.....27256) et émulateur en temps réel à mémoire trace de 8K32 vous seront des extensions précieuses. Mais nous avons également un outil de développement pour 29800 Frs (**) (clavier IBM-like, visu, 2 disques 2x1Mo, programmeur 27512..). Et pour les logiciels, vous n'avez que l'embarras du choix : pas moins de 7 compilateurs "C" ainsi que les cross-assembleurs pour 6800/1/2/3/4/5/8/9/11/HC11, 6502/xx, 8080/5, Z80, Z8, 1802/5, 8048, 8051, TMS7000, 68000 (se renseigner pour le 68000).

DATA R.D.  **tél. : 75-42-27-25**
Z.I. de l'armailier, rue Gaspard Monge
26500, BOURG-LES-VALENCE (France)

LES ÉQUIPEMENTS

de visu

Alimentation à découpage 150 W ultra-compacte

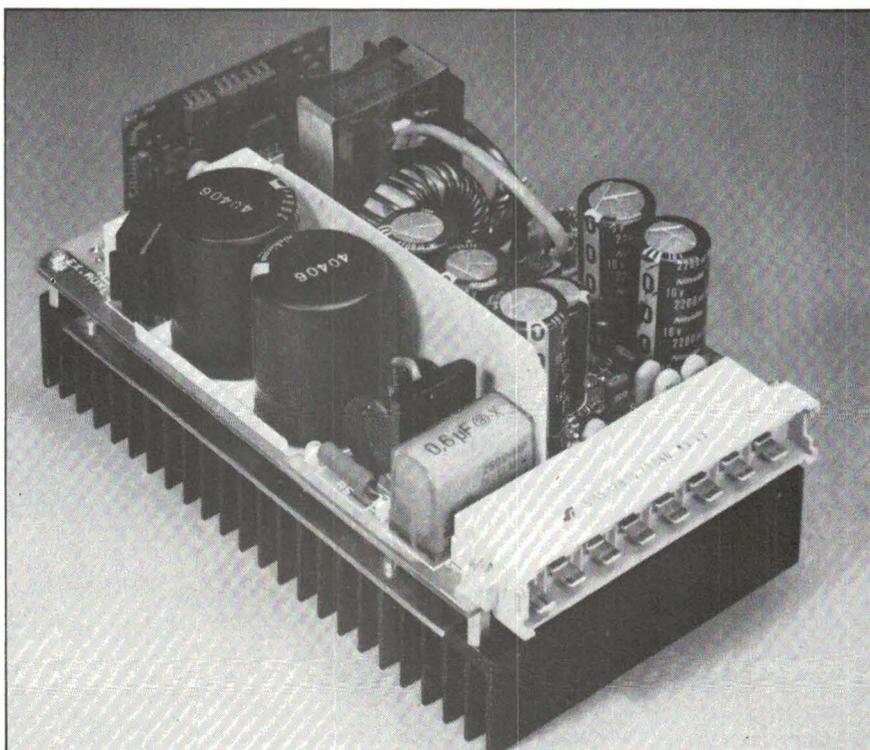
Utilisant des technologies de pointe comme la commutation en haute-fréquence et des circuits hybrides très élaborés, l'alimentation à découpage LKP 3151A est spécialement destinée aux équipements pilotés par microprocesseur, y compris les unités de disques ou de disquettes.

Ce module universel de 150 W possède une sortie triple : 5 V et ± 12 V.

D'un encombrement réduit (100 x 160 x 81 mm), il peut se permettre une excellente performance de compacité (1,83 W par pouce cube).

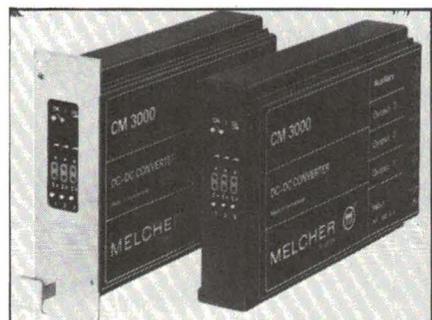
LK Power Systems

SERVICE-LECTEURS N° 52



Convertisseurs = / = 40 W multi sortie

Les convertisseurs continu-continu des séries AM/BM et CM acceptent des tensions d'entrée variant de 7 à 120 V suivant les modèles et fournissent des tensions de sortie de 5 V \pm 12 V, 5 V \pm 15 V ou des tensions simples de 5 V, 12 V ou 24 V. Ces appareils peuvent fonctionner dans une plage de température de - 25 à + 71 °C. La fréquence de découpage est de 100 kHz. Ces convertisseurs se présentent sous la forme de cassettes Europe pour être enfichées en rack 19 pouces.



La puissance du boîtier est de 40 W et chaque sortie est protégée contre les surtensions et les court-circuits.

Melcher France

SERVICE-LECTEURS N° 53

Alimentations alternatives de puissance

La série KBT de la firme américaine Behlman comprend 128 modèles d'alimentations alternatives de puissance pilotées par un synthétiseur à microprocesseur et couvrant les puissances de 100 VA à 27 kVA en mono, bi ou triphasé (étoile ou triangle). Quatre gammes de fréquences sont disponibles, allant de 45 ou 150 Hz à 2 000 ou 10 000 Hz.

