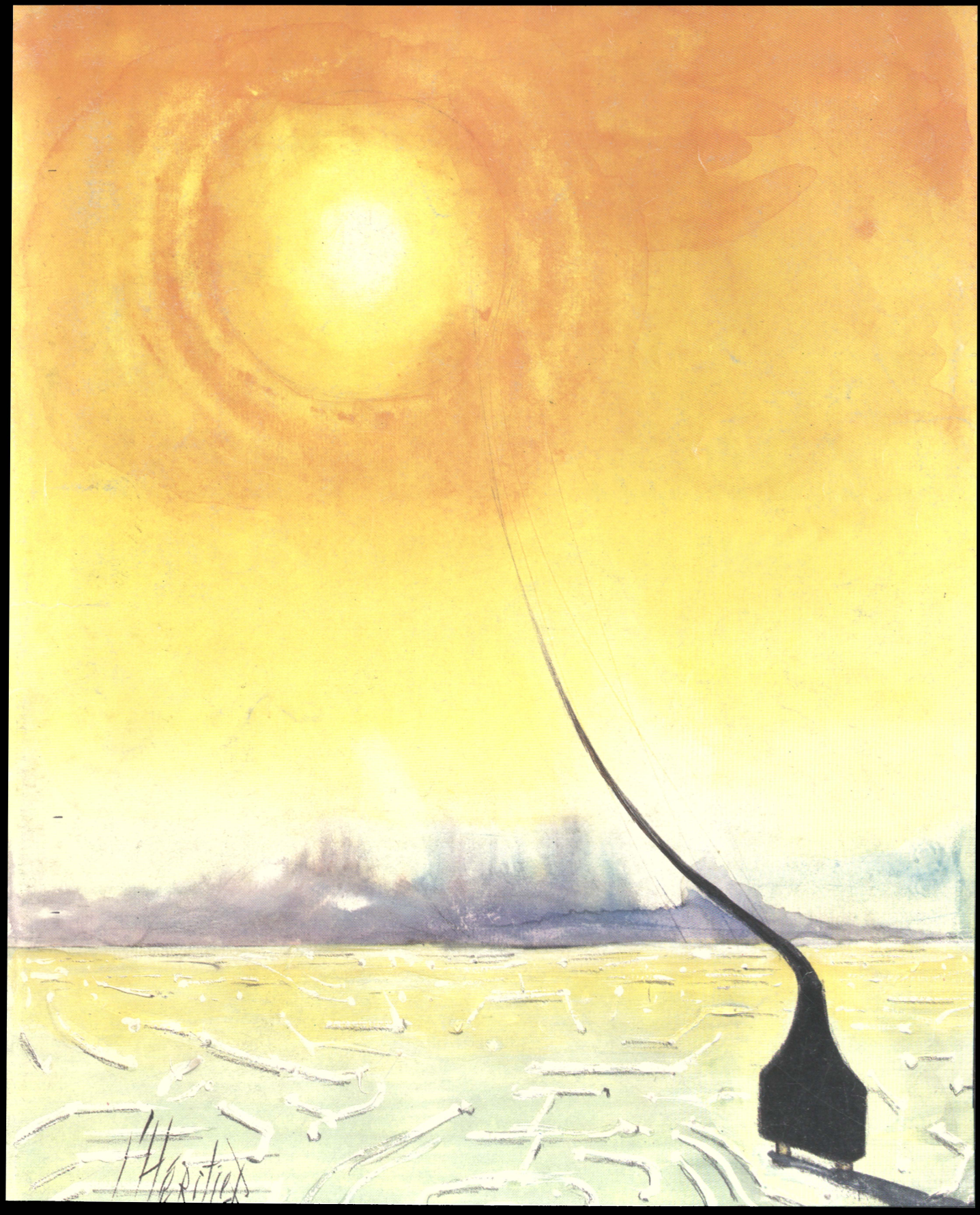
ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

