

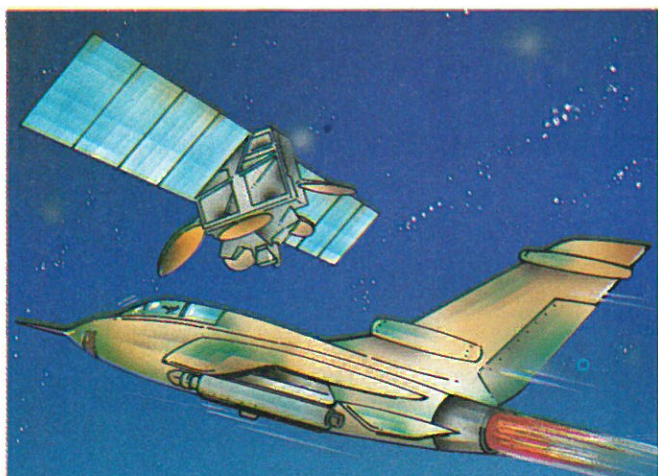
ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

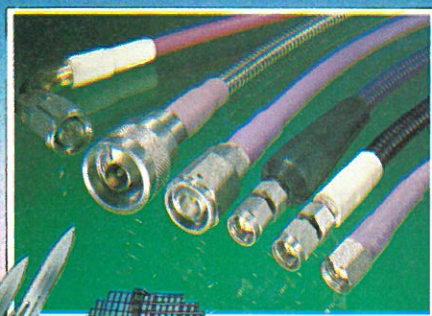


Bimestriel N° 43 - 25 F Août-Septembre 1985

SUISSE : 8 FS - TUNISIE : 2 645 MIL - CANADA : CAN \$ 3,5 - ESPAGNE : 500 PESETAS - BELGIQUE : 185 F.B.



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-Guenault,
4 rue Jean Mermoz, 91031 Evry Cedex. Tél : 6077.95.90.
Télex : 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 : _____

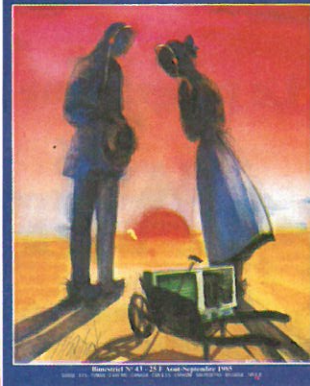
Service : _____

Adresse : _____

Téléphone : _____

1050 bhome

ELECTRONIQUE APPLICATIONS



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. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Copyright 1985 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal : Août 1985 N° éditeur : 1308

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.

Ce numéro a été tiré à 50 000 exemplaires

Abonnements :

2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : 110 F (France) - 160 F (Etranger).

Publicité :

Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
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

43

Réalisation

Un détecteur de passage
par réflexion infrarouge 17

Applications

Conception d'un régulateur à découpage
de 30 watts 25

Asservissement de fréquence par bonds
de 1 mégahertz : la méthode douce 33

Un programme de calcul pour filtres actifs 73

Composants

Commande de base directe et optimisée
des transistors de puissance 39

Etude

La piézoélectricité : analyse et applications
d'un phénomène (2^e partie) 49

Micro

Graphlog : un programme d'aide
à la conception de systèmes logiques 57

Enquête lecteurs 79-80

Ce petit questionnaire auquel nous vous demandons de bien vouloir répondre (d'une manière anonyme) nous servira à améliorer la qualité d'Electronique Applications.

Formulaire d'abonnement 130

Vie professionnelle 82



Equipements 84



Opto-électronique 94



Mesures 96

Bibliographie 8

Documentation - Catalogues 12

Mots croisés : énoncé 66

Mots croisés : solution 76

Répertoire des annonceurs 103

Encart service-lecteurs
vente au numéro 105-106

CE NUMERO COMPREND UN EN CART
BROCHE DE SIX PAGES FOLIOTEES 67 A
72 DE LA SOCIETE BOURNS.

NUMERO SPECIAL HORS SERIE

Pour la première fois, *Electronique Applications* éditera un numéro hors série consacré aux COMPOSANTS ELECTRONIQUES et qui portera le numéro 44 bis. Sortie le 25 octobre. De nombreux articles d'applications et technologiques vous y attendent.



Les micro-calculateurs ont, maintenant, droit de cité dans la majorité des applications qui demandent le traitement de nombreux paramètres, tels que dans les domaines de:

- l'Electroménager, pour des machines à laver ou des cafetières programmables...
- les Jouets, pour un échiquier par exemple;
- l'Automobile avec la gestion des tableaux de bord ou des réglages et contrôles du moteur;
- l'Informatique, pour des machines à écrire, des télex, des imprimantes, des claviers, des terminaux avec écrans;
- l'Industrie pour des robots de plus en plus complexes;
- les Télécommunications, pour des systèmes de traitements, des centraux, des postes téléphoniques intelligents, des machines de Télé-textes...

BIBLIOGRAPHIE

Electronique de base ; tome 3

par F. Milsant

Ce tome, rigoureusement conforme au programme du Baccalauréat technique des électroniciens (F2), comporte quatre parties principales.

La première traite de l'amplification : étages d'entrée et de sortie en audiofréquences, étages en radiofréquences avec les réponses d'un circuit accordé simple et de deux circuits accordés couplés.

La deuxième intéresse la réaction, avec une étude générale des performances et une étude appliquée aux amplifications en accordant une place privilégiée à l'amplificateur opérationnel.



La troisième, intitulée « Oscillation », comporte deux chapitres. Le premier étudie les oscillateurs sinusoïdaux avec, comme application, la réalisation des ondes porteuses à haute fréquence. Le deuxième étudie les oscillateurs non sinusoïdaux avec pour application les systèmes à séquences qui, à la différence des systèmes combinatoires, utilisent des bascules à mémoire. Ce chapitre se termine par

le contrôle d'un processus industriel à l'aide d'un microprocesseur, contrôle qui permet d'expliquer l'utilisation du convertisseur analogique-digital ou digital-analogique.

La dernière concerne la transformation des signaux avec d'une part des généralités sur la transmission des signaux (ondes électromagnétiques, modulation et démodulation), d'autre part l'organisation d'une transmission avec l'étude d'une transmission simple par radio puis l'étude sommaire de transmissions plus complexes (transmission par câbles coaxiaux et par fibres de verre, transmission par faisceaux hertziens et par satellites).

Ainsi conçu, ce livre qui expose des techniques nouvelles : production des impulsions avec leurs applications dans les domaines de l'informatique et de la transmission des informations, sera apprécié non seulement par les candidats au Baccalauréat F2 mais aussi par les ingénieurs et par les techniciens des bureaux d'études.

Un volume de 176 pages, format 13 x 18.

Eyrolles.

Equivalences transistors, diodes et thyristors

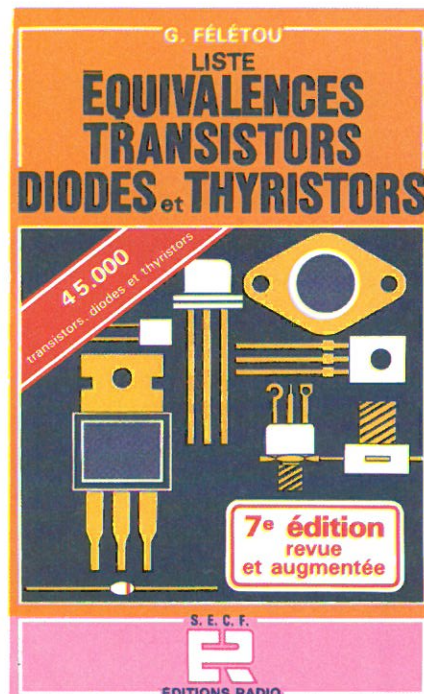
par G. Féléto

C'est la septième édition, revue et augmentée, de cet ouvrage dont le but est de fournir des listes d'équivalences de composants actifs, au nombre de 45 000, ainsi que l'indication des brochages et les boîtiers.

Que l'on soit technicien de service après-vente, dépanneur, détaillant de pièces détachées électroniques ou même amateur éclairé, on trouvera beaucoup d'intérêt à posséder ce document.

Un volume de 512 pages, format 15,5 x 24.

Editions Radio



Guide Radio-Télé

par B. Fighiera et P. Gueulle

Pour tous les auditeurs, des branches des radios libres aux passionnés d'écoute des stations ondes courtes, cet ouvrage est indispensable.

Très utile également aux téléspectateurs, les habitués des chaînes nationales comme les curieux qui cherchent à capter les télévisions étrangères.

De nombreux tableaux indiquent très clairement les fréquences et présentent une large sélection des émetteurs tant publics que privés.

On trouve, dans cette sixième édition entièrement remaniée :

- répartition des fréquences ;
- moyens de réception radio-TV ;
- radio et télévision françaises ;
- les radios libres ;
- les satellites ;
- à l'écoute du monde ;
- les fréquences radio-maritimes.

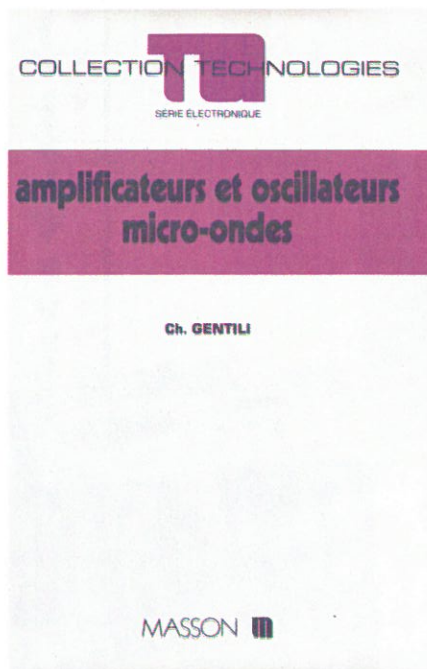
E.T.S.F.

BIBLIOGRAPHIE

Amplificateurs et oscillateurs micro-ondes

par Ch. Gentili

Il paraissait nécessaire de vulgariser, sans pour cela manquer de rigueur, l'utilisation des paramètres de répartition. Ainsi, partant de la notion simple, mais non unifiée, de coefficient de réflexion en tension et courant dû à la désadaptation charge-source d'un circuit basse fréquence, la matrice « S » se trouve naturellement introduite dès lors que les deux grandeurs électriques ont été refondues en un concept unique d'ondes.



Moyennant quelques précautions, choix de plans de référence en particulier, cette matrice dont on souligne les propriétés essentielles est alors utilisable en micro-ondes.

Cet outil se révèle particulièrement bien adapté tant pour l'étude de la stabilité et du gain d'un quadripôle actif que pour la recherche du maximum d'instabilité d'un oscillateur. Associé à l'abaque de Smith, il permet de visualiser les phénomènes et de rechercher les meilleurs compo-

mis, par exemple, entre gain et facteur de bruit.

Mais par ailleurs, on trouvera tout au long de l'ouvrage la démonstration des formules nécessaires à une conception assistée par ordinateur (ainsi, il est indiqué comment déterminer théoriquement le facteur de mérite minimum).

Des projets, dans le domaine U.H.F., d'amplificateur à un ou deux étages, d'amplificateur large bande, de préamplificateur faible bruit et d'oscillateur, ont été traités sous forme de bureaux d'études, sans négliger les problèmes de réalisations à ces fréquences où les composants discrets disparaissent au profit de structures à constantes réparties qu'il convient de savoir calculer.

Enfin, il importait de veiller à ce que les notions de bruit et de facteur de bruit s'harmonisent bien avec cette nouvelle théorie. Le dernier chapitre, consacré à la mesure, commence certes par la présentation de l'analyseur de réseau, mais laisse une place également à la mesure du facteur de bruit et termine par quelques notions sur le bruit d'un oscillateur.

Un volume de 200 pages, format 16 x 24.

Masson

Théorie et traitement des signaux

par F. de Coulon

Elaboration, détection, interprétation de signaux porteurs d'informations sont les principaux objectifs du traitement des signaux.

Le but de cet ouvrage est d'apporter à l'ingénieur, ou à tout autre scientifique concerné, les bases fondamentales nécessaires à la compréhension

et à l'utilisation de cette discipline. Il est composé de deux parties : les chapitres 1 à 7, complétés par les chapitres annexes 14 et 15, forment la base d'une introduction générale à la théorie du signal ; les chapitres 8 à 13 sont consacrés à la modélisation des principales opérations fondamentales de traitement des signaux.

La théorie du signal fait aujourd'hui partie du bagage culturel de tout ingénieur électricien. Son point de départ est le développement orthogonal des fonctions, dont le cas particulier le plus intéressant est le modèle de Fourier. Il conduit aux concepts féconds de dualité temps-fréquence et de spectre fréquentiel qui s'appliquent aussi bien à l'étude des signaux déterministes que des signaux aléatoires. Cette théorie se poursuit par l'étude du bruit de fond, qui limite l'intelligibilité d'un signal utile. Elle est complétée par la présentation des concepts de signal analytique et d'enveloppe complexe qui généralisent celui du phasor introduit en électrotechnique.

Le modèle utilisé en traitement des signaux est celui des schémas fonctionnels : assemblages symboliques de blocs réalisant une tâche élémentaire. Les modèles de ces blocs sont des opérateurs fonctionnels dont une description systématique est proposée. Les conditions d'échantillonnage et de représentation numérique fidèle des signaux sont ensuite décrites. Le modèle de l'enveloppe complexe est utilisé pour parvenir à une approche cohérente des méthodes de modulation. Les principes de l'analyse spectrale expérimentale, outil d'investigation irremplaçable dans de nombreux domaines, font l'objet d'une présentation illustrée par des exemples d'application. Enfin, thème central en traitement des signaux, les méthodes de détection et d'estimation qui permettent d'interpréter des signaux par des bruits parasites et débouchant sur la reconnaissance des formes sont abordées.

Un volume de 560 pages, format 15,5 x 24.

Dunod

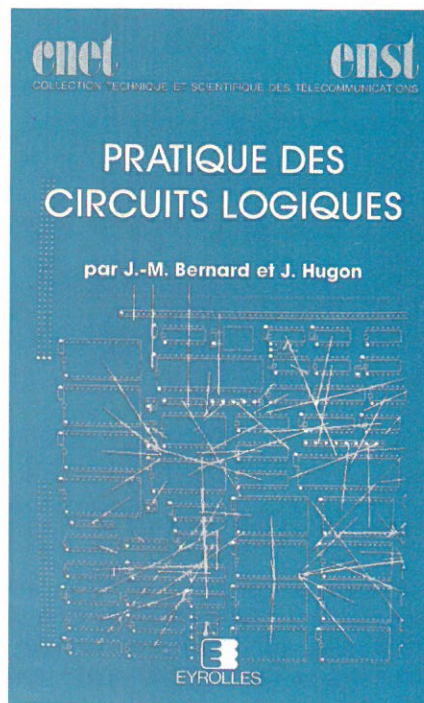
BIBLIOGRAPHIE

Pratique des circuits logiques

par J.-M. Bernard et J. Hugon

Les circuits logiques intégrés ont fait, ces dix dernières années, des progrès considérables et permanents. Des circuits très complexes et peu coûteux sont apparus, bouleversant la conception et la réalisation des systèmes numériques et favorisant l'expansion continue des domaines d'utilisation des systèmes numériques.

Les auteurs abordent cette matière mouvante et complexe avec rigueur et simplicité, réduisant la part de théorie au strict minimum indispensable. Ils épargnent ainsi au lecteur le pensum des théories complexes habituellement associées à la « logique numérique » mais dont la pratique révèle finalement le peu d'intérêt.



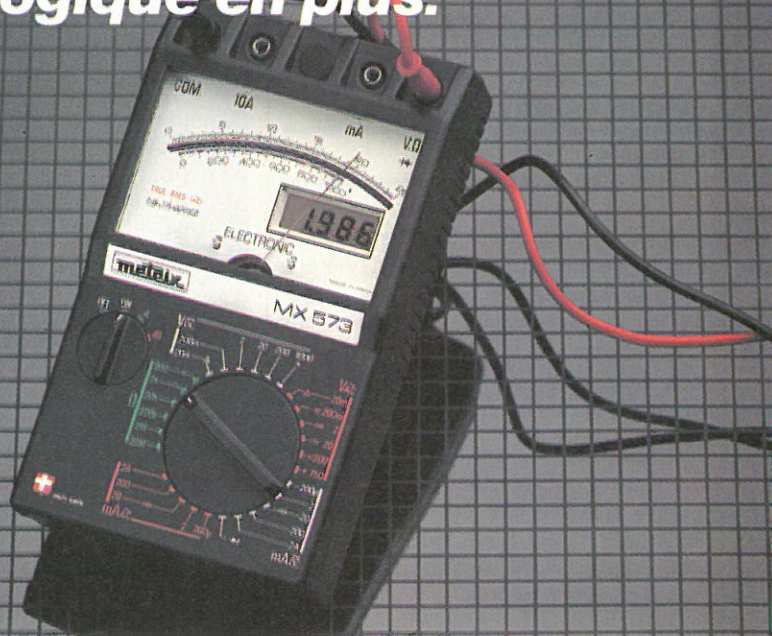
L'étude des fonctions de base en logique (portes, bascules, circuits MSI combinatoires et séquentiels, circuits LSI comme les mémoires et les circuits programmables) est en effet menée en ayant constamment à l'esprit les besoins de l'utilisateur : les auteurs ne se contentent pas des seuls aspects booléens mais font ressortir l'intérêt primordial des paramètres électriques et temporels pour réaliser des systèmes fiables et reproductibles.

Dans un souci d'efficacité, les circuits ont été classés par famille et leurs propriétés communes ont été dégagées. Des méthodes simples de conception sont proposées. Tous les exemples d'illustration sont réalisés avec les composants existants, pris dans les catalogues des constructeurs.

Eyrolles

METRIX MX 573

Le must du numérique, l'analogique en plus.



METRIX présente le premier multimètre qui associe les véritables avantages d'un multimètre électronique analogique à un multimètre numérique performant.

- 35 gammes, 8 fonctions.
- Double affichage analogique et numérique.
- Précision de base 0,1%.
- Grande sensibilité AC et DC 20 mV.
- Impédance d'entrée de 10 Mohms.
- Mesures alternatives efficaces vraies.
- Bande passante 25 kHz.
- Mesure en dB.
- Ohmmètre linéaire rapide.
- Test diode calibré 1 mA.
- Testeur de continuité sonore actif < 20 Ohms.
- Grand cadran à échelle linéaire et miroir antiparallaxe.
- Protection électrique efficace.
- Robustesse mécanique.

LES MEILLEURES IDEES SONT LES IDEES QUI VOUS SERVENT.

ITT metrix

ITT Composants et Instruments
Division Instruments METRIX
Chemin de la Croix-Rouge - BP 30
F74010 Annecy Cedex
Tél.: (50) 52.81.02
Télex : 385.131.

Agence de Paris
157, rue des Blains
92200 Bagneux
Tél.: (1) 664.84.00
Télex : 202.702.

BAZAINE/GERMON

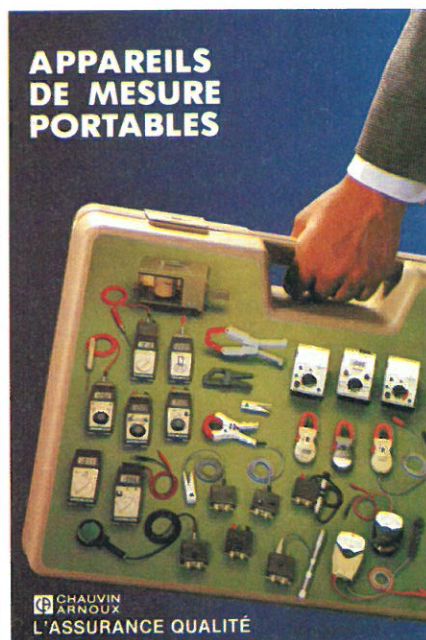
Agences : COLMAR. Tél. (89) 23.99.70 - Télex : 880.951 - LILLE. Tél. (20) 30.64.60 - Télex : 110.114 - LYON. Tél. (7) 876.22.49 - Télex : 300.506. - MARSEILLE. Tél. (91) 78.90.74
Télex : 430.673 - RENNES. Tél. (99) 51.64.66 - Télex : 740.983 - TOULOUSE. Tél. (61) 78.53.33 - Télex : 531.600.

DOCUMENTATION

Appareils de mesure portables

Chauvin-Arnoux vient d'éditer un catalogue de 48 pages relatif à ses appareils de mesure portables : multimètres, contrôleurs universels, pinces ampèremétriques, contrôleurs d'installations électriques, contrôleurs de terre et d'isolement.

Chauvin-Arnoux
Tél. : (1) 252.82.55.

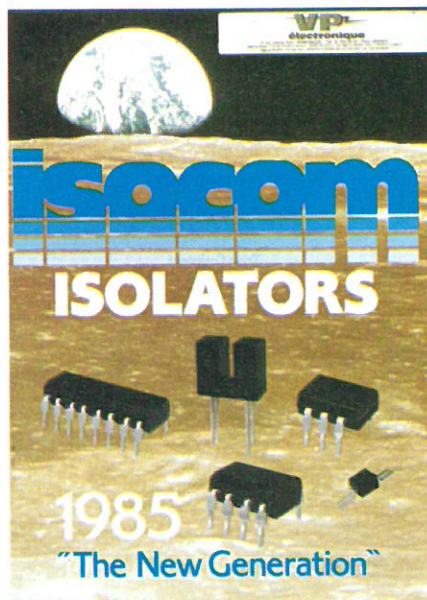


Isolateurs opto-électroniques

Avec la parution de son catalogue 1985, Isocom confirme sa position d'innovateur dans le domaine des « isolateurs », photocoupleurs et fourchettes optiques.

56 nouveaux produits sont présentés, comprenant des hybrides et des coupleurs miniatures pour montage en surface, des modèles grande vitesse grand gain et haute tension.

Isocom utilise largement dans ses fabrications les cycles de vieillisse-



ment afin de garantir la stabilité dans le temps et un NQA (AQL) de 0,65 % pour tous les paramètres cumulés ; tous les paramètres électriques sont testés à 100 %.

Un service spécial sélectionne et garantit les paramètres électriques des produits fabriqués suivant les spécifications clients.

VP Electronique
Tél. : (6) 920.08.69

Manuel de référence Keithley

Keithley annonce la réimpression actualisée de son manuel de références, indispensable à tous les ingénieurs et techniciens concernés par les mesures de très faibles courants, des résistances de très fortes valeurs et des tensions inférieures au μV .

Rebaptisé « Low level Measurements », ce fascicule au format de poche reprend sur six chapitres les informations de base que quiconque doit connaître s'il veut se confronter à ces types de mesures.

Keithley Instruments
Tél. : (6) 011.51.55

Catalogue général Comepa

Le catalogue Comepa de l'année 1985 se présente sous la forme d'une brochure de 32 pages.

Au sommaire de ce catalogue : les thermostats Thermopa, les interrupteurs DIP, de nombreux types d'inverseurs (étanches, à glissière, subminiatures, miniatures à levier ou à poussoir, ultra-sensibles étanches, à palette ou à bascule, lumineux et à clé), les commutateurs rotatifs, les roues codeuses (pour CI ou pour faces avant), les lampes miniatures et les lampes néon, les diodes et voyants à diodes électroluminescentes, les voyants à lampe néon ou à lampe filament, les afficheurs à cristaux liquides tropicalisés, les filtres optiques et le transmetteur par fibre optique « Couplink ».



Conçu pour être facilement utilisé par les ingénieurs de bureaux d'études, ce catalogue décrit toutes les caractéristiques des matériels présentés et reproduit les schémas cotés nécessaires pour l'intégration des composants.

Comepa
Tél. : (1) 844.87.39

DOCUMENTATION

Applications

MOSPOWER

La société *Siliconix* présente le premier ouvrage technique qui soit uniquement consacré aux MOSPOWER et à leurs applications.

Cet ouvrage de référence, composé de 512 pages, comprend plus de 70 articles et notes d'applications rédigés par 32 spécialistes reconnus. C'est un aide précieux pour l'utilisation optimum de ces dispositifs.

Il fournit aux concepteurs d'alimentations, de convertisseurs, de commandes de moteurs, etc., des informations approfondies et des réponses aux problèmes posés par l'utilisation des MOSPOWER.

Cet ouvrage couvre une vaste gamme de sujets allant de la structure des composants aux caractéristiques techniques, études thermiques, utilisations

à l'intérieur des aires de sécurité, réflexions d'ordre pratique sur la conception, et tests et fiabilité des produits.

Siliconix

Tél. : (1) 377.07.87.

Catalogue sur les CMS

ITT Semiconducteurs propose un catalogue sur les composants montés en surface (CMS). On sait que les composants CMS représentent un nouveau concept dans la réalisation des cartes électroniques comportant une plus grande densité de composants. Ce catalogue en langue anglaise ne concerne que les semi-conducteurs discrets.

Les diodes CMS sont disponibles dans des boîtiers cylindriques verre MELF et mini-MELF (MELF = metal electrode face bonding). Les séries

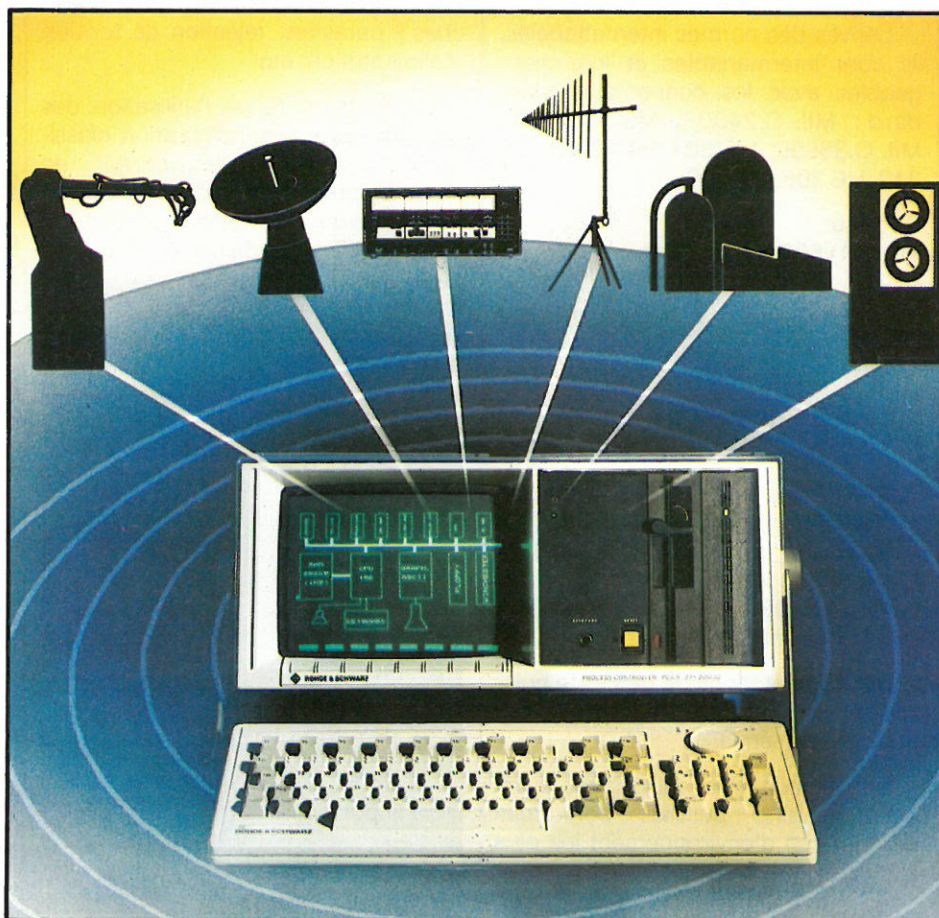
CMS comprennent des diodes à usage général, des diodes d'accord et de commutation, des diodes Schottky, des redresseurs 1 A (standards et rapides), des diodes Zener 0,5 et 1 W, et enfin des condensateurs à oxyde de silicium.

Les transistors CMS sont, quant à eux, disponibles dans des boîtiers plastique TO 236. Il existe des modèles NPN comme PNP, aux caractéristiques similaires à ceux des séries industrielles bien connues en boîtier plastique TO 92.

Ces composants CMS sont livrés indépendants les uns des autres (versions les moins chères) ou présentés sur des bandes 8 mm ou 12 mm. *ITT Semiconducteurs* assure le support technique pour la mise en application des CMS et donne des conseils quant aux équipements de montage automatique de ces composants.

ITT Semiconducteurs

Tél. : (1) 547.83.92.



CALCULATEUR 16 BITS PCA 5

*un prix
compétitif!**

- Une très grande capacité mémoire de travail et de stockage.
- Un Winchester incorporé 11 Mo.
- De nombreuses interfaces E/S (IEC, RS 232 C, TTL, etc.).
- Des langages évolués très performants : Basic étendu, Pascal...
- Compatible IBM.

* Moins de 65 000 F



ROHDE & SCHWARZ

La performance à chaque instant

SIÈGE : 45-46, Place de la Loire
Silic 190 - 94563 RUNGIS Cedex
Tél. : 687.25.06 - Télex : 204 477

multi public

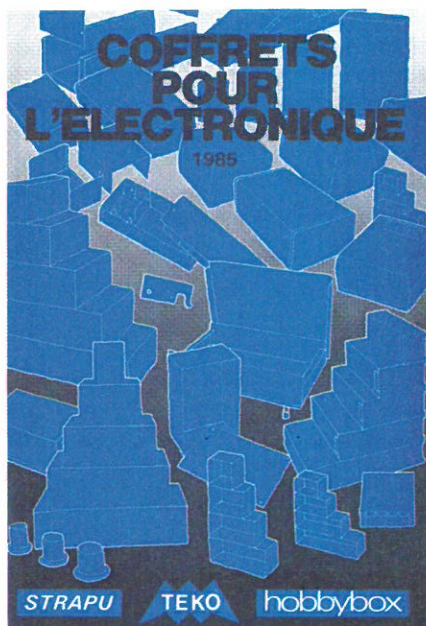
DOCUMENTATION

Coffrets

pour l'électronique

Réunissant les gammes de coffrets plastiques et métalliques des marques Teko, Strapu, et Hobbybox, ce catalogue 1985 donne, en 20 pages, les cotes et références de plus de 100 coffrets pour l'habillage électronique, le tout agrémenté de nombreuses photographies.

Franclair Electronique
Tél. : (1) 554.80.01



EMI/RFI filter connectors connecteurs filtres



Les connecteurs filtres de Souriau sont conçus pour assurer la protection des équipements contre les interférences électromagnétiques et la conformité aux réglementations FCC, VDE, MIL. STD.461 A/B...

Dérivés des normes internationales, ils sont intermariables et interchangeables avec les connecteurs standard : MIL.C.24308, MIL.C.26482, MIL.C.38999, HE 501, HE 301B, HE 312, HE 308, HE 309...

Souriau
Tél. : (1) 609.92.00.

coupage série économique très faible puissance, série LU ;

- des systèmes d'alimentations programmables IEEE 488 ;
- des régulateurs hybrides et monolithiques en boîtier plastique.

Lambda Electronique
Tél. : (6) 012.14.87.
Tx : 691 617

Guide d'applications des CNA en C.MOS

Analog Devices vient d'éditer un guide de 64 pages consacré à l'utilisation des convertisseurs numérique/analogique C.MOS. Cet ouvrage complet se compose d'une partie théorique, suivie d'applications détaillées.

On pourra y trouver le descriptif de base des circuits utilisant des CNA C.MOS, ainsi que de nombreuses précisions concernant des spécifications telles que : courant de fuite, « glitches » parasites, réjection de tension d'alimentation, etc.

Le guide traite de l'utilisation des produits dans la configuration classique commutation de courant, en mode unipolaire ou bipolaire, du choix d'une référence de tension correcte et d'un amplificateur de sortie précis.

EMI/RFI

Connecteurs filtres

Le catalogue édité par Souriau sous ce titre se présente sous la forme d'une brochure bilingue français/anglais de 32 pages, il présente la conception et l'utilisation des gammes de connecteurs filtres développés par cette firme.

Les différentes caractéristiques des contacts filtres et leurs courbes d'atténuation sont décrites dans ce catalogue. Ces données permettent à l'utilisateur de choisir la configuration la mieux adaptée à son application.

Lambda : catalogue 1985

Alimentations stabilisées, accessoires, semi-conducteurs spécialisés : les orientations principales de Lambda Electronique se retrouvent dans ce catalogue 1985. Parmi les nouveautés introduites cette année, citons :

- des alimentations de très forte puissance, modulaires, à découpage, 600 et 1 500 W, série FS ;
- des alimentations modulaires à découpage, série industrielle, conformes aux normes d'environnement les plus astreignantes, série LR ;
- des alimentations modulaires à dé-

CMOS DAC Application Guide

Analog Devices
Tél. : (1) 687.34.11.

Réalisation

Un détecteur de passage par réflexion infrarouge

Le circuit décrit dans cet article, un détecteur de passage de sacs avec commande de démarrage du moteur de la tête d'une machine à coudre industrielle, a donc été développé initialement pour une application précise.

L'adaptation à d'autres utilisations telles que : détecteur de passage, système d'alarme, contrôle de position... ne posera cependant pas de problèmes, et ne sera fonction que de l'imagination de nos lecteurs.

Le cahier des charges

Il comporte successivement les points énumérés ci-après.

- Détection de sacs de diverses substances telles que plastique, papier, toile...
- Détection indépendante de la couleur et de la transparence du sac.
- Pour des raisons de robustesse mécanique, exclure l'utilisation d'un support en étrier pour le capteur.
- Elimination totale des risques de parasitage de l'éclairage ambiant naturel ou artificiel.
- Commande en deux temps :
1° démarrage du moteur d'entraînement de la tête et couture du haut du sac ;
2° séparation du sac suivant par commande d'une cisaille effectuant la coupure du fil.

En conclusion, le choix s'est porté sur un système à réflexion avec concentration dans un même boîtier

de l'émetteur et du récepteur, utilisant un faisceau d'infrarouges modulé à 1 kHz.

Un module, le TIL 139, fabriqué par Texas Instruments, a été utilisé à cet

effet : il se compose d'une diode infrarouge TIL 32 et d'un phototransistor TIL 78 présentant entre eux un angle de 45°, le tout encapsulé dans une résine synthétique.

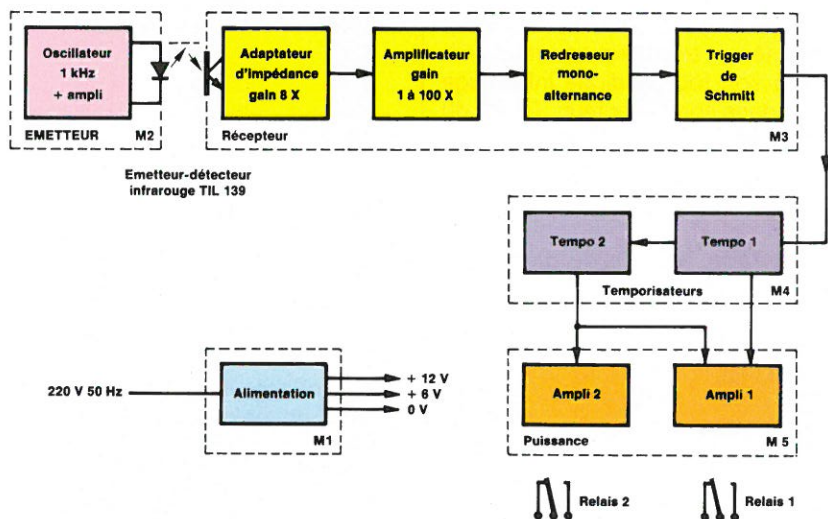


Fig. 1.

Analyse du montage module par module

Le schéma d'ensemble est donné par les figures 1 et 2.

L'émetteur

L'émetteur se compose (module M.2 fig. 3) d'un circuit « 555 » monté en astable et centré sur une fréquence de 1 kHz, à l'aide de P_1 .

Fréquence d'oscillation

Avec $R = R_2 + P_1$ et $T = 0,693 (R_1 + 2 \cdot R) \cdot C_6$, on calcule R en prenant comme départ $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$.

$$R = \frac{\frac{T}{0,693 \cdot C_6} - R_1}{2}$$

$$= \frac{\frac{10^{-3}}{0,693 \cdot 10^{-8}} - 10^3}{2}$$

$$= 71,56 \text{ k}\Omega$$

avec $R_2 = 56 \text{ k}\Omega$ et $P_1 = 22 \text{ k}\Omega$, on obtient un réglage de 56 à 78 k Ω .

Rapport cyclique

$$t_1 = 0,693 (R_1 + R) \cdot C_6 = 0,498 \text{ ms}$$

$$t_2 = 0,693 \cdot R \cdot C_6 = 0,492 \text{ ms}$$

et :

$$\frac{t_1}{T} = \frac{0,498}{0,99} = 0,503$$

Le signal de sortie disponible à la broche 3 du « 555 » est ensuite injecté à forte saturation :

$$I_B \approx 120 \cdot I_C / \beta \approx 30 \text{ mA}$$

dans la base de T_2 (BCY 58) à l'aide d'un collecteur commun T_1 (BC 109). T_2 , monté en émetteur commun, alimente à son tour la diode infrarouge montée dans son collecteur, TIL 32 du TIL 139, et ceci avec une puissance de pointe d'environ 40 mW.

Réglage

A ce stade, avec l'aide d'un oscilloscope, il suffit de régler P_1 pour obtenir un signal d'une durée de 1 ms aux bornes de la diode TIL 32 (bornes C-D).

Le récepteur

Le récepteur se compose (module M3 - fig. 4) d'un quadruple amplificateur opérationnel, LM 324, regroupant les fonctions d'amplification, de dé-

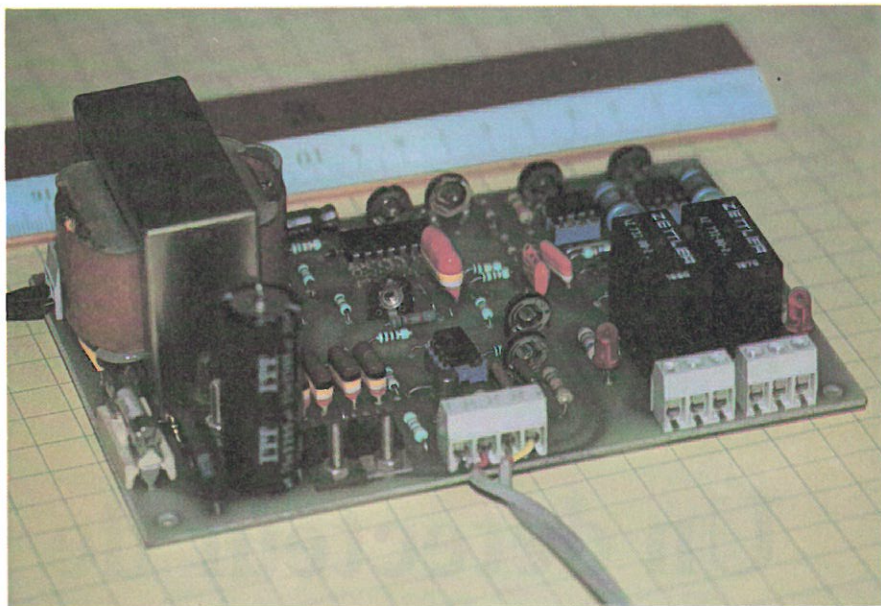


Photo 1

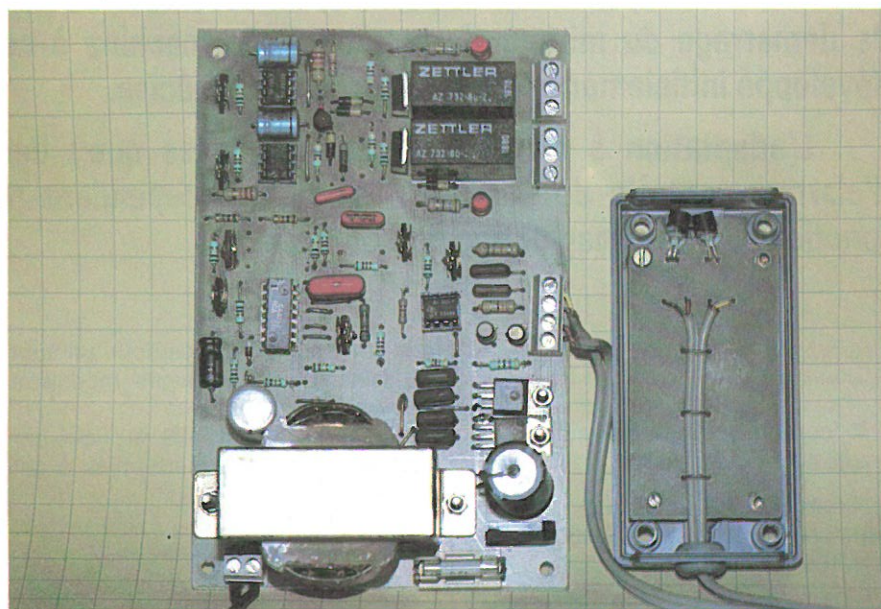


Photo 2

tection et de mise en forme du signal disponible aux bornes du phototransistor, TIL 78.