Les gammes standard de tensions de sortie sont 0 à 270 V eff avec un changement automatique d'échelle à 135 V pour les monophasées, ce qui permet de disposer du double d'intensité dans la gamme 0 à 135 V, la puis-

sance disponible étant proportionnelle à la tension de sortie.

En version manuelle, la tension et la fréquence se règlent à l'aide d'un clavier situé en face avant. Un affichage numérique indique simultanément les fréquences, tensions et débits de l'alimentation sur la charge.

Les autres performances de ces alimentations sont : 0,5 % de distorsion harmonique quelle que soit la fréquence ; 0,5 % de régulation pour 0 à 100 % de variation de la charge et 0,1 % de régulation pour ± 10 % de variation de la tension ; un temps de réponse de quelques microsecondes.

Ces alimentations sont calculées pour offrir leur puissance nominale dans les pires conditions de charge (facteur de puissance de 1) et de température (+ 55 °C). Une surcharge de 150 % permanente est possible avec un facteur de puissance de 0 et une température de 25 °C.

Technitron

SERVICE-LECTEURS N° 54



ÉQUIPEMENTS

Alimentation à découpage modulaire

L'alimentation de type ML est entièrement modulaire et constitue une solution idéale aux besoins d'alimentations spécifiques ou évolutives.

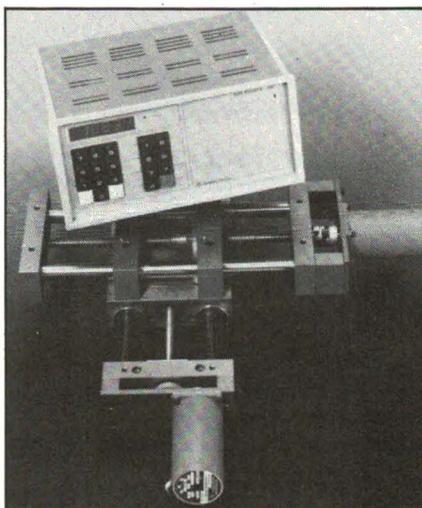
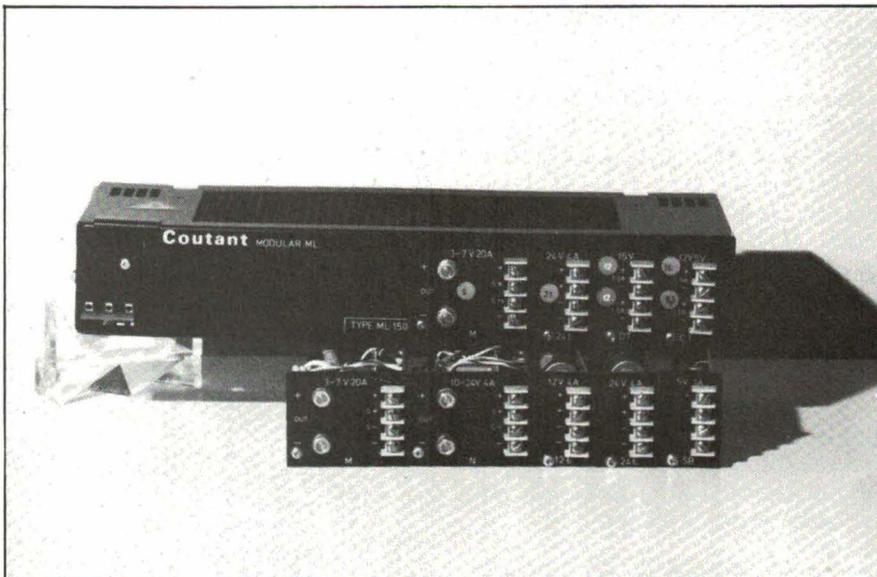
Une gamme de 33 modules de sortie, permettant de débiter des tensions de 2 à 35 V et des courants de 0,5 à 40 A, permet de réaliser n'importe quelle alimentation de 1 à 11 sorties.

Deux modèles de convertisseurs de base en 150 et 300 W admettent en entrée 115 V et 220 V nominaux de 47 à 440 Hz. Trois modèles en 50 W, 150 W et 300 W existent également et fonctionnent avec en entrée des tensions continues de 18 à 32 V et de 38 à 64 V. Les modules de sorties sont identiques, que l'entrée soit alternative ou continue.

Toutes ces alimentations et convertisseurs continu-continu peuvent fournir 50 % de puissance supplémentaire en convection forcée, et la plupart des modules peuvent supporter des surcharges de 100 % pendant 10 secondes.

Coutant Electronique.

SERVICE-LECTEURS N° 55



Commande programmable pour moteur pas-à-pas

Le Seledata SM 511/512 regroupe pour la première fois sous forme compacte un ou deux translateurs pour moteur pas-à-pas et un programmeur à console intégrée.

Chaque translateur comporte une alimentation bipolaire régulée réglable entre 2 et 5 A ; il délivre une tension maximale de 48 V et contrôle le moteur en demi-pas.

Le système comporte 500 lignes permettant de programmer les fonctions suivantes :

- Indexation absolue ou relative.
- Accélération et décélération.
- Vitesse jusqu'à 12 000 pas par seconde.
- Facteur d'échelle (Nombre de pas/distance).
- 10 compteurs avec affichage.
- Temporisation.
- 4 entrées et 4 sorties par axe.
- Sortie FM et RS 232 C.