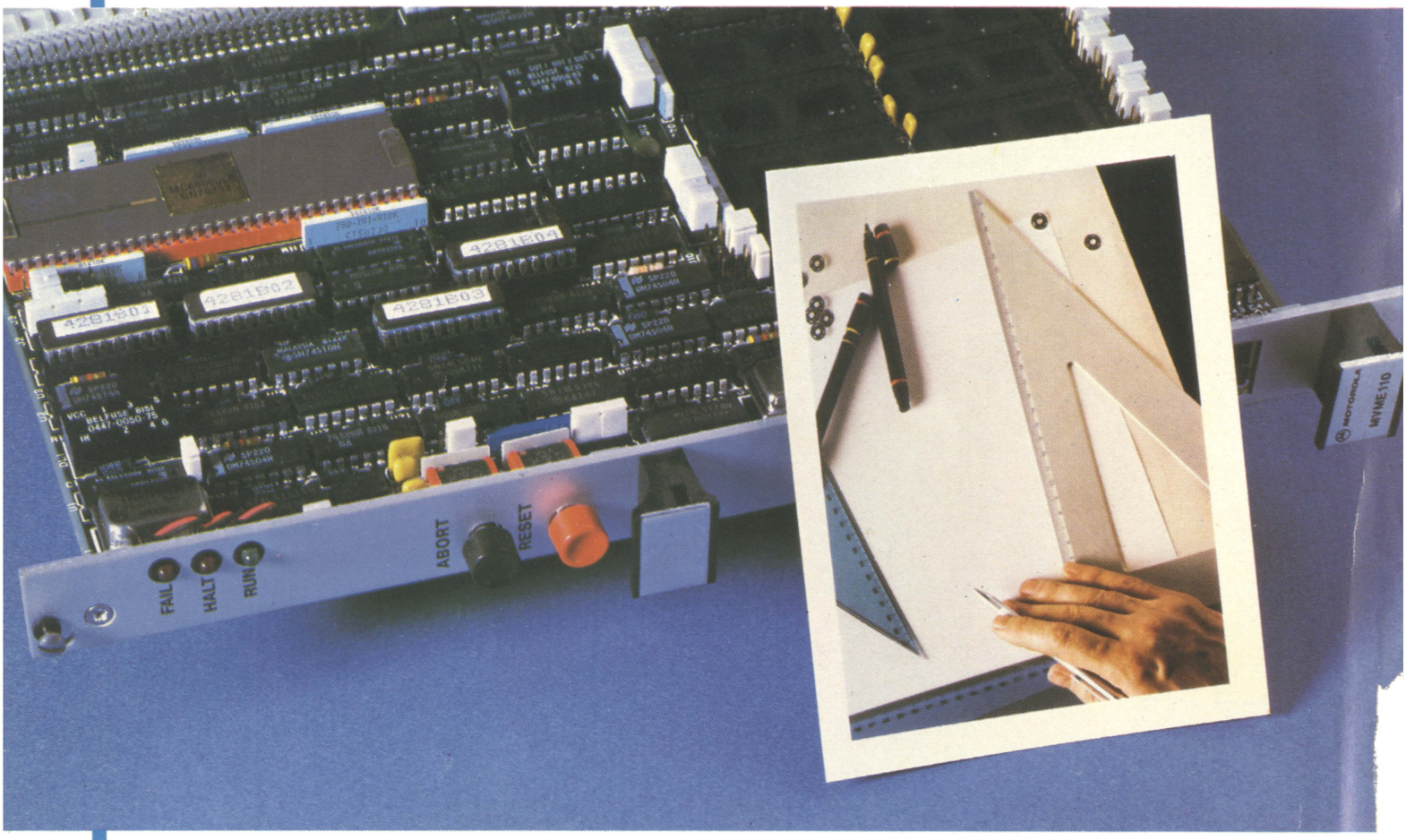
Bimestriel N° 31 - 21 F
Août-Septembre 1983

ISSN 0243 489 X



SUISSE : 7,50 FS - TUNISIE : 2 415 MIL. : CANADA : CAN $ 3.50
ESPAGNE : 450 PESETAS - BELGIQUE : 170 F.B.

