I.S.S.N. 0243 489 X

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Bimestriel N° 45 - 27 F Décembre 1985-Janvier 1986
SUISSE : 8 FS - TUNISIE : 2 645 MIL - CANADA : CAN $ 3,5 - ESPAGNE : 500 PESETAS - BELGIQUE : 185 F.B.

XP 640
Le système universel de programmation de mémoire EPROM, PROM, PAL
de **GP** électronique

Le XP 640 : duplique les EPROMs et EEPROMs de la 2508 à la 27513 en standard, dispose de 64 K octets de RAM, interfaces RS 232 pour les transferts (16 formats), et la télécommande, Parallèle Centronics pour l'impression des données, une sortie vidéo permettant d'utiliser un puissant éditeur (affichage Hex, ASCII, recherche, déplacement, copie de données... etc.) grâce à un clavier simple d'utilisation pouvant être bloqué.
Universel : en option peut programmer les PROMS BIPOLAIRES, PAL, IFL, Microprocesseur Mono-chip.
Emulateur : pour le développement, Le XM 512, émulateur EPROM, RAM, Se connecte sur le XP 640.

DISPONIBLE SUR STOCK AVEC MANUEL EN FRANÇAIS

GP électronique

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

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

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

Copyright 1985 – Société Parisienne d'Edition

Dépôt légal : Décembre 1985 N° éditeur : 1335

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication : **Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**

Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Direction des ventes : **Joël Petauton.**

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

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

Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh

Chef de publicité : **Francine Fohrer**

OJD DIFFUSION · PUBLICITÉ 1984

« 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 1er 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

ELECTRONIQUE
APPLICATIONS

SOMMAIRE

BIMESTRIEL / DECEMBRE 85-JANVIER 86

45

visu

Applications

Stabilisation de la puissance lumineuse d'une diode laser 19

Conception d'une alimentation à découpage multitension de 100 W 29

Amplificateurs de puissance « économiques » 41

Amplificateur de précision pour capteurs de température au platine 57

Amplificateur très faible bruit à gain de 1 000 62

Pilotage par microprocesseur d'un moteur à courant continu 65

Composants

Transistors FET à conductivité modulée : principes et applications 51

Etude

Mesure de temps à l'aide d'un oscilloscope (1re partie) 73

Traitement du signal par détection synchrone 79

Médical

Le comptage électronique des bactéries 13

Technologie

Circuits de protection pour montages à triacs 47

Bibliographie 8

Analyseur graphique de lecteurs de disquettes : le Disk Jockey de Nicolet Instruments 84

Des multimètres de poche qui ne vident pas les vôtres : la nouvelle gamme Fluke 86

Microprocesseur 32 bits de la seconde génération chez National Semiconductor 88

Station de saisie et d'édition de plans chez Tektronix 90

Conditionneur électronique de réseau monophasé 220 V chez Energie IREM 92

Analyseur de logiciel en temps réel de Northwest Instruments 94

Un bouton-poussoir français à la conquête des USA : le « Cosmos » de Secme 96

Mesures 98

Opto-électronique 110

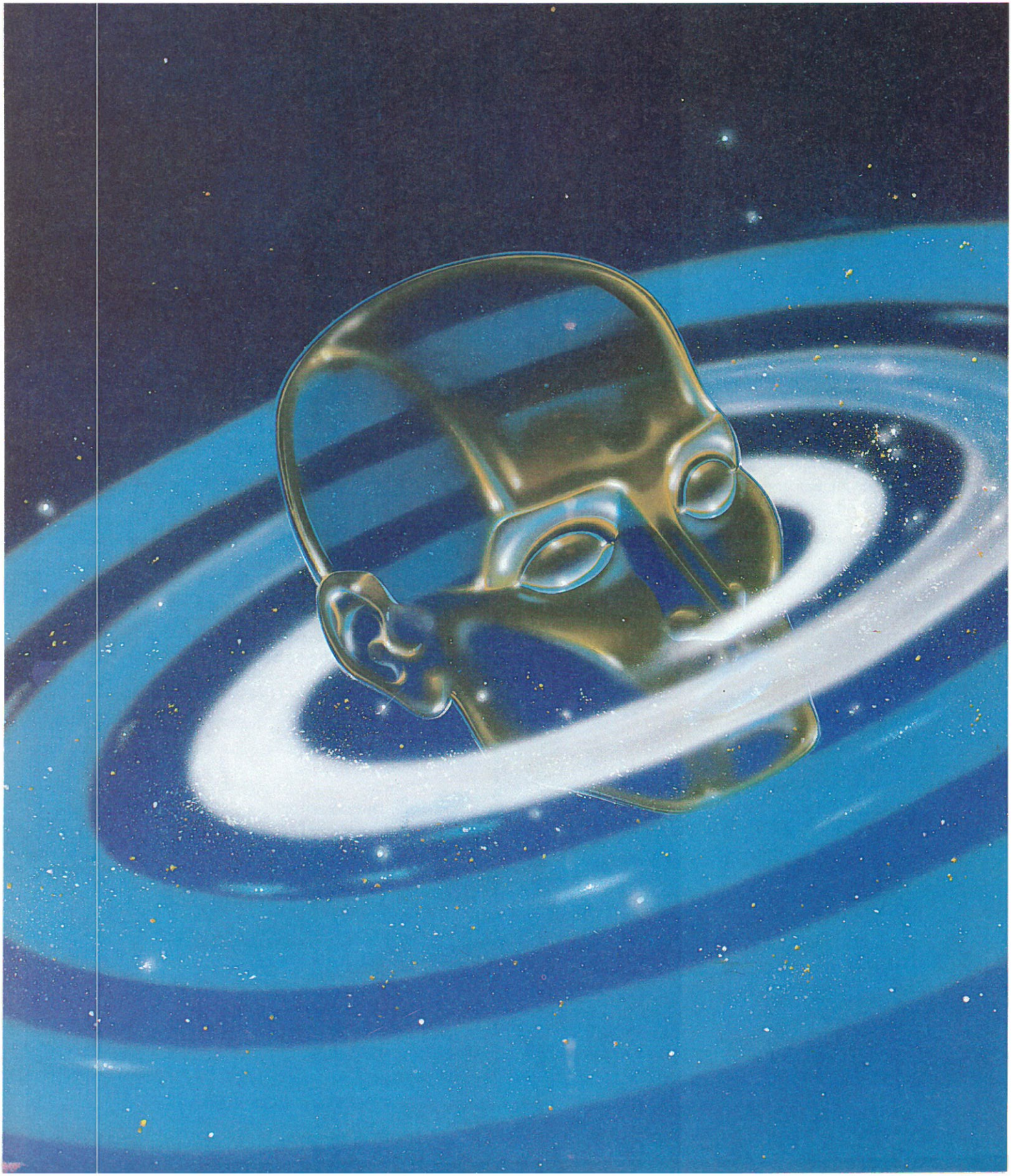
Equipements 112

Micro-informatique 122

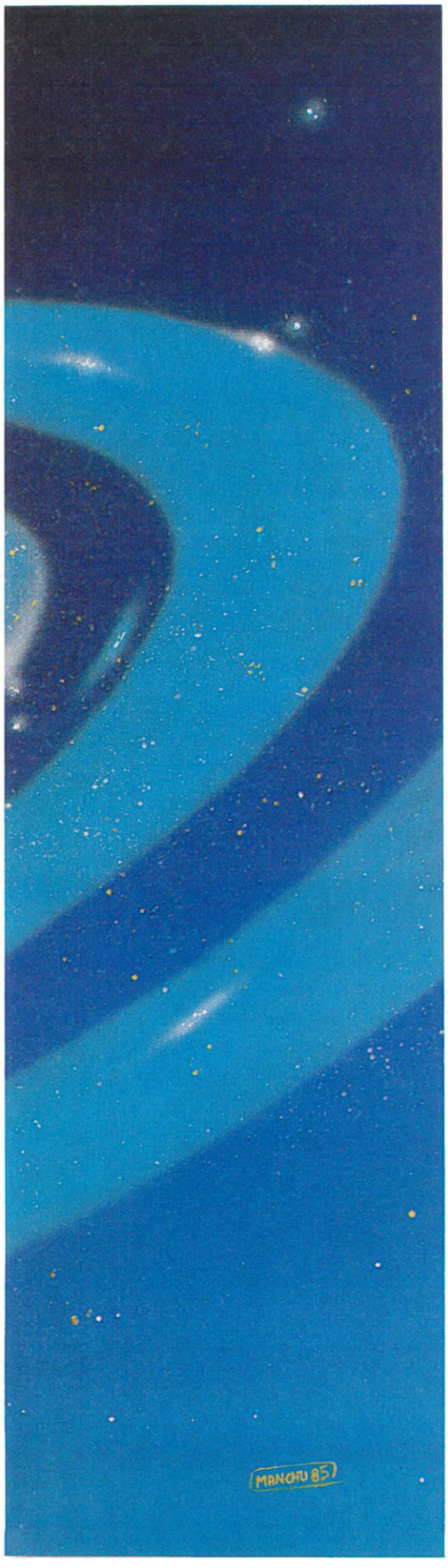
Encart Service Lecteurs et Service Annonceurs 131-132

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimerie S.N.I.L., Aulnay – Commission Paritaire N° 59-178

NEC, de l'infiniment petit à l'infinim



nt intelligent



NEC, LES CIRCUITS D'AUJOURD'HUI POUR LES SYSTÈMES DE DEMAIN

Souvent, dans le domaine de l'électronique, réagir quelques nanosecondes plus vite, c'est déjà prendre plusieurs longueurs d'avance sur la concurrence.

DU CŒUR DES SYSTEMES A LEUR PERIPHERIE

Pour gagner ces quelques nanosecondes, NEC vous offre une solution homogène à travers ses familles de composants. Ainsi avec les Microprocesseurs, les Mémoires, les Contrôleurs, les Réseaux Prédiffusés de NEC, vous aurez l'assurance de développer un système fiable et d'avant garde.

LA FORCE DU SUPPORT NEC

Pour vous permettre d'être toujours à la pointe de la technique, NEC met à votre service une organisation parfaitement structurée pour vous conseiller, vous informer et vous aider à élaborer les systèmes les plus évolués.

NEC DANS LE MONDE

Pour vous, fabricant de systèmes, il est important de faire appel à un partenaire puissant dont la pérennité est assurée. NEC emploie 90.000 personnes, réalise un chiffre d'affaires de 9 milliards de dollars et commercialise ses produits dans 140 pays. Si NEC est devenu en quelques années numéro deux mondial sur le marché des semi-conducteurs, ce n'est pas par hasard.

LES DISTRIBUTEURS NEC

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

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

SUD
GEDIS (Aix) - Tél. : 42 60 01 77

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

EST
DIM-INTER (Colmar)
Tél. : 89 41 15 43

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

MAP

NEC

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

BIBLIOGRAPHIE

Pratique des filtres LC en échelle

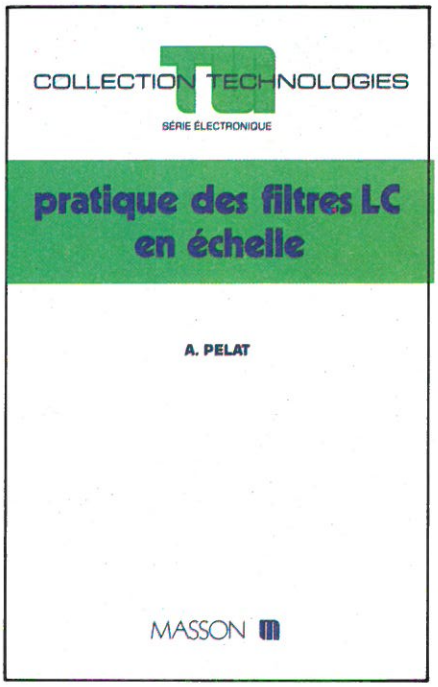
par A. Pelat

La séparation de signaux en fonction de leurs fréquences a longtemps fait l'objet de montages électriques réalisés presque uniquement à l'aide de composants dits « passifs » (résistances, condensateurs, bobinages, quartz). Mais l'apparition des transistors et des amplificateurs opérationnels, par exemple, a permis de construire de nouveaux circuits capables également de réaliser une telle séparation.

Ainsi, au cours du temps, diverses technologies de filtrage se sont développées (filtres à inductances et capacités, filtres actifs, filtres électromécaniques, filtres à quartz, filtres monolithiques à quartz, filtres à inductances planar, filtres à lignes hélicoïdales, filtres numériques, filtres à capacités commutées, etc.).

Ces différentes technologies de filtrage ont respectivement, bien sûr, des domaines d'application pratique particuliers à chacune d'elles. Mais il faut savoir, néanmoins, que pour certaines applications plusieurs d'entre elles peuvent être concurrentes. Dans ces cas précis, ce n'est qu'à la suite de compromis souvent difficiles entre les divers objectifs à atteindre (prix de revient le plus faible possible, encombrement réduit, excellente stabilité, faible consommation d'énergie, etc.) qu'un choix judicieux pourra être fait.

Les filtres à inductances et capacités dits « filtres LC » ont été, anciennement, énormément utilisés et le sont encore aujourd'hui. Leur domaine d'application pratique est vaste. Compte tenu de certaines conditions de fonctionnement, ils n'ont pas, par exemple, de concurrents dans la bande de fréquences comprise entre 200 kHz et 10 MHz lorsque la largeur de bande relative est comprise entre 10 % et 100 %. Ils conviennent aussi parfaitement lorsque les puissances de signaux à transmettre sont importantes. Ils sont donc couramment utilisés, en basses fréquences, comme circuits de filtrage pour haut-parleurs.



Les principes de calcul de ces filtres et leur synthèse font l'objet du présent ouvrage. Il s'agit de filtres en échelle construits à l'aide de quadripôles, appelés sections, montés en cascade, faisant intervenir dans leur fonctionnement leurs impédances images. La réalisation de sections dérivées entrant dans la constitution de certains filtres LC fait également l'objet d'une étude détaillée.

Masson

Pour une informatique consciente

Ouvrage collectif

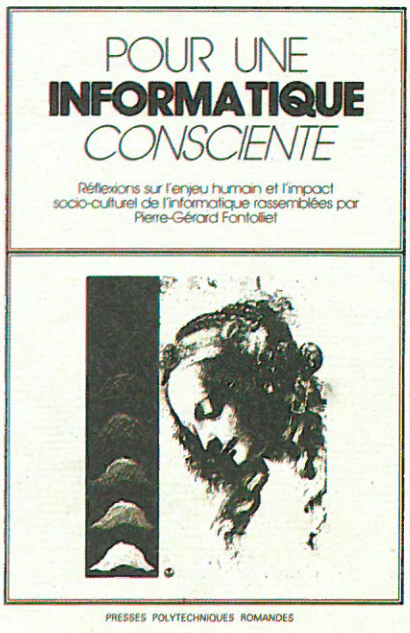
L'informatique influence non seulement notre activité professionnelle, mais aussi et toujours plus notre vie privée et familiale. Au-delà de sa fonction d'outil, incontestablement utile et puissant, elle implique un profond défi, voire une menace, à notre mode de vie et de pensée. La révolution informatique n'est-elle pas aussi culturelle ? Nous en sommes à la fois les témoins et les acteurs, consciemment ou non. Cet ouvrage, qui rassemble des textes présentés lors d'un cours organisé par l'Université populaire de Lausanne, est une invitation à la réflexion individuelle et commune sur l'enjeu humain, socio-culturel et philosophique que représente le phénomène informatique.

Comme personne ne saurait prétendre à une compréhension globale de tous les impacts de l'informatique, plusieurs personnalités apportent leur éclairage particulier sur le sujet, en guise d'introduction à une approche interdisciplinaire aussi large et ouverte que possible.

Les sujets abordés sont ainsi les suivants :

– Qu'est-ce que la mentalité informatique ?
– Quels sont les marchés, les enjeux et les dépendances économiques de l'informatique ?
– Quelles sont les interactions entre l'informatique, les entreprises et la société ?
– L'informatique est-elle un moyen d'accès à la culture ? Un outil de travail ?
– Comment peut-on protéger la personnalité ?
– Comment réagissent les jeunes ?
– Comment l'informatique participe-t-elle à la créativité artistique ?

Presses Polytechniques Romandes



BIBLIOGRAPHIE

Machines électriques et électroniques de puissance

par A. Hébert, C. Naudet et M. Pinard

Cet ouvrage est destiné en priorité aux étudiants qui, arrivés en classes terminales, sont de plus en plus nombreux à s'orienter vers un cycle d'études qui les mènera, en trois ans, à un diplôme de l'enseignement supérieur technique.

Ce livre, consacré à un aspect essentiel de l'électrotechnique, prolonge l'étude approfondie des machines par celle de l'électronique de puissance ; en outre, pour correspondre à un enseignement ouvert sur les réalités technologiques, il donne une large place aux applications, tant dans le cours (description d'appareils, fiches techniques), dans les « documentaires » situés en fin de chapitre, que dans la partie « laboratoire » (essais, mesures et manipulations).

Chapitres principaux : Régime sinusoïdal permanent ; Les systèmes triphasés ; Circuits magnétiques ; Champ magnétique dans les machines tournantes ; La machine à courant continu ; Génératrice à excitation séparée ; Moteur à excitation séparée ; Moteur série ; Rendement des machines à courant continu ; Le transformateur monophasé ; Le transformateur triphasé ; Transport et distribution de l'électricité ; Transformateurs spéciaux ; Rendement des transformateurs ; Machines à champ tournant ; Alternateur en charge ; Couplage de l'alternateur sur réseau ; Réversibilité ; Rendement des machines synchrones ; Moteur asynchrone : constitution ; Fonctionnement d'un moteur synchrone en charge ; Moteur asynchrone : marche industrielle ; Redressement non commandé ; Composants de l'électronique de puissance ; Commandes du thyristor, du triac et du transistor de puissance ; Redressement commandé ; Redressement ; Le hacheur ; L'onduleur autonome.

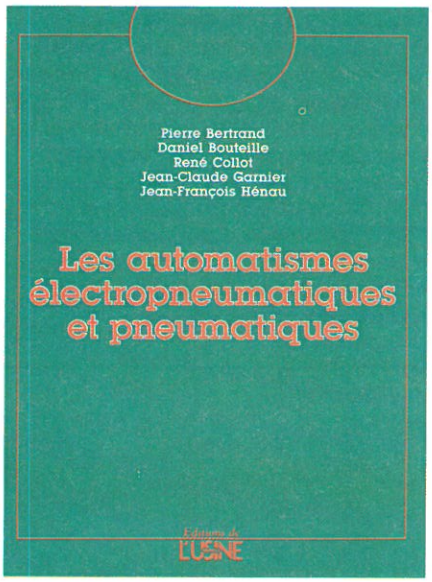
Un ouvrage de 278 pages, format 19,5 × 27.

Dunod (Collection « Le technicien »)

Les automatismes électropneumatiques et pneumatiques

par P. Bertrand, D. Bouteille, R. Collot, J.-C. Garnier et J.-F. Henau

Les progrès spectaculaires des techniques électroniques et informatiques accentuent le développement de l'automatisation pneumatique, qui reste néanmoins mal connue, faute d'ouvrages de méthode et surtout de cours dégagés des catalogues des constructeurs de composants.



Cet ouvrage constitue un ouvrage de synthèse unique par sa présentation.

L'utilisateur de machines pneumatiques et électropneumatiques, et le constructeur de composants y trouvent :

- les méthodes de mise en œuvre : dimensionnements, association de composants, branchements...
- une description complète de tous les composants pneumatiques et électropneumatiques, de leurs performances, de leurs applications ;
- les représentations et schémas normalisés des circuits, ainsi que les normes dimensionnelles ;
- des exemples d'application d'intérêt général : emballage automatisé, montage et contrôle automatisés ;
- les perspectives d'évolution de ces techniques en progrès continuels.

Un volume de 208 pages, format 21 × 27.

Editions de l'Usine Nouvelle

Le conditionnement du réseau électrique

Cet ouvrage donne des solutions techniques aux principaux types de perturbations en provenance du réseau, depuis les systèmes d'écrêtage jusqu'au groupe convertisseur.

Après avoir défini les raisons pour lesquelles il faut protéger les équipements électroniques sensibles des perturbations électriques, on donne des solutions qui permettent d'éviter que la fiabilité des ordinateurs, des équipements de télécommunications, des processus de commandes numériques, etc., soit perturbée par les microcoupures, les variations de tension ou de fréquence et les parasites.

Un volume en couleur de 64 pages, format 11 × 23.

MCB – Nathan

Non ! nous ne parlerons pas ici de microbe-processeur.

Médical

Le comptage électronique des bactéries

La recherche, le contrôle, le comptage de micro-organismes ou de microparticules débouchent sur de multiples applications. Divers procédés existent pour réaliser ces opérations, mais la société SII a mis au point un procédé original qui permet le contrôle bactériologique d'une substance en temps réel en utilisant des techniques connues de coloration, de fluorescence et de reconnaissance de formes.

Ce procédé de comptage des bactéries a déjà fait l'objet, de la part de la SII, de diverses adaptations pour le compte d'autres sociétés ou organismes scientifiques. C'est le cas de la recherche du paludisme dans le sang en collaboration avec l'ORSTOM et l'Institut Pasteur, du contrôle de la qualité laitière pour le Centre national des industries et de l'économie laitière (CNIEL), du pilotage automatique des stations d'épuration avec la Compagnie générale des eaux (CGE), de la recherche de pollution dans les eaux de baignade avec les Agences de Bassin.

Pour mettre en œuvre ce procédé, la SII a mis au point le Microcompta, appareil que l'on pouvait voir sur l'un des stands de l'ANVAR, lors d'INOVA 85.

Automatiser le travail en laboratoire

Les techniques habituelles de sélection et de comptage des micro-organismes sont basées sur des techniques de coloration sélective et d'étude de la forme des colonies microbiennes. Cette façon de procéder nécessite une longue pratique de laboratoire et, de la part du laborantin, un temps d'observation non négligeable.

Différentes techniques automatisent certaines séquences du processus (turbimétrie, comptage des cellules par défilement calibré d'une solution, etc.), et quelques-unes ont une efficacité certaine quoique très spécifique. La porte est donc ouverte à l'innovation.

Dans le cas qui nous occupe, les bactéries, après un traitement immunofluorescent spécifique, qui permet la différenciation des espèces, sont visualisées et reconnues morphologiquement par une caméra. A partir des données triées informatiquement, elles sont comptabilisées, et le résultat du contrôle est donné immédiatement par une imprimante.

Très schématiquement, l'appareil « Microcompta » reprend la façon de travailler du laborantin. Un microscope en épifluorescence fournit une image reprise par une caméra vidéo qui l'enregistre. Ensuite un ordinateur et ses interfaces traitent les informations. Les échantillons sont au préalable préparés et présentés au système optique.

L'ensemble se présentera sous forme d'un cube, intégrant le système optique et son automate, l'écran vidéo, le clavier de commande et l'imprimante. L'ordinateur restera séparé avec certaines alimentations électriques (fig. 1 et 2).

L'épifluorescence est un procédé d'analyse au microscope utilisé par quelques laboratoires. Certaines molécules de colorant ont la propriété, lorsqu'elles sont excitées par un faisceau lumineux de courte longueur d'onde (violet ou ultraviolet), de réémettre une lumière d'une plus grande longueur d'onde. La molécule qui se trouve à un niveau de basse énergie va, du fait de l'excitation, passer à un niveau de haute énergie, puis va retourner à l'état de basse énergie en émettant un rayon lumineux. Les colorants utilisés qui possèdent cette propriété sont des fluorochromes. Parmi les plus connus, citons : l'isothiocyanate de fluorescéine, la rhodamine, l'acridine orange.

Pour créer ce rayon lumineux, on utilise une lampe à vapeur de mercure **(fig. 3)**. Le rayon lumineux passe par un filtre d'excitation, puis sur un miroir et va éclairer l'objet par le dessus (d'où le nom d'épifluorescence). Les molécules excitées vont donc réémettre un faisceau lumineux qui va passer à travers le miroir puis le filtre d'arrêt, qui ne laissera passer que les rayons intéressants pour l'analyse.

Le système d'épifluorescence employé est celui de Cofradis utilisant le système de filtres pour *FITC* (isothiocyanate de fluorescéine). La lampe utilisée est une *Osram* à vapeur de mercure. L'excitation est faite de 350 à 500 nm. Le filtre-barrière laisse passer des rayons au-delà de 520 nm.

Le fluorochrome utilisé est l'acridine orange. Le système de filtres pour *FITC* est compatible avec ce colorant. En effet, l'excitation est faite à

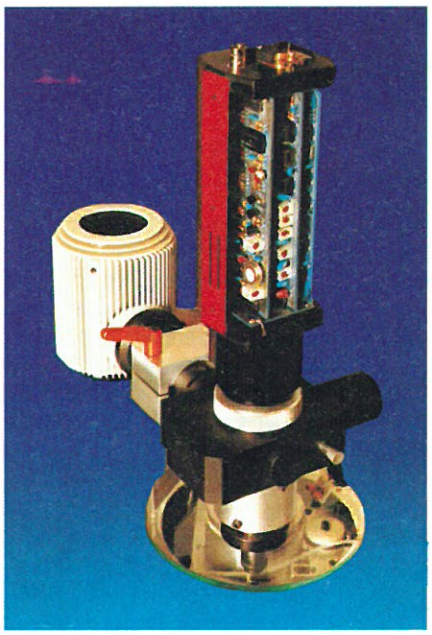


Fig. 1

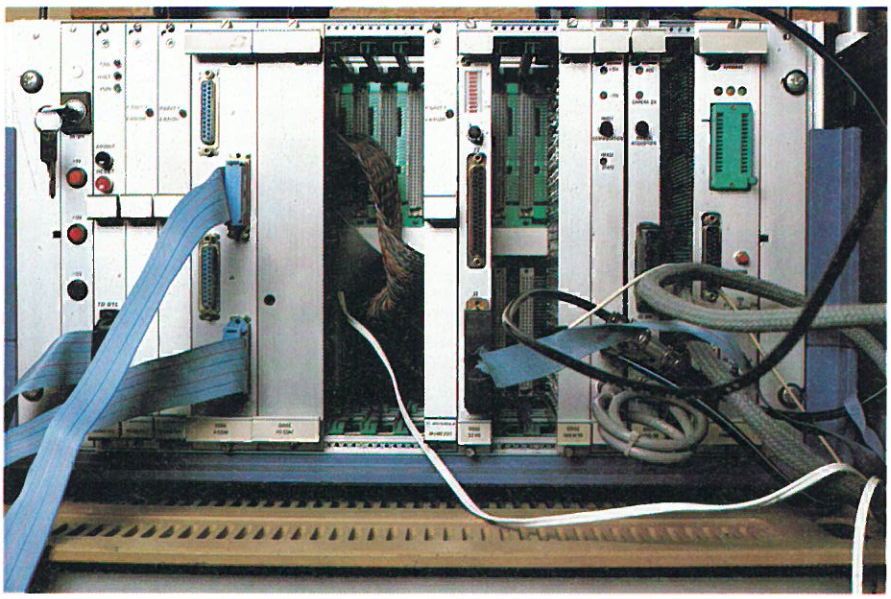


Fig. 2

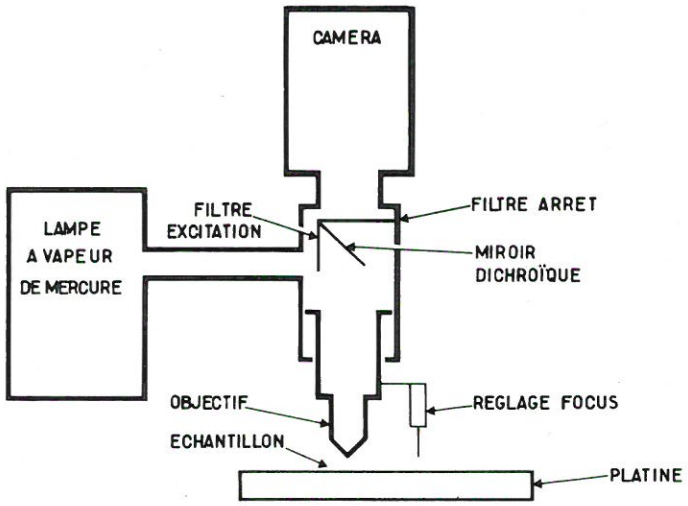


Fig. 3

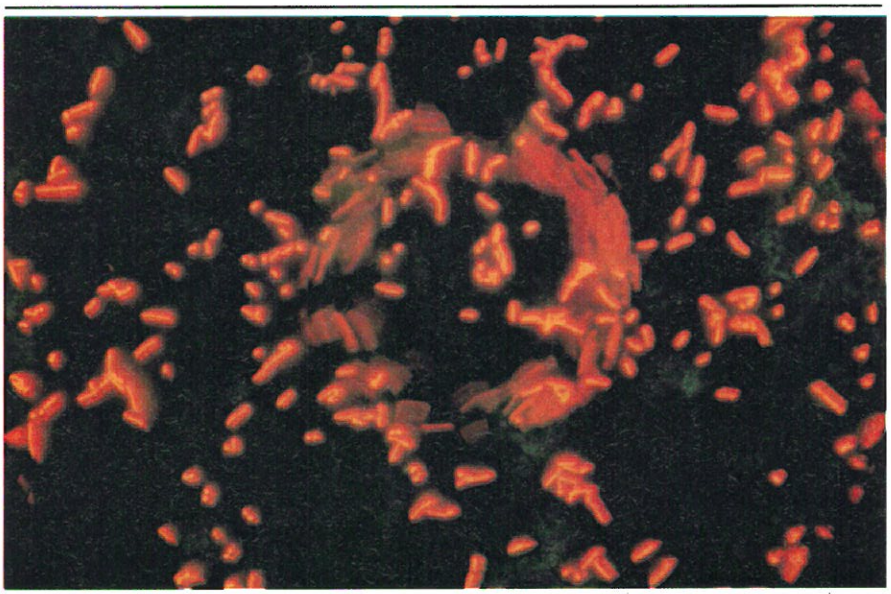
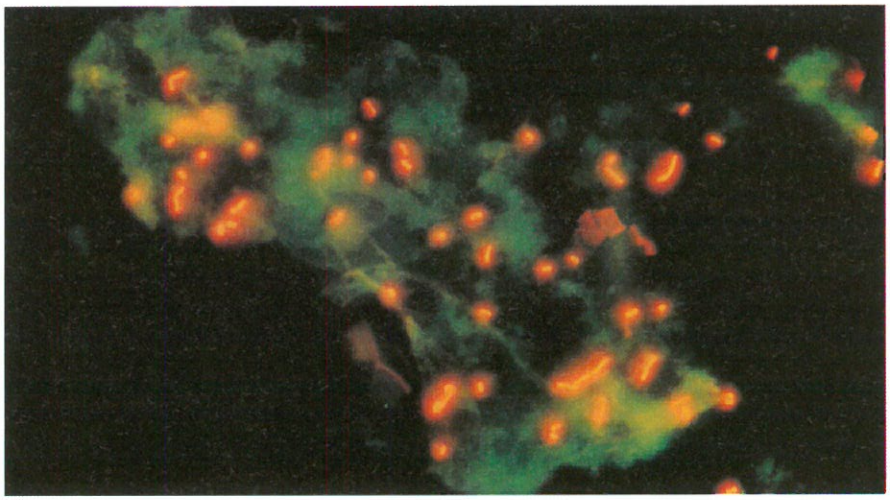


Fig. 4



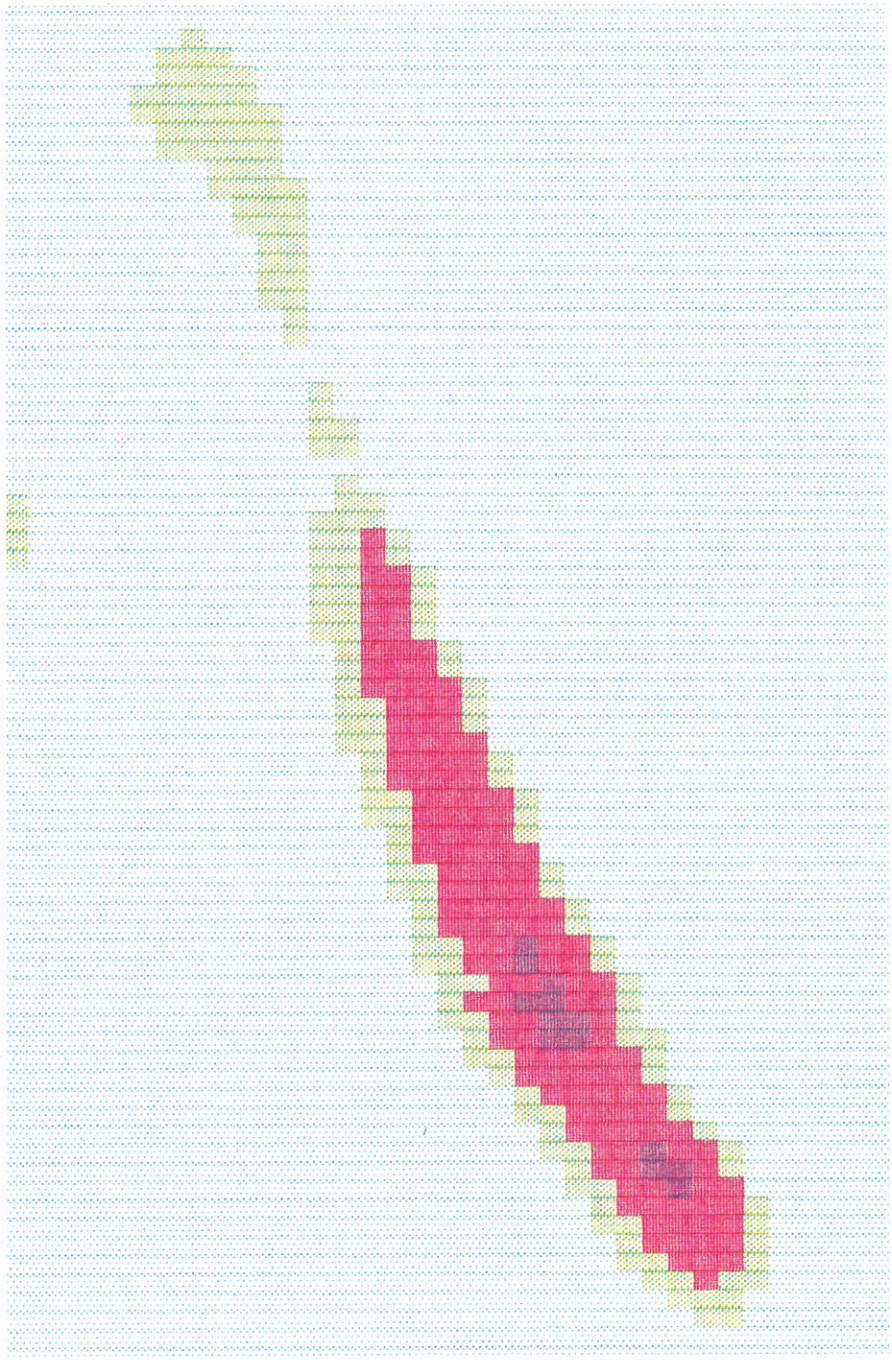


Fig. 5 (en haut) et 7 (en bas).

436 nm pour *l'ADN* (acide désoxyribonucléique) et 490 nm pour *l'ARN* (acide ribonucléique) qui réémettent dans le vert à 520 nm et dans l'orange à 600 nm.

L'acridine orange présente beaucoup d'avantages. Outre celui de différencier les bactéries viables et non viables, la luminosité est très forte, car ce fluorochrome réémet 65 % de l'énergie absorbée (d'autres fluorochromes ne réémettent que 20 % de luminosité) **(fig. 4 et 5).** Une grande différence entre les longueurs d'onde d'excitation et de réémission permet de les séparer sans perte. La fluorescence reste stable relativement longtemps.

D'autre part, certaines particules autofluorescentes réémettent en général dans le vert, donc loin de l'orange. Il est, par conséquent, facile d'éliminer cette information parasite en utilisant un filtre d'arrêt de longueur d'onde plus élevée (570 nm, par exemple).

Notons que l'épifluorescence et l'immunofluorescence sont deux techniques identiques sur les principes de fonctionnement.

En épifluorescence, le fluorochrome va colorer tout l'échantillon en se fixant sur l'ARN et l'ADN pour l'acridine orange. En immunofluorescence, on utilise un sérum coloré avec un fluorochrome. Ce sérum coloré va se fixer également sur le site antigénique de la bactérie recherchée par réaction immunologique.

Une optique classique...

La microscopie traditionnelle utilise un microscope dont le grossissement va de 50 à 100 sur l'objectif et de 10 20 sur l'oculaire, ce qui donne un grossissement final compris entre 500 et 2 000. Ce grossissement est indispensable pour obtenir une image correcte.

Cependant, au-delà de 50, les objectifs sont utilisés avec une huile à immersion et des lames couvre-objet, ce qui ne facilite pas la tâche pour automatiser ces fonctions. Le choix s'est donc porté sur un *objectif* de grossissement *100* sans lamelle et apochromatique de marque *Olympus.* Les différents essais effectués ont montré que pour pouvoir évaluer au mieux les contours il fallait un objectif de grossissement au moins égal à 80. En revanche, pour certaines applications où le volume total sera estimé, plutôt que dénombré avec précision, il

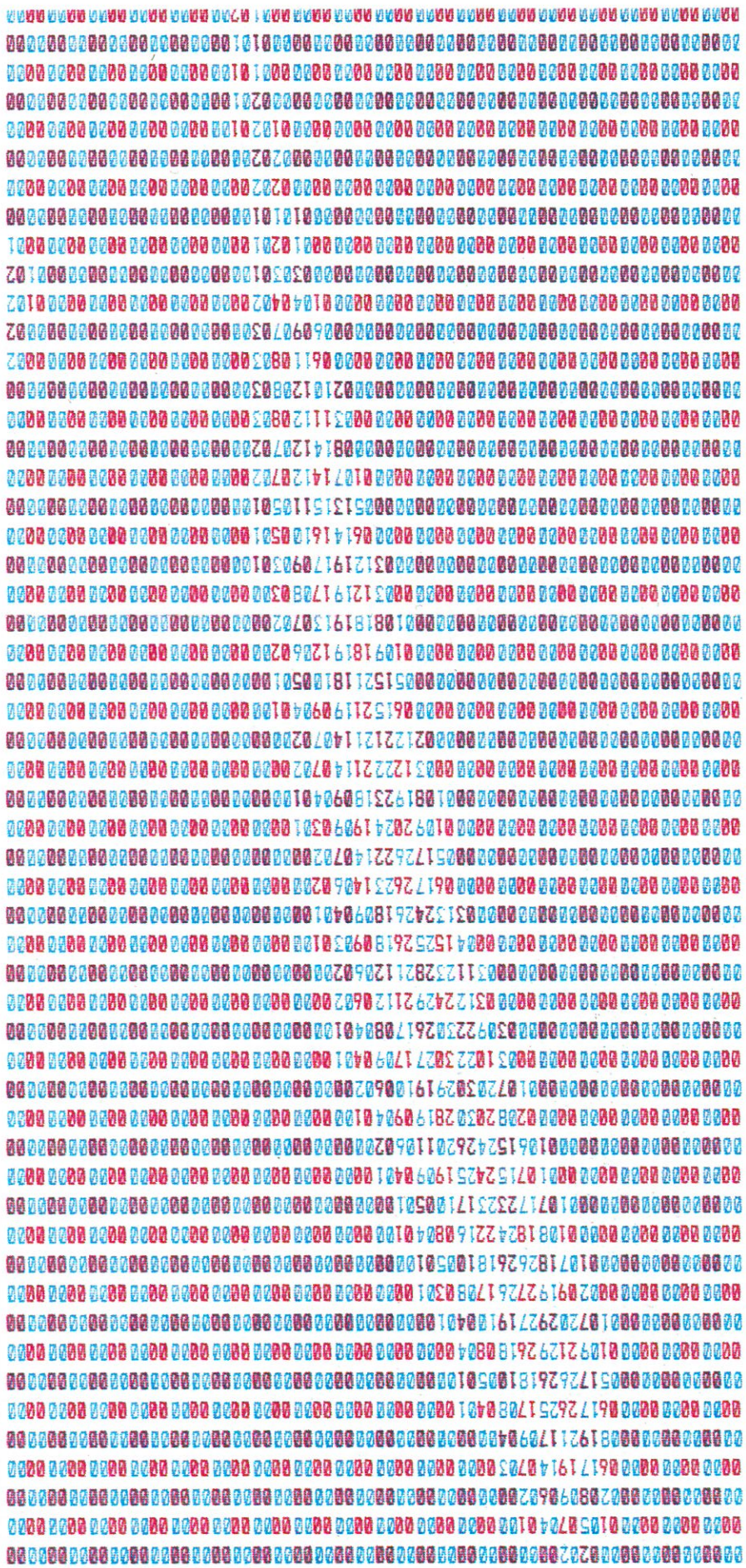


Fig. 6

est possible d'envisager l'utilisation d'un objectif de l'ordre de 40.

L'ensemble d'épifluorescence est fixé sur la platine, et au-dessus se trouve la caméra. C'est une *Thomson* TAV 1030 à tube « New-Vicon » de 1 pouce avec synchronisation interne et suppression de correcteur gamma.

La définition est de 850 points. La sensibilité est très bonne (inférieure à 0,5 lux). L'image est parfaite, sans bruit de fond, et reste stable tout au long des essais et quelle que soit la température du matériel. Les caméras sont noir et blanc. Chaque pixel enregistre la lumière reçue sur 64 niveaux de gris. Il est possible de traduire les résultats en fausses couleurs, au moyen d'une échelle appropriée **(fig. 6 et 7).**

... Avec une informatique adaptée

L'ordinateur comporte plusieurs cartes, en format double Europe. La *carte unité centrale* est constituée autour d'un microprocesseur 68000 de *Motorola*. Processeur 16 bits, horloge à 8 MHz. Cette carte possède 256 Ko de RAM dynamique.

La *carte mémoire* est constituée de 12 supports 28 broches organisés en 6 paires pouvant recevoir des RAM statiques protégées par batterie ou des EPROM. Chaque boîtier mémoire peut aller jusqu'à 32 Ko pour les EPROM et 8 Ko pour les RAM. Il est possible de stocker les programmes d'application sur les EPROM et de conserver sur deux RAM statiques, protégées par batterie, les informations concernant la marche du système et les paramètres entrés préalablement.

Deux *cartes « entrées/sorties »* comprennent 32 entrées à optocoupleurs et 32 sorties relais. La carte « entrée » va permettre *via* le bus VME de connaître, en testant la valeur d'un canal, la position d'un palpeur extérieur.

En activant une voie de la carte sortie, il sera possible soit directement en 12 V, soit par l'intermédiaire d'un relais, d'activer la mise en route d'une pompe ou d'un système quelconque de l'automate.

A cela s'ajoute un *système interface image* comportant trois cartes :
– une *carte d'acquisition* qui va permettre de gérer quatre caméras ; son rôle essentiel est de convertir en nu-

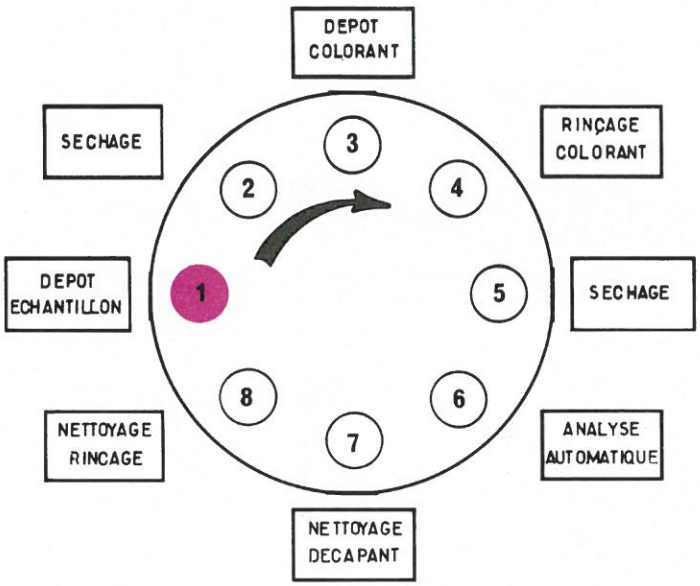


Fig. 8

mérique les données analogiques de la caméra ;
– une *carte mémoire* image 256 Ko ;
– une *carte affichage* de l'image.

Enfin un *moniteur* permet de travailler sous système Versados.

Les programmes sont écrits soit en Assembleur 68000 pour tout ce qui est traitement image, soit en Pascal pour tout ce qui est l'enveloppe-programme et dialogue avec l'extérieur : c'est-à-dire menu, édition, affichage.

L'automate

Tout ce traitement de l'information est intéressant dans la mesure où les manipulations bactériologiques sont rendues automatiques, depuis la prise d'échantillon, sa préparation puis son passage sous le système optique. Ainsi, par exemple, le passage de l'échantillon sur un disque rotatif **(fig. 8)** présente les séquences suivantes : prise et dépôt de l'échantillon, séchage, dépôt de colorant, rinçage du colorant, séchage, observation par le système optique, nettoyage décapant, nettoyage avec rinçage.

Pour effectuer cette préparation en continu, on travaille sur un disque en verre. L'échantillon est déposé sous forme d'une goutte de 12 mm de diamètre.

J. Trémolières

Adresse utile

Société SII, 65-67, bd Gambetta, 06000 Nice. Tél. : 93.96.25.96.

Applications

Stabilisation de la puissance lumineuse d'une diode laser

La puissance dissipée dans une diode laser produit une élévation de la température du cristal, ce qui a pour effet de modifier la densité des porteurs.

Il en résulte une variation de la puissance lumineuse émise, avec une dérive négative en fonction du temps. Il s'avère nécessaire de stabiliser la température de la jonction pour minimiser ce déplacement de caractéristiques de la diode.

Cette étude, qui fait suite à deux articles sur les éléments Peltier publiés dans les numéros 18 et 31 d'*Electronique Applications*, donne un exemple pratique de choix et de mise en œuvre des thermoéléments permettant la stabilisation en température d'une diode laser. Ce travail a été effectué au laboratoire de recherches de l'ENSEA (Cergy-Pontoise).

La diode laser

Le composant qu'il s'agit de stabiliser en température est une diode laser du type GO-29820 DIP fabriquée par la firme américaine *General Optronics Corp.*

Comme on peut le voir sur la **fig. 1**, qui donne le brochage de cette diode, une thermistance, disposée par le constructeur près de la jonction de la diode laser, peut être utilisée comme élément de contrôle dans un système de régulation de température.

Les techniques actuelles permettent de réaliser des pompes à chaleur thermoélectriques à semi-conducteurs, basées sur l'effet Peltier, de faible coût et d'une mise en œuvre relativement aisée. C'est vers cette solution que nous nous sommes orientés.

La thermoélectricité

1° L'effet Seebeck

C'est en 1822 que Thomas Seebeck met en évidence un phénomène thermoélectrique : un circuit fermé constitué de deux conducteurs différents, dont les jonctions sont portées à des températures différentes, est parcouru par un courant.

2° L'effet Peltier

En 1834, Jean Peltier observe que suivant le sens du courant qui traverse la jonction de deux conducteurs différents, une quantité de chaleur est soit absorbée, soit fournie.

3° L'effet Thomson

En 1857, William Thomson énonce les lois thermodynamiques régissant les effets thermoélectriques ; des effets Seebeck et Peltier il déduit l'effet qui porte son nom.

Dans l'effet Thomson il n'y a plus qu'un matériau parcouru par un courant, mais il est soumis à un gradient de température de façon à ce que son pouvoir thermoélectrique varie d'un point à un autre. L'effet Thomson apparaît comme un effet Peltier continu au sein du matériau.

Les effets énoncés ci-dessus sont réversibles, c'est-à-dire que suivant le sens de passage du courant, nous obtenons soit des calories, soit des frigories.

Deux effets ne sont pas réversibles :

a) L'effet Joule, proportionnel à la résistance ohmique du matériau et au carré de l'intensité du courant qui le traverse, concerne la transformation en chaleur de l'électricité.

b) L'effet de conduction thermique : la chaleur se déplace en direction d'un gradient de température ; elle est proportionnelle à ce dernier et est fonction du matériau utilisé.

Thermoélément à effet Peltier

En appliquant l'effet Peltier à un assemblage de deux thermoéléments constitués d'un alliage de tellure de bismuth, sélénium et antimoine dopés différemment (l'un P, l'autre N), reliés ensemble par un conducteur, nous réalisons un transfert de la jonction appelée froide vers la jonction appelée chaude **(fig. 2)**.

Le choix des matériaux utilisés dans la conception des modules thermoélectriques est lié au rendement appelé ici coefficient de qualité *Z*, exprimé en $°C^{-1}$.

Nous avons la relation :

$$Z = \frac{\alpha^2}{\rho K}$$

α : coefficient de Seebeck ($\mu V/°C$) ou coefficient de pouvoir thermoélectrique.

ρ : résistance spécifique (Ω/cm)

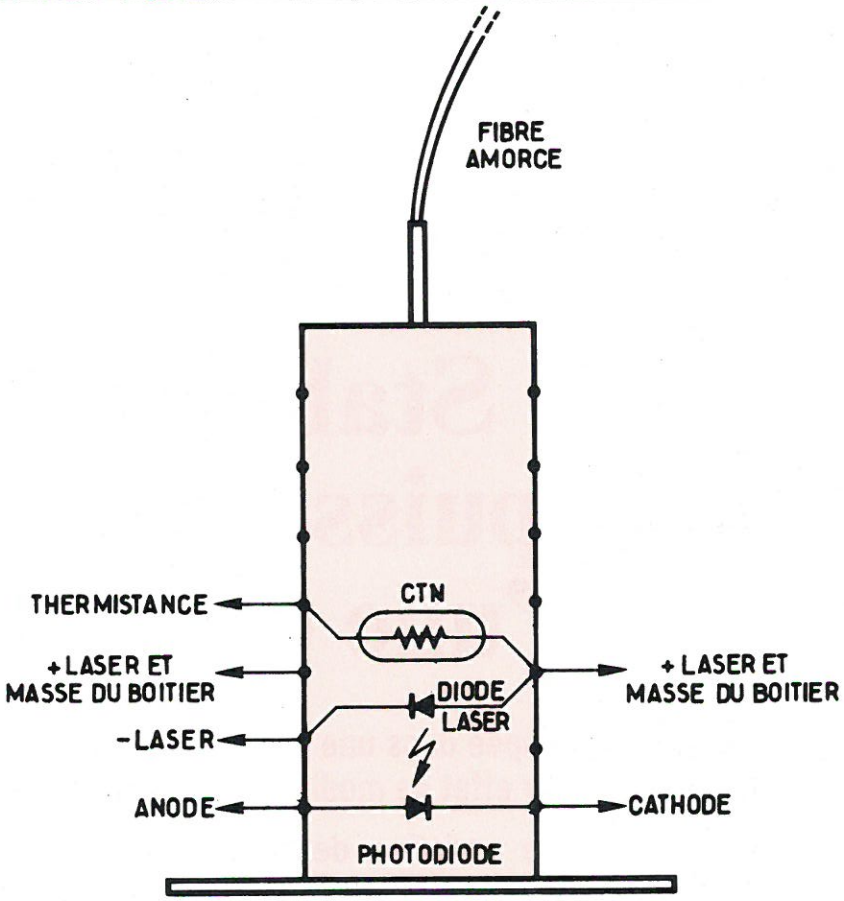


Fig. 1

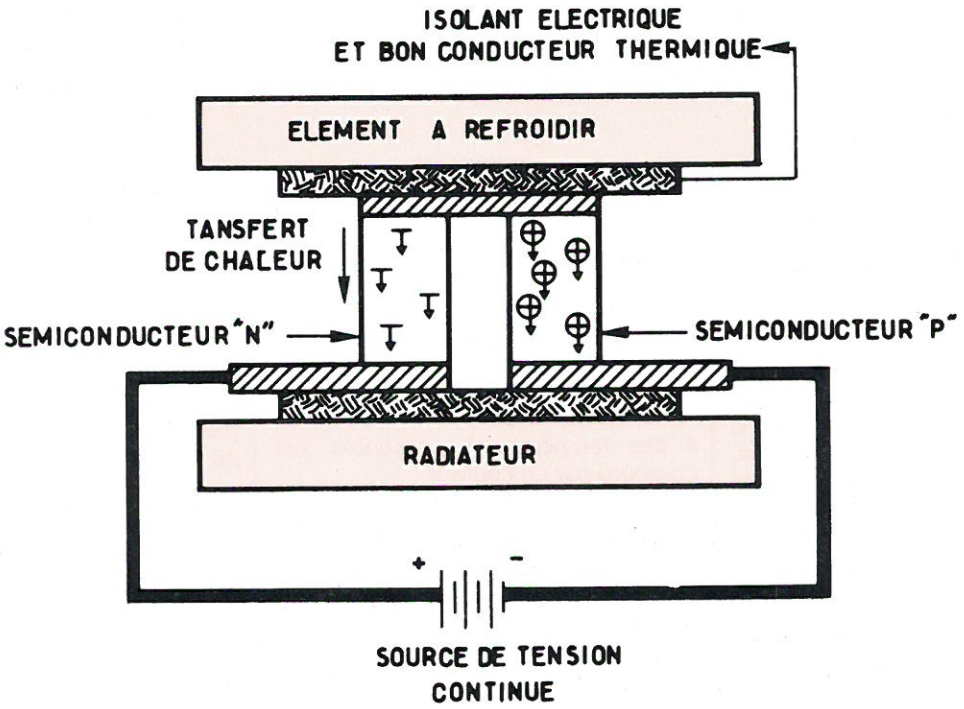


Fig. 2

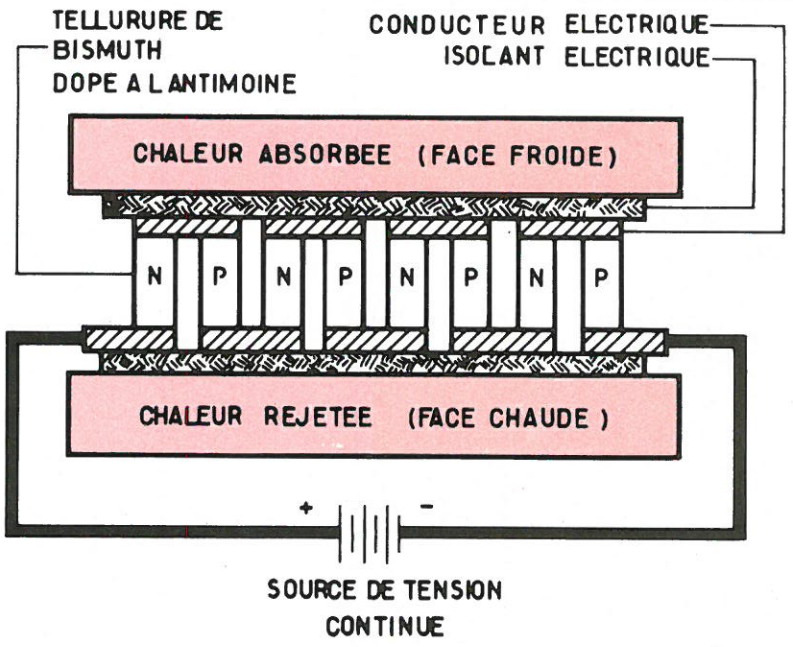


Fig. 3

K : conductivité thermique (W/cm).