Examinons dans l'ordre le rôle de chacun des amplificateurs (IC_4 à IC_7) :

- IC_4 : adaptateur d'impédance non inverseur de gain (R_{10}/R_8) = 8 dans lequel le choix de R_9 réalise l'adaptation de la charge du TIL 78. La capacité de liaison C_7 a été choisie de faible valeur de façon à obtenir une fréquence de coupure basse de l'ordre de 1 kHz, ce qui permet d'éliminer

les problèmes que pourrait produire le 50 Hz du réseau de distribution d'énergie électrique.

$$f_{cb} = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot R_9}$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 1,6 \cdot 10^{-9} \cdot 10^5}$$

$$= 1 \text{ kHz}$$

- IC_5 : amplificateur inverseur de gain variable entre 1 et 100 X, ce qui donne, pour IC_4 et IC_5 en série, un gain maximum de 800.

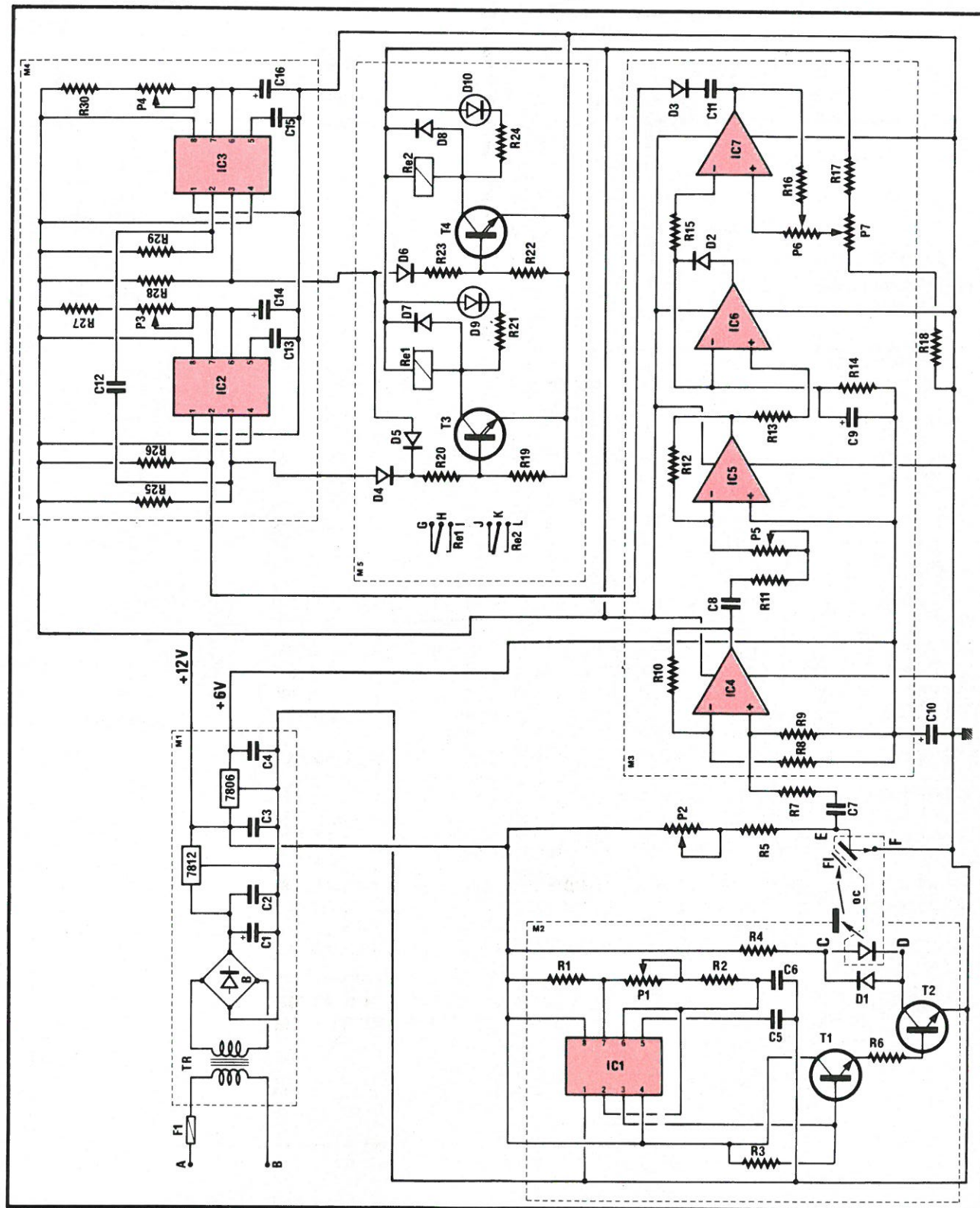


Fig. 2.

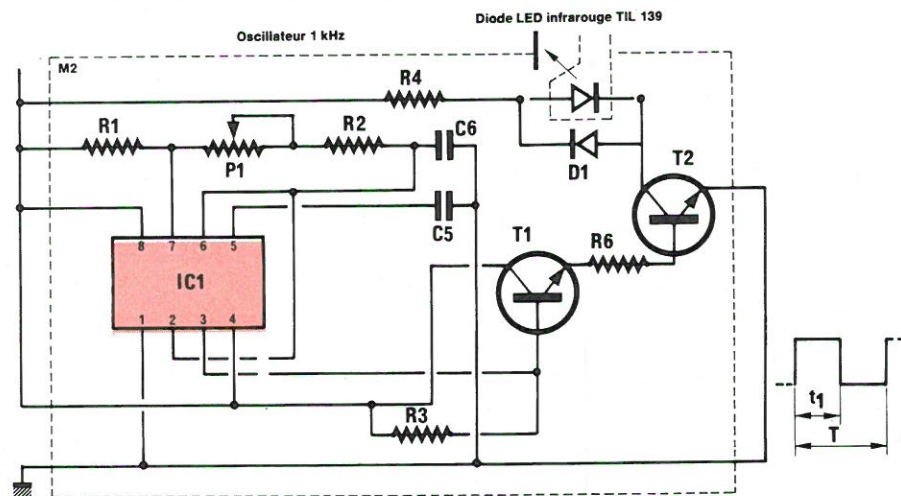


Fig. 3.

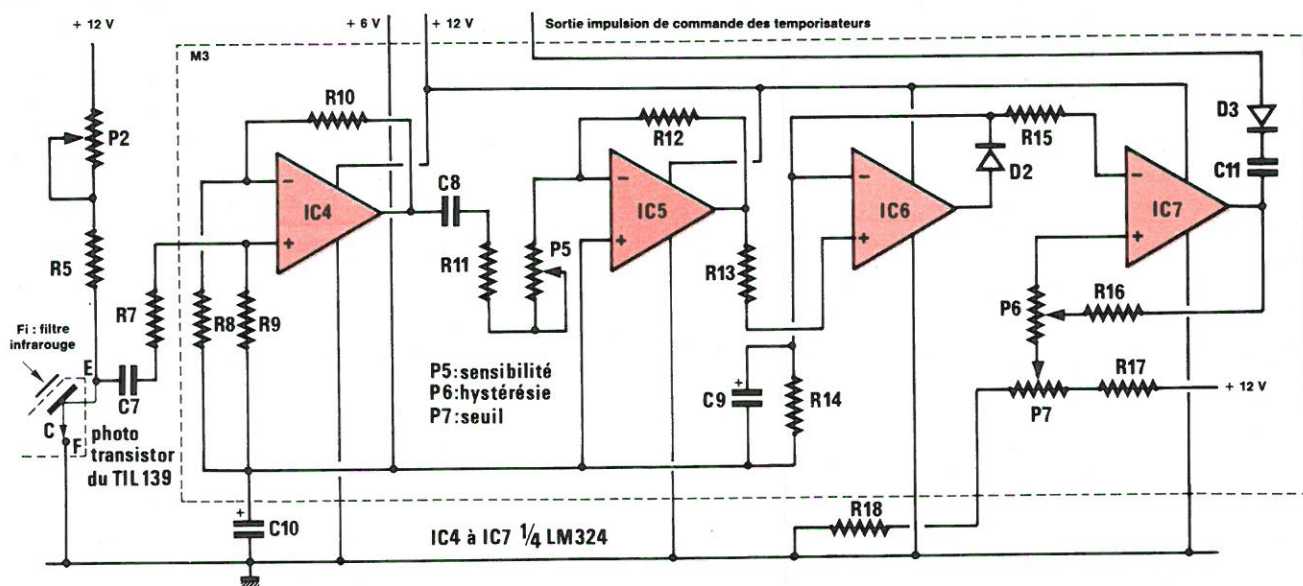


Fig. 4.

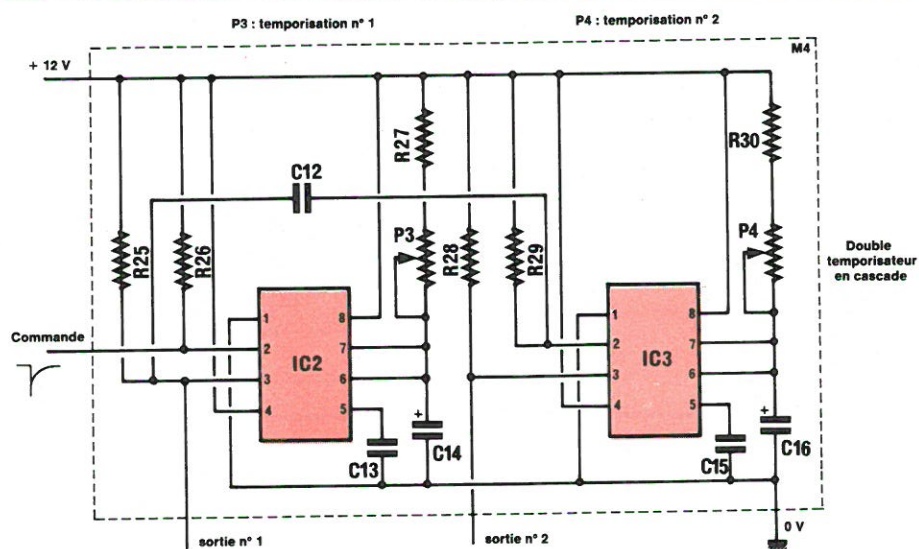


Fig. 5.

La sensibilité à l'entrée sera, de ce fait, égale à U c. à c. en sortie de IC₅ divisé par 800.

$$U_1 = \frac{12}{800} = 15 \text{ mV c. à c.}$$

Remarque : Il est possible, si cela s'avérait nécessaire (instabilités), de réduire le gain aux fréquences élevées en plaçant des condensateurs en parallèle sur R₁₀ et R₁₂ :

$$f_{ch} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R} \quad (R = R_{10} \text{ ou } R_{12})$$

Sur le prototype, aucun problème de ce genre n'est apparu et, de ce fait, aucune capacité n'a été placée en parallèle sur R₁₀ et R₁₂.

– IC₆ : redresseur mono-alternance sans seuil. Cet étage redresse le signal de sortie de IC₅ et donne en sortie une tension continue positive lissée par C₉. Cette capacité détermine la vitesse de réponse du récepteur avec une constante de temps égale à :

$$\theta = R_{14} \cdot C_9 = 10^4 \cdot 10^{-5} = 0,1 \text{ s.}$$

La constante de temps θ peut être modifiée selon l'application envisagée en remplaçant la capacité C₉ par une autre valeur déterminée à l'aide de la formule ci-après :

$$C_9 = \theta / R_{14}, \text{ avec } \theta \text{ en secondes.}$$

– IC₇ : trigger de Schmitt à seuil et hystérésis réglables.

L'utilisation d'un trigger de Schmitt permet, en premier lieu, de s'affranchir du bruit de fond présent dans la chaîne de réception ; en second lieu, d'obtenir, au moment de la détection du passage d'un objet devant le phototransistor, une impulsion raide à fond négatif pour la commande des temporisateurs.

Au repos, le trigger IC₇ présente, en sortie, une tension positive d'environ 12 V. Lors de l'apparition d'une tension positive à l'entrée inverseuse de IC₇, il y a basculement et la sortie du trigger passe à 0 V.

Le choix d'une tension positive en sortie du trigger ainsi que le seuil de basculement se fait à l'aide du potentiomètre P₇.

P₆, quant à lui, modifie le taux de rétroaction positive et, par conséquent, l'hystérésis du trigger. L'impulsion de sortie est ensuite différenciée par le condensateur C₁₁ et seule la partie négative est envoyée vers les temporisateurs.

Les temporisateurs

Deux « 555 » montés en cascade (module M4 – fig. 5) réalisent deux temporisations successives réglables de 0,5 s à 6 s à l'aide des potentiomètres P₃ et P₄.

L'impulsion de commande du bloc récepteur est injectée dans la borne 2 de IC₂ et provoque le basculement de celui-ci ; après temporisation, le flanc de descente du signal de sortie disponible à la borne 3 est envoyé par C₁₂ au deuxième temporisateur qui prend le relais alors que le premier retourne à zéro. La durée d'une temporisation se détermine de la façon suivante :

$$t_m = 1,1 (R_{27} + P_3) C_{14} \text{ (temps moteur)}$$

$$t_f = 1,1 (R_{30} + P_4) C_{16} \text{ (coupure fil).}$$

Etage de puissance

Les tensions de sortie des temporisateurs (module M5 – fig. 6a) sont envoyées aux entrées des transistors Darlington T₃ et T₄ via un jeu de diodes D₄, D₅, D₆ formant un circuit OU lors de la deuxième temporisation.

Le graphique de la figure 6b montre le séquençement des temporisa-

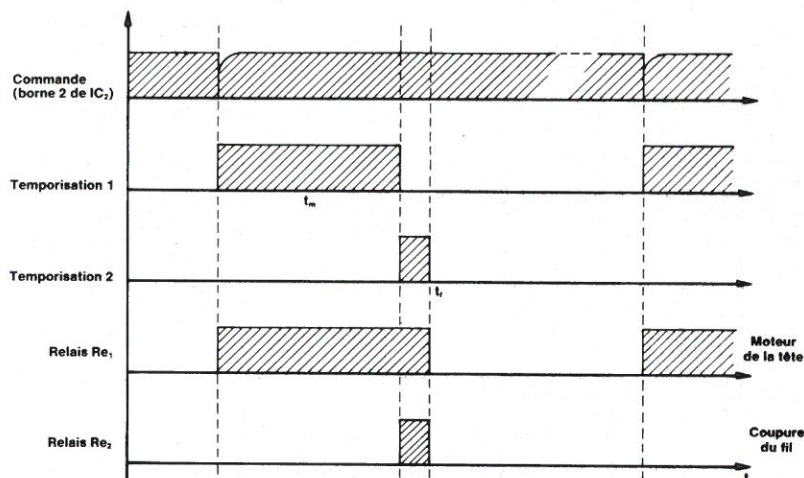


Fig. 6b.

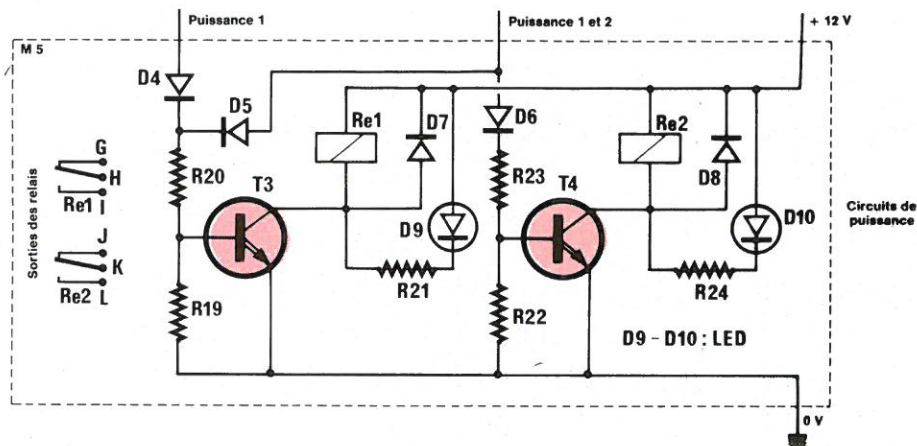


Fig. 6a.

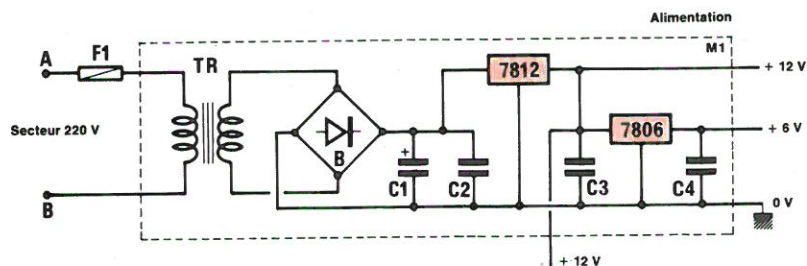


Fig. 7.

tions et des relais de l'étage de puissance.

L'étage de puissance utilise en sortie des relais (sorties G, H, I et J, K, L de la figure 2) mais pourrait, le cas échéant, être équipé de coupleurs opto-électroniques commandant des triacs. Deux LED, D₉ et D₁₀, visualisent les séquences de commande des moteurs.

L'alimentation

L'alimentation (module M1 fig. 7) utilise de façon classique un régulateur intégré de + 12 V/1 A.

Un deuxième régulateur en cascade fournit du + 6 V, nécessaire à

l'alimentation symétrique des amplificateurs opérationnels.

Le + 6 V devient pour les ampli-op le point 0 V, avec de part et d'autre + 6 V et - 6 V.

La figure 8 donne le circuit imprimé du montage et l'implantation des composants.

Emetteur-récepteur

infrarouge :

technologie et réglage

Ce module, dont la réalisation apparaît à la figure 9 est monté d'une façon un peu particulière.

Le TIL 139 est placé dans un boîtier plastique très robuste, comportant une fenêtre porteuse d'un filtre infrarouge ; l'utilisation d'un filtre évite le parasitage dû à l'éclairage ambiant (naturel ou artificiel) pouvant éventuellement provoquer des déclenchements intempestifs.

Divers essais ont montré qu'un fonctionnement correct est possible sans filtre infrarouge, mais il faut alors retoucher le potentiomètre P₂ selon le niveau de l'éclairage ambiant (naturel ou artificiel).

Le filtre permet de se libérer de cet inconvénient et autorise un réglage unique et définitif de P₂.

Procédure de réglage

Pour le réglage, il suffit de placer à distance de travail un objet devant le TIL 139 muni de son filtre et d'ajuster P₂ pour obtenir un signal d'amplitude maximale aux bornes E-F.

Mise au point

Elle s'effectue de la façon suivante :

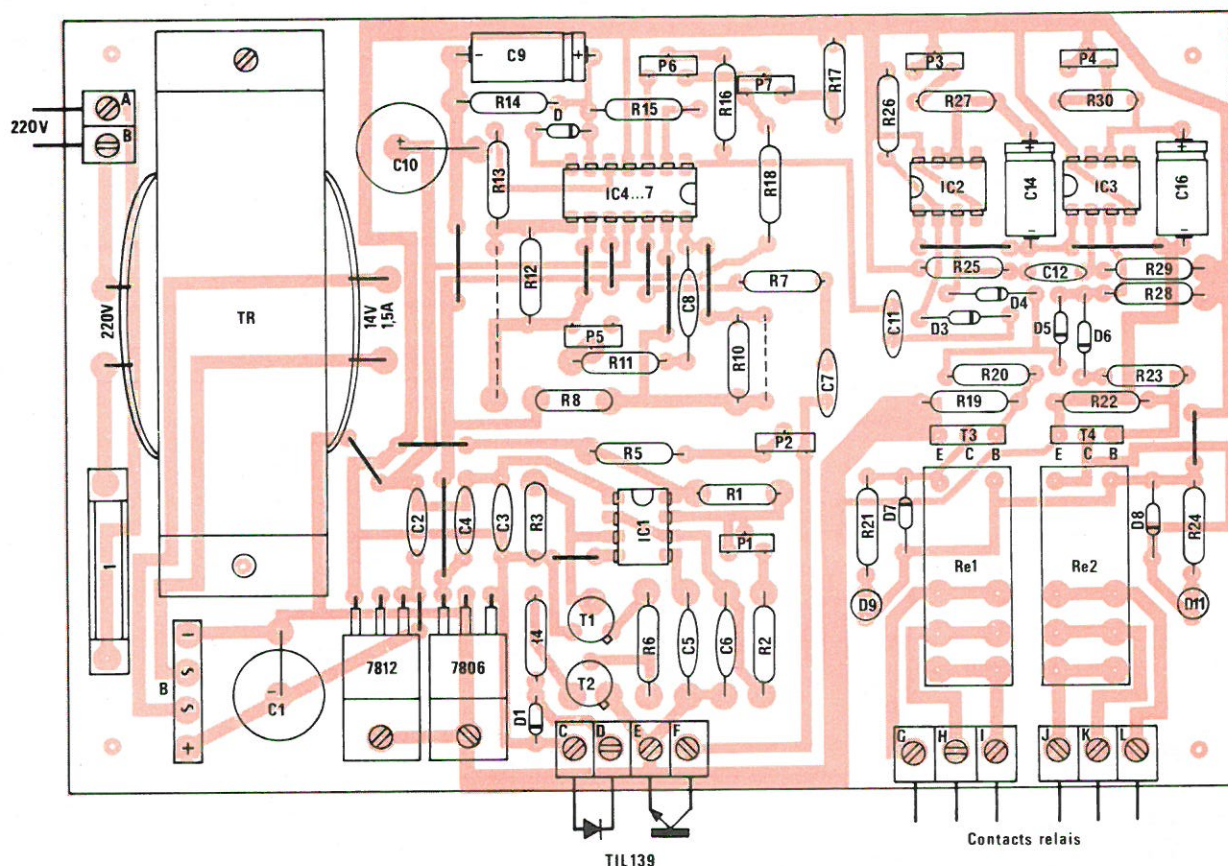


Fig. 8.

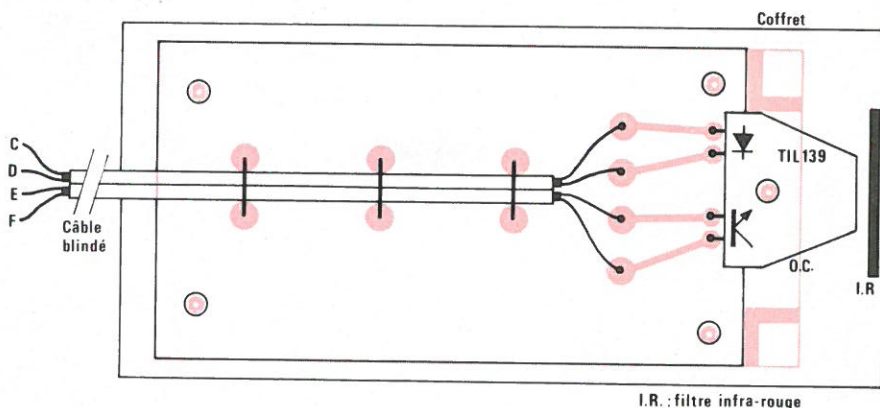


Fig. 9.

- Réglage de P_1 pour obtenir 1 kHz aux bornes C-D.
- Réglage de P_2 pour obtenir aux bornes E-F un signal d'amplitude maximale.
- Réglage simultané du gain (P_5), du seuil de détection (P_7) et de l'hystérésis (P_6) selon la distance et le type d'objet à détecter.

- Ajustage des temporisations à l'aide de P_3 et P_4 selon le type de récepteurs commandés par l'étage de puissance.

Remarque : Les temporisations peuvent être modifiées en changeant les résistances R_{27} et R_{30} (minimum 1 k Ω , maximum 1 M Ω) ou les capacités C_{14}

et C_{16} (maximum 100 μ F), ce qui donne une temporisation maximale d'environ 110 s.

Conclusion

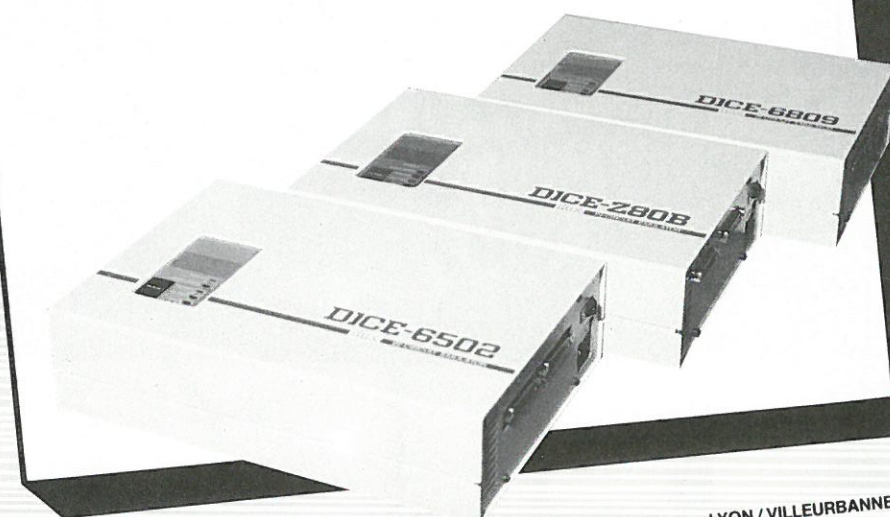
De mise au point aisée, présentant une excellente sensibilité (de l'ordre de plusieurs mètres lors d'un essai avec TIL32 et TIL78), adaptable à toute une série d'applications, le montage qui précède est susceptible d'intéresser une large gamme d'utilisateurs auxquels se posent des problèmes de détection d'objets fixes ou en mouvement.

Ch. Vandenbussche

l'émulateur nouvelle génération.*

dux et **GENERIM**
présentent en exclusivité
les nouveaux émulateurs
autonomes
DICE.

- Emulation des principaux microprocesseurs du marché : Z80B – 6502 – 6809 – 8085 – 8086 – 68000.
- Tracés en temps réel.
- Plusieurs voies d'analyse logique.
- Langage assembleur ligne résident.
- * "DEBUGGER" symbolique.
- "DRIVER" pour les principaux ordinateurs du marché.
- * Possibilité d'organisation des mémoires de développement.
- Multiples points "D'ARRÊT".
- Mémoire 64 Ko en standard pour les 8 bits.
- * 2 "PORT" série, nombreux modes de fonctionnement possibles.
- * Alimentations incorporées.
- Excellent rapport qualité/prix.



RÉGION PARISIENNE
Siège social :
ORSAY / LES ULIS
ZA de Courtabœuf - BP 88
91943 LES ULIS - Cedex
Tél. (6) 907.78.78

GRENOBLE - SEYSSINET
Tél. (76) 49.14.49
LILLE / VILLENEUVE-D'ASCO
Tél. (20) 91.87.71

LYON / VILLEURBANNE
Tél. (7) 894.67.57
STRASBOURG - LINGOLSHEIM
Tél. (88) 77.16.38

Applications

Conception d'un régulateur à découpage de 30 W

Les régulateurs à découpage ont acquis beaucoup de notoriété au cours de ces dernières années grâce à des avantages incontestables tels que faible poids, faible volume et surtout nette amélioration du rendement.

Les régulateurs à découpage sont utilisés dans des dispositifs électroniques disposant d'une tension continue délivrée par une batterie ou par une tension obtenue après le redressement de la tension secondaire d'un transformateur 50 Hz qui assure l'isolement du secteur et de la tension de sortie désirée.

Cet article a pour but de décrire la conception d'un régulateur à découpage non isolé de 30 W. Ce régulateur, fonctionnant à partir d'une tension continue de 24 V variable de 18 à 32 V, permet d'obtenir une tension de sortie régulée de 12 V avec un courant de 2,5 A.

Principe du régulateur abaisseur de tension non isolé

Le schéma simplifié du régulateur à découpage est représenté par la figure 1. Ce circuit est connu en électrotechnique sous le nom de hacheur.

Si nous supposons que l'inductance L_1 a une résistance négligeable, et en négligeant la tension de saturation lorsque le transistor conduit, une tension constante $V_e - V_s$ est appliquée aux bornes de cette inductance. Le courant dans L_1 croît de façon linéaire :

$$I_L = \frac{V_e - V_s}{L} \cdot t$$

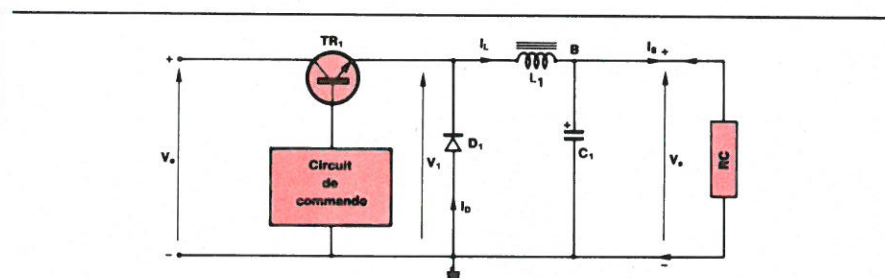


Fig. 1.

Dès que ce courant dépasse la valeur de I_s débité par la tension de sortie, le condensateur C_1 commence à se charger.

Puis le transistor TR_1 se bloque. Le courant dans l'inductance étant alors à $I_{L \text{ max}}$, il faut que cette énergie emmagasinée soit restituée à la charge.

Comme le courant tend à continuer à passer dans L_1 , le potentiel au point B, qui était égal à V_e lorsque TR_1 conduisait, s'abaisse rapidement. Dès que ce potentiel arrive un peu en dessous de zéro, la diode D_1 devient conductrice. La tension aux bornes de L_1 est alors $-V_s$ et le courant dans

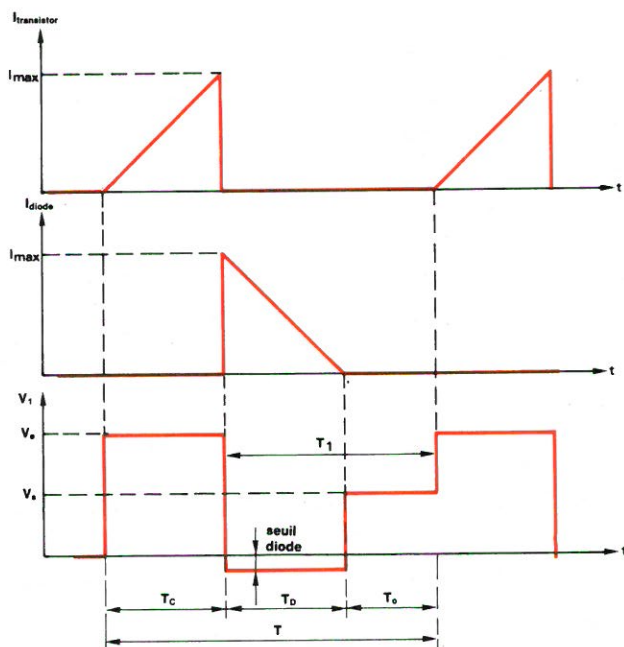


Fig. 2.

l'inductance décroît suivant la loi :

$$I_L = I_{\max} - \frac{V_s}{L} \cdot t$$

Le circuit de commande prélève une partie de la valeur moyenne de sortie et la compare à une tension de référence. La variation entre V_s et $V_{\text{réf}}$ détermine le rapport cyclique, autrement dit le temps de conduction de TR_1 de façon à ce que la tension V_s reste pratiquement constante.

Le rapport du temps de conduction au temps de blocage détermine l'amplitude de la tension de sortie : le temps de conduction de la diode (T_D) ou temps de récupération, se situant entre deux périodes de conduction du transistor (T_C). Selon que le courant de sortie I_s est important ou non, il peut se produire deux possibilités :

- le temps compris entre deux périodes de conduction du transistor est plus grand que le temps de conduction de la diode ;

- l'inductance n'est pas déchargée entièrement lorsque le transistor entre à nouveau en conduction.

Nous nous proposons d'examiner les deux cas :

● **L'inductance est complètement déchargée entre deux conceptions du transistor**, ceci en particulier lorsque I_s est faible (à vide).

D'après la figure 1, nous pouvons voir que $V_{1 \text{ moy}} = V_s$; d'autre part, $V_1 = V_s$ lorsque TR_1 conduit, cela en né-

gligeant les pertes dans le transistor. La tension V_1 est égale à la tension de seuil de la diode (affectée du signe -) lorsque le transistor est bloqué et que celle-ci conduit.

Les oscillogrammes en différents points du circuit sont donnés sur la figure 2.

La variation du courant collecteur pendant la conduction de ce dernier est T_C :

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L}$$

De même la décroissance du courant dans L_1 , lorsque c'est la diode qui conduit (T_D) est égale à :

$$-\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L}$$

Mais il peut exister un temps T_0 pendant lequel ni le transistor ni la diode ne conduisent, cela lorsque :

$$T_1 > \frac{V_e - V_s}{L} \cdot T_C$$

Le courant maximal dans le transistor est donné par :

$$I_{\max} = \frac{V_e - V_s}{L} \cdot T_C$$

Le courant maximal dans la diode est donné par :

$$I_{\max} = \frac{V_s}{L} \cdot T_D$$

● **L'inductance n'est pas entièrement déchargée entre les deux conceptions du transistor** (fonctionnement en charge). Dans ce cas les oscillogrammes sont représentés par la figure 3.

Dans ce cas, le courant collecteur au départ n'est pas nul mais prend une certaine valeur I_0 . L'inductance ne se décharge pas complètement et il circule encore un courant I_0 dans la diode au moment où le transistor devient conducteur ; donc :

$$V_{1 \text{ moy}} = V_e \frac{T_C}{T}$$

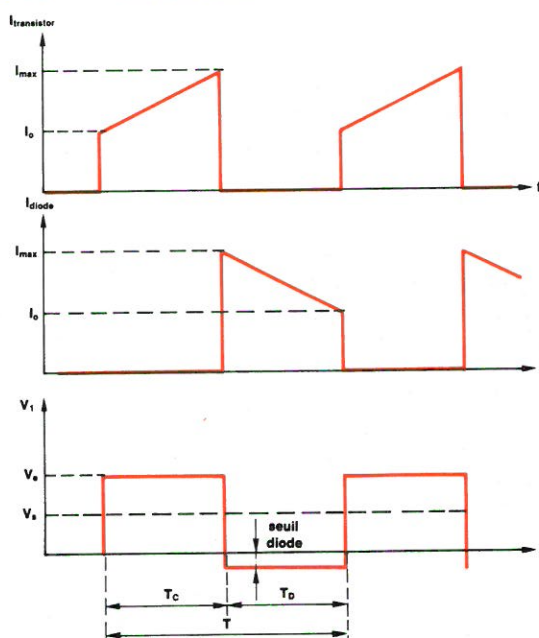


Fig. 3.

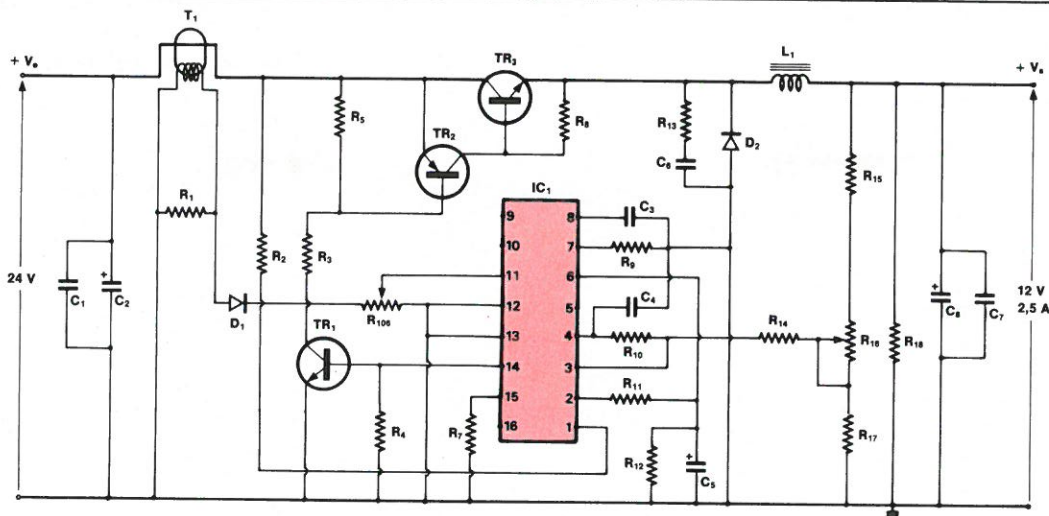


Fig. 4.

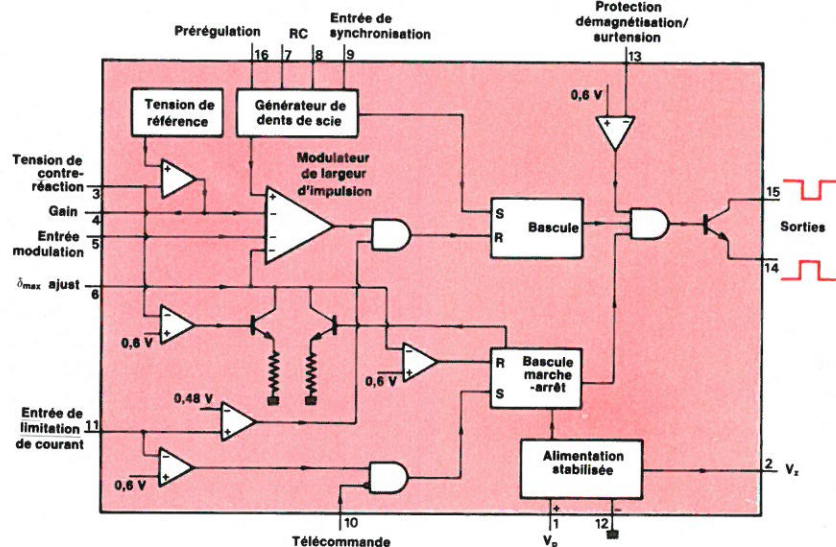


Fig. 5.

ou encore : $T_C = \frac{V_s}{V_e \cdot F}$

Pendant la conduction du transistor, nous avons :

$$I_{\max} - I_0 = \frac{T_C (V_e - V_s)}{L}$$

La valeur $(I_{\max} - I_0)$, que nous allons appeler ΔI_L , correspond à l'amplitude du courant pulsé traversant l'inductance L_1 . Donc :

$$\Delta I_L = \frac{T_C (V_e - V_s)}{L}$$

$$\text{d'où : } L = \frac{(T_C (V_e - V_s))}{\Delta I_L}$$

Description du régulateur

Le schéma du convertisseur est représenté par la figure 4.

Circuit de commande

L'élément principal qui constitue le circuit de commande est le circuit intégré TDA 1060. Celui-ci se compose des étages suivants :

- une alimentation stabilisée comportant une référence de tension interne ;
- un amplificateur d'erreur dont le gain est ajustable ;
- un générateur de dents de scie synchronisable ;
- un modulateur de largeur d'impulsions dont le rapport cyclique (δ) peut être limité extérieurement ;
- des circuits de protections en courant, un circuit de démarrage, un circuit de détection de faute et un circuit d'arrêt instantané ;
- un étage de sortie capable de fournir les signaux de rapport cyclique δ ou $(1 - \delta)$;
- un circuit permettant la modulation inverse du rapport cyclique.

La figure 5 représente le schéma synoptique du TDA 1060.

Ce circuit intégré est alimenté à partir du 24 V d'entrée à travers la résistance R_2 qui a pour but de limiter le courant dans le TDA 1060.

La fréquence de commutation du convertisseur est fixée à 22 kHz par C_3 et R_9 .

Les signaux de commande apparaissent à la sortie 14 du circuit intégré. Le rapport cyclique est variable en fonction de la tension de sortie, du courant de charge et de la tension d'entrée V_e .

Les impulsions de sortie de IC_1 sont appliquées sur la base de TR_1 qui est un étage inverseur et amplificateur pour commander l'étage de puissance.

Etage de puissance

L'élément de commutation est constitué de deux transistors TR_2 et TR_3 montés en « super follower ».

Dans ce circuit le transistor TR_3 est traversé par le courant maximal de l'inductance L_1 . Il doit être choisi pour ce courant $I_{C \text{ sat}} > I_{L \text{ max}}$. Pendant le blocage, TR_3 est soumis à la tension de la batterie, son VCEO doit être supérieur à la valeur maximale de la tension d'entrée.

Le transistor de puissance TR_3 du type BDX77 est commandé par un étage driver TR_2 du type 2N2905A. C'est le courant collecteur de celui-ci qui fournit le courant de base nécessaire à TR_3 . La résistance R_8 montée entre base et émetteur de ce transistor est nécessaire pour éliminer plus

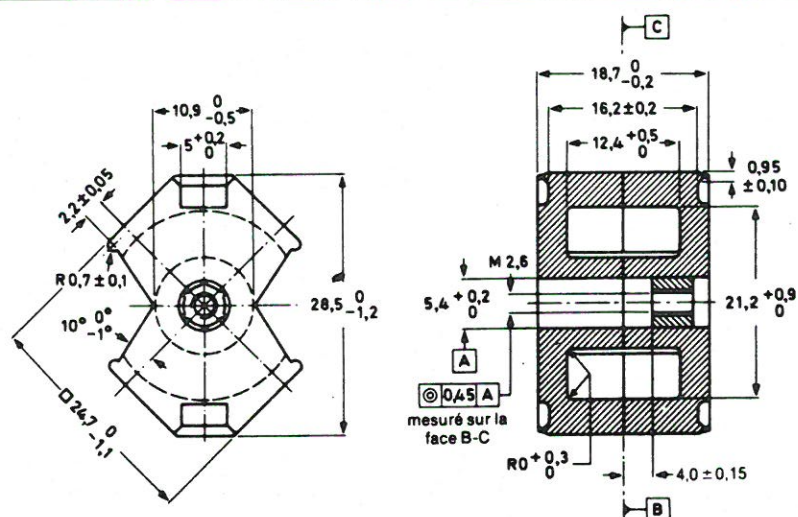


Fig. 6.