VMEmodules®



VOUS CHERCHEZ DES SOLUTIONS ? INUTILE DE PARTIR DE ZERO.

L'introduction de la gamme VMEmodules® Motorola a permis aux ingénieurs d'études de se libérer d'une partie de leurs tâches.
Car les VMEmodules® sont des sous-ensembles véritablement conçus pour permettre aux ingénieurs d'économiser un maximum de temps et d'effort. Utilisant la souplesse et les performances du microprocesseur MC68000, ces modules ont également l'avantage d'être disponibles aux formats standards "simple et double Europe" et sont donc compatibles avec le VMEbus 16/32 bits.

Principaux Produits VMEmodules* Motorola

Références	Caractéristiques
MVME 101	Ordinateur monocarte MC68000
MVME 110	Ordinateur monocarte MC68000 avec interface pour canal d'E/S
MVME 200/201	RAM: 64/256 Ko
MVME 210	RAM, ROM 128 Ko
MVME 400	Double port d'E/S série (Canal d'E/S)
MVME 410	Double port d'E/S parallèle (Canal d'E/S)
MVME 420	Interface SASI (*) (Canal d'E/S)
MVME 920/921	Fond de panier VMEbus 20 connecteurs, 9 connecteurs
MVME 941/942	Bac à cartes au format Europe
RMS 68K	Moniteur temps réel multitâches
VMEBUG	Moniteur de mise au point en ROM
Et très bientôt...	
MVME 300	Contrôleur IEEE488
MVME 315	Contrôleur de disque intelligent (+ interface SASI)
MVME 600/605	Convertisseur A/N-N/A (sur canal d'E/S)

(*) marque déposée de SHUGART Associates

L'intégration des VMEmodules® dans les systèmes est donc plus rapide et plus facile.
De plus, les cartes VME Motorola offrent un choix de sous-ensembles modulaires autorisant une personnalisation poussée du produit fini.
Pour toutes ces raisons, les VMEmodules® constituent le choix le plus judicieux et le plus économique pour une intégration rapide et fiable des systèmes.
Vous cherchez des solutions ? Inutile de partir de zéro.
Contactez simplement votre distributeur Motorola (voir liste ci-contre) et gagnez du temps en lui demandant la brochure "VMEmodules®".

MOTOROLA SEMICONDUCTEURS. VOTRE PARTENAIRE EN ELECTRONIQUE.

MOTOROLA

Motorola Semiconducteurs S.A. 15-17 avenue de Ségur. 75007 Paris. Tél. 555.91.01.

A&B

SERVICE-LECTEURS N° 201

LES DISTRIBUTEURS MOTOROLA : DES EXPERTS A VOTRE SERVICE.

Le réseau des distributeurs est particulièrement compétent pour vous apporter toute l'assistance et les informations qui vous sont nécessaires. N'hésitez donc pas à le contacter pour tout conseil ou renseignement.

alfatronic
- 92606 Asnières. Tél. : (1) 791.44.44.
- 69003 Lyon. Tél. : (7) 895.14.12.
- 35100 Rennes. Tél. : (99) 53.13.33.

CELDIS
- 94250 Gentilly. Tél. : (1) 546.13.13.
- 54000 Nancy. Tél. : (8) 341.26.01.

Feutrier
- 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33.
- 33075 Bordeaux Cedex. Tél. : (56) 39.51.21.
- 13470 Carnoux. Tél. : (42) 82.16.41.
- 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72.

FEUTRIER ILE-DE-FRANCE.
- 92150 Suresnes. Tél. : (1) 772.46.46.
- 59350 Saint-André-Lez-Lille. Tél. : (20) 51.21.33.
- 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 31.17.17.