Ce facteur Z est optimum chez les semi-conducteurs dopés.

Ordre de grandeur : $2,5 \times 10^{-3}$.

La puissance thermoélectrique d'un couple étant faible, la valeur désirée est obtenue en assemblant plusieurs couples, électriquement en série, et thermiquement en parallèle.

Au passage d'un courant au travers de l'élément Peltier ainsi constitué (fig. 3), il y a absorption de chaleur à l'une des faces et dégagement de chaleur à la face opposée. L'inversion du sens de passage du courant provoque une inversion des faces chaudes et froides.

Les modules thermoélectriques à effet Peltier se présentent sous la forme d'un assemblage de couples thermoélectriques.

L'isolement entre les thermocouples et les faces chaude et froide est réalisé par deux plaques de céramique métallisée qui assurent une grande rigidité diélectrique et une excellente conductibilité thermique.

Les modules sont directement soudables sur les échangeurs. Côté face chaude on récupère la somme de la puissance thermique absorbée Q et de la puissance fournie.

La surface de l'échangeur côté chaud est de ce fait généralement plus importante que celle du côté froid.

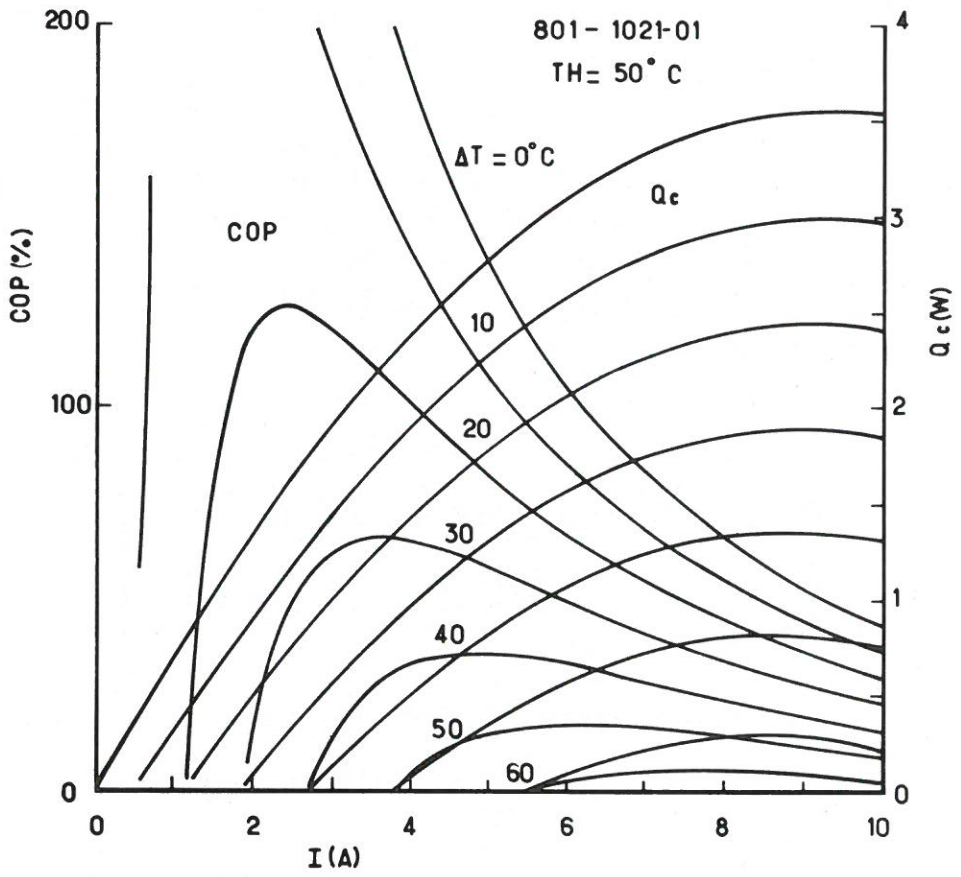


Fig. 4

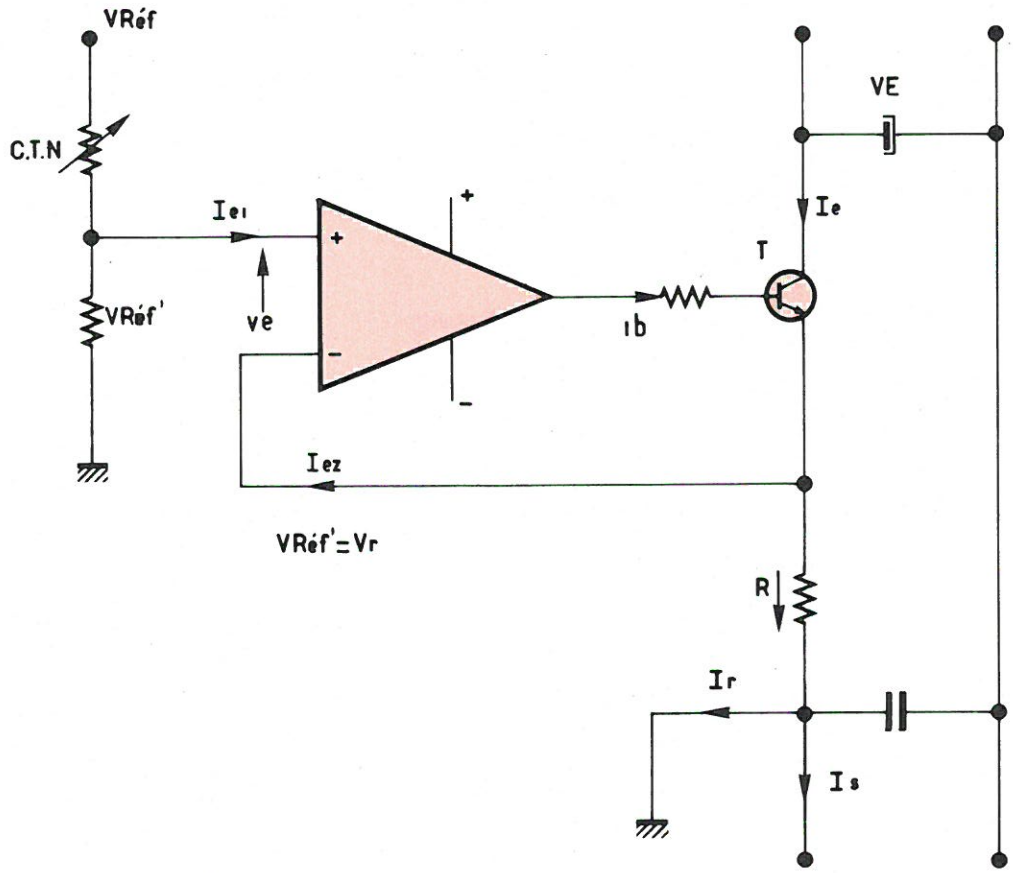


Fig. 5

Caractéristiques de fonctionnement d'un thermoélément

La compréhension possible des courbes de performances fournies à l'utilisateur nous a conduit à utiliser des thermoéléments fabriqués par la firme américaine *Cambion* (distribué en France par *Techmation).*

De plus, plusieurs notes techniques permettent de situer facilement les problèmes.

1° Capacité de pompage de la chaleur Q_c

Pour une température de face chaude donnée, une famille de courbes (**fig. 4**) permet de connaître la puissance thermique (en watts) pouvant être transférée de la face froide à la face chaude. Cette valeur passe par un maximum lorsque la différence de température ΔT entre les deux faces du thermoélément est nulle.

2° ΔT maximum

Cette caractéristique, définie pour une température donnée de la face chaude dépend du facteur de mérite *Z* des matériaux semi-conducteurs constituant le thermoélément **(fig. 4).**

Généralement, pour un seul étage, $\Delta T = 60$ °K.

3° Le coefficient de performances (COP)

Il détermine le rendement du thermocouple **(fig. 4)** :

COP = Q/Puissance fournie

4° Le courant maximum supporté par le thermoélément

5° La tension nominale aux bornes du thermoélément pour le courant maximum

- Il y a une relation directe entre Q_C et ΔT : pour $\Delta T = 0$, $Q_C = 100$ % ; pour $\Delta T = 100$ %, $Q_C = 0$. Cette relation est linéaire.
- Le constructeur recommande d'utiliser les thermoéléments avec un courant égal à la moitié du courant maximum.

Choix du thermoélément

Trois paramètres sont déterminants dans le choix du thermoélément :

1° *TC* : c'est la température à laquelle doit être maintenu l'objet à refroidir. Nous avons choisi 15 °C pour être légèrement inférieur à la température ambiante minimum.

2° Q_c : c'est la charge thermique. Il faut tenir compte de deux facteurs :

– la puissance électrique maximum fournie à la diode laser environ à 180 mW (c'est la charge thermique active) ;
– l'échange thermique avec l'atmosphère ambiante que l'on évalue à 10 % des 180 mW, n'ayant pas de moyens pour le caractériser.

Nous avons au total $Q_c = 200$ mW.

3° *Th* : c'est la température du radiateur.

Pour transférer au mieux la chaleur de sa surface jusqu'à l'atmosphère ambiante, le radiateur doit être maintenu à une température supérieure à la température ambiante Ta.

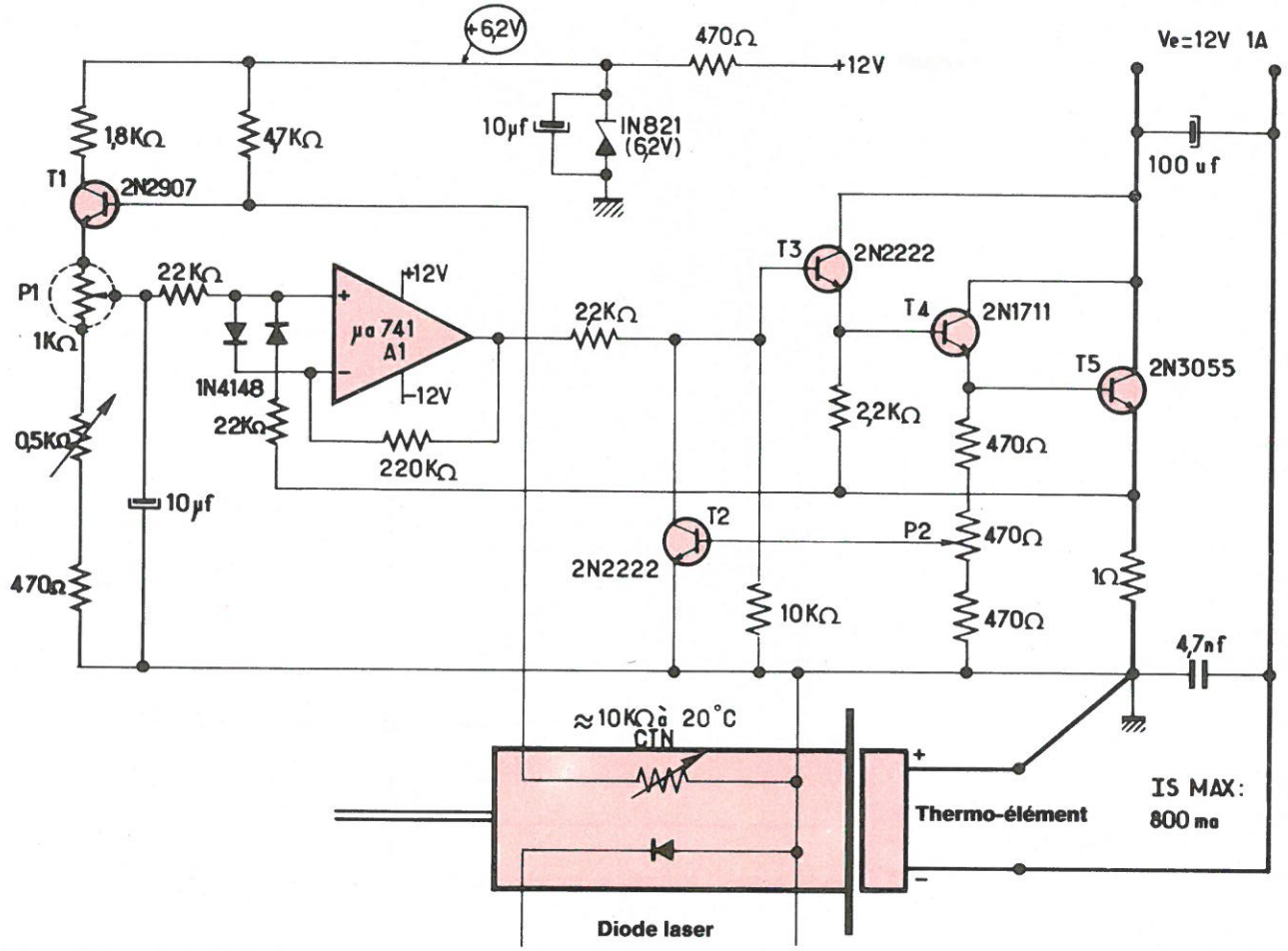


Fig. 6

Plus Th est supérieur à Ta, plus la quantité de chaleur transférée hors du radiateur est importante.

En contrepartie, quand Th augmente, ΔT entre les faces du module augmente également ce qui implique une diminution de la capacité de pompage et du rendement (COP).

Nous avons choisi comme compromis Th = 35 °C.

Le radiateur supportant les modules Peltier sert également de support aux transistors ballast des alimentations régulées en courant alimentant respectivement la diode laser et les thermoéléments ; il est facile d'ajuster la température du radiateur en modifiant la tension en amont de l'un des ballast, déterminant ainsi la puissance à dissiper **(fig. 10)**. Nous avons donc :

$$\Delta T = Th - Tc = 20\ °C$$

Nous n'avons pu obtenir les caractéristiques de fonctionnement des modules pour Th = 35 °C. L'importateur

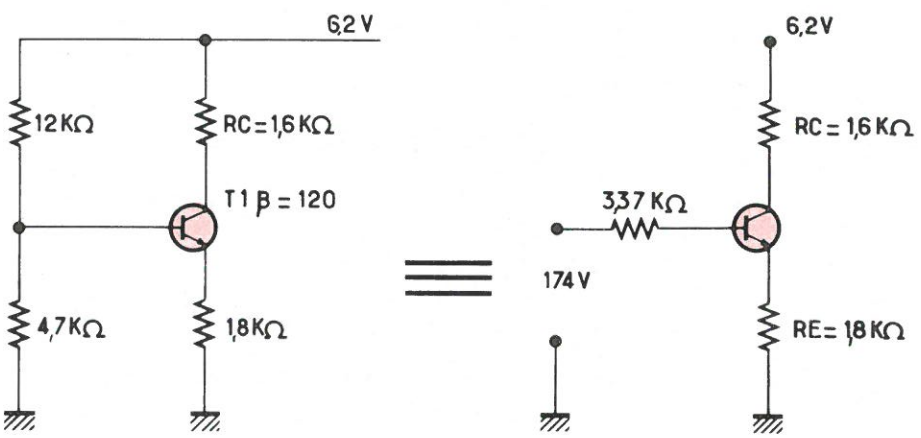


Fig. 7

nous a affirmé que celles communément fournies pour Th = 50 °C devaient peu différer, ce qui semble vrai si l'on regarde les variations de Q_c en fonction de la température pour un autre module *Cambion*.

Notre choix s'est porté sur un groupement de modules de référence 801-4104-0100-00.

Un ΔT de 20 °C correspond à 33 % de ΔT maximum.

Nous avons donc Q_c = 67 % de $Q_{c\ max}$, c'est-à-dire 0,29 × 0,67 = 0,194 W.

En respectant le courant d'utilisation préconisé par le constructeur (0,5 à 0,6 A), nous avons Q_c = 150 mW ; à ce moment la tension aux bornes du thermoélément est proche de 0,35 V, et le COP atteind 90 %. Pour notre application nous avons utilisé deux modules identiques montés électriquement en série et thermiquement en parallèle.

Mise en œuvre des thermoéléments

Il est nécessaire de concevoir une alimentation régulée en courant délivrant une intensité maximum de 0,6 A, qui sera commandée par la thermistance interne au boîtier de la diode laser. La tension maximum de sortie sera de l'ordre du volt.

On obtient un schéma de principe tel que celui de la **figure 5**. En considérant l'amplificateur opérationnel comme parfait, nous pouvons écrire :

```
10  REM: •••PROGRAMME CTN•••
11  GINIT
12  INPUT "ECRAN OU TABLE (E/T)", S$
13  IF S$="T" THEN
15  PLOTTER IS 705, "HPGL"
16  PRINT CHR$(12)
17  VIEWPORT 15,125,15,80
18  ELSE
20  GRAPHICS ON
21  PRINT CHR$(12)
22  VIEWPORT 5,115,15,80
23  END IF
25  CSIZE 2.5
26  WINDOW 10,40,0,20
27  AXES 1,.5,10,0
28  CLIP OFF .
29  LORG 6
30  FOR I=10 TO 40 STEP 5
31  MOVE I,-1
32  LABEL I
33  NEXT I
34  LORG 8
35  FOR I=0 TO 20 STEP 2
36  MOVE 10, I
37  LABEL I
38  NEXT I
39  LORG 6
40  MOVE 15,19
41  LABEL "R(Kohm)=f(T) (C)"
42  B=3268
43  INPUT "T1(C)=",T1
44  PRINT "T1(C)=";T1;"C"
50  INPUT "R1(Kohm)=",R1
60  PINT "R1(Kohm)=";R1"(Kohm)"
70  FOR T=10 TO 40 STEP 1
80  R=R1*EXP(B*(1/(T+273)-1/(T1+273))
90  IF T=10 THEN MOVE T,R
100 DRAW T,R
110 NEXT T
120 END
```

Fig. 8

$$I_{e1} = \left.\begin{matrix} I_{e2} = 0 \\ v_e = 0 \end{matrix}\right\} \Rightarrow V_R = V_{réf}$$

$$I_R = \frac{V_{réf}}{R} = I_s + (I_s/\beta_t)$$

Dans la réalisation pratique, le transistor T est remplacé par trois transistors montés en Darlington. Dans ce cas, $\beta_t > 50\,000$ et le facteur (I_s/β_t) de la précédente équation devient très petit devant I_s.

On peut donc écrire que $I_R = I_s$.

Le courant de sortie I_s est proportionnel à la tension $V_{réf}$.

Réalisation pratique de l'alimentation (fig. 6)

Le potentiomètre P_1 ajuste le courant de repos à 500 mA, la résistance CTN étant simulée par sa valeur à 15 °C, c'est-à-dire 12 kΩ. Le potentiomètre P_2 est ajusté pour un courant maximum de 0,8 A. Cette sécurité a pour but de protéger les thermoéléments contre une surintensité.

La thermistance ayant un point commun avec la masse, elle n'a pu être directement insérée dans le pont déterminant la tension de référence du comparateur (741). Avec une résistance de 4,7 kΩ, elle définit le potentiel de base de T_1.

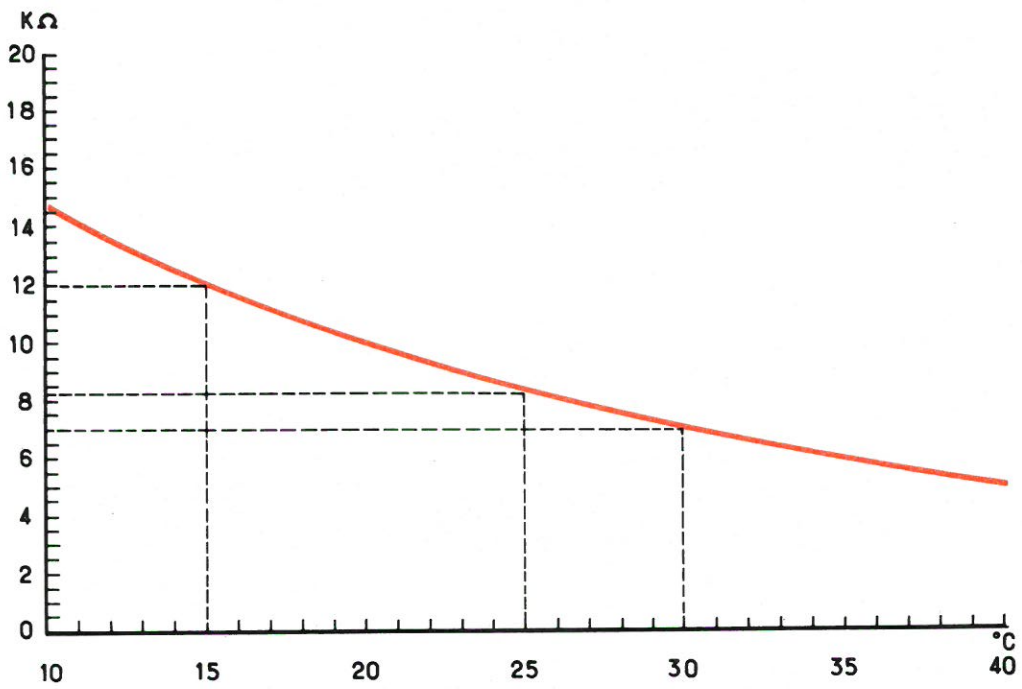


Fig. 9

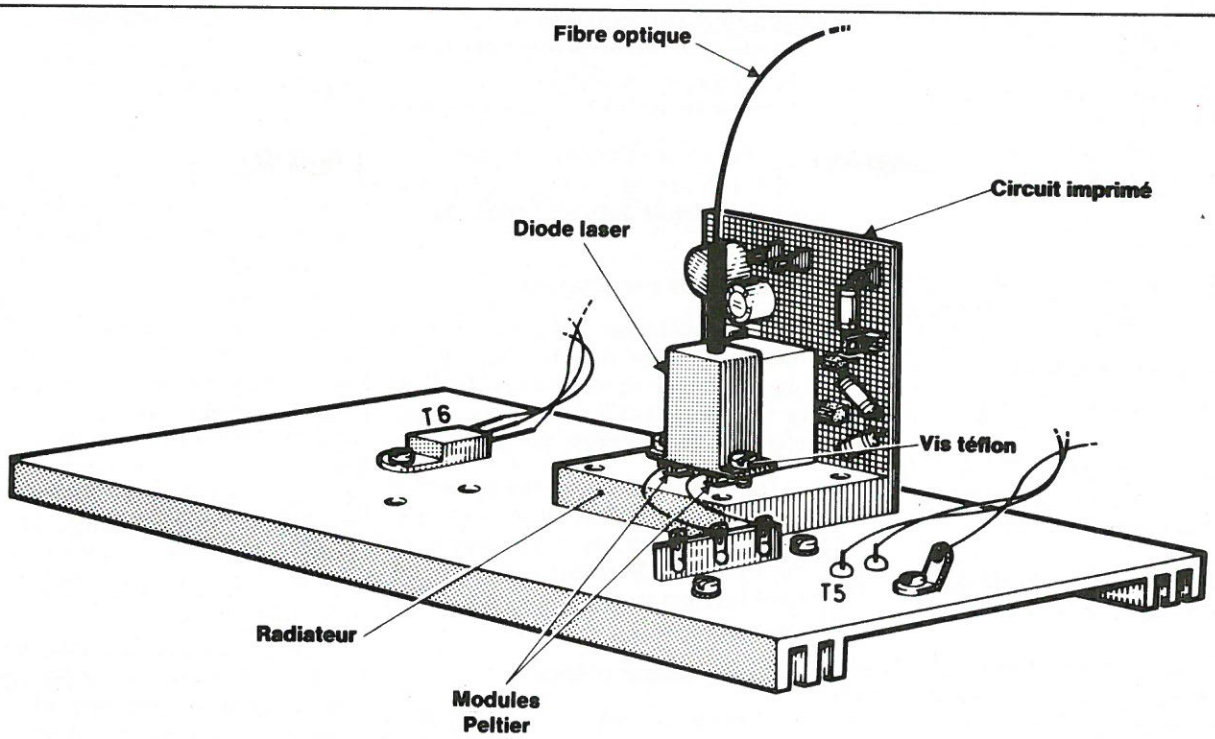


Fig. 10

1° Calcul du point de polarisation de repos de T_1

Nous avons les relations :

$\beta_{T1} = 120$

$V_b = V_e + 0{,}6\ V$

$V_e = R_e\,(\beta + 1)\,I_b = 217{,}8 \cdot 10^3 \cdot I_b$

$$I_b = \frac{1{,}74 - V_b}{R_b}$$

avec, pour cette dernière formule : R_b = résistance de base équivalente à la mise en parallèle de la résistance de 4,7 kΩ et de la CTN (12 kΩ à 15 °C) ; 1,74 V est la tension résultant de la valeur de R_b (voir les deux schémas équivalents de la **figure 7**).

On peut donc calculer la valeur de I_b :

$$I_b = \frac{1{,}74 - (217{,}8 \cdot 10^3 \cdot I_b + 0{,}6)}{3{,}37 \cdot 10^3}$$

$221\,170\ I_b = 1{,}14$

$I_b = 5{,}15\ \mu A$

donc, $I_c = \beta \cdot I_b = 618\ \mu A$

Pour avoir sur le collecteur de T_1 un potentiel par rapport à la masse égal à un volt, nous devons avoir l'ensemble de la charge R_c = 1,6 kΩ.

Cette valeur est obtenue en réglant la résistance ajustable de 0,5 kΩ en série avec P_1.

P_1 est ajusté pour avoir 0,5 V sur l'entrée + de l'amplificateur opérationnel.

2° Reconstitution de la courbe de réponse de la thermistance

Le fabricant de la diode laser ne fournit *a priori* aucune information concernant la thermistance CTN. Cependant, l'importateur a pu nous communiquer deux points de fonctionnement lui ayant été donnés par l'un de ses clients. Nous avons, pour T = 15 °C, R = 12 kΩ et pour T = 25 °C, R = 8,2 kΩ.

Sur le guide de l'ingénieur *RTC* (édition 1982), une formule permet, à partir de ces deux valeurs, de reconstituer la loi de variation de la thermistance :

$R = R_1 \cdot e^{B\,(1/T - 1/T1)}$

avec T en degrés Kelvin.

Nous pouvons écrire :

$$\mathrm{Log}\left(\frac{R}{R_1}\right) = B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_1}\right)$$

$$B = \mathrm{Log}\left(\frac{R}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{1/T - 1/T_1}$$

Avec : T_1 = 15 °C = 288 °K, R_1 = 12 kΩ, T = 25 °C = 298 °K et R = 8,2 kΩ, nous obtenons B = 3 268.

Avec le programme de la **figure 8**, développée sur le calculateur HP 9826, nous avons obtenu directement sur une table traçante associée, le graphe de variation de la thermistance **(fig. 9)**.

Caractéristiques du dissipateur

Le dissipateur supportant la diode laser et les deux transistors ballast T_5 et T_6 **(fig. 10)** est en profilé d'aluminium anodisé fabriqué par *SEEM*. Pour une longueur de 16 cm, il présente une résistance thermique égale à 1,2 °C/watt.

Pour obtenir à sa surface une température de 35 °C avec une température ambiante de 25 °C, nous devons lui faire dissiper une puissance égale à : P = (35 – 25)/1,2 = 8,33 W.

Charge thermique du dissipateur

1° L'alimentation statique de la diode laser

Si l'on considère une valeur de courant de 100 mA, nous avons V_s = 1,8 V pour une tension V_e = 5 V.

La puissance dissipée par T_6 est égale à : (5 – 1,8) . 0,1 = 0,32 W.

2° Puissance dissipée par la diode laser

Cette puissance, transférée par les éléments Peltier sur le dissipateur, est égale à : 1,8 . 0,1 = 0,18 W.

3° Puissance dissipée par les éléments Peltier

En régime établi, le COP des thermoéléments est voisin de 90 %, la puissance dissipée par les modules est alors égale à : 0,18/0,9 = 0,2 W.

4° Puissance dissipée par l'alimentation des thermoéléments

Elle doit être égale à :

$8,33 - (0,32 + 0,18 + 0,2) = 7,63$ W

Pour un courant de 0,5 A en régime établi, la tension V_{ce} de T_5 est égale à : 7,63/0,5 = 15,26 V.

Pour une tension V_s de 0,8 V, nous aurons : $V_e = 15,2 + 0,8 = 16$ V.

En toute rigueur la valeur de V_e est à déterminer pour toute variation de la température ambiante ; mais notre système de refroidissement étant bouclé, cette opération ne s'avère pas nécessaire. Seul le temps d'établissement de la température de la jonction de la diode laser à 15 °C varie en fonction de la température ambiante.

Fixation mécanique des éléments Peltier

C'est un des points délicats concernant la mise en œuvre des thermoéléments. Il existe plusieurs procédés de fixation :

1° Méthode par soudage

Cette méthode présente certains risques pour le module lors de son installation, un contrôle assez étroit de la température s'impose pour empêcher que le module ne soit surchauffé.

De plus, en cas de défectuosité, le remplacement du module n'est pas aisé. De même, le changement de l'objet à refroidir entraîne presque automatiquement le remplacement du thermoélément.

2° Méthode par collage

L'emploi d'une colle époxyde à conductivité thermique permet de relier entre eux l'objet à refroidir, le module Peltier et le dissipateur. Cette solution pose les mêmes problèmes que précédemment pour le remplacement des composants.

3° Méthode par blocage

Le blocage mécanique est généralement la méthode utilisée. La solidité des systèmes thermoélectriques dépend de celle des matériaux semiconducteurs utilisés pour leur fabrication. Ces systèmes risquent d'être endommagés en cas d'application de charges excessives.

Nous avons adopté cette méthode en procédant de la manière suivante : un dissipateur intermédiaire en cuivre est rendu solidaire du plus grand **(fig. 10)**, mécaniquement par quatre vis, thermiquement par de la graisse aux silicones. Sur l'une de ses faces latérales est fixé le circuit imprimé supportant la diode laser ; celle-ci repose sur les deux modules Peltier et est rendue solidaire du petit radiateur par deux vis.

Ces vis de fixation sont en téflon, d'une part pour permettre une certaine élasticité, d'autre part pour ne pas créer un pont thermique entre la diode laser et le radiateur.

Sur les deux faces des modules, une mince pellicule de graisse silicone assure une bonne conduction thermique.

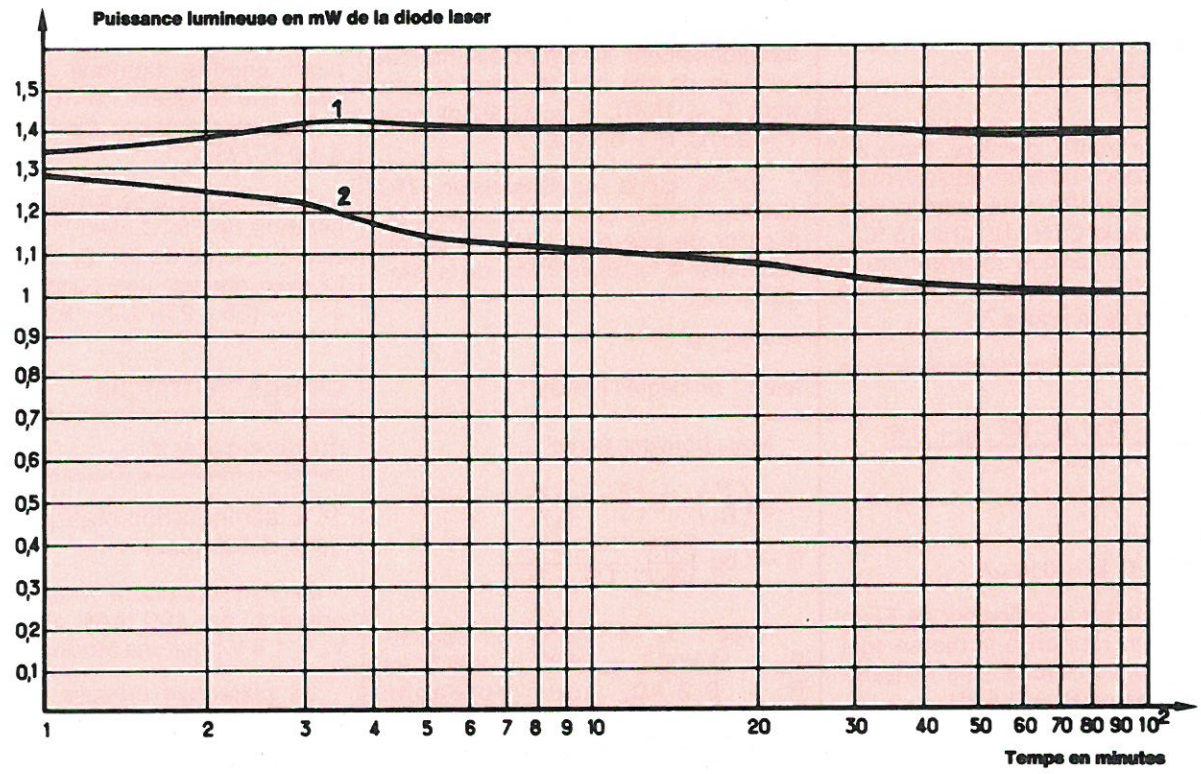


Fig. 11

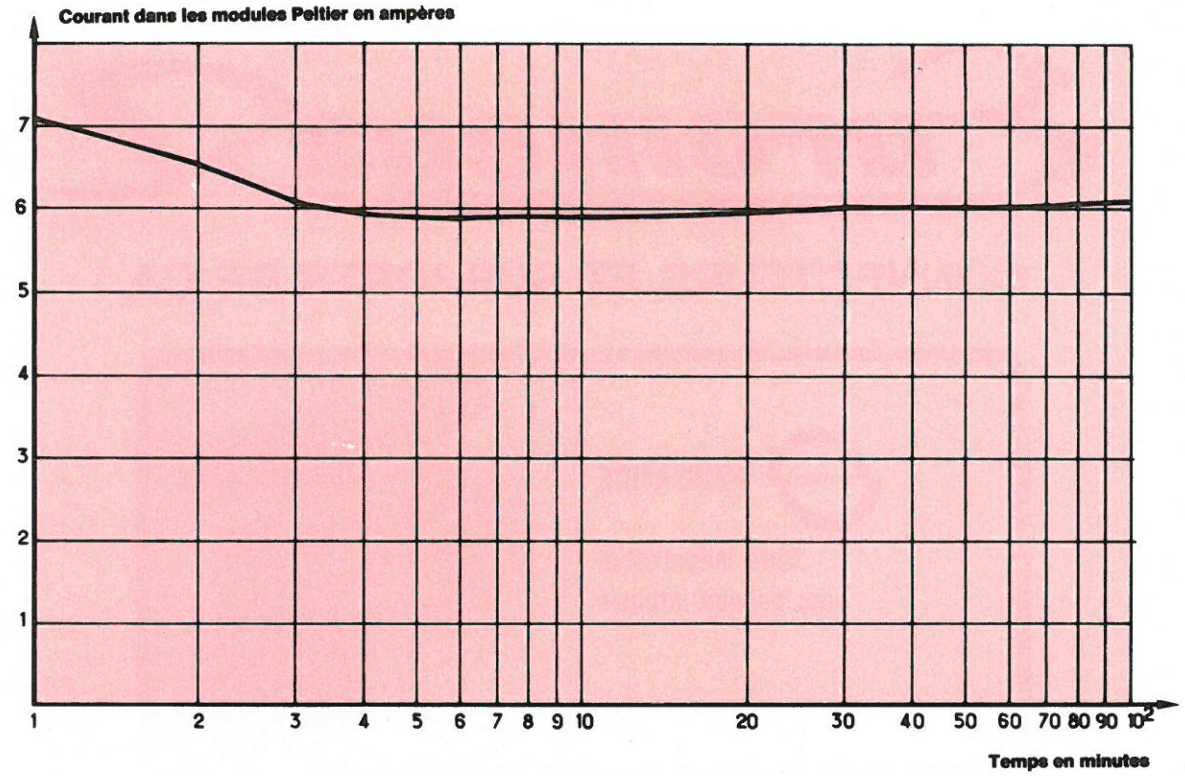


Fig. 12

Résultats

Ils sont donnés pour les conditions de mesures suivantes :

- Température ambiante = 28 °C.
- L'alimentation en amont de la régulation en courant pour les modules Peltier est réglée à 12 V.
- Le courant de commande de la diode laser est égal à 90 mA.

Les graphiques des **figures 11** et **12** ont été relevés sur une période de 1 h 30, ils permettent d'évaluer l'amélioration de la stabilité en puissance apportée par les éléments Peltier.

1° Variation de la puissance lumineuse sans modules Peltier

La puissance lumineuse, à la mise en route du système, est égale à 1,30 mW ce qui correspond à la valeur indiquée par le constructeur, puis très rapidement descend pour atteindre 1 mW après 1 h 30 de fonctionnement **(courbe 2, fig. 11).**

2° Variation de la puissance lumineuse avec modules Peltier

Avec une valeur de départ égale à 1,30 mW, la puissance lumineuse atteint 1,42 W (déplacement de la caractéristique) pour se stabiliser rapidement à 1,4 mW **(courbe 1, fig. 11).**

Après 1 h 30 de fonctionnement la valeur affichée est égale à 1,38 mW.

3° Variation du courant d'alimentation des modules Peltier

Après une variation importante dans les cinq premières minutes, la valeur du courant tend à se stabiliser pour remonter très légèrement après 10 mn.

Cette légère croissance qui correspond à une faible diminution de la puissance lumineuse émise est due à plusieurs facteurs :

– l'échauffement de la jonction de la diode laser ;
– la montée en température du radiateur qui se stabilise vers 33 °C après 1/2 heure ; à ce moment la température du boîtier de la diode laser reste stable à 18 °C.

La stabilité ainsi obtenue satisfait à nos besoins, les fluctuations de puissance lumineuse n'excédant pas 1 % après une période d'équilibrage thermique d'un quart d'heure.

A. Roussel
Ingénieur DPE
Docteur d'Université

Adresses utiles

Pour la diode laser :
Equipements scientifiques S.A., 54, rue du 19-Janvier, 92380 Garches. Tél. : 47.41.90.90.

Pour les modules Peltier :
Techmation, 20, quai de la Marne, 75019 Paris. Tél. : 42.00.11.05.

Applications

Conception d'une alimentation à découpage multitension de 100 W

Les alimentations à découpage ont acquis beaucoup de notoriété au cours de ces dix dernières années grâce aux avantages incontestables qu'elles offrent, surtout au niveau du rendement, qui peut atteindre 70 à 90 % selon la valeur de la tension de sortie, et de la puissance. Elles sont maintenant très répandues dans les systèmes micro-informatiques qui nécessitent au moins trois tensions de sortie (5 V et ± 12 V).

Cet article a pour but de décrire la conception d'une alimentation à découpage de 100 W délivrant cinq tensions de sortie qui se décomposent ainsi : + 5 V avec 16,5 A, + 28 V, + 12 V, – 12 V et – 5 V avec un courant de 0,3 A pour chacune de ces tensions.

Cette alimentation conçue sur le principe du convertisseur à transfert direct d'énergie « forward ») fonctionne à une fréquence de 50 kHz.

Introduction

Nous donnons tout d'abord le rappel du principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage directe secteur. La **figure** 1 donne le bloc diagramme d'une alimentation à découpage.

Dans ce système, la tension du réseau est redressée puis filtrée ; la tension continue résultante est appliquée à un convertisseur continu qui travaille généralement dans une gamme de fréquence de 50 kHz à 100 kHz. La tension continue découpée est appliquée au primaire d'un transformateur ; la tension secondaire est redressée puis filtrée pour fournir la tension de sortie

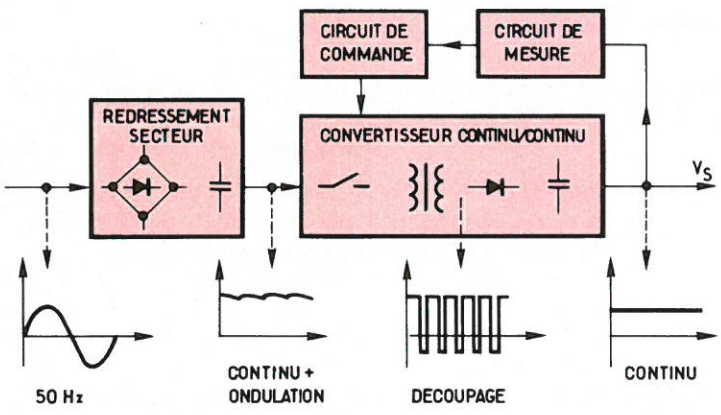


Fig. 1

désirée. Cette dernière doit être régulée en fonction des fluctuations du secteur et des variations de la charge. Pour cela, nous prélevons une partie de la tension de sortie pour l'appliquer au circuit de mesure qui ajuste le rapport cyclique du transistor de commutation de manière à réguler la tension de sortie.

Le convertisseur peut être conçu selon deux principes : symétrique ou asymétrique. Dans la famille des convertisseurs asymétriques, il existe deux circuits principaux :

– le convertisseur asymétrique à récupération d'énergie dénommé « **fly-back** » ;

– le convertisseur asymétrique à transfert direct d'énergie connue sous l'appellation « **forward** ».

Ce dernier est le plus souvent utilisé et convient pour un grand nombre d'applications.

Nous rappelons son principe de fonctionnement. Le schéma simplifié de l'étage de puissance est représenté par la **figure 2.**

Le circuit de commande fournit à la base du transistor TR_1 des impulsions de fréquence fixe mais à rapport cyclique variable.

Pendant la conduction du transistor TR_1, l'énergie est transférée dans l'inductance de filtrage et à la charge par les enroulements N_P et N_S du transformateur principal et par la diode D_2 qui est conductrice. Au blocage de TR_1, la polarité des tensions aux bornes des enroulements N_P, N_S s'inverse, la diode D_2 se bloque et l'inductance de filtrage continue à fournir de l'énergie à la charge par la diode D_3 qui devient conductrice. Au primaire, l'inversion du sens de la tension aux bornes de N_R fait conduire la diode D_1 qui restitue au condensateur C_1 l'énergie magnétique emmagasinée dans le transformateur, permettant ainsi de limiter la tension collecteur du transistor à deux fois la tension d'entrée (avec $N_P = N_R$).

Dans ces conditions d'égalité entre les enroulements N_P et N_R, le rapport cyclique maximal des impulsions de commande doit être de 0,5 ; sans cette précaution importante, la densité du flux atteindrait rapidement son niveau de saturation. Ceci aurait pour effet de détruire le transistor par surtension.

La **figure 3** montre les oscillogrammes en différents points du circuit.

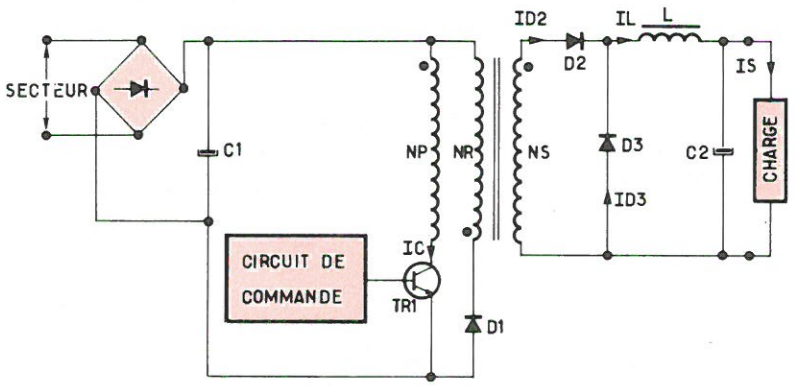


Fig. 2

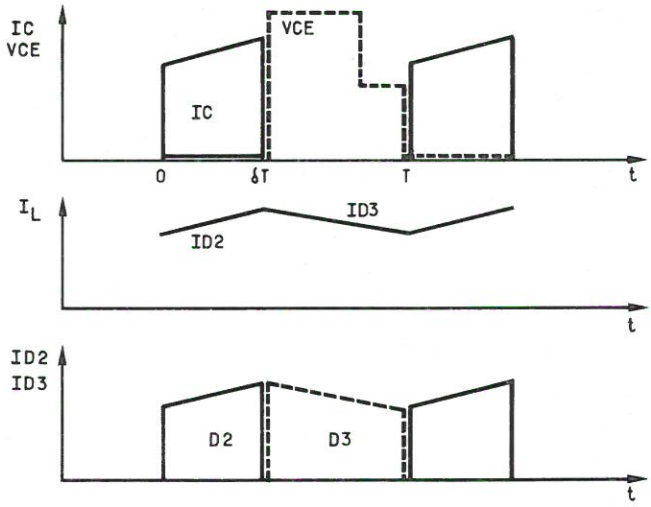


Fig. 3

Description de l'alimentation 100 W

Le schéma d'ensemble de l'alimentation de 100 W fournissant cinq tensions de sorties destinées aux systèmes micro-informatiques est représenté par la **figure 4.**

Pont de redressement

La tension du secteur est redressée par le pont P_1 du type BY 224-600. Les condensateurs C_6, C_7, C_8, C_9 disposés sur chaque diode du pont permettent de diminuer les réjections parasites sur le réseau. Le filtre constitué des condensateurs C_3, C_5 de classe X et des condensateurs C_1, C_2 de classe Y, ainsi que des inductances L_1 et L_2, atténue considérablement les interférences renvoyées par conduction (R.F.I.).

Le filtrage de la tension redressée est assurée par le condensateur C_{11} qui doit avoir une valeur telle que l'alimentation fonctionne sans anomalie malgré une microcoupure secteur.

Pour une coupure du secteur d'une demi-période, la valeur pratique pour le condensateur est $C \geqslant 2\,P$, avec C en microfarads, P étant exprimé en watts.

L'alimentation ayant une puissance maximale de 100 W, le condensateur d'entrée C_{11} doit avoir comme valeur 220 μF sous une tension de 240 $\sqrt{2}$, soit 340 V. La résistance R_2 limite le courant de charge de C_{11} à la mise sous tension de l'alimentation.

Alimentation du circuit de commande

Le circuit utilisé pour l'alimentation du circuit de commande est représenté par la **figure 5.**

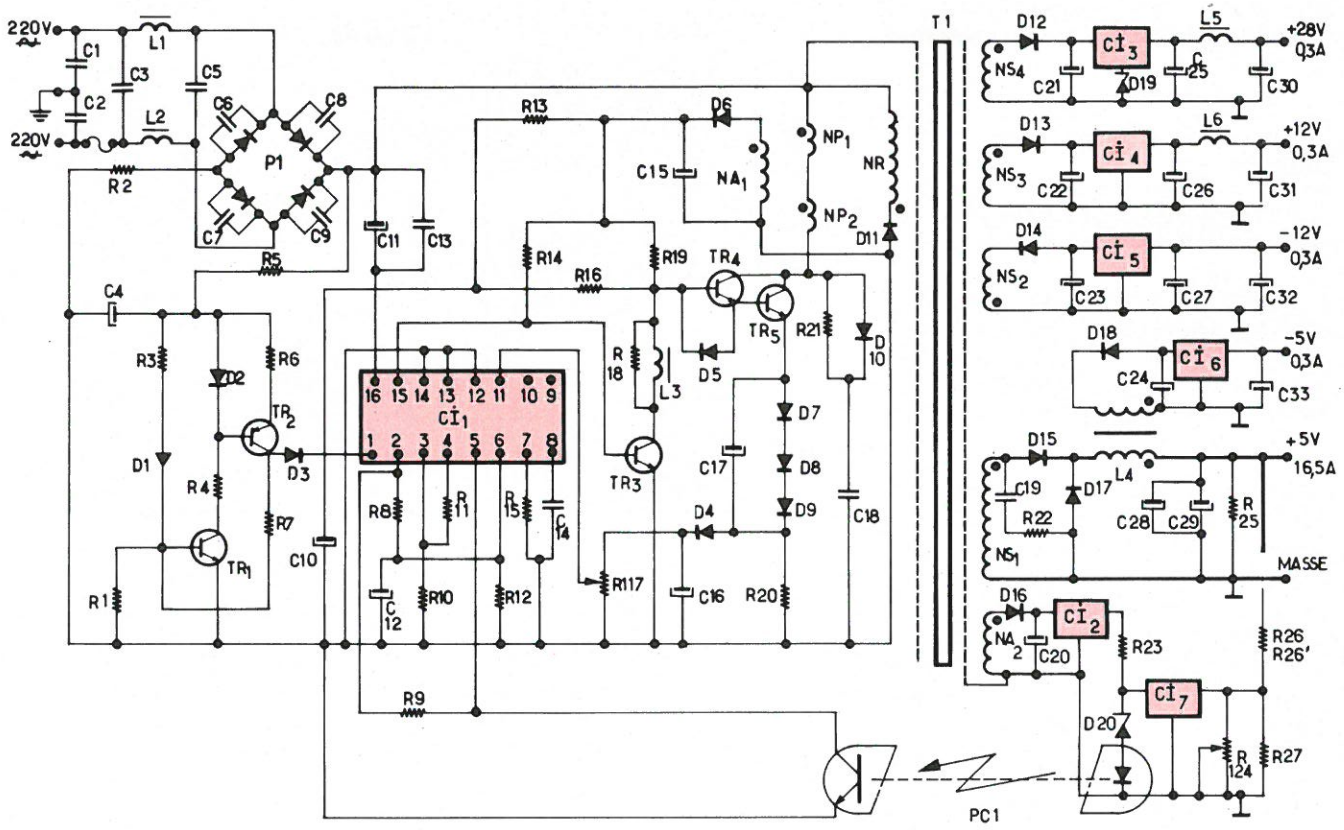


Fig. 4

A la mise sous tension du système, le condensateur C_4 se charge à travers la résistance R_5 avec un faible courant (2 mA). La tension aux bornes de ce condensateur croît jusqu'à une valeur de 32 V environ, point à partir duquel le diac D_1 va conduire et ainsi saturer le transistor TR_1 qui permet de polariser le transistor TR_2 monté en générateur de courant constant.

Ceci aura pour effet d'alimenter le circuit intégré de commande TDA 1060. Ce dernier, étant alimenté, délivre des impulsions de commande au transistor de puissance pendant une durée suffisante pour créer une tension sur l'enroulement d'auto-alimentation NA du transformateur principal. Cette tension est redressée par D_6 et, filtrée par C_{15}, permet d'alimenter le circuit de commande.

Circuit de commande de l'étage de puissance

Le circuit de commande est constitué du circuit intégré spécifique TDA 1060 qui regroupe toutes les fonctions nécessaires à la commande et à la protection des alimentations du type professionnel.

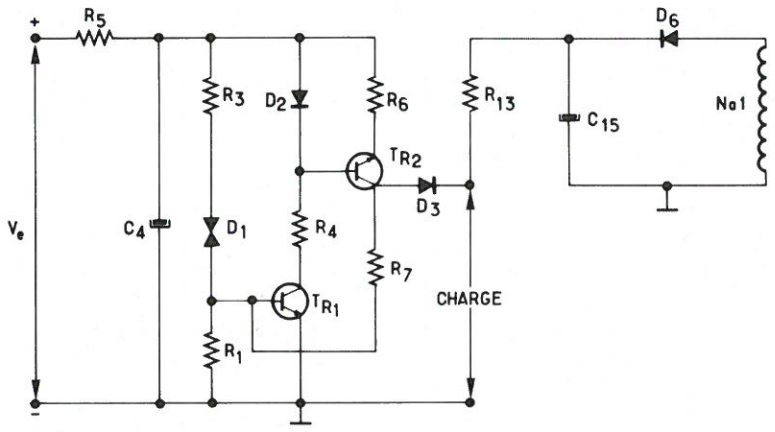


Fig. 5

Ces circuits sont :

- alimentation stabilisée ;
- tension de référence compensée en température ;
- générateur de dents de scie ;
- modulateur de largeur d'impulsion ;
- télécommande marche/arrêt ;
- limitation de courant ;
- protection contre l'insuffisance de tension d'alimentation ;
- protection contre les défauts de contre-réaction ;
- étage de sortie ;
- protection démagnétisation/ surtension ;
- ajustage du rapport cyclique maximal ;
- entrée de synchronisation externe ;
- contre-réaction.

Le schéma synoptique du TDA 1060 est représenté par la **figure 6.**

Les impulsions obtenues à la sortie 15 du TDA 1060 sont appliquées à la base du transistor TR_3 qui commande l'étage de puissance.

Désignation du transformateur principal

Il existe une gamme importante de noyaux E fabriqués avec le matériau 3C8 qui convient bien à la réalisation des alimentations à découpage. L'induction maximale du matériau 3C8 est de 0,32 T à 100 °C. Le point de Curie se situe à 200 °C et peut supporter une température maximale de 100 °C au noyau central. Une caractéristique intéressante à noter : ses pertes diminuent en fonction de la température. En tenant compte des caractéristiques des composants actifs et passifs, le choix optimal de la fréquence de commutation se situe actuellement dans une gamme de 50 à 100 kHz. Pour cette réalisation, nous avons choisi le noyau E42 utilisé à une fréquence de commutation de 50 kHz.

Les caractéristiques principales d'un circuit E42 en 3C8 formé par l'assemblage de deux noyaux E42/21/15 sont :

- Section effective : $A_e = 182\ mm^2$.
- Longueur effective : $l_e = 97$ mm.
- Volume effectif : $V_e = 17\,600\ mm^3$.
- Perméabilité d'amplitude ($\theta = 100°$. B = 320 mT) : $\mu A > 1\,000$.
- Induction max. à 100 °C dans le noyau central : B ⩽ 320 mT.

Calcul des différents enroulements

1° Enroulement primaire

Pour un convertisseur asymétrique à transfert direct d'énergie, le nombre de spires de l'enroulement primaire est donné par la formule ci-dessous :

$$N_P = \frac{V_{e\,max} \cdot \delta_{max} \cdot T}{B_{max} \cdot A_e}$$

avec :

$V_{e\,max}$ = valeur maximale de la tension obtenue après le pont de redressement ;
δ_{max} = rapport cyclique maximal qui est fixé à 0,45 ;
T = période des impulsions ;
B_{max} = valeur de l'induction maximale en teslas ;
A_e = section effective du noyau en m^2.

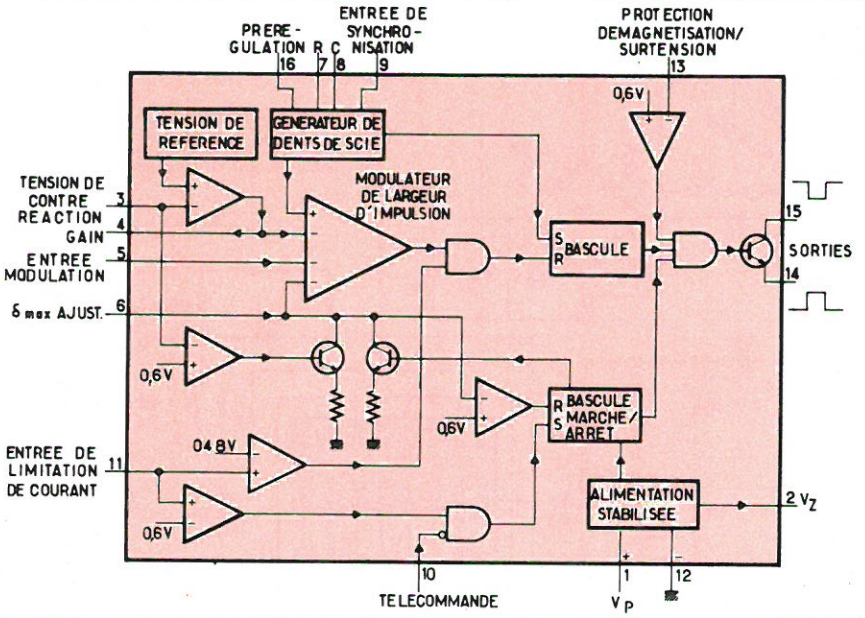


Fig. 6

Pour une alimentation à découpage multitension, il est préférable de ne pas prendre la valeur maximale de l'induction. En effet, lorsque les tensions + 28 V, + 12 V, − 12 V, − 5 V vont débiter du courant, la pente du courant magnétisant va augmenter ; une saturation du transformateur risque alors de se produire. Pour éviter cette saturation, la valeur de l'induction sera limitée à 0,27 T. Les tensions continues relevées aux bornes du condensateur de filtrage d'entrée pour la valeur minimum et maximum du réseau 220 V sont les suivantes :

- pour $V_{e\,max}$ (~ = 240 V) V_{C11} = 330 V ;
- pour $V_{e\,min}$ (~ = 190 V) V_{C11} = 245 V.