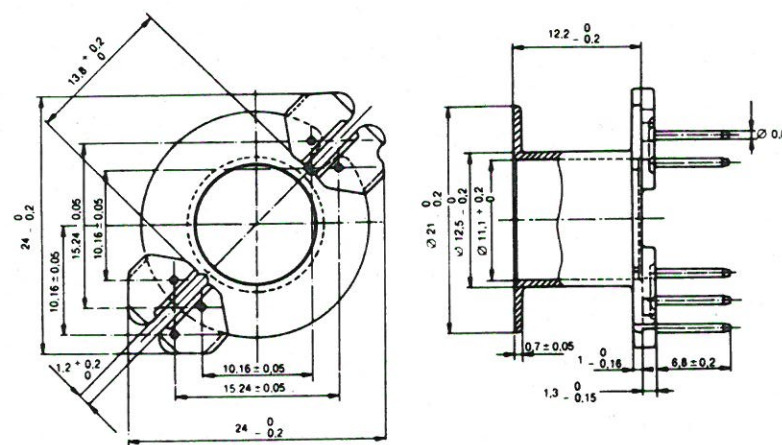


Fig. 7.

rapidement les charges stockées dans le transistor pendant sa conduction et assurer ainsi un blocage rapide. Malgré cela, l'absence de courant inverse de base ne permet pas d'augmenter la fréquence de commutation du convertisseur, ce qui augmenterait les pertes de commutation au moment du blocage. Pour remédier à cet inconvénient, il serait nécessaire de modifier l'étage de commande en insérant par exemple un transformateur driver, mais le coût de réalisation en serait augmenté.

Etant donné la puissance relativement faible de ce régulateur, il semble préférable de conserver un système n'utilisant que peu de composants.

Régulation de la tension de sortie

Une partie de la tension de sortie qui est réglée par le potentiomètre R_{116} est comparée à la référence interne du circuit intégré.

Lorsqu'il y a une variation entre V_s et V_{ref} , le modulateur de largeur d'impulsions augmente ou diminue le temps de conduction du transistor de puissance pour assurer la régulation de la tension de sortie V_s .

Inductance

Calcul

L'amplitude du courant pulsé (ΔI_L) dans l'inductance de sortie L_1 est inversement proportionnelle à sa valeur.

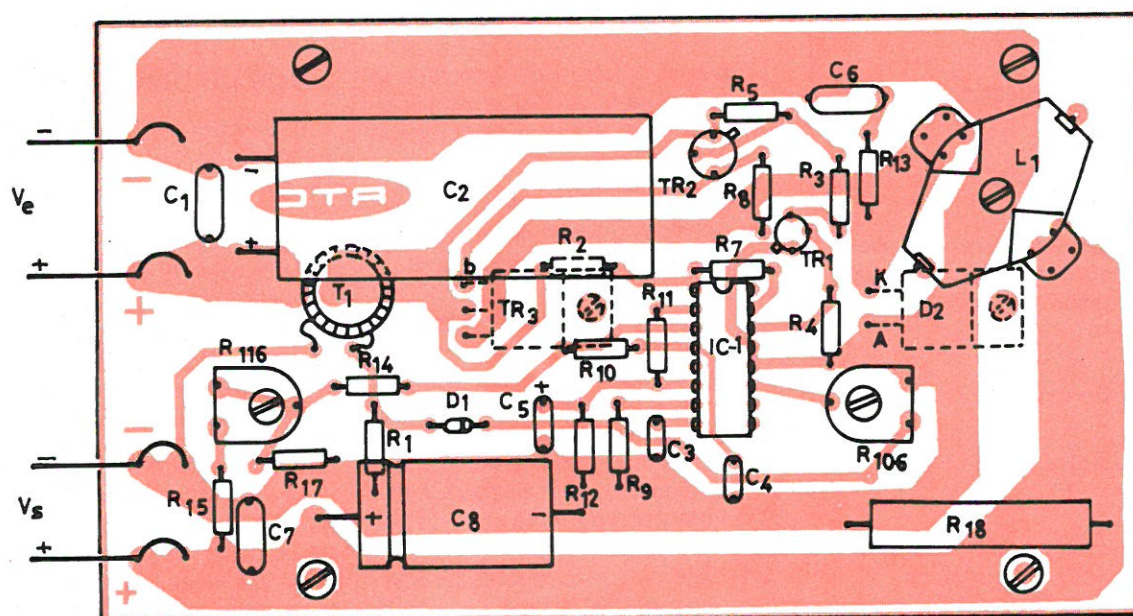


Fig. 8.

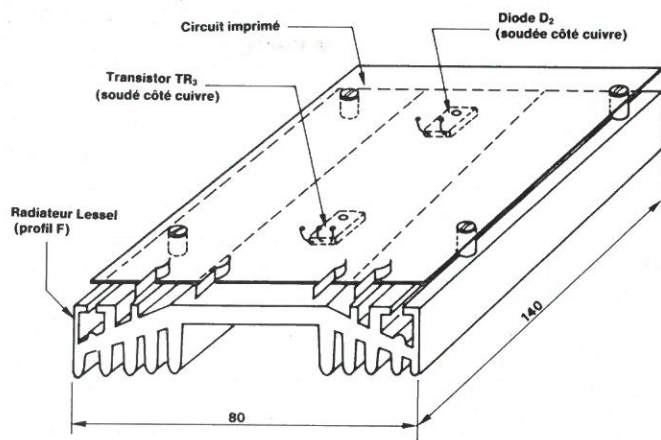


Fig. 9.

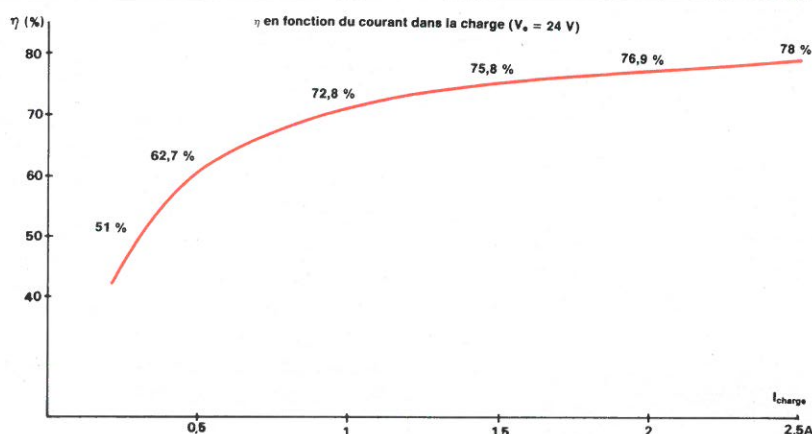


Fig. 10.

Nous avons déterminé expérimentalement que l'amplitude du courant pulsé ΔI_L peut représenter 10 à 20 % de la valeur du courant de sortie (I_s) en pleine charge, soit :

$$0,1 I_s < \Delta I_L < 0,2 I_s$$

La relation donnant la valeur de l'inductance est :

$$L = \frac{T_C (V_e - V_s)}{\Delta I_L}$$

dans laquelle :

$$T_C = \frac{V_s}{V_e \cdot F}$$

$$V_e = 24 \text{ V}$$

$$V_s = 12 \text{ V}$$

$$F = 22 \text{ kHz}$$

$$\Delta I_L = 0,2 I_s, \text{ soit } 0,5 \text{ A}$$

$$\text{donc : } L = \frac{22,7 \cdot 10^{-6} (24 - 12)}{0,5} = 540 \mu\text{H}$$

Dans cette réalisation, nous avons choisi le circuit RM10 en matériau 3C8. Les caractéristiques électromagnétiques sont les suivantes :

$$\begin{aligned} A_e &= 83,2 \text{ mm}^2 \\ V_e &= 3470 \text{ mm}^3 \\ l_e &= 41,7 \text{ mm} \\ B_{\max} &= 0,3 \text{ T} \end{aligned}$$

Les caractéristiques mécaniques sont données par la figure 6.

Le nombre de spires de l'inductance est donné par la relation :

$$N = \frac{L (I_{s \max} + I'_s) + \Delta I_L / 2}{B \cdot A_e}$$

I'_s représente l'augmentation du courant de sortie lorsque le convertisseur est en surcharge :

$$I'_s = 0,25 \cdot I_s$$

donc :

$$N = \frac{540 \cdot 10^{-6} [2,5 + 0,625 + 0,5/2]}{0,3 \cdot 83,2 \cdot 10^{-6}}$$

$$= 73,01$$

soit 73 spires.

Réalisation

Les 73 spires sont bobinées sur une carcasse de référence 4 322 021 32 440 représentée par la figure 7. Le diamètre du fil émaillé utilisé est de 35/100. Le bobinage est réalisé à spires jointives sans isolement entre couche. L'entrefer global, pour obtenir la valeur de l'inductance désirée, est de 1,6 mm.

Diode de récupération

Le choix du type de la diode de récupération est fait en fonction de la valeur maximale du courant moyen qui la traverse. La tension inverse devra être supérieure à la tension maximale d'entrée soit : $V_{RRM} > 32 \text{ V}$. De plus, il est nécessaire que cette diode possède un temps de recouvrement faible. La diode BYW 29-50 de technologie épitaxiale correspond en tous points aux paramètres désirés.

Les caractéristiques principales de la diode BYW29-50 sont :

- V_{RRM} : 50 V
- $I_{F(AV)}$: max. 7 A
- V_F : max. 0,85 V
- T_{rr} : max. 35 ns

Un réseau $R_{13} C_6$ est connecté en parallèle sur la diode de récupération D_2 pour supprimer les oscillations dues aux capacités parasites, en particulier lorsque le courant de sortie est faible.

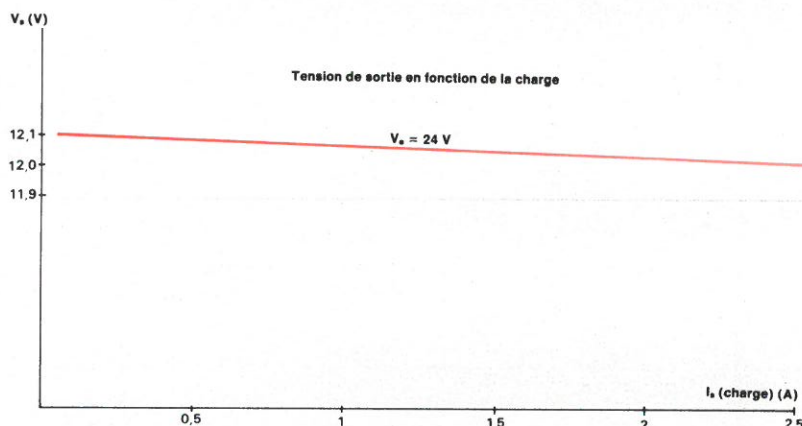


Fig. 11.

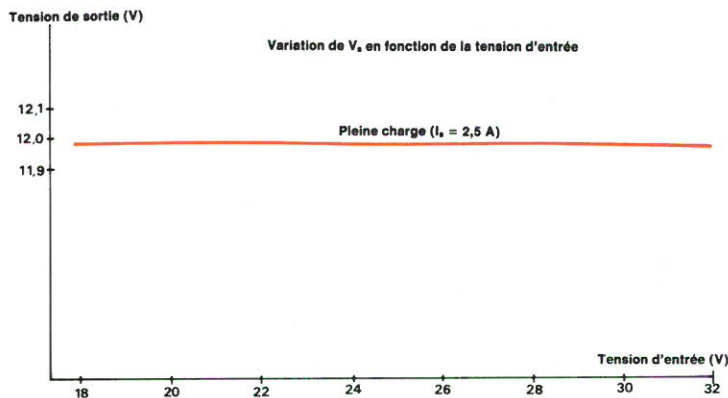


Fig. 12.

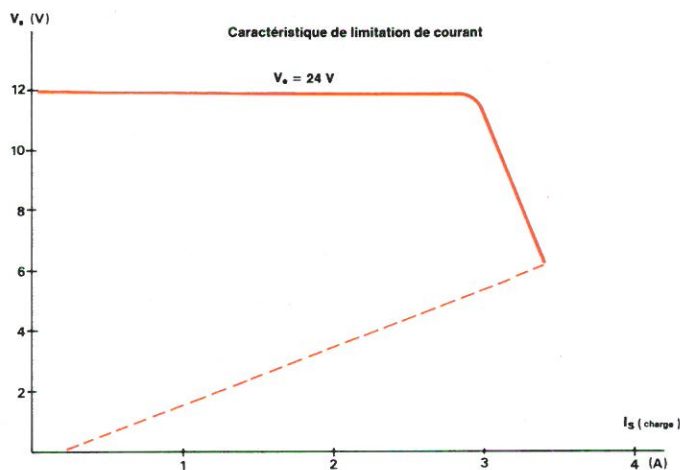


Fig. 13.

Circuit de protection

Lors d'un court-circuit à la sortie du régulateur ou d'une surcharge, il faut protéger l'étage de puissance. Pour cela nous utilisons un transformateur de courant qui est constitué d'un tore 14/9/5 en 3H2. L'enroulement primaire qui comprend une seule spire de 1 mm^2 est traversé par le courant collecteur de TR_3 qui fournit aux bornes de l'enroulement secondaire, constitué de 100 spires en fil émaillé de 25/100, une tension qui est pratiquement l'image de ce courant. Cette tension est ensuite appliquée à l'entrée 11 du TDA 1060, qui permet de limiter le courant en cas de surcharge grâce aux deux comparateurs internes ayant respectivement un seuil de 0,48 V et 0,6 V. La valeur du courant de limitation choisi est obtenue par le réglage du potentiomètre R_{106} . Lorsqu'une surcharge se produit, la tension de sortie diminue en fonction du courant traversant la charge. En cas de court-circuit, la tension de sortie s'annule.

Réalisation de la maquette

Résultats de mesures

Le convertisseur est réalisé sur une carte ayant pour dimensions : longueur 140 mm, largeur 80 mm. Le circuit imprimé est représenté par la figure 8. L'implantation des différents composants est donnée sur la même figure.

Le transistor de puissance TR_3 et la diode D_2 sont soudés côté cuivre et montés isolés sur un radiateur Lessel profil F ayant les mêmes dimensions que le circuit imprimé. Le dessin du montage mécanique radiateur, circuit imprimé est représenté par la figure 9.

Mesure de rendement

Pour une tension d'entrée de 24 V, la tension mesurée à la sortie du convertisseur est de 11,98 V, ceci avec un courant débité dans la charge

de 2,5 A, soit une puissance de 29,95 W. A l'entrée le courant relevé est de 1,6 A, soit une puissance d'entrée de 38,4 W.

Le rendement du convertisseur à pleine charge pour une tension d'entrée de 24 V est donc :

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{29,95}{38,4} = 78 \%$$

La courbe de la figure 10 représente la variation du rendement en fonction du courant dans la charge.

Mesure de la régulation de la tension de sortie

– Régulation de la tension de sortie en fonction de la charge figure 11.

Pour une variation de la charge de 0 à 100 %, la tension de sortie varie de 12,100 V à 12,010 V en charge, soit $\Delta V_s = 0,09$ V.

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = \frac{0,09}{12,010} = 0,0074$$

$$\text{soit } \frac{\Delta V_s}{V_s} < 0,8 \%$$

– Variation de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée : figure 12.

Lorsque la tension d'entrée varie de 18 à 32 V, la tension de sortie en charge passe de 11,980 V pour 18 V à 11,960 V pour 32 V.

$$\Delta V_s = 0,02 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = \frac{0,02}{11,990} = 0,0016$$

$$\text{soit } \frac{\Delta V_s}{V_s} < 0,2 \%$$

Caractéristique de limitation

La variation de la tension de sortie en fonction des surcharges est représentée à la figure 13.

Relevé des oscillogrammes

La figure 14 représente le courant I_L dans l'inductance de sortie ainsi que la forme de la tension aux bornes de la diode D_2 lorsque le convertisseur est à vide.

Sur la figure 15, I_L et VD_2 sont représentés dans le cas du fonctionnement à pleine charge.

La tension résiduelle de sortie (fig. 16) est de 49 mV pour la puissance nominale de sortie.

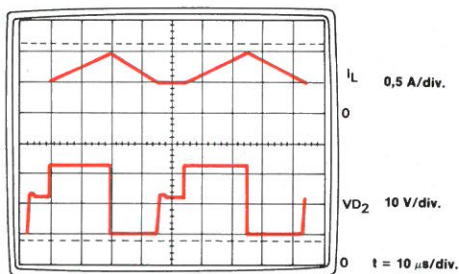


Fig. 14.

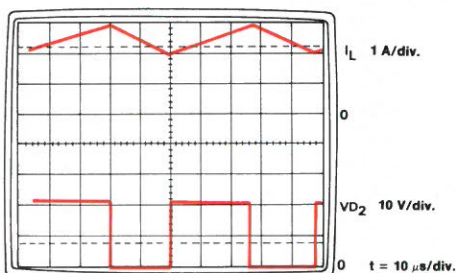


Fig. 15.

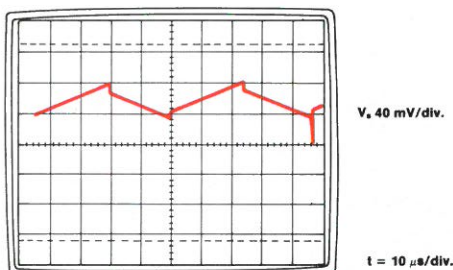


Fig. 16.

Tableau 1.

Tension d'entrée	nominale 24 V continue (variable de 18 V à 32 V)
Tension de sortie	12 V
Courant de sortie	2,5 A
Fréquence de travail	22 kHz
Régulation en ligne - 25 % V _e + 30 %	< 0,2 %
Régulation de charge (0 à 100 %)	< 0,8 %
Rendement pleine charge	78 %
Tension résiduelle de sortie (pleine charge)	40 mV
Température d'utilisation	0 °C à + 55 °C
Protection contre les surcharges et les courts-circuits en sortie.	

Le résumé des caractéristiques est donné par le tableau 1.

G. Cornec et R. Dolbachian
RTC – La Radiotechnique Compelec
Laboratoire d'applications

Référence

« Réalisation d'un convertisseur d'une puissance de 30 W », G. Cornec (Rapport interne FPO 7902).

Nomenclature des composants

Composants actifs

TR₁ : 2N2222
TR₂ : 2N2905A
TR₃ : BDX77
D₁ : BAX 13
D₂ : BYW 29/150
IC₁ : TDA 1060

Résistances

R₁ : 120 Ω
R₂ : 470 Ω
R₃ : 1,5 kΩ
R₄ : 470 Ω
R₅ : 1 kΩ
R₇ : 4,7 kΩ
R₈ : 68 Ω
R₉ : 18 kΩ
R₁₀ : 100 kΩ
R₁₁ : 2,2 kΩ
R₁₂ : 2,7 kΩ
R₁₃ : 1,2 kΩ
R₁₄ : 470 Ω
R₁₅ : 470 Ω
R₁₇ : 120 Ω
R₁₈ : 68 Ω
R₁₀₆ : 470 Ω
R₁₁₆ : 470 Ω

Condensateurs

C₁ : 0,15 μF/100 V
C₂ : 2 200 μF/40 V
C₃ : 3,3 nF
C₄ : 3,3 nF
C₅ : 22 μF/10 V
C₆ : 47 nF/250 V
C₇ : 0,15 μF/100 V
C₈ : 2 200 μF/16 V

Bobinages

T₁ : transformateur de courant (tore 14/9/5 en 3H2 – primaire 1 spire ; 110/100 isolé – secondaire 100 spires ; 25/100)
L₁ : inductance RM 10 (73 spires 75/100, entrefer 1,6 mm ; valeur 500 μH)

Les composants sont de marque RTC.



Asservissement de fréquence par pas d'un mégahertz : la méthode douce

Il en est de l'asservissement comme de la médecine : les méthodes « douces » et « classiques » se font concurrence. Dans les deux cas, c'est la méthode douce qui est la plus ancienne. En effet, ce qui est désormais classique en matière d'asservissement pour synthèse de fréquence, c'est l'utilisation de multiples diviseurs commutables ou décompteurs programmables.

Souvent, cette technique est rigide, lourde et encombrante, tout en étant coûteuse sur le plan des composants autant que sur celui de la consommation. De plus, elle est affectée d'un effet secondaire qui est souvent une contre-indication : le rayonnement électromagnétique, avec élaboration de fréquences de battement qu'on retrouve aux endroits les plus inattendus d'un montage, voire dans un environnement radioélectriquement sensible.

La méthode douce divise la consommation au moins par dix, dans le cas d'une application aux alentours de 30 MHz. Elle passe, néanmoins, pour moins élégante que la méthode essentiellement binaire. Mais on peut toujours essayer d'instiller, dans la méthode qu'on aura mise en œuvre, une dose plus ou moins forte de l'autre.

Asservissement discret et limité

Asservir, avec pilotage par quartz, un oscillateur successivement sur 4 MHz, 5 MHz, 6 MHz, et ainsi de suite jusqu'à 30 ou 40 MHz, c'est une technique qu'on doit pratiquer pour certaines applications à la mesure

aussi bien que pour les télécommunications.

Si on veut ainsi obtenir, par exemple, 37 MHz par la méthode classique, on doit diviser la fréquence d'un oscillateur par 37, puis comparer le résultat de cette division avec un oscillateur à quartz de 1 MHz. Ensuite, on utilise le résultat de la comparaison pour amener la fréquence de l'oscilla-

teur exactement sur la valeur voulue. Or, pour diviser 37 MHz par un nombre impair, on a besoin d'un diviseur programmable qui fonctionne au moins encore à 80 MHz en binaire pur. Bien entendu, un tel diviseur consomme et rayonne beaucoup, alors que les succédanés, tels que le diviseur par 10/11, ne se distinguent pas par leur pureté spectrale.

La méthode douce utilise, elle aussi, un oscillateur commandé par diode varicap. Mais avant de l'asservir sur ces 37 MHz qu'on voudrait obtenir, on commence par appliquer, à cette varicap, une tension telle que l'on soit déjà amené en voisinage immédiat de la fréquence souhaitée. Dès lors, il suffit d'un effort infime pour pousser le verrou.

La simplicité de la chose est extrême quand il s'agit d'une programmation manuelle, car il suffit alors de placer le bouton d'un potentiomètre en face d'un repère, puis d'observer un signal lumineux qui indique que l'asservissement a bien eu lieu. Cela n'empêche pas que la programmation d'une tension soit également possible avec un convertisseur digital-analogique ou avec une chaîne de diviseurs suivie de portes analogiques. L'asservissement sera particulièrement rapide si on commute la tension de commande de façon douce, c'est-à-dire en la faisant monter tout juste assez lentement pour que cet asservissement puisse se faire dès la première identité des deux fréquences.

Comparaison par échantillonnage

Le schéma de principe de la figure 1 comporte un oscillateur qu'on peut asservir, entre 10 et 30 MHz, sur des multiples entiers de 1 MHz. Pour amener cet oscillateur en voisinage de la fréquence désirée, on a prévu la solution la plus simple, celle de la commande manuelle, par potentiomètre. La fréquence produite, f_2 , est amenée à un circuit du type multiplicateur analogique. Sur son autre entrée, ce multiplicateur reçoit une tension en provenance d'un oscillateur à quartz, de 1 MHz. Cet oscillateur doit produire un signal rectangulaire ou plutôt carré, c'est-à-dire bien symétrique, et à temps de commutation très courts. C'est donc à ce point du traitement qu'on aura avantage à instiller quelque peu de digital (en guise de digitaline), sous forme de circuit logique.

La rectangulaire ainsi obtenue est différenciée par un circuit RC dont l'élément R est la résistance d'entrée d'un transistor fonctionnant en base commune, donc une résistance très faible.

Après différenciation, on obtient des impulsions très courtes, ce qui fait

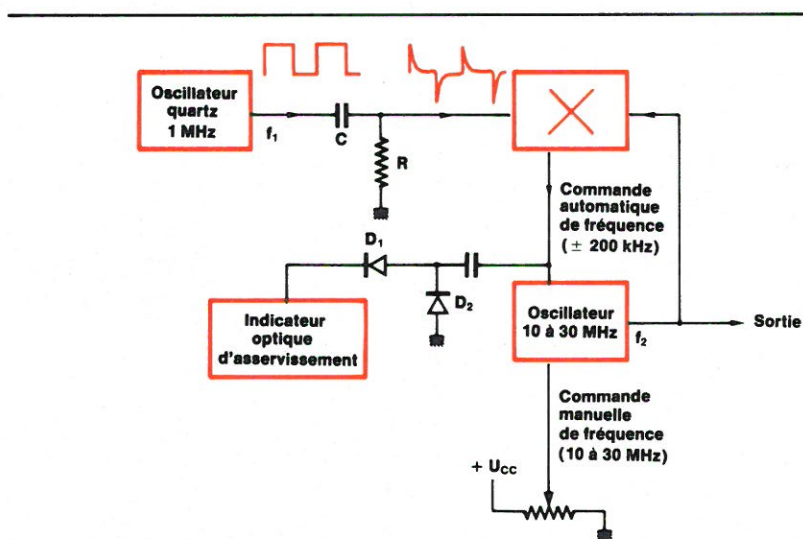


Fig. 1. — Pour obtenir un asservissement doux, on procède à une mise en condition qui peut être manuelle et qui consiste à amener l'oscillateur à asservir en voisinage immédiat de la fréquence sur laquelle on veut le verrouiller.



Fig. 2. — Pour asservir un oscillateur de 27 MHz sur une référence de 1 MHz, on procède non pas par division programmable, mais par un échantillonnage qu'on repère toutes les 27 périodes.

que le multiplicateur analogique fonctionne plutôt à la manière d'un système à échantillonnage. Ce type de fonctionnement consiste à prélever, comme le montre la figure 2, un échantillon e du signal de fréquence f_2 . En d'autres termes, on effectue une mesure de la valeur instantanée de la sinusoïde, et on mémorise le résultat de cette mesure en chargeant un condensateur par la tension mesurée. Puis n périodes plus loin ($n = f_2/f_1$), on prélève un nouvel échantillon, etc. Si n est un nombre entier, les prélèvements se feront de façon synchrone, et on obtiendra une tension continue.

Dans le cas contraire, le multiplicateur délivrera une tension alternative (fréquence de battement). Après redressement par D_1 - D_2 , cette tension alimentera un indicateur qui avertit l'utilisateur que l'asservissement n'est pas fait. Ce dernier manœuvrera donc le potentiomètre de commande en conséquence. Le battement, entre f_1 et f_2/n , deviendra alors suffisamment lent pour que l'asservissement puisse avoir lieu.

En pratique, un tel asservissement manuel se fait bien plus facilement

que son principe subtilement analogique ne pourrait le faire craindre. Pour obtenir une fréquence donnée, il suffit, en effet, de dépasser le repère correspondant très légèrement à gauche quand on vient de la droite, et inversement. Lors de cette manœuvre, on obtient nécessairement une égalité instantanée entre f_1 et f_2/n , et l'asservissement se fait alors tout aussi instantanément. Un artifice semblable est évidemment possible quand on procède par tensions de commande commutées.

Une varicap et deux tensions de commande

Pour obtenir un asservissement manuel commode, il faut disposer d'une plage d'entraînement de ± 100 à ± 250 kHz autour de chaque mégahertz plein. Accessoirement, il serait souhaitable que cette plage corresponde, sur le cadran du potentiomètre de fréquence, à un angle qui serait à peu près le même pour toutes les fréquences qui sont prévues sur ce cadran.

La figure 3 donne une courbe montrant la variation de capacité qu'accuse un varicap BB 112 en fonction de la tension de commande. On voit qu'on obtient une relation pratiquement linéaire entre 4,5 et 8,5 V. Cette plage de tension correspond à une variation de fréquence dans un rapport de 2. Quand on peut se contenter d'un tel rapport, on obtient donc des modalités de commande particulièrement faciles, pour une commande manuelle aussi bien que quand on procède par commutation de tensions.

Au total, la courbe de la figure 3 couvre un rapport de 5 pour la variation de fréquence. On peut même obtenir un peu plus, avec un montage à très faibles capacités propres. Les valeurs extrêmes du rapport de variation ($\Delta V_R / \Delta f$, ou pente de la courbe) restent, toutefois, suffisamment voisines pour qu'une commande manuelle soit possible dans de bonnes conditions.

L'addition des deux tensions de commande de fréquence, automatique (CAF) et manuelle (CMF), peut se faire, comme le montre la figure 4, par simple mise en série des deux sources. Les valeurs de C_1 et de C_2 seront suffisamment grandes pour que la fréquence d'accord soit exclusivement déterminée par D_V et L .

La tension de commande que délivre le multiplicateur de la figure 1 dépend non seulement du désaccord relatif entre f_1 et f_2/n , mais aussi de la valeur absolue de f_2 . En effet, le rendement du multiplicateur sera aux fréquences élevées plus faible qu'aux fréquences basses. De plus, f_1 est disponible sous forme d'une rectangulaire qui ne comporte pas d'harmoniques paires. Tout cela fait que la tension de sortie du multiplicateur ne dépend pas seulement du désaccord relatif.

Pour que ces incertitudes restent sans conséquence, il suffit de prévoir, dans l'entrée CAF de la figure 4, un amplificateur opérationnel dont on choisit le gain suffisamment grand pour qu'il y ait limitation, toutes les fois que f_1 et f_2/n sont très voisines. La plage d'entraînement ne dépendra alors plus que du rapport R_2/R_1 .

Montage à consommation minimale

Une réalisation pratique du principe exposé est donnée dans la figure 5. Le fait que ce montage ne consomme

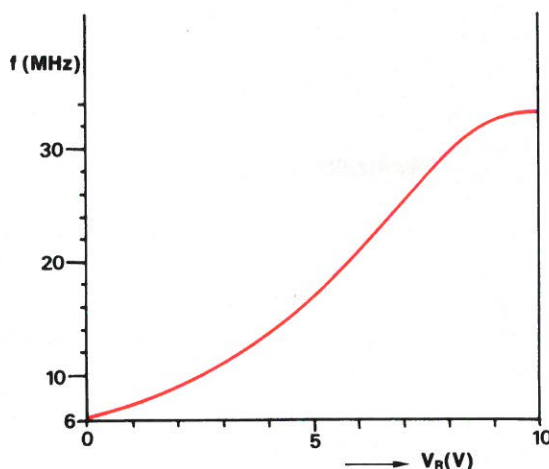


Fig. 3. — Courbe donnant la fréquence de résonance d'un circuit oscillant accordé par varicap, en fonction de la tension de commande.

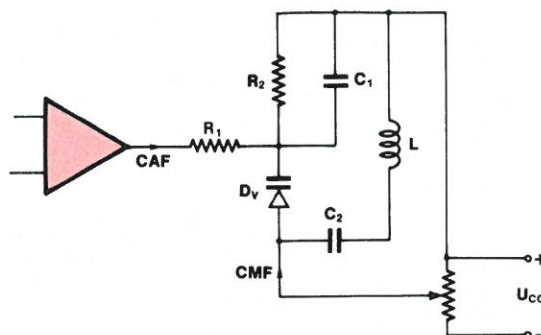


Fig. 4. — Dans le montage d'asservissement, la diode varicap se trouve prise en sandwich entre ses deux tensions de commande.

que quelques milliampères ne traduit pas seulement un désir d'économie d'énergie. En effet, le rayonnement parasite qu'un montage peut présenter est aussi fonction de sa puissance d'alimentation.

C'est ainsi qu'on s'est contenté d'une tension d'alimentation de 5 V pour l'oscillateur à quartz, lequel est utilisé en résonance parallèle. Avec un courant de collecteur bien inférieur à 1 mA, on obtient ainsi, sur l'émetteur de T_1 , une amplitude suffisante pour attaquer directement une logique CMOS. Les valeurs du montage ont été déterminées avec un quartz qui était, en principe, prévu pour fonctionner en résonance série. Ces valeurs peuvent ne pas convenir dans le cas d'un quartz accusant une différence de fréquence relativement forte entre les modes série et parallèle. Un tel quartz s'obstinera à osciller sur une fréquence trop élevée, si on conserve les valeurs indiquées. Le remède

consiste à augmenter C_2 et C_3 dans des proportions identiques.

Une rectangulaire de 1 MHz a été obtenue en partant d'un quartz de 2 MHz et en effectuant une division par 2, à l'aide d'une bascule D. Il n'est pas interdit d'effectuer d'autres divisions de fréquence, si on a par exemple besoin de 500 kHz, de 250 kHz, ou de 125 kHz, etc. pour une quelconque fonction complémentaire au circuit étudié. Toutefois, il serait imprudent d'utiliser, pour cela, un diviseur à bascules multiples du type CD 4024, CD 4040 ou similaire. En effet, ces cascades de bascules sont souvent affectées de couplages internes, si bien que la raideur du flanc à la sortie de division par 2, se trouve influencée par l'état des sorties de division par 4, par 8, etc. En conséquence on trouve, quand l'asservissement est obtenu, sur la sortie de l'amplificateur opérationnel un mélange suspect de 125 ; 62,5 ;

31,25 kHz. Le bruit de phase qui résulte du phénomène n'est peut-être pas toujours gênant, mais le fonctionnement de l'indicateur d'asservissement risque de se trouver affecté.

Cet indicateur travaille avec T_8 et T_9 , de façon que la LED soit éteinte lors du fonctionnement normal, d'où consommation de repos pratiquement nulle. La sensibilité dépend de la valeur de R_{20} , et elle devient maximale quand on omet ce composant.

L'oscillateur est une variante d'un montage à régulation d'amplitude qui avait été commenté dans le n° 32 d'*Electronique Applications*, page 45. Pour son bobinage, on peut utiliser un mandrin de 8 mm de diamètre, à noyau en poudre de fer aggloméré, 9 spires en fil nu de 0,6 à 0,8 mm, bobinées sur une longueur de 15 mm, prise à 2 spires à partir de l'extrémité connectée sur le positif de l'alimentation.

Le multiplicateur analogique est simplement un étage différentiel, T_2 - T_3 . On ajuste R_6 , au repos (quartz court-circuité) de façon à obtenir 6 V environ à la sortie de l'amplificateur opérationnel. Si cette tension ne peut être obtenue ou si elle varie fortement avec la position de R_{10} , c'est-à-dire avec la fréquence, c'est que T_3 reçoit une trop forte tension alternative sur sa base. Il convient alors de modifier l'emplacement de la prise sur L.

Les éléments de correction de phase, C_7 et R_{13} , peuvent souvent être omis quand on travaille avec une plage d'entraînement inférieure à 1 % de la fréquence maximale. Par ailleurs, leurs valeurs peuvent dépendre des imperfections du montage (couplages capacitifs et inductifs). Au besoin, on modifiera ces valeurs jusqu'à l'obtention d'un asservissement parfait sur toutes les fréquences prévues.

Sans les résistances de butée R_9 et R_{10} , l'oscillateur couvre facilement de 8 à 35 MHz. On devra donc choisir ces résistances de façon à obtenir la plage désirée, soit 10 à 30 MHz pour l'application qui avait été envisagée pour ce montage.

Commutation de gammes par tensions continues

Dès qu'on désire couvrir, avec le procédé décrit, un rapport de fréquences supérieur à 4, on a avantage à

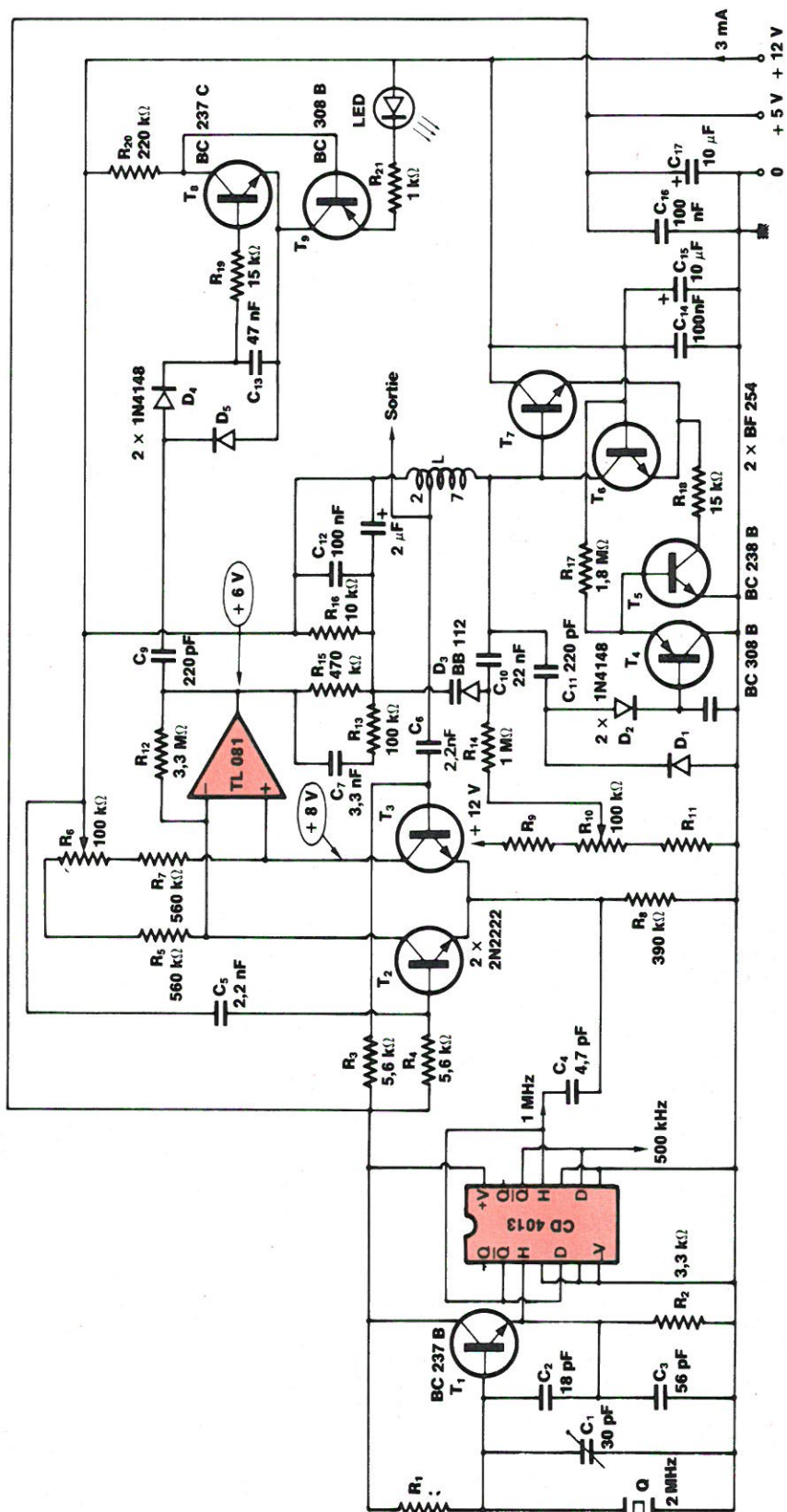


Fig. 5. - Montage d'asservissement avec oscillateur de référence, prédiviseur, comparateur, oscillateur régulé en amplitude et indicateur d'asservissement.