BELLION ELECTRONIQUE.
- 29219 Le Relecq-Kerhuon. (Brest). Tél. : (98) 28.03.03.
- 44200 Nantes. Tél. : (40) 48.09.44.
- 35100 Rennes. Tél. : (99) 30.35.78.

SCAIB S.A.
- 94523 Rungis Cedex. Tél. : (1) 687.23.13.
- 59110 La Madeleine (Lille). Tél. : (20) 51.32.29.

SCT

SOCIETE COMMERCIALE TOUTELECTRIC.
- 31008 Toulouse. Tél. : (61) 62.11.33.
- 33100 Bordeaux. Tél. : (56) 86.50.31.

La brochure "VMEmodules®" est disponible sur simple demande auprès de ces distributeurs agréés.

SERVICE-LECTEURS N° 251

N° 31 – AOUT-SEPTEMBRE 1983

SOMMAIRE

Analyse

Darlington, Bipmos, Cascode : caractéristiques et critères d'emploi 35

Applications

Les voies digitales de la radio AM 29
Oscillateurs « mini-puissance » et « maxi-rendement » 45
Des circuits pour la commande des thyristors blocables 67
Les circuits intégrés d'interfaçage au bus IEEE 488 79
Déflexion verticale TV en circuit intégré (2e partie) 87

Energie

La force électrofaible : l'héritage du XXe siècle en physique 57

Micro informatique

Un programmateur d'EEPROM 23
Recevez les satellites TV grâce au ZX-81 53

Technologie

Effet Peltier : de la théorie à la pratique 71

Nouveautés-Informations 6
Page Abonnement 98

Cartes « Service-Lecteurs » 99-100

Ont participé à ce numéro : Jacques Ceccaldi, N. Chanoine, Patrick De Halleux, Patrick Gueulle, J.-M. Merval, K. Rischmüller, Jean Sabourin, H. Schreiber, Jacques Trémolières, Benoît Vellieux, Michel Wagner.

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimerie Edicis, 91019 Evry
Commission Paritaire N° 59-178 – Dépôt légal Juillet 1983

NOUVEAUTES

Vie professionnelle

Exclusivité pour Technology Resources

Après plusieurs mois de pourparlers, un accord a été conclu au sein de la direction d'Epson Corporation au Japon, désignant Technology Resources comme le seul importateur en France pour tous les micro-ordinateurs et imprimantes Epson. En plus de cela, cet accord fait appel à l'assistance technique du distributeur envers son commettant pour la création future possible d'une filiale Epson en France.

Technology Resources, 114, rue Marius-Aufan, 92300 Levallois-Perret. Tél. : (1) 757.31.33.

Distribution de systèmes de séchage par U.V.

Equipements scientifiques vient de signer un accord de distribution avec la société Fusion Systems, leader mondial des machines de séchage UV.

Les procédés ultraviolets ont prouvé leur efficacité dans de nombreux domaines. En effet, l'utilisation des UV permet un séchage instantané qui permet de très grandes vitesses de traitement. Elle permet aussi l'obtention d'un produit fini de type nouveau, par un glaçage de haute qualité résistant aux solvants, aux rayures, aux graisses, etc.

Les encres et traitements ultraviolets ne contenant pas de solvants, les problèmes de pollution sont supprimés. La consommation énergétique est, de plus, réduite. Les lampes ne comportent pas d'électrodes. Elles sont excitées par micro-ondes et leur durée de vie est de 5 000 heures. Dans le domaine des fibres optiques, la société Fusion Systems produit l'équipement qui réalise le « coating » simple ou double de la fibre et elle vient de lancer un nouvel équipement UV destiné à la coloration des fibres.

Equipements scientifiques, 54, rue du 19-Janvier, 92380 Garches. Tél. : (1) 741.90.90.