Le programmeur dispose de 5 niveaux de sous-programmes et de 4 branches parallèles.

Reguelec

SERVICE-LECTEURS N° 56

Charges électroniques programmables

Ces charges électroniques programmables sont indispensables dans les bancs de tests automatiques ainsi que pour les études et essais des générateurs à courant continu, tels que les alimentations, les convertisseurs, les batteries et chargeurs, les cellules solaires, etc.

Elles permettent un contrôle précis de la tension et du courant. Elles maintiennent une tension constante ou un courant constant et leur fonctionnement est manuel ou par programmation en IEEE 488.

Les différents types vont de 30 A/300 W (modèle SDCH-GB 30.300 B) à 200 A/3 kW (modèle SDCH-GB 200 3KB).

La tension est réglable jusqu'à 60 V max. Le courant débité dans la charge peut être permanent, pulsé ou un dosage des deux modes. En régime pulsé, le courant est réglable entre 2 niveaux de 0 à I max, le rapport cyclique de 0 à 100 %, la fréquence de 120 Hz et la pente de 10 μ s à 100 μ s.

Sodilec

SERVICE-LECTEURS N° 57



ÉQUIPEMENTS

Alimentations inintermittibles

Les alimentations de la série LPS assurent un contrôle constant de la tension réseau fournie à des alimentations stabilisées à découpage disposées en aval. Elles fournissent une tension continue (260 V) permanente, même après baisse instantanée ou lente, disparition intermittente ou totale du réseau alternatif, sans aucune commutation.

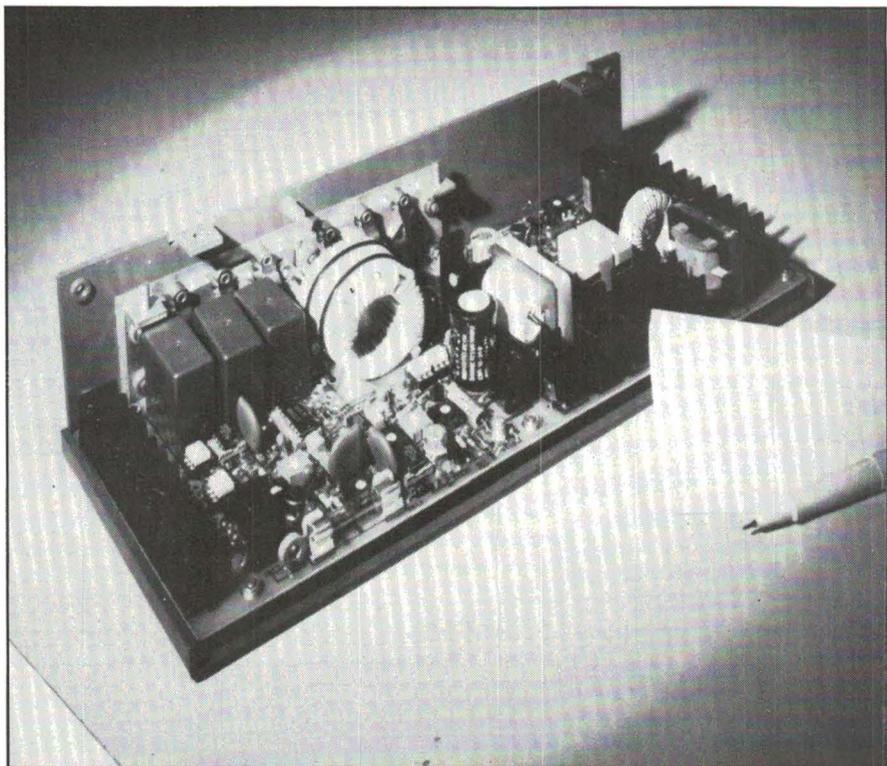
La puissance disponible sur chaque unité de base est de 400 W. Il est possible d'augmenter cette puissance par adjonction de modules complémentaires disposés en parallèle.

Le rendement est de 98 % sur réseau et 85 % sur batterie.

L'autonomie, déterminée par la capacité des batteries incorporées, est par exemple de 5 minutes pour 400 W délivrés avec une batterie de 5 Ah et de 2 heures avec une batterie de 36 Ah en cas de coupure totale du réseau.

Lambda

SERVICE-LECTEURS N° 58



SI VOUS DESIREZ RECEVOIR UNE DOCUMENTATION DU FABRICANT D'UN PRODUIT DECRIT DANS NOS PAGES DE NOUVEAUTES (OU DE PLUSIEURS D'ENTRE EUX), VEUILLEZ UTILISER LA CARTE DE « SERVICE-LECTEURS » A LA FIN DU JOURNAL.

Supports mécaniques pour équipements microprocesseurs

Ces systèmes mécaniques sont destinés aux équipements à microprocesseurs et sont compatibles Bus VME et Multibus II.

Un système complet comprend généralement un bac à cartes, un coffret, une alimentation stabilisée, des cassettes floppy, des cartes mères, ainsi que de nombreux accessoires tels que des prolongateurs de carte.

Ces ensembles sont habituellement complétés par une ventilation forcée tandis que l'alimentation secteur s'effectue au travers d'un filtre antiparasite normalisé.