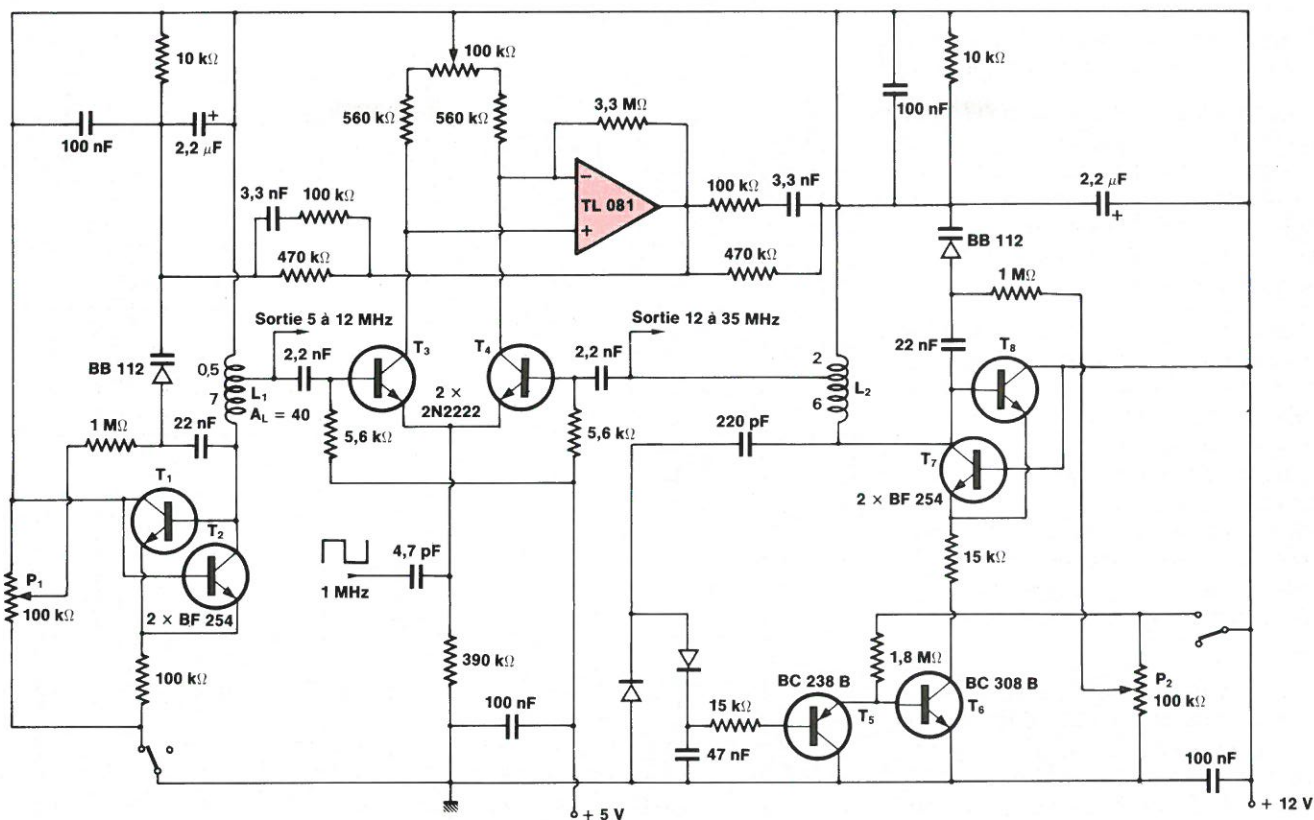


Fig. 6. — Les deux gammes de fréquence de ce montage d'asservissement sont obtenues par deux oscillateurs autonomes, et la commutation se fait par des tensions continues.

prévoir une commutation de gammes. Quand cette commande peut être manuelle, on peut évidemment compléter le montage de la **figure 5** par un commutateur et plusieurs bobines. Toutefois, le prix de commutateur *ad hoc* risque d'être supérieur à celui des quelques composants dont on a besoin pour réaliser un oscillateur autonome pour chaque gamme, du moins dans le cas où il n'y a que deux gammes.

A titre d'exemple, la **figure 6** montre une réalisation couvrant, toujours par mégahertz entiers, la plage de 5 à 35 MHz, en deux gammes. Pour oscillateur de référence et indicateur d'asservissement, non représentés dans ce schéma, on pourra utiliser les circuits de la **figure 5**.

L'oscillateur 5... 12 MHz (T_1 , T_2) peut, à la rigueur, travailler sans régulation, si on y utilise un pot de ferrite. Le coefficient de surtension d'un tel bobinage est, en effet, maximal à la fréquence la plus basse (5 MHz). Ainsi, l'impédance à la résonance ne varie que peu avec la fréquence, et

l'amplitude d'oscillation reste dans des limites acceptables, pourvu qu'on choisisse convenablement la résistance commune d'émetteurs. L'oscillateur 5... 12 MHz a été réalisé avec un pot de ferrite 1/8, matériau K1 (Siemens), $A_L = 40$, enroulement de 7,5 spires en fil divisé de 30 brins de 0,06 mm, prise à la première demi-spire.

La commutation de mise en service se fait à partir du négatif de l'alimentation pour l'un des oscillateurs (T_1 , T_2) et à partir du positif pour l'autre (T_5 à T_8). Ainsi, la varicap qui accorde L_1 est sans tension quand L_1 n'oscille pas. Dans ce cas, aucun risque que L_1 n'absorbe de l'énergie en provenance de L_2 . Et réciproquement, puisque la varicap qui accorde L_2 reçoit toute la tension d'alimentation quand ce bobinage est au repos, ce qui fait qu'il se trouve alors accordé sur une fréquence bien supérieure à toutes celles sur lesquelles L_1 peut travailler.

Les transistors qui entretiennent les oscillateurs (T_1 , T_2 , T_7 , T_8) fonctionnent chacun avec un courant de col-

lecteur de l'ordre de 50 μA , et l'amplitude aux bornes des bobinages est de l'ordre de 0,5 V. Donc, consommation dérisoire, rayonnement minimal. Certes, mais un oscillateur aussi mollement entretenu, c'est exactement ce qu'on faisait, dans les années 20 ou 30, avec cette « détectrice à réaction » qui était un montage de réception.

Pour vérifier, mettez votre circuit d'asservissement sur votre table, sans aucun souci de blindage, et même plutôt de façon débraillée, puis connectez, sur la sortie de l'amplificateur opérationnel, un signal-tracer (si vous possédez encore cet instrument aussi ancien que merveilleux) ou une sonde de redressement suivie d'un amplificateur audio plus haut-parleur. Ensuite, asservissez sur une fréquence proche d'une bande radio (6, 7, 10 ou surtout 12 MHz). Si votre montage fonctionne bien, votre haut-parleur vous parlera alors en russe.

H. Schreiber

Composants

Commande de base directe et optimisée des transistors de commutation

Pour bénéficier pleinement des remarquables performances des transistors de commutation modernes, il est préférable de les associer à des circuits drivers, eux-mêmes performants. Si, de plus, la sécurité totale des commutateurs est recherchée quelles que soient les conditions de fonctionnement, il est nécessaire d'ajouter aux circuits de commande des circuits de surveillance et de protection.

Cet article décrit un nouveau concept pour une commande et une protection optimisée des transistors de puissance, applicable à une très large gamme de puissance (depuis quelques centaines de VA jusqu'à plusieurs centaines de kVA commutés), utilisant un circuit intégré monolithique : l'UAA 4002 de Thomson-Semiconducteurs.

Introduction

Parmi les fonctions remplies par un dispositif de commande de base, on peut dégager deux orientations :

- la fonction de commande de base elle-même, qui est la finalité du circuit ;
- les fonctions de protection du transistor de puissance.

Associées à la commande de base, ces dernières fonctions sont facultatives. Le nombre des protections mises en œuvre résulte généralement d'un compromis technico-économique prenant en compte l'environnement du composant à protéger : probabilité de l'apparition de tel ou tel défaut, conséquences pour le composant, conséquences pour l'équipement, etc. Ce-

pendant, il va de soi que la fiabilité d'un équipement transistorisé est une fonction croissante de la quantité et de la qualité des dispositifs de protection mis en œuvre.

Les caractéristiques d'une bonne commande de base de transistors bipolaires ont fait l'objet de nombreuses publications. Rappelons-en ici les points essentiels.

– Lors de la mise en conduction, il est nécessaire de fournir au transistor un courant de base positif d'une amplitude suffisante et présentant un temps de montée aussi réduit que possible.

– Pendant la conduction, il faut fournir au transistor un courant de base lui permettant de rester saturé ou quasi saturé.

– Au moment du blocage, il faut fournir un courant de base négatif. Ce courant de base doit être contrôlé dans sa forme et son amplitude pour assurer un temps de descente réduit du courant collecteur.

Le rôle des dispositifs de protection est de faire en sorte qu'en aucun cas, les limites de fonctionnement des composants ne soient dépassées. Bien entendu, l'existence de ces dispositifs ne doit pas exclure le dimensionnement correct des composants au moment de la conception de l'équipement, leur fonctionnement devant être considéré comme occasionnel et non systématique. Les dispositifs de protection peuvent être classés en deux catégories : les circuits de protection passifs et les circuits de protection actifs.

Les circuits de protection passifs font appel à des composants passifs et sont destinés à dériver ou à absorber des énergies limitées. Appartiennent à cette catégorie, les circuits écrêteurs qui peuvent absorber des surtensions d'origine externe à l'équipement ou interne (surtension à la coupure par exemple).

La protection active est différente de la protection passive en ce sens que le transistor participe à sa propre protection. Un dispositif de protection actif comprend toujours deux parties distinctes :

- un circuit de mesure dont le rôle est de détecter le défaut ;
- un circuit de réaction décidant le cas échéant de placer ou de maintenir le transistor dans l'état bloqué, état dans lequel il est le plus robuste.

Si les dispositifs de protection passifs sont par principe autonomes et décentralisés, les circuits de protection actifs font appel à des circuits électroniques faisant partie intégrante des circuits de commande de base : on aboutit alors à la notion de driver « autoprotégeant ».

L'UAA 4002

Ce paragraphe décrit un circuit intégré monolithique assurant à lui seul les fonctions de commande de base et de protection active des transistors de puissance.

1° Description générale du circuit

L'UAA 4002 est présenté dans un boîtier 16 broches standard DIP 16. Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

- Il reçoit des informations de conduction sous la forme de signaux logiques et les convertit en un courant base appliqué au transistor de puissance. Ce courant base est autorégulé de façon à maintenir le transistor en quasi-saturation, réduisant ainsi considérablement le temps de stockage à l'ouverture. Le courant positif maximum fourni par le circuit est 0,5 A ; ce courant peut être facilement augmenté par l'adjonction d'un ou plusieurs transistors extérieurs.

- Au moment du blocage, l'UAA 4002 applique à la base du transistor de puissance un fort courant négatif, pouvant atteindre 3 A, assurant ainsi une décroissance rapide du courant collecteur. Comme le courant positif, le courant de base négatif peut être facilement augmenté

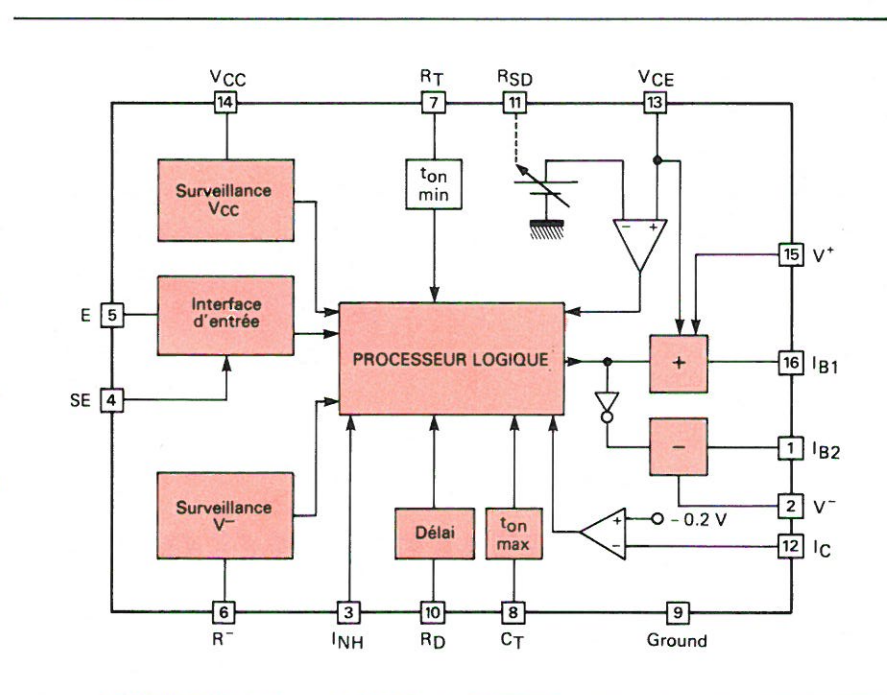


Fig. 1. – Bloc-diagramme du circuit UAA 4002.

au moyen de transistors extérieurs au circuit.

- Le transistor de puissance est protégé par un processeur rapide intégré. Ce processeur contrôle en particulier la tension de saturation collecteur-émetteur et le courant collecteur du transistor pendant la conduction. Il vérifie également les tensions d'alimentation et la température de pastille du circuit intégré. Des temps de conduction minimum et maximum peuvent être programmés par l'utilisateur. Enfin, en mémorisant la détection d'un défaut jusqu'à la fin d'une période de

conduction, le processeur logique interdit toute possibilité de remise en conduction multiple.

- Certaines des fonctions de protection peuvent être inhibées, autorisant ainsi une grande souplesse d'emploi.

Examinons maintenant, plus en détail, le fonctionnement du circuit dont le schéma de principe est donné par la figure 1.

2° Interface d'entrée de l'UAA 4002

L'interface d'entrée assure l'adaptation nécessaire entre les signaux provenant du dispositif de régulation et le processeur logique du circuit intégré.

La commande de l'UAA 4002 peut s'effectuer de deux façons selon l'état d'une broche de sélection appelée SE (voir fig. 2) :

- SE niveau haut (broche non connectée). La commande s'effectue par niveau. L'entrée est compatible TTL et C.MOS et peut être reliée à un opto-coupleur pour une commande isolée galvaniquement ;

- SE niveau bas (broche reliée à la masse). La commande s'effectue par impulsions alternées. Ce mode de commande permet la réalisation d'une commande isolée sûre et économique par l'emploi d'un transformateur d'impulsion utilisant un simple tore de ferrite.

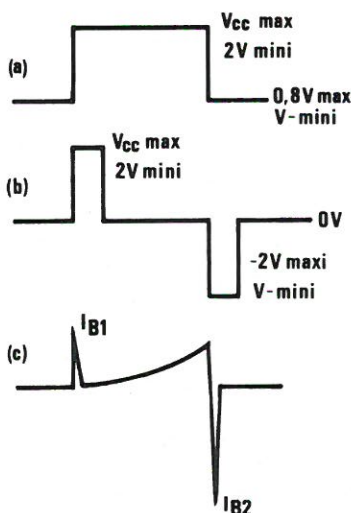


Fig. 2. – Signaux de commande de l'UAA 4002 : a) entrée logique ; b) impulsions alternées ; c) courant de base fourni par l'UAA 4002 en impulsions alternées.

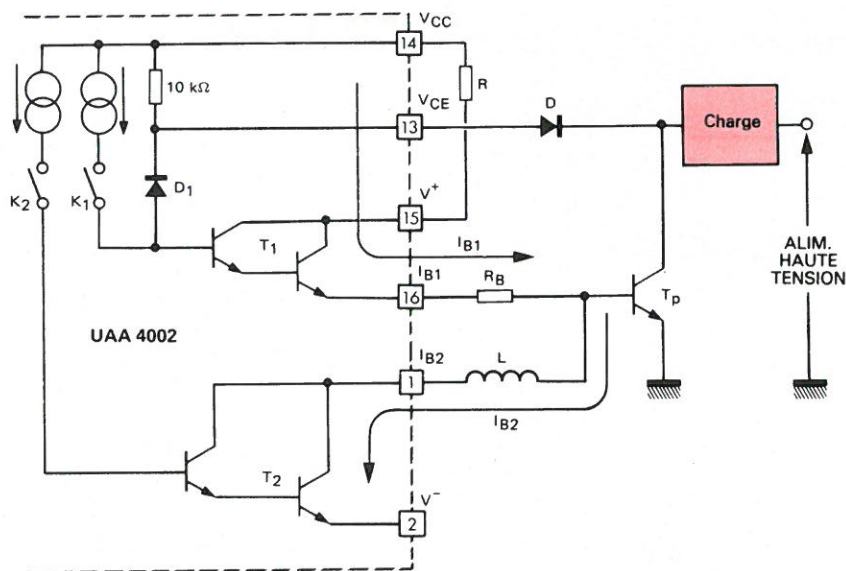


Fig. 3. — Etage de sortie de l'UAA 4002.

3° Etage de sortie de l'UAA 4002

Il est en fait constitué de deux étages : un étage positif autorégulant assure la conduction du transistor de puissance, un étage négatif assure son blocage. Ce type de driver a été choisi en raison des nombreux avantages qu'il apporte :

- commande directe du transistor de puissance ;
- énergie de commande limitée au strict nécessaire ;
- transistor maintenu en quasi-saturation, d'où un temps de stockage réduit et une aire de sécurité accrue ;
- possibilité de courants-crêtes élevés entraînant des temps de commutation très courts ;
- mise en œuvre aisée ;
- augmentation aisée du courant de base par l'adjonction de transistors extérieurs.

La figure 3 est une représentation simplifiée de cet étage de sortie.

La mise en conduction du transistor de puissance est obtenue par la fermeture de K₁. Le Darlington T₁ conduit, et un courant de base positif IB1 s'établit dans le transistor de puissance. Ce courant base est autorégulé de façon à maintenir le transistor en quasi-saturation. Plus celui-ci tend à se saturer, plus les diodes D et D₁ dérivent une part importante du courant base de T₁. De cette façon on s'affranchit des effets de la dispersion

des caractéristiques des transistors de puissance. Quel que soit le gain du transistor utilisé, le courant base prend la valeur nécessaire pour le quasi-saturer. L'énergie de commande est donc minimisée et les performances en commutation optimisées.

La résistance RB stabilise la boucle de régulation du courant base. Cette résistance doit être faible. Une valeur telle que $R_B \times I_{B \text{ sat.}} = 0,5 \text{ V}$ convient généralement bien. Elle peut

même être omise si les oscillations qui apparaissent éventuellement dans le courant de base du transistor de puissance sont considérées comme non gênantes, ce qui est souvent le cas.

La tension de saturation du transistor de puissance pendant la conduction est donnée par :

$$V_{CE \text{ sat}} = V_{BE} + R_B \times I_{B1} \text{ pour un transistor}$$

$$V_{CE \text{ sat}} = 2V_{BE} + R_B \times I_{B1} \text{ pour un Darlington.}$$

Dans ces expressions, V_{BE} représente la tension de seuil d'une jonction base-émetteur et IB1 le courant de base positif.

Le blocage du transistor de puissance est obtenu par la fermeture de K₂ (après l'ouverture de K₁). Un fort courant de base négatif est appliqué au transistor de puissance assurant une décroissance rapide du courant collecteur.

Si l'on désire limiter le gradient dI_B/dt (*smooth turn-off*), il est possible d'insérer une inductance entre la base du transistor de puissance et la sortie de l'étage négatif. Pour cette raison, la sortie de l'étage positif et la sortie de l'étage négatif sont disponibles sur deux broches séparées. L'étage négatif peut véhiculer un courant maximum de 3 A. Tout comme l'étage positif il a été conçu pour permettre une augmentation aisée du courant de sortie à l'aide d'un transistor extérieur.

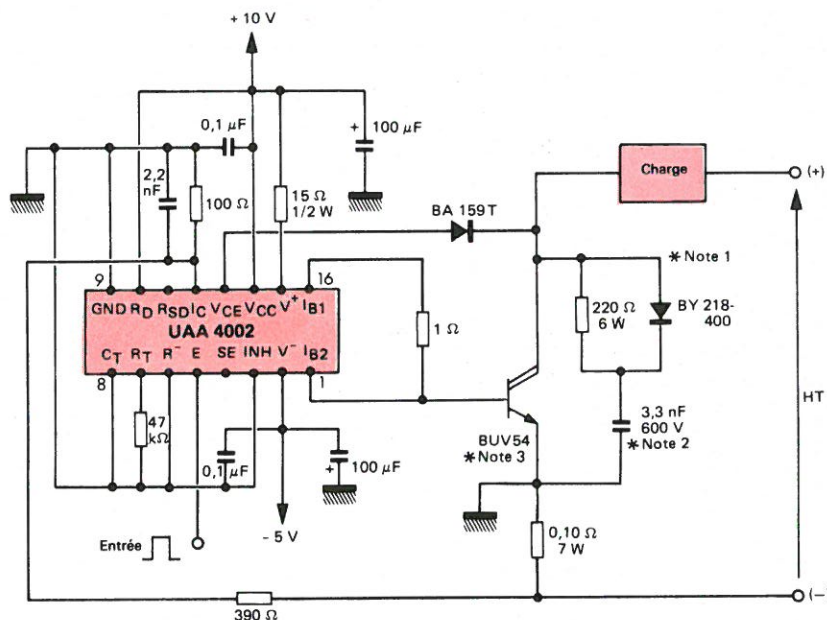


Fig. 4. — Commutateur 8 A/400 V utilisant le BUV 54 et l'UAA 4002.

Note 1 : réseau d'aide à la commutation.

Note 2 : condensateur polypropylène.

Note 3 : avec refroidisseur $R_{th} < 3,5 \text{ °C/W}$.

Les figures 5 et 6 montrent les formes d'ondes obtenues avec le schéma de la figure 4. Dans ce dispositif d'essai, l'UAA 4002 est associé à un Darlington intégré BUV 54.

Sur la figure 5, on remarque une différence d'amplitude importante entre le courant de base positif et le courant de base négatif. Ceci s'explique par le fait que c'est un Darlington qui est commandé. L'UAA 4002 montre bien ici son aptitude à commander ce genre de dispositif.

Pour une puissance commutable de 400 V $\times$ 8 A, et un fonctionnement à rapport cyclique de 50 %, la puissance dissipée dans l'UAA 4002, est, dans le cas le plus défavorable, de 0,80 W. Il en résulte une élévation de température maximale de 64 °C de la pastille du circuit.

Cette estimation montre que, associé à un Darlington, l'UAA 4002 peut commander des puissances appréciables, même sans utiliser de transistors amplificateurs extérieurs, et avec une marge de sécurité confortable sur le plan thermique.

4° Fonctions de sécurité de l'UAA 4002

● Limitation du courant collecteur

Pour être efficace, la protection des transistors de puissance, par limitation du courant collecteur, doit être instantanée. C'est-à-dire qu'il est nécessaire de mesurer à chaque instant le courant collecteur et de bloquer le transistor dès qu'une surintensité est détectée. A cet effet, l'UAA 4002 dispose d'un comparateur rapide dont le seuil de déclenchement est fixé à -0,20 V. L'image du courant collecteur est obtenue à travers un shunt inséré dans le retour négatif de l'alimentation de puissance (voir fig. 7). De cette façon, c'est le courant collecteur qui est effectivement mesuré, et non le courant émetteur. Si le courant collecteur est très élevé, et rend difficile l'utilisation d'un shunt, un transformateur de courant peut être utilisé, à condition que la fréquence et le rapport cyclique le permettent.

● Protection contre la désaturation

La tension collecteur-émetteur du transistor de puissance est mesurée, pendant la conduction, sur l'anode de la diode du dispositif d'antisaturation (broche 13). L'apparition d'une tension supérieure à 5,5 V est détectée par un comparateur rapide, ce qui en-

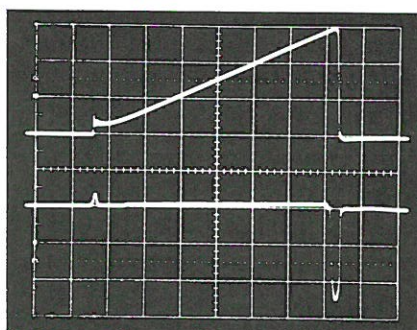


Fig. 5. — Fonctionnement du commutateur 8 A/400 V sur charge inductive. La disproportion entre les courants de base positif et négatif s'explique par le fait que l'UAA 4002 commande un darlington.

Trace du haut : courant collecteur du BUV 54 (2 A/div.).

Trace du bas : courant base du BUV 54 (1 A/div.).

Base de temps : 2 μ s/div.

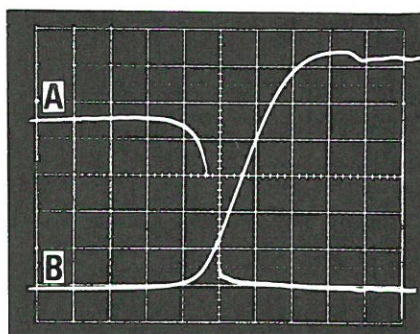


Fig. 6. — Blocage du BUV 54. La commande optimisée de l'UAA 4002 permet un temps de descente réduit.

Trace A : courant collecteur du BUV 54 (1 A/div.).

Trace B : tension collecteur-émetteur (50 V/div.).

Base de temps : 100 ns/div.

traîne le blocage immédiat du transistor de puissance, jusqu'à la fin de la période de conduction.

● Surveillance des tensions d'alimentation

Un comparateur interne au circuit surveille la tension d'alimentation positive V_{CC} : si celle-ci est inférieure à

7 V, la commande est interrompue. On s'assure de cette façon que le transistor de puissance reçoit toujours un courant base suffisant pour une bonne mise en conduction.

La tension d'alimentation négative peut également être surveillée, cette surveillance est facultative et le seuil de détection est programmable.

La surveillance de la tension négative est particulièrement utile lorsque l'on exploite les propriétés en V_{ECV} des transistors haute tension, car dans ce cas, la tension négative appliquée au transistor pendant le blocage doit être suffisante pour que l'aire de sécurité (RBSOA) soit respectée.

La surveillance simultanée du courant collecteur, de la tension collecteur-émetteur et des tensions d'alimentation du circuit confère au transistor de puissance une très grande sécurité de fonctionnement. Toutefois, si la mise en œuvre simultanée de ces fonctions ne paraît pas justifiée, il est possible de ne les utiliser que partiellement (excepté la surveillance de la tension d'alimentation positive qui ne peut être inhibée). La figure 8 illustre le comportement d'un hacheur utilisant l'UAA 4002 et dont la charge est court-circuitée. La tension collecteur-émetteur du transistor (BUV 47) est maintenue à 300 V, tandis que le courant se stabilise à 14 A. La durée de conduction n'excède pas 3 μ s. D'après le concept d'aire de surcharge (FBAOA), la surcharge subie ici par le transistor n'est pas accidentelle ($I < I_{CM}$) ; la surcharge peut être répétitive. La fréquence de répétition doit cependant être suffisamment basse.

● Surveillance des temps de conduction

Lors de l'utilisation d'un réseau d'aide à la commutation à l'ouverture

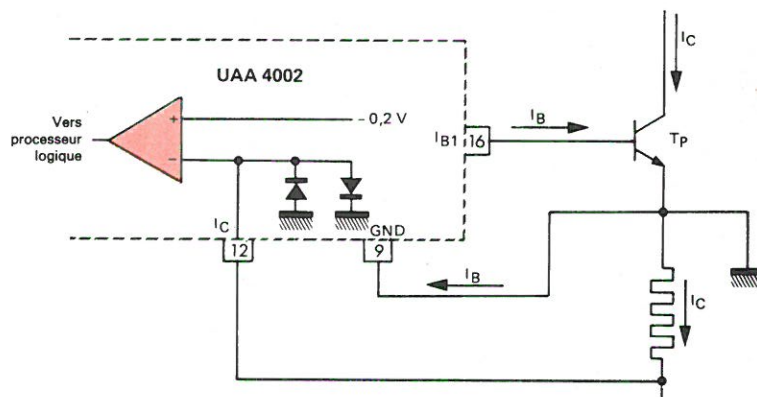


Fig. 7. — Mesure de courant collecteur.

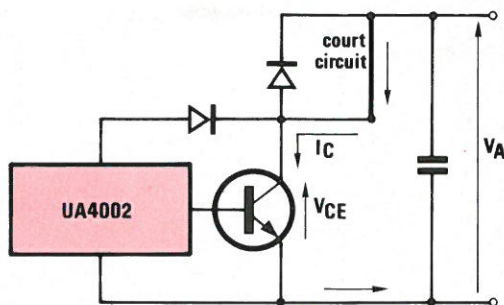


Fig. 8. — Mise en conduction d'un BUV 47 sur une charge en court-circuit. La tension collecteur-émetteur est maintenue à 300 V et le courant collecteur atteint 14 A. L'UAA 4002 coupe la commande après 3 μ s et le transistor est protégé.

(snubber network), il est nécessaire d'assurer au transistor de puissance une durée de conduction minimale permettant la décharge du condensateur de ce réseau. Le non-respect de cette règle met le transistor en péril lorsque ses propriétés de tenue en V_{CEV} sont utilisées. Avec l'UAA 4002, la durée de conduction minimale $T_{on\ min}$ peut être programmée entre 1 et 12 μ s. Une durée de conduction maximale peut également être programmée. Cette fonction peut être utilisée pour limiter la puissance transmise par un montage hacheur ou pour

éviter qu'une défaillance d'un circuit de régulation n'entraîne une conduction continue.

● Entrée d'inhibition

Une entrée d'inhibition compatible TTL et C.MOS permet d'interrompre la conduction. Cette fonction peut être utilisée en association avec des dispositifs de protection externes au circuit intégré. Citons, par exemple, la détection de surtensions ou de sous-tensions prolongées de l'alimentation de l'équipement, ou d'un échauffement excessif de refroidisseurs.

● Fonction délai

Un retard constant ajustable entre 1 et 20 μ s peut être introduit entre le front montant du signal de commande et le début de la conduction en sortie. Ceci permet d'éviter une conduction simultanée dans certaines applications où plusieurs éléments sont commutés de façon séquentielle.

5° Un commutateur 20 A-400 V pour un circuit en pont

La figure 9 montre le schéma d'un commutateur destiné à entrer dans la composition de convertisseurs en pont et en demi-pont fonctionnant sur le réseau 220 V. Dans cette application, l'UAA 4002 est associé à un Darlington spécialement conçu pour les circuits en pont : l'ESM 2040D. Ce composant est l'association dans un boîtier ISOTOP d'un Darlington rapide haute tension et d'une diode ultrarapide connectée en antiparallèle.

Les besoins en courant base de l'ESM 2040D étant supérieurs aux possibilités de l'UAA 4002, un amplificateur très simple à transistors complémentaires est utilisé.

Philippe Maige

Laboratoire d'applications
Thomson-Semiconducteurs

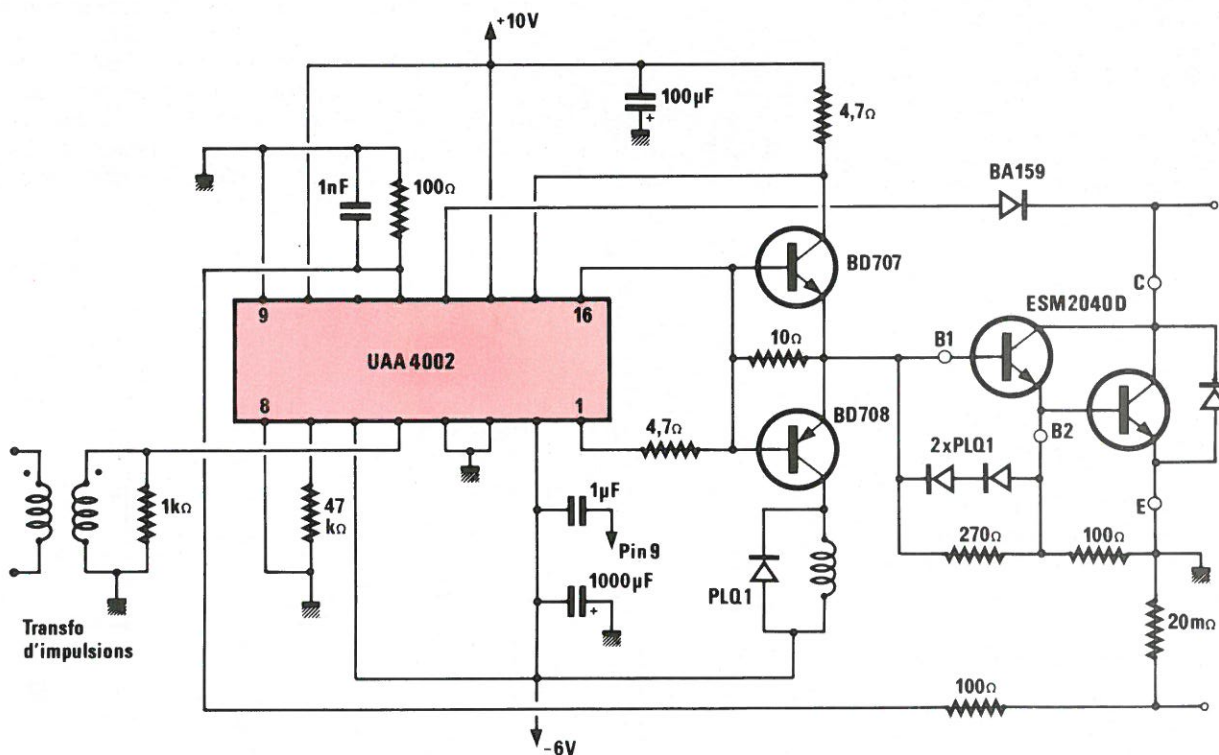


Fig. 9. — Un commutateur 20 A/400 V autoprotégé, spécialement conçu pour les circuits en pont. Un amplificateur à transistors complémentaires est intercalé entre l'UAA 4002 et le darlington ESM 2040D.

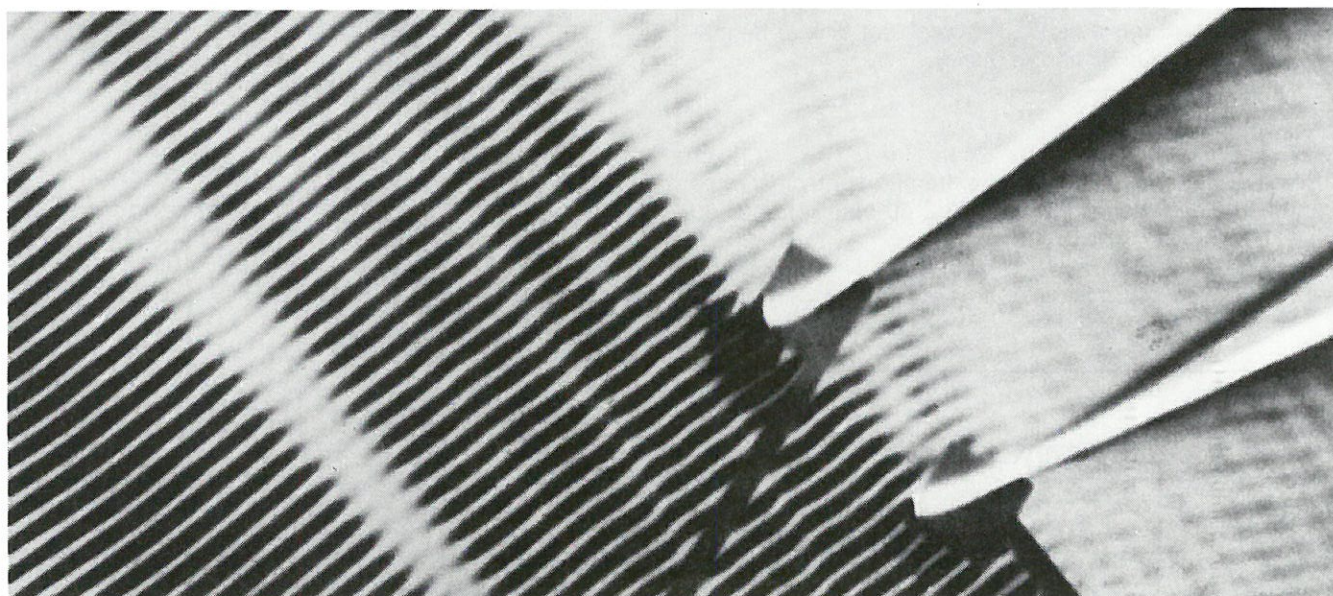


La piézo-électricité : analyse et applications d'un phénomène

(deuxième partie)

Nous avons, dans notre précédent numéro, analysé les aspects physiques des matériaux piézo-électriques, les analogies existant entre les systèmes mécanique et électrique, la fonction de transfert d'un transducteur et son schéma équivalent électrique en régime dynamique mettant en évidence un circuit doublement résonnant.

A présent, nous abordons deux domaines d'application où les transducteurs piézo-électriques fournissent, par leurs propriétés particulières, une aide efficace ; il s'agit du filtrage et de la captation de grandeurs physiques.



Une application des substrats piézoélectriques : le filtre à ondes de surface, dont on voit ici un exemple en structure « de peigne » (Siemens).

Applications au filtrage

Pour améliorer la sélectivité des filtres, on utilise la très grande surtension des résonateurs piézo-électriques notamment en télécommunication (B.L.U., filtres à fréquence intermédiaire en modulation de fréquence, téléphonie).

Equations générales des filtres

Soit un filtre représenté par un quadripôle, tel que le montre la **figure 13**. Deux paramètres importants sont à mettre en évidence : les impédances-images et le transfert en puissance sur celles-ci.

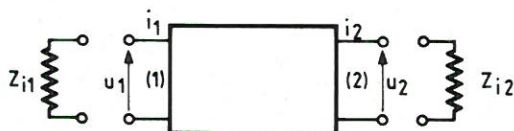


Fig. 13. – Quadripôle représentant un filtre.

● Impédances-images

Soit Z_{i1} l'impédance-image vue du côté (1) et Z_{i2} l'impédance-image vue du côté (2). Nous pouvons les définir ainsi : l'impédance-image Z_{i1} est l'impédance vue du côté (1) lorsque le côté (2) est fermé par Z_{i2} et vice-versa. On démontre que :

$$Z_{i1} = \sqrt{Z_{10} \cdot Z_{1C}} \quad (27)$$

$$Z_{i2} = \sqrt{Z_{20} \cdot Z_{2C}} \quad (28)$$

formules dans lesquelles Z_{10} et Z_{20} sont les impédances vues du côté (1) ou (2) avec l'autre côté mis en court-circuit, alors que Z_{1C} et Z_{2C} sont les impédances vues du côté (1) ou (2) avec l'autre côté en circuit ouvert.

● Transfert en puissance sur impédances-images

On pose :

$$\frac{u_1 \cdot i_1}{u_2 \cdot i_2} = e^{2\theta} = \frac{\text{Puissance d'entrée}}{\text{Puissance de sortie}} \quad (29)$$

avec $\theta = a + jb$, où a est l'affaiblissement et b le déphasage sur images. On démontre que :

$$\text{th } \theta = \sqrt{\frac{Z_{1C}}{Z_{10}}} = \sqrt{\frac{Z_{2C}}{Z_{20}}} \quad (30)$$

Si les impédances à chaque extrémité sont différentes des impédances-images et égales à Z du côté (2) et Z' du côté (1), on a :

$$\frac{Z' - Z_{i1}}{Z' + Z_{i1}} = e^{-2\theta} \cdot \frac{Z - Z_{i2}}{Z + Z_{i2}} \quad (31)$$

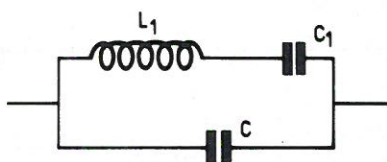


Fig. 14. – Schéma équivalent d'un cristal sans perte.

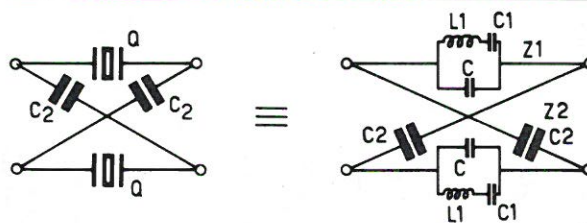


Fig. 15. – Filtre passe-bande en treillis symétrique et son schéma équivalent.

Filtres passe-bande étroits

Considérant le schéma équivalent du cristal sans perte de la **figure 14**, nous allons analyser deux structures possibles de filtres passe-bande étroits : la structure en treillis symétrique et la structure en échelle.

1° Structure en treillis symétrique

La représentation d'un filtre passe-bande de ce type, ainsi que son schéma équivalent, sont donnés à la **figure 15**.

D'après les formules (26) et (27), l'impédance image est :

$$Z_i = Z_{i1} = Z_{i2} = \sqrt{Z_{1(\omega)} \cdot Z_{2(\omega)}} = \frac{1}{\omega \sqrt{(C_1 + C) C_2}} \cdot \sqrt{\frac{(\omega/\omega_1)^2 - 1}{1 - (\omega/\omega_2)^2}} \quad (32)$$

avec :

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1}$$

et

$$\omega_2^2 = \frac{1}{L_1} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C} \right)$$

On montre, à la **figure 16**, la variation de l'impédance-image Z_i en fonction de la fréquence.

Comme résistances terminales, on prendra $R = Z_{(\omega_0)}$ avec :

$$\omega_0^2 = \frac{\omega_1^2 + \omega_2^2}{2}$$

D'après les formules précédentes, on obtient :

$$R = \frac{1}{\sqrt{C \cdot C_2 \cdot \omega_0}}$$

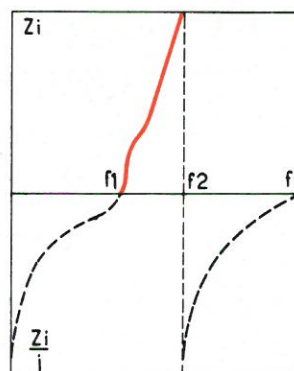


Fig. 16. – Courbe $Z_i = f(f)$.

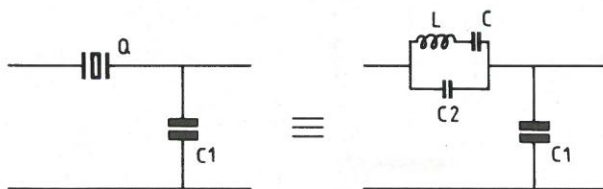


Fig. 17. - Cellule de base d'une structure en échelle et son schéma équivalent.