La fréquence de commutation est de 50 kHz, ce qui donne une période de 20 μs.

Le nombre de spires de l'enroulement primaire sera :

$$N_P = \frac{330 \times 0{,}45 \times 20\,.\,10^{-6}}{0{,}27 \times 182\,.\,10^{-6}} = 60{,}43$$

donc N_P = 60 spires.

2° Enroulement de récupération

On a précisé que $N_P = N_R$, donc N_R = 60 spires.

3° Enroulement secondaire

Pour calculer l'enroulement secondaire N_{S1}, il est nécessaire de déterminer le rapport de transformation qui est donné par la formule suivante :

$$R_T = \frac{N_P}{N_{S1}} = \frac{V_{e\,min} \cdot \delta_{max\,eff}}{V_{S1} + V_{pertes}}$$

$V_{e\,min}$ est la valeur minimale de la tension obtenue après le pont de redressement, soit 245 V ;

$\delta_{max\,eff}$ est le rapport cyclique effectif au secondaire du transformateur qui est estimé à 0,42 ;

V_{S1} est la tension de sortie de 5 V ;

V_{pertes} comprend la tension directe de la diode de redressement, les pertes dans l'inductance de filtrage et les connexions, soit 2 V.

$$R_T = \frac{245 \times 0{,}42}{5 + 2} = 14{,}7$$

d'où

$$N_{S1} = \frac{N_P}{14{,}7} = \frac{60}{14{,}7} = 4{,}08$$

N_{S1} sera constitué de 4 spires.

Pour les deux enroulements N_{S2} et N_{S3} fournissant les tensions + 12 V, − 12 V, la tension doit être de 15 V avant la régulation série.

Ces enroulements auxiliaires fonctionnant en mode « flyback », on utilise la formule de rapport de transformation direct :

$$R_T = \frac{N_P}{N_{S2}} = \frac{V_{e\,min}}{V_{S2}}$$

$$R_T = \frac{245}{15} = 16{,}33$$

$$N_{S2} = N_{S3} = \frac{60}{16{,}33} = 3{,}67$$

d'où $N_{S2} = N_{S3}$ = 4 spires.

Pour la tension de sortie de 28 V, il est nécessaire de disposer d'une tension de 32 V avant la régulation série, le rapport de transformation sera :

$$R_T = \frac{245}{32} = 7,6$$

Le nombre de spires de N_{S4} sera :

$$N_{S4} = \frac{60}{7,6} = 7,89$$

soit N_{S4} = 8 spires.

Réalisation du transformateur

Pour la réalisation du transformateur, il faut tenir compte de quatre critères fondamentaux :

– le couplage entre l'enroulement primaire et l'enroulement de récupération ;

– le choix des conducteurs ;

– l'isolement ;

– le rayonnement.

Pour obtenir un couplage serré entre l'enroulement primaire et l'enroulement de récupération, la solution optimale consiste à diviser le nombre de spires de l'enroulement primaire par deux et à imbriquer l'enroulement de récupération entre les deux demi-enroulements N_{P1} et N_{P2}.

1° Primaire

En négligeant le courant magnétisant, le courant primaire sera :

$$I_P = \frac{N_S}{N_P} \cdot I_S = \frac{4}{60} \cdot 16,5 = 1,1 \text{ A}$$

Lorsque l'alimentation est en limitation de courant, le courant de sortie peut augmenter de 25 %, mais le rapport cyclique est alors de 0,25.

$$I_{P\ limitation} = 1,25 \times 1,1 = 1,37 \text{ A}$$

Les courants efficaces équivalents sont les suivants :

$$I_{P\,eff} = I_P \cdot \sqrt{\delta_{max}} = 1,1 \cdot \sqrt{0,45} = 0,73 \text{ A}$$

$$I_{P\,eff\,(lim)} = I_{P\,(lim)} \cdot \sqrt{\delta_{min}} = 1,37 \cdot \sqrt{0,25} = 0,68 \text{ A}$$

Le courant efficace maximal qui traverse l'enroulement primaire sera donc 0,73 A.

Pour la réalisation des transformateurs des alimentations à découpage, on peut prendre une densité de courant de 4 A/mm².

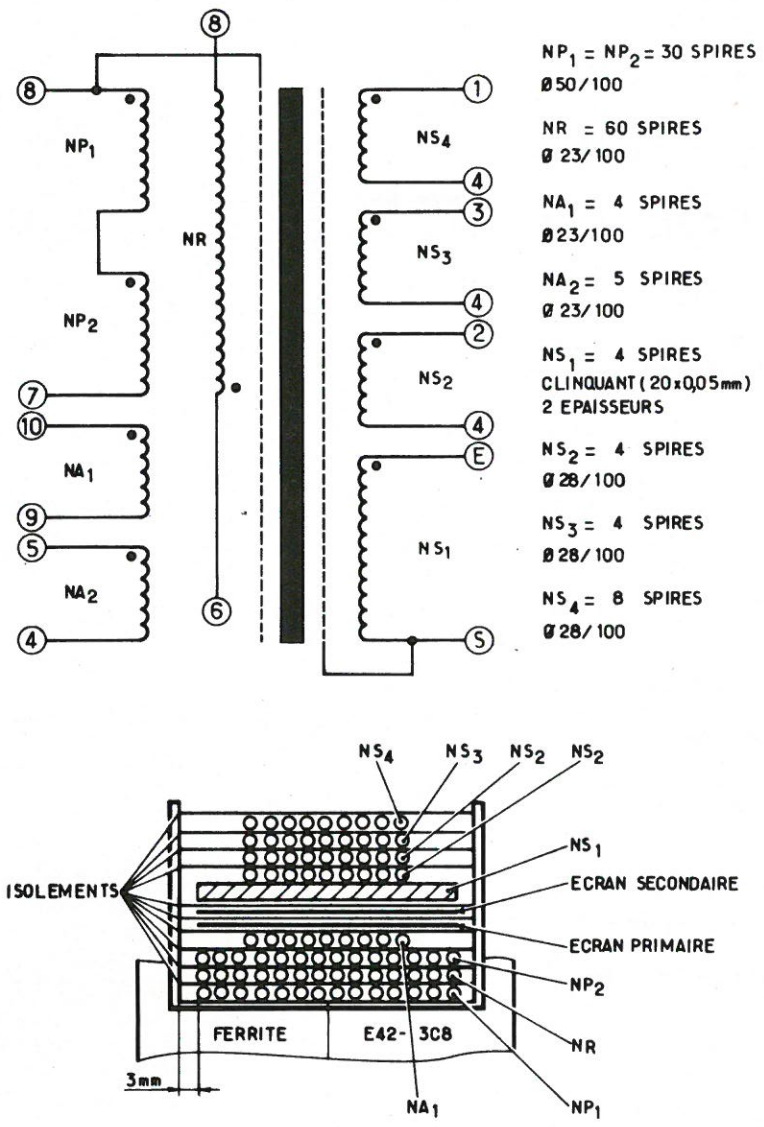


Fig. 7

La section de l'enroulement primaire est calculée par :

$$S_P = \frac{I_{Peff}}{4} = \frac{0,73}{4} = 0,18 \text{ mm}^2$$

Pour choisir le diamètre des conducteurs, il faut tenir compte de l'effet de peau qui intervient aux fréquences élevées. Aussi, pour un conducteur en cuivre, la profondeur de pénétration du courant à la température de 70 °C est donnée par :

$$\Delta = \frac{74}{\sqrt{F}}$$

Pour une fréquence de 50 kHz, on a Δ = 0,331 mm. Ainsi, lorsque la section calculée correspond à un diamètre inférieur à 1 mm, on utilise le conducteur correspondant à ce diamètre. Pour un diamètre supérieur à 1 mm, on conseille d'utiliser le bobinage bifilaire. Pour un courant supérieur à 10 A, on préconise d'utiliser de la bande de cuivre.

En appliquant cette méthode, un fil ayant un diamètre de 50/100e convient pour l'enroulement primaire. L'enroulement primaire sera divisé en deux demi-enroulements à l'intérieur desquels l'enroulement de récupération de 60 spires d'un diamètre de 23/100e sera imbriqué.

2° Calcul de l'inductance primaire et du courant magnétisant

La valeur de l'inductance de l'enroulement primaire est calculée d'après la formule :

$$L_P = \frac{N_P^2 \cdot \mu_a \cdot \mu_o \cdot A_e}{l_e}$$

– μ_o est la perméabilité dans l'air, soit $4\pi \cdot 10^{-7}$;

– μ_a est la perméabilité d'amplitude du matériau, soit une valeur de 1 000 pour le 3C8 ;

– A_e est la section effective du noyau en m^2 ;

– l_e est la longueur moyenne en mètres.

$$L_P = \frac{(60)^2 \cdot 4\pi\, 10^{-7} \cdot 1000 \cdot 182 \cdot 10^{-6}}{97 \cdot 10^{-3}}$$

$L_P = 8{,}48$ mH

La valeur du courant magnétisant est déterminée par l'équation :

$$I_{m\,max} = \frac{V_{e\,min} \cdot \delta_{max}}{L_P \cdot F}$$

$$I_{m\,max} = \frac{245 \cdot 0{,}45}{8{,}48 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^{3}}$$

$I_{m\,max} = 0{,}26$ A

Le courant dans le transistor sera donc :

$I_C = I_P + I_m = 1{,}1 + 0{,}26 = 1{,}36$ A

3° Secondaire

Le courant efficace de l'enroulement secondaire du transformateur est :

$$I_{S\,eff} = I_S \cdot \sqrt{\delta_{max}}$$

$$= 16{,}5 \cdot \sqrt{0{,}45} = 11{,}06 \text{ A}$$

En prenant une densité de courant de 5,5 A/mm², la section du conducteur sera :

$$\frac{11}{5{,}5} = 2 \text{ mm}^2$$

Le courant secondaire étant supérieur à 10 A, on utilise de la bande de cuivre de 20 mm × 0,05 mm en deux épaisseurs.

La méthode pour réduire le rayonnement du transformateur est d'ajouter un écran primaire réuni au plus de la tension continue et un écran secondaire qui sera réuni à la borne de la tension de sortie de 5 V.

La **figure 7** donne la désignation du transformateur principal et montre l'ordre de bobinage des différents enroulements.

La **figure 8** indique le détail des sorties de l'enroulement N_{S1}.

Etage de puissance

L'étage de puissance de cette alimentation est composé de deux transistors BUX84 et BUS11 montés en configuration Darlington. L'étage de puissance, ayant un gain élevé, nécessite un faible courant de base. Au blocage, un courant inverse de base de pente dI_B/dt, obtenue par l'inductance L_3 réalisée avec une perle ferrite en matériau 3S1, contribue à éliminer les charges stockées dans la fonction base émetteur du transistor T_{R4}. Ce courant inverse est appliqué à la base de T_{R5} par la diode D_5. De plus, les diodes D_{10}, D_{11}, D_{12} provoquent un seuil sur l'émetteur de T_{R5}, ce qui augmente la tension inverse de base et permet d'améliorer le blocage du transistor T_{R5}, surtout au moment d'une surcharge ou d'un court-circuit de la sortie de l'alimentation.

Les principales pertes dans un transistor fonctionnant en commutation se situent lors du passage de l'état saturé au blocage. Un réseau d'aide à la commutation constitué par R_{21}, D_{10} et C_{18} permet de ne pas dépasser l'aire de fonctionnement de sécurité du transistor BUS11 (**fig. 9**) et

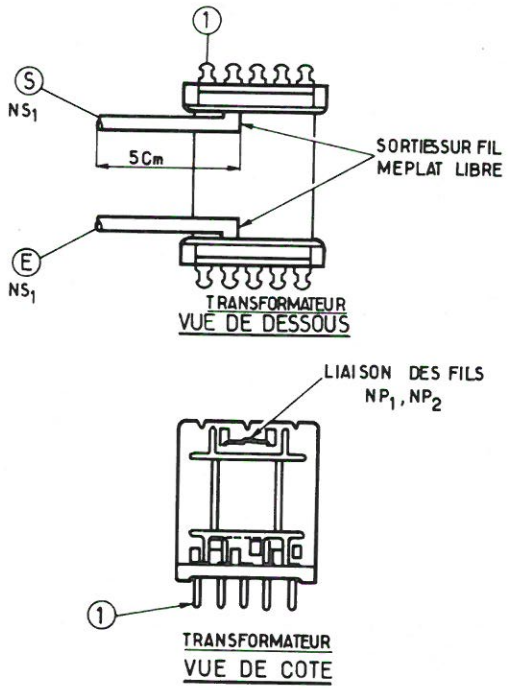


Fig. 8

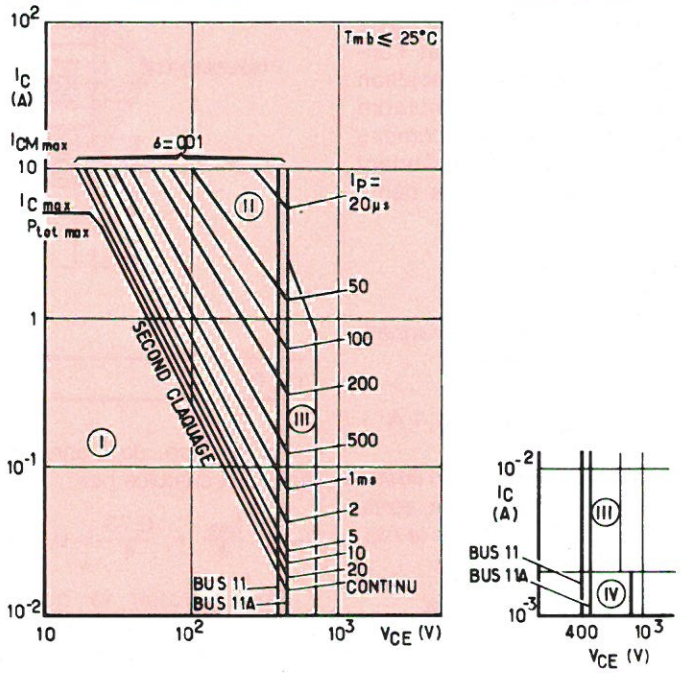


Fig. 9

de diminuer ses pertes pendant la durée transitoire de blocage.

Ceci impose que le courant collecteur de T_{R5} s'annule avant que sa tension ait atteint la valeur V_{CEO} publiée, soit 400 V. Pour cela, il faut modifier la pente de la montée en tension V_{CE}, ce qui est obtenu par la charge du condensateur C_{18}. Ce dernier, étant soumis à un dV/dt très élevé, est un modèle 376 au polypropylène.

Au moment de la conduction de T_{R5}, la diode D_{10} se bloque et le condensateur se décharge à travers R_{21} qui limite le courant de décharge.

Détermination du réseau d'aide à la commutation

Les caractéristiques du transistor BUS 11 sont les suivantes :

$V_{CE\,SM} = 850$ V

$t_{f\,max} = 0{,}8\ \mu s$.

La valeur du condensateur doit être :

$$C \geqslant \frac{I_{C\,max} \cdot T_f}{V_{CE\,SM}}$$

$$C \geqslant \frac{1{,}36 \cdot 0{,}8 \cdot 10^{-6}}{850}$$

$C \geqslant 1{,}2$ nF.

On choisit la valeur 1,5 nF. La valeur de la résistance doit être comprise entre :

$$\frac{V_{e\,max}}{I_{C\,max}} < R < \frac{1}{20 \cdot C \cdot F}$$

$$\frac{330}{1{,}36} < R < \frac{1}{20 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{3}}$$

$242 < R < 666$

On choisit $R \cong 560\ \Omega$.

Cette résistance doit dissiper l'énergie emmagasinée dans le condensateur C_{18}.

$$P = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{e\,max})^2 \cdot F$$

$$P = \frac{1}{2} \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-9} \cdot (330)^2 \cdot 50 \cdot 10^{3}$$

$P = 4{,}08$ W.

Protection de l'étage de puissance

L'image du courant collecteur est obtenue pratiquement en insérant une résistance R_{20} entre la cathode de la diode D_9 et le potentiel négatif de la tension d'entrée. La tension obtenue est redressée et appliquée à l'entrée n° 11 du TDA 1060. Lorsqu'une surcharge se produit en sortie de l'alimentation, le courant collecteur du transistor va augmenter et la tension sur l'entrée n° 11 du comparateur du TDA 1060 va elle aussi croître, ce qui aura pour effet de limiter le rapport cyclique et donc de faire descendre la tension de sortie de l'alimentation. Lors d'un court-circuit en sortie, le rapport cyclique est faible, la tension aux bornes de l'enroulement N_{A1} deviendra insuffisante pour alimenter le TDA 1060, et c'est le circuit d'alimentation du circuit de commande qui entrera en action. Dans ce cas, le circuit intégré envoie des trains d'impulsions au transistor de puissance, puis s'arrête lorsque la tension sur la borne 1 est inférieure à 12 V, puis redémarre, et l'on assiste à un phénomène de disjonction jusqu'à ce que le court-circuit soit supprimé.

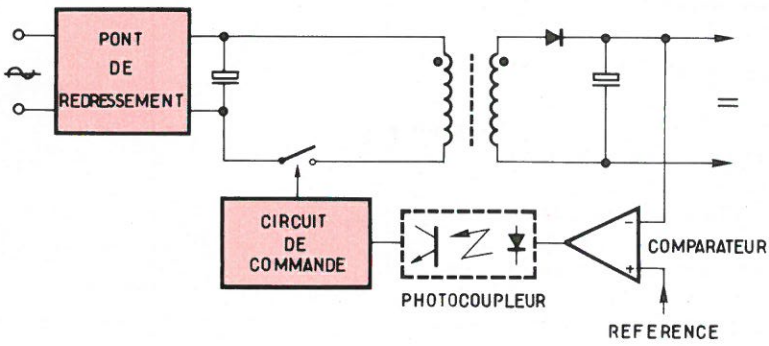


Fig. 10

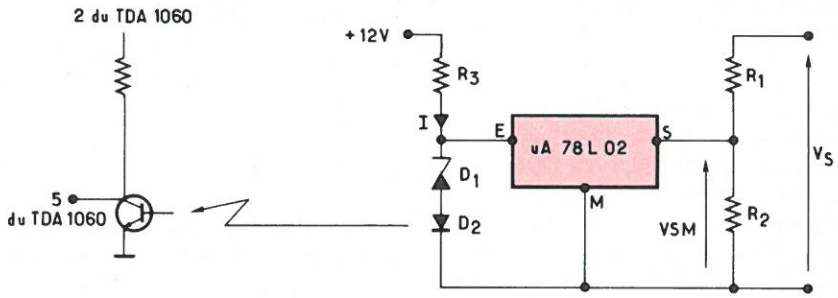


Fig. 11

Régulation de la sortie 5 V

Le circuit intégré TDA 1060 étant relié électriquement au primaire du transformateur principal, il est impossible de prendre l'information tension directement à la sortie, laquelle doit être isolée. Pour assurer l'isolement, on utilise un photocoupleur CN X 62 qui est conforme à la norme VDE. Le schéma synoptique du circuit est donnée par la **figure 10.**

Pour transmettre au TDA 1060 une tension d'erreur, il est nécessaire d'utiliser un comparateur et une tension de référence. Ces fonctions peuvent être réalisées avec un circuit intégré régulateur de tension de la série μA78L02 monté en comparateur **(fig. 11).**

Celui-ci peut commander directement la diode électroluminescente du photocoupleur, ce qui aura pour effet de faire varier le rapport cyclique du TDA 1060 et donc d'obtenir une régulation.

Circuit secondaire

La tension aux bornes de l'enroulement N_{s1} est redressée par la diode D_{15} pendant la conduction du transistor T_{R5}, la diode D_{16} récupère l'énergie restante dans l'inductance L_4 au blocage. La tension de sortie V_{s1} étant de 5 V, il est préférable d'utiliser des diodes Schottky qui présentent l'avantage d'avoir une faible tension directe. On a donc utilisé des diodes

du type BYV21-45 ayant les caractéristiques suivantes :

V_{RW} max = 45 V

I_F max = 28 A

V_F max = 0,55 V

Le redressement des tensions fournies par les trois secondaires N_{s2}, N_{s3} et N_{s4} est assuré par une seule diode insérée dans l'enroulement. Les trois tensions sont appliquées chacune à l'entrée d'un régulateur série qui délivre une tension continue stabilisée. En cas de court-circuit sur l'une de ces tensions, c'est le régulateur qui assure la protection.

Inductance secondaire

Le courant dans l'inductance de filtrage a une forme triangulaire représentée par la **figure 12**. L'amplitude du courant pulsé (ΔI_L) est déterminée par la valeur de l'inductance secondaire. On a donc déterminé expérimentalement que ΔI_L peut représenter 10 à 20 % de la valeur du courant de sortie à pleine charge.

La valeur minimale de l'inductance secondaire peut être calculée à partir de la formule ci-dessous :

$$L_{4\,min} = \frac{V_s + V_{pertes}}{\Delta I_L} \cdot \frac{1 - \delta_{min}}{F}$$

avec $\delta_{min} = \frac{V_{e\,min}}{V_{e\,max}} \cdot \delta_{max}$

$$= \frac{245}{330} \cdot 0{,}45 = 0{,}33$$

En prenant pour ΔI_L la valeur de 10 % de I_s, la valeur de l'inductance secondaire L_4 sera :

$$L_4 = \frac{5 + 2{,}5}{0{,}1 \cdot 16{,}5} \cdot \left(\frac{1 - 0{,}33}{50 \cdot 10^3}\right) = 60{,}9\ \mu H$$

Pour la sélection du noyau, le choix optimal correspond à l'utilisation du même noyau que celui du transformateur principal soit le noyau E42 en 3C8.

Le nombre de spires de L_4 peut être calculé par la formule :

$$N = \frac{L_{4\,min} \cdot I_M}{B \cdot A_e}$$

avec

B = induction fixée à 0,3 teslas,

A_e = section effective du noyau en m^2.

La valeur maximale du courant dans l'inductance secondaire étant :

$$I_M = I_s + \frac{\Delta I_L}{2}$$

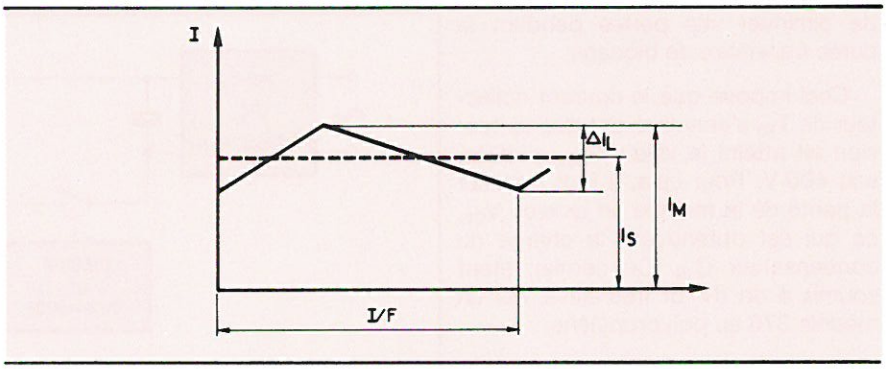


Fig. 12

le nombre de spires dans l'inductance secondaire sera donc :

$$N = \frac{L_{4\,min} \cdot (I_s + \Delta I_L/2)}{B \times A_e}$$

$$N = \frac{60{,}9 \cdot 10^{-6} \cdot (16{,}5 + 1{,}65/2)}{0{,}3 \cdot 1{,}82 \cdot 10^{-4}}$$

$$= 19{,}31$$

soit N = 20 spires.

En admettant une densité de courant de 5A/mm², la section du fil constituant l'inductance devra être de 3,4 mm². En utilisant de la bande de cuivre de 24 × 0,05 mm, 3 épaisseurs de cuivre seront nécessaires.

La valeur minimale de l'entrefer (e) peut être déterminée par la formule :

$$e \simeq \frac{\mu_0 \cdot I_L \cdot N}{L} - \frac{l_e}{\mu_a} \text{ ou bien}$$

$$e \simeq \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A_e}{L} - \frac{l_e}{\mu_a}$$

$$e \simeq \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot (20)^2 \cdot 182 \cdot 10^{-6}}{60 \cdot 10^{-6}} - \frac{97 \cdot 10^{-3}}{1\,000}$$

$$e \simeq 1{,}4 \text{ mm}$$

En pratique, la valeur de l'entrefer nécessaire est de 1,6 mm. Le circuit magnétique de l'inductance secondaire sera constitué par l'assemblage d'un noyau E42/21/15 – 3C8 – SE et d'un noyau E42/21/15 – 3C8 avec un entrefer de 1,4 mm sur la jambe centrale. Pour obtenir un entrefer global de 1,6 mm, on rajoute sur les jambes extérieures un entrefer de 0,1 mm.

Tension auxiliaire

La tension auxiliaire V_{s5} de – 5 V est obtenue par un enroulement supplémentaire sur l'inductance secondaire qui devient alors un transformateur, N_1 représentant L_4 correspondant au primaire et N_2 le secondaire.

La tension recueillie aux bornes de l'enroulement N_2 est ensuite appliquée à un régulateur série par l'intermédiaire de D_{18} et C_{24}. A la sortie de ce régulateur, une tension de – 5 V est disponible avec un courant maximal de 300 mA.

Ce principe est valable dans la mesure où la puissance de la tension auxiliaire ne représente qu'une faible partie de celle du 5 V principal qui nécessite un courant minimal de 2 A.

Condensateur de sortie

L'inductance secondaire L_4 et le condensateur de sortie C_{29} assurent le filtrage des impulsions résiduelles. Dans cette réalisation, on a choisi pour C_{29} la valeur de 22 000 µF modèle 114. Ce condensateur possède une faible valeur de résistance équivalente série ainsi qu'une faible valeur de l'inductance équivalente série.

La courbe d'impédance du condensateur C_{29} en fonction de la fréquence est représentée sur la courbe 2 de la **figure 13.**

Réalisation de la maquette

L'alimentation est réalisée sur une carte de format double européen ayant pour dimensions : longueur 235 mm et largeur 160 mm.

L'implantation des composants sur le circuit imprimé est représentée sur la **figure 14.**

Les diodes de redressement D_{15} et D_{17} sont fixées sur un radiateur en

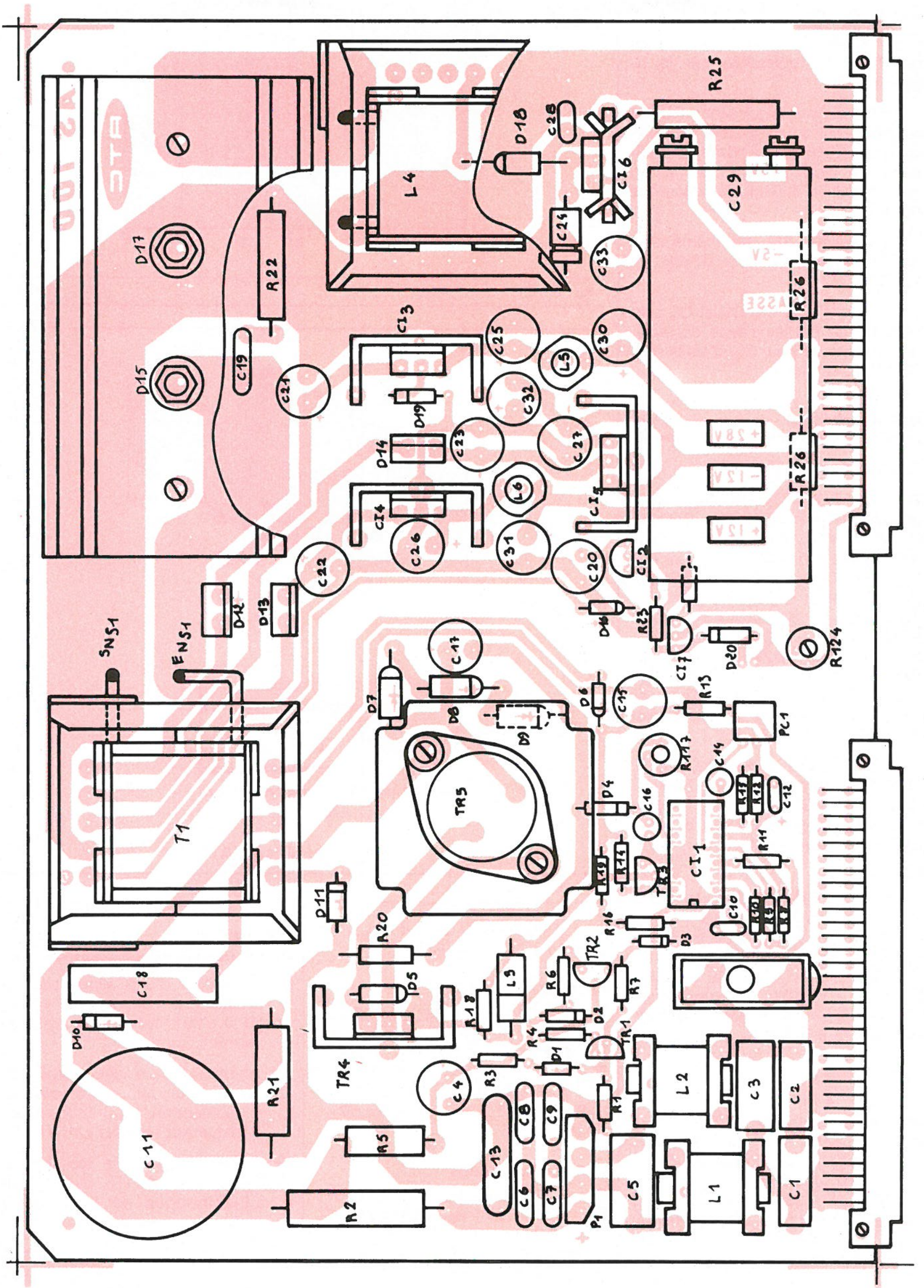

R25
C28
D18
C16
C29
L4
C24
C33
D17
R22
R26
C13
C25
C30
D15
C19
C21
L5
C32
D19
C23
C27
D14
L6
CI5
CI4
C26
C31
C20
CI2
C22
D12
D13
SNS1
ENS1
C17
D16
R23
CI7
D20
R124
D7
D8
D6
C11
R13
PC1
D9
R117
C14
TR5
D4
C16
C12
T1
CI1
R11
TR3
D11
C10
R20
R16
D3
C18
TR2
D5
R6
R7
L3
R18
D10
R4
D2
TR1
TR4
D1
C4
R3
L2
C3
C2
C8
C9
R21
R1
C11
R5
C13
C5
L1
C1
C6
C7
R2
P1

Fig. 14

forme de U réalisé avec deux plaques d'aluminium de 3 mm d'épaisseur.

Le dessin de la réalisation de ce radiateur est représenté par la **figure 15.**

Le transistor de puissance BUS11 est monté sur un dissipateur Thermalloy type 6054B de 4,2 °C/W. Le transistor est isolé du radiateur par un isolant CHO-THERM de référence 4511-1674.

Le transistor TR_4 est monté isolé sur un dissipateur type 6030B de 13 °C/W.

Les régulateurs CI_3, CI_4 et CI_5 sont refroidis par le même type de radiateur. Par contre pour CI_6, c'est le type 6025B qui est utilisé.

Nomenclature

Composants actifs

TR_1 : BC 547 ; TR_2 : BC 327 ; TR_3 : BC 639 ; TR_4 : BUX84 ; TR_5 : BUS11 ; D_1 : BR100-03 ; D_2 : BZV46 - 1 V5 ; D_3 : BAW62 ; D_4 : BAT85 ; D_5 et D_6 : BYD33G ; D_7 à D_9 : BYV95B ; D_{10} et D_{11} : BYV96E ; D_{12} à D_{14} : BYW29-150 ; D_{15} : BYV21-45 ; D_{16} : BYD33G ; D_{17} : BYV21-45 ; D_{18} : BYV95B ; D_{19} : BZX55C3V9 ; D_{20} : BZX55C4V7 ; P_1 : BY224-600 ; PC_1 : CNX62 ; CI_1 : TDA1060. (Tous les composants ci-dessus sont de la marque R.T.C.).

CI_2 : 78L12AC (Motorola) ; CI_3 : 78M24C (Motorola) ; CI_4 : 78M12C (Motorola) ; CI_5 : 79M12C (Motorola) ; CI_6 : 79MO5C (Motorola) ; CI_7 : µA78LO2ACLP (Texas).

Bobinages

L_1 et L_2 : LT 7806 (R.T.C.) ; L_3 : perle 5 × 2 × 10 en 3S + perle 5 × 2 × 4 en 3S1 (R.T.C.) ; L_4 : inductance secondaire (voir texte) ; E42/21/15-3C8-SE ; E42/21/15-3C8E 1,4 mm ; L_5 et L_6 : LT 8101 ; T_1 : transformateur principal (voir texte) ; 2 noyaux E42/21/15-3C8-SE.

Condensateurs

C_1 et C_2 : 4,7 nF classe Y ; C_3 : 0,1 µF/250 V ; C_4 : 100 µF/50 V ; C_5 : 0,1 µF/250 V ; C_6 à C_9 : 2,2 nF/400 V ; C_{10} : 3,3 µF/25 V ; C_{11} : 220 µF/385 V ; C_{12} : 4,7 µF/16 V ; C_{13} : 330 nF/400 V ; C_{14} : 3 320 pF/63 V ; C_{15} : 15 µF/63 V ; C_{16} : 10 µF/16 V ; C_{17} : 68 µF/25 V ; C_{18} : 1,5 nF/2 kV ; C_{19} : 15 nF/400 V ; C_{20} à C_{25} : 33 µF/40 V ; C_{26} et C_{27} : 100 µF/16 V ; C_{28} : 68 µF/6,3 V ; C_{29} : 22 000 µF/10 V ; C_{30} : 33 µF/40 V ; C_{31} et C_{32} : 100 µF/16 V ; C_{33} : 150 µF/10 V.

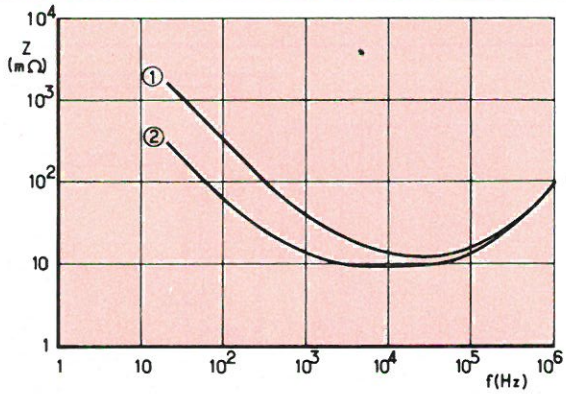


Fig. 13

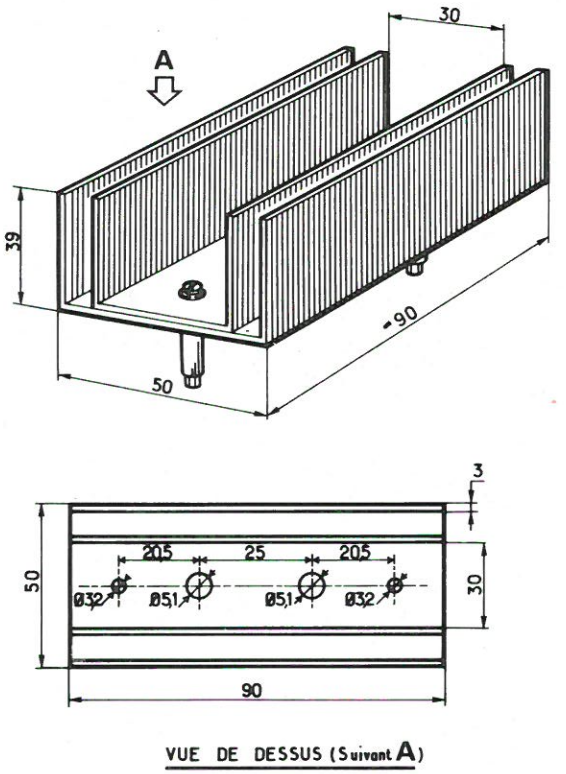


Fig. 15

Résistances 1/4 W

R_1 : 2,7 kΩ ; R_3 : 1 kΩ ; R_4 : 22 kΩ ; R_6 : 18 Ω ; R_7 : 22 kΩ ; R_8 : 5,6 kΩ ; R_9 : 47 kΩ ; R_{10} : 12 kΩ ; R_{11} : 100 kΩ ; R_{12} : 3,3 kΩ ; R_{13} : 470 Ω ; R_{14} : 2,2 kΩ ; R_{15} : 6,8 kΩ ; R_{16} : 1,5 kΩ ; R_{18} : 100 Ω ; R_{19} : 2,2 kΩ ; R_{23} : 1 kΩ ; R_{27} : 68 Ω.

Autres résistances

R_2 : 2,2 Ω/7 W ; R_5 : 150 kΩ/2 W ; R_{20} : 1 Ω/0,5 W ; R_{21} : 560 Ω/10 W ; R_{22} : 18 Ω/7 W ; R_{25} : 10 Ω/7 W ; R_{26} : 22 Ω/0,5 W.

Potentiomètres

R_{117} : 1 kΩ ; R_{124} : 1 kΩ.

Références

[1] Réalisation d'une alimentation à découpage multitensions 100 W (FPO 7901, rapport de Laboratoire R.T.C.).

[2] Alimentation à découpage de 30 W pour micro-ordinateurs, R. Dolbachian, G. Cornec « Electronique Applications », n° 41.

[3] Calculez vous-même vos composants inductifs, R. Dolbachian « Electronique de Puissance » n° 7.

Raymond Dolbachian
et **Gérard Cornec**
Laboratoire d'Applications R.T.C.

Applications

Amplificateurs de puissance « économiques »

Utilisation optimale de la tension d'alimentation ; intensité de repos minimale ; transistors de sortie montés sur radiateur commun ; conception entièrement symétrique ; double contre-réaction ; limitation d'intensité inhérente au montage... Ces critères ont servi de base à la conception des amplificateurs décrits ci-après.

L'état de « repos » : une perte d'énergie

En effet, dans les amplificateurs de puissance, les pertes d'énergie résultent d'une part du courant de repos, d'autre part des diverses tensions de déchet. Pour maintenir faible le courant de repos, il convient de travailler en classe *B* dès l'étage d'entrée, tout en évitant la non-linéarité qui pourrait en résulter par une forte contre-réaction.

Pour minimiser les tensions de déchet, il suffit d'adopter, pour les transistors de sortie, le régime de la commande par courant, en émetteur commun. Ce régime évite les habituelles résistances d'émetteur, donc les pertes qui en résultent, ainsi que celles qui sont dues à la tension de déchet base-émetteur V_{BE}.

C'est notamment pour les faibles tensions d'alimentation que ce prin-

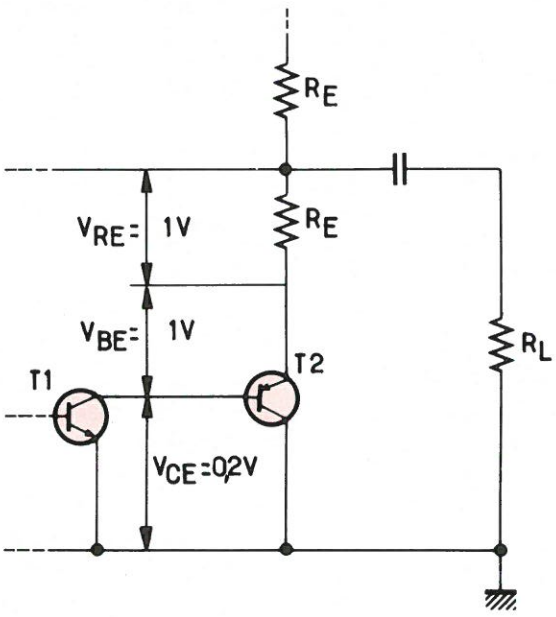


Fig. 1. – En collecteur commun, un étage complémentaire de sortie cause des pertes désagréables quand on doit se contenter d'une tension d'alimentation relativement faible.

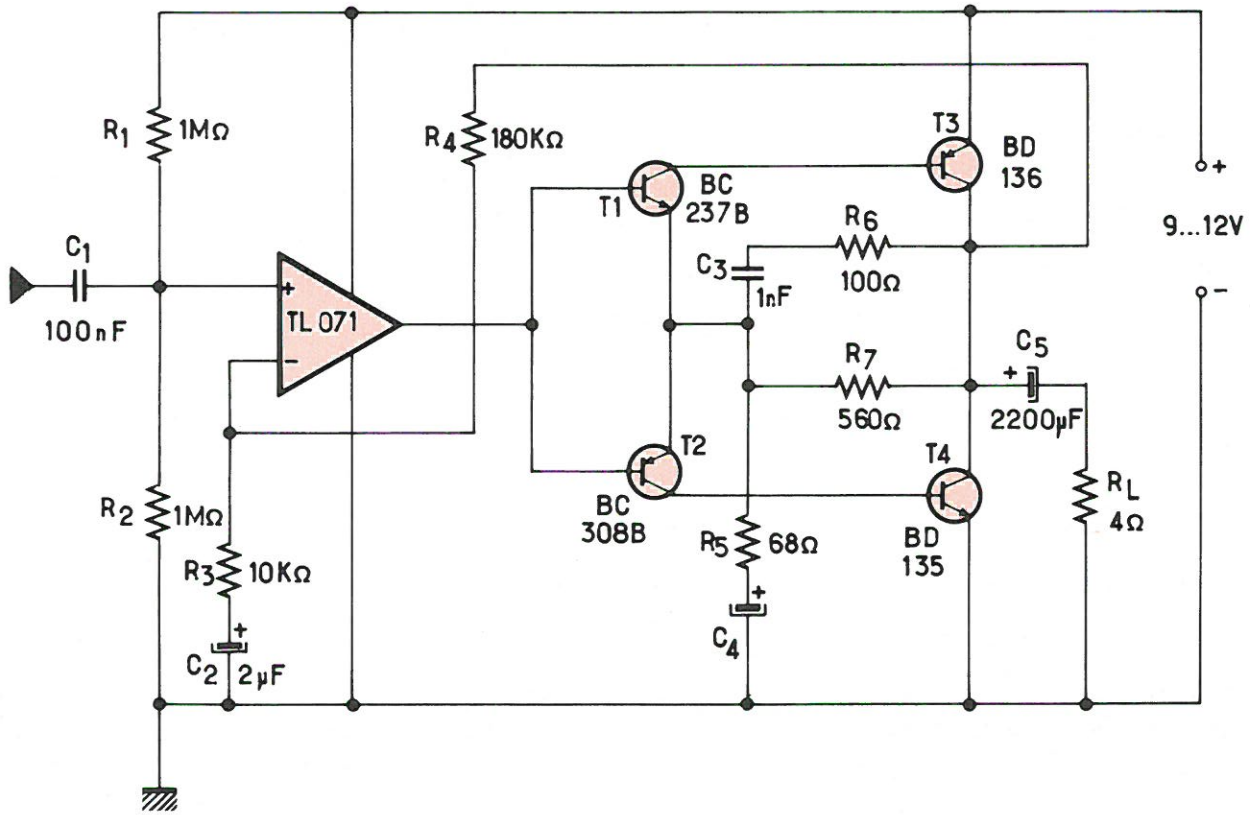


Fig. 2. – Alimenté sous 12 V, ce montage produit 11,5 V, crête à crête, en sortie, tout en se contentant d'un courant de repos de 1,8 mA.

cipe est avantageux. Pour une valeur donnée de la résistance de charge, il permet alors, avec des moyens très simples, d'obtenir deux à trois fois plus de puissance de sortie que la plupart des montages classiques.

Chiffrer les « déchets »

Dans la version courante de l'amplificateur à symétrie complémentaire, les deux transistors de sortie travaillent en collecteur commun. L'un d'eux, généralement le *PNP*, est attaqué par un émetteur commun dont la tension de déchet, V_{CE}, est relativement faible. Dans le bilan de pertes de la **figure 1**, cette tension a été chiffrée à 0,2 V. Ce bilan contient également la tension de seuil V_{BE} de T_2, tension dont la valeur atteint facilement 1 V en régime de crête. A cela, il faut ajouter la chute de tension que produit R_E et dont la valeur de crête doit être au moins de 1 V, si on veut éviter toute tendance à l'emballement thermique.

Pour l'autre transistor de sortie, le *NPN*, les choses se passent à peu près de la même façon. Cela signifie une perte totale de 4 à 5 V. Et quand on ne dispose que de 9 V pour alimenter le tout... il convient de se rappeler que la puissance dont on dispose dans une résistance de charge est proportionnelle au carré de la différence de potentiel. Si, au lieu de perdre 4,5 V sur les 9 V disponibles, on n'en perd plus que 0,5, la puissance de sortie triple.

Dans un amplificateur de puissance intégré, les résistances R_E sont inutiles, puisque l'équilibre thermique se fait de façon interne. Par contre, les résistances internes des transistors intégrés sont plus grandes, si bien que le gain de rendement reste assez limité.

Chasse aux pertes

On peut facilement éviter les pertes dues à V_{BE}, en utilisant la configuration émetteur commun pour les transistors de sortie. Si, de plus, on attaque ces transistors en commande par courant, il ne peut plus y avoir d'emballement thermique, et les résistances R_E deviennent inutiles.

Ces principes ont été mis en pratique dans le schéma de la **figure 2**, où T_1 et T_3 d'une part, et T_2 avec T_4 d'autre part, constituent des « super-collecteur-commun complémentaires », c'est-à-dire des circuits nettement plus linéaires que le collecteur commun habituel des amplificateurs traditionnels à symétrie complémentaire.

Ainsi, il n'y a pas d'inconvénient à détourner un peu de ce surcroît de linéarité, de façon à rendre le gain de ces « super-collecteur-commun » supérieur à l'unité, et cela au moyen du diviseur R_5/R_7, alors que C_3 et R_6 servent à la compensation de fréquence. Grâce à ce supplément de gain. l'amplificateur opérationnel d'entrée peut moduler à fond les étages de sortie sans atteindre, pour autant, ses propres seuils de limitation.

Ces seuils déterminent, conjointement avec R_5, l'intensité maximale de base de T_3 et de T_4. En choisissant R_5 de façon que ce maximum coïncide avec la limite d'écrêtage, en sortie, on obtient une limitation de l'intensité de collecteur de T_3 et de T_4, donc une protection en cas de court-circuit accidentel, si on monte les transistors de sortie sur des radiateurs de taille suffisante. En effet, l'excellent rendement fait que ces transistors ne dissipent, normalement, que le quart de la puissance fournie par l'alimentation, alors que les trois quarts restants sont fournis à la résistance de charge. Mais si cette dernière devient accidentellement nulle, les transistors doivent dissiper toute la puissance. A noter que

T_3 et T_4 peuvent être montés sur un même radiateur, puisque leurs collecteurs se trouvent à un même potentiel.

Le gain global est déterminé par la contre-réaction que subit l'amplificateur opérationnel, c'est-à-dire par R_3 et R_4, de la façon habituelle. Après une crête positive, T_1 et T_3 cessent de conduire avant que T_2 et T_4 ne deviennent à leur tour conducteurs. Cette transition, qui correspond à une excursion de 1 V environ, est corrigée par l'énorme gain de l'amplificateur opérationnel, du moins aux fréquences basses, car elle doit en effet durer suffisamment longtemps pour que l'amplificateur puisse suivre. Cela signifie qu'une distorsion peut apparaître aux fréquences élevées. Cependant, elle est sans importance pour une application « audio », car les harmoniques qu'elle engendre correspondent à des fréquences inaudibles. Comme on le verra plus loin, on peut cependant l'éliminer par une polarisation de repos.

Puissance et rendement

Dans le montage de la **figure 2**, la somme des tensions de déchet des transistors de sortie a été trouvée égale à 0,5 V, alors que le courant de repos, c'est-à-dire le courant d'alimentation de l'amplificateur opérationnel, était de 1,8 mA. Le taux de distorsion reste très largement inférieur à 1 % tant qu'on n'atteint pas la limite d'écrêtage.

Immédiatement en-dessous de cette limite, on obtient, avec les valeurs de l'exemple, 2,25 W en sortie pour 9 V d'alimentation, et 4,1 W pour 12 V, les rendements respectifs étant de 74 % et de 75 %, alors que la limite théorique est de 78 % en régime sinusoïdal.

Bien entendu, le principe décrit permet des puissances nettement plus grandes, et le rendement sera encore meilleur, si on alimente avec des tensions plus fortes.

Une protection très efficace contre le court-circuit accidentel de sortie peut être obtenue en remarquant que l'amplitude aux collecteurs de T_3 et de T_4 doit toujours être plus grande, en fonctionnement normal, que celle à la sortie de l'amplificateur opérationnel. Il suffit donc d'établir deux redressements de crête suivis d'un comparateur qui commande la limitation ou l'interruption du signal d'entrée.

La parfaite symétrie du montage permet d'obtenir un excellent amplificateur opérationnel de puissance. Il suffit, pour cela, d'utiliser une alimentation à point milieu et de ramener, sur ce point, R_3, R_5 et R_L, tout en supprimant C_2, C_4 et C_5.

L'amplitude aux bornes de R_L n'étant limitée que par la tension de déchet des transistors de sortie, il peut être intéressant d'étudier comment les transistors de puissance modernes se comportent sur ce point. Le graphique de la **figure 3**, extrait d'une documentation *RTC* relative à la série complémentaire BD 949... BD 956, montre que la tension de déchet ne tend à dépasser 0,5 V que si on utilise ce type de transistors à la limite de leurs possibilités.

Large bande et polarisation de repos

La distorsion de transition, mentionnée plus haut, pose des problèmes dès qu'on dépasse une fréquence de travail de 10 kHz. La **figure 4** montre qu'on peut surmonter ces problèmes par un montage qui compense les seuils base-émetteur de T_1 et de T_2 par des chutes de tension qui sont provoquées, dans D_1 et D_2, par les intensités déterminées par R_4 et R_5.

En sortie, on utilise des transistors plus « rapides » que ceux de l'exemple précédent, mais qui n'ont que 1 W à fournir dans R_L, sous une alimentation de 12 V. Avec $R_4 = R_5 = 82\ k\Omega$, on obtient une intensité de repos totale de 3 mA (soit 1,2 mA dans T_3, T_4) et le fonctionnement devient acceptable jusqu'à 15 kHz environ. En passant à 56 kΩ pour les résistances de polarisation, on mesure $I_0 = 4,5$ mA et la distorsion de transition n'apparaît que vers 30 kHz. Finalement, pour 39 kΩ, on obtient les valeurs respectives de 7 mA et de 100 kHz.

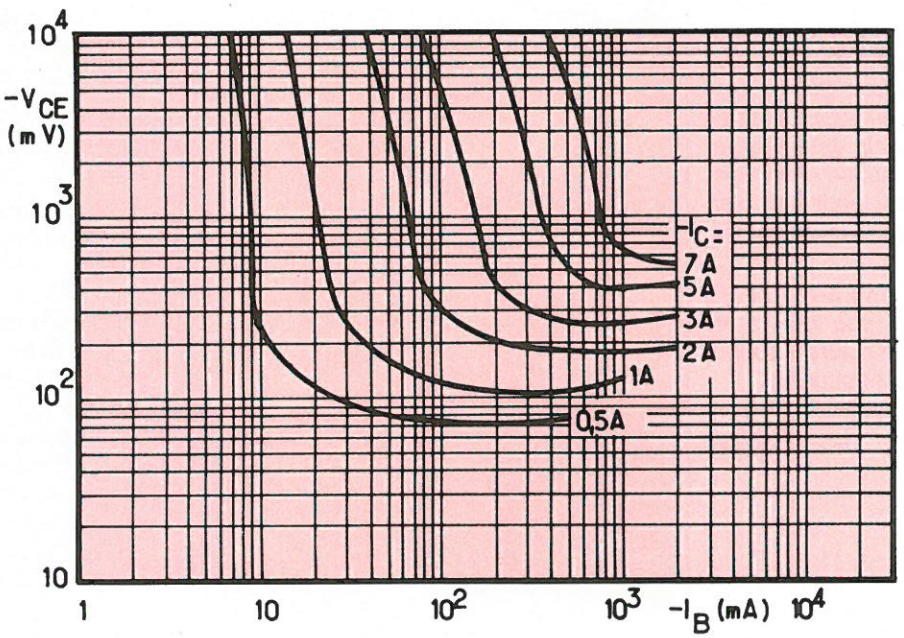


Fig. 3. – Dans la plupart des cas, la tension de déchet de collecteur d'un transistor de puissance reste inférieure à 0,5 V (documentation RTC).

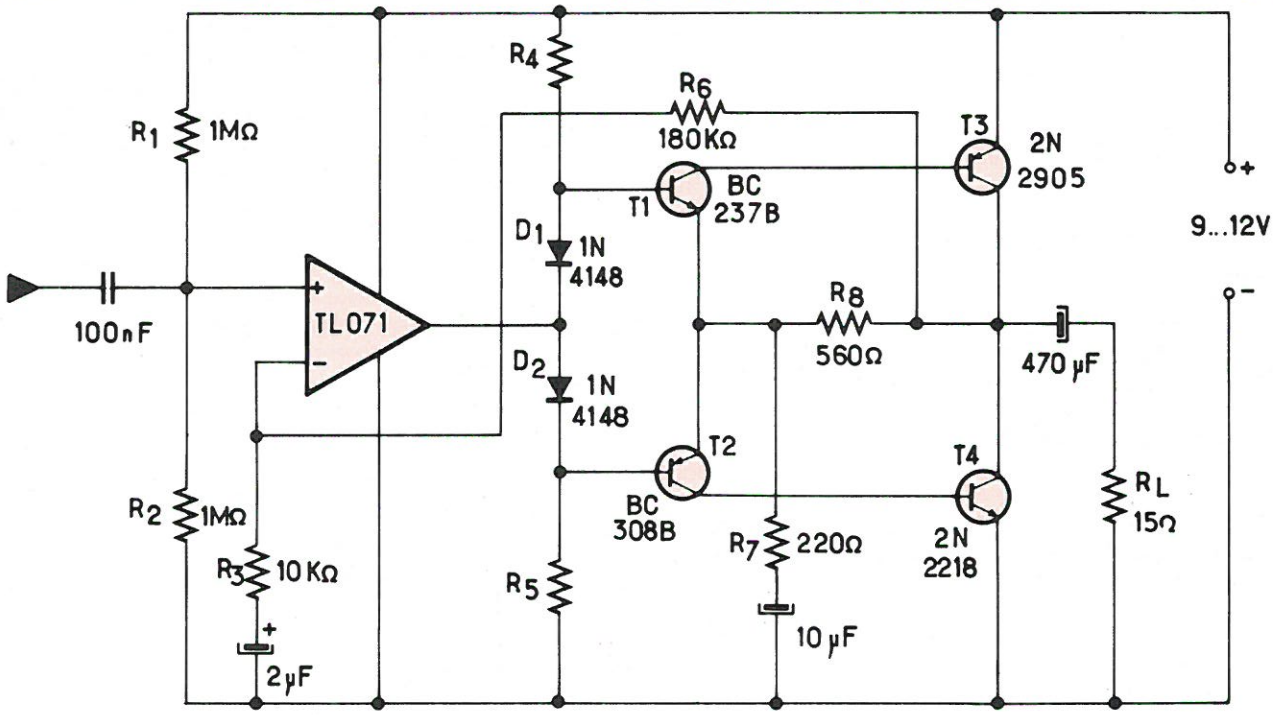


Fig. 4. – Une polarisation de repos, stabilisée en température, permet d'éviter la distorsion de transition, au prix de quelques milliampères de courant supplémentaires.