Schroff

SERVICE-LECTEURS N° 59

Enregistreurs potentiométriques

La série SC 280 comprend des enregistreurs potentiométriques verticaux à 4, 6 ou 8 voies sur 250 mm de largeur de piste. Cette gamme d'enregistreurs est particulièrement adaptée à la mesure des paramètres à évolution lente : températures, pressions, débits, contraintes dans les domaines de la production, du développement ou du contrôle.

Ces enregistreurs peuvent être montés en baie 19 pouces et reçoivent du papier en rouleau ou en paquet préplié. L'écriture s'effectue avec des plumes pointe fibre jetables interchangeables, d'une grande autonomie. Un temps de réponse de 300 millisecondes pleine échelle et une précision de 0,5 % assurent un fonc-

tionnement fiable convenant à la plupart des applications industrielles et scientifiques. L'entraînement du papier par moteur pas à pas procure à l'utilisateur à la fois une grande précision et une gamme étendue de 199 vitesses de 1 cm/h à 100 cm/mn.

Un ensemble de modules enfichables permet d'adapter la configuration du système à l'application de chaque utilisateur : mesures de tension de 1 mV à 200 V pleine échelle avec ou sans décalage de zéro, mesures de courant, mesures de température avec thermocouple. En option, toutes les voies peuvent être synchronisées grâce à un sous-ensemble effectuant la numérisation, le stockage et la conversion numérique/analogique des signaux.

Gould Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 60

ALIMENTATIONS

une gamme réellement
complète

un stock important
des prix attractifs
catalogue 120 pages
sur demande

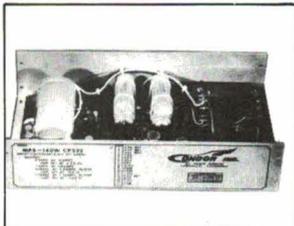
linéaire

ÉCONOMIQUE

**TRÈS HAUTE
FIABILITÉ**

CONDOR

SHINDENGEN



haute puissance

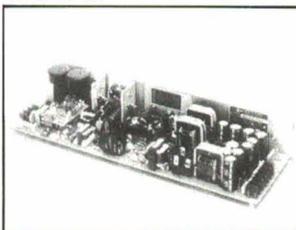
**TRÈS HAUTE
FIABILITÉ**

multisorties

ÉCONOMIQUE

EMI

TODD



haute tension

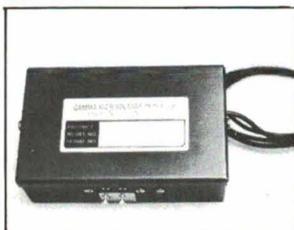
LARGE GAMME

modulaire

BOITIER MOULÉ

GAMMA

AK



 division
électronique

54, Av. Emile Zola
75015 Paris
Tél. 45.75.53.53
Télex : 202 288 F



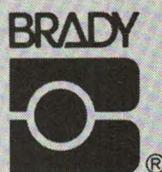
**une infinité de solutions
fiables et pratiques**

boit publicite

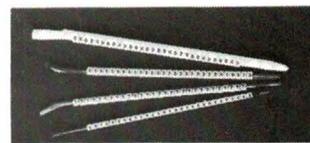
MARQUAGE FILS ET CABLES

CAVALIERS

Cavaliers-repères, 12 diamètres de 0,96 à 19,05 mm. Marquage permanent indélébile. Transfert instantané de l'applicateur au fil par simple glissement.



W.H. BRADY
Route d'Ardon
45370 Jouy-le-Potier
Tél. : (38) 45.80.65



LA MICRO-INFORMATIQUE

de visu

Carte mémoire

La mémoire RAM statique MVME 215 peut être utilisée dans des applications grande vitesse nécessitant une grande capacité de mémoire non volatile et utilisant le BUS VME.

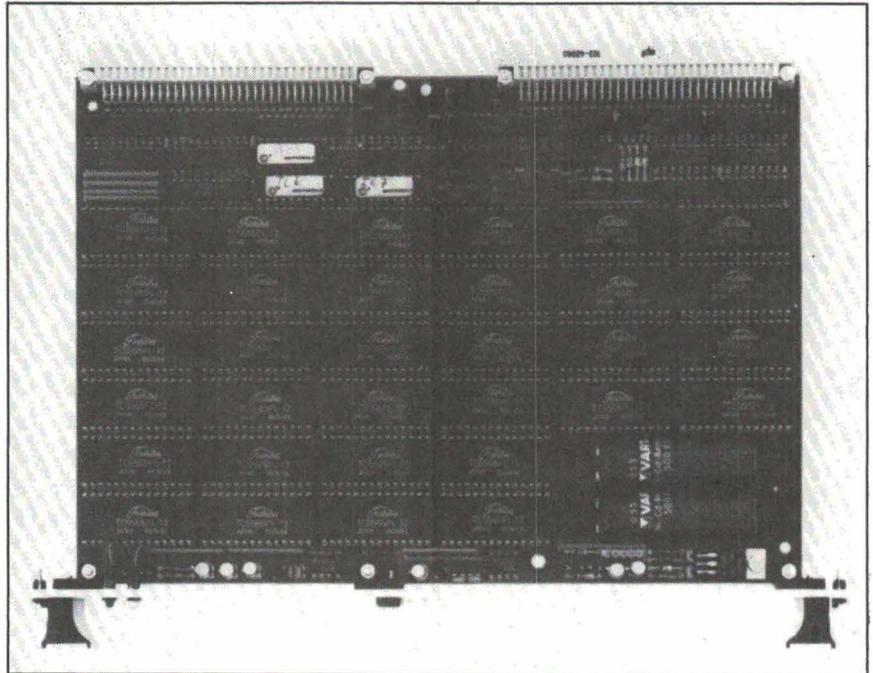
Trois versions de ce module sont disponibles avec des capacités de 256 K, 512 K ou 1 Mbyte. Le temps d'accès maximum est de 285 ns.