Pour le calcul des éléments, on introduit la fréquence f_{∞} pour laquelle l'affaiblissement est infini, c'est-à-dire lorsque $Z_{1(f_{\infty})} = Z_{2(f_{\infty})}$. On pose :

$$\nu^2 = \frac{f_2^2 - f_{\infty}^2}{f_1^2 - f_{\infty}^2} = \frac{C_2}{C}$$

d'où :

$$f_{\infty}^2 = \frac{(\nu^2 \cdot f_1^2) - f_2^2}{\nu^2 - 1}$$

Donc f_{∞} n'est réelle que si ν est extérieur à l'intervalle $[1, f_2/f_1]$, ce qui équivaut à C_2 extérieur à l'intervalle $[C, (C_1 + C)]$.

Des expressions précédentes, on déduit :

$$C = \frac{1}{\nu \pi R \sqrt{2(f_1^2 + f_2^2)}}$$

$$C_1 = \frac{f_2^2 - f_1^2}{\nu \pi R f_1^2 \sqrt{2(f_1^2 + f_2^2)}}$$

$$C_2 = \frac{\nu}{\pi R \sqrt{2(f_1^2 + f_2^2)}}$$

$$L_1 = \frac{\nu R \sqrt{2(f_1^2 + f_2^2)}}{2 \sqrt{2} \cdot \pi (f_2^2 - f_1^2)}$$

L'affaiblissement et le déphasage sur impédances-images sont donnés par la formule :

$$\text{th} \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1 + C}} \cdot \sqrt{\frac{1 - (\omega/\omega_1)^2}{1 - (\omega/\omega_2)^2}} \quad (\text{tableau 1})$$

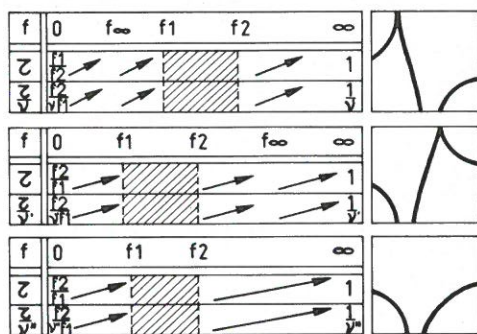


Tableau 1

2° Structure en échelle

La structure en échelle permet la mise en série de plusieurs cellules identiques. La cellule de base est reproduite à la figure 17. Sur la base d'une telle structure, on peut définir trois pulsations :

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

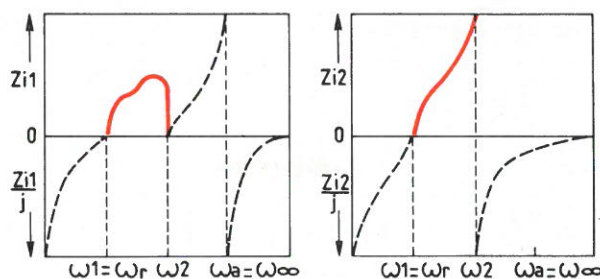


Fig. 18. - Allure des impédances-images Z_{i1} et Z_{i2} .

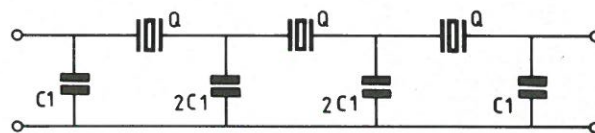


Fig. 19. - Structure en échelle classique.

$$\omega_a^2 = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_2} \right)$$

$$\omega_2^2 = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_1 + C_2} \right)$$

On a les impédances-images suivantes, représentées par ailleurs à la figure 18 :

$$Z_{i1} = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1}} \cdot \frac{1}{C_2 \omega} \cdot \frac{\sqrt{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega_2^2 - \omega^2)}}{\omega_a^2 - \omega^2}$$

$$Z_{i2} = \frac{1}{\sqrt{C_1(C_1 + C_2)}} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega^2}$$

On peut définir les résistances terminales à

$$\omega_0^2 = (\omega_1^2 + \omega_2^2)/2 :$$

$$R_2 = Z_{i2}(\omega_0) = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{C_1(C_2 + C)}}$$

$$R_1 = Z_{i1}(\omega_0) = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{C_2 + 2C_1} \cdot \sqrt{\frac{C_2 + C_1}{C_1}} = R_2 \frac{C_2 + C_1}{C_2 + 2C_1}$$

L'affaiblissement et le déphasage sur les impédances-images sont donnés par l'expression :

$$\text{th} \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{C_1}{C_1 + C_2}} \cdot \sqrt{\frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega^2}}$$

Des expressions précédentes, on déduit la valeur des éléments :

$$C_1 = \sqrt{\frac{f_2^2 - f_a^2}{f_1^2 - f_a^2}} \cdot \frac{1}{2 \pi f_0 R_2}$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \pi f_0 R_2} \cdot \left(\sqrt{\frac{f_1^2 - f_a^2}{f_2^2 - f_a^2}} - \sqrt{\frac{f_2^2 - f_a^2}{f_1^2 - f_a^2}} \right)$$

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 C f_1^2}$$

La figure 19 montre une structure en échelle utilisée dans la pratique. Signalons que l'on peut augmenter la bande passante des filtres à cristaux piézo-électriques en mettant une inductance soit en série, soit en parallèle sur le cristal.

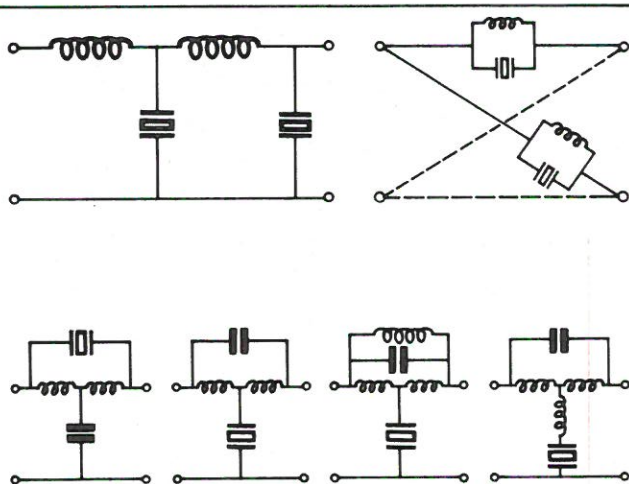


Fig. 20. - Filtres réjecteurs de bande.

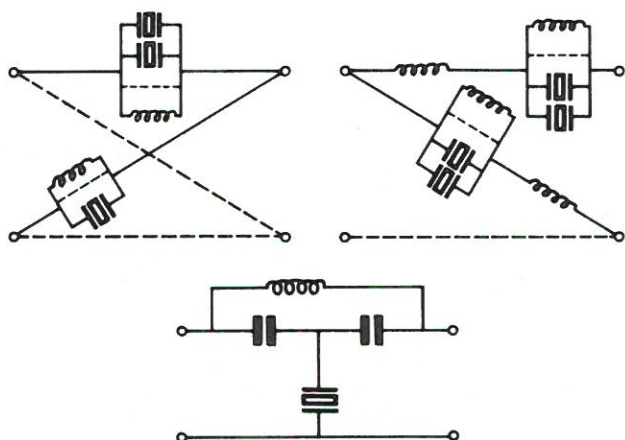


Fig. 21. - Filtres passe-bas.

Autres filtres

De la même manière que pour les filtres passe-bande, on calcule les éléments pour réaliser des filtres réjecteurs de bande (selon les schémas de principe de la figure 20), ou bien encore des filtres passe-bas (fig. 21) ou passe-haut (fig. 22).

Applications aux capteurs

Un capteur est un dispositif qui traduit une grandeur physique en une information électrique.

La propriété des matériaux piézo-électriques se prête particulièrement bien à la mesure des phénomènes liés à une force : force, vitesse, accélération, vibration.

Sensibilité et réponse fréquentielle

Soit le schéma équivalent de la figure 23 dans lequel q est un générateur de charge représentant l'élément piézo-électrique et ω est la pulsation de la force appliquée :

$$q = Q_0 \cdot \sin \omega t = CV + \int i \, dt = RCi + \int i \, dt$$

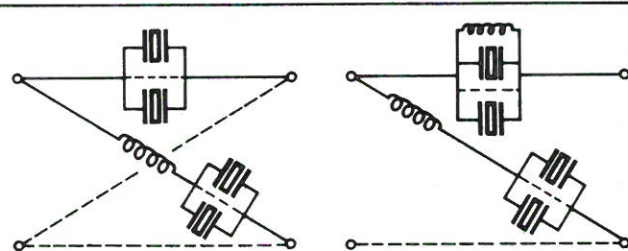


Fig. 22. - Filtres passe-haut.

Ce qui donne, en dérivant :

$$\frac{di}{dt} + \frac{1}{RC} \cdot i = \frac{\omega Q_0}{RC} \cdot \cos \omega t$$

La solution de cette équation différentielle est :

$$V = V_1 \cdot \sin(\omega t + \text{Arc tg } \frac{1}{\omega RC}) - V_2 \cdot e^{-t/RC}$$

dans laquelle le second terme est un terme transitoire qui devient négligeable quand $t \gg RC$.

$$V_1 = \frac{\frac{Q_0}{C}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2}}$$

$$\text{et } V_2 = \frac{\frac{Q_0}{C}}{\frac{1}{\omega RC} + \omega RC}$$

On voit que V_1 tend vers la tension maximum $V_0 = Q_0/C$ lorsque R tend vers l'infini.

D'autre part, le déphasage $\varphi = \text{Arc tg } 1/\omega RC$ dépend de la pulsation, mais aussi de la constante de temps RC .

Les courbes de la figure 24 montrent la réponse en fréquence de ces deux derniers paramètres.

Ces courbes montrent que pour avoir une bonne sensibilité (V_1/V_0 tendant vers 1) et le déphasage le plus faible, il faut une résistance de charge très supérieure à celle du transducteur. R étant fixée, on détermine la capacité totale en fonction du temps de réponse T imposé ($C = T/R$).

Il ne faut pas que cette capacité soit trop forte car elle intervient sur la sensibilité maximum ($V_0 = Q_0/C$) ; mieux vaut donc augmenter R pour augmenter T .

Précision de la mesure de V en fonction de la constante de temps RC :

$$V = \frac{V_0 - V_1}{V_0}$$

$$V(\%) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(RC\omega)^2}}} \cdot 100$$

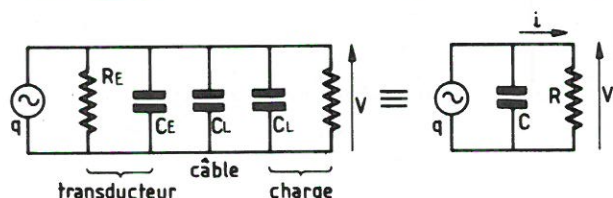


Fig. 23. - Schéma équivalent d'un capteur piézo.

Pour avoir une bonne précision, il faut avoir $RC\omega$ grand pour la fréquence la plus basse à transmettre.

Amplificateurs de mesure

Pour que la condition $R_L \gg R_E$ soit vérifiée, il est nécessaire de charger le transducteur avec un amplificateur à très grande impédance d'entrée ; c'est le cas d'un amplificateur opérationnel dans le montage suiveur ou non inverseur.

L'amplificateur de charge par contre réalise à chaque instant la décharge de l'élément piézo-électrique et le transfert de sa charge sur une capacité de mesure C_m , comme on peut le voir sur la figure 25. On a :

$$dQ = -C dV_s$$

Avec ce montage, on s'affranchit de la capacité du câble, car l'amplificateur opérationnel court-circuite virtuellement son entrée.

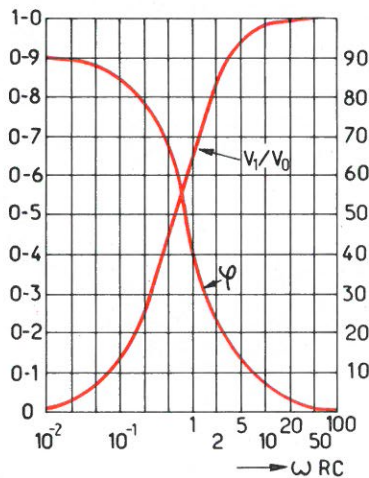


Fig. 24. — Courbes de réponse en fonction de la fréquence du rapport V_1/V_0 et du déphasage.

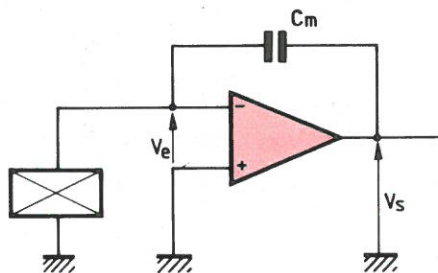


Fig. 25. — Amplificateur de charge.

Grandeurs physiques mesurables

● Force

Selon le mode de déformation utilisé, on a la charge $Q = kF$ ou $Q = k'F \ell / e$, F étant la force à mesurer, ℓ et e étant respectivement la largeur et l'épaisseur de la lame piézo-électrique.

Le signal éventuellement amplifié est proportionnel à la force appliquée au capteur. La représentation type d'un capteur de force est donnée à la figure 26.

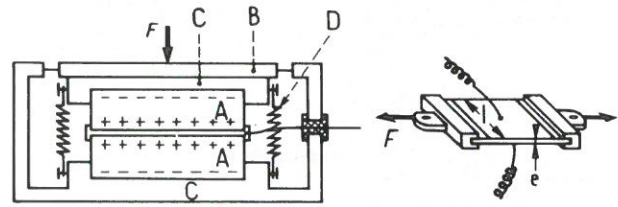


Fig. 26. — Type de capteur de force. A = quartz ; B = prise de tension positive ; C = prise de tension négative ; D = ressort de précharge.

● Accélération

La charge électrique qui apparaît aux bornes du capteur est proportionnelle à la force à laquelle il est soumis. Si cette force est la force d'inertie d'une masse m (masse sismique) soumise à une accélération γ , la charge sera proportionnelle à cette accélération car $F_{\text{inertie}} = m\gamma$ et $Q = k m \gamma$.

Pour pouvoir mesurer l'accélération dans les deux sens, une précontrainte doit s'exercer sur l'élément piézo-électrique. Un ressort assure cette condition, comme on peut le voir sur la figure 27.

● Pression

Si on connaît la surface S du capteur, la force F et la pression P étant liées par la relation $F = SP$ (donc $Q = k SP$), la mesure de Q permet alors de connaître P selon la relation $P = Q/kS$. La figure 28 montre un exemple de capteur de pression.

● Déplacement

Pour la mesure de très petits déplacements on peut utiliser un cristal piézo-électrique. Les déplacements mesurables sont de l'ordre de quelques centaines d'angströms à quelques microns.

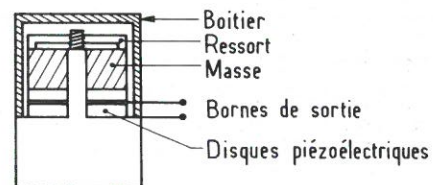


Fig. 27. — Représentation schématique d'un accéléromètre.

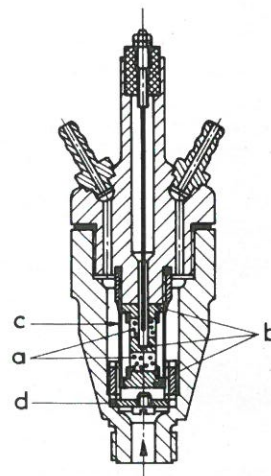


Fig. 28. — Capteur de pression. a = cristaux ; b = armature ; c = enveloppe ; d = membrane.

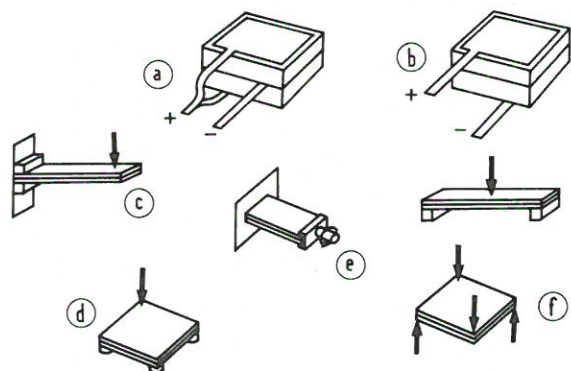


Fig. 29. — Modes d'utilisation des bilames : a = montage parallèle ; b = montage série ; c = porte à faux ; d = torsion 1 point ; e = torsion 2 points ; f = torsion 4 points.

● Température

On a vu dans le premier chapitre que les matériaux piézo-électriques sont sensibles aux variations de température. On peut donc mesurer des variations de température grâce aux variations de fréquence d'un oscillateur piloté par un résonateur piézo-électrique.

Pour un quartz on a :

$$\frac{\Delta f}{f} = -0,04 (T_0 - T)$$

Amélioration des performances

Pour améliorer la sensibilité des capteurs, on associe plusieurs lames piézo-électriques.

Cas du bilame

Si on monte deux lames piézo-électriques de telle sorte que leurs effets s'ajoutent lors d'une flexion, on obtient un capteur plus sensible.

On peut les connecter, soit en parallèle pour augmenter la charge globale, soit en série pour augmenter la tension globale.

Différents modes d'utilisation des bilames sont montrés à la figure 29.

Les bilames sont utilisés en particulier dans les microphones et les têtes de lecture de tourne-disques.

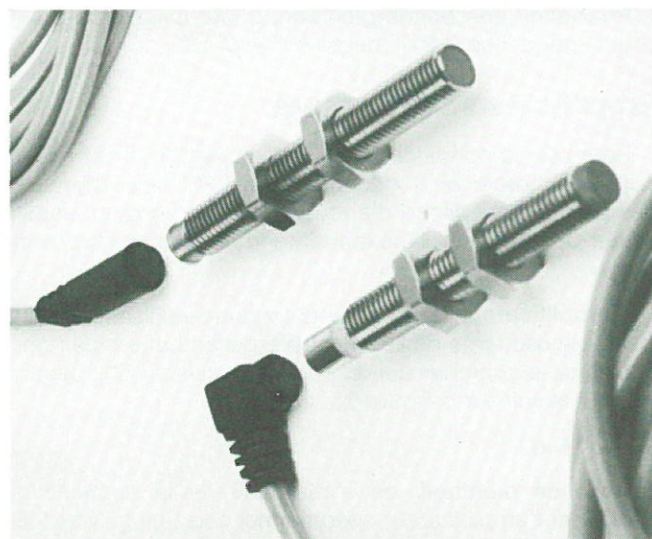
Conclusion

Dans cette étude, on s'est attaché à deux applications des matériaux piézo-électriques, les filtres et les capteurs. Plusieurs autres applications existent comme les oscillateurs pilotés par quartz, l'émission et la réception des ultrasons, les lignes à retard, les filtres à ondes de surface, la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique haute tension.

Les progrès techniques réalisés dans la fabrication et la mise en œuvre des céramiques piézo-électriques contribuent à la diminution de leur prix et par conséquent à l'augmentation de leur champ d'application.

Leur fiabilité et leurs faibles dimensions en font des composants pratiques pour l'industrie.

Ch. Ponsot



Aspect usuel de quelques capteurs de pression utilisant les matériaux piézo-électriques (Elesta).

Bibliographie

- Andrieux P., Indjoudjian D. : *Les filtres à cristaux piézo-électriques*. Paris, Gauthier-Villars, 1953.
- Bruel et Kjaer : *Accéléromètres, instructions et applications*, 1972.
- Eyraux L. : *Diélectriques solides anisotropes et ferroélectricité*. Paris, Gauthier-Villars, 1967.
- Les quartz dans les oscillateurs. *Radio Plans* n° 336, 1975.
- Hermann K. et Neubert P. : *Instrument Transducers*. Oxford Clarendon Press, 1975.
- Rigal R. : *Théorie des réseaux électriques*. E.S.E., 1953.
- RTC : *Notes d'application céramiques piézo-électriques*. 1976.
- *Les Techniques de l'Ingénieur*. Paris : E390 (la piézo-électricité) ; E613 (filtres spéciaux) ; R1510 (capteurs de déplacement) ; R1820 (dynamomètre) ; R2090 (capteurs de pression).
- Zebstein U. : *Physique des capteurs ; circuits associés ; mesures électroniques*. Dunod, Paris, 1969.

*Micro
informatique*

« Graphlog » : un programme d'aide à la conception de systèmes logiques

Les soucis d'un concepteur de circuits de logique séquentielle sont de deux ordres : d'une part, disposer d'une méthode de travail simple, rapide et efficace, d'autre part, créer une machine de conception claire et élégante, au fonctionnement très sûr pour un coût minimal.

Le microprocesseur apporte une réponse séduisante à de nombreux problèmes. Mais son utilisation dans les applications où la rapidité est un critère essentiel reste délicate. De même, son emploi au sein de petits systèmes logiques n'est pas intéressant, essentiellement pour des raisons économiques. Il y a là une lacune que les réseaux logiques programmables (P.L.A.) tendent à combler. Toutefois, ces composants sont moins répandus et plus chers que les mémoires mortes (PROM) susceptibles de remplir une fonction identique, avec des performances moindres, mais généralement suffisantes. Les mémoires REPROM offrent en outre une possibilité de reprogrammation qui constitue un avantage non négligeable.

Graphlog est un programme écrit en Basic qui aide à concevoir de petits systèmes logiques séquentiels ou des sous-ensembles d'automatismes complexes construits autour d'une PROM. Il calcule son contenu et détermine tous les paramètres du schéma à partir d'une description symbolique du système, déduite de l'analyse du cahier des charges.

d	c	b	a		h	g	f	e
0	0	0	0		0	0	0	0
0	0	0	1		0	0	0	0
0	0	1	0		0	0	0	0
0	0	1	1		0	0	0	0
0	1	0	0		0	0	0	0
0	1	0	1		0	0	0	1
0	1	1	0		0	0	1	0
0	1	1	1		0	0	1	1
1	0	0	0		0	0	0	0
1	0	0	1		0	0	1	0
1	0	1	0		0	1	0	0
1	0	1	1		0	1	1	0
1	1	0	0		0	0	0	0
1	1	0	1		0	0	1	1
1	1	1	0		0	1	1	0
1	1	1	1		1	0	0	1
A ₃	A ₂	A ₁	A ₀		D ₃	D ₂	D ₁	D ₀

Simulation des circuits de logique séquentielle

En plus de leurs utilisations classiques en informatique, les mémoires mortes (PROM ou REPROM) peuvent être utilisées pour simuler les circuits de logique combinatoire. En effet, listons le contenu d'une PROM en écrivant adresses et données en code binaire : on constate une parfaite similitude entre ce listing et la table de vérité d'un système logique (fig. 1) ; les broches d'adressage deviennent les entrées du système tandis que les broches de données en simulent les sorties. On remarque d'emblée une limitation sérieuse à ce procédé : ajouter une entrée revient à doubler la capacité mémoire, qui devient vite prohibitive. Il sera peu intéressant de dépasser 11 entrées et 8 sorties, ce qui correspond à une capacité mémoire de 2 Ko.

Le circuit de logique séquentielle, contrairement au circuit de logique combinatoire, réagit aux informations binaires qui lui parviennent à un instant donné, en fonction d'événements passés. Les sorties d'un tel système dépendent de ses variables d'entrées et de son *état interne*, codé par un ensemble de *variables internes*. Ces dernières sont fonction de l'état précédent et des variables d'entrées. Intuitivement, à chaque état interne correspond une phase du fonctionnement de l'automate. On reviendra plus loin sur ces concepts.

Un circuit séquentiel peut n'être constitué que d'un circuit combinatoire rebouclé sur lui-même (fig. 2). On a alors conçu de façon très simple un système dit « asynchrone ». Les « lignes » qui ramènent les sorties sur les entrées matérialisent les variables internes. Mais cette solution est sujette au risque de l'*aléa de séquence* :

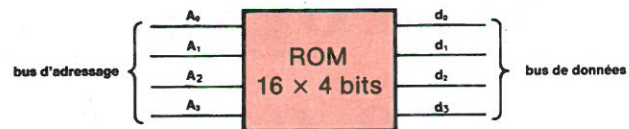
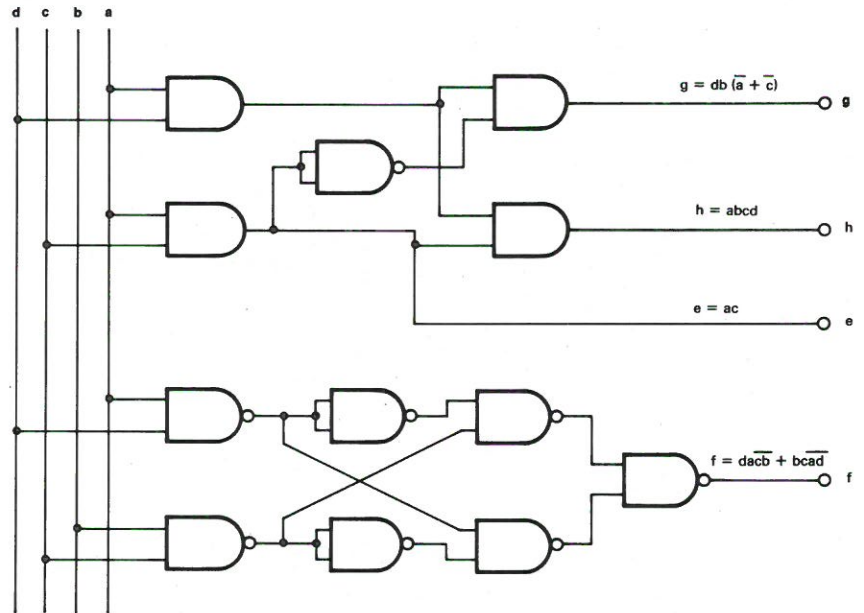


Fig. 1. — Ce tableau de chiffres binaires représente aussi bien la table de vérité du multiplieur 2 bits schématisé à côté, que le listing du contenu d'une PROM de 16 × 4 bits.

si le fonctionnement normal du système exige à un moment donné la commutation de plusieurs variables internes, il est probable que l'état suivant soit indéterminé car la technologie ne garantit pas la commutation rigoureusement simultanée de plusieurs signaux.

Une condition nécessaire d'un bon fonctionnement est donc la suivante : lors de tout changement d'état, une seule variable interne doit commuter. Cette contrainte complique notablement l'étude et un problème apparemment simple peut se révéler inextricable. La recherche d'une solution évitant l'aléa de séquence a conduit à mettre au point les circuits séquentiels synchrones.

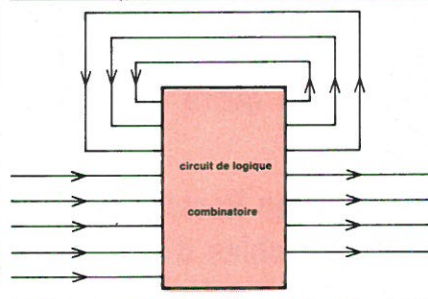


Fig. 2. — Un circuit de logique combinatoire dont certaines sorties sont rebouclées sur certaines entrées devient un circuit de logique séquentielle asynchrone.

Considérons la figure 3. On y retrouve un circuit combinatoire dont n sorties sont rebouclées sur n entrées. Mais cette fois, une « bascule D » est insérée dans chaque ligne de réaction. La « bascule D synchrone » mémorise l'état logique présent sur son entrée « D » lorsqu'un front (montant ou descendant selon le type de bascule) active son entrée de commande « CK ». Dans le cas présent, les entrées « CK » sont connectées à une horloge qui définit la cadence de fonctionnement du système.

Grâce à cette disposition, les changements d'état aléatoires dus aux imperfections des portes logiques ne sont pas retransmis sur les entrées « variables internes » du système, à condition que la période d'horloge dépasse le temps de réponse du circuit combinatoire. Ce dernier peut être simulé par une PROM ; le schéma de la figure 4 donne une solution utilisable. Il est possible de le simplifier et d'augmenter la sécurité de fonctionnement au détriment du temps de réponse (5 μ s au moins) en remplaçant l'horloge et les bascules D par un circuit intégré « MC 14490 » (fig. 5). Ce boîtier contient six circuits « anti-rebonds » synchronisés par une horloge interne. Une information binaire présente à l'entrée de l'un d'eux n'est

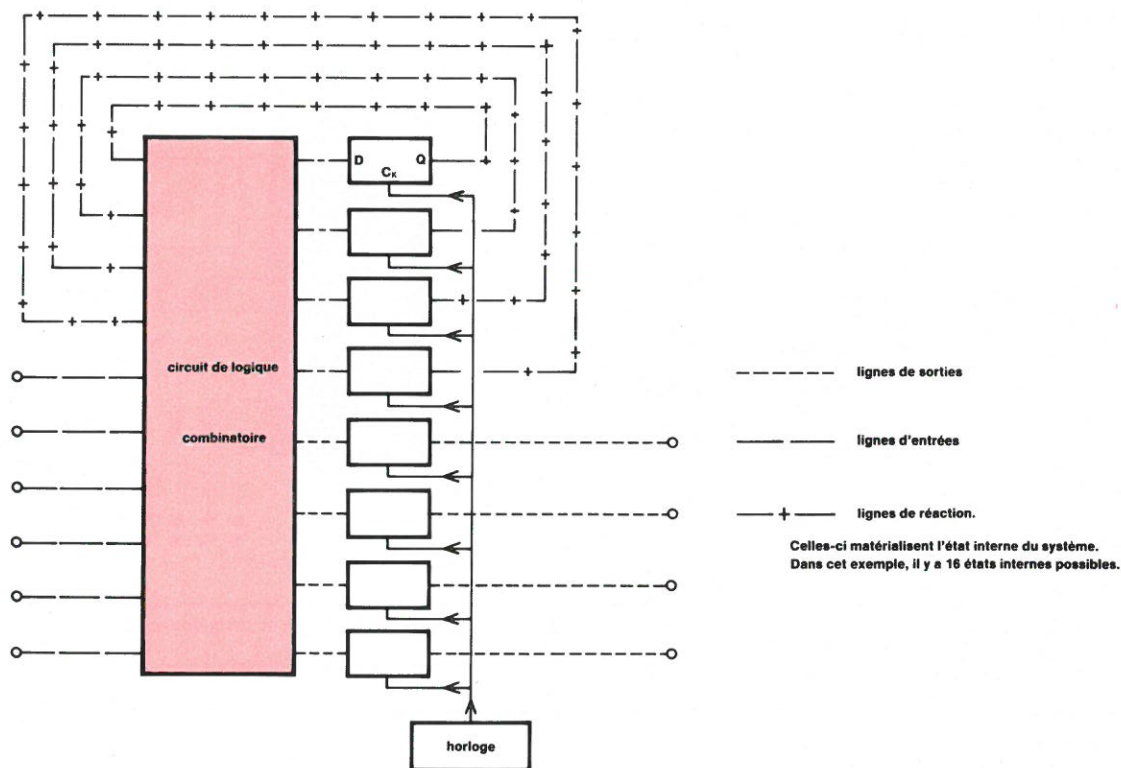


Fig. 3. - Synoptique d'un circuit de logique séquentielle synchrone.

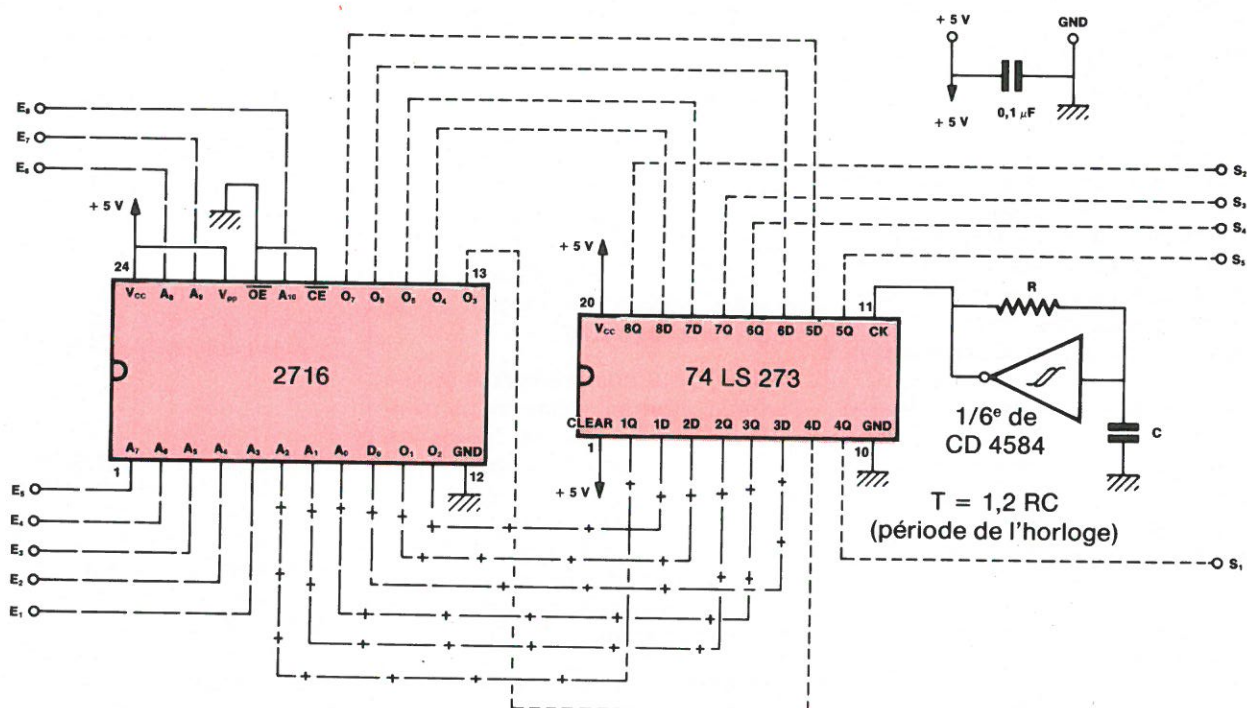


Fig. 4. - Exemple de schéma d'un circuit de logique séquentielle disposant de 8 entrées, 5 sorties et 8 états internes au maximum. Les entrées non utilisées doivent être connectées à la masse logique.

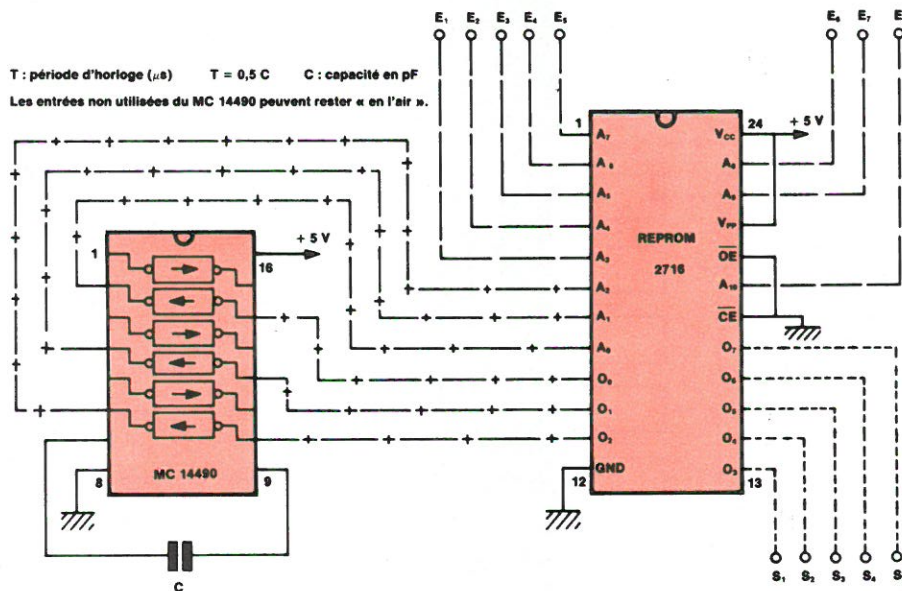


Fig. 5. — La substitution des bascules D par des circuits anti-rebonds MC 14490 simplifie la réalisation et permet au système de ne pas tenir compte d'impulsions parasites présentes sur ses entrées.

retransmise sur la sortie correspondante que si elle est stable pendant au moins quatre périodes d'horloge. Moyennant un choix adéquat de la fréquence, cette propriété permet au système séquentiel de ne pas prendre en compte d'éventuelles impulsions parasites.

Le tracé du schéma relatif à une application nécessite la détermination de quelques paramètres qui sont le nombre d'entrées et sorties, le nombre de variables internes et la fréquence d'horloge.

Le nombre de variables internes est lié au nombre d'états internes par le choix d'un code. L'absence d'aléas de séquence autorise l'utilisation du classique code binaire qui différencie 2^N combinaisons pour N bits. Ainsi, un système qui comprend 27 états internes disposera de 5 variables in-

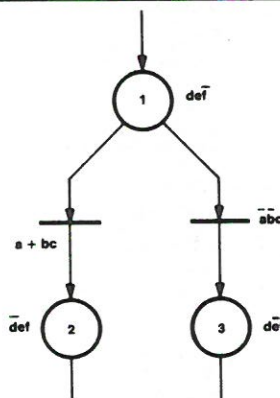


Fig. 7

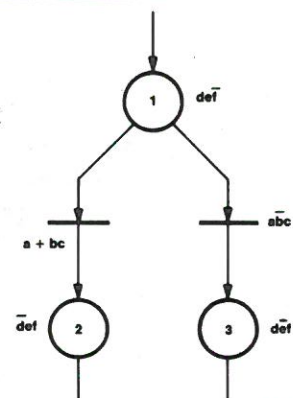


Fig. 8

ternes car $2^5 = 32 > 27$. Le codage affecte à chaque état interne un numéro, choisi arbitrairement, qui servira à le repérer. Le calcul du nombre de variables internes est effectué par le programme Graphlog.

Il faut, pour que le système évolue d'un état à un autre, un temps minimum déterminé par la fréquence d'horloge et le type de schéma (fig. 4 ou 5). Il doit être choisi supérieur au temps d'accès de la mémoire morte. Dans le cas des automates qui comportent des états instables, la détermination optimale de la fréquence d'horloge prend une grande importance.

En effet, on utilise ces états pour générer des temporisations ou pour émettre des signaux cycliques. Une fréquence trop élevée conduira à un encombrement mémoire excessif, car de nombreux états seront nécessaires pour construire une temporisation. En

revanche, une fréquence trop basse ne permettra pas d'obtenir une précision acceptable sur les durées.

Enfin, il ne faut pas oublier que la fréquence d'horloge conditionne la rapidité de la réponse du système.

Le graphe des transitions

Il est possible de décomposer le fonctionnement d'un système séquentiel en une succession de phases élémentaires que l'on dénommera « étapes ». Numérotions-les et associations à chacune d'elles une configuration des sorties selon les exigences du cahier des charges (fig. 6a). L'étape dans laquelle se trouve le système est dite *activée*. Si le système peut passer d'une étape « a » à une étape « b », il existe une *transition* de « a » vers



Fig. 6a (à gauche). — Symbole de l'étape 1 associée à la configuration des sorties d=1, e=1, f=0.

Fig. 6b (à droite). — Symbole d'une transition associée à la proposition logique $abc + abc$ où a, b, c sont des variables d'entrée.

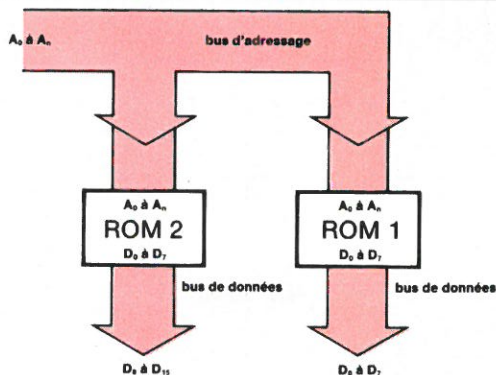


Fig. 9. — Si une application requiert un bus de données de plus de 8 bits, on utilise 2 PROM comme l'indique ce schéma. Graphlog tient compte de cette particularité.

« b ». On associe à celle-ci une proposition logique qui exprime une condition sur les variables d'entrées du système (fig. 6b). Il y a franchissement d'une transition si son étape d'entrée est activée et si sa proposition logique est vraie.

Par exemple, considérons la figure 7 ; si l'étape 1 est activée et si, parmi les variables d'entrées, « a » vaut 1 ou si « b » et « c » valent 1, alors le système passe en 2. En revanche, si « a » et « b » valent 0 et si « c » vaut 1, on passe à l'étape 3. La représentation de toutes les étapes et transitions permet de construire un graphe qui décrit clairement toutes les évolutions possibles d'un système séquentiel. Un tel graphe est nécessairement fortement connexe ; c'est-à-dire qu'à partir d'une étape quelconque, le

système peut atteindre n'importe quelle autre étape définie dans le graphe. S'il n'en était pas ainsi, certaines étapes ne seraient jamais activées, ou alors le système pourrait se bloquer.

On obtient un graphe des transitions en apparentant les notions d'étape et d'état interne. Dans ce cas, il ne peut jamais y avoir plus d'une étape activée à la fois. Pour cette raison, si plusieurs transitions partent d'une étape d'entrée commune, leurs propositions logiques doivent s'exclure mutuellement. De ce point de vue, l'exemple de la figure 7 est correct ; par contre, la partie de graphe de la figure 8 ne respecte pas cette exigence car la configuration des entrées « abc » vérifie les deux propositions logiques, l'étape suivante serait donc indéterminée.