L'intensité de repos du montage est largement indépendante de la température. En effet, lors d'un échauffement, la chute aux bornes de D_1 et D_2 diminue de la même façon que les seuils émetteur-base de T_1 et T_2.

Ce principe de polarisation s'applique aussi, bien entendu, à des amplificateurs de puissance plus importante. On pourra encore étendre le principe étudié à un étage de sortie équipé de transistors MOS complémentaires. Ce principe sera alors particulièrement avantageux du fait que l'équivalent du V_{BE} d'un MOS, c'est-à-dire sa tension nominale gate-source, est généralement comprise entre 3 et 10 V, ce qui déterminerait un bien mauvais rendement en drain commun.

Cette remarque montre encore qu'un montage bien peu connu, et néanmoins simple, peut être capable de modifier pas mal d'habitudes.

H. Schreiber

SERVICE-ANNONCEURS N° 121

Technologie

Circuits de protection pour montages à triacs

Le rôle le plus habituel du triac consiste à assurer une commande de puissance sur le réseau d'alimentation alternatif.

De nombreuses surtensions transitoires, dont les origines sont diverses – (commutations, phénomènes atmosphériques, etc.), peuvent se superposer au réseau 50 Hz ou 60 Hz et dégrader les circuits.

Il est alors indispensable de prévoir un circuit de protection afin d'améliorer la durée de vie du montage (triac et circuits associés).

En ce qui concerne le triac, les différentes applications nous imposent deux principes distincts de protection :
– le triac ne doit pas s'amorcer pendant la surcharge (exemple : commande de moteur),
– le triac peut s'amorcer et conduire pendant une demi-période (exemple : commande de résistance chauffante).

On ne s'intéresse pas ici aux surtensions générées par la commutation sur charges inductives, qui ont déjà fait l'objet de nombreuses publications.

Amorçage du triac interdit

Lors d'une surtension transitoire superposée au réseau, le triac peut s'amorcer suivant deux modes différents :

– la surtension dépasse la tension de retournement du triac : c'est l'amorçage par retournement ;

– la pente du front de montée de la surtension peut créer un courant capacitif dans le triac et provoquer son déclenchement : c'est l'amorçage par (dV/dt) statique.

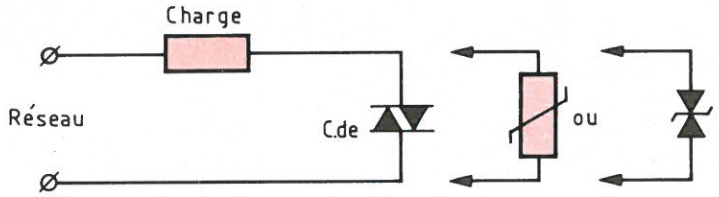


Fig. 1. – Protection par varistance ZnO ou « Transil ».

Risque d'amorçage par retournement

Le principe de la protection consiste à écrêter la surtension à une valeur inférieure à la tension de retournement du triac.

Le choix du composant de protection se fait de la manière suivante :

Soit Vrm la tension de veille, c'est-à-dire la tension maximale au dessous de laquelle le composant de protection ne risque pas de perturber le circuit à protéger (faible courant de fuite, faible valeur de capacité...).

On pourra par exemple choisir :

– pour le réseau 220 Veff :

$Vrm > (220 \sqrt{2}) + 20\ \%$
soit $Vrm > 373$ V

– pour le réseau 110 Veff :

$Vrm > (110 \sqrt{2}) + 20\ \%$
soit $Vrm > 187$ V.

Soit Vcl la tension d'écrêtage du composant de protection en cas de surcharge. Vcl doit être inférieure à la tension maximale spécifiée admissible par le triac (Vdwm) pour éviter tout retournement :

$Vcl < Vdwm$

Soit Ipp le courant de surcharge maximale admissible par le composant de protection ; Ipp doit être supérieur au courant (Is) de surcharge qui traverse le composant lors de la surcharge :

$Ipp > Is$

Cette protection de type parallèle peut être réalisée par des varistances à oxyde de zinc ou des diodes à avalanche au silicium, spécialement conçues pour fonctionner à des puissances crête élevées (diodes « Transil »).

● **Montage avec une varistance à oxyde de zinc**

Le circuit est représenté à la **figure 1.**

La varistance à oxyde de zinc est capable d'absorber de fortes énergies transitoires. Mais la tension d'écrêtage à ses bornes peut atteindre jusqu'à trois fois sa tension d'avalanche (à 1 mA).

Pour des surcharges de fortes énergies (par exemple les perturbations enregistrées en cas d'orage), la tension de retournement peut être atteinte et provoquer l'amorçage du triac **(fig. 2).**

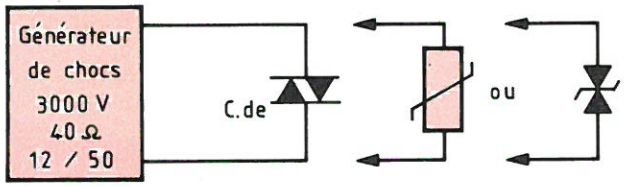


Fig. 2a. – Protection par varistance ou « Transil » : circuit de test. Varistance : V_{br} = 400 V (1 mA) ; « Transil » DTZ 440 B : V_{br} = 440 V (1 mA). Le triac est un BTB 15 600 B, $V_d = V_r > 600$ V (10 µA).

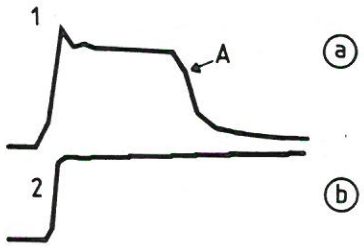


Fig. 2b. – Tension aux bornes du triac ; *a :* montage avec varistance ; *b :* avec « Transil ». La varistance, qui présente une tension d'écrêtage de plus de 600 V ne peut empêcher (point A) l'amorçage du triac.

Pour assurer une bonne sécurité, ce montage nécessite donc un triac haute tension onéreux.

● **Montage avec une diode « Transil »**

Le circuit est représenté à la droite de la **figure 1.**

La « Transil » présente une tension d'écrêtage plus faible que la varistance au ZnO (dans les mêmes conditions de mesure) **(fig. 2).** Par contre, pour des boîtiers à encombrement similaire, elle absorbe moins d'énergie que la varistance.

La charge contrôlée par le triac limite le courant en cas de surcharge. Pour de faibles valeurs de charge, il sera nécessaire d'utiliser plusieurs diodes « Transil » en série. Ceci permettra d'augmenter la tenue en surcharge tout en gardant une faible tension d'écrêtage.

Risque d'amorçage par (dV/dt) statique

La mise en parallèle sur le triac d'un réseau RC bien adapté permet de limiter le dV/dt à la valeur minimale spécifiée. Rappelons qu'un triac est d'autant plus sensible en dV/dt que sa température de jonction est élevée.

Amorçage du triac autorisé

Protection par diode « Transil »

Le montage est représenté à la **figure 3.**

La « Transil » BZW04 M376 B assure l'amorçage du triac par un courant de gâchette supprimant tout risque de dégradation (note [1]).

Le temps d'amorçage d'un triac lorsqu'il est déclenché par la gâchette est de l'ordre de la microseconde. Pendant ce temps, le courant qui traverse la diode gâchette-anode A2 peut atteindre, dans certains cas,

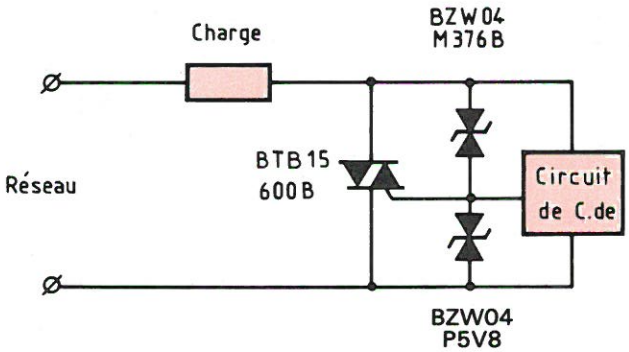


Fig. 3. – Protection par « Transil ». La BZW 04 M 376 B protège le triac. La BZW 04 P 5V8 protège le circuit de commande.

Tableau 1. – Comparaison des différents montages de protection.

Amorçage interdit

Varistance :
- bonne tenue en surcharge,
- tension d'écrêtage élevée,
- triac haute tension nécessaire.

« Transil » :
- faible tension d'écrêtage,
- tenue en surcharge limitée,
- pour charges de faibles valeurs, mise en série nécessaire.

Amorçage possible

« Transil » :
- bonne tenue en surcharge,
- le triac écoule le courant de surcharge,
- deux composants sont nécessaires.

« Trisil » :
- bonne tenue en surcharge (celle de la « Trisil »)
- le triac ne subit aucune contrainte électrique pendant la surcharge.

quelques dizaines de volts. Une seconde diode « Transil » est alors conseillée (BZW04 P5V8) pour écrêter cette surtension à un seuil acceptable par la plupart des circuits de commande.

Protection par « Trisil »

Le schéma du montage est représenté à la **figure 4.**

La « Trisil » est un composant de protection au silicium du type « crowbar ». Lorsque la tension aux bornes d'une « Trisil » atteint la tension de retournement, celle-ci s'amorce et dérive le courant de surcharge. Puis, lorsque le courant repasse par zéro (fin de la demi-période), la « Trisil » se rebloque.

En fait, la fonction « Trisil » est équivalente à la fonction donnée par l'association (« Transil » + triac) vue précédemment (BZW04 M376 B + BTB 15 600 B).

La « Trisil » du type TPA 220 A12 accepte un courant de surcharge en onde 8/20 de 100 A et un courant sinusoïdal (20 ms) de 50 A. Elle peut protéger un circuit de contrôle sur charges inférieures à 4 kW.

La « Trisil » du type TPB 220 A12 accepte un courant de surcharge en onde 8/20 de 150 A et un courant sinusoïdal (20 ms) de 50 A. Elle peut protéger un circuit de contrôle sur charges inférieures à 7 kW.

Dans ce type de protection, durant la surcharge, le triac n'est pas sollicité, tout le courant transitoire est dérivé dans le composant de protection. La mise en série de deux « Trisils » du type TPB 220 A 12 est nécessaire pour atteindre la tension de veille vue précédemment (373 V).

Le **tableau 1** résume les caractéristiques des différents montages de protection.

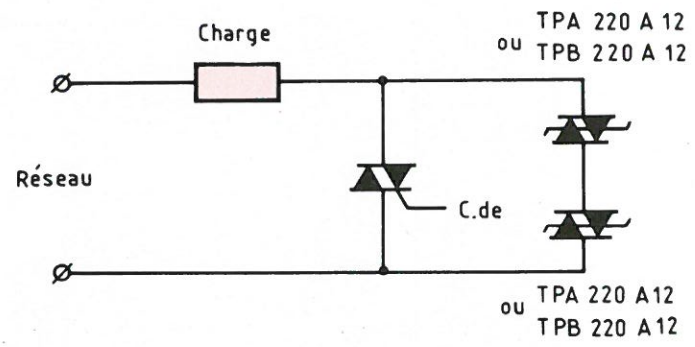


Fig. 4. – Protection par « Trisil ». Les « Trisil » s'amorcent dès que la tension à leurs bornes devient supérieure à la tension de retournement. Elles dérivent le courant de surcharge et se rebloquent automatiquement à la fin de la demi-période.

Conclusion

Les associations circuits intégrés/triacs offrent une très grande souplesse dans le contrôle de la puissance sur le réseau alternatif. Il est cependant indispensable de les protéger contre les surtensions transitoires.

Il n'existe pas de solution universelle et chaque application doit être étudiée avec attention. Il est important de bien connaître ou définir les contraintes au niveau de chaque montage.

Quel que soit le type de protection choisi (amorçage autorisé ou non), il existe des composants au silicium efficaces qui permettent d'accroître considérablement la fiabilité des montages.

D'autre part, la « Trisil », avec sa caractéristique intrinsèque à résistance négative, offre de nouvelles possibilités dans ce domaine.

A. Bernabé
Laboratoire d'Applications
Thomson Semiconducteurs
Tours

Bibliographie

[1] « Circuits de protections pour montages à triacs ». M. Rault, *Electronique Applications* n° 35, p. 61.
[2] *La Trisil : diode de protection de type « crowbar »*. **Thomson,** note technique N37. A. Bernabé, J.-P. Noguier, P. Rault.
[3] *Transil ou Varistance.* **Thomson,** note technique 85-21, A. Bernabé.

COMMANDEZ L'ALBUM 1984

REUNISSANT LES SIX NUMÉROS DE L'ANNÉE ÉCOULÉE (NUMÉROS 33 A 38)

116 F (FRANCO DE PORT)

ELECTRONIQUE APPLICATIONS
VENTE AU NUMÉRO

2 A 12, RUE DE BELLEVUE
75940 PARIS CEDEX 19

Composants

Transistors « FET » à conductivité modulée : principes et applications

Le transistor à effet de champ à conductivité modulée (« COMFET ») est un nouveau composant spécialement destiné à la commutation de puissance. Cet article analyse les différences entre le transistor FET classique et ce composant nouvellement développé ; il souligne les avantages significatifs que le transistor FET à conductivité modulée possède sur son homologue conventionnel. Enfin, il présente plusieurs applications montrant le parti que l'on peut tirer de ce nouveau type de composant dans des cas d'applications pratiques. L'immaturité relative de ce transistor FET à conductivité modulée pourrait aujourd'hui limiter son emploi, mais, au fur et à mesure que la famille s'agrandira, nouveautés et perfectionnements feront de ce nouveau membre de la famille des semi-conducteurs de puissance un composant à part entière au même titre que les autres dispositifs.

Considérations générales

Le développement du transistor de puissance à effet de champ a donné aux concepteurs d'étages de puissance une nouvelle famille de semi-conducteurs. Depuis son apparition sur le marché il y a 5 ou 6 ans, cette gamme de produits s'est fortement étendue et répond aujourd'hui aux besoins de la grande majorité des applications. Néanmoins, la résistance directe $RDS_{(on)}$ de ce transistor FET, liée à sa tension de claquage (BV_{DSS}) par une relation qui varie comme le cube de la puissance, freine la croissance de son utilisation dans les applications fort courant et haute tension. En effet, on peut écrire :

$$R_{DS\,(on)} \approx B\,V_{DSS}^{(2,8)}$$

Ce qui signifie, comme le montre la **figure 1**, que la résistance directe augmente plus vite que la tension de blocage.

La résistance directe des transistors MOSFET est formée principalement de trois composantes : la résistance du canal MOS, celle de la région du col et celle de la région qui prolonge le drain. C'est cette dernière composante qui contribue le plus à la résistance directe des MOSFET conçus pour fonctionner sous de hautes tensions. Pour obtenir une plus faible résistance directe pour une caractéristique de blocage donnée, la technique habituelle est d'avoir simplement recours à une puce de taille plus grande. Malheureusement les

technologies de fabrication limitent la grandeur des puces des MOSFET, qui, avec leur géométrie horizontale très fine, sont fortement sensibles au taux de défauts. Toute augmentation de la taille de la puce augmente exponentiellement la probabilité d'apparition d'un défaut pouvant paralyser tout le fonctionnement du composant. Cette limite d'une part, la petite quantité de puces par « wafer » d'autre part, diminuent le rendement usine des transistors MOSFET haute tension à faible résistance directe.

On peut diminuer la résistance spécifique directe par unité de surface en modifiant la géométrie horizontale du MOSFET. Avec une concentration plus grande de cellules plus petites, on augmente la largeur du canal et on diminue la résistance. Des points de focalisation du champ électrique apparaissant au sein de la structure, diminuant sa tenue en tension en dessous de la valeur théorique, limitent l'intégration des cellules sources. Ces points sont dus à la présence d'impuretés dans le réseau cristallin. Ainsi, à une tension de blocage donnée correspond une distance minimale intercellulaire. Cette distance intercellulaire croît avec la tenue en tension du composant.

Le prolongement de la région de drain, comme signalé précédemment, est la plus importante contribution à la résistance directe dans les transistors MOSFET haute tension. Au fur et à mesure que la tension de blocage augmente, cette région doit être prévue plus épaisse et plus faiblement dopée pour supporter la tension désirée. C'est cette composante de la résistance directe que le transistor à effet de champ à conductivité modulée réduit de manière significative. Cette réduction est obtenue par l'injection de porteurs minoritaires dans le substrat. Pour un niveau de 400 V, la réduction de la résistance spécifique directe par unité de surface **(fig. 1)** est environ d'un facteur dix. Une analyse plus détaillée montre que la résistance spécifique directe est à peu près indépendante du niveau de tension de blocage. Ce qui impliquerait qu'à une tension de blocage V_{DSS} de 1 000 V la réduction de résistance pourrait être de cinquante à un. Par le biais de cette réduction de résistance par unité de surface du transistor FET à conductivité modulée, qui débouchera sur des petites tailles de puces, des transistors FET fort courant et haute tension seront disponibles plus rapidement que prévu.

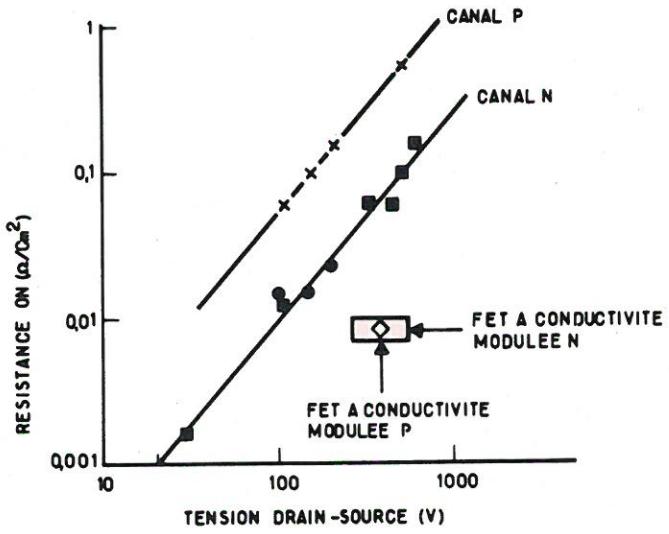


Fig. 1. – Résistance directe des transistors FET standards et à conductivité modulée à canaux n et p en fonction de leur caractéristique de tenue en tension.

Comparaison entre FET standard et à conductivité modulée

Les transistors à effet de champ standards et à conductivité modulée ont en commun bien des caractéristiques, mais diffèrent sur beaucoup d'autres.

Le **tableau 1** énumère les principales caractéristiques qui font du transistor FET à conductivité modulée un composant unique de la famille des composants de puissance. Commandé en tension, donc de caractéristiques d'entrée semblables à celles d'une puce de transistor MOSFET classique de taille comparable, il n'exige aux fréquences basses et modérées qu'une puissance de commande très faible. D'autre part, ce composant reste contrôlable par sa grille dans les conditions normales d'utilisation.

Il présente les fonctionnements linéaires et de saturation des MOSFET de puissance conventionnels. Quand le signal de tension de gâchette disparaît, le composant se met en circuit ouvert, contrairement aux thyristors de puissance qui doivent être « éteints » extérieurement ou se couper naturellement.

La tension de déchet ou la résistance directe sont très différentes de celles des transistors MOSFET de puissance classiques et ressemblent à celles des thyristors. La jonction *p-n* côté drain crée une chute de tension d'environ 0,6 V et une résistivité non linéaire, toutes deux placées en série avec les points terminaux drain et source. Une résistance équivalente fortement non linéaire caractérisera donc le transistor FET à conductivité modulée contrairement à la chute de

Tableau 1

Les caractéristiques du transistor FET à conductivité modulée en six points

1. Contrôle par tension de grille : faible puissance de grille requise. Semblable au transistor MOSFET de puissance standard.
2. Coupure lorsque le signal de grille est supprimé, contrairement au thyristor.
3. Tension de déchet non linéaire : semblable au thyristor.
4. Vitesse d'enclenchement : rapide, semblable au transistor MOSFET standard.
5. Vitesse de coupure : lente, semblable au transistor bipolaire.
6. Tension de déchet indépendante de la température, contrairement au facteur « 2X » bien connu des transistors MOSFET de puissance.

tension $V_{DS(on)}$ linéaire d'un FET standard.

Durant la phase d'enclenchement, le transistor FET à conductivité modulée fonctionne simplement comme un transistor conventionnel MOSFET et, dès lors, sa vitesse d'enclenchement est très grande. Avec une haute impédance d'entrée et de courts temps de propagation, on peut facilement contrôler par le circuit de grille les temps d'enclenchement des transistors de puissance FET à conductivité modulée, ainsi que cela se fait avec les transistors FET de puissance conventionnels. On peut ainsi maîtriser plus facilement les émissions de perturbations EMI et RFI alors qu'avec d'autres dispositifs à semiconducteurs de puissance on doit parfois avoir recours à des schémas élaborés de circuits pour limiter les flancs de montée des courants dans le composant.

La vitesse de coupure est une des caractéristiques significatives. Le mécanisme interne qui donne au transistor FET à conductivité modulée sa faible résistance directe en fait un composant relativement lent. L'injection de porteurs minoritaires en phase de conduction directe augmente forcément la concentration de ces porteurs au moment du déclenchement. Sans un moyen extérieur pour éliminer ces charges, elles doivent disparaître d'elles-mêmes par recombinaison au sein de la structure avant que le composant ne retrouve son aptitude à bloquer. Ce mécanisme de recombinaison détermine la vitesse de coupure du transistor FET à conductivité modulée. Il est malheureusement considérablement plus lent que l'interruption simple d'un courant de porteurs majoritaires dans un transistor MOSFET de puissance classique. Le transistor FET à conductivité modulée est donc un composant relativement peu rapide. Sa vitesse de coupure se situe entre celle d'un thyristor et celle d'un transistor bipolaire.

Enfin, l'évolution de la tension de déchet d'un transistor FET à conductivité modulée avec la température diffère sensiblement de celle d'un transistor MOSFET conventionnel. Elle possède un coefficient de température négatif à peu près égal à celui d'un thyristor : 0,6 mV/°C. Le transistor MOSFET conventionnel, avec son coefficient de température positif, voit ses structures hautes tensions pénalisées par une $R_{DS(on)}$ doublant de valeur entre 25° et 50° de température de jonction. L'étude des refroidisseurs devra en tenir compte.

Autant de similitudes et de différences distinguent le transistor FET à conductivité modulée des autres composants semi-conducteurs de puissance, et sont à prendre en considération lors des applications pratiques.

Applications

Allumage automobile électronique

Dans un système d'allumage électronique automobile, par exemple, une commande sous faible consommation du composant de puissance est d'un parti très intéressant. Le circuit intégré de commande capte le signal du bobinage intégré dans le distributeur, et régule le courant dans la bobine d'allumage (**fig. 2**). Au temps voulu, le circuit intégré coupe la commande de base du transistor bipolaire, que tout système conventionnel emploie d'habitude comme élément

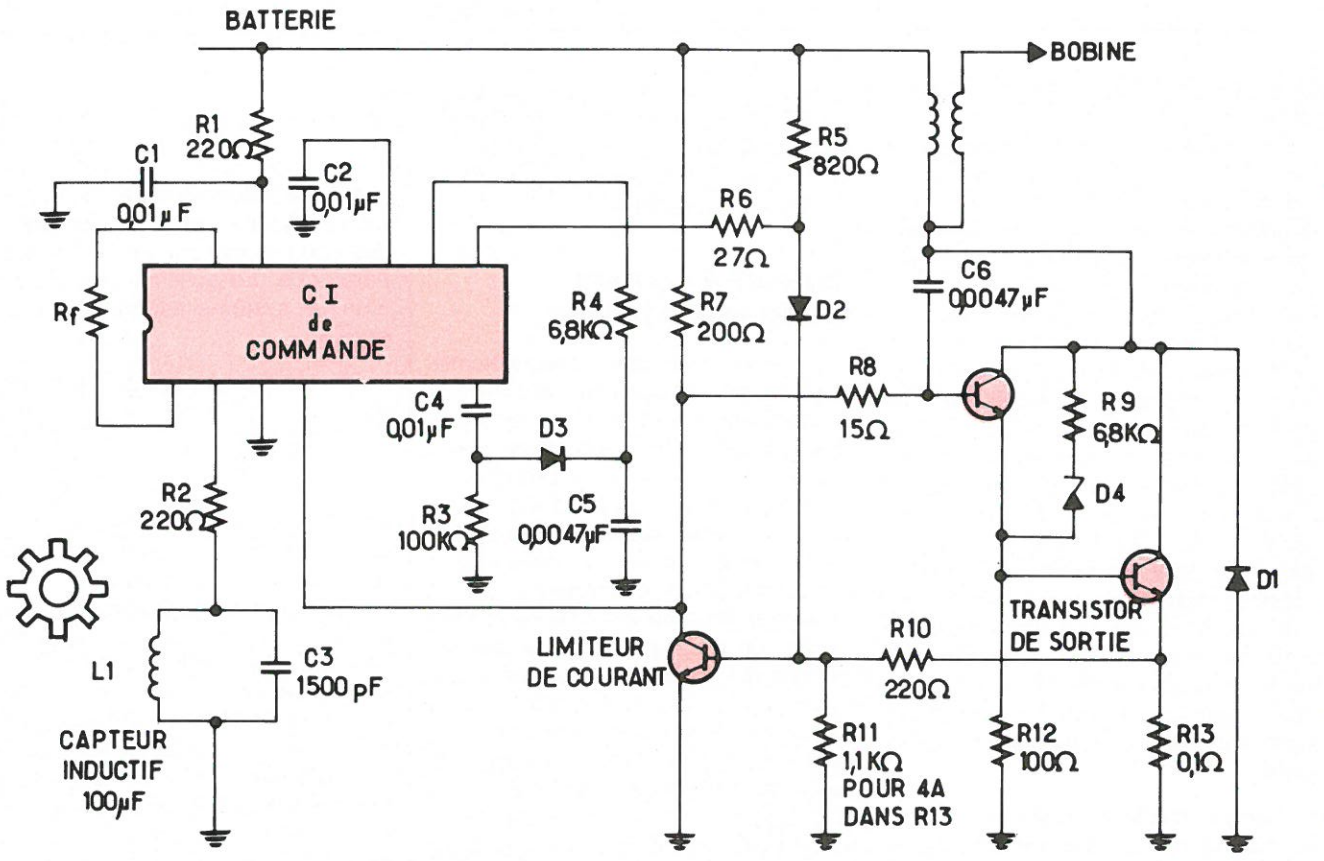


Fig. 2. – Circuit classique d'allumage.

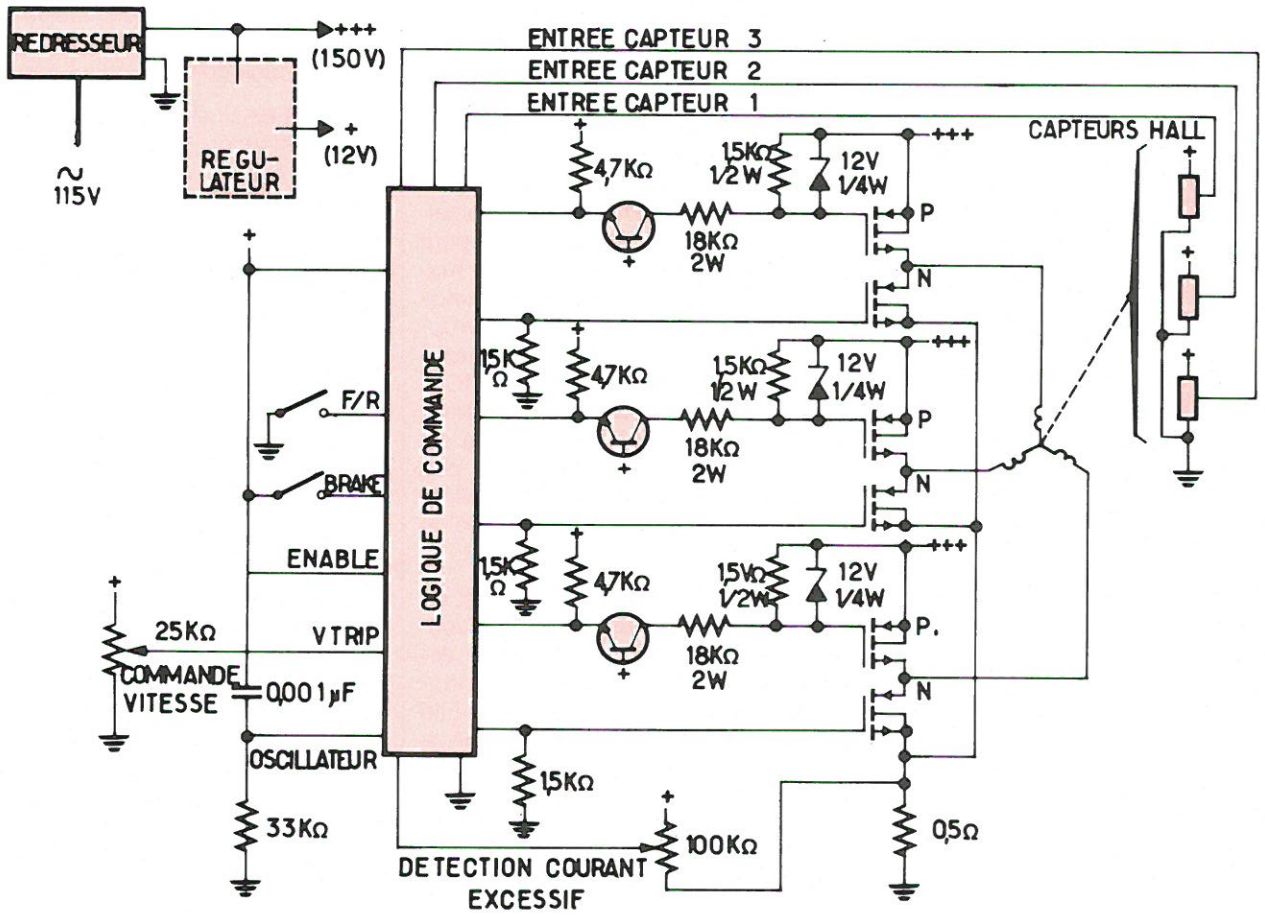


Fig. 3. – Circuit de contrôle pour une commande triphasée d'un moteur à courant continu sans balais.

de commande. Une rapide décroissance du courant dans le circuit primaire de la bobine d'allumage suit la coupure du circuit de base du transistor. Le courant dans le circuit primaire s'annulant, l'énergie emmagasinée dans le champ primaire est transférée au bobinage secondaire. La bobine secondaire, qui comporte beaucoup plus de tours que la bobine primaire, transforme cette énergie en une haute tension produisant l'étincelle dans le cylindre du moteur. Le contrôle, par circuit intégré, du moment où se produit l'étincelle permet d'optimaliser la puissance utile obtenue. On estime qu'avec un transistor bipolaire, à peu près les deux tiers de la puissance dissipée dans le circuit intégré de contrôle sont dus à la commande de base du transistor de puissance. La haute impédance d'entrée du transistor à effet de champ à conductivité modulée élimine virtuellement cette perte.

Par son meilleur emploi du silicium, le transistor à effet de champ à conductivité modulée exige à caractéristiques courant/tension égales une taille de puce moindre que celle couramment utilisée en technologie bipolaire. Les modules résultants seront donc plus petits, qu'ils soient réalisés en technologie hybride ou sur un circuit imprimé classique.

Moteurs à courant continu sans balais

La commande des moteurs électriques dépourvus de balais, qui tendent à remplacer le moteur à courant alternatif d'aujourd'hui, est grandement facilitée par l'emploi des transistors à effet de champ à conductivité modulée. Dans cette classe d'applications, ces composants sont employés pour la commutation électronique de la tension d'alimentation à l'enroulement choisi. Le moteur comporte une armature qui possède un certain nombre de pôles Nord et Sud d'un magnétisme rémanent très puissant. Le stator est fait de divers enroulements logés dans un compartiment extérieur à la carcasse. La différence de potentiel vue par ces enroulements est alors électroniquement contrôlée pour créer le champ magnétique tournant. L'armature se met en rotation pour conserver sa position relative par rapport à ce champ magnétique tournant.

L'application de la tension aux enroulements du stator est réalisée par des composants semi-conducteurs de puissance. Le schéma bloc de base d'un tel système est montré à la **figure 3.**

La commande logique procure la séquence adéquate de signaux de commande en fonction de la direction et de la vitesse désirée et peut être inhibée par un signal approprié sur l'entrée « Enable ». Ceux-ci sont combinés avec les entrées des capteurs à effet *Hall* pour déterminer lequel des composants de puissance sera sélectionné. On utilise, pour commander le courant, une sortie en configuration demi-pont ou « totem-pole » puisque le courant dans les enroulements du stator doit être bidirectionnel. On réalise généralement ce circuit avec des composants complémentaires *n* et *p*, ou, au prix d'une plus grande complexité du circuit, avec des composants de même polarité.

Dans un système sur ligne 120 V,

comme indiqué dans la figure, les composants doivent être capables de tenir 300-400 V. Pour des moteurs de plus grande taille, mettant en jeu des courants plus importants, les transistors de puissance MOSFET classiques exigent une puce très grande pour maintenir une faible dissipation de puissance et ainsi respecter les températures maximales imposées du boîtier. Le transistor à effet de champ à conductivité modulée, avec sa caractéristique de tension de déchet indépendante de la température, remédie au contraire à cet état des choses en maintenant les pertes de puissance à un niveau plus bas que celui des transistors de puissance MOSFET, qui voient leur tension de déchet augmenter avec la température. La petite taille de la puce de ces transistors à effet de champ à conductivité modulée, conséquence d'un meilleur emploi du silicium, en font des composants particulièrement intéressants dans ce cas.

On peut réduire la complexité du système par l'emploi de composants complémentaires à canaux *n* et *p*. Bien que des transistors à effet de champ à conductivité modulée à canal *p* ne soient pas encore disponibles, il existe déjà des échantillons de laboratoire. A remarquer qu'ils offrent un meilleur rendement d'utilisation du silicium que leurs homologues conventionnels à canaux *p*. Cette similitude des caractéristiques entre semi-conducteurs de type *p* et de type *n*, repose sur le fait que les transistors FET à conductivité modulée à canaux *p* – à l'opposé des transistors MOSFET à canaux *p* classiques – ne nécessitent pas deux fois et demi plus de surface de silicium que les composants à canaux *n* de même $R_{DS(on)}$, et est une grande première dans le monde de l'électronique.

Ainsi, les transistors FET à conductivité modulée sont particulièrement bien adaptés à ce type de commande de moteur par le mode de commande très simple des deux composants, celui à canal *n*, contrôlé directement à partir du circuit intégré de commande, et celui à canal *p* à partir d'un circuit simplifié de translation de tension. La petite taille de leur puce leur confère un coût de revient beaucoup plus faible que celui d'un transistor MOSFET de tenue en puissance comparable.

Alimentation à découpage

Les alimentations à découpage seront le dernier exemple d'application de ces nouveaux transistors que nous mentionnons dans cet article. On en illustre la configuration en demi-pont à la **figure 4**.

Le système emploie un circuit intégré de commande standard PWM, commandant le transistor FET à conductivité modulée au travers d'un transformateur. Ici aussi, la haute impédance d'entrée de ces composants simplifie très fortement l'étude du transformateur. Les circuits intégrés de commande sont eux aussi simplifiés puisqu'ils ne doivent plus soutenir de courant de base comme dans le cas des transistors bipolaires.

La fréquence de travail et les temps morts sont les seuls restrictions imposées aux systèmes à transistors MOSFET. La fréquence de travail se situe

Promocab étudie
et réalise vos projets électroniques

• Développement hard, soft à microprocesseur. Banc de test ou d'aide au réglage piloté par Mini.
• Systèmes et produits à base de Mini 16 bits ou µP.
• Un bureau d'études (circuits imprimés et mécaniques) complète ce laboratoire équipé d'HP 64000 d'analyseur logique 1630 D, de PDP 1123 + et PC 350.
• La fabrication de vos matériels peut être assurée dans nos centres de production.

ARCANE Communication

PROMOCAB
Etudes et fabrications électroniques
S.A. au capital de 4.350.000 F
10, RUE AMPERE - 78390 BOIS D'ARCY
Tél. : (1) 30.58.99.99 Télex : 698 780 F

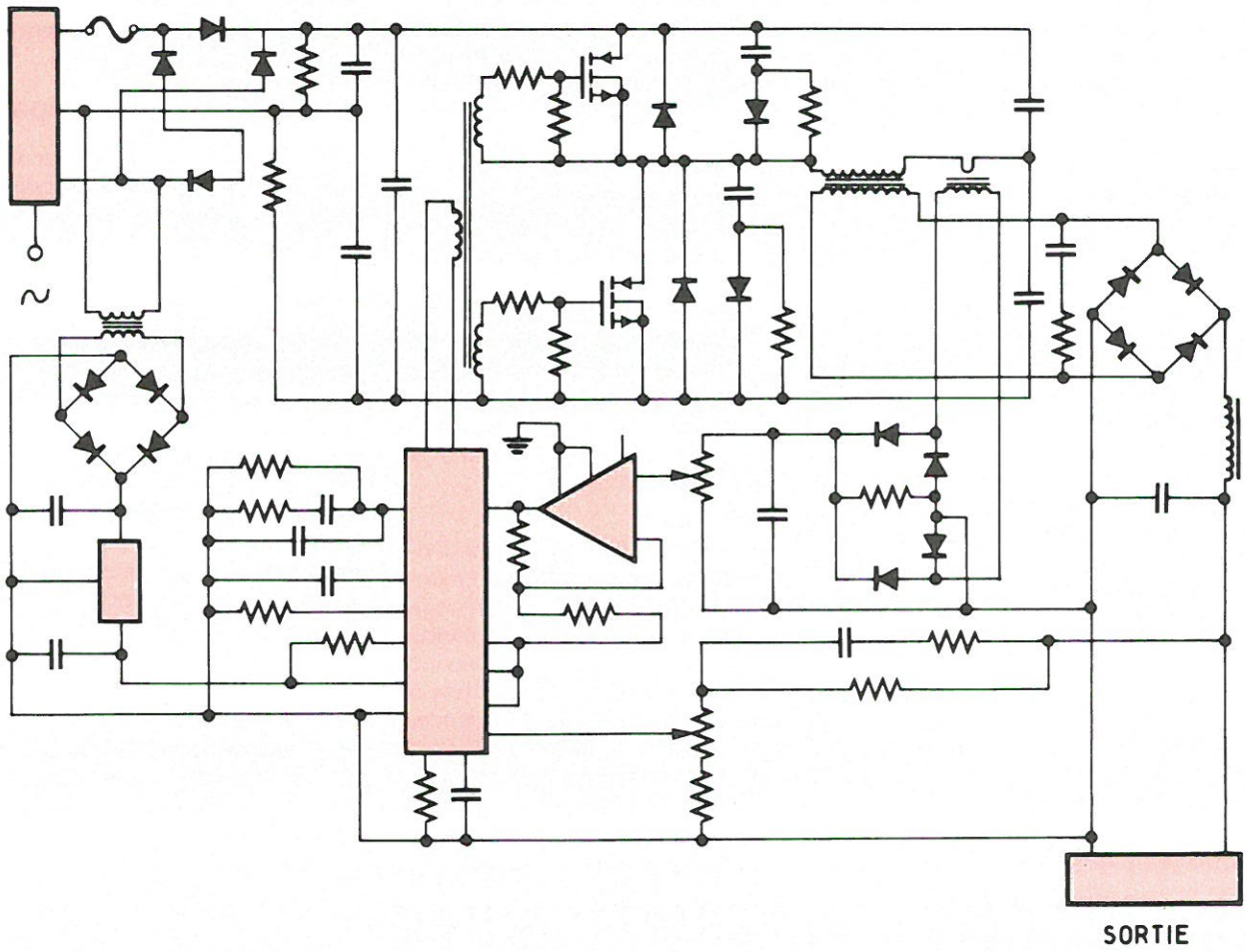


Fig. 4. – Alimentation à découpage en demi-pont. Il s'agit d'un schéma de principe, les valeurs des composants ne sont pas portées.

dans la gamme des 20 à 30 kHz, avec des temps morts de 1 à 2 μs, ce qui est comparable à beaucoup de systèmes utilisant des composants bipolaires. Les vitesses de commutation augmenteront au fur et à mesure que le développement de ce type de composants arrivera à maturité.

Il est cependant peu probable qu'ils aient jamais les mêmes vitesses de commutation que les transistors de puissance MOSFET classiques.

On ne pourra donc les employer dans les alimentations de puissance à découpage nouvellement conçues avec transistors MOSFET conventionnels.

Néanmoins, dans les applications mettant en jeu une plus grande puissance – là où les transistors MOSFET conventionnels doivent être mis en parallèle pour réaliser une $R_{DS(on)}$ assez petite pour maintenir un bon rendement –, le transistor FET à conductivité modulée avec sa petite taille de puce constitue le composant idéal.

Conclusions

Le transistor à effet de champ à conductivité modulée représente sans doute un progrès au niveau des semi-conducteurs de puissance. Sa structure originale lui confère à la fois des caractéristiques similaires à celles des autres dispositifs à semi-conducteurs tout en en faisant un composant à part.

Ces produits possèdent toutes les qualités nécessaires pour que, une fois arrivés à maturité et formant une gamme complète de composants électroniques, ils s'inscrivent dans les projets de montage à transistors bipolaires ainsi que dans plusieurs applications généralement réservées aux transistors de puissance MOSFET conventionnels.

J. Wojclawowicz
RCA Solid State
Adaptation
L. Maréchal
RCA Bruxelles

CAPTEURS 86

L'exposition internationale « Capteurs 86 » se tiendra du 17 au 19 juin 1986 au Parc des Expositions de la Porte de Versailles à Paris.

S'adressant aux spécialistes de la mise en œuvre des capteurs de mesure, tant au niveau des laboratoires de recherches et de développement qu'à celui des applications industrielles, « Capteurs 86 » permettra aux constructeurs français et étrangers de présenter leurs dernières réalisations technologiques.

Un cycle de conférences complétera la manifestation.

Renseignements :
A.P.I.S.T.
B.P. 475-08
75366 Paris Cedex 08
Tél. : (1) 47.23.55.47

Applications

Amplificateur de précision pour capteurs de température au platine

Les capteurs de température au platine sont largement utilisés à cause de leur bonne linéarité, de leur stabilité et de leur interchangeabilité aisée. La sortie de ces capteurs a une valeur typique de 0,4 %/°C ($\Delta R/\Delta T$).

Alimenté par un courant de 1 à 2 mA, un capteur standard de 100 Ω a un niveau de sortie de 0,4 à 0,8 mV/°C, ce qui est relativement élevé comparé aux niveaux des thermocouples : cependant, les capteurs au platine sont fréquemment utilisés dans les applications nécessitant une très grande précision et ayant des taux d'erreur inférieurs à 0,01 °C, ce qui correspond à une variation de 4 à 8 μV au niveau du capteur.

L'amplificateur utilisé dans ces applications doit posséder une faible tension de décalage, un faible courant de polarisation, ainsi qu'une excellente dérive en température et dans le temps.

Principe du montage

Le montage présenté ici n'utilise qu'un seul amplificateur de précision, au lieu des deux ou trois généralement nécessaires.

Ce simple amplificateur possède un montage 4 fils (pont *Kelvin*) à l'entrée, et corrige la non-linéarité du capteur. Les capteurs au platine ont une caractéristique parabolique approximativement égale à :
$(T_h - T_l)^2 (3 \times 10^{-5})$ °C ;
T_h et T_l étant les limites hautes et basses de la gamme de température désirée, ce qui donne 1,2 °C pour une plage totale de 200 °C.

De plus, ce circuit intégré a une procédure de réglage sans instabilité au passage à zéro, de la plage et de la courbe de réponse, évitant ainsi une

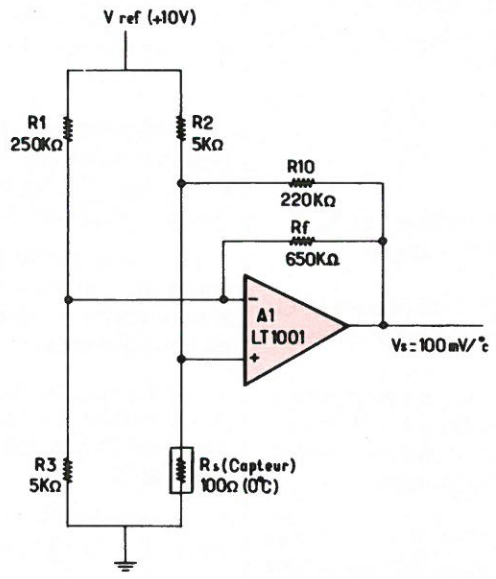


Fig. 1

perte de temps liée aux problèmes d'interactions des différents réglages.

Une version simplifiée est montrée à la **figure 1.** Le capteur est monté en pont avec des résistances de précision R_1, R_2 et R_3. L'amplificateur A_1 détecte les différences de tension sur le pont, celles-ci étant contrebalancées par la résistance de contre-réaction RF.

Une seconde inter-réaction évidente est assurée par R_{10} ; celle-ci est positive et force le capteur à opérer sous un courant $I = I_0 (1 + KT)$. La constante « K » est déterminée par R_{10} et I_0 et ajustée par R_2. Ce courant est dépendant du principe de linéarisation qui sera expliqué plus loin.

Les graphiques de la **figure 2** montrent l'amélioration de la linéarité qui peut être obtenue grâce au courant dépendant de la température du capteur. Dans la plage de température de – 50 °C à + 150 °C, les erreurs ont été réduites approximativement de 1,2 °C à environ 0,004 °C ! Un thermomètre de 0 °C à 500 °C verra sa linéarité passer de 6,5° à 0,16°, soit un rapport de 40/1. La valeur optimum du coefficient « K » est déterminée par l'équation suivante :

$$K = \frac{2R_{sm} - R_{sl} - R_{sh}}{(R_{sh} \cdot T_h) + (R_{sl} \cdot T_l) - (2R_{sm} \cdot T_m)}$$

où T_l, T_m et T_h représentent les valeurs de température basse, moyenne et haute à mesurer, et R_{sl}, R_{sm} et R_{sh} sont les valeurs de résistance du capteur à ces températures.

Celles-ci sont habituellement lues sur les abaques fournis par le fabricant.

Dans l'exemple donné, K est de $1{,}55 \times 10^{-4}$. La valeur de R_{10} est approximativement :

$$R_{10} = \frac{V'_0 (R_2)^2}{V_{ref} \times \alpha R_0}$$

où :

V'_0 est la pente de sortie en V/ °C
α est le coefficient du capteur ($\simeq 0{,}0039$)
R_0 est la résistance du capteur à 0 °C
$V_{réf}$ est la tension d'excitation du pont.

Le circuit complet de la **figure 3** comporte des résistances additionnelles pour travailler à échelle *Kelvin*, avec possibilité d'ajustement.

R_7 réduit le courant dans le « nœud a » à moins de 1 μA. Ceci donne une sensibilité à la sortie de R_a inférieure à 0,002 °C par ohm.

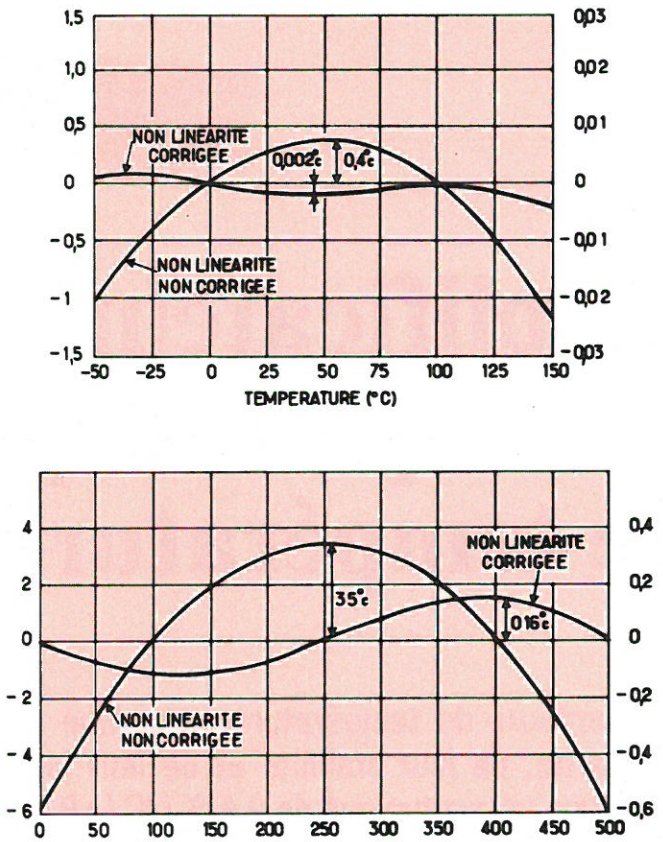


Fig. 2a (en haut) et 2b (en bas).

La combinaison de R_4 et R_6 annule l'effet de R_b en équilibrant le pont, tout en respectant les changements de tension au « nœud b ».

La combinaison de R_4 et R_5 annule l'effet de R_c en équilibrant l'entrée + de l'amplificateur tout en respectant les changements au « nœud c ».

Aucune correction n'est nécessaire pour corriger l'effet de R_d, puisque son influence est supérieure à 0,0004 °C/Ω.

L'ajustement de la tension de décalage est réalisé par R_8 et R_9. La plage de réglage est limitée à ± 3 °C afin d'augmenter la résolution.

En outre, l'utilisation du potentiomètre R_9 permet d'obtenir une meilleure stabilité en fonction du temps et de la température.

Le réglage du gain est réalisé par R_{12}. L'emploi d'un potentiomètre Cermet multitour à faible dérive est recommandé.

Par ailleurs, R_{13} améliore la résolution à ± 2 % de la pleine échelle.

Cette méthode particulière de réglage du gain a de plus l'avantage de ne pas réagir sur le réglage du « zéro », car R_{12} n'a aucune tension à ses bornes quand la sortie est à zéro.

L'ajustement de la linéarité est réalisé par R_{14}. Là encore, pour la même raison, aucune interaction sur le « zéro » n'est à craindre.

Une résistance additionnelle R_{11} a été ajoutée pour éviter une réaction du réglage sur la valeur « pleine échelle ».

En sélectionnant R_{11} telle que : $R_{11}/R_3 = R_3/R_s$ (à la valeur pleine échelle de R_s), R_{14} n'a aucun effet sur la sortie pleine échelle.

Ceci permet une procédure de calibration extrêmement facile.

Calibration en une fois

Puisque dans ce montage les réglages n'ont aucune réaction entre eux, la calibration peut être accomplie pendant un seul cycle de température :

– R_9 est ajustée pour obtenir une sortie « zéro » avec le capteur à 0 °C. La température de l'enceinte climatique est alors augmentée au maximum désiré et...

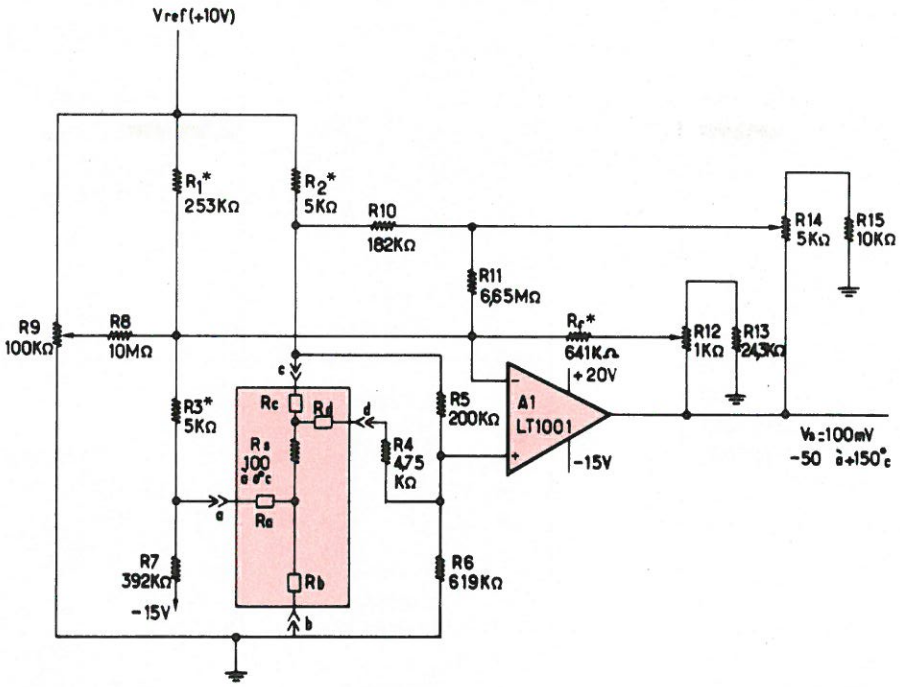


Fig. 3

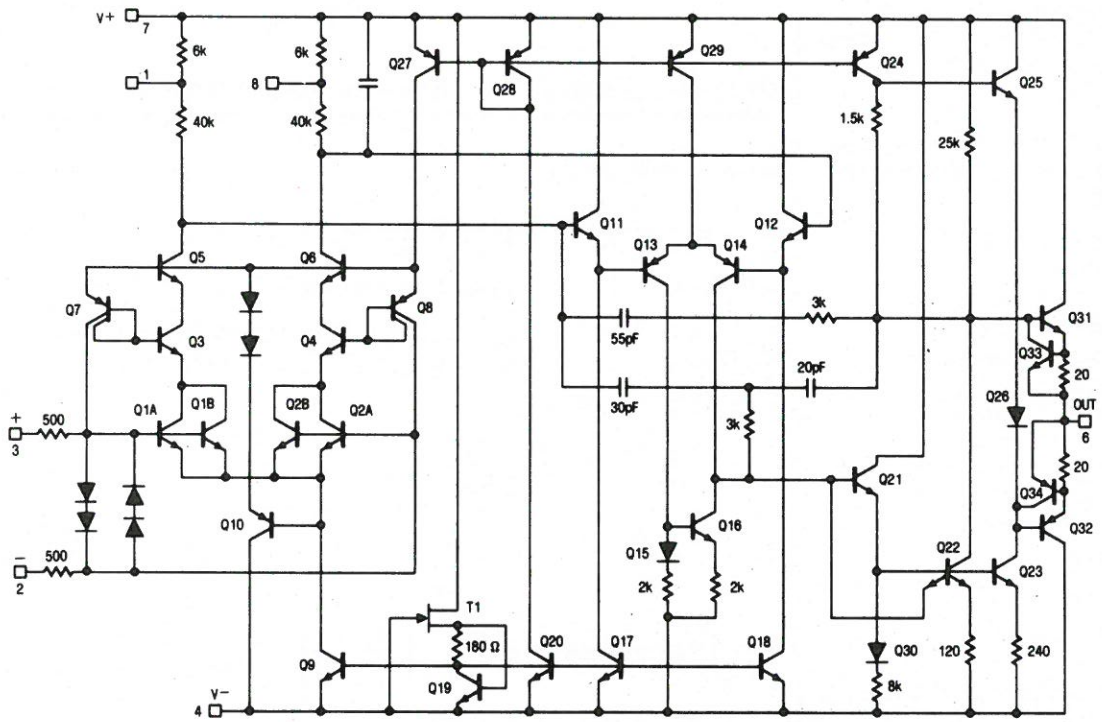


Fig. 4. – Schéma interne du LT 101.