Cette carte est destinée à des applications n'utilisant pas de mémoire de masse (disques Winchester ou disquettes) et peut être utilisée en complément de la gamme de cartes microprocesseurs de Motorola (16 et 32 bits).

Les batteries se trouvant sur la carte sont chargées lorsque le module est mis sous tension (par le BUS VME). Quand le courant est coupé, l'information est stockée dans la RAM et peut être maintenue pendant près de 2 500 heures.

Motorola

SERVICE-LECTEURS N° 62



Imprimantes sans impact

Ces modèles à impression laser associent la vitesse d'une imprimante ligne à la qualité d'une imprimante à marguerite et la souplesse d'une imprimante matricielle : elles impriment 24 pages à la minute et offrent une résolution de 300 points par pouce (1 pouce vaut 25,4 mm) en vertical et horizontal. Elles utilisent des feuilles de papier dont le format peut aller jusqu'à 28 x 43 cm (11 x 17"). De plus elles sont silencieuses, le niveau sonore étant inférieur à 55 dB(A) lors de l'impression, à 45 dB(A) au repos.

La famille d'imprimantes LZR2600 se compose de 6 modèles : le modèle de base LZR2600 ; la LZR2610 : émulation d'imprimante ligne ; la LZR2620 : émulation d'imprimante

ligne qui autorise le graphique ; la LZR2630 : émulation d'imprimante à marguerite ; la LZR2650 qui autorise l'impression de graphiques en utilisant « Rprint » ; et la LZR 2660 qui imprime du texte à l'aide du logiciel Postscript.

Ces imprimantes sont équipées d'interfaces parallèles Dataproducts, parallèles Centronics et série RS 232. Elles offrent une grande fiabilité avec un MTBF de 3 à 5 mois à 10 000 pages/mois, 25 bourrages pour 100 000 pages, un MTTR de 0,5 heure et une maintenance préventive de 40 000 pages.

Dataproducts

SERVICE-LECTEURS N° 63

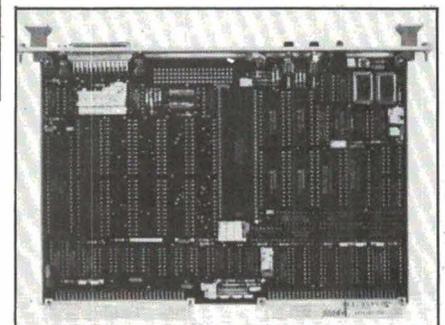
Kit d'évaluation VME

Ce kit se compose d'une carte unité centrale PG 2010, du moniteur temps-réel pSOS et de son débogueur pROBE.

La carte PG 2010 qui peut fonctionner en autonome ou dans un environnement VME a les caractéristiques suivantes :

- unité centrale 68 000 8 MHz ;
- 12 supports mémoire (SRAM ou PROM) ;
- 2 voies RS 232 C (2661) ;
- 1 port parallèle ;
- 1 timer (68230).

Le moniteur temps-réel pSOS permet la gestion d'applications multi-tâches et le débogueur pROBE assure la mise au point d'applications sous pSOS et le téléchargement des programmes sur la PG 2010.



Philips

SERVICE-LECTEURS N° 64

Systeme d'implantation ionique

La fabrication des semi-conducteurs comporte un curieux paradoxe : au début des opérations, on doit utiliser des tranches de silicium dotées d'une très grande pureté, pour ensuite dépenser des fortes sommes d'argent afin d'y introduire des impuretés !

Ces impuretés, appelées « dopants », sont ajoutées pour une raison essentielle qui est la création de zones de jonctions à l'intérieur du silicium.

Dans les vingt premières années de l'industrie des semi-conducteurs, cette opération était réalisée au moyen d'une technique appelée « diffusion ».

Les tranches de silicium, revêtues d'un masque délimitant les zones de diffusion, étaient portées à une température d'environ 1 200 °C à l'intérieur d'un tube où le dopant était injecté sous forme de gaz.

L'extrême miniaturisation actuelle des circuits intégrés rend cette méthode inapplicable, car elle manque de précision au niveau de l'aire de diffusion (phénomène de diffusion latérale) et de la concentration de dopant.

L'industrie inventa une nouvelle technique : l'implantation ionique.

L'implantation ionique

C'est un procédé dans lequel les molécules de dopant (bore, phosphore, arsenic, etc.) sont d'abord ionisées, et ensuite accélérées jusqu'à une vitesse suffisante pour qu'elles puissent pénétrer le substrat et y rester prisonnières.