Il pourrait paraître fastidieux de tenir compte de cette contrainte lors de la construction du graphe. En fait, une analyse cohérente du problème permet de la respecter naturellement et facilement. Si des erreurs subsistent malgré les précautions prises par le concepteur, Graphlog les décèlera et affichera le message « double transition validée à l'étape X ».

La figure 11 présente le graphe des transitions d'un système qui sera étudié dans la suite de l'article. On y reconnaît cinq états internes numérotés de 0 à 4, cinq entrées A, B, C, D, R et une sortie S. On peut vérifier que ce graphe respecte toutes les règles énoncées précédemment : connexité, conditions de franchissement d'une transition.

Le programme Graphlog

Graphlog est un programme Basic (voir encadré en fin d'article) mis au point sur un micro-ordinateur CBM 3032 (31 Ko disponibles, écran de 25 lignes de 40 caractères) équipé d'un lecteur de disquettes. L'imprimante est optionnelle. On trouvera en annexe 1 la liste des caractères de contrôle du CBM 3032, le tableau des variables et l'architecture du programme. Les opérations d'entrées-

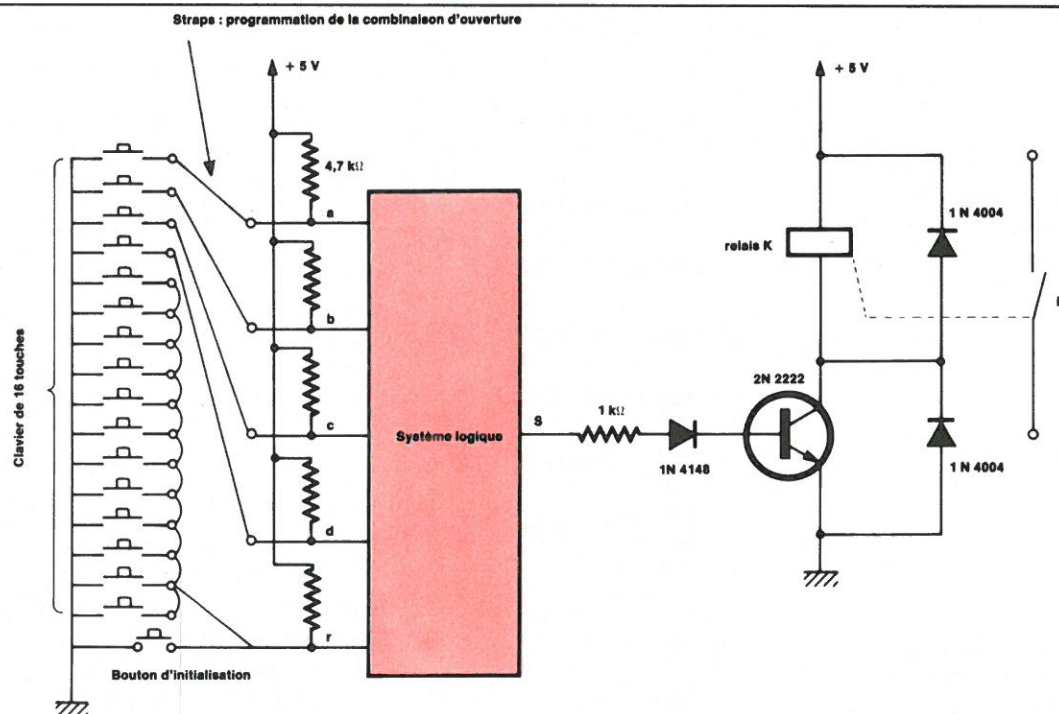


Fig. 10. — Serrure électronique : synoptique.

sorties sur le lecteur de disquettes nécessitent l'emploi d'instructions spécifiques à la machine. Celles-ci sont décrites à l'annexe 2. Les autres routines de Graphlog n'utilisent que des instructions classiques, leur adaptation à d'autres micro-ordinateurs ne devrait pas poser de problèmes difficiles.

Graphlog assure essentiellement trois fonctions :

- Edition d'un fichier source décrivant le graphe des transitions.
- Calcul du contenu de la PROM, détermination des paramètres de câblage et stockage de ces informations dans un fichier objet.
- Simulation du fonctionnement à partir du fichier objet.

Après avoir dressé le graphe des transitions du système à réaliser, l'utilisateur de Graphlog sélectionne l'éditeur parmi les options qu'offre le menu général. La représentation graphique décrite dans le paragraphe précédent n'est pas directement exploitable par l'ordinateur et il convient de la traduire dans un langage alphanumérique adéquat. Celui-ci admet les trois types d'instructions énumérés ci-dessous :

- « *vabcd-ghi* » déclare a, b, c, d comme variables d'entrée et g, h, i comme variables de sortie. Chaque variable ne peut être identifiée que par un caractère alphabétique. Les blancs entre les caractères ne sont pas autorisés. La déclaration des variables du système est impérative, son absence génère un message d'erreur lors du calcul du fichier objet.

- « *2/gHi* » affecte la configuration des sorties g=1, h=0, i=1 à l'étape 2. On conviendra que les variables complémentées sont représentées par des majuscules. Toutes les variables de sorties doivent être présentes dans l'expression, sinon il y aura édition d'un message d'erreur et interruption du calcul du fichier objet.

- « *1 2/a+Bc+dA* » définit une transition de l'étape 1 vers l'étape 2 associée à la proposition logique « *a+Bc+dA* », laquelle doit s'exprimer exclusivement sous la forme de produits. (La somme et le produit correspondent respectivement au « ou logique » et au « et logique »). Comme précédemment, les lettres majuscules codent les variables complémentées.

L'ordre d'écriture de ces instructions n'a aucune importance. Voici un exemple de programme construit

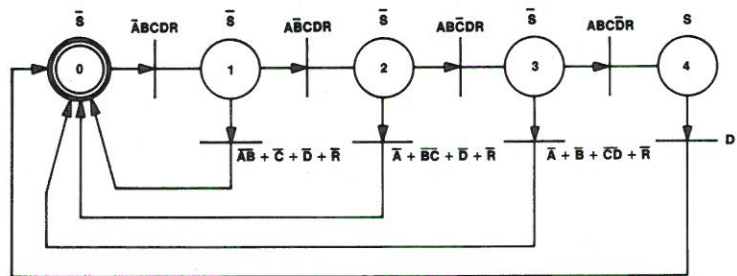


Fig. 11. - Serrure électronique : graphe des transitions. L'étape 0 est initiale.

SERRURE

VARIABLES D'ENTREES

A : 1ER CHIFFRE
B : 2E CHIFFRE
C : 3E CHIFFRE
D : 4E CHIFFRE
R : REMISE A ZERO

VARIABLES DE SORTIES

S : SORTIE

ETAT 0: SORTIES: S

0>1/ABCD̅R

ETAT 1: SORTIES: S

1>2/ABCD̅R

1>0/AB+C̅+D̅+R̅

ETAT 2: SORTIES: S

2>3/ABCD̅R

2>0/A+BC̅+D̅+R̅

ETAT 3: SORTIES: S

3>4/ABCD̅R

3>0/A+B̅+CD̅+R̅

ETAT 4: SORTIES: S

4>0/D

Fig. 12. - Serrure électronique : fichier source édité par Graphlog.

selon ces règles. Il représente la fraction de graphe de la figure 7 :

vabc-def
2/Def
1>2/a+bc
1/deF
3/deF
1>3/ABc

L'éditeur de Graphlog offre toutes les possibilités classiques d'un éditeur de programmes : écriture des instructions, correction, suppression, listage. La demande d'aide « S » rappelle la syntaxe des diverses commandes et instructions. La sortie de l'éditeur, obtenue par la commande « f », s'accompagne toujours de l'enregistrement sur disquette du fichier source qui vient d'être édité.

La procédure « calcul du fichier objet », appelée à partir du menu général, constitue le cœur de Graphlog. Elle ne sollicite que peu d'interventions de la part de l'utilisateur. Toutefois, celui-ci devra introduire au début du calcul les dimensions des bus de la mémoire morte qu'il compte employer. Graphlog accepte au maximum 12 lignes d'adressage et 16 lignes de données. Dans le cas où une application réclame plus de 8 lignes de données, Graphlog calculera les contenus de deux PROM câblées comme le montre la figure 9.

Le calcul du fichier objet passe par la détermination préalable d'un fichier intermédiaire, qui n'est qu'une transcription, sous forme de tableaux numériques, des chaînes de caractères du fichier source. Au cours de ces opérations, le programme effectue de nombreuses vérifications sur la syntaxe des instructions et sur la cohérence logique du graphe. Les contrôles se manifestent éventuellement par l'affichage d'un des messages d'erreur énumérés à l'annexe 3.

La procédure se termine par l'enregistrement du fichier objet sur une disquette avant que n'apparaisse le

SERRURE

CONTENU ROM 1

```

0000 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
0008 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
0010 : 00 00 00 00 00 00 00 00
0018 : 00 00 00 00 00 00 00 00
0020 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
0028 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
0030 : 00 00 00 00 00 00 00 00
0038 : 00 00 00 00 00 00 00 00
0040 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
0048 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
0050 : 00 00 00 00 00 00 00 00
0058 : 00 00 00 00 00 00 00 00
0060 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
0068 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
0070 : 00 00 00 00 00 00 00 00
0078 : 01 01 00 00 00 00 00 00
0080 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
0088 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
0090 : 00 00 00 00 00 00 00 00
0098 : 00 00 00 00 00 00 00 00
00A0 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
00A8 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
00B0 : 00 00 00 00 00 00 00 00
00B8 : 00 02 02 00 00 00 00 00
00C0 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
00C8 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
00D0 : 00 00 00 00 00 00 00 00
00D8 : 00 00 03 03 00 00 00 00
00E0 : 00 00 00 00 0C 00 00 00
00E8 : 00 00 00 0C 0C 00 00 00
00F0 : 00 00 00 00 00 00 00 00
00F8 : 00 01 02 03 00 00 00 00

```

Fig. 13. — Serrure électronique : contenu de la PROM.

```

BROCHE A0 CONNECTEE A D0
BROCHE A1 CONNECTEE A D1
BROCHE A2 CONNECTEE A D2
BROCHE A3 =R
BROCHE A4 =D
BROCHE A5 =C
BROCHE A6 =B
BROCHE A7 =A
BROCHE A8 =0
BROCHE A9 =0
BROCHE A10 =0

ROM 1 BROCHE D3 =S
ROM 1 BROCHE D4 NON CONNECTEE
ROM 1 BROCHE D5 NON CONNECTEE
ROM 1 BROCHE D6 NON CONNECTEE
ROM 1 BROCHE D7 NON CONNECTEE

```

Fig. 14. — Serrure électronique : câblage de la PROM.

menu intitulé « utilisation d'une PROM ». Ce dernier donne accès aux fonctions de simulation et d'impression des listings.

La routine de simulation permet de « déboguer » rapidement un graphe des transitions. Elle affiche sur l'écran un tableau de trois colonnes : la première reçoit la configuration des entrées tapée au clavier. Comme pour l'éditeur, les caractères majuscules représentent les variables complémentées. Les deux autres colonnes fournissent en réponse le nouvel état interne et la configuration des sorties correspondantes.

Etude d'une serrure électronique

Dans un but essentiellement didactique et pour illustrer ces lignes, on va étudier un exemple d'application simple dont voici la description : on se propose de réaliser une serrure électronique qui comprend en entrée un clavier de 16 touches et un bouton d'initialisation.

Un contact de relais, qui matérialise la sortie, « tire » lorsque l'unité de commande reçoit du clavier une combinaison adéquate de 4 chiffres hexadécimaux, préalablement programmée avec des straps. L'action simultanée sur deux touches est considérée dans tous les cas comme un code erroné. Les rebonds du clavier ne doivent pas perturber le fonctionnement de la serrure.

La figure 10 présente une ébauche de solution. Au repos, les entrées a, b, c, d, r sont positionnées au niveau logique haut, la sortie « s » est au niveau logique bas de façon que le relais ne soit pas alimenté. Un niveau bas sur l'entrée « r », obtenu par l'action sur une des touches qui y sont connectées, initialise l'unité de commande.

Pour que la serrure s'ouvre, il faut que les lignes a, b, c, d soient activées l'une après l'autre dans l'ordre alphabétique. Toute erreur réinitialise le système. Une telle disposition interdit les codes contenant plusieurs fois le même chiffre. Malgré cette restriction, il existe tout de même 43 680 combinaisons possibles.

Cette description du fonctionnement permet d'établir le graphe des transitions de la serrure (fig. 11). A

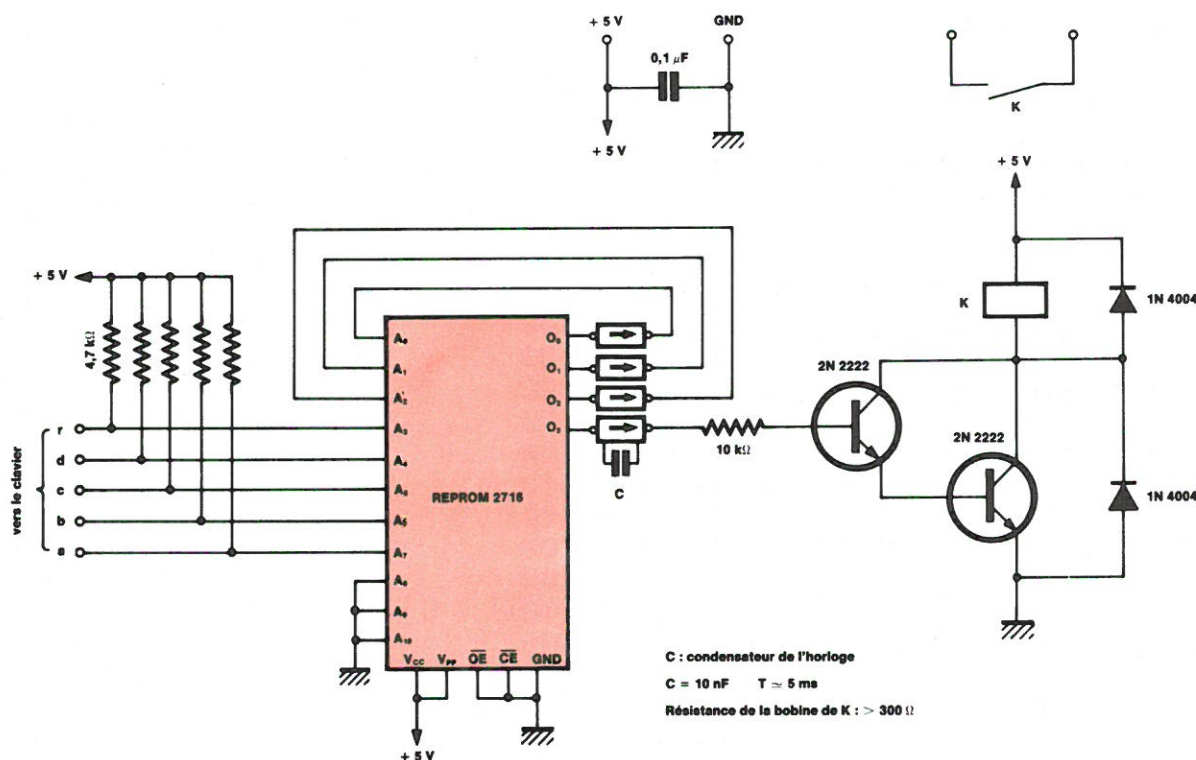


Fig. 15. — Serrure électronique : schéma. Les broches A8, A9, A10 et O4, O5, O6, O7 pourront être utilisées pour ajouter de nouvelles fonctions au système. Si aucune extension n'est envisagée, une PROM moins coûteuse HM 7611 de 256 × 4 bits suffit.

partir de celui-ci, Graphlog édite le listing du fichier source, le contenu de la PROM et son câblage (fig. 12, 13 et 14).

Enfin, pour prévenir les risques de rebonds des touches, on insère des circuits anti-rebonds MC 14490, plutôt que des bascules D, dans les lignes de réaction de la mémoire morte. On choisit une période d'horloge de 5 ms, ce qui fixe la valeur du condensateur à 10 nF.

Tous les éléments du schéma sont maintenant connus (fig. 15), l'étude théorique est terminée, il reste à réaliser et à essayer le prototype.

Conclusion

Les utilisations de Graphlog sont limitées par la capacité des mémoires que la technologie met à notre disposition. Heureusement, l'astuce permet de bien souvent de réduire un nombre trop important d'entrées et de sorties : par exemple, on pourra utiliser les variables internes comme de véritables sorties du système, à condition de choisir judicieusement le codage des états (cas typique du compteur). D'autre part, dans les systèmes complexes composés de plusieurs PROM, le temps passé à rechercher un co-

dage optimal des données d'entrées et de sorties est compensé par les gains en câblage qu'il apporte.

Les circuits de logique élaborés à l'aide de Graphlog bénéficient de nombreux avantages par rapport aux solutions classiques. Ses utilisateurs, débarrassés de méthodes rébarbatives et fastidieuses, apprécieront, en outre, la facilité de mise au point, la maintenabilité et le caractère évolutif des circuits qu'ils conçoivent.

A. Petrowski

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

ANNEXE 1

Codes et caractères spéciaux du CBM 3032

POKE 59468,14 : Active le mode minuscule/majuscule.

POKE 59468,12 : Retour au mode majuscule/semi-graphique.

Code ASCII des caractères alphabétiques du CBM 3032 : minuscules : code 65 à 90 ; majuscules : code 65+128 à 90+128. Les représentations ASCII sont utilisées dans les sous-programmes situés en 10700 et 11000.

C\$: Retour chariot ; C\$=CHR\$(13).

CL\$: « PRINT CL\$ » efface l'écran ; CL\$=CHR\$(147).

G\$: « PRINT G\$ » imprime un guillemet ; G\$=CHR\$(34).

HO\$: Positionne le curseur en haut à gauche de l'écran ; HO\$=CHR\$(19).

RE\$: Active le mode « vidéo inverse » ; RE\$=CHR\$(18).

OE\$: Inhibe le mode « vidéo inverse » ; OE\$=CHR\$(146).

UP\$: Monte le curseur d'une ligne ; UP\$=CHR\$(145).

Tableau des principales variables de Graphlog

A6 : Capacité minimale nécessaire de la PROM.

AD : Nombre de broches d'adressage de la PROM utilisée. Il faut que AD soit inférieur à 13.

DA : Nombre de broches de données de la PROM. DA doit être inférieur à 17.

DD\$: Numéro du drive sélectionné. Le lecteur de disquettes utilisé comporte 2 drives numérotés 0 et 1.

EC\$(11) : Fichier source. Tableaux des commentaires relatifs aux variables d'entrée.

EI%(128) : Tableau du fichier intermédiaire.

EQ%(128) : Tableau du fichier intermédiaire.

ET%(128) : Tableau du fichier intermédiaire.

ER : Indicateur d'erreur.

ET\$(128) : Fichier source. Tableau des configurations de sorties.

GR\$: Nom du graphe des transitions en cours de traitement.

IN% : Numéro de l'étape initiale du graphe.

KL : Nombre de PROM nécessaires. KL = 2 si DA est supérieur à 8, sinon KL = 1.

LI%(128) : Fichier source. Nombre de transitions associées à chaque étape.

ME%(4096) : Fichier objet. Image du contenu de la PROM.

NE : Nombre d'étapes du graphe.

NL : Nombre de lignes affichées sur l'écran. Dès que NL dépasse 20, l'affichage de nouvelles informations est suspendu jusqu'à ce que l'opérateur tape le caractère « c » pour continuer.

NT%(128) : Tableau du fichier intermédiaire.

N5 : Nombre de variables internes.

PE : Numéro du périphérique de sortie sélectionné. PE = 3 : écran. PE = 4 : imprimante.

SC\$(16) : Fichier source. Tableau des commentaires relatifs aux variables de sortie.

SO%(128) : Tableau du fichier intermédiaire.

TR\$(128,16) : Fichier source. Liste des transitions du graphe. Celui-ci compte au maximum 128 étapes. 16 transitions peuvent partir de chacune d'elles.

VE : Nombre des variables d'entrées du système.

VE\$: Liste des variables d'entrées.

VS : Nombre des variables de sorties.

VS\$: Liste des variables de sorties.

Description du programme

40-90 : Initialisation.

500-595 : Menu général.

700-730 : Fin : l'affichage revient en mode majuscule/semi-graphique.

1000-1195 : Editeur, initialisation.

1200-1235 : Editeur, saisie d'une

chaîne de caractères et analyse du premier caractère.

1240-1640 : Editeur, mise à jour des tableaux TR\$ et ET\$.

1700-1810 : Editeur, déclaration des variables.

1900-2110 : Editeur, impression du listing du fichier source.

2200-2490 : Editeur, affichage sur écran des règles de syntaxe.

2500-1700 : Editeur, enregistrement du fichier source sur disquette. Le nom du graphe concaténé avec le suffixe « gfs » donne le nom du fichier « disque » correspondant.

3000-3090 : Sous-programme, lecture d'un fichier source sur disquette.

3100-3200 : Affichage du catalogue des fichiers à accès séquentiels d'une disquette. On reconnaît les fichiers sources et objets de Graphlog par leurs suffixes « gfs » et « gfo ». Cette routine est spécifique au CBM 3032 ; l'utilisation d'une autre machine nécessite sa réécriture complète si elle est jugée utile.

5000-5060 : Lecture d'un fichier objet sur disquette.

6000-6100 : Calcul du fichier objet, acquisition de la dimension des bus de la PROM choisie.

6400-6630 : Calcul du fichier objet, détermination du fichier intermédiaire.

6800-6990 : Calcul du fichier objet.

7000-7095 : Menu « utilisation d'une PROM ».

7100-7230 : Sortie du contenu de la PROM.

7300-7530 : Simulation du fonctionnement à partir du fichier objet.

7600-7660 : Enregistrement du fichier objet sur une disquette.

7700-7720 : Retour au menu principal.

8000-8250 : Sortie du listing de câblage de la PROM.

10000-10080 : Sous-programme de conversion décimal/hexadécimal sur deux octets.

10100-10190 : Sous-programme de choix du périphérique de sortie.

10200-10300 : Sous-programme : émet un bip sonore.

10300-10390 : Sous-programme : teste l'état du lecteur de disquette et affiche un message d'erreur s'il y a lieu.

10700-10770 : Sous-programme : imprime une expression logique contenue dans la chaîne I2\$. Cette routine est utilisée par le sous-programme situé à la ligne 11700.

10900-10960 : Sous-programme : calcule le nombre d'étapes du fichier source. Positionne à 1 l'indicateur ER si le graphe est incomplet.

11000-11120 : Sous-programme : convertit la chaîne de caractères RZ\$

représentant une proposition logique, en deux tableaux numériques EZ% et IZ%. FZ\$ contient la liste des variables de référence. L'indicateur d'erreur ER est mis à 1 si au moins une variable de RZ\$ n'est pas déclarée dans FZ\$. Ce sous-programme constitue le cœur de la routine de calcul du fichier intermédiaire.

11700-11760 : Sous-programme : imprime toute la fraction du fichier source qui se rapporte à une étape donnée.

11800-11870 : Sous-programme : détecte toutes les transitions qui aboutissent sur des étapes qui n'existent pas. Edite un message d'erreur et positionne l'indicateur ER.

11900-11950 : Sous-programme : détermine le nombre de variables internes et vérifie que la capacité maximale des PROM n'est pas dépassée.

13200-13250 : Sous-programme : appelle le sous-programme « ATTENTE » si le nombre de lignes affichées « NL » dépasse 20.

13500-13560 : Sous-programme « ATTENTE » : imprime le mot « continue » au bas de l'écran et attend le caractère « c » tapé au clavier.

ANNEXE 2

Les commandes du double lecteur de disquettes CBM 4040

OPEN # 15,8,15,«I»+DD\$: Fait correspondre le fichier logique numéro 15 au canal de commande de l'unité de disquettes et initialise le drive dont le numéro est contenu dans DD\$.

OPEN # 1,8,2,DD\$+

«:»+GR\$+«GFS,S,W» :

Ouvre un fichier séquentiel de numéro logique 1 en écriture, et lui attribue le canal 2 de l'unité de disquettes (périphérique numéro 8). La chaîne GR\$ concaténée avec « GFS » constitue le nom de l'enregistrement.

**PRINT # 1,VE\$C\$V\$SC\$STR\$(NE)
C\$STR\$(N5)C\$:**

Transfère le contenu des variables VE\$, V\$, NE, N5 dans le fichier de numéro logique 1. C\$ est le caractère « retour chariot ».

CLOSE # 1 : Ferme le fichier logique 1.

OPEN 1,8,2,DD\$+«:»

+ GR\$+«GFS,S,R» :

Ouvre un fichier séquentiel en lecture.

INPUT # 1,VE\$,V\$,NE,N5 : Lit dans le fichier logique 1 le contenu des variables VE\$, V\$, NE, N5.

Les variables de la routine « message erreur disque »

RN : Indicateur de renouvellement.

ER : Indicateur d'erreur.

AX\$: Code d'erreur présent sur le canal de commande du lecteur de disquettes.

AX\$ = « 00 » : fonctionnement correct.

AX\$ = « 63 » : Le fichier existe déjà sur la disquette. L'indicateur ER est positionné à 1 pour toutes les autres valeurs de AX\$.

BX\$: Message d'erreur en clair fourni par le canal de commande.

CX\$: Numéro de la piste où s'est produite l'erreur.

DX\$: Numéro du secteur.

DD\$: Numéro du drive ; DD\$ = « @ » + DD\$ si on veut « écraser » un fichier existant déjà sur une disquette par un autre fichier de même nom.

ANNEXE 3

Les messages d'erreur de Graphlog

« erreur : graphe incomplet » : Pour au moins une étape du fichier source, il n'a pas été défini de configuration des sorties, ou alors, il n'existe pas de transition de sortie.

« erreur transition 2>4 » : L'étape 4 sur laquelle aboutit la transition n'existe pas dans le fichier source.

« dépassement de capacité » : Le système étudié nécessite de la PROM plus de 16 lignes de données ou plus de 12 lignes d'adressage.

« erreur de syntaxe à l'état 2 » : La configuration des sorties de l'étape 2 est incomplète, ou alors, elle contient une variable non déclarée.

« erreur de syntaxe à la transition 2>5/bcD+de » : Au moins une variable non déclarée figure dans la proposition logique.

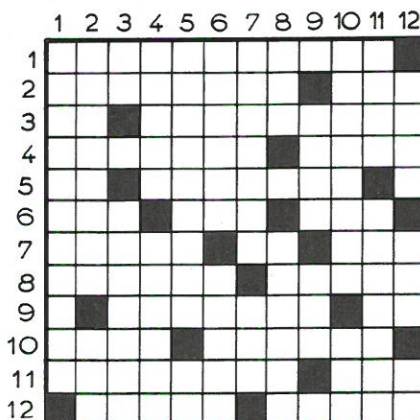
« double transition validée à l'état 7 » : De l'étape 7 partent au moins deux transitions susceptibles d'être validées simultanément.

Les mots croisés d'Electronique Applications

(solution page 76)

Horizontalement

1. Les spécialistes ne les emploient pas habituellement à torts. — 2. A classer parmi les bons grimpeurs. Point au cœur. — 3. Ouvre bien des perspectives. Bien sous tous les rapports. — 4. On a recours à lui pour guiper. Pièce fumante. — 5. Evoque de douloureux souvenirs. Ont bénéficié d'une certaine considération. — 6. Avec lui, on est dans le bain. Les Japonais n'ignorent pas tout de ses activités. Nous dispense de la répétition. — 7. Partie indonésienne de La Nouvelle-Guinée. Preuve de volonté. Délivra les Juifs de la tyrannie d'Eglon. — 8. Lorsqu'il avait repéré l'ennemi, il ne le lâchait plus. Cette prairie devint célèbre à la suite du serment prêté en 1291 par des patriotes suisses. — 9. Prend des dispositions. Quand on dit oui à Dinan. — 10. Port et centre industriel du Ghana. Manifesta un net penchant pour sa sœur. — 11. On ne peut pas dire que c'est arrivé un jour.



Fait appel à des ringards pour se montrer plus éclatant. — 12. Son cours est étudié. Accroche-cœurs.

Verticalement

1. Fait partie des tests imposés aux conducteurs. — 2. Une façon de joindre les deux bouts. Ne devait pas être prononcé avec fureur ; du moins est-il raisonnable de le penser. — 3. Son tirage est limité. Le froid les rapproche. — 4. Rayé des armes. Se montre attirant. — 5. Argument pour la majorité. Font le tour. — 6. Bien que tenus à l'écart, ils jouent le rôle de protecteurs. Débarrasse le drap des impuretés. — 7. Est efficace pour le physicien. Intégré à la phase. — 8. Mode d'été. Subit des transformations après quelques tours. — 9. Ne franchit pas le cap des éliminatoires. Sigle pour universitaires. — 10. Etape d'un circuit organisé. Même vieux, ils sont encore verts. — 11. Défini couramment en extension. Amphithéâtre de Rome. — 12. Ses fleurs sont très décoratives. Profondément marqué à gauche. Résistent difficilement au temps.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

NUMERO SPECIAL 44 BIS

« COMPOSANTS ELECTRONIQUES »

SORTIE FIN OCTOBRE

Applications

Un programme de calcul de filtres actifs

Dans un précédent article (*Electronique Applications* n° 42, p. 29), nous avons abordé la conception des filtres actifs à amplificateurs opérationnels et rappelé les schémas de base qu'il faut connaître.

La présente étude en est en quelque sorte le prolongement, puisqu'elle décrit un programme de calcul (logiciel) destiné à automatiser la conception de tels filtres.

Afin de « fixer les idées », un tableau récapitulatif, donné en annexe, rappelle les résultats fondamentaux dégagés dans l'article précédent.

Le programme

Pour une simple raison de disponibilité, c'est le langage LSE qui est utilisé. Comme le programme est constitué presque exclusivement de calculs simples et d'affichages, une version en Basic ou tout autre langage évolué peut être directement rédigée sans difficulté.

L'algorithme suit évidemment toutes les étapes du calcul « à la main ». Un module de tracé est ajouté au programme afin de visualiser sous forme semi-graphique les résultats de calcul. La figure 1 donne le schéma général de la structure du filtre.

Au lancement du programme, il y a reproduction de la structure générale du filtre de façon à définir le schéma et l'emplacement des composants.

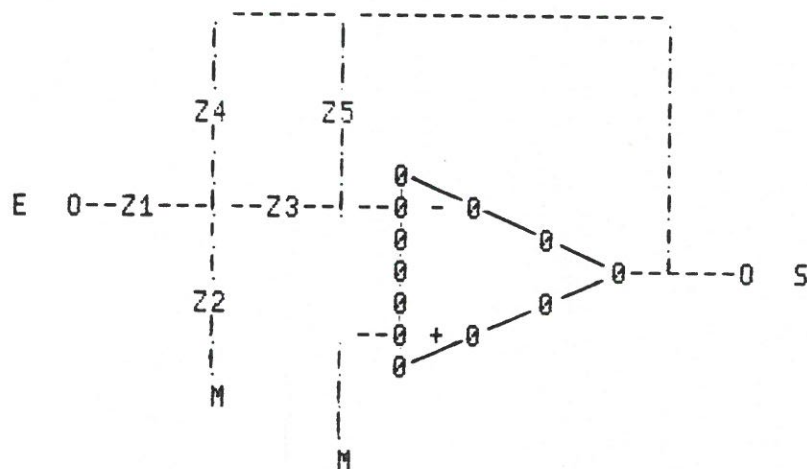


Fig. 1.

	Structure	Gain nominal	Fréquence caractéristique	Coefficient de surtension
Projet « 1 »	Passe bas	36 dB	125 Hz	2
Projet « 2 »	Passe bande	28 dB	485 Hz	10
Projet « 3 »	Passe haut	35 dB	1 000 Hz	1

Tableau 1.

Alors s'exécute le dialogue d'entrée des informations.

TYPE DE FILTRE
PASSE BAS (PB)
PASSE BANDE (PBDE)
PASSE HAUT (PH)

Les données entrées par l'opérateur sont en italique. Un exemple de filtre illustre le dialogue.

```

1* CALCUL FILTRES ACTIFS A. 0P. ( BFA )
2
3* A. BILLES
4
5* ( 11/03/85 )
6
10*****
11
12 TABLEAU T[80,2]
13 CHAÎNE TYP,L0G
14 P1.3.141592
15 AFFICHER[5,2X,'CALCUL DE FILTRES',2,35X,'STRUCTURE PROPOSEE',4/]
16 AFFICHER[24X,'6',,17',,24X,'6X',,17X',,/]
17 AFFICHER[24X,'6X',,17X',,/]
18 AFFICHER[24X,'24',5X,'25',17X',,/]
19 AFFICHER[24X,'6X',,17X',,/]
20 AFFICHER[24X,'6X',,2X,'0',14X',,/]
21 AFFICHER[13X,'E 0--21---23---0--0',10X',,/]
22 AFFICHER[24X,'9X',,0',7X,'0',6X',,/]
23 AFFICHER[24X,'9X',,0',11X,'0',6',,0 5',,/]
24 AFFICHER[23X,'22',9X,'0',7X,'0',,/]
25 AFFICHER[24X,'6X',,0--0 + 0',,/]
26 AFFICHER[24X,'6X',,0',,/]
27 AFFICHER[24X,'M',6X',,31X',,31X',M',2/]
28
29
30 AFFICHER[2,2X,'TYPE DE FILTRE : ',2,12X,'PASSE BAS (PB)',,12X]
31 AFFICHER[1PASSE BANDE (PBDE)',,12X,'PASSE HAUT (PH)',2,2X]LIRE TYP
32 AFFICHER[2,'GAIN NOMINAL ( DB ) = ',,]LIRE G0
33 AFFICHER[,'FREQUENCE DE COUPURE ( HZ ) = ',,]LIRE F0
34 AFFICHER[,'COEF DE SURTENSION = ',,]LIRE Q
35 AFFICHER[2,'CARACTERISTIQUES A.0P. UTILISE']
36 AFFICHER[,'GAIN BOUCLE OUVERTE BF ( DB ) = ',,]LIRE GB00
37 AFFICHER[,'FREQUENCE DE COUPURE ( 3DB ) = ',,]LIRE FC
38 G.10*(G0/20);GB0.10*(GB00/20);WC.2*PI*F0
39
40*****
41
42* PASSE BAS
43 SI TYP='PB' ALORS ALLER EN 83
44 C.1/G
45 A.C/WC/WC
46 B.RAC(A/C)/Q
47 AFFICHER[2,' * VALEURS INITIALES : ',,4X,'R1 = ',,]LIRE R1
48 AFFICHER[4X,'R3 = ',,]LIRE R3
49 R4.R1/C
50 C5.B/R1/R3/(1/R1+1/R3+1/R4)
51 C2.A/R1/R3/C5
52 AFFICHER[2,2X,'VALEURS CALCULEES : ',,]
53 AFFICHER[2X,'C2 = ',E2.3,/,2X,'R4 = ',E2.3,/,2X,'C5 = ',E2.3]C2,R4,C5
54 AFFICHER[2,2X,'VALEURS NORMALISEES CHOISIES : '
55 AFFICHER[4X,'C2 = ',,]LIRE C2
56 AFFICHER[4X,'R4 = ',,]LIRE R4
57 AFFICHER[4X,'C5 = ',,]LIRE C5
74 AFFICHER[2,'R1 = ',U,,,'C2 = ',U,,,'R1,C2
75 AFFICHER[,'R3 = ',U,,,'R4 = ',U,,,'C5 = ',U]R3,R4,C5
76
77 A.R1*R3*C2*C5
78 B.R1*R3*C5*(1/R1+1/R3+1/R4)
79 C.R1/R4;ALLER EN 160
80
81*****
82
83* PASSE HAUT
84 SI TYP='PH' ALORS ALLER EN 122
85 A.1/G
86 C.A*WC/WC
87 B.RAC(A/C)/Q
88 AFFICHER[2,' * VALEURS INITIALES : ',,4X,'C1 = ',,]LIRE C1
89 AFFICHER[4X,'C3 = ',,]LIRE C3
90 C4.A*C1
91 R5.(C1+C3+C4)/B/C1/C3
92 R2.1/C/R5/C1/C3
93 AFFICHER[2,2X,'VALEURS CALCULEES : ',,]
94 AFFICHER[,'R2 = ',E2.3,/,,'C4 = ',E2.3,/,,'R5 = ',E2.3]R2,C4,R5
95 AFFICHER[2,2X,'VALEURS NORMALISEES CHOISIES : '
96 AFFICHER[,'R2 = ',,]LIRE R2
97 AFFICHER[,'C4 = ',,]LIRE C4
98 AFFICHER[,'R5 = ',,]LIRE R5
112 AFFICHER[2,'C1 = ',U,,,'R2 = ',U,,,'R1,C2
113 AFFICHER[,'C3 = ',U,,,'C4 = ',U,,,'R5 = ',U]C3,C4,R5
115 A.C4/C1
116 B.(C1+C3+C4)/C1/C3/R5
117 C.1/C1/R2/C3/R5
118 ALLER EN 160
119
120*****
121
122* PASSE BANDE
123 B.1/G
124 A.B*Q/WC
125 C.B*Q/WC
126 AFFICHER[2,' * VALEURS INITIALES : ',,4X,'R1 = ',,]LIRE R1
127 AFFICHER[4X,'R2 = ',,]LIRE R2
128 C4.A/R1
129 C3.(R1+R2)*B/R1/R2/C4
130 R5.R1*(C3+C4)/B/C3
131 AFFICHER[2,2X,'VALEURS CALCULEES : ',,]
132 AFFICHER[,'C3 = ',E2.3,/,,'C4 = ',E2.3,/,,'R5 = ',E2.3]C3,C4,R5
133 AFFICHER[2,2X,'VALEURS NORMALISEES CHOISIES : '
134 AFFICHER[,'C3 = ',,]LIRE C3
135 AFFICHER[,'C4 = ',,]LIRE C4
136 AFFICHER[,'R5 = ',,]LIRE R5
150 AFFICHER[2,'R1 = ',U,,,'R2 = ',U,,,'R1,R2
151 AFFICHER[,'C3 = ',U,,,'C4 = ',U,,,'R5 = ',U]C3,C4,R5
153 A.R1+C4
154 B.R1*(C3+C4)/C3/R5
155 C.R1*(1/R1+1/R2)/R5/C3
156 ALLER EN 160
157
158*****
159
160* CALCULS
161 AFFICHER[3,'ECH. LOG ( 0UI/NON ) : ',,]LIRE L0G
162 AFFICHER[2,'F1 = ',,]LIRE F1
163 AFFICHER[,'F2 = ',,]LIRE F2
164 SI L0G='0UI' ALORS ALLER EN 166
165 AFFICHER[,'NBRE PTS/DEC = ',,]LIRE PD;K.10*(1/(PD+1))
166 SI L0G='NON' ALORS DEBUT AFFICHER[,'PAS = ',,]LIRE P FIN
167
168 F.F1;I.1;AFFICHER[2/]
169
170* RETOUR BOUCLE DE CALCUL
171 W.2*PI*F
172 SI TYP='PB' ALORS N.1
173 SI TYP='PBDE' ALORS N.W
174 SI TYP='PH' ALORS N.W*W
176 FT.W/RAC((C-A*W*W)^2+(B*W)^2)
178 GHF.FC*GB0/F
180 SI FT>GHF ALORS FT.GHF
184
185 T[I.1],F
186 T[I.2],20*LGN(FT)/2.30359
187 AFFICHER[F8.0,F9.1,/,F,T[I.2]
188 I.I+1
190 SI L0G='0UI' ALORS F.F*K SIN0N F.F+P
192 SI F<F2 ALORS ALLER EN 170
200
210* TRACE (BSP1)
211* BSP14
212 AFFICHER[/]
213
214* DIALOGUE
215
216 AFFICHER 'Y1='
217 LIRE Y1
218 AFFICHER 'Y2='
219 LIRE Y2
220 AFFICHER 'X1='
221 LIRE X1
222 AFFICHER 'X2='
223 LIRE X2
224 EV.60/(Y2-Y1)
225 P0.1
226 AFFICHER[3/]
227 P.0
228* AVE
229 FAIRE 231 POUR I.1 JUSQUA 7
230 A.V1+(I-1)*10/EV
231 AFFICHER[F8.0,2X]A
232 AFFICHER[7X,6'+-----+',,,'+',,],C1
233
234* TRACE
235 FAIRE 251 POUR I.1 JUSQUA 80
236 X.T[I.1]
237 SI X=0 OU X>X2 ALORS ALLER EN 252
238 SI X<X1 ALORS ALLER EN 251
239 V.T[I.2]
240 K.ENT(V*EV+0.5)-V1*EV-1
241 SI P0 ALORS ALLER EN 245
242 AFFICHER[F7.0,+',,]X
243 P.P0
244 ALLER EN 247
245 AFFICHER[7X,+',,]
246 P.P-1
247 SI K<0 OU K>63 ALORS ALLER EN 250
248 AFFICHER[X,+',,],K
249 ALLER EN 251
250 AFFICHER[/]
251*R
252 AFFICHER[5/]
253 PAUSE

```

Fig. 3.