– R_{12} est alors ajustée pour la valeur pleine échelle. Enfin, en réduisant la température pour se situer à mi-échelle...
– R_{14} est ajustée pour obtenir une valeur correcte en sortie.

Le capteur est alors calibré à 0,05 °C.

Si une meilleure précision était requise, un second cycle de réglage, en fonction de la température, réduirait les erreurs en dessous de 0,002 °C.

Il faut noter que ces opérations d'étalonnage peuvent être réalisées sans enceinte climatique : il faut alors utiliser une boîte à décades de résistances de précision qui sera substituée à R_s.

Il faut des résistances à 0,01 % si l'on veut garder une précision de 0,025 °C. La calibration sera alors réalisée en tenant compte des abaques fournis par les fabricants de capteurs.

Les valeurs de résistances, données à la **figure 3**, ont été calculées pour un thermomètre – 50 °C à + 150 °C et utilisant une sonde au platine non dopé ayant un α = 0,003926. Les valeurs changeront légèrement si une sonde au platine dopé (α = 0,00385, conformément aux normes DIN 43760 ou BS 1904) est utilisée.

Les formules données en annexe peuvent être utilisées pour le calcul des résistances dans d'autres gammes de température. Le pont de résistances R_1, R_2, R_3 et R_f devra être choisi pour avoir une bonne stabilité dans le temps et un faible coefficient de température. L'emploi de résistances bobinées est recommandé.

Toutes les résistances devront être des résistances à couche métal à 1 %.

La référence utilisée devra être très stable : une dérive de 0,1 % de la tension de référence entraînera une erreur de 0,1 °C à 100 °C.

L'amplificateur opérationnel devra avoir de très bonnes caractéristiques d'entrée : une variation de 10 μV de la tension de décalage ou de 2 nA du courant de polarisation entraînera une erreur supérieure à l'erreur de linéarité de la sortie.

La sélection des résistances est donnée en annexe et utilise les symboles suivants :

R_{so} = résistance du capteur à T = 0 °C
R_{sl} = résistance du capteur à la température basse
R_{sm} = résistance du capteur à mi-échelle
R_{sh} = résistance du capteur à la température haute
V_{oh} = tension de sortie à haute température
V_{ol} = tension de sortie à basse température
T_h = température maximum
T_l = température minimum
T_m = point milieu entre T_h et T_l

$$K = \frac{2R_{sm} - R_{sl} - R_{sh}}{(R_{sh} \times T_h) + (R_{sl} \times T_l) - (2R_{sm} \times T_m)}$$

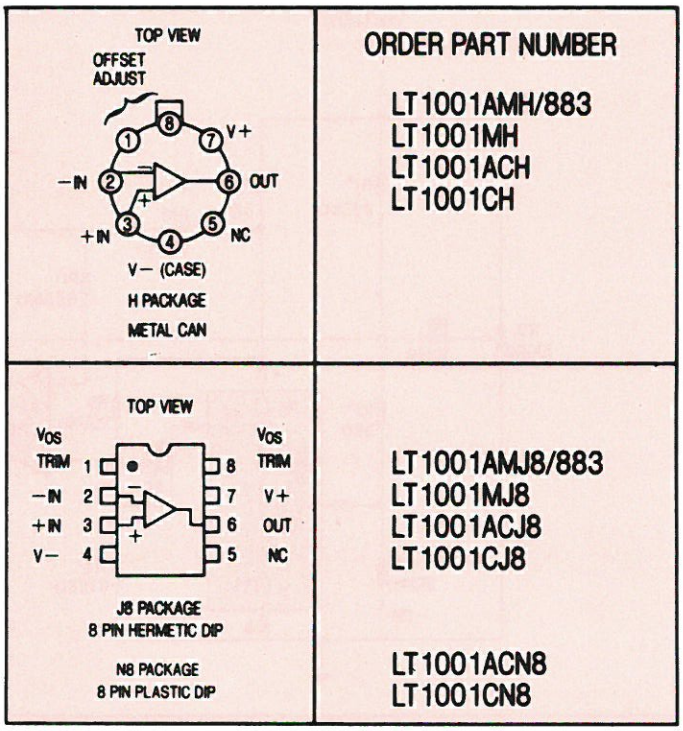


Fig. 5. – Les différents types de LT 1001 proposés et leurs brochages.

Annexe : calcul de la valeur des résistances

● On rappelle que :

$$K = \frac{2R_{sm} - R_{sl} - R_{sh}}{(R_{sh} \cdot T_h) + (R_{sl} \cdot T_l) - (2R_{sm} \cdot T_m)}$$

● Résistances de valeurs préalablement fixées :

$R_2 = 5\ k\Omega$; $R_3 = 5\ k\Omega$; $R_4 = 4{,}75\ k\Omega$; $R_8 = 10\ M\Omega$; $R_9 = 100\ k\Omega$; $R_{12} = 1\ k\Omega$; $R_{13} = 24{,}3\ k\Omega$; $R_{14} = 5\ k\Omega$; $R_{15} = 10\ k\Omega$.

● Formules de calcul

$$R_1 = \frac{R_3 \cdot R_2}{R_{so}} + \frac{(R_3 \cdot R_2)^2}{2\,R_8\,(R_{so})^2}$$

$$R_5 = \frac{R_2 \cdot R_4}{R_{sm}}$$

$$R_f = \left[\frac{(V_{oh} - V_{ol})\,(R_{sm} + R_2)^2}{V_{ref} \cdot R_2\,(R_{sh} - R_{sl})}\right] \cdot \left[\frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3}\right] \cdot \left[\frac{R_{13}}{R_{13} + R_{12}/2}\right]$$

$$R_6 = \frac{R_f \cdot R_4\,(R_1 + 2R_2 + R_3)}{(R_1 + R_3)\,(R_3 + R_{sm})}$$

$$R_7 = \frac{(V^-)\,(R_1 + R_3)}{V_{ref}}$$

$$R_{10} = \frac{(V_{oh} - V_{ol})\,(R_{sm} + R_2)\,(R_{14}/2 + R_{15})}{V_{ref}\left[\dfrac{R_{sh} - R_{sl}}{(T_h - T_l)\,(R_{sm} + R_2)} + K\right](R_{14} + R_{15})\,(T_h - T_l)}$$

$$R_{11} = \frac{R_{10} \cdot R_3\,(R_6 + R_4)}{R_{sh} \cdot R_6}$$

Applications

Amplificateur très faible bruit à gain de 1000

On utilise dans ce montage un amplificateur intégré MAT-02 de *Précision Monolithics* dont le bruit en tension est exceptionnellement faible : 1 nV/$\sqrt{Hz}$ pour un courant collecteur de 1 mA à 4 mA. Le montage tire avantage de ce faible bruit et offre, de plus, une très faible dérive en température et un taux de réjection de mode commun élevé. Un amplificateur programmable OP-32, de provenance *PMI* également, est utilisé dans le second étage pour obtenir un compromis « rapidité/consommation » performant. La bande passante petits signaux est de 1 MHz, le « slew-rate » de 2,4 V/μs et la consommation totale du montage de 2,8 mA environ.

Les transistors Q_2 et Q_3 forment une source de courant de 2 mA (0,65 V/330 Ω = environ 2 mA).

Les courants collecteurs des deux transistors Q_1 sont donc de 1 mA. Les entrées de l'OP-32-G sont à 3 V en dessous de la tension d'alimentation positive (Rc.Ic environ 3 V). Le faible courant d'« offset » de l'OP-32-G (0,5 nA typ) ainsi que sa faible tension d'« offset » (1 mV max.) provoquent une erreur négligeable, référencée à l'entrée du montage. Le gain de l'étage d'entrée est de 100 environ avec I_c = 1 mA et R_L = 3 kΩ.

Du fait que l'OP-32 a un gain en boucle ouverte de 500 000, le gain total en boucle ouverte du montage est de l'ordre de 50 millions. Même avec un gain en boucle fermée de 1000, l'erreur de gain (due à la valeur finie du gain en boucle ouverte) reste négligeable. L'OP-32 possède, de plus, une excellente symétrie du « slew-rate » et une grande linéarité de gain. La distorsion du signal sera donc minimale.

La compensation en fréquence est aisément ajustable, ce qui est très utile pour la limitation du bruit) sur ce circuit, la réponse en fréquence variant avec la valeur de la résistance R_{SET}. Le produit gain-bande de l'OP-32 varie directement en fonction de son courant d'alimentation. Une résistance R_{SET} de 549 kΩ a semblé être le meilleur choix pour ce montage :

$$R_{SET} = \frac{(V+) - (V-) - (2V_{be})}{I_{SET}}$$

I_{SET}, avec une alimentation de ± 15 V et une résistance R_{SET} de 549 kΩ, est approximativement de 52 μA, ce qui donnera un courant d'alimentation de 784 μA environ. L'excursion dynamique de sortie de ce montage est excellente, celle de l'OP-32 étant de ± 14 V pour une alimentation en ± 15 V.

Les caractéristiques d'entrée sont elles aussi performantes. La tension d'« offset » du MAT-02-B/F est inférieure à 150 μV à 25 °C, et sa dérive maximum est de 1 μV/°C. L'ajustage de l'« offset » permettra de réduire cette dérive. Ceci peut être accompli en déséquilibrant faiblement (à l'aide d'un potentiomètre de 100 Ω) les résistances de charge des collecteurs. Cet ajustage permet de réduire la dérive à des valeurs de l'ordre de 0,1 μV/ °C.

Le β minimum de 400, à I_c = 1 mA pour le MAT-02, donne au montage un courant de polarisation de 2,5 μA environ. Ce circuit devra donc être utilisé avec des impédances de source suffisamment faibles pour ne pas dégrader les performances en « offset » et en bruit.

Ce montage décrit fournit donc un bruit d'entrée extrêmement faible et une excellente caractéristique en dérive.

Le bruit peut être encore réduit en augmentant les courants collecteurs de 1 mA à 3 mA. Mais la consommation totale est alors augmentée.

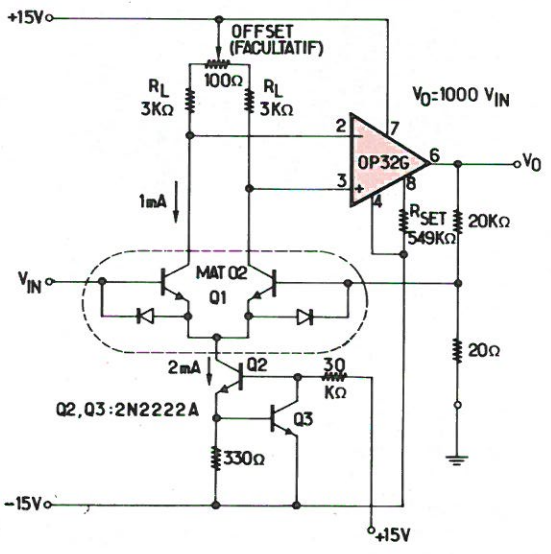


Fig. a

Applications

Pilotage par microprocesseur d'un moteur à courant continu

La réalisation d'un convertisseur statique réversible, piloté par microprocesseur, permet d'envisager une commande de la vitesse d'une machine à courant continu et de son courant d'induit durant ses différentes phases de fonctionnement.

L'article ci-après décrit le matériel et le logiciel permettant l'exploitation d'un tel ensemble, fréquemment utilisé dans le domaine industriel.

Description du matériel

Schéma global (fig. 1)

Deux ponts redresseurs montés tête-bêche alimentent une machine à courant continu de 2 kW chargée par un frein de **Foucault.** Ce montage permet la marche dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse de la machine.

Une génératrice tachymétrique, placée en bout d'arbre, fournit l'information vitesse « N ». Un transformateur d'intensité placé sur la source d'alimentation fournit l'information courant « I » tandis qu'un transformateur de tension fournit une image du réseau « R ».

Ces trois grandeurs sont envoyées à la carte d'interface programmable détaillée ci-après et reliée à la carte à microprocesseur du 6502 : « AIM 65 ».

Carte d'interface programmable

Le schéma synoptique présenté à la **figure 2** résume les fonctions réalisées par cette carte. La partie commande des impulsions de gâchette a été décrite dans un article précédent (*Electronique Applications* n° 42, p. 45 : « Commande numérique d'un convertisseur statique »).

Les diagnonales d'un pont redresseur reçoivent les mêmes trains d'impulsions mais déphasés de 180°.

La partie acquisition comporte trois chaînes :

– le réseau « R », après isolement, est transformé en un signal carré compatible TTL. Un niveau logique « 1 » correspond à une alternance positive, un niveau logique « 0 » à une alternance négative ;

– l'information vitesse « N », après atténuation, est filtrée et additionnée à une composante continue afin que toutes les valeurs possibles, négatives ou positives, soient ramenées à un niveau de tension compris entre « 0 » et « N » à l'entrée du convertisseur analogique numérique ;

– l'information courant « I », après isolement, est amplifiée, redressée et filtrée.

Le courant moyen obtenu est donc l'image des courants circulant dans la machine à courant continu.

Le schéma global de la carte d'interface programmable est présenté à la **figure 3** :

– L'amplificateur A_1, monté en comparateur, transforme le signal sinusoïdal prélevé sur le transformateur de la carte d'alimentation en un signal rectangulaire au moyen d'une diode Zener de 5,1 V.

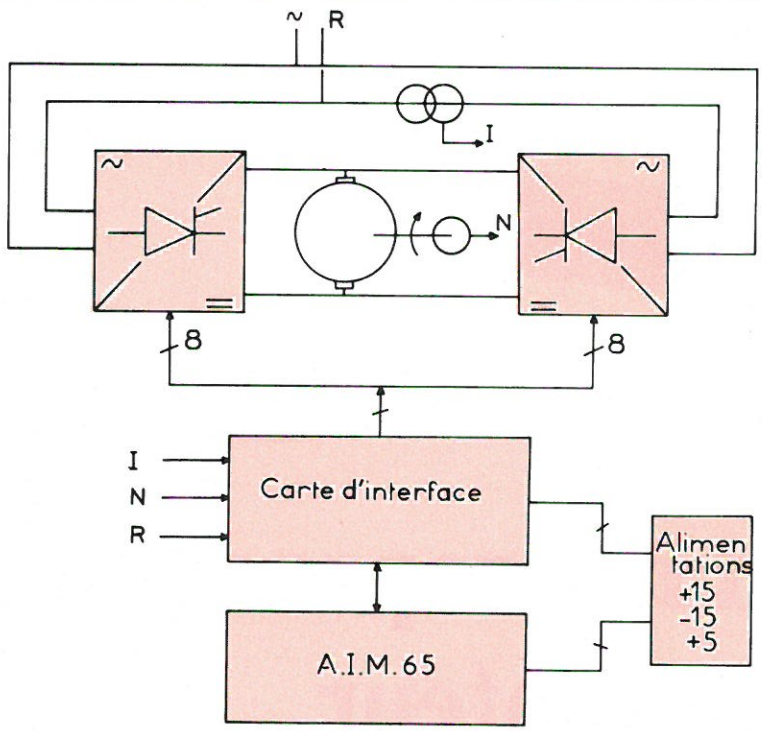


Fig. 1

– Un filtre actif du second ordre est construit autour de l'amplificateur A_2 ; A_3 est monté en additionneur.

– Le courant est prélevé à l'aide d'un shunt ; il subit, après passage par un transformateur, un redressement (circuits A_4 et A_5), puis un filtrage (circuit A_6).

– Les signaux courant et vitesse sont multiplexés par un circuit 4016 (C-MOS) alimenté en 15 V ; la commande du multiplexage est réalisée par le fil PB4 de la V.I.A. 6522 ramenée à un niveau de tension correct par des étages à transistors.

– Les signaux sont envoyés à un convertisseur analogique numérique ADC 0804 doté d'une horloge à 800 kHz. La conversion se fait en mode « poignée de main » à l'aide de la V.I.A. 6522. Les données sont reliées au port A. Le signal de début de conversion (S.C.) est fourni par le fil CA_2, et l'attente du signal (E.O.C.) se fait sur le fil CA_1.

– Pour ce qui est de la commande des signaux de gâchette, l'oscillateur 32 kHz est généré sur le fil PB_7, et sa fréquence est réglée par programmation du compteur interne T_1 de la V.I.A. 6522. L'enveloppe des signaux de gâchette est générée sur les fils PB_0 à PB_3. Quatre transformateurs d'impulsion isolent la commande de la partie puissance.

Le pont redresseur (fig. 4)

Les éléments redresseurs sont des ponts de Graëtz monophasés construits à l'aide de thyristors TR 8010 (16 A, 800 V). Un réseau RC placé entre anode et cathode des éléments semi-conducteurs permet de protéger ces derniers contre les surtensions au blocage.

La carte d'alimentation

Elle fournit les trois tensions d'alimentation nécessaires au fonctionnement du micro-ordinateur et de la carte d'interface programmable.

Elle utilise des régulateurs désormais classiques. L'alimentation 5 V devant fournir 2,5 A, un transistor ballast sera monté en parallèle sur le régulateur de tension de type 7805.

Réglage de la carte

La machine étant à l'arrêt, un appel au sous-programme « mesure de la vi-

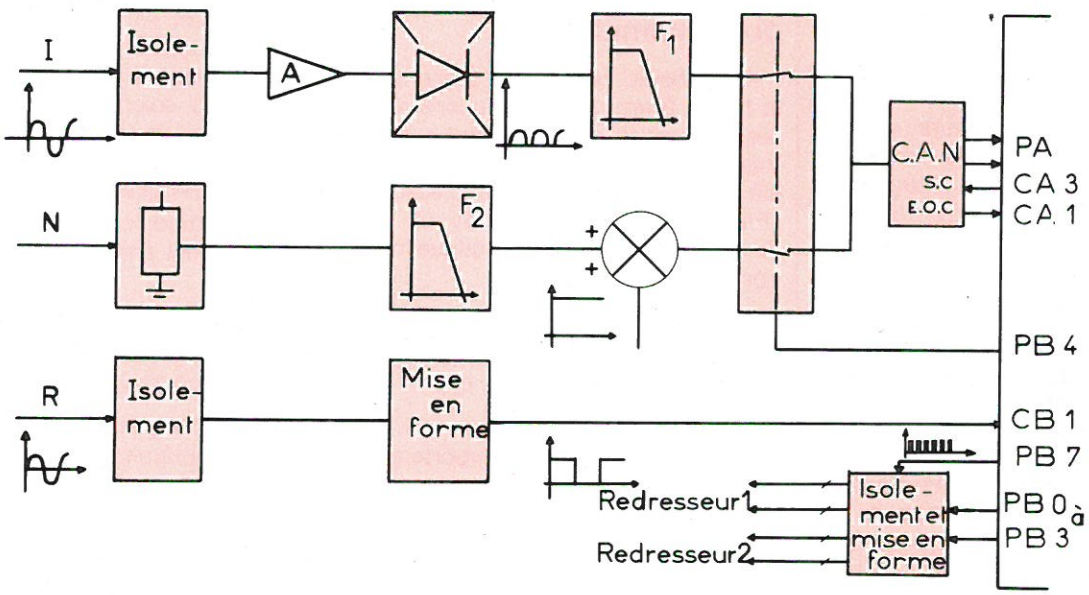


Fig. 2

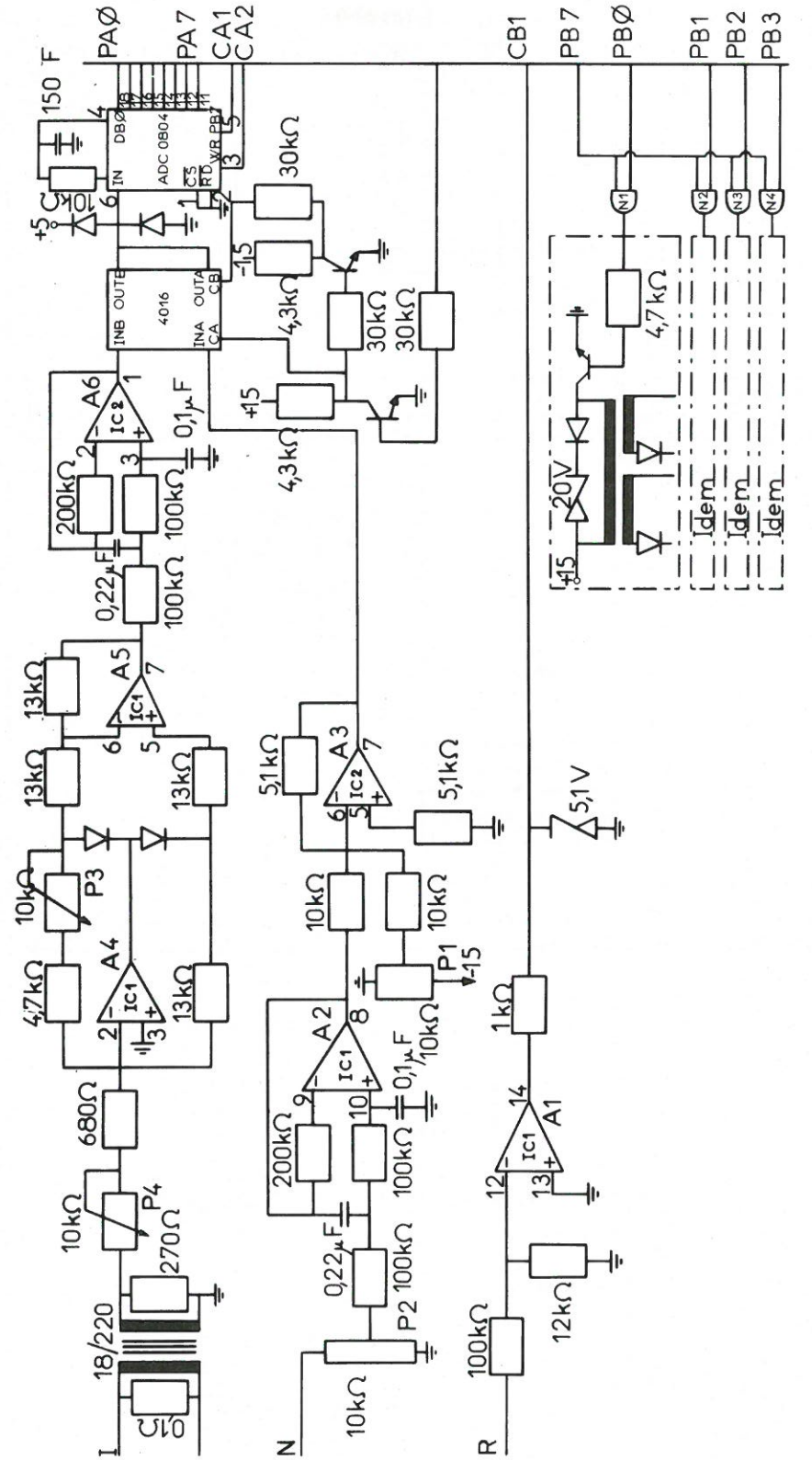


Fig. 3

tesse » doit fournir une grandeur numérique (80) H. Le réglage du potentiomètre P_1 permet d'obtenir cette valeur. Le potentiomètre P_2 est réglé de telle sorte que le C.A.N. décèle une variation de 15 trs/mn.

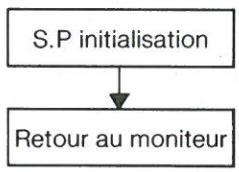
Une action sur P_3 permet de régler la symétrie du signal courant redressé et une action sur P_4 permet de ramener le signal « courant » maximum à 5 V.

Commande d'un convertisseur réversible

L'utilisation d'un ensemble à microprocesseur 6502 possédant un assembleur interactif permet la mise au point aisée de différents programmes de commande des ponts redresseurs.

Ceux-ci ont été décrits dans le précédent article déjà cité. Le microprocesseur travaille en mode interrompu. A chaque passage par « 0 » du secteur, un compteur de l'interface est chargé par l'angle d'amorçage θ, tandis que les signaux de sortie du port de l'interface sont remis à « 0 ». A la fin du comptage de l'angle θ, les ports adéquats sont remis à « 1 » ; les signaux de commande des thyristors d'une diagonale d'un des deux ports sont envoyés sur les gâchettes adéquates.

Le contrôle de la tension de sortie d'un pont redresseur s'effectue à l'aide du **programme** 1 ci-dessous.



Le programme « moniteur » est utilisé ici pour modifier le contenu des mémoires représentant l'angle θ.

Le sous-programme « initialisation » sert à configurer convenablement les registres internes de l'interface 6522 et permet de plus :
– d'initialiser « 0 » ($\theta = \pi$ lors du démarrage) ;
– de choisir le redresseur à commander ;
– d'autoriser les interruptions choisies.

Un programme de linéarisation de l'ensemble mot de commande (hexadécimal) – vitesse de la machine, permet un réglage aisé du groupe.

La grandeur de commande est notée (e_c) H.

La vitesse est notée $(N)_H$, ces grandeurs étant définies en hexadécimal.

L'utilisation d'un microprocesseur permet d'envisager plusieurs contrôles de la machine.

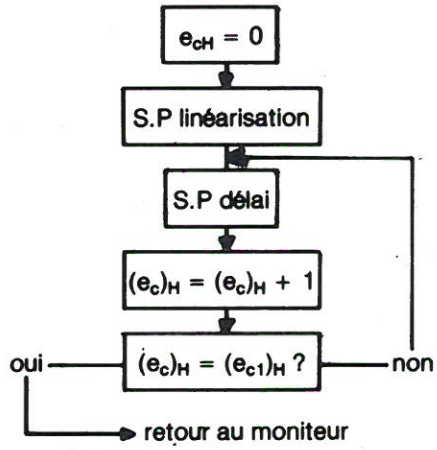
Démarrage en boucle ouverte jusqu'à une grandeur de consigne

Le **programme 2** permet de régler le gradient de vitesse dN/dt durant la phase de démarrage. La grandeur de consigne est notée (e_c) H.

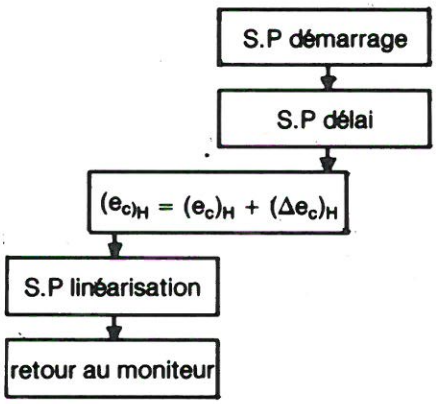
Le sous-programme « délai » permet de régler la durée du démarrage. Le sous-programme « linéarisation » permet d'obtenir des variations de vitesse de consigne proportionnelles aux variations de la grandeur de commande.

Le programme défini ci-avant sera noté « S.P. Démarrage ».

L'appel du sous-programme « délai » nécessite le préchargement d'une mémoire par une grandeur proportionnelle à la durée souhaitée.



Programme 2



Programme 3

Réponse en vitesse de la machine en boucle ouverte

L'obtention de la réponse indicielle d'un système permet l'identification d'un modèle représentant sa fonction de transfert.

L'utilisation d'un microprocesseur permet d'obtenir la réponse du moteur à des échelons de consigne autour de différents points de fonctionnement.

L'organigramme permettant de tels essais est celui du **programme 3.**

La **courbe 1** montre la réponse en vitesse du moteur à un échelon de consigne ; la vitesse atteint le nouveau point de consigne à 5 % au bout de 3 τ, soit 0,45 s. Une régulation avec couple d'accélération imposé permet d'améliorer la dynamique du système. Les enregistrements de la **courbe 2** montrent les réponses à des échelons de couple de la charge pour différents points de consigne et mettent en évidence la nécessité d'une régulation.

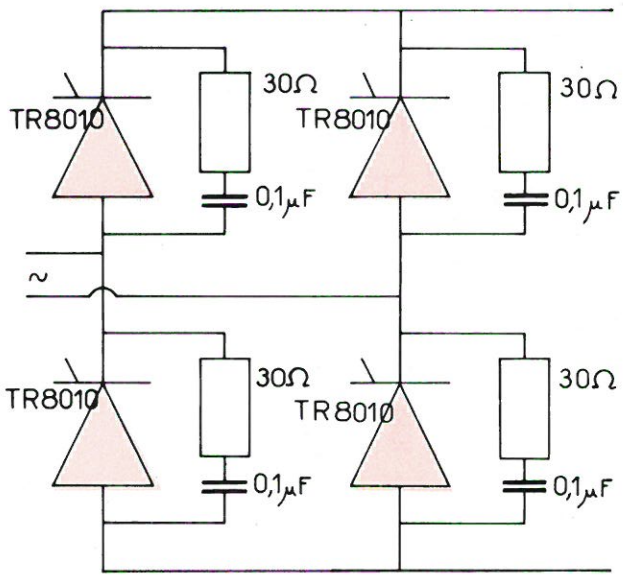
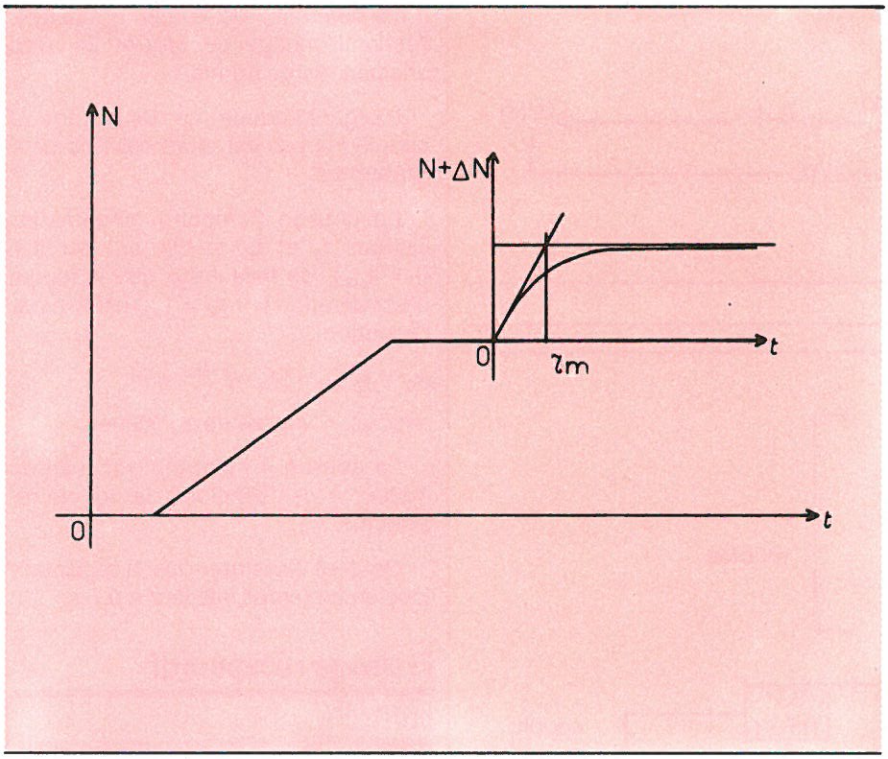


Fig. 4



Courbe 1. – Réponse indicielle.

$$J\frac{d\omega}{dt} + (f + A)\,\omega = C_m = Ki$$

(équation mécanique)

avec :

R = résistance de l'induit de la machine

L = inductance de l'induit de la machine

K = constante de la machine

$\left(\frac{V}{\omega} \text{ pour } i = 0\right)$

f = coefficient de frottement visqueux

A = coefficient de couple résistant (f = f + A).

En utilisant les fonctions de transfert et les schémas-blocs, ces équations amènent au schéma bloc 1.

Ce schéma bloc modélise le fonctionnement de la machine pour un fonctionnement en boucle ouverte dans le cas de signaux non discrets.

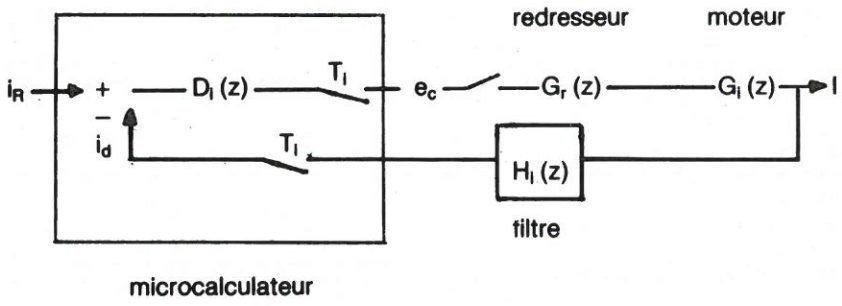
Régulation numérique de vitesse avec couple d'accélération imposé

La commande d'un moteur à courant continu impose un contrôle du courant d'induit. Divers schémas de régulation existent dans l'industrie (régulation à boucles convergentes, régulation cascade ou parallèle).

Pour des questions de facilité de mise en œuvre, nous avons choisi une régulation parallèle ; le programme décrit ci-après permet un démarrage à couple imposé puis une régulation de vitesse.

Les équations électriques et mécaniques de la machine sont établies pour des variations des valeurs moyennes des variables :

$v = Ri + L\frac{di}{dt} + K\omega$ (équation électrique)



$$H_l(z) = Z\ \frac{Kf}{1 + 2\,\omega fp + \omega f^2 p^2}$$

$$G_r(z) = \frac{e_c}{v} = K_r$$

$$G_l(z) = Z\ \frac{1/R}{1 + T_{ep}}$$

Schéma bloc 2

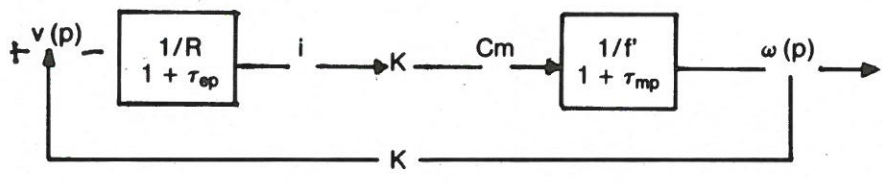


Schéma bloc 1

Régulation de courant

Le microcalculateur et le redresseur introduisent un échantillonnage de telle sorte que le schéma-bloc correspondant à ce fonctionnement est alors le schéma bloc 2.

Les deux interrupteurs de période Ti égale à 10 ms étant synchrones par

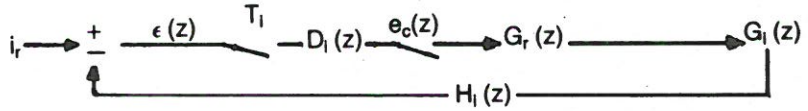
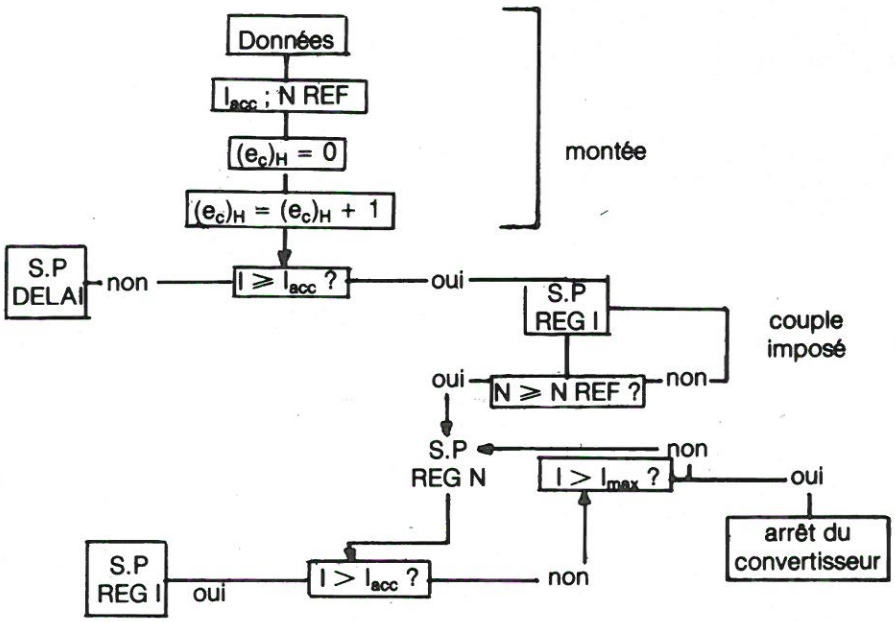


Schéma bloc 3



Programme 4

programme, nous pouvons simplifier ce schéma à la façon du schéma bloc 3.

Il s'agit de réaliser un réseau correcteur numérique Di(z) permettant d'obtenir des performances souhaitées pour la réponse du courant.

Le correcteur choisi est du type proportionnel intégral :

$$Di(z) = \frac{e_c(z)}{(z)} = K_p + K_i \frac{T}{1 - z^{-1}}$$

$$\Rightarrow e_c(n) = e_c(n-1) + K_i T \Sigma(n) + K_p [\Sigma(n) - \Sigma(n-1)]$$

Les coefficients K_p et $K_i T$ peuvent être synthétisés théoriquement à partir de la connaissance des blocs de la fonction de transfert.

Dans un souci de simplification, ces coefficients ont été déterminés expérimentalement.

Les courbes ci-après montrent les résultats obtenus.

Le régulateur numérique de vitesse a été déterminé de la même manière, l'échantillonnage se faisant ici avec une période de 40 ms.

L'organigramme de démarrage à couple imposé est alors celui du **programme 4.**

La courbe 3 montre qu'entre les instants t_1 et t_2, le courant est fixé ($I = I_{acc}$), de telle sorte que le temps d'accélération $t_1 - t_2 = t_{acc}$ est fixé par l'équation :

$$\omega_c = K I_{acc} \cdot [1 - e^{-t_{acc}/\tau m}]$$

avec ω_c = vitesse de consigne.

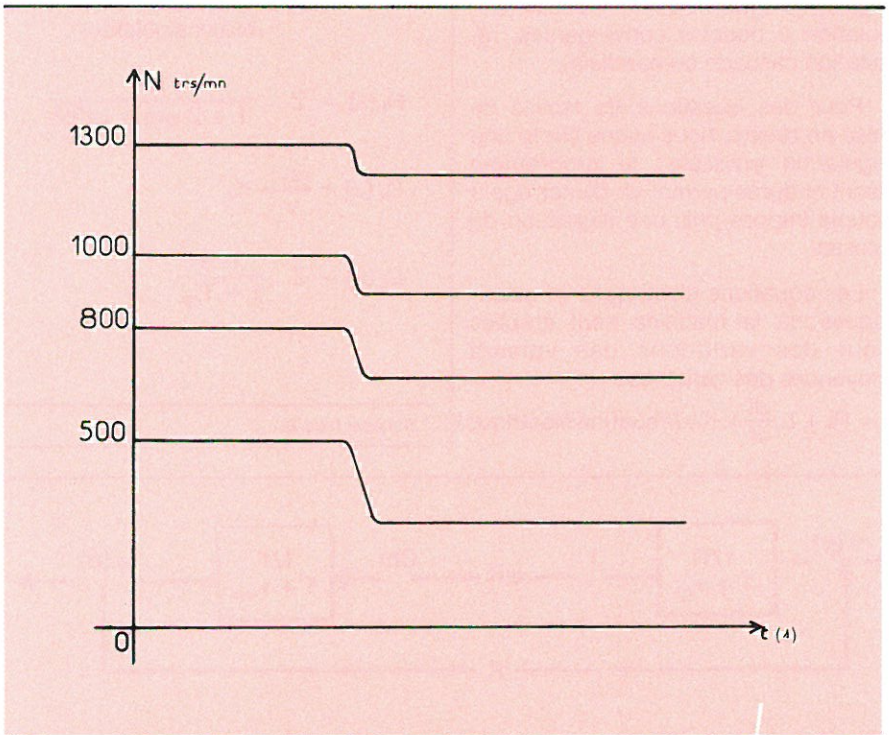
La **courbe 4** montre la réponse du moteur à des échelons de couple résistant.

On peut constater que la régulation joue en un temps inférieur à 0,5 s.

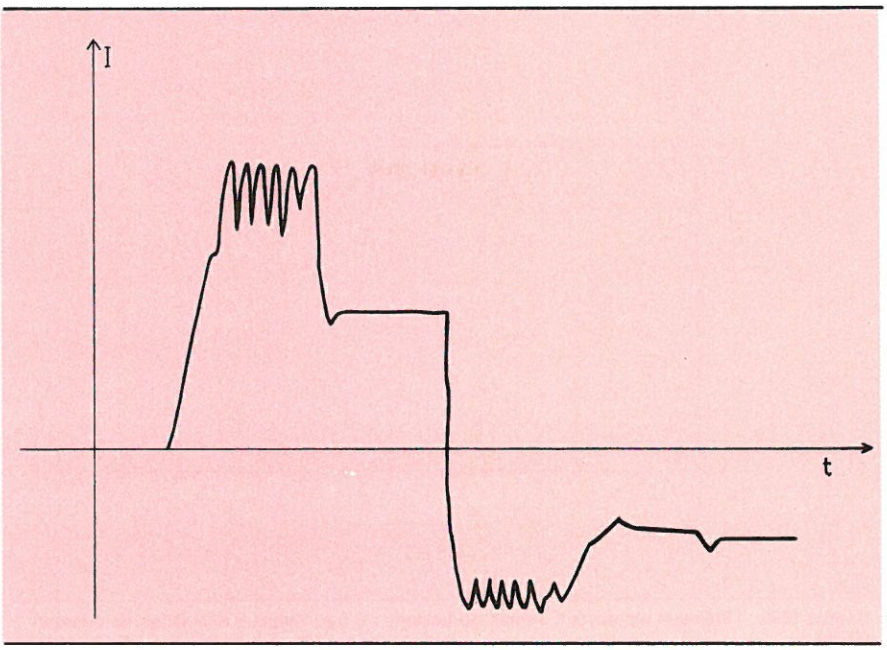
Freinage récupératif contrôlé

Le montage proposé permet d'effectuer un freinage récupératif de la machine. Le premier pont redresseur étant en service, on diminue la tension de commande ; dès que le courant s'annule dans la charge, on met en service le second redresseur en imposant le courant I_f dans la charge.

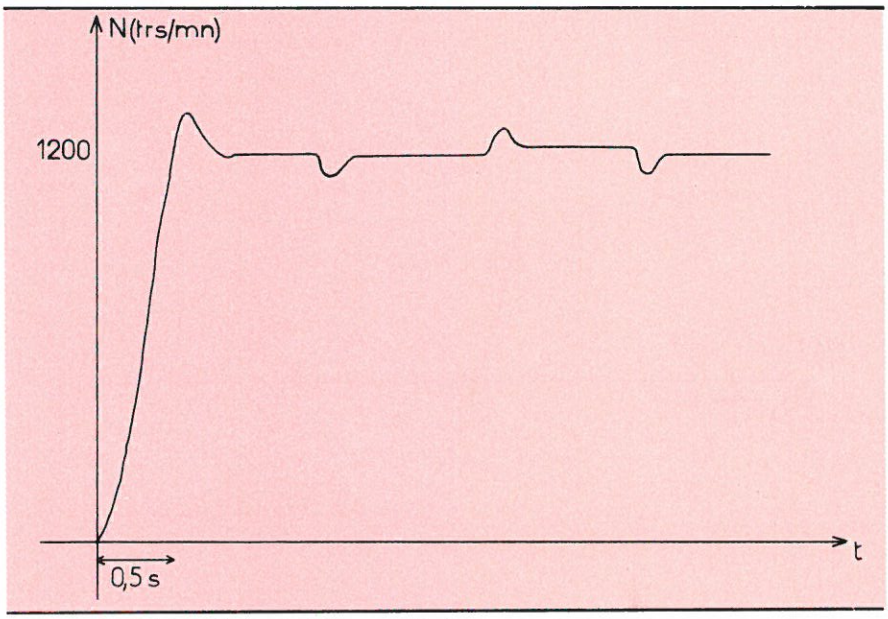
Le moteur est ainsi soumis à un couple négatif $-k I_f$. Quand la vitesse



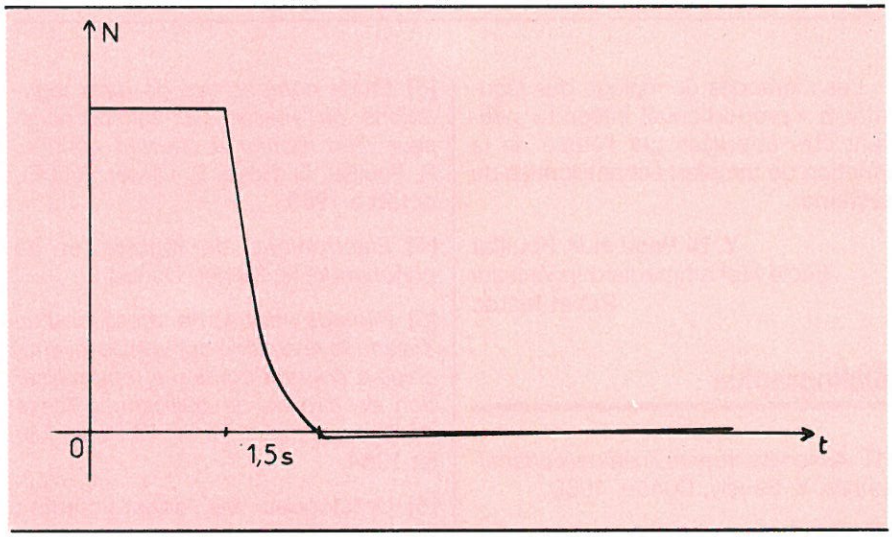
Courbe 2. – Réponse à des échelons de couple.



Courbe 3



Courbe 4. – Echelons de charge à vitesse nominale.



Courbe 5. – Freinage non récupératif. Temps de freinage : 1,5 s.

s'annule, la tension de commande est mise à « 0 ». Les **courbes 5** et **5bis** montrent les résultats obtenus.

On constate que la décroissance de la vitesse est sensiblement linéaire et que le freinage s'effectue entre 0,6 s environ contre 1,5 s dans le cas d'un freinage libre.

La variation de vitesse répond à la loi :

$$\frac{d\omega}{dt} = -k\,\frac{I_f}{J}$$

Divers essais ont montré que les régulations étaient satisfaisantes pour différentes consignes.

On peut toutefois noter que le courant présente des oscillations non négligeables pendant la phase d'accélération. Les difficultés du réglage du courant sont dues au fait que la période d'échantillonnage est imposée et voisine de la constante de temps électrique de la machine.

Inversion du sens de marche

Le montage réalisé permet une marche quatre quadrants de la machine, et en particulier une inversion contrôlée du sens de marche.

Ce type de fonctionnement découle du précédent ; cependant, après annulation de la vitesse, le premier redresseur doit resté amorcé, tandis que le courant imposé sert d'accélération de la machine pour les vitesses négatives. La **courbe 6** montre les résultats obtenus.

On doit noter que le passage d'une régulation à l'autre s'effectue à l'aide d'un contrôle en boucle ouverte afin de limiter les à-coups.

Conclusion

Les auteurs ont voulu décrire dans cet article un ensemble machine-convertisseur statique piloté par microprocesseur et préciser les possibilités d'un ensemble à logique programmée.

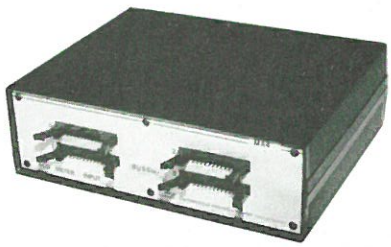
Le kit utilisé permet de concevoir de nombreux programmes de commande de divers convertisseurs (hacheurs, onduleurs, cycloconvertisseurs).

INSTRUMENTATION PERI-INFORMATIQUE

Générateur multifonctions :
synthétisé - verrouillage de phase ;
mode local ou programmable IEEE-488 ;
stockage de paramètres ;
fréquence 2 mHz à 20 mHz.

Fréquencemètre à microprocesseur :
programmable IEEE-488 ; 10 fonctions de calcul ; 0 à 150 MHz (option 1 GHz).

Wattmètre universel numérique :
tensions, courants efficaces vrais ;
puissance et mesure du dB ;
interfaçable IEEE-488, BCD, analogique.

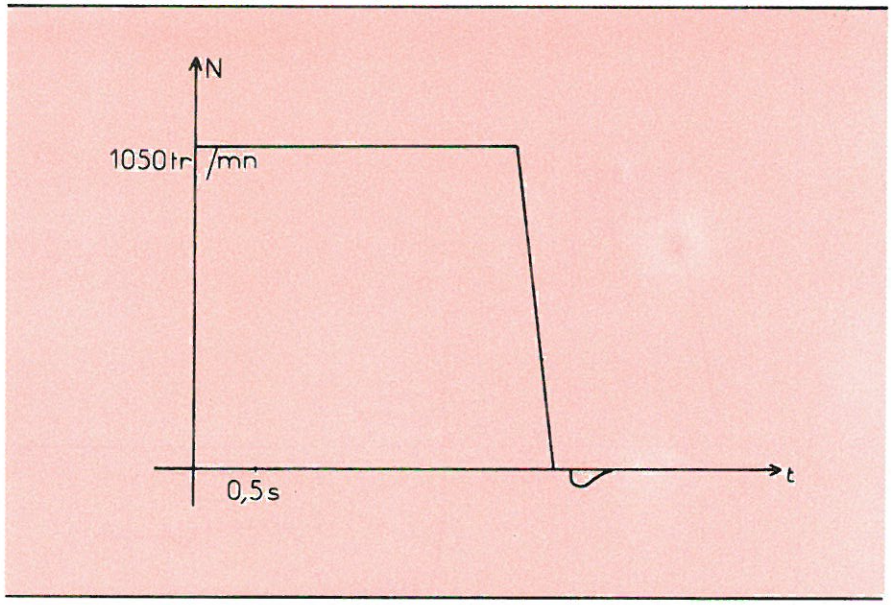


Interfaces de conversion :
IEEE-488 ↔ RS-232C ;
buffer, timer incorporés.

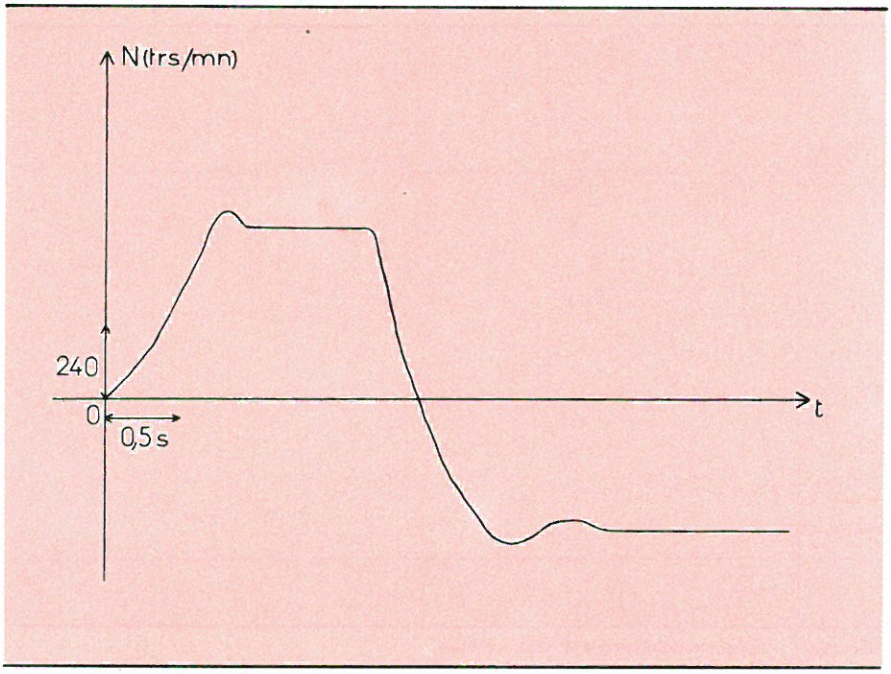
Interfaces de compteurs BCD :
4 entrées ; IEEE-488 ou RS-232C ;
capacité de 50 à 12 288 mesures ;
buffer, timer incorporés.

SERVICE-ANNONCEURS N° 107

GRADCO FRANCE
24, rue de Liège, 75008 Paris - France
Tél. (1) 42.94.99.69 — Télex : 641190 F



Courbe 5bis. – Freinage récupératif. Temps de freinage : 0,5 s ; temps d'annulation du courant : 40 ms.



Courbe 6. – Inversion du sens de marche.

Les méthodes de réglage des régulateurs « proportionnel intégral » peuvent être abordées par l'étude de la fonction de transfert échantillonnée du système.

Y. Di Pace et P. Fouillat
Ecole Mohammadia d'Ingénieurs
Rabat-Maroc

Bibliographie

[1] *Asservissements linéaires échantillonnés.* Y. Sevely, Dunod, 1968.

[2] *Computer control system.* Astrom-Wittemark, 1981.

[3] *Etude comparative de deux régulations de vitesse par microprocesseur d'un moteur à courant continu.* R. Feuillet, D. Roye, E. Olivier, R.G.E., octobre 1983.

[4] *Electronique de réglage et de commande,* H. Bülher. Dunod.

[5] *Pilotage par microprocesseur d'un ensemble réversible convertisseur-machine à courant continu et optimalisation de circuits de puissance,* Thèse de Docteur Ingénieur, Y. Di Pace, juillet 1984.

[6] Catalogues des constructeurs : National Semiconductor, Thomson, Texas Instruments.

Etude

Mesures de temps à l'aide d'un oscilloscope

(première partie)

La mesure des temps en instrumentation de laboratoire requiert le plus souvent un appareillage complexe, donc onéreux. Les auteurs de cette étude ont conçu un système qui, pour quelques centaines de francs, permet de transformer un oscilloscope classique, fût-il « bas de gamme », en un dispositif de mesure facile et précise des temps ; baptisé « DGL 74 » par ses créateurs, cet appareil est conçu autour d'un circuit compteur Intel 8253 (ou 8254), couplé avec un « monochip » 8748 de façon à obtenir un ensemble autonome.

Mais, au prix d'une réécriture des programmes, cette structure peut s'adapter à tout système micro-informatique, tel qu'un ordinateur « de poche ».

But de l'application

Vu par l'oscilloscope, le « DGL 74 » se présente comme un accessoire laissant l'ensemble des commandes et des entrées sur face avant disponibles à l'utilisateur.

Les seules liaisons nécessaires entre le dispositif et l'oscilloscope concernent l'entrée de Whenelt et la sortie Porte, signaux directement accessibles en face arrière sur certains oscilloscopes (ex. : Métrix 712) et qu'il est toujours possible d'obtenir sur les autres au prix d'indispensables précautions.

Le but recherché est de permettre une mesure précise et facile des temps en éliminant les erreurs de parallaxe et en travaillant éventuellement en base de temps décalibrée.

A cet effet, le dispositif génère une surbrillance sur la ou les trace (s).