L'implantation ionique est un procédé plus rapide que la diffusion et comporte l'énorme avantage d'être effectuée à la température ambiante. La concentration de dopant peut être réglée avec précision et possède une bonne uniformité. En outre, la quasi suppression de la diffusion latérale permet d'obtenir des zones de jonction « bien au carré ».

Le « Precision Implant 9000 »

C'est un système complet d'implantation ionique, entièrement automatisé, capable de traiter des tranches de 6 ou 8 pouces (jusqu'à 25 tranches de 6 pouces simultanément).

Ces tranches sont montées sur une roue-cible qui tourne devant le faisceau électronique, pouvant atteindre une intensité de 30 mA avec une gamme de tensions comprises entre 10 et 180 kV.

Toutes les sources de contamination parasite ont pratiquement été éliminées au cours de l'étude de ce système, dont le facteur de propreté est

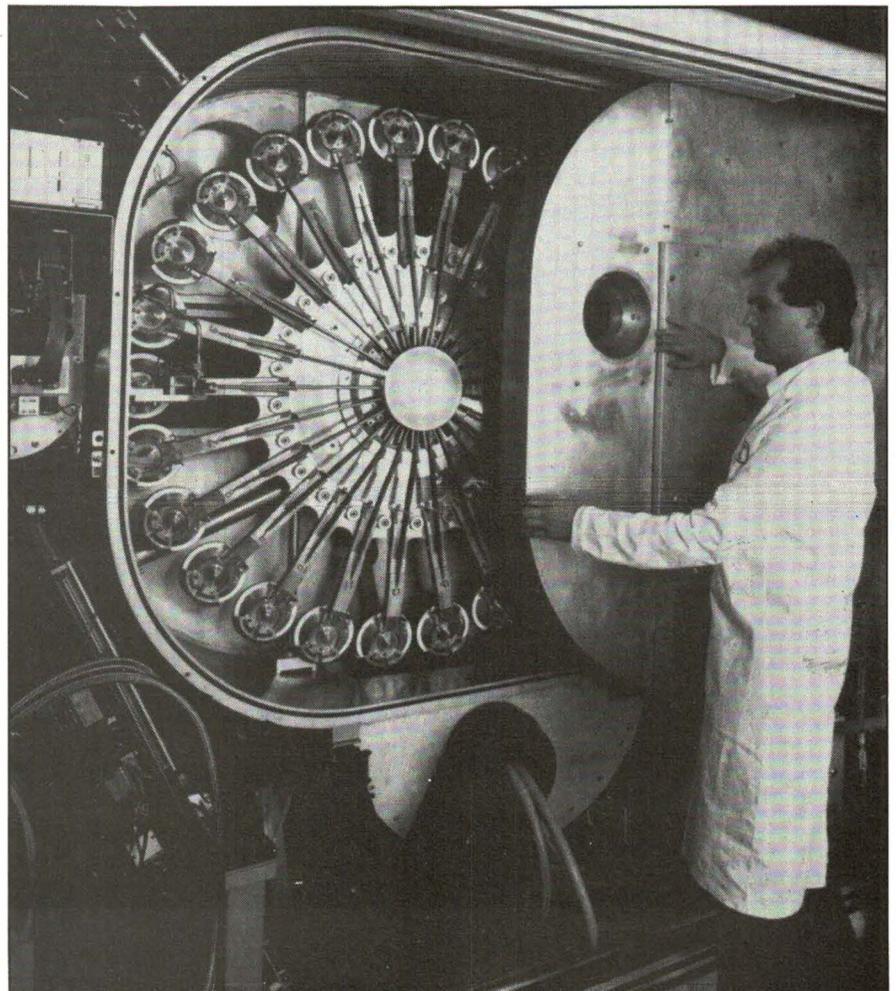
au moins dix fois plus important que celui des autres systèmes d'implantation.

Le constructeur pense qu'avec l'augmentation du rendement de ce nouveau système un an suffira, dans la plupart des cas, à amortir la machine.

D'un prix avoisinant les 2 millions de dollars, le Precision Implant 9000 s'adresse à la clientèle peu nombreuse des fabricants de semi-conducteurs... à moins qu'un gagnant du Loto... ?

Applied Materials

SERVICE-LECTEURS N° 61



S'ABONNER?

POURQUOI?

Parce que s'abonner à "ELECTRONIQUE APPLICATIONS"

C'est ● plus simple,
● plus pratique,
● plus économique.

C'est plus simple

● un seul geste, en une seule fois,
● remplir soigneusement cette page pour vous assurer du service régulier de ELECTRONIQUE APPLICATIONS

C'est plus pratique

● chez vous!
dès sa parution, c'est la certitude de lire régulièrement notre revue
● sans risque de l'oublier, ou de s'y prendre trop tard,
● sans avoir besoin de se déplacer.

COMMENT?

En détachant cette page, après l'avoir remplie,

● en la retournant à:
ELECTRONIQUE APPLICATIONS
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS Cédex 19

Mettre une X dans les cases ci-dessous et ci-contre correspondantes :

Je m'abonne pour la première fois à partir du n° paraissant au mois de

Je renouvelle mon abonnement et je joins ma dernière étiquette d'envoi.

Je joins à cette demande la somme de Frs par :

chèque postal, sans n° de CCP
 chèque bancaire,
 mandat-lettre
à l'ordre de: ELECTRONIQUE APPLICATIONS

COMBIEN?