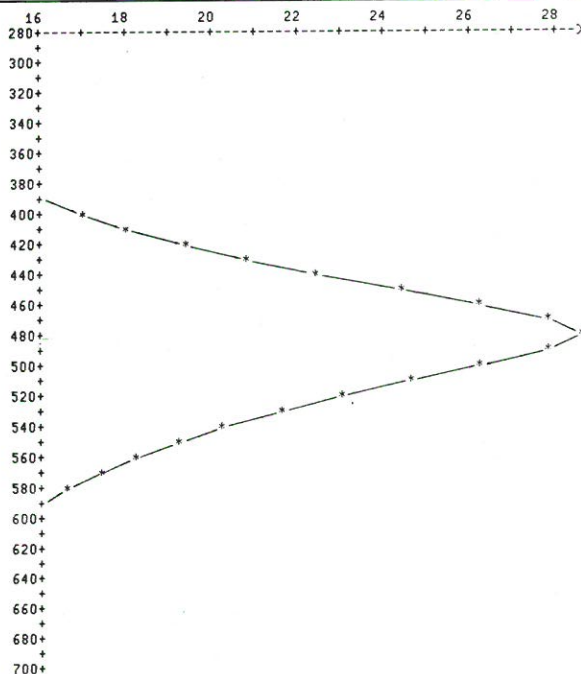


Fig. 5. — Courbe.

PH
 GAIN NOMINAL (DB) = 35
 FREQUENCE DE COUPURE (HZ) = 1000
 COEF DE SURTENSION = 1
 CARACTERISTIQUES A.B.P. UTILISE
 GAIN BRUCLE OUVERTE BF (DB) : 100
 FREQUENCE DE COUPURE (3DB) : 10
 * VALEURS INITIALES :
 C1 = 1E-7
 C3 = 1E-7
 VALEURS CALCULEES :
 R2 = 7.888E+02
 C4 = 1.778E-09
 R5 = 1.806E+05
 VALEURS NORMALISEES CHOISIES :
 R2 = 800
 C4 = 1.8E-9
 R5 = 180E3
 C1 = 1E-07
 R2 = 800
 C3 = 1E-07
 C4 = 1.8E-09
 R5 = 180000
 ECH. LOG (001/00N) : 001
 F1 = 100
 F2 = 1E5
 NBRE PTS/DEC = 10

100	-4.9
123	-1.2
152	2.5
187	6.2
231	9.9
285	13.6
351	17.4
433	21.3
534	25.2
658	29.0
811	32.5
1000	35.0
1233	36.0
1520	36.1
1874	35.8
2310	35.6
2848	35.4
3511	35.2
4329	35.1
5337	35.0
6579	35.0
8111	34.9
10000	34.9
12328	34.9
15199	34.9
18738	34.5
23101	32.7
28480	30.9
35112	29.1
43288	27.3
53367	25.4
65793	23.6
81113	21.8
100000	20.0

V1=24
 V2=36
 X1=100
 X2=1E5

Fig. 6. — Listing.

NBRE PTS/DEC = 10

(Il s'agit du nombre de points intermédiaires dans une décade. Si ce nombre est nul, seules sont traitées les fréquences 1, 10, 100, 1000... à l'intérieur de la fourchette F₁, F₂.)

Puis il y a calcul du module de la fonction de transfert en décibels et affichage de la fréquence en hertz et de la fonction de transfert en dB.

Lors de la définition des échelles du tracé, l'axe des Y porte les décibels. Il est divisé en 6 parties. Il faut choisir convenablement les valeurs limites Y₁ et Y₂ pour que les valeurs intermédiaires soient des nombres entiers (fig. 2).

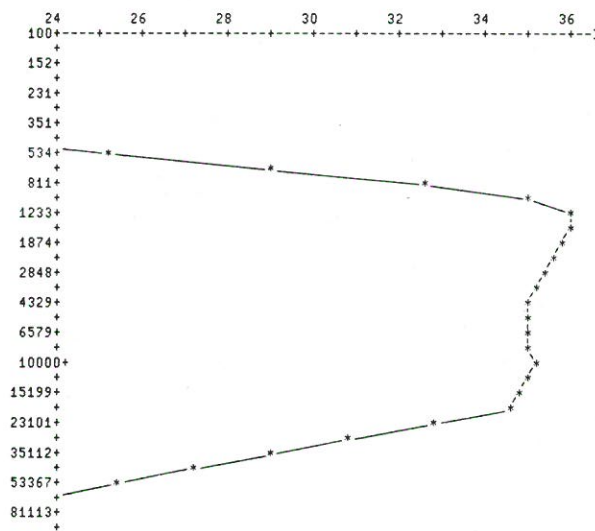


Fig. 6. — Courbe.

Un tracé analogue aux relevés expérimentaux ponctuels complète la présentation.

La figure 3 reproduit le listing du programme de calcul.

Exemples d'exécution

Trois cahiers des charges sont proposés à titre d'exemples. Ils sont résumés dans le tableau 1.

Les exécutions correspondantes sont reproduites ci-avant dans les figures 4, 5 et 6. Dans le dernier exemple — Projet « 3 » — apparaît, du côté des hautes fréquences, la limitation de la courbe de réponse apportée par les caractéristiques de l'amplificateur opérationnel.

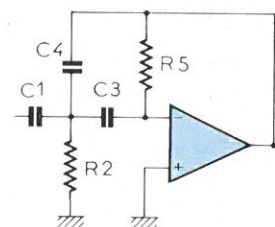
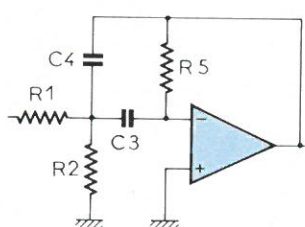
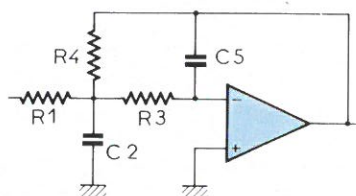
A. Billès

MOTS CROISES

(solution de la page 66)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	R	E	D	R	E	S	S	E	U	R	S	
2	E	P	E	I	C	H	E	S		H	A	I
3	S	I		F	R	U	C	T	U	E	U	X
4	I	S	O	L	A	N	T		R	O	T	I
5	S	S		E	S	T	I	M	E	S		A
6	T	U	B		A	S	O		E	T	C	
7	I	R	I	A	N		N	A		A	O	D
8	V	E	L	I	T	E		R	U	T	L	I
9	I		A	M	E	N	A	G	E		I	A
10	T	E	M	A		O	S	I	R	I	S	
11	E	V	E	N	T	U	E	L		F	E	U
12		A	S	T	R	E		E	S	S	E	S

Filtre passe bas	Filtre passe bande	Filtre passe haut
$F(p) = \frac{1}{ap^2 + bp + c}$	$F(p) = \frac{p}{ap^2 + bp + c}$	$F(p) = \frac{p^2}{ap^2 + bp + c}$
Gain nominal : $\frac{1}{c}$	Gain nominal : $\frac{1}{b}$	Gain nominal : $\frac{1}{a}$



Pulsation de coupure : $\omega_c = \sqrt{\frac{c}{a}}$

Coefficient de surtension : $Q = \frac{\sqrt{ac}}{b}$

CALCULS

$c = 1/G$

$a = c/\omega_c^2$

$b = \frac{\sqrt{ac}}{Q}$

$b = 1/G$

$a = bQ/\omega_c$

$c = bQ\omega_c$

$a = a/G$

$c = 1/\omega_c^2$

$b = \frac{\sqrt{ac}}{Q}$

Impose R_1 et R_3

$R_4 = R_1/c$

$C_5 = \frac{b}{R_1 R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)}$

$C_2 = \frac{a}{R_1 R_3 C_5}$

Impose R_1 et R_2

$C_4 = a/R_1$

$C_3 = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \frac{b}{c} \right) - C_4$

$R_5 = \frac{R_1 (C_3 + C_4)}{b C_3}$

Impose C_1 et C_3

$C_4 = a C_1$

$R_5 = \frac{C_1 + C_3 + C_4}{b C_1 C_3}$

$R_2 = \frac{1}{c R_5 C_1 C_3}$

Filtres actifs à amplificateurs opérationnels : rappel des résultats fondamentaux.

**L'album
1984
d'Electronique
Applications
est disponible**

Même si vous possédez la collection complète en exemplaires séparés, cet album a sa place dans votre bibliothèque.

Son prix à notre siège est de **90 F** (+ 26 F de frais d'envoi).

Envoyez votre commande accompagnée d'un chèque à : *Electronique Applications*, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

QUESTIONNAIRE « ENQUETE-LECTEURS »

SECTEUR D'ACTIVITE DE VOTRE ENTREPRISE

- Administration, services publics ☐ 1
- Télécommunications ☐ 2
- Informatique ☐ 3
- Automatisme-Robotique ☐ 4
- Mesures ☐ 5
- Médical, paramédical ☐ 6
- Distribution ☐ 7
- Industrie des composants ☐ 8
- Aéronautique/Espace ☐ 9
- Nucléaire ☐ 10
- Automobile ☐ 11
- Radio - TV - Hi-Fi ☐ 12
- Photo - Cinéma ☐ 13
- Electroménager ☐ 14
- Société de service ; ingénierie ☐ 15
- Enseignement ; formation ☐ 16
- Divers (précisez) ☐ 17

VOTRE FONCTION

- Directeur ☐ 1
- Ingénieur ☐ 2
- Cadre autre qu'ingénieur ☐ 3
- Technicien ☐ 4
- Employé, ouvrier ☐ 5
- Enseignant ☐ 6
- Etudiant ☐ 7
- Profession libérale ☐ 8
- Commerçant, artisan ☐ 9
- Autre (précisez) ☐ 10

VOTRE SERVICE

- Direction générale ☐ 1
- Etudes ☐ 2
- Recherche et Développement ☐ 3
- Achats ☐ 4
- Ventes ☐ 5
- Fabrication ☐ 6
- Maintenance, SAV ☐ 7
- Documentation/Enseignement ☐ 8

TAILLE DE VOTRE ENTREPRISE

- Moins de 10 personnes ☐ 1
- De 10 à 50 personnes ☐ 2
- De 50 à 100 personnes ☐ 3
- De 100 à 500 personnes ☐ 4
- De 500 à 1 000 personnes ☐ 5
- De 1 000 à 3 000 personnes ☐ 6
- Au-delà de 3 000 personnes ☐ 7

VOS CENTRES D'INTERET

Quels sont, dans *Electronique Applications*, les sujets qui vous intéressent particulièrement ?

TECHNIQUE

- Applications de l'électronique ☐ 1
- Technologie des composants ☐ 2
- Techniques de mesures ☐ 3
- Etudes théoriques ☐ 4
- Electronique médicale ☐ 5
- Fiches techniques de nouveaux C.I. ☐ 6
- Articles sur la formation et les études en électronique ☐ 7
- Applications de la micro-informatique ☐ 8
- Applications de l'opto-électronique ☐ 9
- Applications des automatismes ☐ 10
- Robotique ☐ 11

NOUVEAUX PRODUITS

- Composants actifs ☐ 1
- Composants passifs ☐ 2
- Composants et produits connexes ☐ 3
- Matériel de mesures ☐ 4
- Opto-électronique ☐ 5
- Equipements ☐ 6
- Micro-informatique ☐ 7
- Automatismes-Robotique ☐ 8
- Bibliographie et documentation ☐ 9
- Vie professionnelle ☐ 10

VOTRE AVIS

Electronique Applications est-elle une revue rédactionnellement équilibrée ?

OUI ☐ 1
NON ☐ 2

VOS COMMENTAIRES :

.....

.....

.....

INTERVENEZ-VOUS DANS LES ACHATS DE VOTRE SOCIETE ?

- Totalement ☐ 1
- Souvent ☐ 2
- Quelquefois ☐ 3
- Jamais ☐ 4

Numéro de votre département.....

ou pays (pour l'étranger).....

Votre âge ans



Marchés

Distribution

« Ateliers CMS » RTC

Les techniques de montage en surface accélèrent le progrès dans les domaines de la miniaturisation, de la fiabilité et des vitesses d'assemblage ; les productions qui ont eu recours à elles sont devenues ce qu'il y a de plus performant dans la plupart des applications de l'électronique.

RTC La Radiotechnique-Compélec s'apprête à lancer une série de séminaires destinés à parfaire l'expérience des participants en matière de conception et de production des cartes imprimées faisant appel à ces techniques.

Ces séminaires traiteront les aspects essentiels du montage en surface : règles de conception, soudage, problèmes liés aux considérations thermomécaniques, tests...

Ils réuniront 20 à 25 personnes réparties par petits groupes auxquels il sera proposé d'élaborer des solutions à des cas concrets. Ces séminaires feront appel, entre autres, à des programmes vidéo interactifs spécialement conçus et permettront aux participants de travailler avec les outils les plus modernes.

R.T.C.

Tél. : (1) 338.80.00

Métrix : Dolch vita !

Le premier résultat de l'accord conclu entre Dolch Logic Instruments et Métrix est l'arrivée sur le marché du « Métrix Palas DX », système personnel d'analyse logique.

Le « Palas DX » comporte 48 voies, dont 32 d'analyse temporelle, 8 voies de déclenchement supplémentaires et 8 voies d'horloges et de qualificateurs. Sa capacité est de 1 024 mots par voie. La vitesse d'acquisition est de 50 MHz sur 16 voies, avec possibilité de 100 MHz sur 8 voies. Le sys-



tème de capture des parasites (« glitches ») de 5 ns, fonctionne sur 16 voies simultanément.

La représentation des menus, des diagrammes, des listes d'états, est rendue très confortable par un écran vidéo de 9 pouces (22 cm).

En plus des possibilités d'analyse logique, le « Palas DX » est doté de désassembleurs pour la plupart des microprocesseurs 8 et 16 bits actuels, et l'analyse de bus IEEE 488.

En version de base, le « Palas DX » est équipé d'interfaces IEEE 488 et RS 232, permettant l'intégration à tout système compatible.

Métrix

Tél. : (50) 52.81.02

Fitec : non à l'accordéon

... Il s'agit bien sûr de ce caractère cyclique que revêt l'approvisionnement en composants électroniques : à une période de stocks pléthoriques succède une période de pénurie, et ainsi de suite.

C'est pourquoi Fitec a repensé l'activité de distribution et d'importation de composants actifs (commettants : TAG, Fagor – thyristors, diodes –, General Electric, Hitachi, ITT, Motorola,

NEC, NS, RTC, Texas, Toshiba... – actifs, discrets et intégrés –) en se consacrant à la gestion de « stocks-tampon » assurant à l'utilisateur une disponibilité permanente.

Comme la gestion de tels stocks n'est pas chose aisée, notamment en cas de quantités importantes, Fitec dispose de deux bureaux, l'un à New York, pour les produits américains, l'autre à Genève pour les composants en provenance du reste du monde, dont l'Extrême-Orient.

Dès lors, le processus est simple : on dépanne le client pour une partie de la quantité demandée grâce au stock-tampon et, simultanément, on alerte le bureau concerné pour obtenir le solde dans les meilleurs délais.

Fitec

Tél. : (1) 772.68.58

Rhonalco, c'est Rockwell

Rhonalco est désormais chargé de distribuer la ligne des produits Rockwell : microprocesseurs 8 bits 6502-65C02, microcontrôleurs, drivers d'affichage, modems intégrés, pour le Sud-Est de la France (Rhône-Alpes, Provence, Côte-d'Azur, Dauphiné).

Rhonalco

Tél. : (7) 853.00.25

Composants S.A.

distribue Djinn

Composants S.A. a signé un accord de distribution pour l'ensemble de ses agences avec la société *Djinn*.

Cette société, considérant l'importance du marché potentiel lié au Minitel : trois millions en 1987, vient de créer le Djinn 10, véritable micro-ordinateur utilisant le Minitel comme terminal.

Il dispose de logiciels d'interrogation de serveurs permettant l'automatisation des tâches et l'optimisation du temps de connexion. Le stockage des données peut se faire sur l'unité de mini-disquettes intégrée (une autre peut être ajoutée).

Le système d'exploitation CP/M permet l'utilisation d'autres logiciels (Mbasic, Supercalc2, dBase 2, etc.). Ces logiciels peuvent assurer le traitement des données récoltées de façon automatique.

Un logiciel permet l'emploi du Djinn comme serveur personnel pouvant gérer une petite messagerie et servant de répondeur télématique.

Enfin, il est possible de faire « tourner » une application sur Djinn, à distance, avec un simple Minitel par le réseau commuté.

La sortie RS 232C intégrée et la disponibilité de logiciels de communications comme Bstam permet de passer facilement des fichiers entre le Djinn et de nombreux matériels dont l'IBM PC.

Composants S.A.
Tél. : (56) 36.40.40

Pickering

choisit Europavia

Europavia s'est en effet vu confier la représentation exclusive de la firme américaine *Pickering*.

Cette dernière conçoit et fabrique des capteurs de déplacements linéaire

et angulaire. Cette firme, très connue aux USA, fournit l'armée de l'air américaine ainsi que la Nasa. 64 % de ses activités relèvent en effet des domaines militaire et aéronautique. Le reste de sa production se partage entre les industries traditionnelles et les applications O.E.M.

Europavia
Tél. : (6) 930.50.50

Changements

d'adresses

Spetelec

change d'adresse(s)...

... La société a en effet comme nouvelles coordonnées :

— adresse géographique : 11, rue Faraday, 78180 Montigny-le-Bretonneux ;

— et comme adresse postale : B.P. 203, 78051 Saint-Quentin-en-Yvelines Cedex. Tél. : (3) 058.24.24. Tx : 697 347.

Rappelons, parmi les commettants de *Spetelec*, des sociétés telles que : MHS, Unitrode, Siemens, Fairchild, Rifa, Wakefield, Zeltex...

Jeunes sociétés

Création de SEL France

Standard Elektrik Lorenz annonce la création en France d'une succursale destinée au support et au suivi des micro-ordinateurs *ITT 3030* installés dans notre pays.

Cette unité assure l'approvisionnement des pièces détachées et des extensions prévues sur ce modèle, ainsi que la maintenance des produits via des prestataires extérieurs.

SEL France a ainsi comme coordonnées : avenue de la Baltique,

zone de Courtabœuf, 91940 Les Ulis.
Tél. : (6) 928.78.81

DIM-Inter à Colmar

Après Lyon et Nantes (*Williamson Electronique*), la société *DIM-Inter* (Groupe *CGE*), dont le siège se trouve en région parisienne, vient d'inaugurer une nouvelle agence à Colmar, sous la direction de Jean-Claude Gardais.

Les responsables de *DIM-Inter* entendent ainsi répondre au souhait de leurs principaux commettants, d'une part, et aux exigences du marché, d'autre part. La région Est, au carrefour des échanges franco-allemands et proche du couloir rhodanien, est en effet en pleine évolution économique. Son tissu industriel se diversifie sensiblement, les activités traditionnelles faisant place à de nouvelles orientations où les PME/PMI, clients traditionnels de la distribution, prennent une place prépondérante.

DIM-Inter
27, rue Kléber, 68000 Colmar
Tél. : (89) 41.15.43

Création de la société

Elec-Joly

Cette nouvelle société groupe trois divisions, chargées de la vente sur stock et du négoce des produits de la société-mère *Emile Joly S.A.* Ce sont les suivantes :

— Division électrotechnique : appareillage électrique modulaire.

— Division électronique : composants passifs, composants pour protection, contrôle et régulation.

— Division électromécanique : moyens auxiliaires de fabrication et équipement pour la réparation électrique. Cette division englobe le service après vente.

Elec-Joly
5 bis, av. Maurice-Ravel, B.P. 95
Z.I. 92164 Antony Cedex
Tél. : (1) 666.01.77

LES ÉQUIPEMENTS de visu

Enregistreur multipoint

L'enregistreur programmable « 4001 », format 250 mm, assure l'acquisition et l'impression de 30 voies de mesure/s (6 entrées analogiques de 5 voies au maximum). Chaque module d'entrée possède son propre microprocesseur, chaque voie dispose de son propre convertisseur A/D.

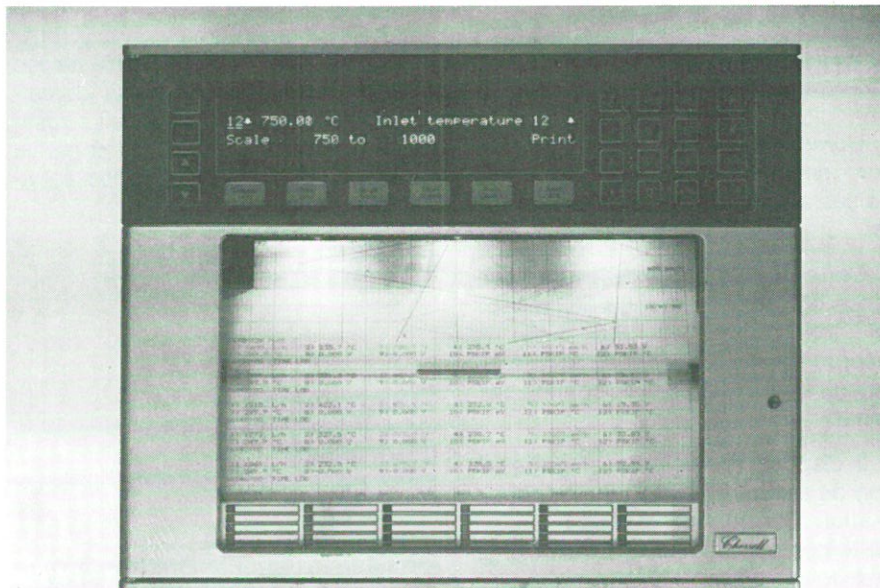
Le « 4001 » imprime courbes et textes en 6 couleurs. Avec 60 seuils d'alarme indépendants, le « 4001 » est ainsi très voisin d'une véritable centrale d'alarme, pour un coût cependant inférieur. La programmation est facilitée par une configuration type « menu ». L'affichage s'effectue sur 80 caractères.

L'appareil communique avec son environnement grâce à deux voies RS 232 C.

A noter le souci du constructeur d'assurer une exploitation simple : chargement du ruban encliquetable, réenroulement automatique du papier, marche avant ou arrière du diagramme.

Chessell

Tél. : (6) 928.35.05



Application :

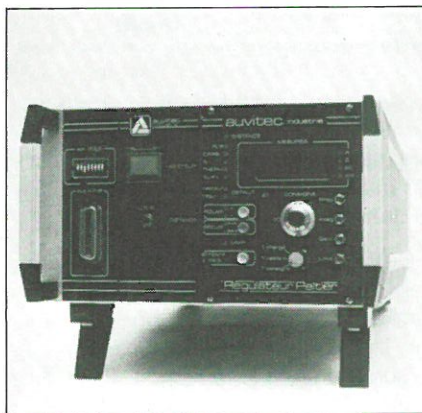
Régulation très précise dans des gammes chaudes ou froides sur des surfaces moyennes « plusieurs cm² » ou très petites « quelques mm² », avec des transferts de calories importants : 65 W et plus, suivant le module et la puissance délivrée par le régulateur.

Domaines d'utilisation :

Electronique, micro-électronique, optique, opto-électronique, biologie, chimie, bio-climatique, etc.

Auvitec

Tél. : (6) 005.25.45



Régulateur de température pour effet Peltier

Augmenter et réguler la température d'une petite surface par rapport à l'ambiance est une chose aisée ; par contre, plus la surface est petite et la température demandée basse, plus il est difficile de réaliser cette fonction par des moyens classiques.

Le module à effet Peltier permet de réguler d'une manière très précise un point se trouvant dans une plage d'environ ± 60 °C, ou plus, autour de la température ambiante, suivant le type de module.

Le régulateur de température pour effet Peltier est le complément indispensable de ce module.

Testeur de circuits VLSI

Le « J967 » associe avant-garde technologique et expérience du test de VLSI avec l'utilisation d'une architecture matérielle à deux calculateurs et la connaissance du terrain en matière de circuits intégrés VLSI actuels ou de la prochaine génération.

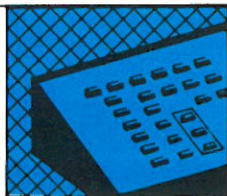
C'est en ce sens qu'a d'ailleurs été conçu cet équipement, qui est d'ores et déjà capable de prendre en compte les circuits MOS « high-pin-count » ou les circuits numériques bipolaires tels que microprocesseurs, microcontrôleurs ou réseaux prédéfinis.

La tête de test, développée avec l'intégration d'un « handler/prober » pour s'affranchir des problèmes d'interface avec les tranches de silicium (jusqu'à 6 pouces) ne mesure que 62 x 25 cm et est d'une manipulation particulièrement aisée.

Doté de 192 canaux d'entrées/sorties indépendants, d'une vitesse de traitement de 40 MHz (en multiplexé) et d'horloges tournant à 60 MHz (en multiplexé également), le « J967 » constitue une réponse au test économique de volumes importants de VLSI, nés ou à naître d'ici à 1990.

Teradyne

Tél. : (1) 745.17.60

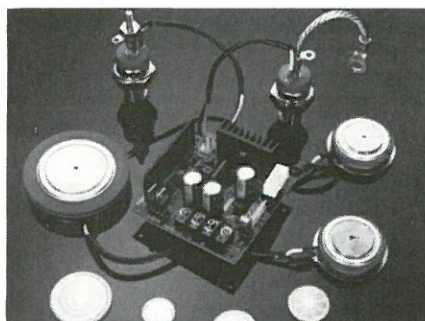


ÉQUIPEMENTS

Modules de commande de gâchette

Ces modules sont destinés à raccourcir les cycles de développement pour les ingénieurs ayant l'intention d'utiliser des systèmes de puissance basés sur les thyristors « GTO » (à extinction par la gâchette) de marque *International Rectifier*.

En offrant des caractéristiques d'extinction contrôlées et des conditions garanties de fonctionnement, ces modules permettent aux ingénieurs d'études d'utiliser des thyristors « GTO » avec une confiance totale, car toutes les méthodes faisant appel à des essais et des échecs, consommant du temps, peuvent maintenant être éliminées.



Deux modules sont initialement disponibles : le « GK2A » pour les thyristors 81RDT et 84RDT et le « GK2B » pour le modèle 160PFT. Chacun de ces modules comporte tous les circuits nécessaires, montés sur une carte de circuit imprimé, fonctionnant à partir d'une double alimentation : 5 V et 15 V, DC.

International Rectifier
Tél. : (6) 920.70.50

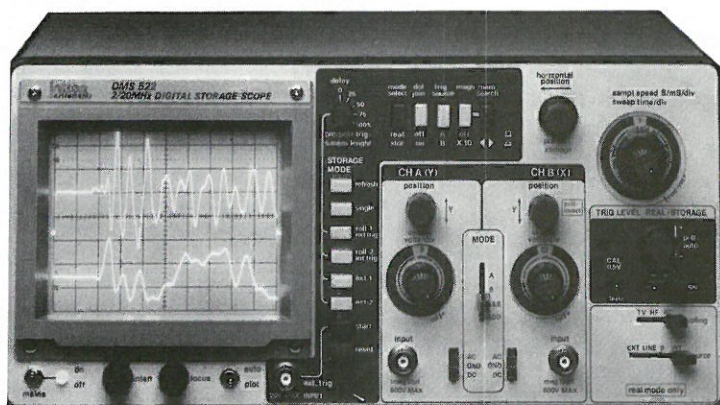
Localisateur de défauts « in situ »

Cet appareil, le « T 1200 », fabriqué par *Polar*, est principalement destiné à la réparation des cartes électroniques en fabrication et en maintenance.

Sa fonction est de localiser les composants en défaut ou mal insérés ; pour cela, il utilise une technique « in situ » : l'appareil visualise l'impédance du composant suspecté, la carte étant hors tension. La méthode peut être appliquée aux composants discrets, transfo, relais, régulateurs, circuits intégrés. L'appareil permet également le test des transistors Fet et bipolaires.

Equitest
Tél. : (6) 920.00.12

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 GPIB (en option)

AUTRES PRODUCTIONS :

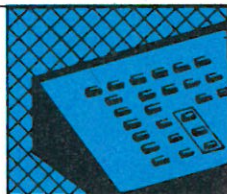
- FREQUENCIMETRES - COMPTEURS
- GENERATEURS DE FONCTIONS
- ANALYSEURS LOGIQUES
- ALIMENTATIONS STABILISEES
- ALIMENTATIONS ININTERRUPTIBLES

- CONTROLEURS TRANSISTORS EN CIRCUIT
- TRANSISTOR METRES
- CAPACIMETRES
- GENERATEURS D'IMPULSIONS

— Catalogue sur demande —

BLANC MECA ELECTRONIQUE

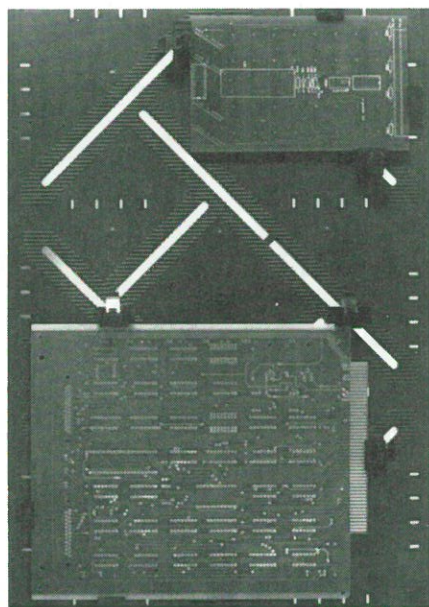
FONTGOMBAULT ZI - 36220 TOURNON-SAINT-MARTIN
Tél. (54) 37.09.80 - Téléc 750446



ÉQUIPEMENTS

Pour le transport des circuits imprimés

Il s'agit d'une plaque qui est destinée au transport et au stockage, en toute sécurité, de tous les circuits imprimés, quelles que soient leurs formes (ronde, triangulaire...), leurs formats pouvant aller jusqu'à 4 000 mm x 280 mm.



La conception originale de cette plaque facilite la manutention et le repérage des circuits imprimés et permet une évolution de leurs formes et de leurs dimensions, sans pour cela périmier le matériel de transport et de stockage.

Le constructeur propose également, pour le transport et le stockage de ces plaques, plusieurs modèles de valises, selon les besoins des utilisateurs.

S.G.O.S.
Tél. : (1) 603.92.00

Alimentation à découpage 6 sorties

Cette alimentation conçue par Advance Power Supplies sous l'appellation « Powerflex P 350 » permet, grâce à sa conception modulaire par cartes enfichables, de satisfaire de

multiples besoins en énergie dans différents domaines d'application, de la robotique aux télécommunications.

Sa technologie à découpage par ampli magnétique et un large dimensionnement des composants de puissance lui offrent une très grande fiabilité pour un rendement de 75 % à pleine charge.

Il n'est pas nécessaire de lui imposer un minimum de charge sur chaque sortie pour assurer la régulation.

Puissance totale nominale : 350 W.
Accepte des crêtes jusqu'à 550 W.

La voie principale délivre 5 V/50 A réglé.

Jusqu'à 5 voies auxiliaires permettent différentes combinaisons :

- ajustable : 12 à 15 V/7,5 A réglé (10 A crête pendant 20 s) ;
- ajustable : 20 à 28 V/5 A, réglé (8 A crête pendant 20 s) ;
- ajustable : 30 à 50 V/2,5 A réglé (3 A crête pendant 20 s) ;
- ajustable : 4 à 7,5 V/7 A réglé (10 A crête pendant 20 s).

Voie additionnelle en option : 24 V/0,75 A pour alimenter ventilateur, relais, etc.

Les voies auxiliaires de même valeur peuvent être montées en parallèle, ce qui augmente le nombre de possibilités.

Multisources
Tél. : (3) 044.02.44

Boîte à cames électronique

De très nombreuses machines de production utilisent des boîtes à cames constituées par des cames ajustables agissant sur des microrupteurs.

Citons comme principales applications : les presses, les machines pour le conditionnement et les machines spéciales de montage.

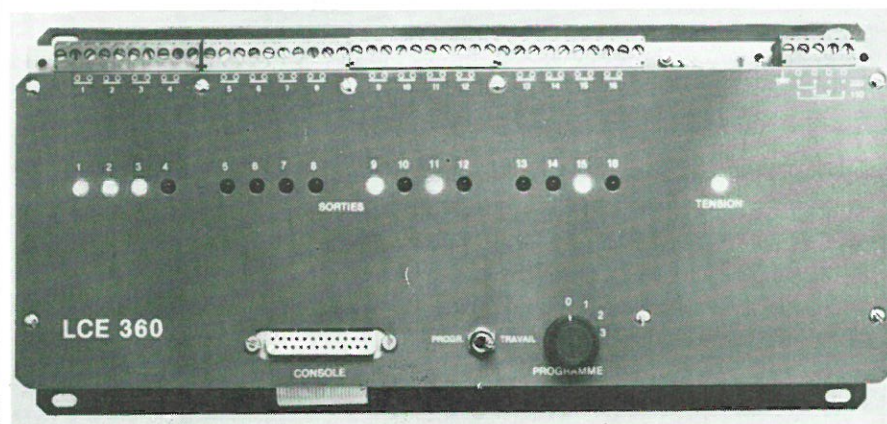
Les boîtes à cames électromécaniques présentent de nombreux inconvénients, comme par exemple : le peu de précision, mais surtout la difficulté de réglage et le coût élevé pour les modèles sophistiqués.

La boîte à cames électronique « LCE 360 » permet de résoudre simplement et économiquement ce problème. Elle se compose de trois parties :

- un codeur angulaire optique absolu de résolution 512 (code Gray),
- une platine de commande à placer dans l'armoire électrique,
- une console de programmation-visualisation qui peut être à l'atelier ou installée en permanence sur la porte de l'armoire.

La « LCE 360 » peut être commandée par automate programmable ou ordinateur.

La Commande Electronique
Tél. : (32) 52.54.02





ÉQUIPEMENTS

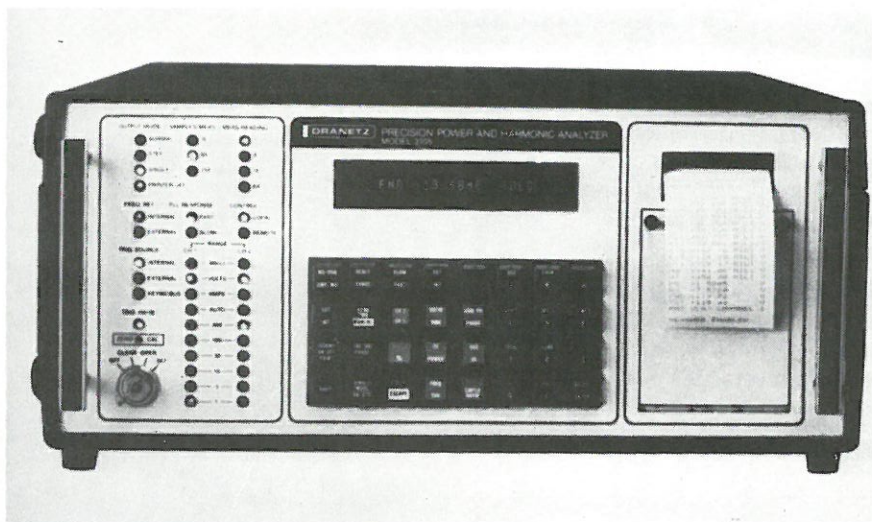
Analyseur de puissance

Voici sur le marché un nouvel analyseur de puissance et d'harmoniques, le modèle « 3105 », fabriqué par Dranetz.

Ce nouvel appareil a pour but la simplification de l'analyse de la puissance aussi bien en laboratoire que sur le site. Le « 3105 » est capable d'effectuer jusqu'à 25 mesures différentes, y compris l'analyse harmonique jusqu'à la 50^e.

C'est l'instrument idéal pour la mesure de la puissance harmonique des générateurs d'énergie électrique. Il est également adapté pour les systèmes de tests automatiques.

Il est à noter que le « 3105 », sous le contrôle d'un microprocesseur, utilise la technique de décomposition de

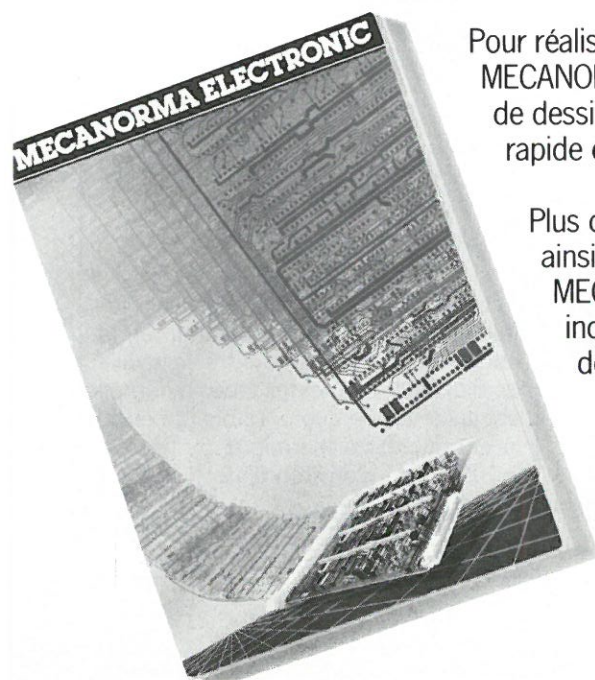


Fourier rapide (FFT) dont la fréquence fondamentale est accrochée par un circuit PLL.

Kontron Electronique
Tél. : (3) 946.97.22

NOUVEAU CATALOGUE MECANORMA ELECTRONIC

TOUT POUR FAIRE ET SAVOIR-FAIRE



Pour réaliser tout circuit imprimé avec la plus grande précision, MECANORMA a conçu une gamme complète de produits de dessin, en permettant la préparation facile, rapide et sûre.

Plus de 1000 références classées en 10 chapitres figurent ainsi dans les 84 pages du nouveau catalogue MECANORMA ELECTRONIC. Un catalogue indispensable, comportant autant de conseils et de méthodes pour vous assurer un résultat parfait.

Pour tout faire et savoir-faire :
Découpez le coupon ci-joint.
Le nouveau guide
MECANORMA ELECTRONIC est à vous.

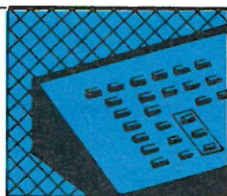
MECANORMA

SERVICE-LECTEURS N° 140

NOM : _____ PRÉNOM : _____
SOCIÉTÉ : _____ FONCTION : _____
ADRESSE : _____ TÉL. : _____

Pour recevoir le
nouveau catalogue
MECANORMA ELECTRONIC
remplissez lisiblement
ce coupon et renvoyez-le à :
MECANORMA
78610 LE PERRAY-EN-YVELINES





ÉQUIPEMENTS

Alimentation THT

Il s'agit d'une nouvelle alimentation régulée haute tension, continuellement réglable par potentiomètre 10 tours de 0 à 300 kV, capable de débiter 2 mA, avec une régulation tension-courant $\leq 0,005\%$.

Ce matériel se présente en deux parties : un tiroir de commande et un générateur H.T., et existe en trois versions : polarités positive, négative, ou polarités réversibles + et -.

Sefelec

Tél. : (1) 706.15.80

Pour la réparation des circuits imprimés

Le modèle « 4400 » se présente comme une machine de réparation de circuit. Elle permet de dessouder ou décoller les puces « mauvaises » ou autres composants, sans endommager ceux qui sont bons. Son fabricant est *Semiconductor Corp.* Grâce à ce nouvel équipement, les substrats peuvent être réparés proprement et de façon économique.

Cet équipement peut dessouder ou décoller des puces de toutes tailles sans nécessiter la moindre modification de la machine. Le système de décollage ou dessoudage n'entrant pas en contact direct avec le substrat, il n'y a donc aucun risque d'endommager un composant, pas même celui qui vient d'être ôté.

Ce système est doté d'un « doigt » qui, d'une part, pousse le composant « mauvais » et, d'autre part, enlève l'excédent d'époxy.

On peut également dessouder ou décoller des microcomposants déjà montés dans des boîtiers.

Grâce au contrôle de température du flux gazeux, ce système permet également de nettoyer le surplus de soudure, pour les composants soudés à l'eutectique ou par refusion.

M.S.A.

Tél. : (1) 686.73.13



Réchauffeurs souples sur film

Ces réchauffeurs souples sont réalisés sur film polyimide. Les éléments chauffants sont constitués par une résistance en nickel chrome d'une épaisseur de 25 μm gravée en méandres pour obtenir la valeur ohmique désirée et maintenir une densité de puissance homogène sur toute la surface.

Les fils de sortie de la résistance (en cuivre multibrins isolés en téflon ou en polyimide) sont fixés par soudure électrique sur la feuille résistive.

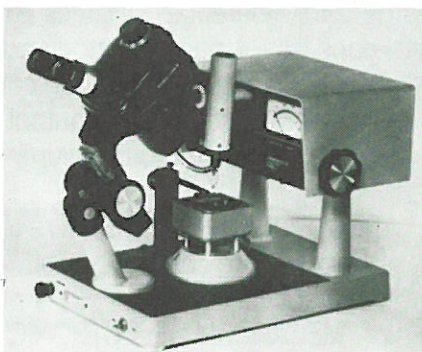
L'ensemble est emprisonné entre deux films de polyimide (kapton) dont le maintien est assuré par un adhésif spécifique.