Cette surbrillance apparaît entre le début de la trace (côté gauche) et un autre point de la trace que nous appellerons « point courant » **(fig. 1)**. Deux touches fléchées « ← » et « → » permettent de déplacer le point courant dans l'un ou l'autre sens.

Une touche d'initialisation *I* permet au dispositif de s'adapter à la vitesse de balayage de l'oscilloscope.

Une dernière touche *M* permet d'affecter à une position quelconque du point courant le rôle d'origine des temps.

Enfin, un affichage sur 3 digits indique à tout moment l'écart en temps entre l'origine des temps et le point courant, avec témoin d'avance ou de retard.

Le principe d'une mesure est indiqué sur les **figures 2 à 5**. Notons que l'initialisation n'est à faire que lors d'un changement de calibre de base de temps.

La position de l'origine des temps peut être modifiée à tout moment.

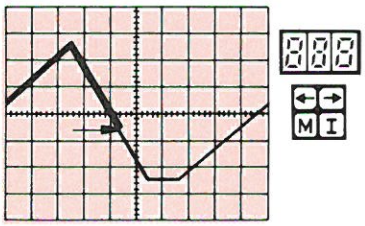


Fig. 1. – Surbrillance, touches de contrôle et affichage. Le point courant est indiqué par une flèche.

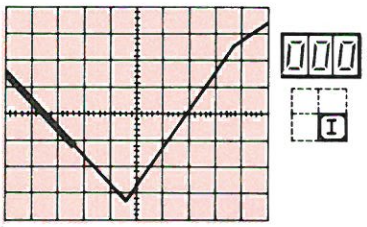


Fig. 2. – Une impulsion sur *I* (touche d'initialisation ou de calibrage). La surbrillance se positionne au quart de l'écran.

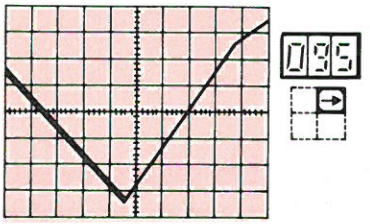


Fig. 3. – On amène la surbrillance jusqu'au point choisi.

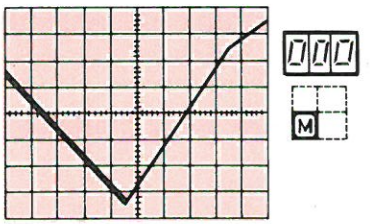


Fig. 4. – Une impulsion sur M affecte au point courant le rôle d'origine des temps.

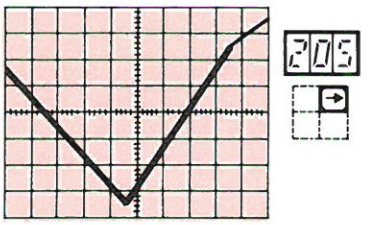


Fig. 5. – Déplacement du point courant. Mesure des temps.

Avant d'aller plus avant, précisons que tel que les auteurs l'ont réalisé, le système permet l'utilisation sur les calibres de 10 µs/cm à 2 ms/cm avec un pas de 0,5 mm.

Nous verrons plus loin qu'il s'agit là de performances minimum et comment les améliorer très simplement.

Enfin, le logiciel mis en œuvre rassemble environ 400 instructions, soit près de 1 Ko.

Modulation de luminosité sur un oscilloscope

Rappelons que sur un tube cathodique **(fig. 6)**, l'intensité du faisceau d'électrons, émis par la cathode chauffée *K* et accéléré par les anodes *A*, est commandée par l'électrode de Whenelt *W*, portée à un potentiel négatif réglable par rapport à la cathode.

Générer une surbrillance sur la trace revient donc à commander l'évolution dans le temps du potentiel de l'électrode de Whenelt.

En aucun cas, cette commande ne doit se faire directement sur l'électrode *W*.

En effet, celle-ci est à un potentiel voisin de la cathode, soit de l'ordre de – 1 800 V à – 2 000 V par rapport à la masse de l'appareil, d'où un risque d'électrocution mortelle.

Si une borne de modulation extérieure du Whenelt n'a pas été prévue, il est possible de l'implanter de différentes façons :

– en réalisant une action additive sur le potentiomètre de réglage d'intensité. Cette solution n'est à retenir que si ce potentiomètre a ses deux bornes extrêmes placées à un potentiel peu élevé par rapport à la masse ;

– en réalisant une action additive sur la partie basse tension de l'amplificateur d'allumage (utilisé pour l'extinction du spot pendant les retours).

Compte tenu des fréquences que nous utiliserons pour moduler la luminosité de la trace, un couplage capacitif est possible pour exercer l'action additive, ce qui simplifie sa mise en œuvre.

En raison de la diversité des techniques utilisables, nous ne pouvons que recommander une analyse détaillée des schémas et la plus grande prudence. Dans les cas douteux, il conviendra de demander l'information auprès du constructeur de l'oscilloscope.

Dans ce qui suit, nous générerons un signal logique TTL de commande de luminosité tel, que le niveau bas correspond à l'éclairement normal de la trace et le niveau haut correspond à son extinction **(fig. 7)**. Suivant les modèles d'oscilloscopes, ce signal pourra être utilisé directement ou devra être inversé et/ou amplifié avant utilisation.

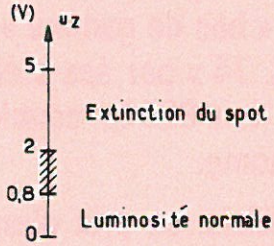


Fig. 7. – Commande de luminosité.

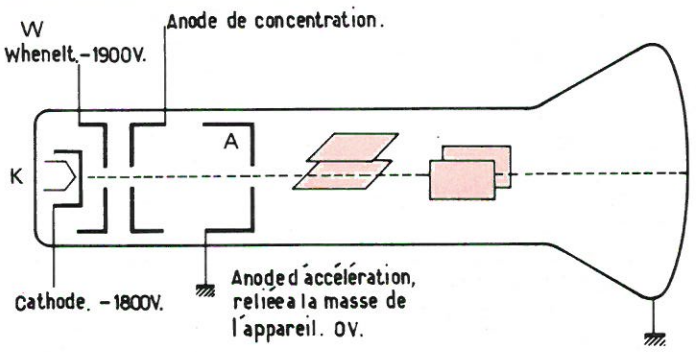


Fig. 6. – Potentiels dans un tube cathodique.

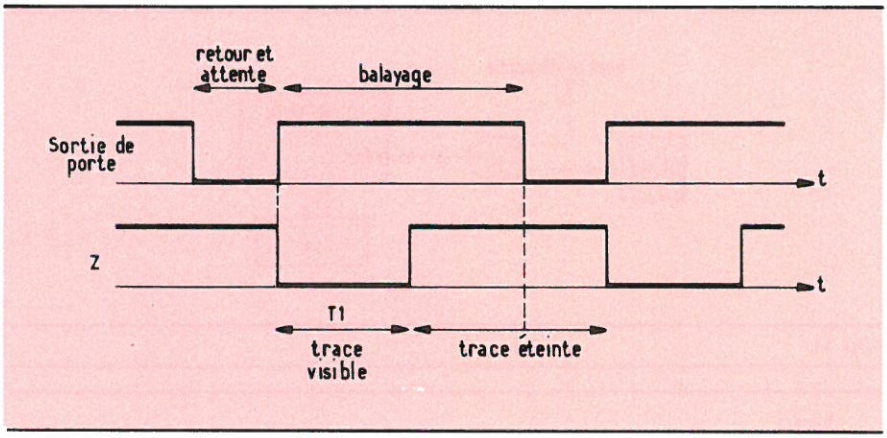


Fig. 8

Génération d'une sous-luminosité totale

Dans une première approche, nous pouvons simplement laisser à la trace sa luminosité normale depuis la gauche de l'écran jusqu'au point courant et l'éteindre après ce point courant. Nous supposons également que l'oscilloscope ne possède qu'un seul calibre de base de temps.

Il est nécessaire de se synchroniser sur chaque balayage du spot à l'aide du signal « Sortie Porte ». Ce signal est disponible, en basse tension, dans tout oscilloscope. Nous le supposons ramené à un niveau TTL selon la convention :

– état bas : retour et attente du spot,
– état haut : balayage du spot.

Il nous fait donc générer un signal *Z* ayant l'allure indiquée en **figure 8.**

Suivant la valeur de l'intervalle de temps T_1, une portion plus ou moins importante de la trace est visible. On déplace ainsi le point courant.

Déplacement du point courant – largeur du pas (fig. 9)

On utilise un circuit compteur programmable pour réaliser l'intervalle de temps T_1. Nous l'appelons « compteur 0 ». Ce compteur sera configuré en monostable (programmable « one shot ») : lorsque son entrée trigger passe à l'état haut, la sortie en fait de même pendant N1 impulsions d'horloge, puis repasse à l'état bas. La valeur N1 est initialisée par programme dans un registre interne du compteur et se recharge automatiquement lors de chaque passage du trigger à l'état haut.

On conçoit donc que le rôle du système microprocesseur se limite pour l'instant à affecter une première valeur arbitraire à N1, puis à scruter les touches fléchées. Lors de chaque scrutation, si l'une des touches est enfoncée, il faut décrémenter ou incrémenter N1 et inscrire la nouvelle valeur dans le compteur 0. A tout instant, la valeur de N1 est donc disponible dans une mémoire du système et sera utilisée par la suite.

Si on maintient une touche appuyée, il y a donc déplacement du point courant par « sauts » correspondant à l'incrémentation de N1. Chaque saut définit la largeur de pas.

On peut s'imposer une largeur de pas de 0,5 mm (prendre moins imposerait en fait l'usage d'une touche d'avance rapide et d'une touche d'avance lente).

L'écran mesurant 10 cm, la trace mesure en général 11 cm ce qui nécessite 220 pas. Le compteur 0 doit être au moins un compteur 8 bits.

Quant à la fréquence du signal d'horloge, elle dépend du calibre de la base de temps. Supposons que celle-ci soit en position X s/cm. Comme on a 20 pas par cm, la période de l'horloge doit être égale à 1/20 de X.

Origine des temps Affichage

Si cette horloge est pilotée par quartz, la valeur de N1 indique de façon précise l'intervalle de temps écoulé entre le début du balayage et le point courant.

L'effet d'une impulsion sur la touche M sera d'affecter la valeur de N1 à une mémoire N0.

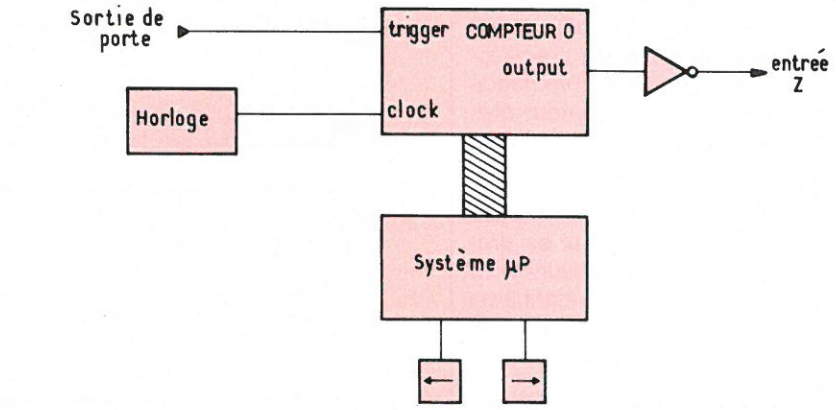


Fig. 9

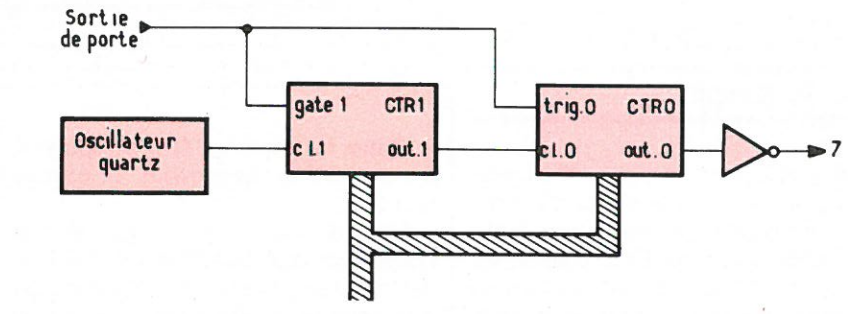


Fig. 10

Si par la suite on déplace le point courant, la différence N1–N0 est une mesure de l'écart en temps entre le point courant (N1) et le point mémorisé comme origine des temps (N0).

Il suffit d'exprimer (N1–N0) en unités de temps, en tenant compte de la période de l'horloge, et d'en faire à tout moment l'affichage.

Changement de calibre de base de temps de l'oscilloscope

Il nous faut maintenant envisager l'utilisation de plusieurs calibres de la base de temps. On désire conserver un pas constant, ce qui impose de modifier la fréquence du signal d'horloge appliqué à l'entrée « clock » du compteur 0.

En fait, on utilise un oscillateur à quartz unique pour générer ce signal, mais il est suivi d'un deuxième circuit compteur (« compteur 1 »), utilisé en diviseur de fréquence (« rate generator ») comme indiqué en **figure 10.**

Afin d'éviter des petits déplacements de la surbrillance d'un balayage à l'autre, il est nécessaire que le signal d'horloge appliqué au compteur 0 soit synchronisé sur le départ de chaque balayage du spot. A cet effet, le signal de porte de l'oscilloscope est appliqué sur la commande de synchronisation du compteur diviseur de fréquence (gate 1).

Suivant la valeur du calibre de la base de temps utilisé, on affectera par programme la valeur du taux de division correspondant. Ces valeurs sont données dans le **tableau 1,** relatif à un pas de 0,5 mm et à un quartz de 2 MHz (**tableau** en fin d'article).

Il reste à pouvoir effectuer la détermination du calibre utilisé pour le balayage de l'oscilloscope.

Mesure du calibre base de temps

On utilise bien entendu l'information contenue dans le signal de sortie Porte puisqu'il renseigne sur la durée de chaque balayage. Le problème est de compter le nombre de périodes de l'horloge de référence (par exemple le quartz 2 MHz) pendant l'état haut du signal Porte.

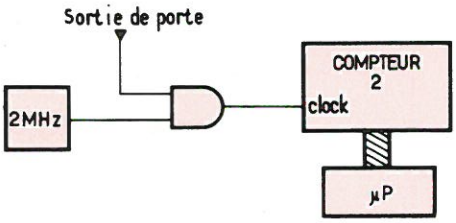


Fig. 11

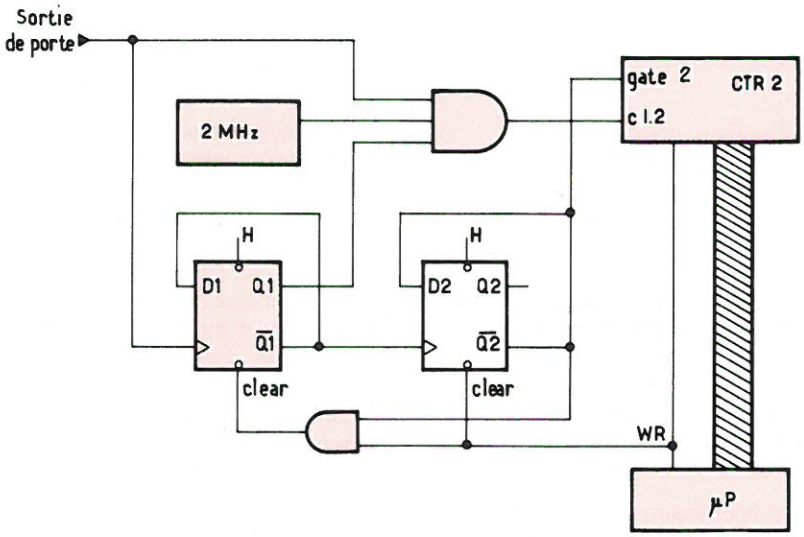


Fig. 12

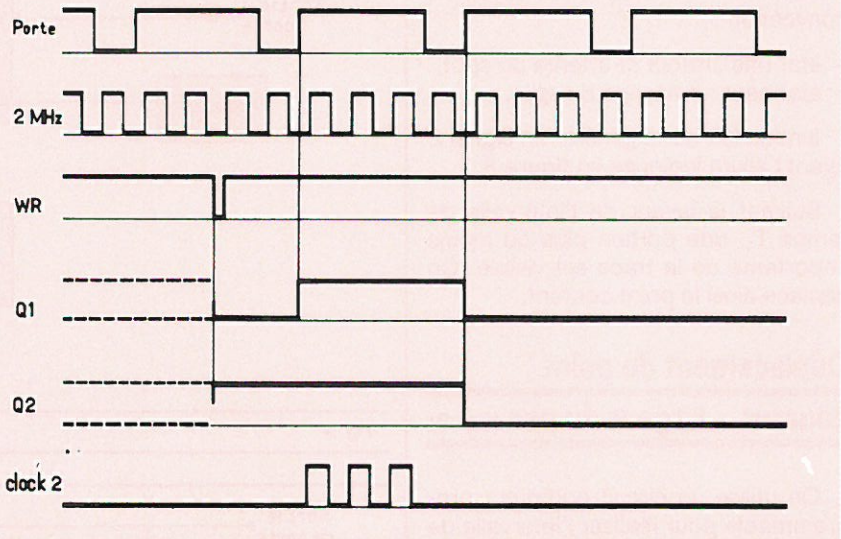


Fig. 13. – Chronogrammes du dispositif de mesure de durée de balayage.

Cette fonction va être attribuée à un troisième compteur (« compteur 2 »).

Pour simplifier, on a supposé que l'utilisateur appuie sur la touche *I* en cas de changement de calibre, ce qui provoque la procédure de mesure du nouveau calibre par l'exécution d'un programme d'interruption.

La réalisation est cependant beaucoup plus complexe que le principe représenté en **figure 11 :** en effet, on dispose en fait d'un circuit décompteur dont le contenu initial est affecté par programme (par exemple à la valeur FFFF s'il s'agit d'un compteur 16 bits) et ce, sans aucun synchronisme avec le signal de Porte.

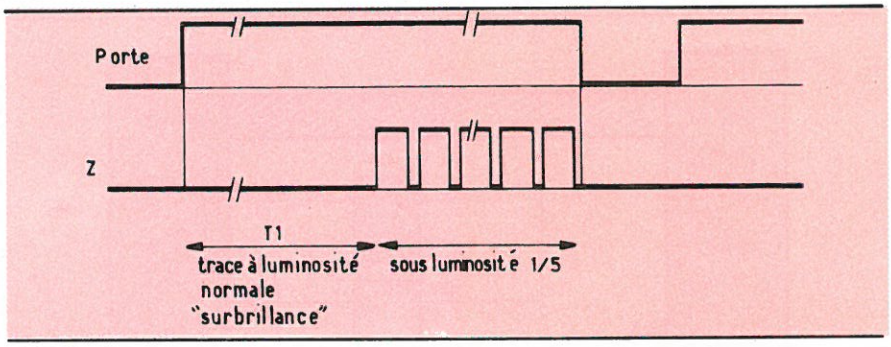


Fig. 14

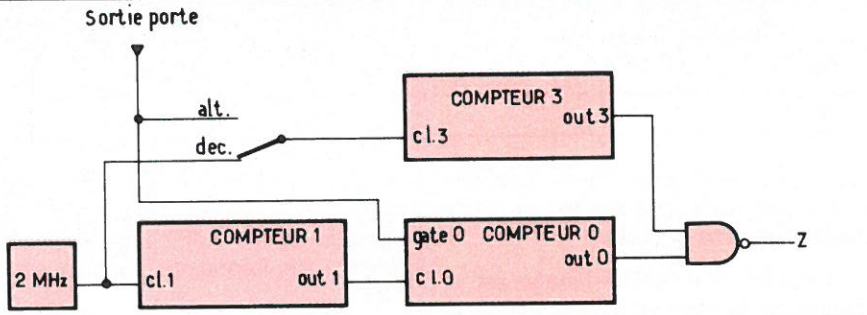


Fig. 15

Il faut que l'opération d'écriture de ce contenu initial valide les impulsions d'horloge de référence dès que le signal de Porte passe à l'état haut, mais il faut également que ceci ne soit fait que pendant un seul balayage.

On aboutit alors à une structure utilisant deux bascules D afin de provoquer la validation du signal d'horloge pendant un balayage puis son verrouillage pendant les balayages suivants **(fig. 12)**. Les chronogrammes associés sont donnés en **figure 13.**

La sortie Q_2, scrutée par le microprocesseur une fois qu'il a effectué le chargement initial du compteur 2, indique, lorsqu'elle repasse à l'état haut, qu'il est possible d'effectuer la lecture du contenu du compteur. La différence avec la valeur initiale donnera la durée du balayage, donc le calibre.

Génération d'une sous-luminosité partielle

Pour atteindre complètement l'objectif fixé initialement, il faut en fait générer une surbrillance avant le point courant, mais continuer à voir le reste de la trace, ou, ce qui revient au même et que nous adoptons, laisser une luminosité normale jusqu'au point courant et générer une sous-luminosité partielle après celui-ci.

Suivant la vitesse du balayage de l'oscilloscope, deux types d'action sur le Whenelt sont à envisager : mode alterné ou mode découpé.

– Pour les vitesses rapides, on utilise une action alternée sur le Whenelt : l'extinction après le point courant ne se fait par exemple que quatre fois sur cinq balayages ;

– Pour les vitesses lentes du spot, cette action alternée provoquerait un clignotement de la trace. On utilise

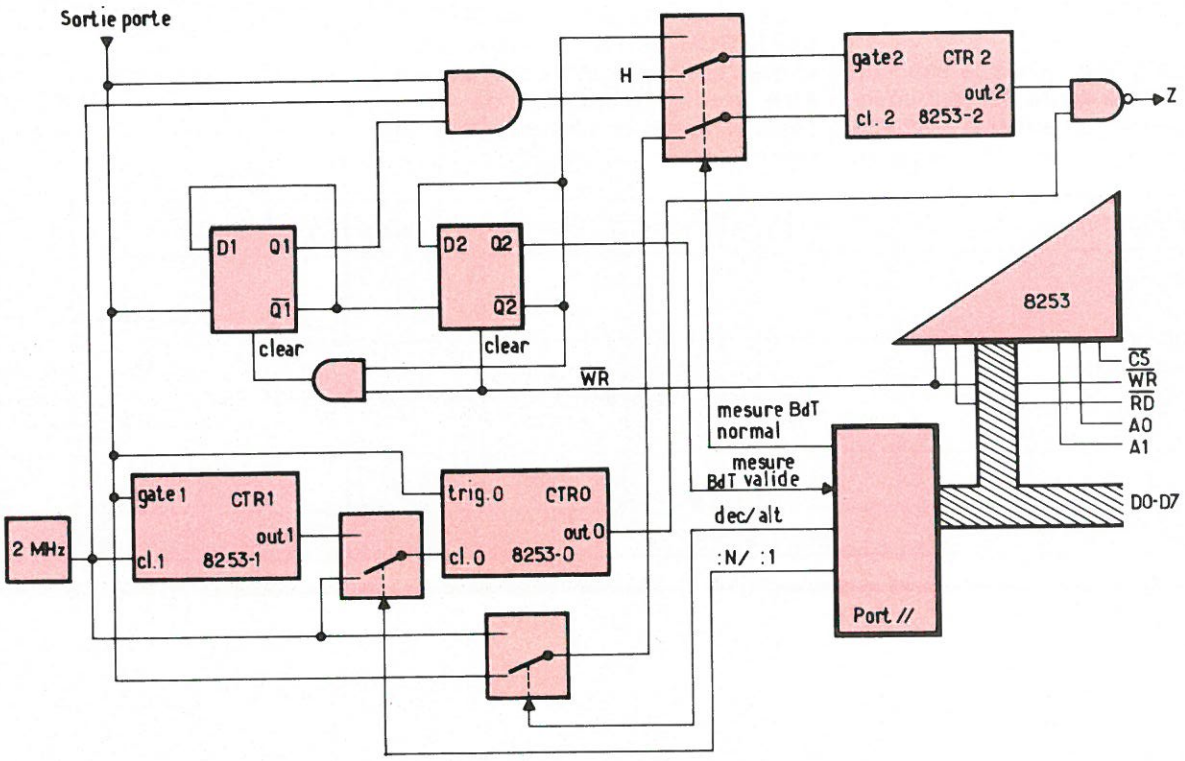


Fig. 16

dans ce cas une action découpée. Le Whenelt est alors modulé, lors de chaque balayage, par un signal haute fréquence ayant l'allure représentée en **figure 14** (dans laquelle on a conservé par exemple le même rapport 4/5-1/5 entre la « surbrillance » et le reste de la trace).

Un compteur utilisé en diviseur de fréquence (« rate generator ») est nécessaire pour obtenir le taux de contraste désiré. On aboutit alors au schéma de la **figure 15.**

Un commutateur logique commandé par le microprocesseur permet le passage d'un mode de modulation à l'autre suivant le résultat de la mesure du calibre base de temps.

Choix du matériel

Nous avons déjà indiqué que le « DGL 74 » était bâti autour du 8253. Ce circuit contient trois compteurs 16 bits programmables, se prêtant aux différents fonctionnements souhaités.

En fait, la structure nécessite quatre compteurs. Cependant, on remarque que le compteur 2, destiné à la mesure du calibre base de temps, n'est pas utilisé en fonctionnement normal. Sa fonction peut donc être remplie par l'un des trois autres compteurs, le compteur 3 dans notre réalisation.

Nous proposons donc la structure complète de la **figure 16** pour un interfaçage avec un système micro-informatique quelconque. On y suppose

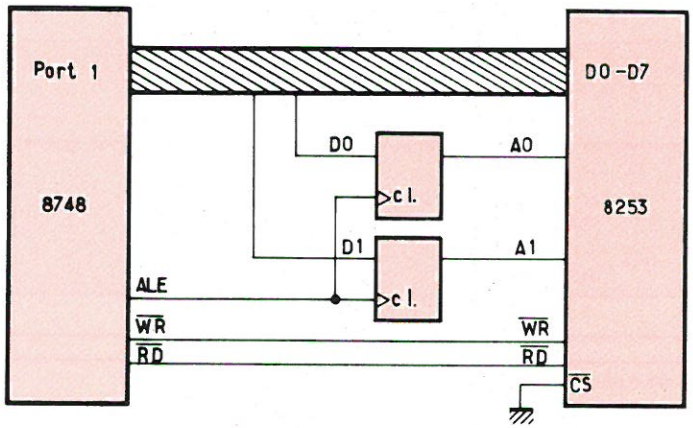


Fig. 17

que l'on dispose de lignes d'entrée-sortie sur un port parallèle et d'une ligne d'adresse décodée.

L'intérêt d'un tel interfaçage est sa simplicité de mise en œuvre. On bénéficie également du clavier et de l'affichage du système. La valeur des temps mesurés peut être mémorisée pour une exploitation par le système lui-même. On se trouve ainsi – à très peu de frais – aux portes de l'instrumentation « intelligente ».

Comme nous l'avons dit, nous avons plutôt fait le choix d'une application autonome en utilisant le microcontrôleur « monochip » 8748 d'Intel.

Ce circuit contient, outre le CPU, une EPROM de 1 Ko, un circuit timer et deux ports parallèles dont l'un peut être configuré en bus de données/adresses multiplexé. Dans la version utilisée, un quartz de 6 MHz permet de générer le signal d'horloge du CPU. Un diviseur interne fournit en sortie le signal 2 MHz pris comme référence de fréquence dans la structure.

Le 8748 est donc lié au 8253 comme représenté en **figure 17.** Deux bascules D permettent de démultiplexer les adresses A0 et A1.

Le CPU remplit essentiellement une fonction de scrutation du clavier quatre-touches, de chargement ou lecture des compteurs, et la gestion de l'affichage.

Ces différents aspects, ainsi que la description complète de la réalisation matérielle et logicielle seront traités dans la deuxième partie de l'article.

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

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

Tableau 1. – t = (N1 – N0) * X * U.

Etude

Traitement du signal par détection synchrone

Les signaux à bas niveau issus des détecteurs "infrarouge" doivent toujours être traités avant exploitation, de façon à extraire le signal utile alors noyé dans un spectre de bruit.

Deux causes principales sont à l'origine de ce spectre parasite.

La première est due à l'énergie du rayonnement provenant de tous les éléments du montage se trouvant à la température ambiante. Cette énergie donne un fond continu qui est en grande partie éliminé en hachant le faisceau utile par un secteur tournant.

La deuxième est due au fait que les détecteurs utilisés, surtout s'ils ne sont pas refroidis à basse température, sont le siège d'un bruit intrinsèque permanent. Le caractère, par définition aléatoire, de ce bruit, permet par démodulation dans un système à détection synchrone d'en diminuer le niveau de 30 à 50 dB.

Etude du rapport signal/bruit

Considérons le signal alternatif provenant du détecteur, $s(t) = a(t) \cos 2\pi f_0 t$; le spectre de signal utile est contenu dans la bande $[f_0 - \Delta f, f_0 + \Delta f]$. Ce signal est noyé dans un bruit aléatoire de densité spectrale constante à l'intérieur de la bande $[f_0 - B, f_0 + B]$ avec $\Delta f \ll B$. Le rapport signal/bruit σ est défini par le rapport des puissances respectives de signal et de bruit ; à l'entrée :

$$(\sigma)_E = (P_S/P_B)_E$$

Pour un signal sinusoïdal d'amplitude a(t),

$$P_S = 1/T) \int_T s^2(t)\, dt = a^2(t)/2$$

P_S peut aussi être calculée à partir de la densité spectrale de puissance notée $\gamma_S(f)$:

$$P_S = \int_{2\Delta f} \gamma_S(f)\, df.$$

La puissance de bruit P_B dans la bande $[f_0 - B, f_0 + B]$ est :

$$P_B = \int_{f_0 - B}^{f_0 + B} \gamma_B(f)\, df = 2\, \gamma_B\, B$$

γ_B étant constant.

Le rapport signal/bruit à l'entrée du montage est donc :

$$\sigma_E = a^2(t)/2P_B = a^2(t)/4\gamma_B B$$

Après traitement, ce rapport devient :

$$\sigma_S = (P_S/P_B)_S = \int_{\Delta f} \gamma_S(f) \cdot |H(f)|^2\, df \Big/ \int_B \gamma_B(f) \cdot |H(f)|^2\, df$$

où H(f) est la fonction de transfert du système.

En réalisant la modulation par le signal de référence, déphasé de φ par rapport au signal, on fait apparaître le terme indépendant de la fréquence $a(t) \cdot \cos \varphi/2$ représentant l'information utile. Les autres termes éliminés par le

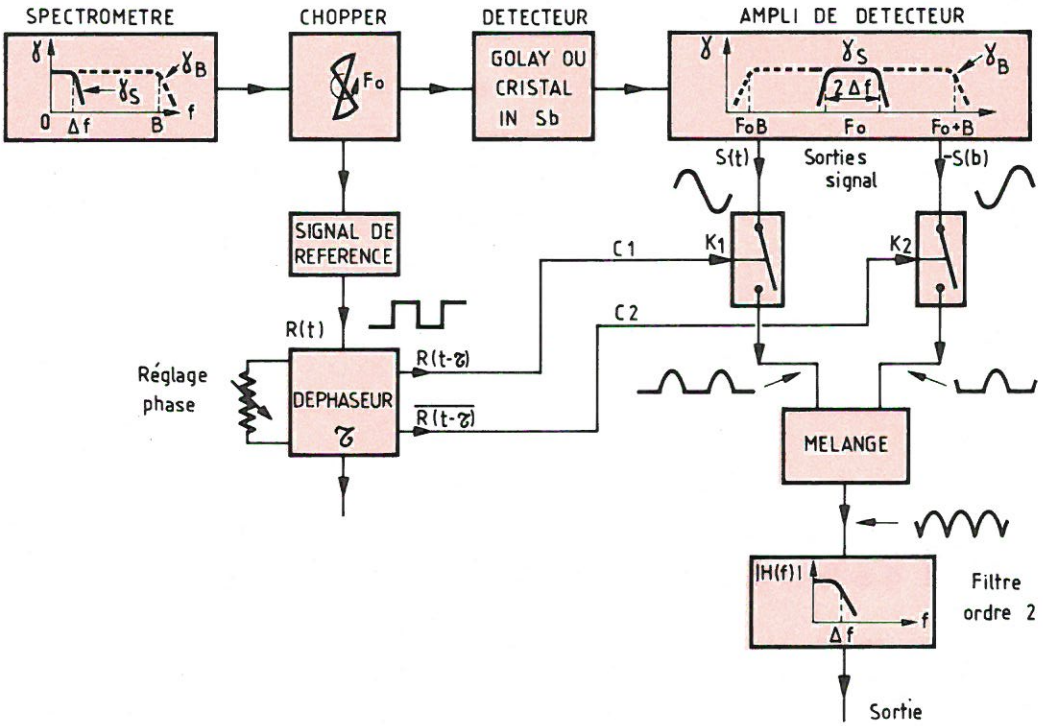


Fig. 1

filtre passe-bas de sortie coupant à Δf ne seront pas considérés ici. La puissance du signal de sortie est donc :

$$(P_S)_S = a^2(t)\cos^2\varphi/4$$

Nous avons vu précédemment que $\gamma_B(f)$ est constant et égal à $P_B/2B$, ce qui entraîne :

$$\sigma_S = [a^2(t)\cos^2\varphi/4] / [P_B/2B \int_B |H(f)|^2 df]$$
$$= \sigma_E B \cos^2\varphi/2 \int_0^{+\infty} |H(f)|^2 df$$

car $|H(f)|$ est négligeable pour $f \geq B$.

Ce calcul permet de mettre en évidence les paramètres sur lesquels il est possible d'agir pour augmenter σ_S. Le facteur de phase $\cos^2 \varphi$ est rendu maximum lorsque le déphaseur est réglé correctement. Il est illusoire d'augmenter B, car σ_E étant égal à $a^2(t)/4\ \gamma_B$ B, σ_S est indépendant de la largeur du filtre d'entrée.

On ne peut donc agir que sur $\int_0^{+\infty} |H(f)|^2$ df. La fréquence de coupure doit alors être choisie la plus faible possible, mais il faut veiller à respecter le spectre de signal qui s'étend jusqu'à Δf : $f_C \geq \Delta f$.

L'ordre de la fonction de transfert peut être choisi de façon à minimiser à fréquence de coupure donnée le terme $\int_0^{+\infty} |H(f)|^2$ df. Les filtres du 1er ordre habituellement utilisés donnent :

$$H(f) = 1/1 + 2\pi R_C f$$

soit :

$$\int_0^{+\infty} |H(f)|^2 df = 1/2\pi R_C \int_0^{+\infty} dx/1 + x^2 = 1/4 R_C \simeq 1{,}57 f_C$$

Un meilleur résultat est obtenu en utilisant une fonction d'ordre plus élevé. Par exemple avec un filtre de *Butterworth* ayant même fréquence de coupure, on obtient :

$$\int_0^{+\infty} |H(f)|^2 df = 1/2\pi R_C \int_0^{+\infty} dx/1 + x^4 = 1{,}1112/2\pi R_C$$
$$\simeq 1{,}11 f_C$$

Un filtre ayant une réponse se rapprochant du gabarit idéal permet donc une amélioration de σ tout en respectant mieux le spectre de signal.

Réalisation pratique

On se référera à la **figure 2.** Le chopper est très simplement constitué par un secteur tournant ; une photodiode, placée derrière lui, délivre le signal de référence : cette disposition assure un verrouillage rigoureux des phases respectives du signal et de la référence, même en cas de dérive de fréquence du chopper.

Le déphaseur est chargé de retarder de τ le signal de référence R(t) tel que l'on ait $R(t-\tau) = R(t)$, τ étant réglable de 0 à T_0, T_0 étant la période du signal de référence. Le principe est illustré à la **figure 3.** On créé une rampe de tension d'amplitude V_{max}, synchrone avec le signal de référence, ayant une relation de phase rigoureuse avec lui. Cette rampe est comparée à une tension continue, réglable de 0 à V_{max} à l'aide d'un potentiomètre 10 tours affichant le déphasage assuré par le système. Le résultat de cette comparaison délivre un signal dont le front montant est décalé de τ par rapport au front d'origine.

La rampe de tension est réalisé à l'aide d'un convertisseur digital-analogique 8 bits piloté par un compteur C-MOS 4040 qui est incrémenté à une fréquence égale à 256 fois la fréquence de référence F_0. Cette rampe est donc décrite en 256 marches d'amplitude égale à $V_a \cdot (2/3) \cdot (1/256) = 34$ mV chacune ; la phase sera donc définie avec l'incertitude absolue de $2\pi/256$ radian soit 1° 24'.

Le verrouillage de phase entre la rampe et le signal de référence s'effectue dans une boucle en phase asservie 4046 dont le comparateur de phase reçoit sur ses entrées le signal de référence et le bit de poids fort du compteur 8 bits. Le système fonctionne en multiplicateur de fréquence par 256 F_0. La fréquence d'oscillation libre du VCO

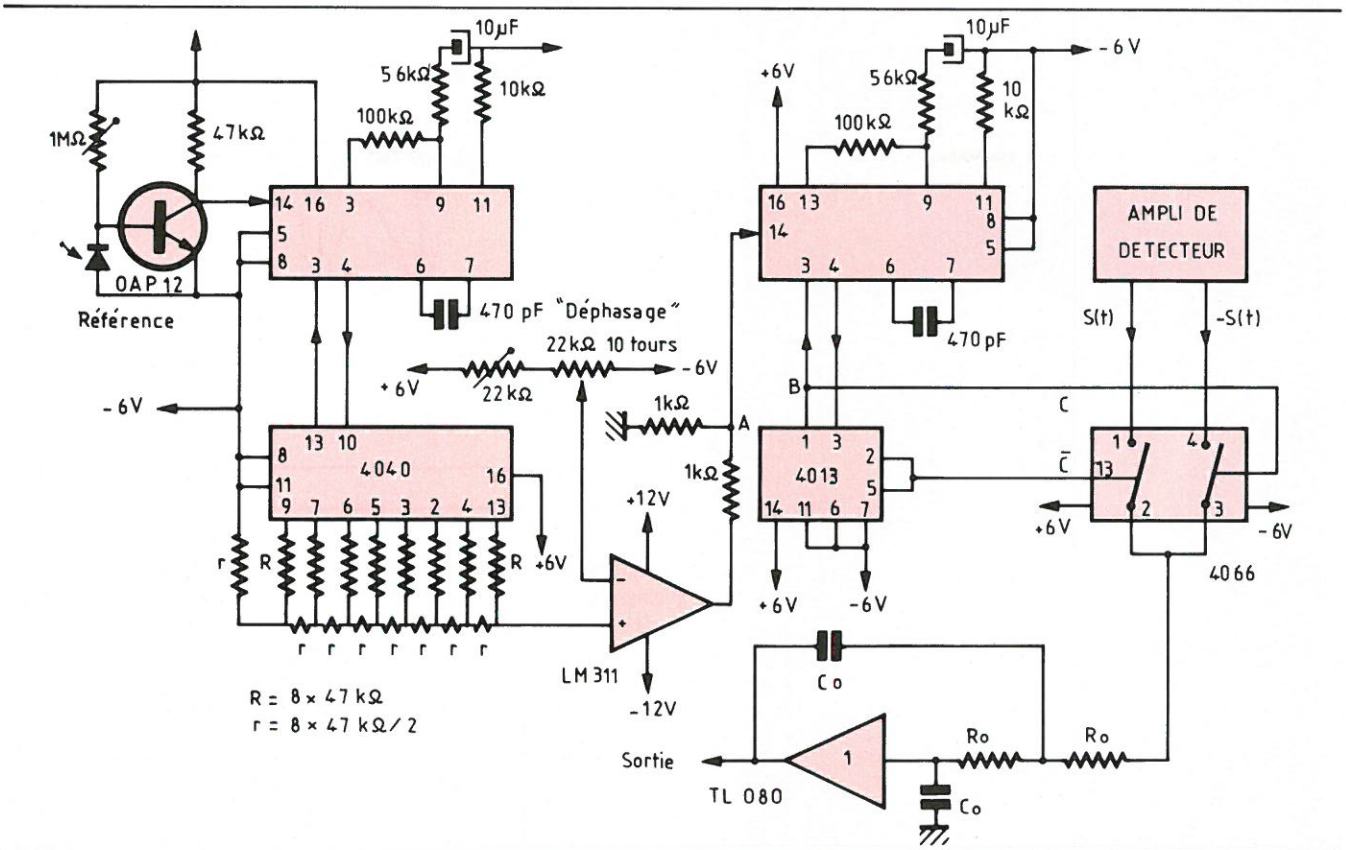


Fig. 2

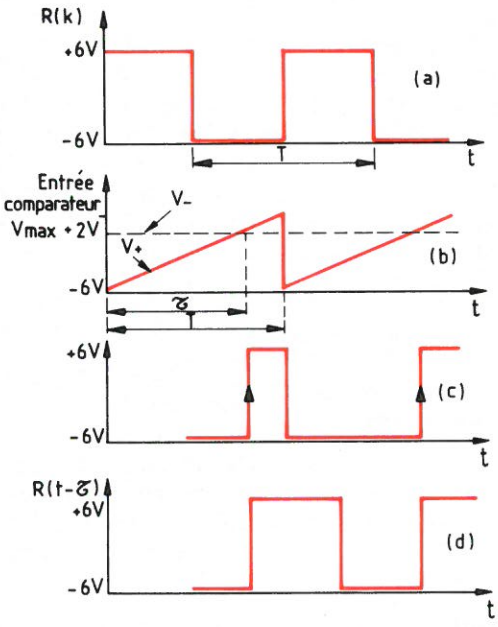


Fig. 3. – *a* : référence après mise en forme R(t) ; *b* : rampe potentiométrique synchrone de R(t) ; *c* : signal issu du comparateur (A) ; *d* : référence décalée de τ(B).

est choisie égale à 400 kHz, ce qui permet à la boucle de s'accrocher depuis 20 Hz jusqu'à 800 kHz environ, donnant la possibilité au système de fonctionner avec un signal de référence dont la fréquence peut varier depuis la TBF jusqu'à 3 kHz environ.

Le filtre placé après le comparateur de phase assure un fonctionnement stable de la boucle dans cette plage de fréquence.

La conversion digital-analogique est très simplement réalisée par un réseau de résistances alimenté par les sorties du compteur, la tension d'alimentation servant de tension de référence. Il est à noter que si le fonctionnement du convertisseur est satisfaisant en basse fréquence, les capacités parasites limitent l'utilisation à $F_0 \leq 3\,000$ Hz, il est alors nécessaire de remplacer le réseau par un convertisseur plus rapide.

Le front actif issu du comparateur détermine la nouvelle référence de temps à partir duquel sera créé le signal déphasé R(t – τ). Le facteur de forme de ce signal dépendant fortement du déphasage affiché, il a été prévu un symétriseur constitué par un multiplicateur de fréquence par 2 à PLL 4046 suivi d'un diviseur par 2. Le signal sortant du diviseur ayant pour facteur de forme 1/2 quel que soit le déphasage est apte à commander les interrupteurs C-MOS 4066 qui effectuent la détection synchrone proprement dite. Deux commandes complémentaires sont utilisées, ceci afin de pouvoir effectuer une détection des deux alternances du signal : $C_1 = C$ et $C_2 = \overline{C}$. Le mélange des deux alternances est réalisé dans un amplificateur opérationnel. Le filtre de *Butterworth* d'ordre deux qui fait suite a pour fréquence de coupure $f_0 = 1/2\,\pi\, R_0\, C_0 = 5$ Hz environ.

Mesures et essais

Le déphasage affiché reste constant et indépendant de la fréquence du signal de référence dans un large domaine : le fonctionnement du système reste satisfaisant de 5 Hz à 3 kHz environ.

Des mesures de rapport signal/bruit à des niveaux d'entrée de l'ordre du volt nous ont permis de détecter une

UN PROFESSIONNEL POUR LA MAINTENANCE EN TOUTE SECURITE

Le multimètre FLUKE 23 répond à vos besoins.
Prix modéré, complet, simple à utiliser, entièrement protégé, les performances d'un professionnel.

EXIGEZ UN FLUKE
3 ans de garantie

Disponible chez nos distributeurs:

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

MB ELECTRONIQUE

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

FLUKE®

SERVICE-ANNONCEURS N° 108

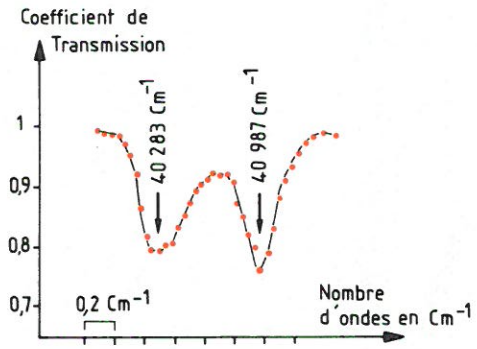


Fig. 4

sinusoïde modulée en amplitude à 1 Hz située à 30 dB au-dessous du bruit avec un rapport S/B voisin de 1 ; l'amélioration du rapport S/B reste largement indépendante de la fréquence du signal de référence. Toutefois, aux niveaux d'entrée de l'ordre du millivolt, il semble que les transitoires de commutation dans les interrupteurs limitent la dynamique d'utilisation.

Nous avons utilisé cette détection synchrone pour traiter un signal issu d'un spectromètre infrarouge utilisant un détecteur pneumatique « Golay », puis un détecteur à cristal de I_nS_b refroidi, avec des fréquences de référence allant de 11 Hz à 250 Hz. L'amélioration du rapport S/B est comparable à celle qui est obtenue avec des chaînes commerciales performantes (chaîne « PAR » par exemple).

Les résultats expérimentaux ont fait l'objet d'une publication [1]. La **figure 4** montre l'enregistrement du doublet de H_2O dans l'infrarouge lointain, à 40,283 cm^{-1} et 40,987 cm^{-1} obtenu avec un interféromètre de *Fabry Perot* à balayage.

Conclusion

Le systèmes de traitement de signal commerciaux mettent en œuvre des montages complexes et restent coûteux. Nous avons pu montrer qu'une réalisation simple, n'utilisant que des composants électroniques courants, pouvait donner des résultats intéressants.

D. Aubert et **H. Blancher**
Laboratoire des interactions atomiques et moléculaires
Faculté des sciences et techniques de Saint-Jérôme
Marseille

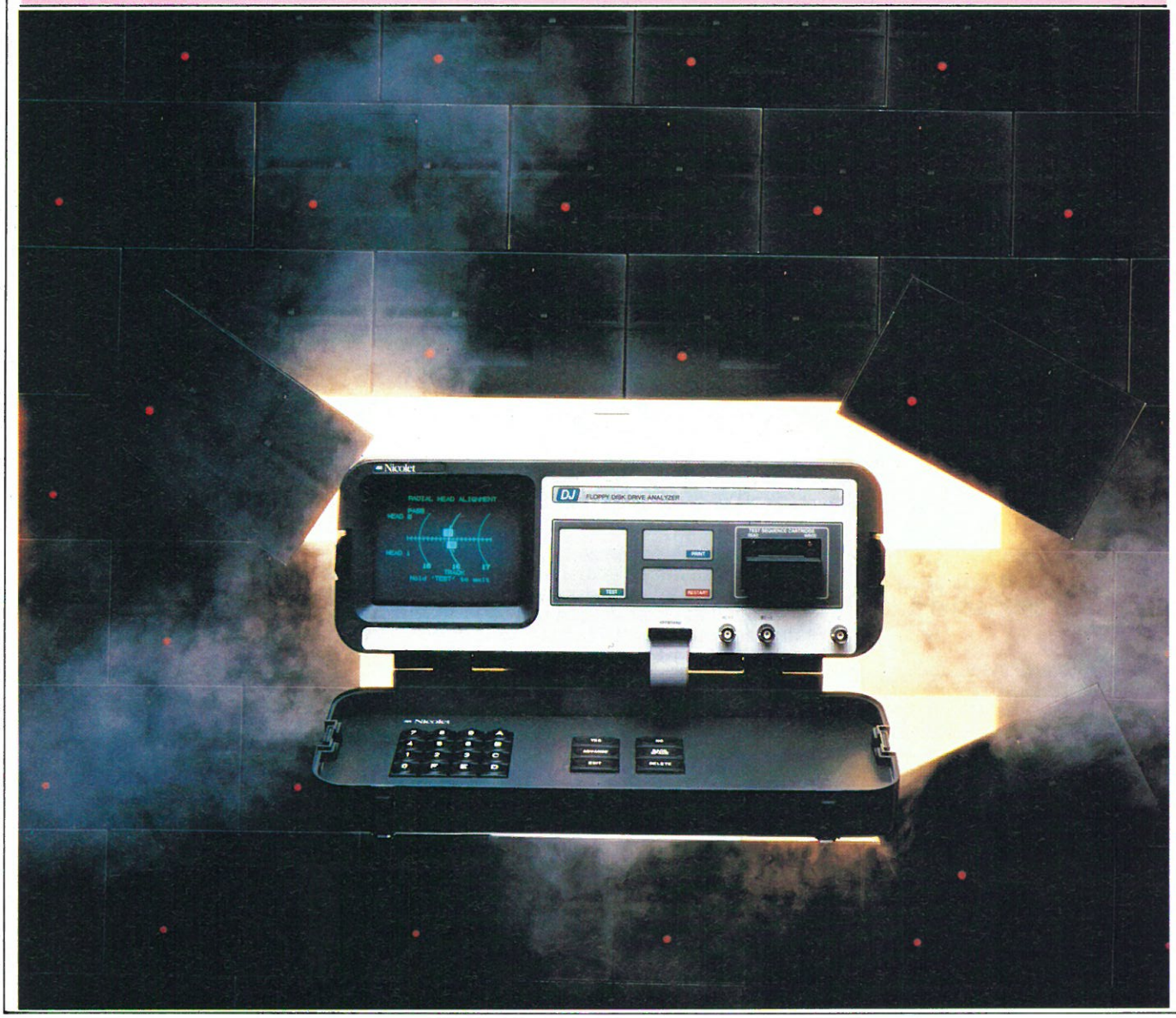
Bibliographie

[1] *A far Infrared Scanning plane Fabry Perot spectro-interferometer,* H. Blancher, G. Bachet, R. Coulon, D. Aubert. Int. J. of IR and MM. Waves ; 6, 53, 1985.

Analyseur graphique de

Nicolet Instruments *consomme beaucoup de lecteurs-enregistreurs de floppy disks, ceux-ci étant incorporés dans des équipements divers. Ces « drives », produits par d'autres firmes, s'avéraient présenter des défauts quelquefois si importants que le taux de rejet avoisinait les 25 %.*

C'est une des raisons qui ont poussé Nicolet à développer un testeur rapide de floppy disk drive, répondant au nom de Disk Jockey *(ou plus familièrement DJ). Dans un premier temps, chez le fabricant lui-même, cet appareil a permis d'abaisser le taux de rejet des drives montés sur ses équipements à moins de 1 %.*



mmlouez votre analyseu

lecteurs de disquettes

Le DJ permet de réaliser des tests rapides grâce à une simulation graphique du réglage en cours. Il peut être utilisé à la fois pour les tests systématiques de production ou de maintenance par un personnel peu qualifié et, pour la mise au point, par un ingénieur car il permet d'effectuer tous les tests analogiques et numériques sélectivement.

Le graphisme temps réel permet aux techniciens d'effectuer des tests tels que alignement radial des têtes, temps d'écriture, vitesse de rotation, comme s'il s'agissait d'un jeu vidéo. Pour cela, l'opérateur utilise seulement les trois boutons de la face avant « TEST, RESTART et PRINT ». En option, une pédale permet à l'opérateur de garder les mains libres pour les manipulations sur le floppy disk.

Pour les ingénieurs, le DJ permet de visualiser, en plus des tests courants, les annotations telles que : amplitude du signal, timings, rapport des lobes et erreurs de lecture/écriture.

Pour le test « Window margin », le DJ calcule et visualise une fonction de probabilité de densité ainsi qu'un nombre code et une marge temporelle.

Les séquences de tests et les limites de « pass/fail » peuvent être sélectionnées à l'aide du clavier interactif pour être ensuite stockées sur cassettes EEPROM. Ces cassettes amovibles peuvent être dupliquées de manière à avoir une cassette par constructeur et type de floppy.

De plus, une routine de tests complets pour la recherche et le développement sera fondamentalement différente d'un simple contrôle à la réception des floppys. Pour cela, chaque type de floppy ou séquence de tests spécifiques peut avoir sa cassette personnalisée. L'opérateur insère donc simplement la cassette choisie dans le DJ et lance les tests pré-programmés par l'ingénieur.

Signalons enfin que cet analyseur permet de tester jusqu'à quatre lecteurs (du même type) dans la même séquence (test en série).

Avec son graphisme illustré et sa simplicité d'utilisation indéniable, le DJ devrait être chaleureusement accueilli par les constructeurs de floppy disk, les utilisateurs OEM et les sociétés de service et maintenance.

Nicolet Instruments

SERVICE-LECTEURS N° 1

au 46.87.33.38

le numéro 1 en Europe
LOCAMESURE
Le numéro 1 de la location d'équipements électroniques et de systèmes informatiques
glad

Des multimètres de poche… … qui ne vident pas les vôtres !

La société John Fluke *complète sa série 20 avec deux nouveaux multimètres, référencés 21 et 23, qui résistent à des fortes surcharges électriques et ont été spécialement étudiés pour travailler dans des environnements rudes. Ils trouvent leurs applications dans les services d'entretien des usines, la maintenance des équipements de production, chez les installateurs de climatisations, les services publics, les industries pétrochimiques et minières, les centres de production d'électricité.*

Un prix abordable

Les modèles 21 et 23 sont des multimètres professionnels, peu coûteux, avec les dernières innovations introduites par Fluke, comprenant :

– un affichage à cristaux liquides comportant une lecture numérique et une échelle linéaire analogique (bar graphe) ;

– un changement de gamme automatique très rapide ;

– le zéro et la polarité automatiques ;

– un signal sonore pour le test de continuité et de diode ;

– un commutateur rotatif facile à utiliser.

Protection contre les fortes surcharges

Une attention toute particulière a été apportée pour assurer la sécurité de l'utilisateur dans les travaux à hauts risques. Une protection importante contre les surcharges et des fusibles HPC ont été incorporés, permettant ainsi de dépasser les normes de sécurité les plus rigoureuses.

Le modèle 21 est protégé par un fusible 630 mA HPC dont le pouvoir de coupure est de 10 000 ampères, et le modèle 23 possède une gamme 10 A (20 A pendant 30 secondes) avec fusible HPC assurant une protection jusqu'à 100 000 ampères.

Sur les gammes volts/ohm, les 21 et 23 utilisent des MOV (Varistance Oxyde Metal) leur permettant de supporter des décharges accidentelles jusqu'à 30 kilovolts.

Performances

La précision et la résolution des modèles 21 et 23 dépassent les autres multimètres à 3 1/2 chiffres. L'affichage numérique à 3 200 points est rafraîchi 2,5 fois par seconde et procure une résolution qui peut être dix fois meilleure que les multimètres 2 000 points conventionnels.

Les 21 et 23 ont une précision de base de 0,5 % et 0,3 %.

MB Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 2

Microprocesseurs 32 bits :

National Semiconductor *a annoncé dernièrement la mise sur le marché (en échantillonnage pour l'instant) d'un microprocesseur 32 bits qui offre à l'utilisateur une performance système trois fois supérieure à celle obtenue avec des circuits de la première génération. Il est commercialisé sous la référence* NS 32 332.