ELECTRONIQUE APPLICATIONS (6 numéros)
1 an 120 F France
1 an 170 F Etranger

(Tarifs des abonnements France: TVA récupérable 4%, frais de port inclus. Tarifs des abonnements Etranger: exonérés de taxe, frais de port inclus).

ATTENTION! Pour les changements d'adresse, joignez la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F. en timbres-poste, et des références complètes de votre nouvelle adresse. Pour tous renseignements ou réclamations concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

Ecrire en MAJUSCULES, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre deux mots. Merci.

Nom, Prénom (attention: prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

Complément d'adresse (Résidence, Chez M..., Bâtiment, Escalier, etc...)

N° et Rue ou Lieu-Dit

Code Postal

Ville

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

SERVICE LECTEURS

Le «Service Lecteurs» est destiné à tous et permet de recevoir, de la part des fabricants, importateurs et distributeurs, des informations complémentaires à celles fournies dans nos rubriques «Nouveaux produits».

Il vous suffit de **cercler** les numéros correspondant aux produits qui vous intéressent dans la carte ci-contre que vous ferez parvenir après l'avoir complétée et affranchie, à ELECTRONIQUE APPLICATIONS qui transmettra toutes les demandes.

SERVICE ANNONCEURS

Ce service « annonceurs » permet de recevoir de la part des fournisseurs et annonceurs, une documentation complète sur les publicités publiées dans ELECTRONIQUE APPLICATIONS.

Il vous suffit pour cela, de **cercler** sur la carte « Service annonceurs » le numéro de code correspondant à l'information souhaitée et d'indiquer très lisiblement vos coordonnées.

Adressez cette carte affranchie à ELECTRONIQUE APPLICATIONS qui transmettra toutes les demandes.

Pour remplir la ligne « secteur d'activité » et « fonction », indiquez simplement les numéros correspondants en vous servant du tableau reproduit au verso.

Service Lecteurs ELECTRONIQUE n° 46 APPLICATIONS

Pour être informé sur les nouveaux produits, remplissez cette carte. (Ecrire en capitales)

Nom : _____ Prénom : _____
 Adresse : _____
 Code postal : _____ Ville : _____
 Pays : _____ Secteur d'activité : _____ Fonction : _____
 Société : _____ Tél : _____

ELECTRONIQUE APPLICATIONS transmet, après les avoir triées, vos demandes aux différents fabricants, importateurs ou distributeurs. Ces sociétés reçoivent, afin de faciliter leur tâche, des étiquettes auto-collantes mentionnant vos nom et adresse. En cas de non-réception des documentations demandées, notre journal ne saurait être mis en cause.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75
76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125
126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149	150
151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175
176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200
201	202	203	204	205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225
226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250

Service Annonceurs ELECTRONIQUE n° 46 APPLICATIONS

Pour être informé sur nos publicités, remplissez cette carte. (Ecrire en capitales)

Nom : _____ Prénom : _____
 Adresse : _____
 Code postal : _____ Ville : _____
 Pays : _____ Secteur d'activité : _____ Fonction : _____
 Société : _____ Tél : _____

Seules les demandes émanant de professionnels, de sociétés ou d'établissements d'enseignement seront prises en considération.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75
76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125
126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149	150
151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175
176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200
201	202	203	204	205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225
226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250

BON DE COMMANDE réservé à la VENTE AU NUMERO

Il est indispensable de remplir et de retourner les deux parties du bon ci-dessous (mettre une croix dans la case du numéro demandé)

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS Cedex 19

Nos demandés :

27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41

42 43 44 44bis 45 46

- Album 1979 comportant les numéros 9-10-11-12
 Album 1983 comportant six numéros (27 à 32)
 Album 1984 comportant six numéros (33 à 38)

Je règle la somme de : (27 F par N° - 70 F franco pour l'album 1979 - 100 F franco pour l'album 1983 - 116 F franco pour l'album 1984)

par chèque bancaire chèque postal (sans n° CCP)

Nom, Prénom

N° et rue

Code Postal..... Ville

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS Cedex 19

Nos demandés :

27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41

42 43 44 44bis 45 46

- Album 1979 comportant les numéros 9-10-11-12
 Album 1983 comportant six numéros (27 à 32)
 Album 1984 comportant six numéros (33 à 38)

Nom, Prénom

N° et rue

Code Postal..... Ville

Affranchir
ici

**ELECTRONIQUE
APPLICATIONS**

SERVICE ANNONCEURS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

**S.A.P.
70, rue Compans
75940 Paris Cedex 19 - France**

Secteur d'activité :

Recherche :	0
Enseignement :	1
Informatique	
Microinformatique :	2
Electronique	
Electrotechnique -	
Automatique :	3
Télécommunications :	4
Aéronautique :	5
Fabrication d'équipements ménagers :	6
Profession libérale :	7
Profession médicale ou paramédicale :	8
Autre secteur :	9

Affranchir
ici

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

**S.A.P.
70, rue Compans
75940 Paris Cedex 19 - France**

Fonctions :

Direction :	0
Cadre supérieur :	1
Ingénieur :	2
Technicien :	3
Employé :	4
Etudiant :	5
Divers :	6 •