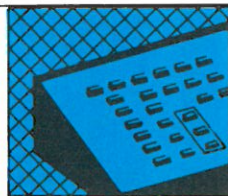


La résistance obtenue est ainsi totalement isolée électriquement et la conduction thermique entre la feuille de nickel-chrome et les faces externes est aussi élevée que possible (en effet, la conductibilité thermique du kapton à 200 °C est d'environ 0,18 W/cm K).

Nicolitch-Sfernice

Tél. : (93) 44.62.62





EQUIPEMENTS

Transmetteur universel

Le « XZ-7 » de Promac, dont l'une des caractéristiques essentielles est l'universalité, est capable de traiter, grâce à l'utilisation d'un microprocesseur associé à une mémoire, la plupart des signaux rencontrés en mesure industrielle ou en banc d'essai, à savoir :

- température,
- fréquences,
- périodes,
- tensions continues et alternatives,
- courants,
- résistances.

Quarante et une fonctions sont standardisées dans cet appareil, où le choix de l'entrée, ainsi que l'échelle de sortie (V ou mA) et l'alarme sont programmables par une petite console de poche, le programmeur « XZ-9D ».



L'isolement galvanique associé à une précision meilleure que 0,1 % et une dérive inférieure à 0,006 %/°C font de cet instrument un outil idéal pour adapter différents types de capteurs à des entrées banalisées haut niveau, en V ou mA. Les courbes des différents types d'entrées sont mémorisées dans des mémoires PROM. L'affectation des fonctions, les échelles de sortie, décalage et alarme, sont sauvegardées dans des mémoires EEPROM, effaçables électriquement par le programmeur « XZ-9D ».

Disponible en deux versions, l'une montable en surface, l'autre en rack, le module « XZ-7 » permet de réduire considérablement les délais de conception de logiciel et de mise en route, lors d'applications en automatismes industriels.

Armexel
Tél. : (1) 204.20.97

Votre coffret ? plastique ou métal ?

COFFRETS POUR L'ELECTRONIQUE

plus de 130 modèles en stock

pour tout modèle hors standard notre service "prototype-express" est à votre disposition

STRAPU TEK0 hobbybox

Envoi franco sur demande à:
FRANCLAIR ELECTRONIQUE SARL - BP 42
92133 ISSY-LES-MOULINEAUX
Tél.: (1) 554.80.01 - Télex: 201 286 F

fe

CHAUVIN ARNOUX L'ASSURANCE QUALITÉ

PRESSION ATMOSPHERIQUE

TEMPERATURE HUMIDITE

CLIMATRACE

enregistreurs complètement autonomes

3 VERSIONS :

- Thermomètre • Thermo-Hygromètre • Baromètre
- Thermo-Hygromètre • Rotation du tambour journalière ou hebdomadaire

Pas de branchement - Capteurs incorporés - Mise en œuvre immédiate - Inviolable - Présentation soignée pour tous les locaux privés ou publics

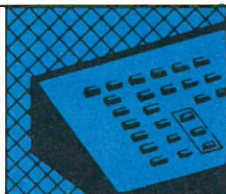
Agriculture - Horticulture - Conserves - Entrepôts - Serres - Laboratoires pharmaceutiques - Sociétés d'installation et d'exploitation de chauffage - Organismes de contrôle - Sociétés HLM - Syndics - Musées - Transports - Services informatiques - Papeteries - Industrie textile - Salles climatisées - Laboratoires - Bibliothèques...

°C
%H.R.
mbar

F 013

CHAUVIN ARNOUX

190 rue Championnet - 75018 PARIS - Tél.(1) 252 82 55



ÉQUIPEMENTS

Mécanismes d'impression

Ces mécanismes référencés « DP-832 » et « DP-834 » sont destinés à des applications professionnelles, de type : imprimantes d'enregistrement, de tickets, caisses enregistreuses, systèmes bancaires et POS.

Le mécanisme d'impression « DP-832 » permet l'édition de tickets de 22 colonnes avec des caractères alpha-numériques et semi-graphiques, en bicolore et sur papier normal. La tête d'impression possède 9 aiguilles et imprime à une vitesse de 66 caractères/s en bidirectionnel. Ce mécanisme d'impression se caractérise par une longue durée de vie et une utilisation et intégration simple. La tension d'alimentation est de 12 VDC.

Le mécanisme d'impression « DP-834 » permet l'édition de tickets de 40 colonnes avec des caractères alpha-numériques et semi-graphiques, en bicolore et sur papier normal. La tête d'impression possède 9 aiguilles et imprime à une vitesse de 80 caractères/s en bidirectionnel.

Hengstler

Tél. : (1) 866.22.90



Mesure de tension des fils

Qu'il s'agisse de machines à tricoter, de bobinoirs, de métiers à filer, à texturiser ou à tisser, le contrôle de la tension des fils est un des facteurs qui influence le produit fini.

L'instrument permettant ces mesures en atelier doit être simple à utiliser, précis, et doit pouvoir accéder dans les endroits où la mesure est peu aisée.

Le tensiomètre électronique « Zivy El-Ten-D » répond à ces exigences.

Il s'utilise d'une seule main et est

indépendant de toute source électrique extérieure.

La partie affichage est pivotable et rend la lecture facile dans toutes les positions.

Le cadran de lecture peut être digital ou analogique. De plus, une prise avec fiche équipe le tensiomètre électronique « Zivy El-Ten-D », ce qui permet de le raccorder à un enregistreur potentiométrique, afin d'avoir la possibilité d'effectuer des diagrammes pour connaître et positionner les tensions de pointe durant le travail effectué.

Acir-Zivy

Tél. : (1) 522.92.46

Filtres pour ventilateurs

Le « Top Filter » est un système de filtres pour ventilateurs axiaux standards, comprenant :

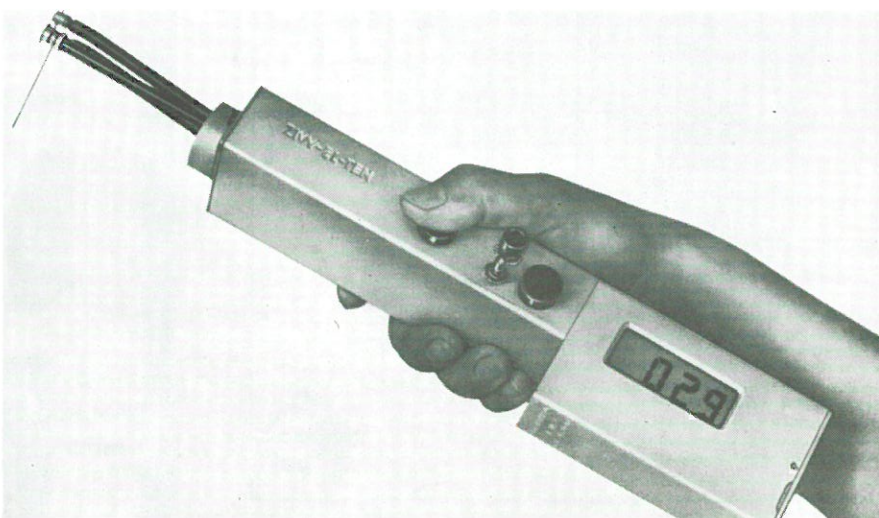
- une grille protège-doigts,
- un élément feutre,
- un élément à effet électrostatique,
- un capot cache-filtres.

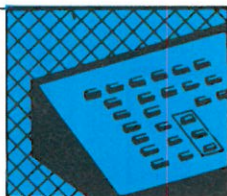
C'est un système extrêmement simple et commode ; en effet, après avoir fixé la grille protège-doigts en même temps que le ventilateur, on peut fixer les filtres et les changer par clipsage du cache-filtre, sans recours à un outillage quelconque.

Il existe actuellement en fabrication deux modèles : 80 x 80 mm, et 120 x 120 mm.

Cenes

Tél. : (1) 339.02.80





ÉQUIPEMENTS

Indicateur de batterie pour fauteuil roulant

Cet instrument, le « 900 W », est présenté dans un boîtier plat facile à monter sur n'importe quel type de fauteuil roulant électrique, grâce à son système de fixation par bande adhésive autocollante. Deux fils assurent le branchement électrique sur la batterie du fauteuil.

Le « 900 W » indique l'état de décharge de la batterie du fauteuil roulant au moyen d'un affichage à 10 barres lumineuses rouges. La barre supérieure s'allume uniquement lorsque la batterie est correctement chargée. Au fur et à mesure de la décharge de la batterie, les barres lumineuses suivantes s'allument successivement (jamais simultanément), donnant une indication précise et sta-

ble de l'état de charge.

A 70 % de la décharge, l'avant-dernière barre se met à clignoter, informant l'utilisateur du fauteuil qu'il est sur la réserve d'énergie. A 80 % de la décharge, les deux barres inférieures clignotent alternativement, donnant ainsi la seconde et dernière alarme au-delà de laquelle il faut mettre la batterie en recharge.

Curtis Instruments
Tél. : (1) 731.61.10



Testeur de circuits hybrides

La société Automation Unlimited propose un nouvel équipement de test pour le contrôle continuité-isolément des circuits hybrides couches épaisses. Cet équipement, référencé « DP 66 » se compose de deux tables X-Y d'un déplacement de 15 cm, commandées par un calculateur 4 axes, sur lesquelles sont fixées deux pointes réglables en hauteur qui descendent lors du test. Le testeur envoie les informations de début/fin de test. Un enregistrement des points avec défauts est possible.

L'interface RS 232 C autorise une liaison avec un ordinateur ou système CAO.

Techni-Industries France
Tél. : (1) 889.18.30

CHAUVIN ARNOUX L'ASSURANCE QUALITÉ

ENFIN !... un
FRÉQUENCEMÈTRE RÉCIPROQUE
PÉRIODEMÈTRE - CHRONOMÈTRE
INDUSTRIEL

FAR 50000 H
50 MHz

- Tensions d'entrée jusqu'à 500 V crête
- Meilleure résolution : 0,01 mHz
- Deux entrées en chronomètre
- Piles ou secteur



Autre modèle : FAR 50000 : jusqu'à 500 kHz

F 008



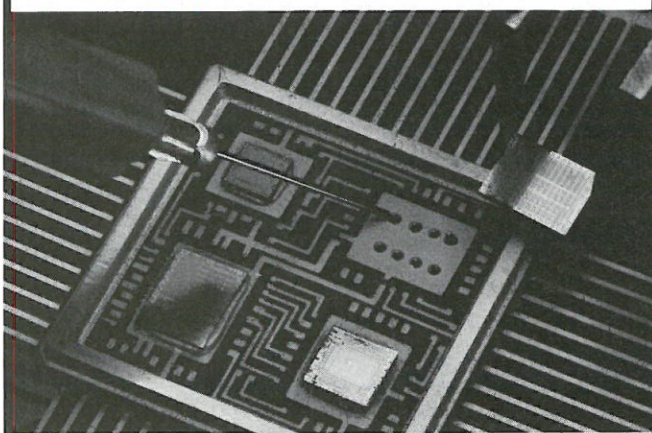
**CHAUVIN
ARNOUX**

190 rue Championnet - 75018 PARIS - Tél.(1) 252 82 55

COLLES pour la MICROELECTRONIQUE
et le SEMICONDUCTEUR

LA MEILLEURE SOLUTION

ABLESTIK



Colles monocomposant: homogénéité du mélange, garantie du rapport, pas de pertes.

Colles ultra pures: taux des impuretés CHLORE/SODIUM/POTASSIUM inférieur aux normes NASA.

Le choix entre 120 colles conductrices ou isolantes:

Flexibles, hermétiques, collage substrats, polymérisation basse température, bonne conductibilité thermique, haute conductivité électrique, enrobage, tenue mécanique, CMS, etc...



**TECHNI
INDUSTRIES
France**

31, rue L. Dupré - 94100-St MAUR
Tél.: 215256 F TECHIND
Tél: (1) 889 18 30

L'OPTO-ÉLECTRONIQUE

de visu

Réfectomètres optiques

La famille des réfectomètres optiques « OFR-11 » de F & G est conçue pour des mesures d'affaiblissement à haute précision et des mesures de distance avec une résolution élevée. Elle offre des caractéristiques nécessaires pour des applications telles que :

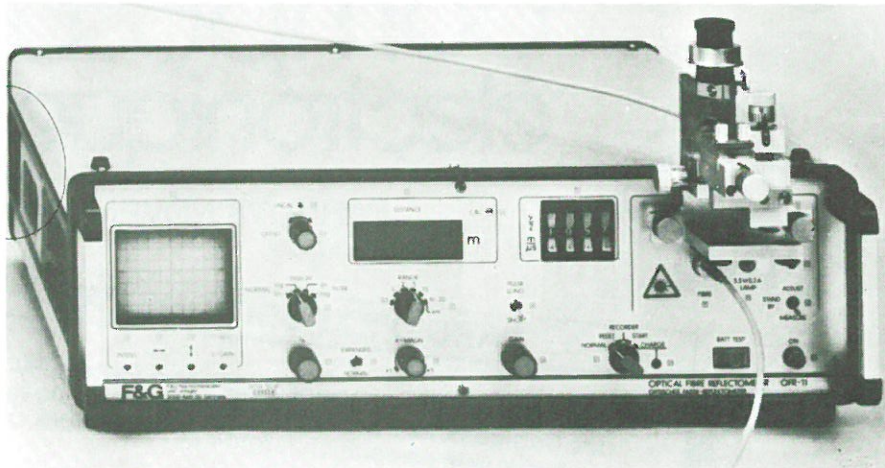
- le contrôle qualité de câbles à fibres optiques en fabrication et en laboratoire ;
- la localisation de défauts sur site à 850 nm, ou 1 300 nm.

Caractéristiques spécifiques :

- Mesures d'affaiblissement avec une grande précision.
- Six gammes de mesure de distance : 0,5 km, 1 km, 2 km, 5 km, 10 km, 20 km avec une résolution de ± 1 m.
- Affichage à 4 chiffres indiquant directement en mètres la distance à laquelle se trouve le défaut.
- Commutateur de gamme pour une localisation précise du défaut (résolution par intervalles de 100 m).
- Etalonnage de distance par réglage sur l'appareil de la vitesse de propagation de la fibre.

Philips

Tél. : (1) 256.88.00



- un alignement fibre à fibre et un cycle de soudage complètement automatique ;

- un contrôle de l'écartement entre fibres. Afin d'obtenir de bonnes soudures, il est nécessaire que les fibres s'interpénètrent durant la chauffe ;

- un arc électrique à haute fréquence permettant une chauffe très contrôlée, adaptable à différents cycles préprogrammés ;

- un microprocesseur pilotant l'ensemble du dispositif. Le cycle de soudage peut être mémorisé afin de figer les intensités et les durées de préchauffage, de soudure, de pénétration, etc.

Les pertes d'insertion obtenues sur chantier sont largement inférieures à 0,1 dB en moyenne en utilisant des fibres optiques monomodes de concentricité cœur gaine $\leq 1 \mu\text{m}$.

C.L.T.O.

Tél. : (3) 076.57.57

Afficheurs géants

Ces afficheurs LCD modulaires, fabriqués par Hoerner-Rutefon, sont proposés en versions numérique et alphanumérique.

Ils offrent des surfaces de caractère allant de 71×100 mm jusqu'à 186×260 mm ainsi que des multi-digits de 155×355 mm utiles.

Une série de « drivers », ainsi qu'un contrôleur, permettant la gestion de 128 caractères, sont disponibles. Ces afficheurs LCD ont une durée de vie de plus de 50 000 heures et sont disponibles en positif (fond gris clair/caractères noirs ou de couleur) ou bien en négatif (fond noir ou de couleur/caractères gris clair - blanc cassé). Les couleurs offertes sont le bleu, le rouge et le vert, avec trois versions de « polariseur » : réflectif, transmissif et transflexif.

Orbitec

Tél. : (1) 258.15.10

Pour souder

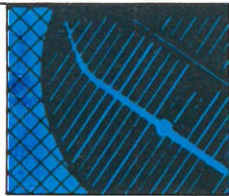
les fibres optiques

Il s'agit d'une soudeuse automatique de chantier pour fibres optiques monomodes, dont le fonctionnement est asservi sur le signal optique transmis, détecté en local puis traité par microprocesseur.

La machine est articulée autour de cinq fonctions essentielles :

- un dispositif de visualisation simplifiant le chargement des fibres dans les pinces ;





OPTO-ÉLECTRONIQUE

Mesureur de puissance optique

Le mesureur de puissance optique « OPM-6 » de F & G est conçu pour une gamme de longueurs d'onde de 800 nm à 1 800 nm, couverte par une seule diode de réception placée à l'intérieur de l'appareil.

Appareil portable, il offre les caractéristiques techniques suivantes :

- Il est calibré sur les trois longueurs d'onde les plus fréquentes : 800, 1 300 et 1 550 nm. D'autres calibrages peuvent être réalisés sur demande.
- Il n'y a pas d'accessoires auxiliaires (tels que tête d'adaptation de longueur d'onde) à changer lors de la commutation sur la longueur d'onde désirée.
- Large bande dynamique de + 5 à - 60 dBm.
- Sélection automatique de l'échelle.
- Affichage par cristaux liquides.
- Affichage automatique des mesures.
- Echelle de mesure : + 5 à - 60 dBm à 1 300 nm, sélection automatique de l'échelle.
- Précision de calibration : < 0,2 dB.
- Résolution : 0,1 dB.

Philips

Tél. : (1) 256.88.00

Module à fibre optique

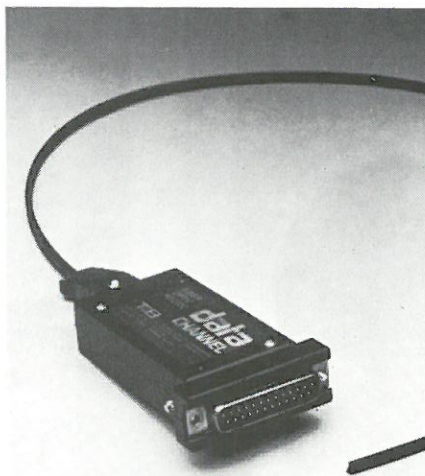
Ce module électronique pour liaison RS 232C, directement adapté au raccordement des systèmes en place, est étudié pour des longueurs de liaison de 100 m par l'intermédiaire d'un câble optique plastique à deux voies.

Son application en milieux industriels perturbés est tout à fait évidente, les conditions de protection EMI/RFI étant pleinement assurées.

Son installation est simple, réalisable sur le lieu d'utilisation. Aucun outil spécifique, aucune formation particulière ne sont nécessaires pour le câblage de la fibre qui se trouve raccordée sur un connecteur électro-optique.

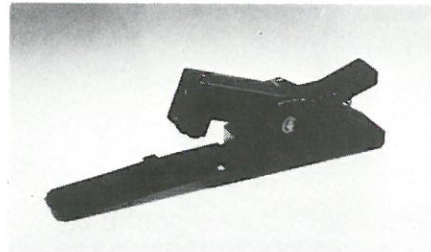
Thomas & Betts/OEC

Tél. : (1) 687.23.85



Coupe-fibre optique

Cet appareil modèle « 311 » est destiné à couper les fibres optiques avec une très grande précision. Son domaine d'application principal est le raccordement des fibres optiques de télécommunication dans les systèmes démontables (dominos optiques), dans les raccords par fusion et dans les raccords optiques « Norland » (adhésif à polymérisation UV),



Le guide-fibre avec sa butée d'arrêt ainsi que le dispositif serre-fibre permettent de positionner la fibre à fracturer avec précision.

Le couteau de carbure de silicium, monté sur un bras de coupe rigide et précis, raye le quartz absolument perpendiculairement aux génératrices de la fibre.

Le support souple assure une torsion régulière de la fibre toujours maintenue par le serre-fibre. Il en résulte une rupture propre, nette et perpendiculaire.

Epotecny

Tél. : (3) 946.69.34

MICROSCRIBE UN VRAI TERMINAL "POIDS PLUME"

Le nouveau terminal MICROSCRIBE est une alternative aux consoles traditionnelles pour les gens qui bougent. Il ne pèse que 700 grammes et possède un clavier QWERTY complet et un écran LCD de 80 caractères.

- Interface RS 232 V 24 • Mémoire RAM 10 K
- Clavier 59 touches Alpha-numérique • Transmission des 128 codes ASCII • Éditeur de texte • Transmission 300 à 9600 Bps • Parité ODD EVEN SET RESET • X ON/X OFF • Possibilité d'afficher les caractères de contrôles • Défilement de l'écran ligne par ligne
- Buffer de message • Autonomie 150 heures sur batterie Cd-Ni rechargeable
- Pile lithium séparée pour sauvegarder les données • Environnement 0 à 50°C
- Versions simplifiées sur demande • Dimensions : 193 x 141 mm.



45, bd des Bouvets
92000 NANTERRE - Tél. (1) 776 33 89

Pour recevoir la documentation MICROSCRIBE retournez le coupon.

Société _____
Nom _____
Prénom _____
Adresse _____
Tél. _____



LA MESURE

de visu

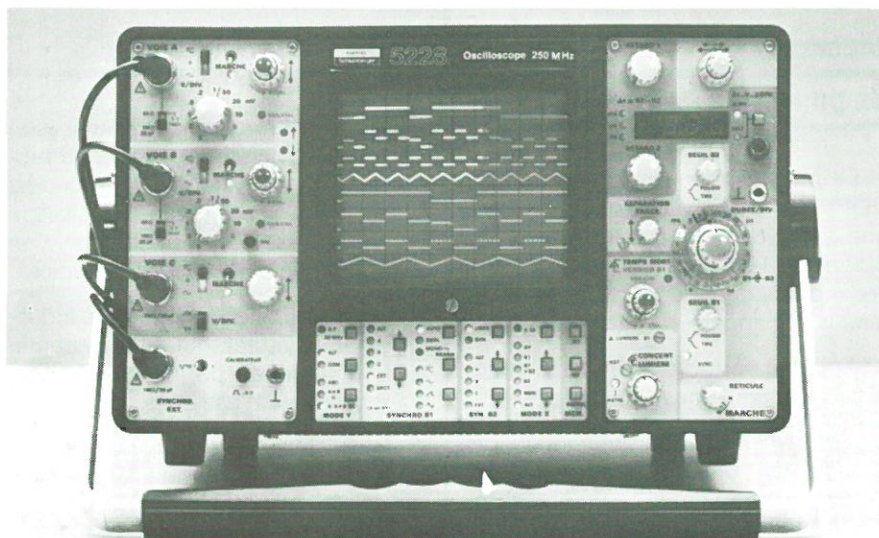
Oscilloscope 250 MHz

Cet oscilloscope a été développé particulièrement pour les besoins de l'électronique rapide. Son clavier de commande, type « calculatrice », permet la mise en mémoire de deux configurations pouvant être rappelées, même après arrêt de l'appareil.

Une des particularités inédites du « 5228 » réside dans la possibilité de choisir la représentation la plus adaptée du signal grâce, entre autres, aux modes « mixé » et « alterné » des bases de temps.

Enertec

Tél. : (77) 25.22.64



Multimètres « de poche »

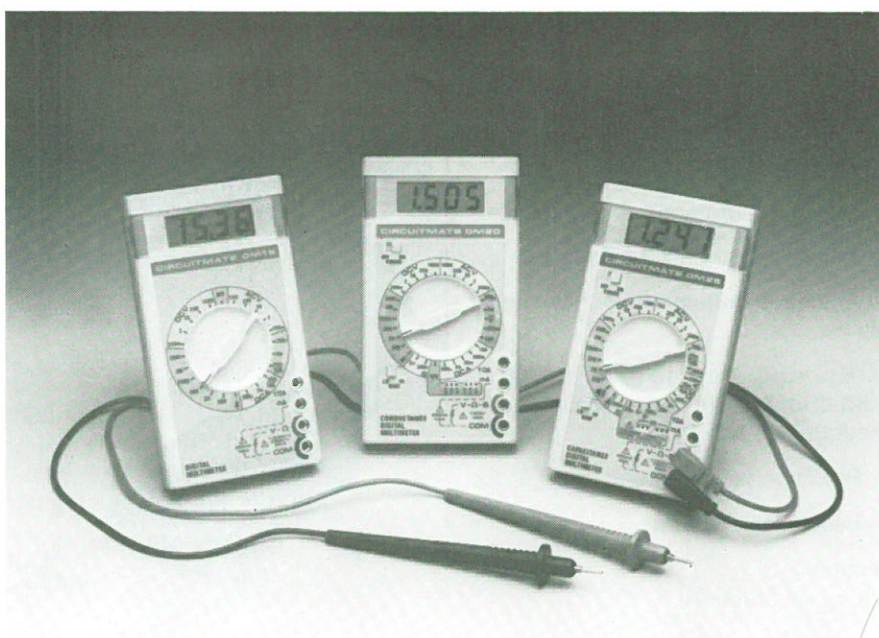
En dépit de leur petite taille (15 x 8, 2 x 2,5 cm), les modèles « DM 15 », « DM 20 » et « DM 25 » sont pourvus de toutes les fonctions d'appareils plus importants. Chaque modèle présente ses propres caractéristiques ; il est donc possible de choisir un appareil en fonction des besoins les plus fréquents.

Le modèle « DM 15 » est la version la plus économique, mais offre également un calibre séparé de tests de diodes ainsi qu'une entrée 10 A. Les multimètres « DM 20 » et « DM 25 » autorisent la mesure de conductance, ce qui est très appréciable lorsque l'on se trouve en présence de très hautes résistances.

Les mesures de résistance peuvent être effectuées à faible énergie (circuits électroniques) ou à énergie plus élevée (circuits électriques). Le modèle haut de gamme « DM 25 » est muni d'un test de continuité sonore. Les trois multimètres proposent une précision de 0,8 % en tension continue. Rangés dans une poche ou une boîte à outils, ils sont toujours disponibles pour répondre à tout problème de mesure et aux applications classiques.

Beckman Industrial

Tél. : (1) 302.76.06.



Multimètre « maintenance »

Cet appareil analogique mesure les tensions (AC et DC) jusqu'à 1 000 V et les intensités jusqu'à 30 A. Deux calibres de résistances permettent de « monter » jusqu'à 5 MΩ.

Ce multimètre, baptisé « Explorer », permet en outre la détection de phase et du sens de rotation de phase, le test de continuité (avec signal sonore) et la détection de pièces métalliques

(câbles, tuyaux) jusqu'à 15 cm de profondeur.

Un aimant en face arrière permet de le fixer sur toute paroi métallique.

L'appareil est livré avec coffret, cordons, courroies (ces dernières permettent d'effectuer des mesures sans tenir l'appareil en main), fusible de rechange et notice détaillée,

Carlo Gavazzi/Pantec

Tél. : (1) 876.25.25



MESURE

Oscilloscope numérique

100 MHz

Utilisable en recherche, développement, maintenance, cet oscilloscope dénommé « 2430 » est également, du fait de son entière programmabilité IEEE, destiné au test automatique de production. On peut noter en ce qui concerne ce modèle :

Fréquence d'échantillonnage de 100 MHz en simultané sur deux voies, bande passante de 150 MHz en répétitif, 1 K de mémoire par voie, 8 bits de résolution verticale, capture des parasites de 2 ns quelle que soit la vitesse de balayage utilisée ; il possède en plus un nouveau mode d'acquisition par comparaison : le « save on delta ».

Outre les déclenchements classiques d'un oscilloscope, le « 2430 » dispose de possibilités de retard par événements et de reconnaissseur de mots (17 voies), ce qui permettra dans les applications sur microprocesseur de visualiser à partir d'une adresse, ou d'un cycle spécifique. Pour les applications vidéo, une option permet de choisir précisément la ligne intéressante.

Tektronix
Tél. : (6) 907.78.27.



Poste de claquage

Dénoté « AC 62 », ce poste de claquage délivre une tension d'essai de 6 kV réglable en deux gammes (0-2 kV et 0-6 kV).

Le courant débité est de 10 mA en court-circuit (continu ou alternatif) ;

sa lecture s'effectue sur un galvanomètre à deux échelles (0-3 mA et 0-10 mA).

Cet appareil est équipé d'un système de disjonction réglable entre 0,5 et 10 mA.

Française d'Instrumentation
Tél. : (1) 706.30.77.

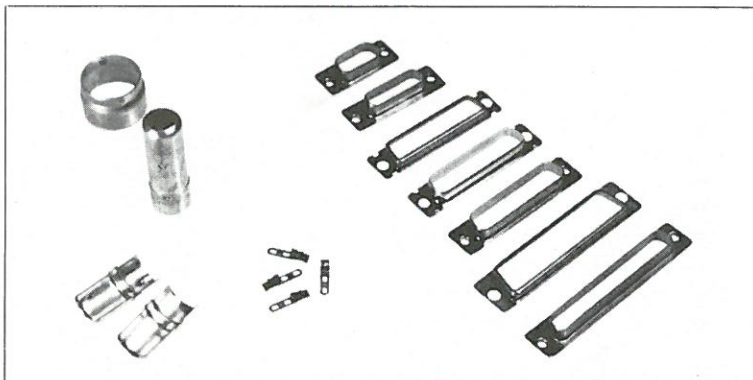
Découpage et emboutissage pour l'électronique et l'industrie électrique.

Boîtier pour connexions multiples de 9 à 50 poles. Sur demande, cadmié ou zingué plus chromage. Socle pour diode et oeillet à souder et similaire.

EWALD EUSCHER, Technique de découpage et d'emboutissage, moulage sous pression de matière plastique

Propre construction et atelier d'outillage moderne

D/4800 Bielefeld 1, Johanneswerkstr. 22
Tel. 1949 - 521 82066, Tx: 932980





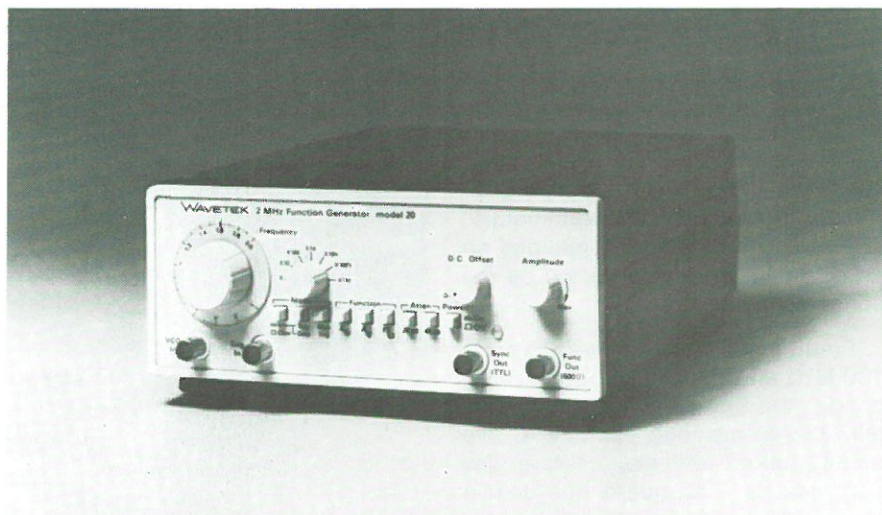
MESURE

Générateur de fonctions portable

Le générateur de fonctions « Modèle 20 » de Wavetek fonctionne directement à partir du secteur au moyen d'un chargeur ou à partir d'une tension continue. Il peut aussi fonctionner d'une façon autonome sur une batterie cadmium-nickel interne.

Le « Modèle 20 » peut délivrer une onde entretenue ou fonctionner en mode déclenché ou porte, pour fournir soit une période unique, soit une suite de périodes pendant la durée du signal porte.

La sortie de l'appareil est protégée par fusible. Elle peut fournir des signaux jusqu'à 20 V, crête à crête en circuit ouvert (10 V sur 600 Ω).



La sortie peut être atténuée de 0 à 60 dB par bonds de 20 dB plus une atténuation variable de 20 dB.

La fréquence du « Modèle 20 » peut

de plus être extérieurement modulée ou balayée dans un rapport 1000 : 1.

Elexo

Tél. : (6) 930.28.80.

CHAUVIN ARNOUX L'ASSURANCE QUALITÉ

La façon la plus pratique de mesurer une intensité SANS OUVRIR LES CIRCUITS



TRANSFORMATEUR-PINCE

Y 500

- Pour utilisation avec tout multimètre analogique ou numérique
 - Forme des mâchoires adaptée aux câbles et barres - Mesures jusqu'à 500 A ~ - Rapport de transformation 1000/1 - Tension d'utilisation jusqu'à 600 V ~.
- Autres pinces pour courant alternatif ou continu depuis 300 mA jusqu'à 3000 A

F 007



CHAUVIN ARNOUX

190 rue Championnet - 75018 PARIS - Tél.(1) 252 82 55

ENCRES POLYMERES

ASAHI

Conductrices, Résistives, Isolantes

CIRCUITS IMPRIMES flexibles/rigides
CLAVIERS PLATS
POTENTIOMETRES
BLINDAGE EMI
CELLULES SOLAIRES
RESEAUX RESISTIFS

NOUVEAU

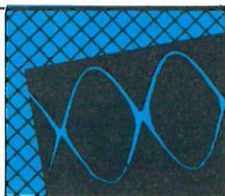
Un KIT complet d'évaluation
comprenant 7 encres différentes
pour 1940 FHT
Catalogue gratuit sur demande



TECHNI INDUSTRIES France

Techni-Industrie France
31, rue Louis-Dupré
94100 SAINT-MAUR
Tx : 215 256 F Techind
Tél. : (1) 889.18.30

HERRY



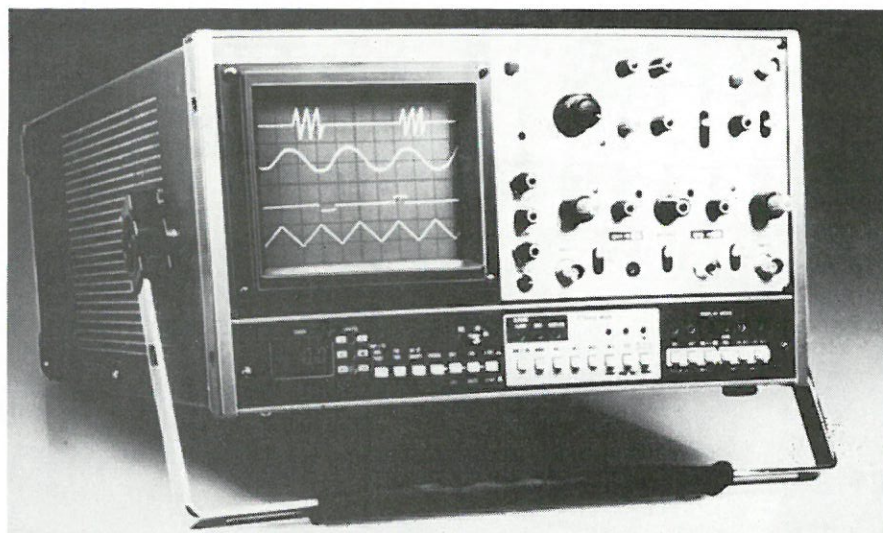
MESURE

Oscilloscope à mémoire numérique

Ce modèle « VC 6041 », fabriqué par Hitachi, possède un tube cathodique autofocus à réticule interne éclairé, deux voies d'entrée avec une sensibilité réglable de 1 mV/div. à 5 V/div. La vitesse de balayage peut être choisie de 20 ms/div. à 0,2 s/div.

En mode numérique, la fréquence d'échantillonnage est de 40 MHz une voie ou 20 MHz deux voies, avec une résolution de 8 bits (0,4 % de précision). La taille mémoire disponible de $2 \times 4\,096$ points permet une haute résolution horizontale de 400 points/division.

Le « VC 6041 » offre les possibilités suivantes :



- prédéclenchement réglable,
- mode moyennage de courbes,
- mode défilement de spectre,
- affichage Δt et ΔU entre 2 curseurs,

- sortie analogique et interface IEEE 488.

Kontron Electronique
Tél. : (3) 946.97.22.

ifélec L'ASSURANCE QUALITÉ

NOUVEAU !

TABLES TRAÇANTES XY

POUR LE
LABORATOIRE,
L'INDUSTRIE,
L'ENSEIGNEMENT

- 2 formats A3 et A4
- Multicalbres à partir de 1 mV/cm
- Décalage de zéro : ± 45 cm
- Base de temps
- Télécommande

POUR LA QUALITÉ
DE LA MESURE

- Linéarité meilleure que 0,2 %
- Faible dépassement
- Déphasage minimum entre voies

POUR LA LONGÉVITÉ

- Butées électroniques et mécaniques
- Protection totale contre les surcharges
- Construction robuste

Modèles OEM pour
incorporeurs

DISPONIBLES SUR STOCK

ifélec

Services commerciaux
190, rue Championnet - 75018 PARIS - Tél. (1) 252 82 55

**SERVICE
APRES
VENTE**

RECHERCHE

pour son

UNITÉ DE NARBONNE

* **TECHNICIENS en ELECTRONIQUE**

hautement qualifiés Spécialistes Vidéo
Niveau BTS/Maîtrise

* **TECHNICIENS TV HIFI**

Expérience minimum 5 ans souhaitée
Niveau AT1 - AT2

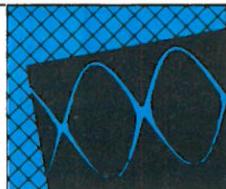
* **TECHNICIENS GROS ELECTRO MÉNAGER**

Spécialiste froid. Connaissance
échange groupe frigorifique
exigée

Adresser C.V. à :



**J. NOWAK
BUREAU PROJET
B.P. 174
30011 - NIMES CEDEX**

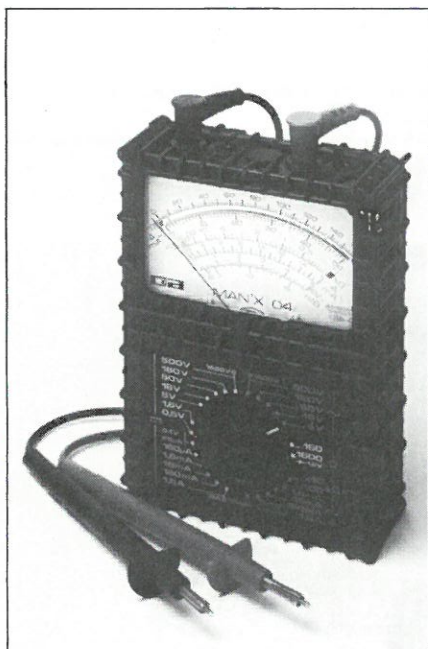


MESURE

Contrôleur universel

Pour ceux que la mesure analogique continue de séduire, et ils sont nombreux particulièrement dans le domaine de la maintenance, le « MAN'X 04 » apporte des spécifications intéressantes :

- 31 calibres de mesure par commutateur unique,
- une seule entrée de mesure,
- une sensibilité 40 000 Ω/V ,
- échelle ohmmètre linéaire,
- pas de tarage de l'ohmmètre.



L'étendue de mesure est la suivante :

- tensions continues de 0,1 V à 1 600 V,
- intensités continues de 25 μA à 16 A,
- tensions alternatives de 5 V à 1 600 V,
- résistances de 0 Ω à 20 M Ω ,
- décibels de - 10 à 10 dB.

CdA

Tél. : (1) 627.52.50

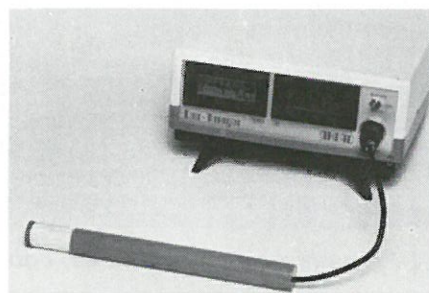
Thermo-hygromètre

Cet appareil fabriqué par Lee Integer mesure l'humidité relative de 0 à 100 % et la température de - 20 à + 90° C. Il comporte deux sorties analogiques 4-20 mA pour enregistrement ou acquisition de données.

L'humidité est obtenue par un capteur utilisant comme principe la variation de capacitance d'un condensateur en couche mince à diélectrique en polymère. La température est mesurée à l'aide d'une thermosonde à résistance de platine Pt100. Les deux capteurs sont montés côte à côte à l'extrémité de la sonde. La sonde a une dépendance négligeable vis-à-vis de la température, aucune compensation n'est nécessaire. La protection des capteurs est assurée par un filtre de faible masse thermique efficace à 99 % pour toute particule excédant 0,5 μm .

Agemip

Tél. : (1) 871.17.14



Le « PM 3360 » peut recevoir jusqu'à 4 entrées complètement indépendantes en ce qui concerne le convertisseur analogique-numérique, la base de temps, la commande de déclenchement (niveau/temps), l'offset et l'étalonnage automatique de zéro.

Des possibilités de déclenchement exceptionnelles permettent une analyse souple et puissante de signaux numériques ou analogiques complexes : un logiciel de traitement élaboré, disponible en option, inclut les calculs de moyenne et min/max, les fonctions intégration, différentiation, approximation, auto et inter-corrélation, et analyse de spectre par transformation de Fourier rapide.

Malgré cela, l'utilisation de l'appareil est aisée : pas de bouton de réglage, fonction « help », affichage de menus, fonction « autose ».

Philips Science et Industrie

Tél. : (1) 830.11.11

Analyseur de signaux

Cet analyseur automatique, le « PM 3360 », est programmable en Basic. Clavier et disquettes sont incorporés.