Une nouvelle carte pour Metafix

La Société Metafix a été choisie par Guardian-U.S.A. et sa filiale Koike-Japon pour être leur distributeur exclusif pour la France, des relais, électro-aimants, poignées de télémanipulation, switches. La gamme de relais comporte outre les relais électromécaniques de 1 A à 25 A, miniatures et de puissance, des relais statiques fabriqués en Californie et des relais logiques et mécaniques pas à pas.

Elle propose par ailleurs une gamme d'électroaimants qu'ils soient tirants ou poussants, continus ou alternatifs. Enfin, Guardian propose aussi ses productions de modules de temporisation, détecteurs de tension, dispositifs de contrôle pour l'aéronautique et une gamme de relais militaires.

Metafix, rue Eugène-Gazeau, Z.A.C.E., 60300 Senlis. Tél. : 453.22.86.

E.R.N. distribue Miniscribe

La société Miniscribe, fabricant de disques winchester 5" 1/4 (hauteur standard, et demi hauteur) vient de confier la distribution de ses produits à la société ERN pour le marché français.

A ce jour, la gamme se compose de :

1° une série winchester 5" 1/4 à hauteur standard 3,25 pouces (séries II, IV et V) pour des capacités de 6,4 M-octets à 51 M-octets. Les temps d'accès moyen varient de 85 ms à 120 ms selon les types.

2° une série winchester 5"1/4 à demi hauteur, (1, 625 pouces) : série III pour des capacités de 6,4 et 12,8 M-octets. Les temps d'accès moyens étant respectivement de 85 ms et 155 ms.

E.R.N., 237, rue Fourny, Z.A. de Buc, 78530 Buc. Tél. : (3) 956.00.11.

Protection des brevets : une assurance

Le dépôt d'un brevet ou d'une marque n'offre de garantie que dans la mesure où l'on peut poursuivre les contrefacteurs et l'on sait que ces actions sont onéreuses.

Il existe désormais une assurance garantissant l'indemnisation des frais de dépenses d'experts, avocats, conseils et autres, engagés dans des actions de poursuites à l'égard des contrefacteurs quelle que soit leur localisation géographique. (France, Europe, monde entier).

Ce contrat, mis au point par le Groupe Faso France (téléphone – 42 – 89. 52. 34. télex 400319), et placé par ses soins auprès de la Lloyd's de Londres, couvre également les frais exposés si l'on est poursuivi à tort, en contrefaçon.

Changement d'adresse pour C3IP

La société C3IP, spécialisée dans l'importation de circuits imprimés simple face, double face à trous métallisés et multicouches de Tadiran, Printa, PCB IND et ERE s'est installée depuis le 15 juin à l'adresse suivante :

18-26, rue Goubet, 75019 Paris. Tél. : (1) 205.78.38.

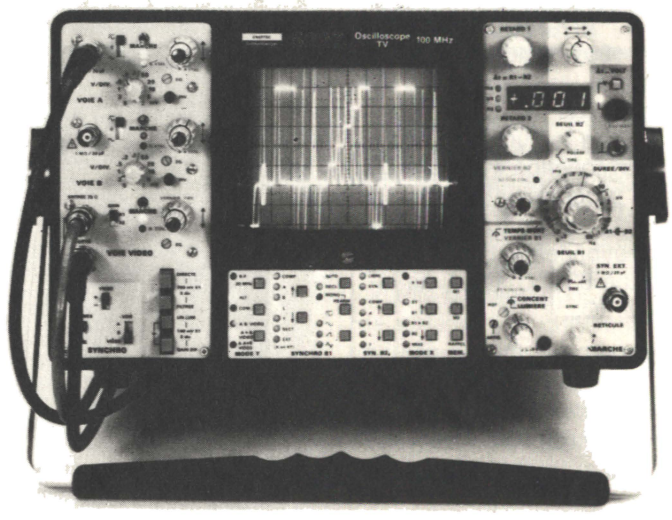
Nouvelle agence A.O.I.P. à Marseille

L'agence de Marseille de la société A.O.I.P., division « Mesures », s'agrandit et s'est installée depuis le 1er juin dans de nouveaux locaux situés à l'adresse suivante : 142 A, boulevard Abbadie, Saint-Victoret, 13700 Marignane. Tél. : (42) 89.44.05.