L'utilisation d'éléments de taille plus réduite ainsi qu'une technologie du silicium avancée ont permis de réaliser sur le circuit NS 32332 de nombreuses caractéristiques additionnelles ainsi qu'une capacité d'adressage étendue.

Ce composant, associé à ses coprocesseurs, assure une performance multiprocesseur comparable aux super mini-ordinateurs, voire aux grands systèmes, avec les avantages d'une fiabilité supérieure et d'un coût nettement inférieur.

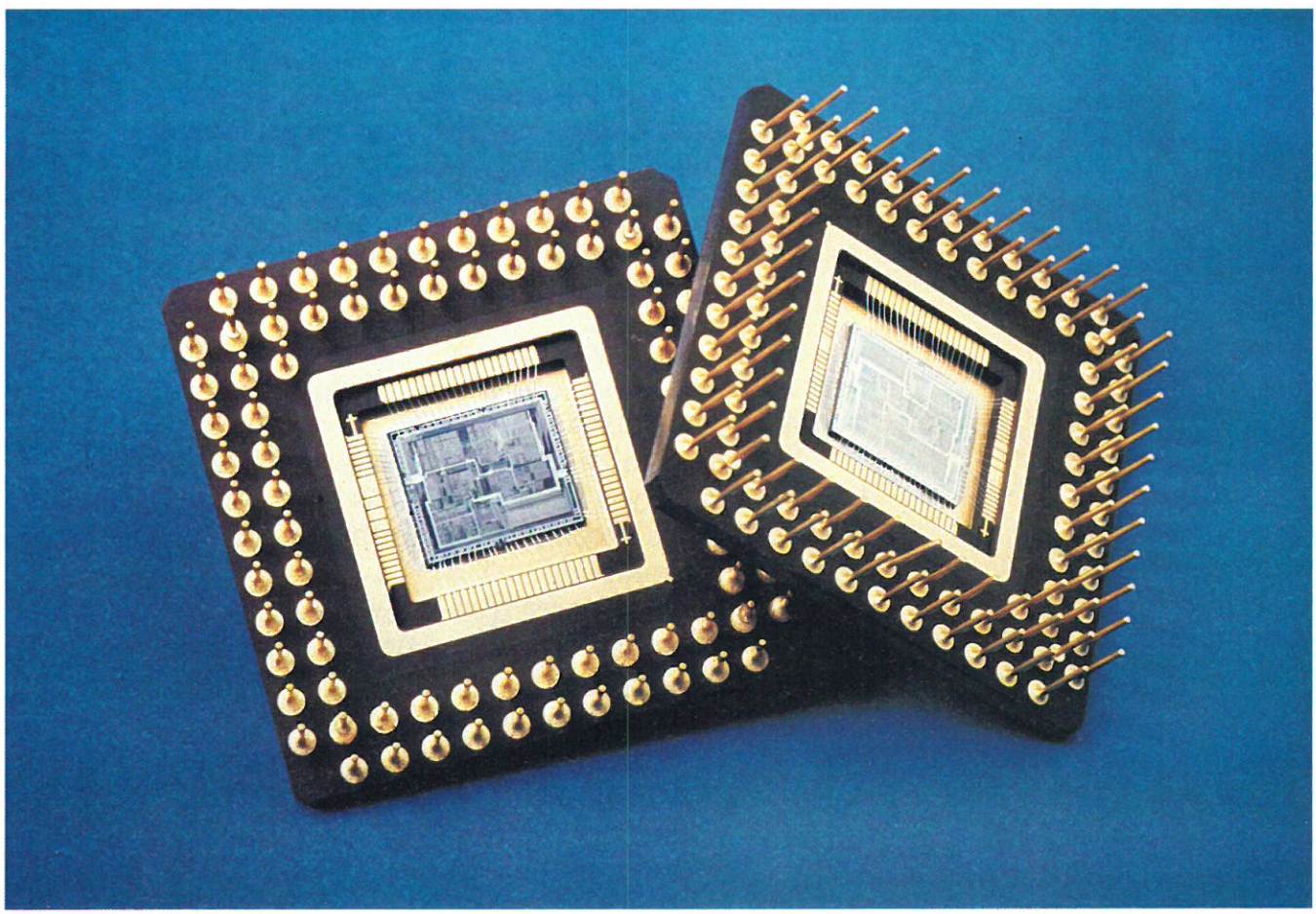
Le circuit a maintenant un registre d'adresse de 32 bits permettant d'adresser directement jusqu'à 4 giga-octets de mémoire. Parmi les nouvelles caractéristiques, un ajustement dynamique de la taille du bus permet son application immédiate dans les systèmes à bus de données 8, 16 ou 32 bits. Le NS 32332 permet également un adressage des mémoires en mode « burst » qui peut réduire de 60 % les durées d'exécution de mouvement de données.

Le NS 32332 fournit également les signaux nécessaires à l'utilisation de mémoires caches externes pour donner au système une performance encore supérieure.

L'unité centrale sera bientôt associée à des versions plus évoluées de circuit de gestion mémoire (MMU : NS 32382) et de processeur arithmétique (FPU : NS 32381). Mais déjà la totale compatibilité de la Série 32000 permet l'usage des circuits actuels MMU : NS 32082 et FPU : NS 32081 pour constituer un système complet.

National Semiconductor annonce également un accord avec la société **Weitek Corporation** qui permet à National de concevoir et produire un circuit d'interface entre le NS 32332 et les processeurs arithmétiques de haute performance 1164 et 1165 de Weitek.

Le circuit NS 32332 est actuellement en fabrication selon le « process



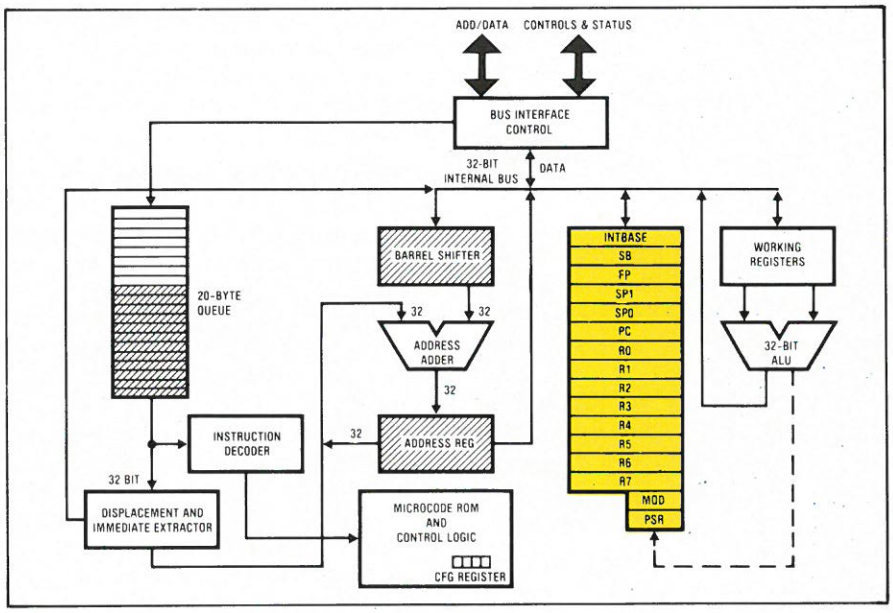
une nouvelle génération

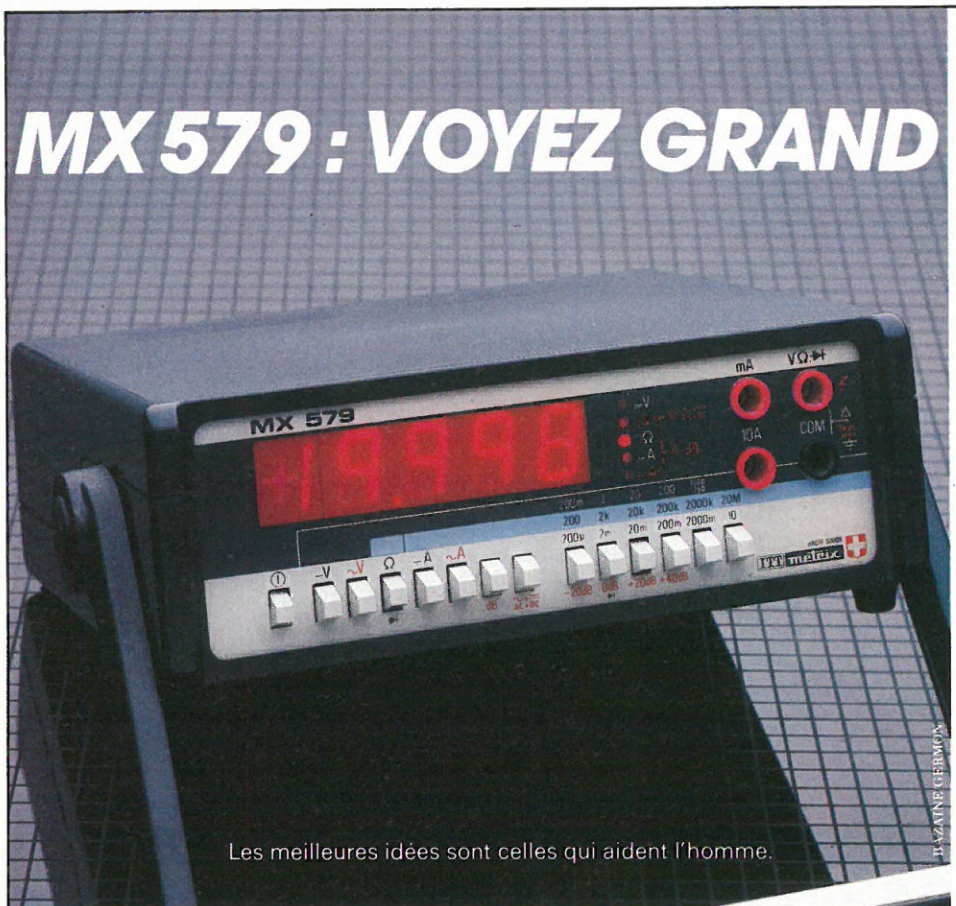
X-MOS », un procédé N-MOS à 2,8 microns qui autorise des fréquences d'horloge jusqu'à 15 MHz. Le « chip » a une surface de 890 mm² et contient l'équivalent de 90 000 transistors. Le NS 32332 est fourni en boîtier PGA de 84 broches ; il est alimenté en monotension + 5 volts. Une horloge externe fournit un signal double phase sans recouvrement et fournit également au système les divers signaux de synchronisation.

Comme les autres membres de la famille, le NS 32332 offre la même efficacité de programmation en langage évolué.

National Semiconductor

SERVICE-LECTEURS N° 3





Le **MX 579** affiche grand ses 4 1/2 digits avec une précision de 0,03 %.

C'est également un instrument précieux pour les mesures alternatives R.M.S., il offre le choix de la composante alternative seule ou avec le continu.

Le **MX 579** par son véritable double isolement, est un appareil d'utilisation sûre et sans problème.

- 20.000 points 0,03 %.
- Afficheurs LED de 20 mm.
- Mesures R.M.S. avec ou sans composante continue.
- Bande passante supérieure à 200 kHz.
- dBm.
- Double isolement - classe II.
- Option Bus IEEE 488.

ITT Instruments
DIVISION METRIX
Chemin de la Croix-Rouge B.P. 30
F 74010 Annecy Cedex
Tél. 50.52.81.02 - Télex 385131

metrix

PARIS. Tél. : 46.64.84.00 - Télex : 202 702 – COLMAR. Tél. : 89.23.99.70 - Télex : 880 951 – LILLE. Tél. : 20.30.64.60 - Télex : 110 114 – LYON. Tél. : 78.76.22.49 - Télex : 300 506 – MARSEILLE. Tél. : 05.06.11.13 – RENNES. Tél. : 99.51.64.66 - Télex : 740 983 – TOULOUSE. Tél. : 61.78.53.33 - Télex : 531 600.

SERVICE-ANNONCEURS N° 97

Station de saisie et

La création de dessins par ordinateur ne représente actuellement que 20 à 30 % du nombre total de dessins, même dans des environnements équipés de matériel CAO très perfectionné. La principale cause réside dans la masse d'informations graphiques à introduire dans une base de données, comme les dessins originaux exécutés sur papier ou pellicule-photo ou ceux de reprographes émanant d'entreprises de sous-traitance.

*En introduisant la station de saisie et d'édition de plans **4991-S1** qui convertit ce type de documents en fichiers de bases de données pour CAO,* Tektronix *crée un nouveau chaînon à l'intérieur du processus de CAO.*

Cette station réalise l'ensemble des opérations de saisie des données, depuis le déchiffrage des documents jusqu'à l'édition et la transmission des données graphiques structurées dans les bases de données de CAO des calculateurs.

Elle se compose des éléments suivants :
– un transcripteur 4991 qui déchiffre et convertit automatiquement des dessins sous forme de vecteurs ;
– un logiciel de structuration graphique qui transforme les données vectorisées en primitives graphiques évoluées ;
– un logiciel d'interface transmettant les données graphiques structurées au calculateur en vue de les stocker dans les bases de données de CAO pour un traitement ultérieur ;
– un terminal 4125 réalisant en local des fonctions de structuration graphique et de modification ;
– une tablette graphique 4957 pour une communication homme-machine plus facile.

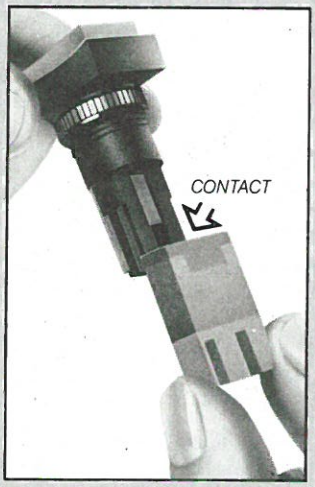
Selon des études comparatives menées par Tektronix, la station 4991-S1 permet des gains de productivité jusqu'à dix fois supérieurs aux méthodes manuelles, telles que le tracé de dessins à l'aide d'une tablette à numériser ou la modification directe de graphiques sur écran. Les méthodes manuelles présentent également le risque d'introduction d'erreurs.

Le transcripteur graphique 4991 automatise l'opération principale d'entrée des données et fournit à l'utilisateur une première version susceptible de modification et manipulation ultérieures.

Développé à partir d'un algorithme

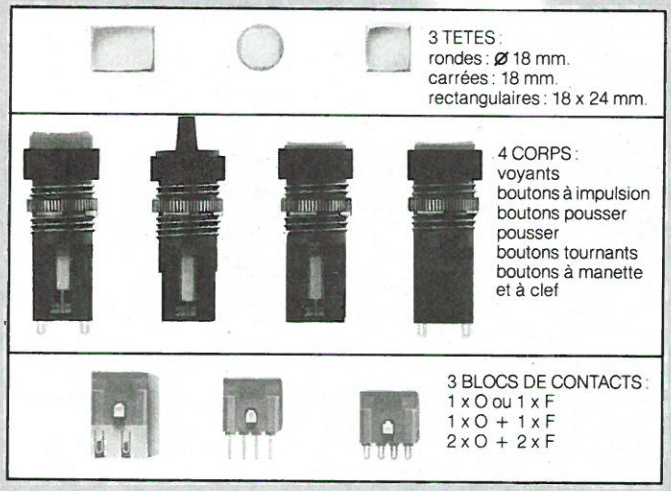
UN PETIT MALIN...

Qui vous étonnera car il est astucieux au possible, afin de vous faciliter : stockage, pose et raccordement.



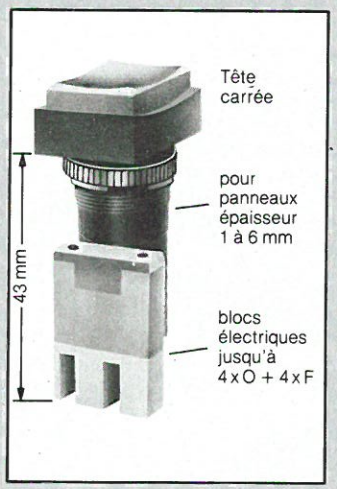
QUI SAIT SE METTRE EN 4 :

Afin de vous permettre de composer, avec un minimum d'éléments, un maximum de combinaisons mécaniques et électriques :



ET QUI SE FAIT TOUT PETIT

Perçage Ø16 : il vous permet la fixation à entr'axe 18 x 18 pour les formes rondes et carrées et ceci jusqu'à 2 contacts O + 2 contacts F.



dpindustries

AUXIMINI Ø 16 DE BACO : UN GRAND EVENEMENT

d'édition de plans

spécialement mis au point, le 4991 effectue en temps réel des transformations de données tramées en données vectorisées, les lignes vectorisées étant codifiées au cours du déchiffrage du graphique.

De plus, le 4991 accepte les dessins exécutés sur papier, mylar, ou tout autre support de format maximum A0. Des valeurs par défaut préprogrammées produisent une image de qualité optimale ramenant la procédure de mise en route à la simple identification de la qualité du dessin, ses dimensions, son support et le protocole de sortie souhaité. Il est possible de stocker des groupes de paramètres définis par l'utilisateur en vue de leur emploi ultérieur.

Tektronix

SERVICE-LECTEURS N° 4

POUR VOUS FAIRE GAGNER DU TEMPS ET DE LA PLACE SUR TOUS LES TABLEAUX

auximini ∅16

Degré d'étanchéité IP 40 ou IP 65.
Boutons-poussoirs équipés systématiquement d'un culot pour lampe midget-growed T1 3/4.
Boutons-tournants à manette et à clef haute précision.
Blocs électriques équipés de contacts argent ou dorés.
Fixation rapide des blocs électriques sur la tête de commande :
Entr'axe :
- 18 pour têtes : rondes et carrées. jusqu'à 2xO + 2xF
- 24 pour têtes : rondes, carrées, rectangulaires. avec 3xO + 3xF
- 30 pour têtes : rondes, carrées, rectangulaires. avec 4xO + 4xF

Pour informations complémentaires demandez le catalogue Auximini à BACO
290 route de Colmar BP 101
67024 Strasbourg Cedex
Tél. (88) 79.33.33
Telex 890.058 F

DANS UN MINIMUM D'ENCOMBREMENT

BACO constructions électriques

SERVICE-ANNONCEURS N° 96

Conditionneur électronique de réseau

Le **Ministatic TS** est une alimentation alternative entièrement statique destinée à protéger les équipements, tels que : mini-ordinateurs, microprocesseurs, instrumentation électronique, systèmes de contrôle numérique, etc., contre les erreurs mémoires, les mauvais fonctionnements et dommages causés par les fluctuations de tension, les bruits parasites de ligne, les transitoires et les pics de tension.

Cet équipement regroupe en un seul appareil toutes les caractéristiques de : filtre RFI, transformateur à hyper isolement, haute immunité, régulateur électronique, suppresseur de transitoires, assurant une qualité de courant compatible avec les équipements électroniques sophistiqués.

Parmi les caractéristiques, remarquons :

- un rendement très élevé (> 94 % à pleine charge) ;
- une quasi-absence de distorsion (< 1 %) ;
- une insensibilité aux variations de charge et au facteur de puissance ;
- une très faible consommation à vide (50 à 500 mA selon les modèles) ;
- l'absence de rayonnement magnétique.

Ce conditionneur fournit une tension de sortie de 220 V avec une précision de stabilisation de ± 3 %.

La surcharge instantanée peut être de deux fois le courant nominal pendant 10 secondes (5 fois pendant 20 ms).

Le Ministatic TS existe en sept versions, pour des puissances allant de 200 à 8 000 VA.

Energie - IREM

SERVICE-LECTEURS N° 5

Analyseur de logiciel en temps réel

Les concepteurs de logiciels sont actuellement confrontés à un sérieux problème : celui de la mise au point, de l'intégration, de l'optimisation et de l'évaluation des logiciels destinés à des systèmes à base de microprocesseurs. C'est à l'ensemble de ces problèmes que répond aujourd'hui le **Softanalyst** de *Northwest Instrument Systems.*

Le Softanalyst permet de travailler avec une grande gamme de microprocesseurs, de compilateurs (y compris le Pascal, C, Fortran et Ada), et d'assembleurs croisés. Tous les paramètres d'analyse (procédures, numéros de ligne et variables) peuvent être définis dans le programme des utilisateurs, puis être sélectionnés automatiquement à partir de tables de symboles standard (OMF, UNIX™, 4.2 COFF), obtenus en transfert descendant à partir de tout ordinateur de développement de logiciels. On peut, aux fins d'analyse, désigner jusqu'à 125 couples E/S de procédure, 250 événements uniques et 80 espaces.

Le Softanalyst admet aussi bien les systèmes à clavier que ceux à souris et utilise une interface multifenêtre graphique optimisée pour le concepteur de logiciels. Ce système peut également comporter l'option couleurs.

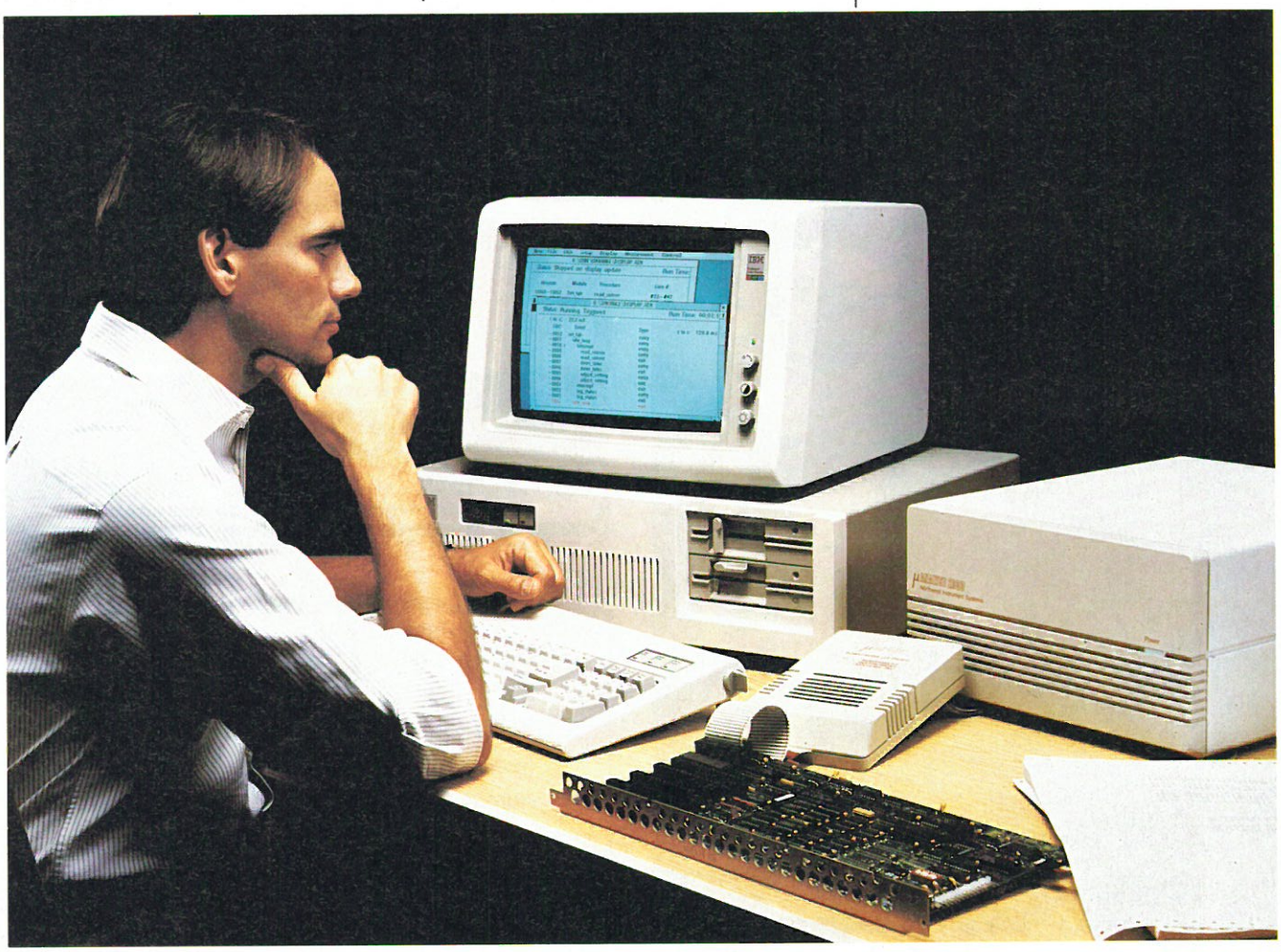
Le boîtier extérieur s'adapte à tout IBM PC, XT ou AT (ou compatibles) grâce à un bus parallèle rapide.

Pour conclure, on peut dire que le Softanalyst inclut trois outils en un :

- **Analyse de performances,** permettant à l'utilisateur de repérer les problèmes gênant les performances, ceci en phase d'exécution et en temps réel.
- **Traces symboliques,** permettant la mise au point des logiciels par une analyse hiérarchique commençant au niveau de la procédure ou du sous-programme et progressant ensuite jusqu'au niveau de l'instruction et de la variable.
- **Contrôle de l'exécution du code.**

Generim

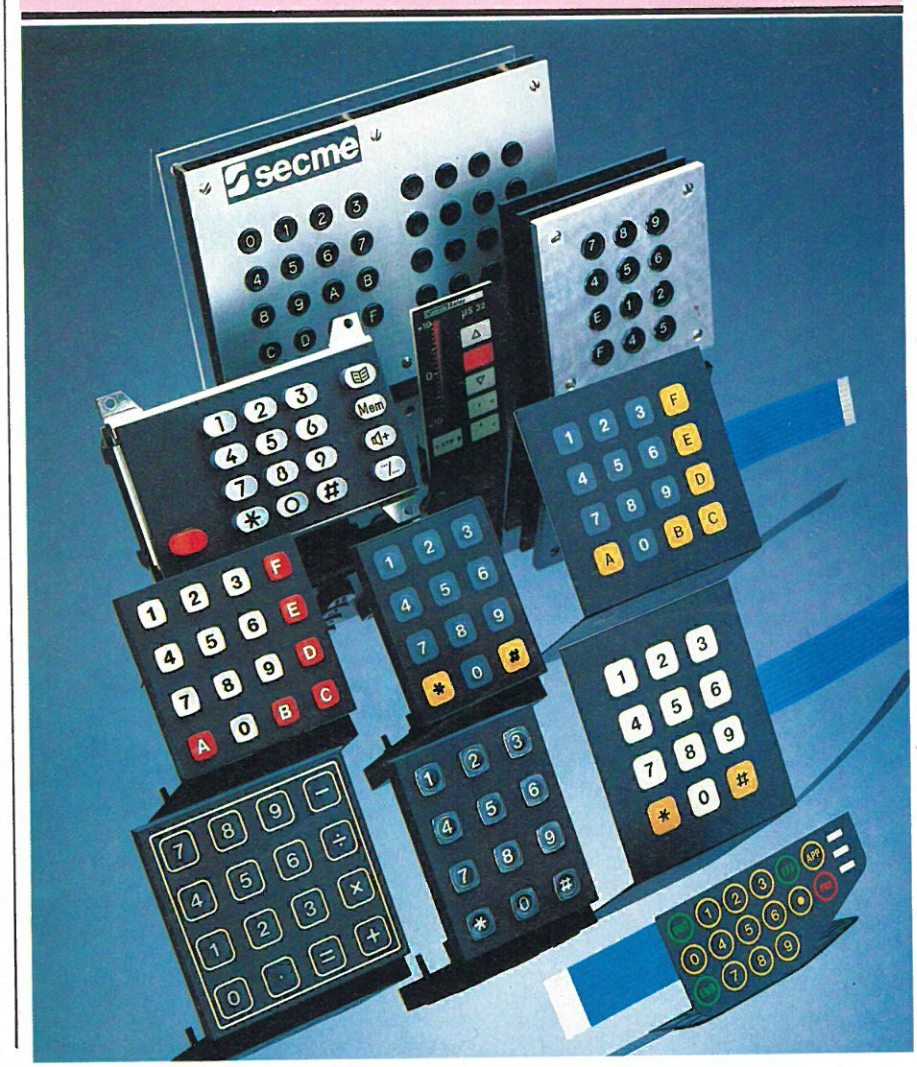
SERVICE-LECTEURS N° 6



Un bouton-poussoir français à la conquête des USA

Une société française qui vend son savoir-faire aux U.S.A., voilà qui étonnera certains. Cette nouvelle revigorante devrait inciter l'industrie hexagonale à relever le front (national dans ce cas précis).

Il faut donc inscrire au tableau d'honneur de la technologie française la firme Secme *qui vient de vendre la licence de ses boutons-poussoirs Cosmos à la société américaine* Centralab. *Cette dernière, dans un premier temps, a effectué une étude marketing approfondie sur ce type de produit (coût = 25 000 dollars), dont les résultats montrèrent des perspectives prometteuses. S'avisant alors qu'il lui faudrait trois années de recherche et développement, ainsi qu'un coquet investissement,* Centralab *a préféré acquérir le savoir-faire de* Secme *par le biais d'une licence incluant également la technologie de la machine d'assemblage et de l'outillage servant à créer les pièces détachées.*

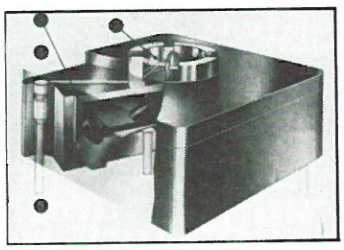


La technologie Cosmos

La pièce principale des touches miniatures lumineuses modulaires de la série Cosmos est un contact mobile constitué par un disque métallique déformable, qui garde en « mémoire » sa forme initiale dans toutes les conditions et dont l'action à rupture brusque permet une commutation nette et bien perceptible au toucher.

La force de manœuvre devant être exercée sur ce contact est de 300 g, pour une course de 0,7 à 1 mm.

Le mécanisme de contact est complètement étanche grâce à une membrane sertie à chaud.



Les touches miniatures Cosmos sont juxtaposables au pas de 2,54 et multiples, permettant ainsi la constitution de clavier.

Elles sont livrables également en blocs de 2, 3 et 6 éléments avec :

- Contact argenté ou doré.
- Résistance de contact : $< 20\ m\Omega$.
- Puissance de coupure : 3 W.
- Résistance d'isolement sous 100 V : $> 1\ 000\ M\Omega$.
- Tension : nominale 24 V ; minimale : 10 mV contact Au et 100 mV contact Ag.
- Intensité : nominale 125 mA ; minimale : 500 μA, contact Au et 10 mA contact Ag.
- Durée de vie nominale : 10^6 manœuvres.
- Température d'utilisation : – 40° + 85 °C.

Secme

SERVICE-LECTEURS N° 7

LA MESURE de visu

Fréquencemètre réciproque 2 voies

Le fréquencemètre-compteur programmable modèle *775* est un instrument de hautes performances étudié pour faciliter les applications dans les systèmes.

Il comprend deux entrées identiques du continu à 120 MHz avec résolution de 9 chiffres/seconde dans toute la gamme de fréquence. Cette performance de haut niveau est rendue possible par l'utilisation de la technique du « comptage réciproque » et d'une base de temps de 100 MHz obtenue par multiplication de l'horloge de 10 MHz. Le modèle 775 peut mesurer également des intervalles de temps de 10 ns, des périodes et des périodes moyennes. L'interface IEEE-488 incorporée est utilisable pour des applications « système » immédiates ou pour des développements futurs.

Les niveaux de déclenchement des deux entrées sont programmables par le bus IEEE-488.

Des mesures de gamme de fréquences élargies de 50 MHz à 1 GHz sont disponibles avec l'option canal C qui est une troisième voie indépendante des canaux A et B. Un oscillateur à quartz séparé, de 10 MHz, avec compensation thermique (TCXO), fait partie de la configuration standard.

Keithley

SERVICE-LECTEURS N° 10

Shunts à profusion

Destinée aux contrôles dans un grand nombre d'industrie, une nouvelle gamme de 220 modèles de shunts vient d'être proposée sur le marché.

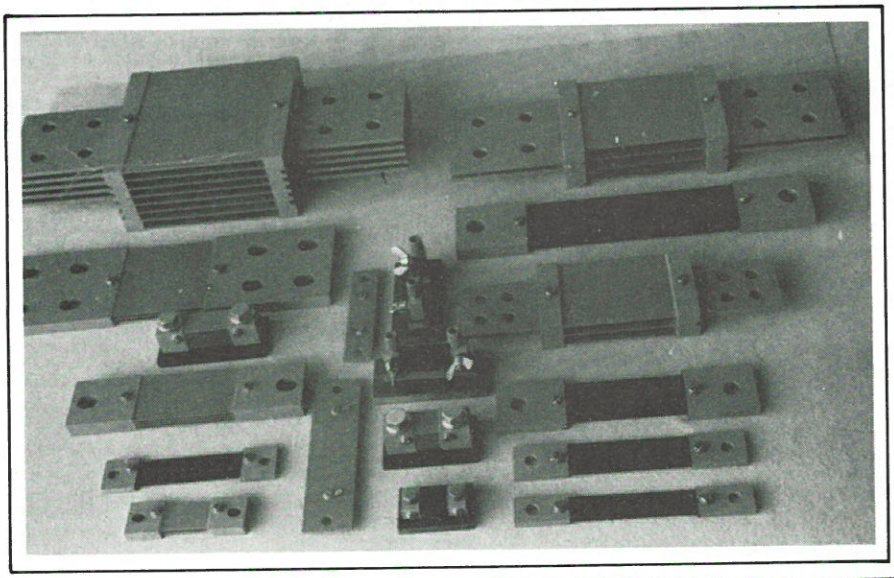
Cette gamme est composée d'éléments dont la sensibilité va de 10 à 4 000 ampères, de fabrication standard.

On peut remarquer quelques originalités dans l'éventail proposé :

- Modèles économiques aux entraxes adaptables, ce qui facilite la mise en œuvre au montage.
- Mini-shunts de 10 à 600 A, très compacts, résolvant les problèmes d'encombrement tout en gardant une bonne stabilité.
- Le « Labo-shunt » de 10 à 500 A, produit sécurisant et facile à manipuler, destiné aux écoles, laboratoires et centres de formation.
- Le « Préci-shunt », haut de gamme d'une remarquable stabilité.

Shunts et Matériels de Branchement de l'Ouest

SERVICE-LECTEURS N° 11



Enregistreur de transitoires + YT

L'enregistreur de transitoires SE 560 est de conception entièrement modulaire qui permet des configurations allant de l'appareil de maintenance compact au système de mesure à 3 canaux.

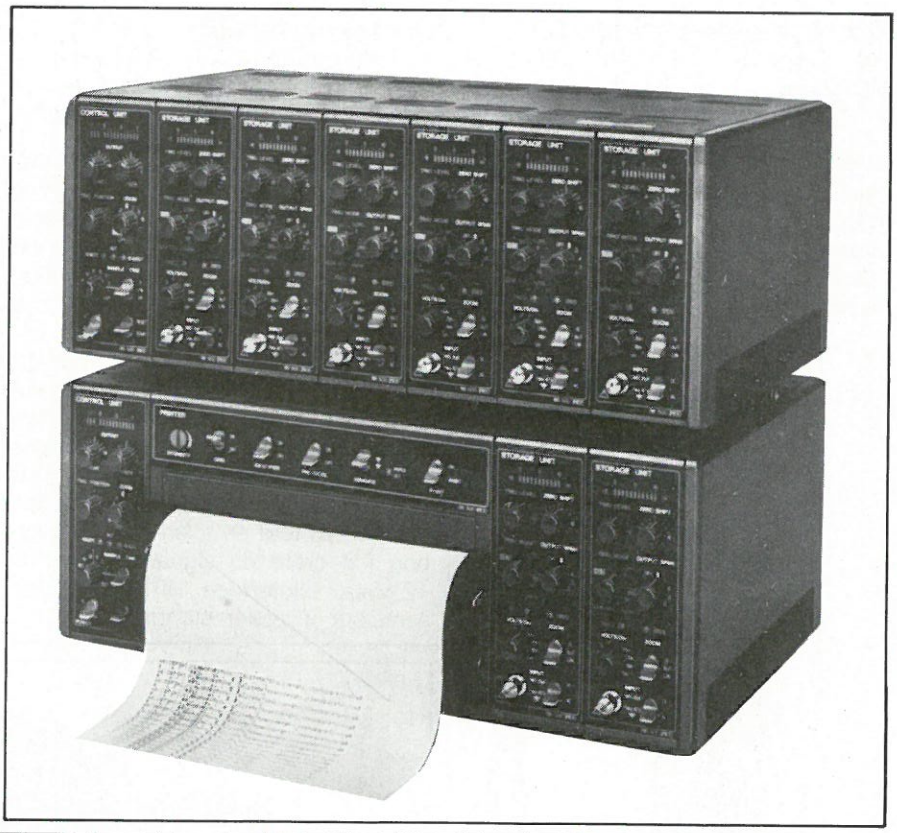
Une imprimante graphique intégrée permet une documentation immédiate des signaux acquis.

En dehors de son utilisation en enregistreur de transitoires le SE 560 peut aussi être utilisé comme enregistreur à pointes YT à 10 canaux. En « mode direct », l'évolution du signal mesuré n'est pas mémorisée, mais transmise immédiatement sur l'imprimante graphique. La fréquence d'échantillonnage est d'environ 5 kHz en mode direct ; l'avance du papier peut être sélectionnée en 15 paliers de 3,3 cm/s à 5,8 cm/jour.

Le SE 560 peut être en attente avec un nouveau système de déclenchement : le déclenchement « slew-rate » (déclenchement sur pente) est activé lorsque la pente dv/dt du signal mesuré dépasse un seuil préréglé. De ce fait, il est possible de saisir de brèves impulsions parasites sur la tension secteur au cours desquelles la valeur crête n'est pas dépassée.

BBC - Brown Boveri

SERVICE-LECTEURS N° 12



Isolateur 8 voies

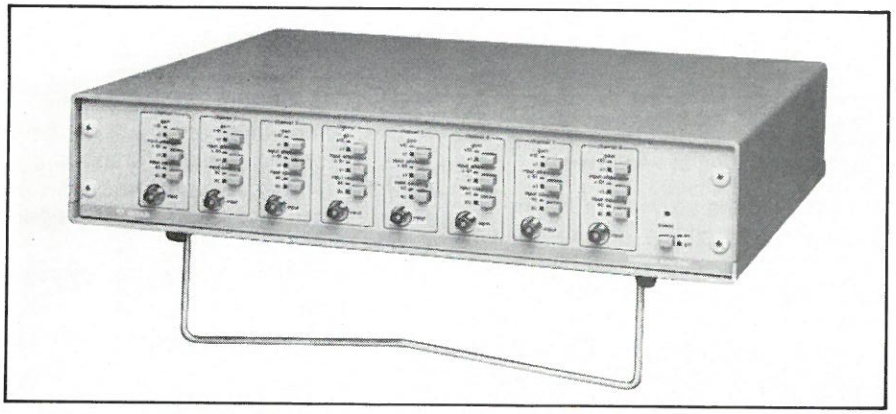
Cet appareil à 8 voies de mesure isolées accepte sur ses entrées des signaux allant du continu à 50 kHz. Cet instrument résout le problème fréquemment posé par l'usage d'équipements tels que enregistreurs de transitoires ou magnétiques en connexion avec des sources masses flottantes.

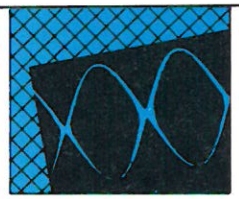
Que l'application soit scientifique, industrielle, en recherche, développement, production ou contrôle, cet isolateur permet d'effectuer en toute sécurité des mesures de signaux flottants jusqu'à + 500 V continus ou 350 V alternatifs.

Caractérisé par une gamme de sensibilité, de ± 0,5 à 500 V pleine échelle, une bande passante de 50 kHz, un couplage continu/alternatif et des entrées compatibles avec sondes oscilloscopes, ce coffret isolateur 8 voies est offert en version portable ou pour montage en baie standard 19 pouces.

Gould

SERVICE-LECTEURS N° 13

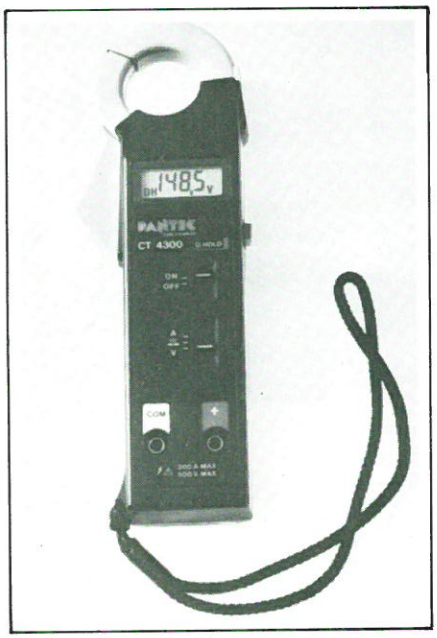




MESURE

Pinces ampèremétriques digitales

Référencées **CT 4200** et **4300,** ces deux pinces ampèremétriques 3 1/2 digits à affichage LCD sont de faible consommation (3 mW). Une fonction « Data hold » permet la mémorisation de la mesure.



La pince CT 4300 peut mesurer jusqu'à 300 A avec une précision de 1,5 % et est équipée d'un changement de gamme automatique (mesure de tensions alternatives également jusqu'à 500 V).

Ces pinces sont pourvues d'un circuit de protection contre les surcharges et d'un indicateur d'usure des piles.

Pantec

SERVICE-LECTEURS N° 14

Compteur 40 GHz haute résolution

L'association de la nouvelle technologie GaAs (arséniure de gallium) et des plus récents concepts en matière d'instrumentation hyperfréquence s'est traduite par l'apparition d'un nouveau compteur de 10 Hz à 40 GHz : le **HP 5352A.**

Cet appareil mesure des fréquences jusqu'à 40 GHz avec une résolution de 1 Hz en une seconde. Son synthétiseur et un nouvel algorithme de mesure permettent de délivrer plus de 80 mesures par seconde sur l'interface HP-IB tout en tolérant une déviation FM crête du signal incident de 12 MHz. L'interface HP-IB est présente sur la version standard.

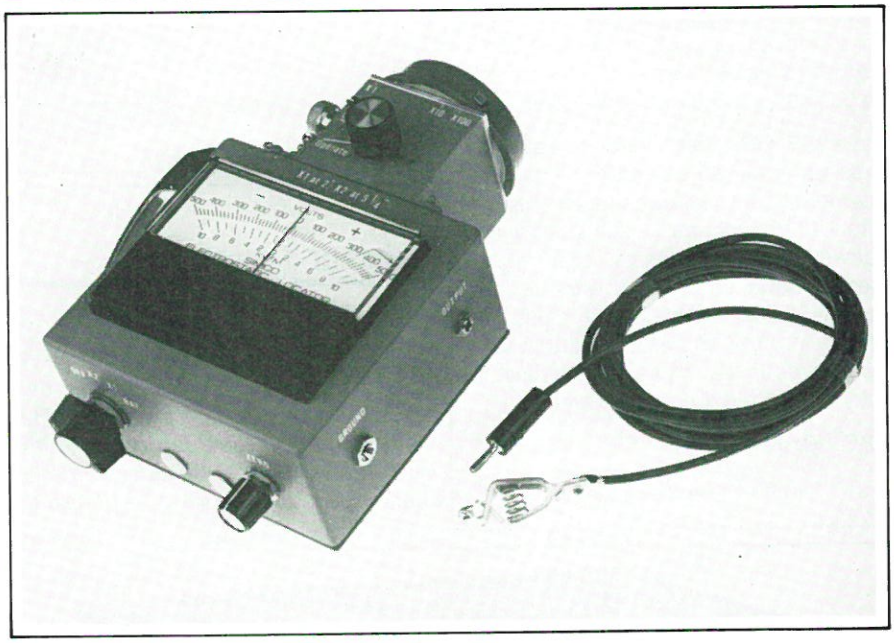
La sensibilité prévue du compteur placé dans un laboratoire à 25 °C est de – 25 dBm entre 500 MHz et 26,5 GHz, et décroît linéairement de – 25 dBm à – 15 dBm entre 26,5 et 40 GHz. Cette sensibilité élevée permet de mesurer des signaux de très faible niveau.

Le faible rayonnement RFI/EMI, qui constitue un critère de conception, est encore diminué par le mode d'attente (« sleep ») qui réduit l'activité interne du compteur lorsqu'il n'est pas en cours d'utilisation. On dispose donc d'un environnement suffisamment calme électriquement pour des applications particulières comme le test des récepteurs.

Hewlett-Packard

SERVICE-LECTEURS N° 16

Localisateur d'électricité statique



Cet appareil de mesure de charges électrostatiques **SS2X** de *Simco* permet une lecture directe et simple de charges positives et négatives.

Il est étalonné en volts et kV/m. Sa gamme de possibilité de mesure est de 0 à 200 kV et 0 à 400 kV/m. Un diaphragme réglable permet des lectures sur échelle X1 - X10 - X100. L'appareil est livré dans une mallette qui permet un stockage et un transport aisés.

Ses principales applications sont dans la localisation des charges sur les postes de travail, machines et matériaux ainsi que le contrôle périodique de l'efficacité des moyens mis en œuvre pour éliminer ces charges électrostatiques.

Techni-Industries France

SERVICE-LECTEURS N° 15

Fréquencemètres économiques

La firme britannique *Thandar* présente une gamme de fréquencemètres performants et économiques.

Le fréquencemètre périodemètre modèle *TF 200* à 8 chiffres couvre la gamme de 10 Hz à 200 MHz avec une sensibilité de 10 à 30 mV et une résolution de 0,1 Hz. Il mesure aussi les périodes moyennes de 10 Hz à 1,5 MHz. Sa précision est de 0,3 ppm à 23 °C. Son affichage à cristaux liquides autorise le fonctionnement sur batterie avec une autonomie supérieure à 150 heures.

Le fréquencemètre modèle *TF600* à 8 chiffres couvre la gamme de 5 Hz à 600 MHz avec une sensibilité de 10 à 50 mV et une résolution de 0,1 Hz. Sa précision est de 2 ppm à 23 °C. Son affichage électroluminescent brillant autorise la lecture dans toutes les conditions d'environnement. Normalement alimenté par le secteur, il peut également fonctionner sur batterie.

Le fréquencemètre de poche PFM200A est un appareil très complet à 8 chiffres couvrant la gamme de 20 Hz à 200 MHz avec une sensibilité de 10 à 50 mV et une résolution de 0,1 Hz.

Les multiplicateurs TF600 et TF100 permettent d'étendre la gamme de fréquence de ces fréquencemètres.

Elexodis

SERVICE-LECTEURS N° 17

Détecteur de chromatographie

Ce détecteur de chromatographie en phase liquide, à longueur d'onde variable, offre aux analystes un outil hautement performant, valable pour toute la gamme de la chromatographie (produits alimentaires, pharmaceutiques, biologiques, etc.).

Son système optique à double faisceau assure une stabilité de ligne de base exceptionnelle, dont la valeur emphytéotique est de 0,000 5 unités/h et la sensibilité de 0,000 05 unité de densité optique.

De forme compacte, il a un encombrement minimal, ce qui représente un avantage ergonométrique considérable. La précision des longueurs d'onde est de ± 2 nanomètres, avec une répétabilité de 0,5 nanomètre, sur toute la gamme de 195-390 nanomètres. Le détecteur est livré avec une cellule à circulation de 8 microlitres et 10 millimètres de passage optique. La bande passante est de 7 nanomètres.

La visualisation numérique de l'absorption, le zéro automatique par bouton-poussoir, le réglage de la sensibilité et du temps de réponse représentent, en outre, quatre caractéristiques avantageuses de ce nouveau détecteur.

Perkin-Elmer

SERVICE-LECTEURS N° 18

Générateur de fonctions programmable

Le générateur de fonctions *AFG*, couvrant une gamme de fréquences allant de 0,01 Hz à 20 MHz, est d'une mise en œuvre remarquablement simple.

Un système de six clés principales et six clés secondaires permet une sélection de tous les paramètres et fonctions de l'appareil qui apparaissent simultanément sur les afficheurs fluorescents.

Il est ainsi possible à l'utilisateur de voir d'un seul coup d'œil qu'il lui est loisible de faire générer à l'appareil du sinusoïdal, du triangle, carré, trapèze ou impulsions.

Ayant appuyé sur une de ces touches, trapèze par exemple, on a la possibilité de régler 6 nouveaux paramètres : période, largeur, temps de montée, temps de descente, niveau haut et niveau bas.

La moindre erreur de manipulation ou impossibilité technique est immédiatement signalée en clair.

Chaque point peut être entré au clavier numérique dans l'unité choisie ou ajustée d'une manière quasi analogique grâce à la roue magnétique du réglage.

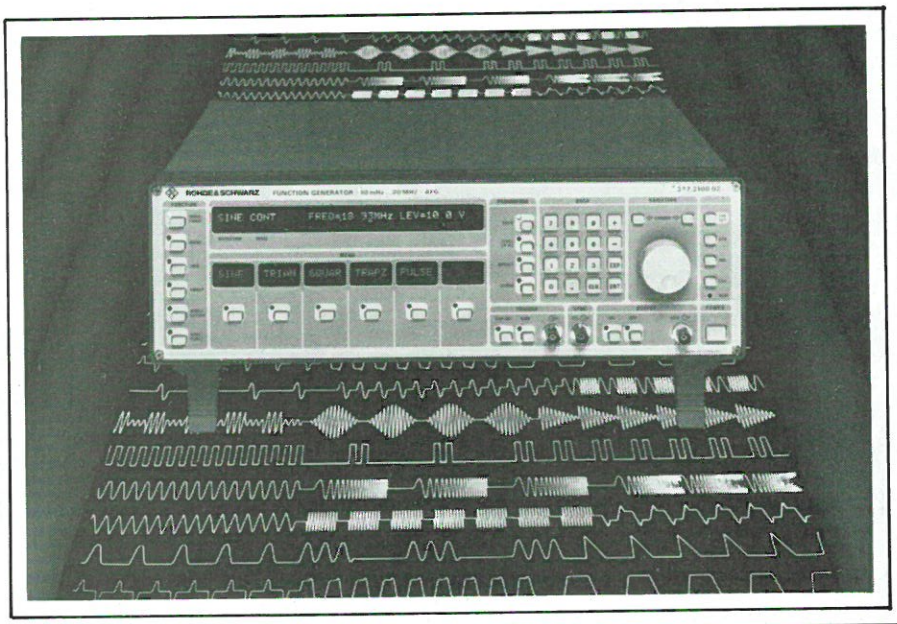
Pour chaque paramètre, la fréquence, le niveau, la symétrie, les niveaux haut et bas peuvent être réglés séparément.

Les signaux sont modulables en AM, FM, FSK et entièrement vobulables en interne ou externe.

La haute qualité du générateur permet une réjection harmonique supérieure à 50 dB et un réglage continu de déphasage de – 90° à + 90°. L'AFG, qui est entièrement programmable suivant les normes IEEE 488/CEI 625 peut s'intégrer facilement dans un banc de test automatique.

Rohde et Schwarz

SERVICE-LECTEURS N° 19



Multimètres numériques 3 1/2 et 4 1/2 digits

Ces trois multimètres numériques de *Global Specialties* permettent la mesure des tensions et des courants en valeur efficace vraie.

Le modèle **DMM 3121** est un instrument 2 000 points pour la mesure des tensions continues de ± 200 mV à ± 1 200 V (750 V alternatifs) sur 5 gammes avec une résolution maximale de 100 µV dans la gamme 0,2 V. La mesure des courants continus et alternatifs se fait sur 6 gammes de 0,2 mA à 10 A avec une résolution de 100 nA dans la gamme 0,2 A.

L'affichage de la mesure se fait sur 3 1/2 digits, complétés d'un indicateur de polarité avec clignotement en cas de dépassement.

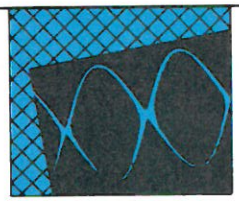
Les **DMM 4120** et **4121** sont des instruments à hautes performances offrant un affichage 20 000 points et 28 gammes de mesure pour les courants et tensions continus et alternatifs ainsi que les résistances. Les tensions mesurables sont de ± 1 200 V et 750 V au maximum avec une résolution de 10 µV. Les courants que les DMM 4120 et 4121 peuvent mesurer vont de ± 200 µA à ± 10 A avec une résolution de 10 nA dans la gamme 0,2 mA. Un test de diodes est également offert.

Selon les modèles, la précision de base est de ± 0,02 % de la lecture (modèle 4120) ou de ± 0,05 % (modèle 4121).

L'affichage de la mesure s'effectue sur 4 1/2 digits, complétés d'un indicateur de polarité avec clignotement de l'ensemble en cas de dépassement.

Gradco France

SERVICE-LECTEURS N° 20



MESURE

Enregistreur numérique

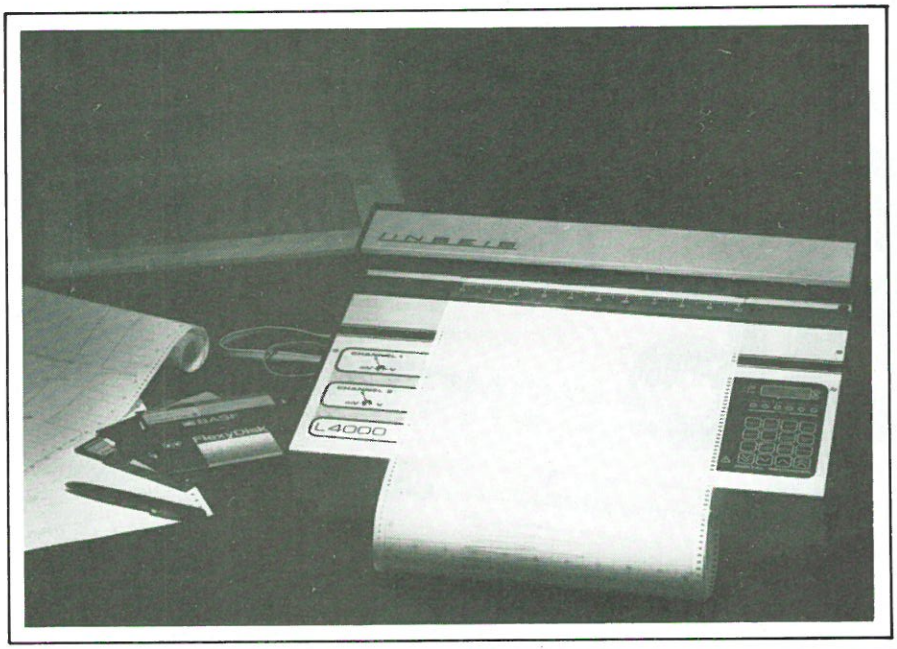
L'enregistreur **L 4000** est raccordable à un ordinateur et est donc tout à fait adapté aux mesures automatisées en laboratoire.

Il est en outre utilisable en tant que convertisseur A/N ou N/A. Toutes les fonctions de cet enregistreur 2 voies avec une largeur d'écriture de 250 mm sont programmables : zéro, gamme de mesure, dilatation d'échelle, défilement du papier. Ces fonctions sont également programmables à l'aide du clavier et visualisées sur un afficheur LED.