Carte à joindre au règlement et à adresser à :

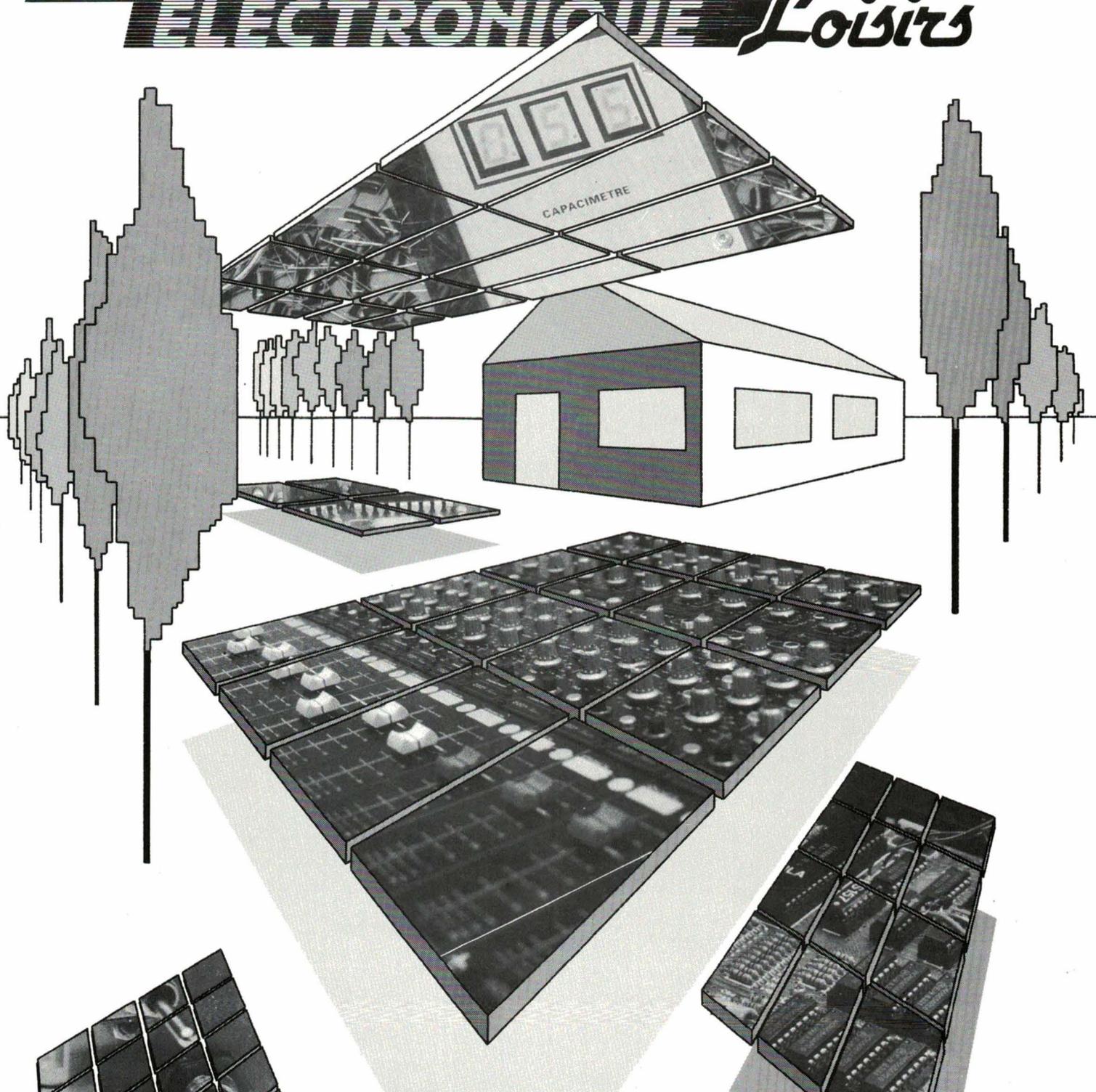
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

**Service «Vente au numéro»
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS Cedex 19 - France**

**ELECTRONIQUE
APPLICATIONS**

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE *Loisirs*



LA VUE EN VUE

(Chez votre marchand de journaux, le 25 de chaque mois)

le catalogue 1986, **C'EST TOUT "SHOW"!**



Tout chaud, tout "show", il est arrivé le nouveau catalogue Locamesure. Le grand catalogue de la location. Instrumentation générale, analyse numérique, micro-ordinateurs, systèmes de développement, télécommunications, comme chaque année, vous avez le choix parmi une sélection impitoyable des matériels les plus récents et les plus performants. Mais cette année, Locamesure a frappé plus fort encore en vous offrant dans son catalogue 86 - véritable encyclopédie méthodique de l'électronique -

parmi 9 grands domaines d'applications 1500 produits différents dont 200 nouveautés! Tous disponibles en 24 heures, dans toute la France, pour la durée que vous souhaitez. Sans investissement, sans délai, sans risque, la formule la plus économique pour vos équipements. Pour recevoir gratuitement le catalogue Locamesure, téléphonez vite au

(1) 46.87.33.38

Locamesure, le N° 1 européen de la location d'équipements électroniques et de systèmes informatiques.

SERVICE-ANNONCEURS N° 16