Electronique :

- Composants
- Sous-ensembles
- Appareillage
- Produits

Deux oscilloscopes 100 MHz ▶



Le modèle 5277, 100 MHz, possède 3 voies identiques de déviation verticale et peut être utilisé au choix comme oscilloscope conventionnel ou à mémoire, transfert 2 000 div/μs.

C'est le premier oscilloscope compact sur le marché avec commandes mémorisables, équipé d'un tube mémoire double cible à persistance variable auto protégé.

Le principal des 2 cibles a été retenu en raison des vastes possibilités qu'offre ce système. Une cible permet des vitesses d'écriture très élevées : 2 000 div/μs sur toute la surface de l'écran ; l'autre des vitesses lentes ou très lentes.

Il est possible de transférer les enregistrements de la cible rapide sur la cible lente, ce qui permet pour toutes les vitesses d'écriture d'obtenir un excellent contraste et un temps d'observation plus grand.

Il est doté également de circuits spéciaux lui permettant de fonctionner en enregistreur de perturbations.

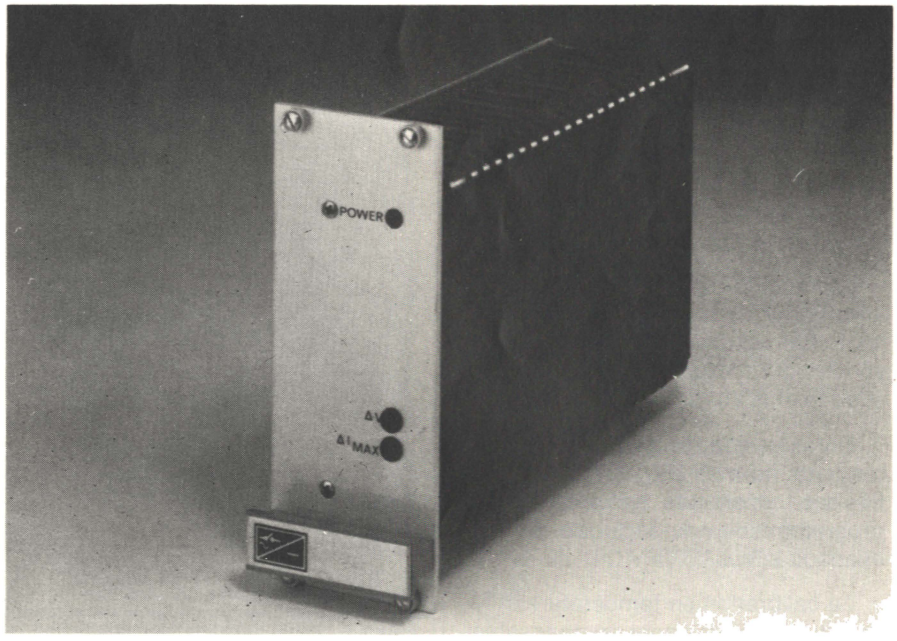
Le 5277 est très bien adapté pour tous travaux en laboratoire, pour la maintenance ou pour la recherche d'aléas.

Le modèle 5227, 100 MHz, a été conçu pour être utilisé en oscilloscope conventionnel et pour effectuer des mesures vidéo.

Doté d'un dispositif de commandes mémorisables, il possède 2 voies identiques de déviation verticale, plus une voie vidéo 75 Ω, clampée, qui peut être utilisé en passage sonde.

Enertec

SERVICE-LECTEURS N° 131



Alimentations modulaires ▲

Ce système se compose de convertisseurs et de modules de sorties. Les convertisseurs sont dimensionnés pour des puissances de sorties de 75, 150 et 300 W et prennent en charge la fourniture de puissance aux modules de sorties à découpage ou série. Les variations du réseau sont éliminées par le convertisseur ce qui fait que le rendement est élevé même pour des modules du type série.