Les indications numériques sont claires et facilement modifiables ou reprogrammables. Sur chaque voie, une consigne de valeur min-max est librement programmable et délivre un signal TTL pouvant commander un autre appareil. En série, l'appareil est également équipé d'un marqueur de temps sur la voie 1, d'un marqueur d'événement sur chacune des deux voies et d'une fonction « repeat » qui permet un retour automatique du papier à sa position au début de la mesure permettant d'effectuer des mesures comparatives. Le sens de la mesure (polarité du signal d'entrée) peut être inversé séparément pour chaque voie.

Linseis

SERVICE-LECTEURS N° 21



Oscilloscope 350 MHz

Le **PM 3295**, oscilloscope portable 350 MHz, se caractérise par une très grande facilité d'emploi, avec une recherche automatique d'affichage, la souplesse de réglage et des curseurs amplitude/temps. Le fonctionnement à distance entièrement automatique de toutes ou d'une partie des commandes est possible *via* une interface IEEE.

La double base de temps du PM 3295 offre de larges possibilités, qui comprennent : une vitesse d'écriture extrêmement élevée, des performances étendues de déclenchement en interne et en externe, la visualisation de quatre traces avec deux voies d'entrée verticales et l'affichage du signal de déclenchement. La sensibilité d'entrée de 1 mV à 5 V permet la mesure des signaux d'amplitudes faibles et de niveaux élevés ; l'impédance d'entrée peut être sélectionnée sur 50 Ω ou 1 MΩ.

La combinaison de textes sur l'écran, de diodes électroluminescentes et d'indicateurs LCD avec des commutateurs « mémorisés », réglables indépendamment de leur position mécanique, permet une nouvelle approche de mesure. Des curseurs peuvent être positionnés sur l'écran, pour des mesures directes et précises de tensions et de temps.

Le dispositif de recherche automatique d'affichage effectue tous les réglages initiaux et permet d'obtenir une représentation « exploitable » pour tout signal d'entrée.

L'oscilloscope PM 3295 est garanti 3 ans (pièces détachées, main-d'œuvre et tube à rayons cathodiques).

Philips

SERVICE-LECTEURS N° 22

Générateur de tension programmable

Le *Goléon* série *4000* est un générateur de tension programmable en fonction du temps, interfaçable en RS 232, RS 422 et IEEE.

Cet appareil réalise 99 segments permettant pour chaque segment de délivrer une tension de référence variant linéairement avec le temps. Il peut être utilisé en standard de tension, en programmateur.

Les programmes se déroulent simultanément sur deux voies :

- une voie analogique ± 10 V ;
- une voie logique (6 états logiques).

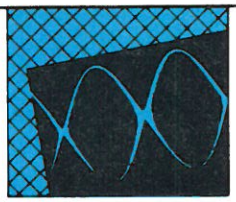
La programmation de la consigne se fait soit en amplitude, soit en pente.

Il est possible de démarrer et d'arrêter le programme à n'importe quel segment. De plus, le programme choisi peut être cyclé.

La précision atteinte est meilleure que 10^{-4} pour les tensions et meilleure que 1 seconde pour le temps.

Kativois

SERVICE-LECTEURS N° 23



MESURE

Système d'acquisition

Equipé d'un processeur de mesure analogique, le système d'acquisition **1752A** de *Fluke* effectue jusqu'à 1 000 acquisitions/seconde. Cette valeur peut être élevée jusqu'à 4 000 acquisitions/seconde par la mise en place d'autres processeurs. Chaque processeur de mesure est équipé d'un C.A.N. résolution 14 bits et prend en compte 16 voies différentielles ou 32 voies référencées à la masse. La résolution est de 124 μV sur la gamme 1 V, la précision de 0,02 %, la rejection de mode commun continu est de 70 dB.

Le 1752A, bien protégé contre les parasites et les chocs, se monte en rack ; il accepte les entrées en tension, courant, temps, fréquence, ainsi que numériques, il permet le contrôle d'opérations à l'aide de sorties tension, courant ou numériques.

Ces caractéristiques en font un appareil particulièrement bien adapté à la surveillance et la commande de procédés, au contrôle de production spécialisé à la commande de machines, tant en laboratoire qu'en environnement industriel.

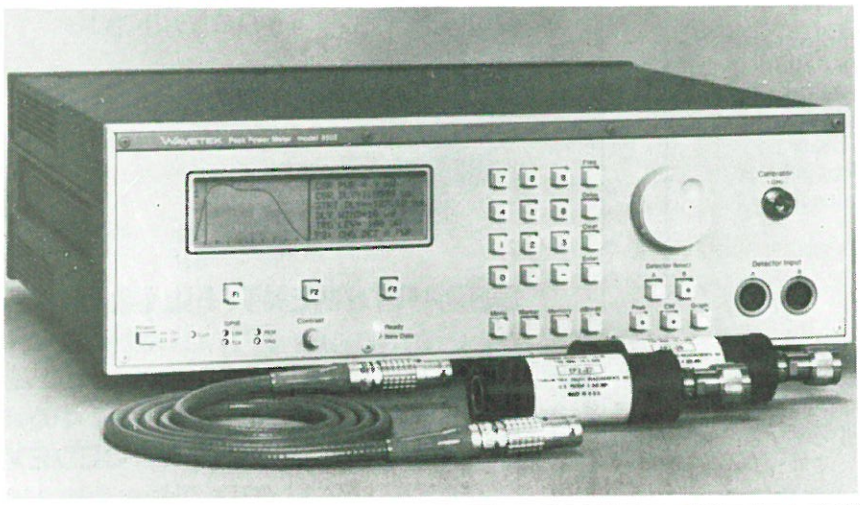
MB Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 24

Milliwattmètres de crête 40 GHz

Les nouveaux milliwattmètres de crête **8501** (à un détecteur) et **8502** (à deux détecteurs) de *Wavetek* peuvent mesurer les impulsions isolées ou répétitives aussi bien que les ondes entretenues jusqu'à 40 GHz.

Les impulsions mesurées peuvent être aussi étroites que 15 nanosecondes. L'affichage à cristaux liquides incorporé présente la lecture de la puissance (alphanumériquement) ou la forme d'onde mesurée (graphiquement). La forme de l'impulsion mesurée peut être examinée en déplaçant le curseur à la position désirée avec affichage de la puissance instantanée. Une fenêtre d'échantillonnage déclenchée par la première impulsion d'un train peut être retardée pour effectuer la mesure d'une impulsion quelconque de ce train.



La réponse en fréquence des détecteurs est stockée en EPROM à l'intérieur de ceux-ci pour un étalonnage automatique de la lecture sans correction. Les détecteurs, grâce à leur grande dynamique et leur excellente sensibilité, permettent de mesurer la puissance d'un signal entretenu dans une plage de 60 dB (– 40 à + 20 dBm) et celle d'une impulsion dans une plage de 40 dB (– 20 à + 20 dBm).

Ces appareils sont entièrement programmables par bus GPIB.

Elexo

SERVICE-LECTEURS N° 25

L'OPTO-ÉLECTRONIQUE de visu

Afficheurs alphanumériques « plein soleil »

Cette famille offre trois coloris au choix : jaune (« HDSP-2381 »), rouge haut rendement (« HDSP-2382 ») et vert hautes performances (« HDSP-2383 »).

Cette famille de produits trouvera de nombreuses applications dans des domaines où la haute fiabilité et la lisibilité en lumière solaire intense sont des impératifs, par exemple, dans l'avionique militaire ou commerciale, les équipements au sol et l'industrie lourde.

Pour une facilité et une souplesse plus grandes dans la création des barrettes d'affichage, l'ensemble se présente sous forme d'un boîtier à 4 caractères DIL à 12 broches, alignable par colonne ou par rangée.

La taille des afficheurs à matrice de points 5 × 7 accepte le jeu complet de 128 caractères et symboles ASCII. Avec un angle de vision de 55°, les afficheurs sont lisibles à partir de nombreuses positions.

Dotés d'un filtre améliorant le contraste et d'un dissipateur thermique, ces nouveaux afficheurs sont lisibles en lumière solaire très vive.

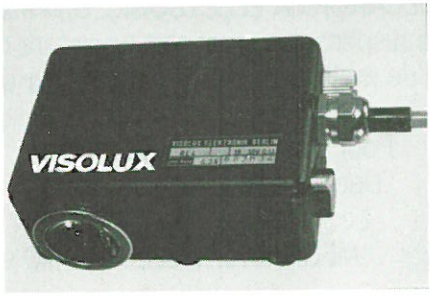
Hewlett-Packard
Tél. : 60.77.83.83

SERVICE-LECTEURS N° 26

Lecteur de marques et repères

Ce lecteur photoélectrique *Visolux* de marques et repères détecte et lit les éléments imprimés quelle que soit la couleur ou la nature de l'impression ou du support. Cette détection est réalisée par l'émission d'un faisceau vert ou rouge en fonction des caractéristiques rencontrées (couleurs, fonds, nature du support, etc.). Mais ce lecteur est particulièrement intéressant par ses tolérances de détection : les variations en hauteur ou en latéralité ne sont pas prises en compte, ce qui permet une lecture sur des supports ondulants, brillants ou rugueux, tout en restant insensible aux lumières parasites.

Ce capteur est, en outre, rigoureusement stable face aux variations de courant ou de température. L'amplificateur incorporé à sortie NPN (PNP sur demande) permet le raccordement à toutes sortes de systèmes. Le boîtier robuste en aluminium moulé assure une très bonne étanchéité en accord avec les conditions d'utilisation en milieu industriel.



Elcowa
Tél. : 46.66.82.46

SERVICE-LECTEURS N° 27

Détecteurs opto-hybrides

Ces dispositifs hybrides, « série 3000 » de *L.I.R.*, se composent d'un détecteur au séléniure de plomb ou d'un détecteur au sulfure de plomb, d'un transistor à effet de champ et de composants passifs. Le détecteur en mode photoconducteur, les composants passifs sont en option et comprennent :

– un refroidisseur thermoélectrique à un ou deux étages ;

– une thermistance calibrée en usine ;

– un filtre optique passe-bande ;

– une résistance de charge interne ;

– des résistances de drain et de source pour le FET.

Le FET standard est alimenté de telle façon qu'il peut fonctionner en une ou deux configurations possibles, comme convertisseur/isolateur d'impédance de source ou comme préamplificateur à gain nominal × 10.

ISC-France
Tél. : 45.06.42.75

SERVICE-LECTEURS N° 28

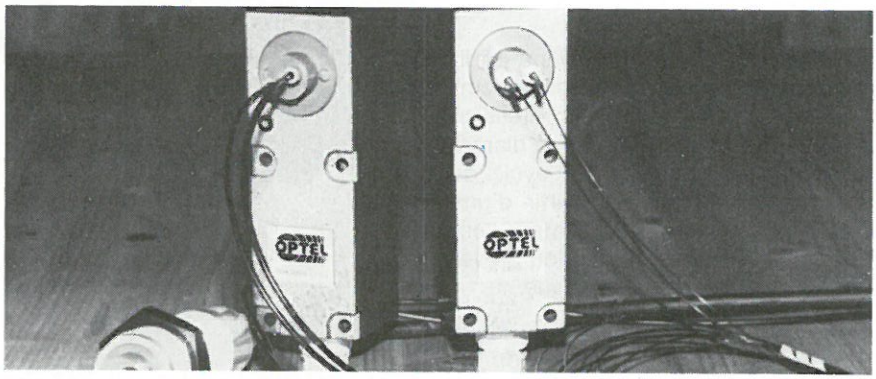
Capteurs à fibres optiques

Ces capteurs utilisent une fibre optique 200 μm et sont destinés aux applications suivantes : détection de défauts, reconnaissance de contours et de formes.

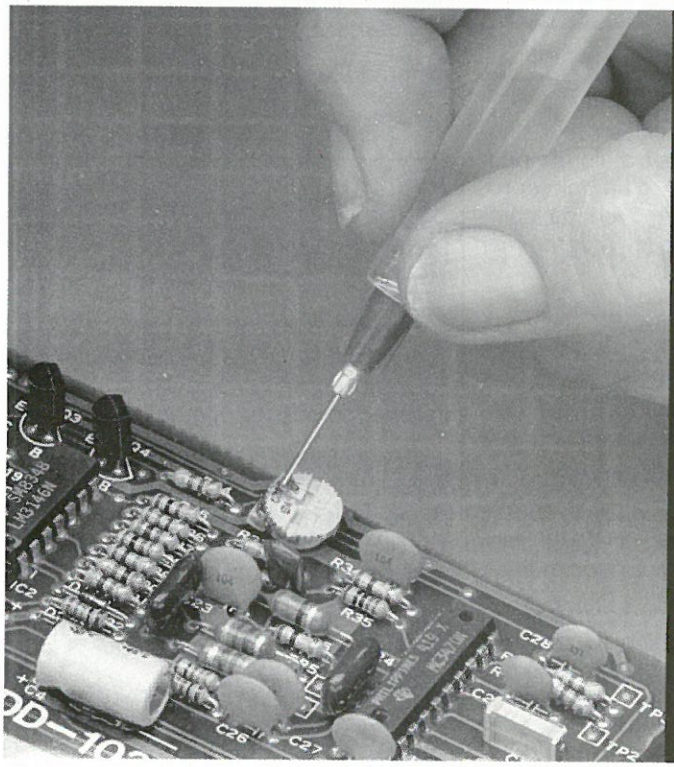
Une électronique de traitement de signal associée permet un fonctionnement sous diverses tensions d'alimentation ainsi que sous différentes valeurs de temporisation.

Optel

SERVICE-LECTEURS N° 29



PRECIS/RAPIDE



L'APPLICATEUR AUTOMATIQUE EFD EST RAPIDE ET D'UNE TRÈS GRANDE PRÉCISION.

Le 1000 XLE assure des dépôts microscopiques ou plus importants de colles, flux, encres, époxies, silicone, pâtes de contact ou à souder, d'un simple coup de pédale sans rejet, sans gaspillage ni saleté..

En utilisant l'applicateur automatique EFD, vous économisez des milliers d'heures de production tout en réduisant les coûts de fabrication.

POUR UN ESSAI GRATUIT DE 30 JOURS.

POUR TOUS RENSEIGNEMENTS ET DOCUMENTATIONS. APPELEZ-NOUS GRATUITEMENT DÈS AUJOURD'HUI AU :

NUMERO VERT APPEL GRATUIT 05.33.11.33

EFD®

Augmente la productivité.

EFD FRANCE
62-70 Rue Yvan Tourgueneff
78380 Bougival

SERVICE-ANNONCEURS N° 60

LES ÉQUIPEMENTS de visu

Applicateur automatique de produits U.V.

L'applicateur automatique **1000 XLE** permet des dépôts répétitifs contrôlés d'adhésifs réagissant aux U.V. pour des applications de collage, d'encapsulation, de potting ou d'enrobage.

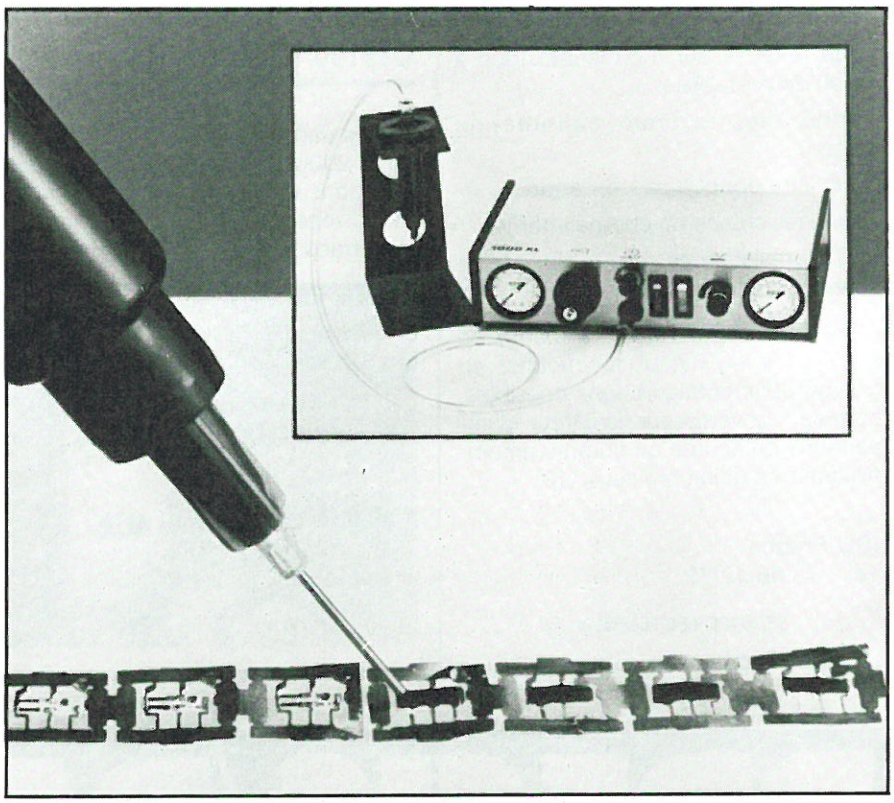
Le volume des dépôts faits à partir de seringues noires opaques de 3 cm^3 à 30 cm^3 est fonction de la pression d'air, de la temporisation et du diamètre de l'aiguille choisie. Le cycle de dépôt est commandé à partir d'une simple pédale, mais l'applicateur peut être activé par une information provenant d'un système automatique.

Pour des utilisations de produits très fluides, un système de vide interne permet d'éviter le gouttage entre deux applications.

Le 1000 XLE permet d'éliminer les rejets dus aux dépôts trop faibles ou trop importants générés par une application manuelle, ainsi que les impuretés.

EFD France

SERVICE-LECTEURS N° 30



Fer à souder avec aspiration de fumée

Le nouveau fer **GAM 48 A.F.** est un fer thermostaté équipé d'un système permettant d'aspirer les fumées émises au moment de l'opération de soudage (brasage). Il est le fruit de la collaboration d'électroniciens et de spécialistes de l'hygiène et de la sécurité.

Léger et maniable, il s'adapte à toute aspiration centrale ayant un débit de 30 litres d'air par minute.

Il absorbe alors dès la source plus de 95 % des fumées émises lors de l'opération de soudage.

Son contrôle de température permet une régulation à ± 2 %.

Philips DETI

SERVICE-LECTEURS N° 31

Centrale de signalisation et de télésurveillance

La centrale **5016** est un tout nouveau système compact d'alarme pour 16 entrées. L'emploi d'un microprocesseur permet, au moyen de commutateurs mini-dip, de programmer en quelques minutes :

– 4 fonctions de signalisation ;

– le genre des contacts de signalisation (ouverture ou fermeture) ;

– la fonction des contacts de télétransmission et la temporisation des deux premières entrées.

L'alimentation est de 24 à 48 Vcc ou 24 Vca. Les prises de sortie donnent un signal de 25 mA par canal.

Tous les éléments de commande et les LED de signalisation se trouvent sur le panneau frontal. L'éclairage des touches de quittance « conduit » la commande.

Toutes les entrées sont découplées galvaniquement par des optocoupleurs qui sont contrôlés toutes les 32 secondes.

Arnould Electro-Industrie

SERVICE-LECTEURS N° 32

Cadre de montage-soudage

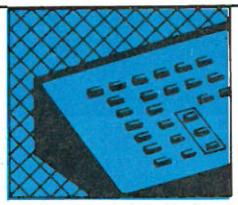
Réalisé en profilé d'aluminium anodisé incolore, ce cadre de montage-soudage permet la fixation du circuit imprimé durant ces opérations.

Après montage des composants, l'opérateur ferme le couvercle équipé d'une couche de mousse qui maintient les éléments, puis retourne le cadre pour effectuer les soudures.

Il existe deux modèles : deux ou quatre cartes au format Europe.

Weeq

SERVICE-LECTEURS N° 41



ÉQUIPEMENTS

Valise de contrôle de réseaux

Le « Fakerscope », qui ne pèse que 1 kg, et se présente sous la forme d'une petite valise robuste, permet d'effectuer tous les tests classiques sur les équipements d'un réseau. Un écran de 80 caractères permet de voir les données simultanément sur l'émission et la réception en synchrone et asynchrone, en formats ASCII, EBCDIC et hexadécimal de 50 à 19 200 bps. Sa mémoire de capture de 2 000 caractères peut être déclenchée par un événement tel que le changement d'un signal d'interface ou une suite de caractères sur la ligne. Les vitesses d'émission et de réception peuvent être différentes. L'appareil fonctionne sur piles rechargeables.

Le « Fakerscope » peut générer des messages pour tester des liaisons, les ordinateurs et des périphériques, soit par message standard FOX, soit jusqu'à 1 000 caractères choisis par l'utilisateur. L'émission des messages peut être en continu ou déclenchée par un signal ou une suite de caractères détectée sur la ligne. Le Fakerscope obéit aux caractères XON/XOFF ou aux signaux d'interface.

K2-Systèmes

SERVICE-LECTEURS N° 33

Testeurs de télétransmissions

Ces testeurs de télécommunication : le « 835 » et le « 836 », vont intéresser les personnes impliquées dans l'installation et la maintenance des réseaux de transmissions de données. Ces testeurs sont émetteurs et récepteurs, programmables pour réaliser la télémaintenance des réseaux et périphériques.

Le « 835 » offre :

– des mémoires non volatiles de sauvegarde de programmes ;
– le « DTE/DCE scroll » pour explorer des données en temps différé ;

– l'« Upload/Download », qui peut transférer les données capturées et le contenu des mémoires de programme entre 2 testeurs ;
– une capacité de mémoire de capture portée à 4 451 caractères.

Le « 836 » offre en plus du « 835 » :

– une vitesse maximum portée à 72 k/bauds full duplex ;
– un compresseur de données et un double déclenchement booléen.

Tektronix

SERVICE-LECTEURS N° 34

Testeur de systèmes à microprocesseurs

Le « B2000 », fabriqué par *Polar*, est un appareil de test, portatif, d'un coût très attractif, principalement destiné à la réparation des cartes à microprocesseurs 8 bits en production et en maintenance.

Ce système utilise une technique originale de simulation, il se substitue au microprocesseur et permet de tester le noyau de la carte. Il possède une mise en œuvre simple par touches de fonctions : court-circuits, « Checksum », « Ramtest », Désassemblage, I/O, etc., et dispose d'une mémoire non volatile pour le stockage des programmes et d'une imprimante intégrée.

Equitest

SERVICE-LECTEURS N° 35

Bain d'étain

Ce bain d'étain thermostaté à contrôle électronique de température requiert une puissance de 150 W ; la capacité du creuset est de 60 × 40 mm.

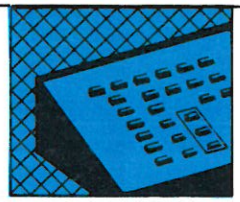
La température peut être réglée de 100 à 500 °C avec un affichage numérique de la température programmée et de celle relevée par un thermocouple situé au cœur du creuset.

L'accès du creuset est entièrement dégagé et la mise en température très rapide (de l'ordre de 5 mn) avec une précision de ± 10 °C.

Une coupelle de protection évite tout débordement de l'étain sur le boîtier. L'ensemble est compact et bien adapté à l'équipement des postes de travail pour étamage des composants des câbles des petites pièces dans l'industrie.

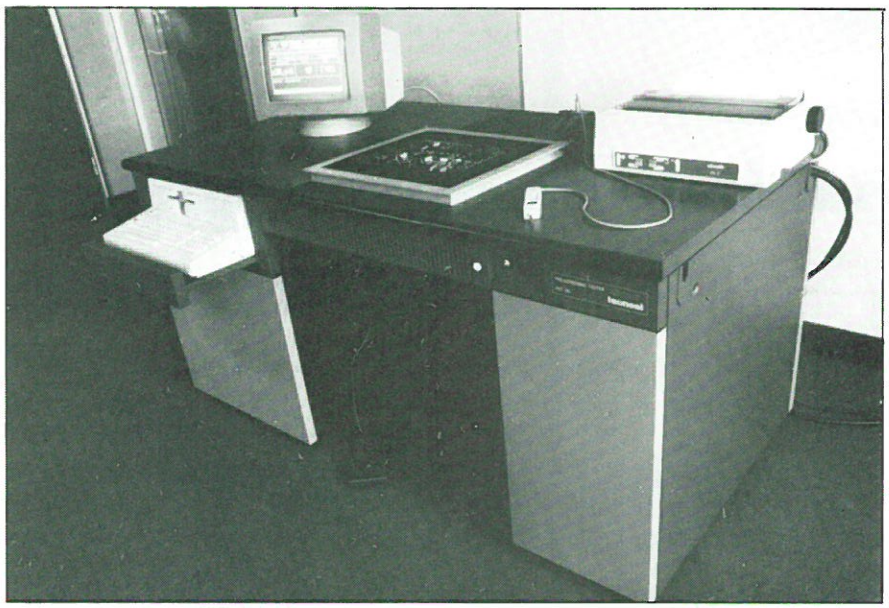
Philips-Deti

SERVICE-LECTEURS N° 36



ÉQUIPEMENTS

Testeur in-circuit



Le « PST 100 » a été particulièrement étudié pour les sociétés de fabrication et de sous-traitance de cartes électroniques en petites et moyennes quantités, de types variés et non suivis.

Il permet de réduire au minimum l'intervention humaine et les coûts de développement de programmes de test. Il utilise des interfaces économiques, réutilisables et de mise en œuvre rapide.

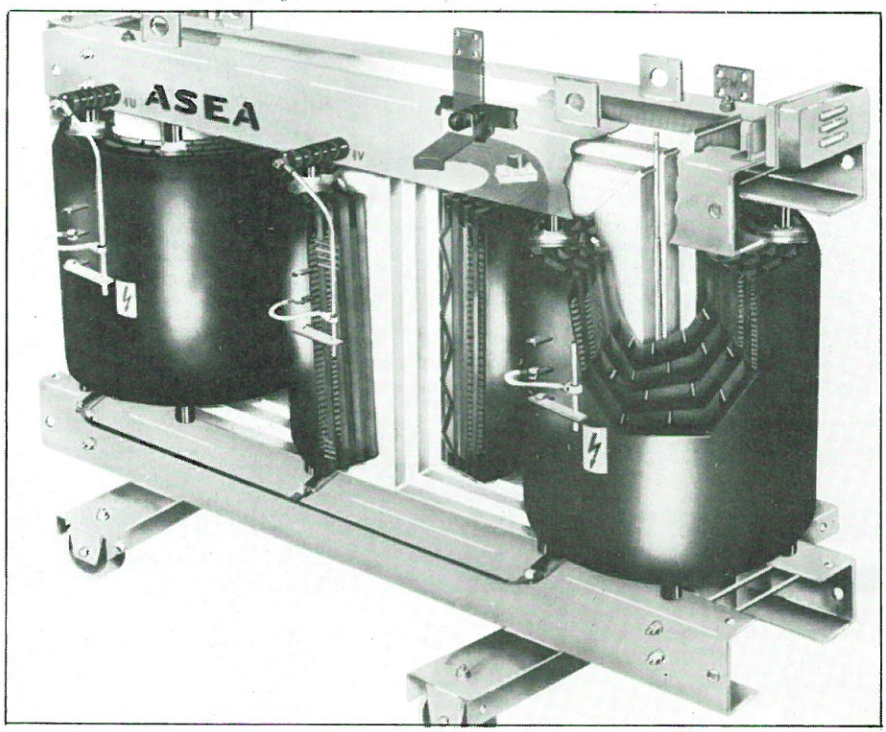
Il est capable de localiser les défauts de fabrication tels que composants hors tolérances, courts-circuits ou rupture de pistes...

Le logiciel et l'architecture du « PST 100 » ont été intégrés afin de simplifier la mise en œuvre grâce à un auto-apprentissage de la carte à tester. Il peut avoir jusqu'à 8 192 canaux, tous accessibles par des pointes de test spéciales placées sur une grille standard. Cette solution évite un câblage de la tête de test personnalisée. Il permet un auto-apprentissage à partir d'une carte bonne et des modifications de programme sont rapides. Il a, en outre, la possibilité d'établir des points de garde automatique afin d'isoler un composant de son environnement.

Equipé d'un calculateur *Olivetti* M 20, sa configuration comporte un disque dur de 8,8 Mo, 160 Ko de mémoire centrale, un écran et une imprimante. Le logiciel interne au système est écrit en Pascal afin de permettre un dialogue interactif entre opérateur/programmateur et machine, quelle que soit l'opération effectuée.

Olivetti-Technost

SERVICE-LECTEURS N° 37



Transformateurs « de sécurité »

Ces transformateurs dénommés « Resibloc » sont secs, enrobés de résine, refroidis à l'air. Leur technologie évite l'emploi de tout liquide diélectrique, en particulier d'un liquide non biodégradable ou présentant un risque de pollution.

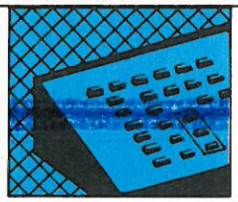
En cas d'incendie extérieur, leur enrobage isolant présente le double avantage d'être auto-extinguible et de ne pas émettre de gaz toxiques.

Du fait de leur installation simple, sans cuve de rétention de diélectrique, sans local spécial avec porte coupe-feu, ces transformateurs offrent une solution globale économiquement intéressante.

Ils sont fabriqués jusqu'à 36 kV et 10 000 kVA.

ASEA – div. Energie

SERVICE-LECTEURS N° 38



ÉQUIPEMENTS

Blocs-borniers modulaires

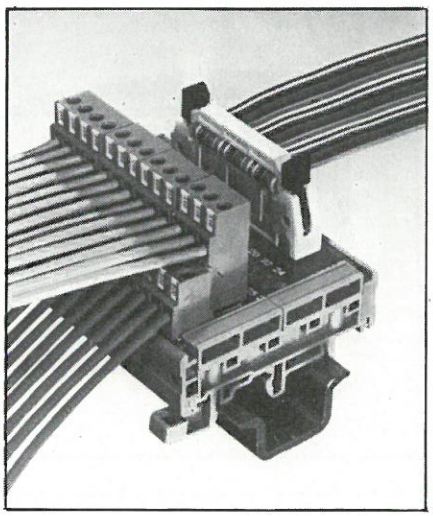
Les « blocs fonctionnels modulaires série 20 000 » offrent une solution à chaque problème d'installation d'une électronique active sur un bornier, avec diverses configurations possibles :

– interfaces de raccordement permettant, dans une armoire, une adaptation de divers raccordements : connexions vissées, connexions autodénudantes pour HE10, connecteurs DIN 41612, SUB D... ;

– interfaces actives permettant de traiter un signal : temporisation, optocoupleurs, multivibrateurs, etc. ;

– supports de composants : diodes, résistances, LED, fusibles, etc. ;

– boîtiers vides pour montages personnalisés.



Trois présentations des blocs-supports sont possibles : sans protection, avec protection partielle ou totale.

Entrelec

SERVICE-LECTEURS N° 39

Pour l'analyse des machines tournantes

Le logiciel baptisé « Spin » est destiné à la qualification des composants de machines tournantes, et également à la surveillance et au suivi des machines en fonctionnement.

« Spin » est un logiciel interactif par menu, modulaire par tâche spécialisée pour l'acquisition et l'analyse des signaux provenant de machines tournantes. Ces signaux sont analysés en relation directe avec une référence tachymétrique pour déterminer les composants fréquentiels relatifs ou non à la vitesse de rotation de la machine en fonctionnement.

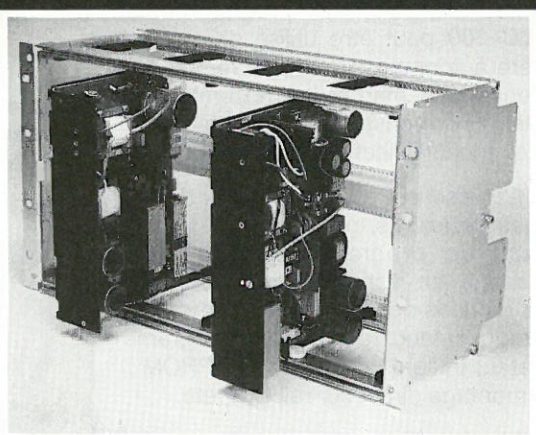
Genrad

SERVICE-LECTEURS N° 40

Alimentations à découpage 100 W Eurodimension 6 U Homologués UL - CSA - VDE

150 W avec ventilation forcée
SORTIES : 5 V, 12 V, 15 V, 24 V, 48 V
5 V ± 12 V 24 V
5 V ± 12 V 5 V
ENTRÉES : 110 VAC / 220 VAC
ISOLEMENT : 4 KVAC
PROTECTIONS : surintensité, surtension, thermique
SIGNAL LOGIQUE PWF

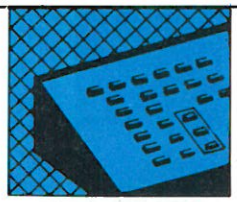
S.A. PHILIPS INDUSTRIELLE ET COMMERCIALE
Division Science et Industrie - 105, rue de Paris, B.P. 62
93002 BOBIGNY Cedex - Tél. : (1) 830.11.11 - Télex 210 290



PHILIPS **Mesure**

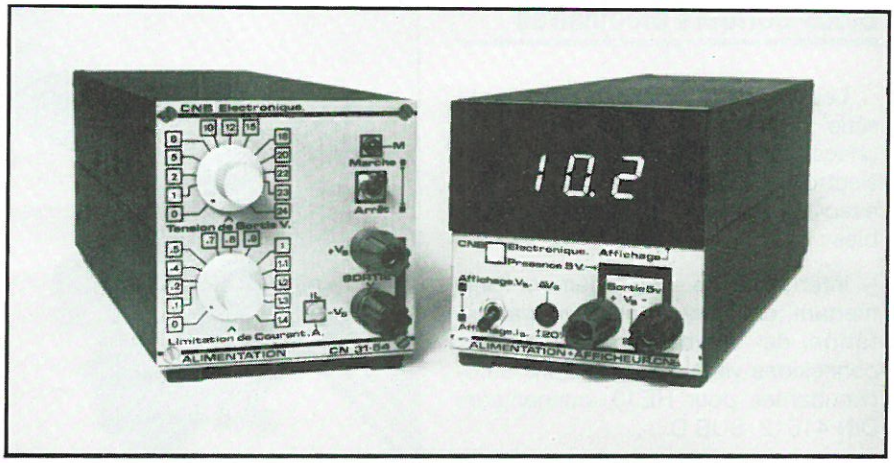
PHILIPS

M12/85



ÉQUIPEMENTS

Alimentations modulaires de laboratoire



Cette nouvelle famille d'alimentations de laboratoire, de fabrication française, non seulement offre l'avantage d'être très économique mais possède en outre des caractéristiques techniques très performantes.

Le module **CN 31-54** est l'alimentation de base qui délivre une tension variable de 0 à 24 V pour un courant pouvant être réglé entre 0 et 1,4 A (un indicateur avertit l'utilisateur lorsque l'alimentation travaille à courant constant).

Le module **CN8** peut être connecté à l'arrière du précédent module et, dans ce cas, offre deux possibilités :

– l'affichage numérique des paramètres de sortie du module CN 31-54 ;

– une seconde alimentation variable de 3 à 7 volts, et ceci jusqu'à 2 ampères.

CNB Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 42

Automate programmable compact

Le mini-automate programmable **SLC 100** peut être utilisé d'une manière autonome ou comme remplacement « bon marché » d'ensembles à relais, temporisateurs, compteurs et séquenceurs électromagnétiques.

Il présente plusieurs caractéristiques exclusives, par exemple : le langage de programmation en diagramme en échelle ; les puissantes instructions de séquenceur, compteur, temporisateur, registres ; le programmateur intégré de mémoire EEPROM ; le montage direct sur rail DIN, etc.

L'unité centrale, comprenant le processeur, l'alimentation, 16 E/S (10 E/6 S) et 885 mots de 16 bits de mémoire utilisateur, n'occupe que 240 cm². Jusqu'à six unités d'extension peuvent être ajoutées à l'unité centrale pour des applications nécessitant jusqu'à 112 E/S (70 E/42 S).

Afin de le rendre universel, le SLC 100 a été conçu pour une large variété d'alimentations en tension alternative (50/60 Hz) ou pour le 24 V continu. Les utilisateurs ont la possibilité de choisir des groupes d'entrées à isolement optoélectronique dans les tensions suivantes : 10-30 VCA/CC, 85-132 VCA et 170-265 VCA. Les sorties sont du type contact à relais.

La mémoire vive RAM C-MOS du processeur est secourue par pile au lithium, et un module de mémoire morte EEPROM inscriptible sans accessoire est proposé en option.

Le programmateur de poche du SLC 100 comporte un écran d'affichage à diodes et afficheurs 7 segments. Il permet la saisie directe d'un schéma de relayage, et offre de nombreuses fonctions spéciales et de contrôle.

SERVICE-LECTEURS N° 43

Allen Bradley

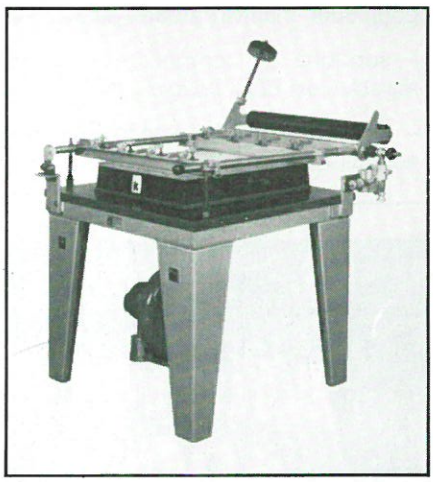


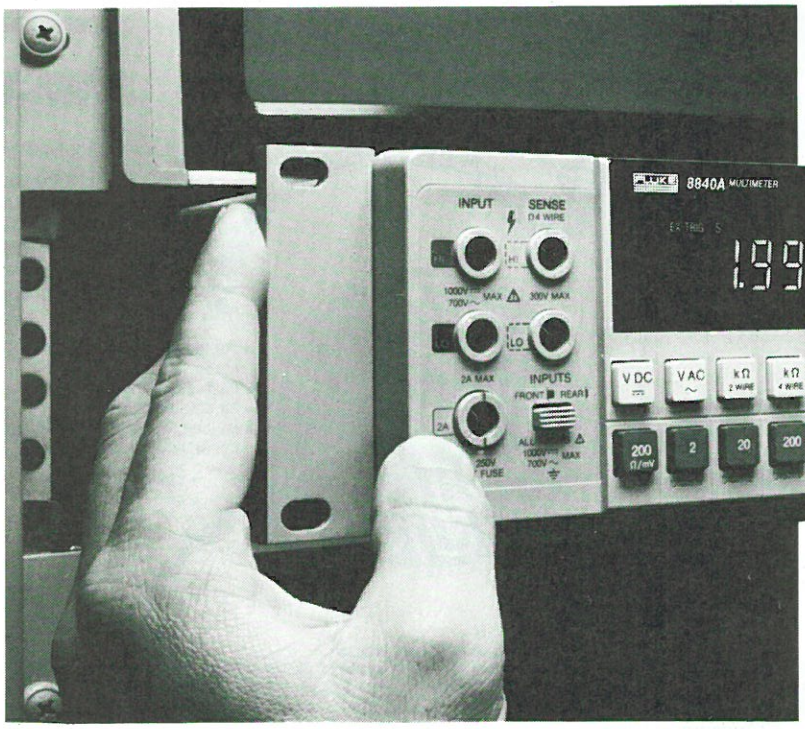
Table à sérigraphier manuelle

Fabriquée par le constructeur britannique *Kippax* sous la référence **CP**, cette petite machine de présérie ou de prototypes est une machine de laboratoire : impression maximum de 500 × 400 mm. La table aspirante est en plastique acrylique translucide et est lumineuse. Cette table d'impression possède des rainures en X et Y pour recevoir en n'importe quelle position les picots destinés aux trous de locating. Le repérage approximatif se fait par déplacement manuel de la table, puis repérage fin par vis micrométrique sur le support de châssis.

Simon-Graphic

SERVICE-LECTEURS N° 44

Fluke intègre un nouveau champion



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

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

Vous bénéficiez du support technique Fluke, de plus, la fiabilité du matériel et l'espacement des calibrations (s'effectuant sur le site d'utilisation) vous assurent une disponibilité optimale.

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

Pourquoi ne pas être exigeant?

FLUKE, LE LEADER MONDIAL DES MULTIMETRES NUMERIQUES.

FLUKE®

MB ELECTRONIQUE

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

SERVICE-ANNONCEURS N° 75

INDEX DES ANNONCEURS

AB-ELECTRONIQUE 121
AK-ELECTRONIQUE 109
AGEMIP 61
ALBINET ET ALLUSON 63
ALMEX 3-61
ANPICO 125
ARNOULD-ELECTRO-INDUSTRIE 107
AUXITROL 93-119

BACO 90-91
BECKMAN 18
BFI 40
BLANC-MECA 63
BOURNS ..... 4e couv.
BRADY 44

CCI 123
CEAT 50
CIF 113
CVI 125

DATA RD 64

EDITIONS WEKA 129
EFD 111
ELECTRO-CONCEPT 50
ELEKTRONIK RFT 127
ENERTEC 39-45
EUROMEGA 28
EUROPAVIA 129

FITEC 126
FRAMET 105

GORE 93
GP-ELECTRONIQUE 4-127
GPL 128
GRADCO 72

INTERNATIONAL RECTIFIER 46
ISC-FRANCE 83

LE MATERIEL PHYSICO-CHIMIQUE 45
LE MONITEUR PROFESSIONNEL ..... 3e couv.
LINSEIS 125
LOCAMESURE 84-85-87

MB-ELECTRONIQUE 82-113
MECANORMA 109
MELCHER 11-12
METRIX 89

NEC 6-7
NICOLET 107

ORBITEC 128

PANDUIT 123
PANTEC 93-119
PHILIPS 117-119-121
PROMOCAB 55

RADIO-TRESSES-CABLES 17
RCA 95

SIDENA 128
SIMCO 103
SPRAGUE 101
SYSCOM ..... 2e couv.

TERALEC 61

WEEQ 115

ZMC 97

LA MICRO-INFORMATIQUE de visu

Traceur à table horizontale

Le « SE 293 » est un traceur à table horizontale utilisant un microprocesseur 16 bits, extrêmement performant. Ainsi sont réalisées, en plus des fonctions aujourd'hui intégrées, des fonctions d'ordre plus élevé comme la génération de cercles, la transformation de coordonnées, le hachurage de surface et beaucoup d'autres. De ce fait, des problèmes de dessin très complexes peuvent être résolus avec un minimum de programmation.

Avec une reproductibilité meilleure que 0,1 mm et une vitesse de tracé supérieure à 70 cm/s, le SE 293 est un traceur A3 à table horizontale parmi les plus rapides et les plus précis du marché mondial.

Des plumes à dessin et des pointes céramiques, nylon ou bille pour papier et transparent pour rétroprojection peuvent être utilisées comme scripteurs. La vitesse maximum, la pression d'appui et l'accélération sont individuellement programmables.

Brown-Boveri

SERVICE-LECTEURS N° 47

Système de sauvegarde compatible IBM

Ce matériel à cassette référencé « MS 1000 » a une capacité de 10 Mo et est compatible avec les interfaces « floppy », éliminant ainsi un contrôleur supplémentaire sur le système.

Cet instrument est complet, avec alimentation secteur incorporée, et permet de stocker les informations présentes sur le disque dur ou de les restituer à tout moment à la vitesse de 31,25 Ko/s.

La durée d'une sauvegarde ou d'une restitution s'élève à 8 minutes pour 10 Mo.

Microel

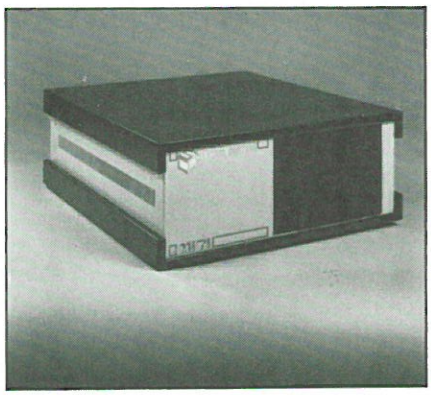
SERVICE-LECTEURS N° 48

Module « disque » industriel

Ce module mémoire, référencé « Miti 6350 », s'adapte facilement aux différentes utilisations « bus », disquettes 5 et 8 pouces et disque dur.

Le système, intégré dans une mécanique fonctionnelle au format 19 pouces, 3, 4, 5 et 6 U, est livré avec alimentation 250 ou 350 W protégée et ventilée aux normes VDE.

Cet appareil, entièrement modulaire, est équipé de bus standards tels que VME 6 - 9 - 12 ou 16 slots ou Q-BUS 8 slots « quad size » ou 16 slots « dual size ». La mémoire de masse intégrée dans l'appareil est livrable dans différentes configurations telles que floppy 5'' 1/4 1 Mo formaté avec disque dur 20 Mo formatés, soit un floppy 8 pouces et un streamer 60 Mo avec contrôleur.

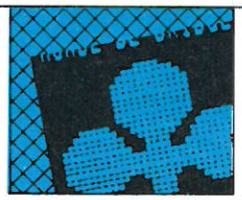


En version VME, l'intégration de cartes de différentes profondeurs, 160 et 220 mm, est possible.

Il est à noter que toute intervention sur le système peut se faire sous tension du fait de sa modularité.

System Contact

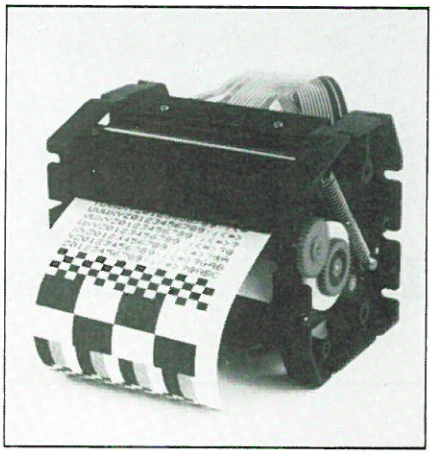
SERVICE-LECTEURS N° 49



MICRO-INFORMATIQUE

Imprimante OEM

Le module « Alphagraph 2100 », destiné au marché OEM, allie une haute vitesse d'impression et un fonctionnement silencieux.



Très compact (57 × 64 × 80 mm) et de faible poids (180 g), c'est un organe d'impression adapté à l'incorporation dans des ensembles électroniques d'usage professionnel ou industriel : instruments de mesure, bancs de contrôle, pesage, comptage, matériel médical, terminaux, imprimantes (tickets, étiquettes...).

Enertec

SERVICE-LECTEURS N° 50

Système de conception

Le système « KAD » permet la schématique, le dessin de circuit imprimé, hybride, et même le « gate array » pour les bureaux d'études travaillant avec système UNIX.

Ce produit comporte actuellement une bibliothèque très diversifiée de symboles, plus de trois cents symboles utilisables. Le système en lui-même offre de nombreuses possibilités de dessins, tracés de cercle, d'arcs de cercle, de polygone..., avec texte, désignation et nom, des éléments de dessins pour réaliser la schématique et les circuits imprimés.

Il permet de travailler par matrices de symboles, par éléments simples, par vecteurs, en position, rotations, déplacements, etc.

Lors de l'utilisation du système en schématique, le « KAD » fournit une liste complète des connexions réalisées sur le schéma.

Kontron Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 51

Lecteur optique pour micro-ordinateur

Ce lecteur optique « PC/OCR » confère au micro-ordinateur tous les avantages d'une unité de lecture automatique de documents. Il évite en effet l'introduction manuelle des données avec tous les risques d'erreurs que cela implique.

Le « PC/OCR » permet la lecture de documents au format A6 comportant des caractères numériques manuscrits et OCR/B.

Il est équipé d'un magasin d'entrée de 100 documents et de deux magasins de sortie de 50 et 100 documents. Sa vitesse de lecture est de 500 documents à l'heure, avec 9 lignes de 54 caractères imprimés ou 27 caractères manuscrits.

Le micro-ordinateur, relié au lecteur optique par une liaison de type parallèle permettant un transfert à grande vitesse, prend en charge la programmation, le traitement et la correction des données saisies, la mise en forme et la transmission des informations.

L'ensemble constitue un système de traitement de données s'intégrant parfaitement dans des structures informatiques décentralisées ou centralisées.

Sepsi

SERVICE-LECTEURS N° 52

Système d'acquisition

Ce système, architecturé autour du LSI 11/23 ou LSI 11/73, est équipé d'un disque Winchester haute capacité (jusqu'à 134 Mo) sauvegardé par cartouche magnétique de 50 Mo. Il peut recevoir toutes les cartes d'entrées-sorties analogiques et numériques compatibles **DEC** de la gamme **Data Translation,** ainsi qu'une horloge temps réel. Cette architecture permet de configurer très rapidement un système adapté à chaque application.

La vitesse d'acquisition des données, codées sur 16 bits, peut atteindre 100 kHz en rangement continu disque sans perte d'échantillon ou 300 kHz en accès direct à la mémoire.

Sacasa

SERVICE-LECTEURS N° 53

Contrôleurs de périphériques

Cette nouvelle gamme de cartes permet aux utilisateurs des ordinateurs utilisant Q BUS et fonctionnant sous MicroVMS d'être équipés de périphériques très performants qui, jusqu'ici, n'étaient pas prévus pour fonctionner sur MicroVAX II. Elle permet d'augmenter la capacité de stockage, d'accroître les performances et notamment la rapidité, et offre des possibilités supplémentaires à l'ordinateur notamment dans le domaine des communications.

La gamme comprend des contrôleurs de communication (CS02), des contrôleurs de disque, Winchester et SMD (QD01, SC03/MS), des contrôleurs de bande 800 - 6250 bpi et streamer 1/4 pouce (TC02, TC03, TC05, QT12) et des contrôleurs pour canal SCSI (UC03).

Emulex

SERVICE-LECTEURS N° 54

MICRO-INFORMATIQUE

Imprimante à laser

La « Laser 2670 » imprime 26 pages/mn avec logos, graphiques, codes barres...

Le procédé d'impression est du type xérographique à encre sèche. La résolution est de 300 points par pouce verticalement et horizontalement (90 000 points au pouce carré). Une grande quantité de fontes de différentes tailles sont disponibles dans une librairie standard.

Compatible **IBM** et **DEC**, cette imprimante permet l'émulation avec interface parallèle jusqu'à 4 fontes en impression verticale ou horizontale et l'émulation d'imprimante à marguerite par interface RS 232 C ou parallèle.

ATI

SERVICE-LECTEURS N° 55

Système industriel

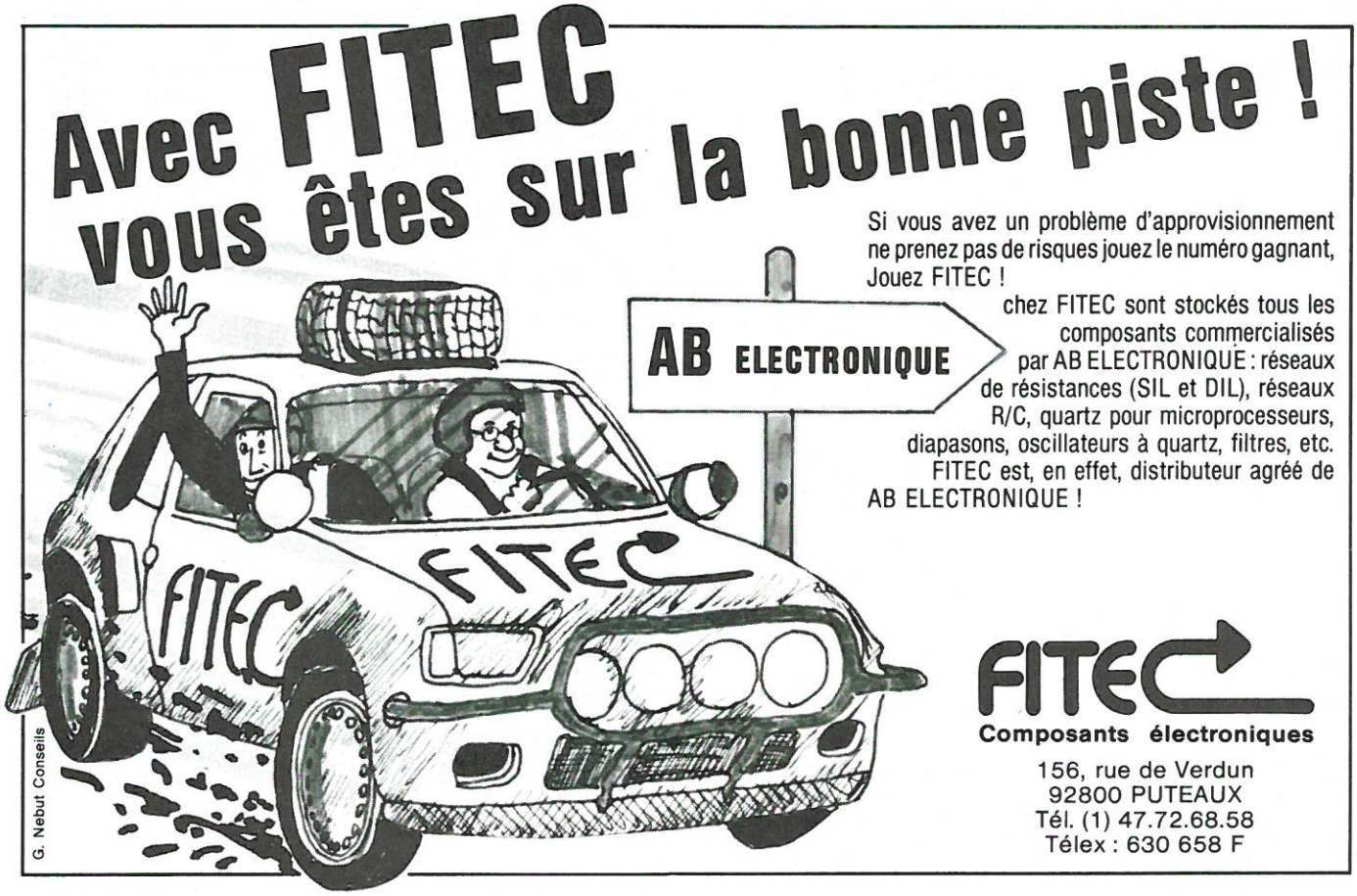
Ce nouveau système (EFS-ISY3) comporte dans le même coffret :

- une carte unité centrale (EFS-MPU8) avec le microprocesseur 16 bits EF68008, 64 Ko de PROM/ EPROM, 8 Ko de RAM/ EPROM, 8 Ko de RAM C-MOS, un calendrier C-MOS, pile lithium, 2 entrées série asynchrones, un timer pour horloge temps réel, un afficheur 7 segments ;
- une carte mémoire RAM de 256 Ko (EFS-256D2) ;
- une carte d'interface disque (EFS-FDC4) « full SASI » avec accès direct mémoire ;
- un disque souple 96 TPI (660 Ko) ;
- un disque dur 10 Mo.

Thomson Semiconducteurs

SERVICE-LECTEURS N° 56

Avec FITEC vous êtes sur la bonne piste !



Si vous avez un problème d'approvisionnement ne prenez pas de risques jouez le numéro gagnant, Jouez FITEC !

chez FITEC sont stockés tous les composants commercialisés par AB ELECTRONIQUE : réseaux de résistances (SIL et DIL), réseaux R/C, quartz pour microprocesseurs, diapasons, oscillateurs à quartz, filtres, etc. FITEC est, en effet, distributeur agréé de AB ELECTRONIQUE !

FITEC
Composants électroniques
156, rue de Verdun
92800 PUTEAUX
Tél. (1) 47.72.68.58
Télex : 630 658 F