Les modules de sortie se différencient d'après leur puissance et leur type. Ainsi on pourra choisir des modules de sorties de puissance complètement différentes et du type série ou à découpage ou encore des alimentations non stabilisées. Avec un tel système on a également optimalisé les coûts car on diminue le nombre des composants utilisés.

Des sous-ensembles sont définis et préparés d'avance ce qui permet des délais de livraison courts malgré des spécifications client très variées. Ainsi chaque appareil est équipé de manière standard d'une entrée réseau 110 ou 220 V et les tensions de sorties s'établissent entre 5 et 28 V.

Schroff

SERVICE-LECTEURS N° 132

Multimètre-thermomètre

Le modèle 195T inclut toutes les caractéristiques et les avantages d'un multimètre système programmable avec, en plus, une lecture directe de température. En fonction « mesure de température » programmable depuis la face avant ou par le bus IEEE, sa gamme de fonctionnement couvre de – 220 °C jusqu'à 630 °C avec une résolution de 0,01 °C.

Le modèle 195T est conçu pour un emploi avec sondes de platine 100 Ω sous un courant de mesure réduit à moins de 1 mA afin de limiter au minimum l'erreur d'auto-échauffement. Connaissant parfaitement la loi de variation de la résistance en fonction de la température des détecteurs à résistance, les mesures de températures sont effectuées avec une très grande précision ; précision meilleure qu'avec les capteurs à thermistance. Un logiciel sophistiqué mesure automatiquement la résistance de la sonde par la méthode des 4 fils et calcule la valeur à afficher. Les lectures en « C » ou «F » sont disponibles en face avant et sur le bus.

Le modèle 195T est livré avec un adaptateur et une sonde polyvalente, les autres sondes disponibles étant la sonde pour mesure de température de surface et la sonde air/gaz.

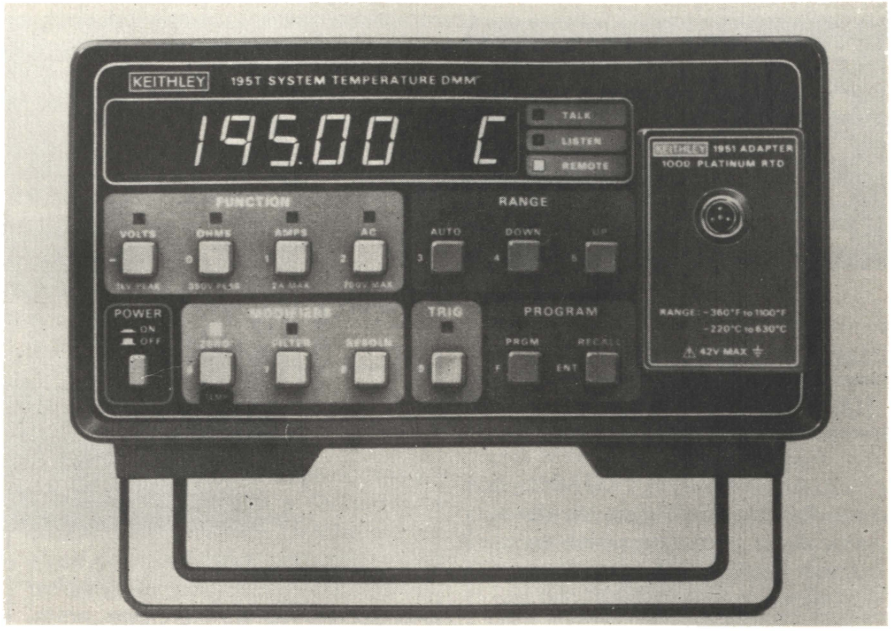
Outre les sondes proposées conformes aux normes DIN 43760 ou IPTS 68 des constantes spécifiques sont programmables à partir de la face avant ou le bus IEEE.

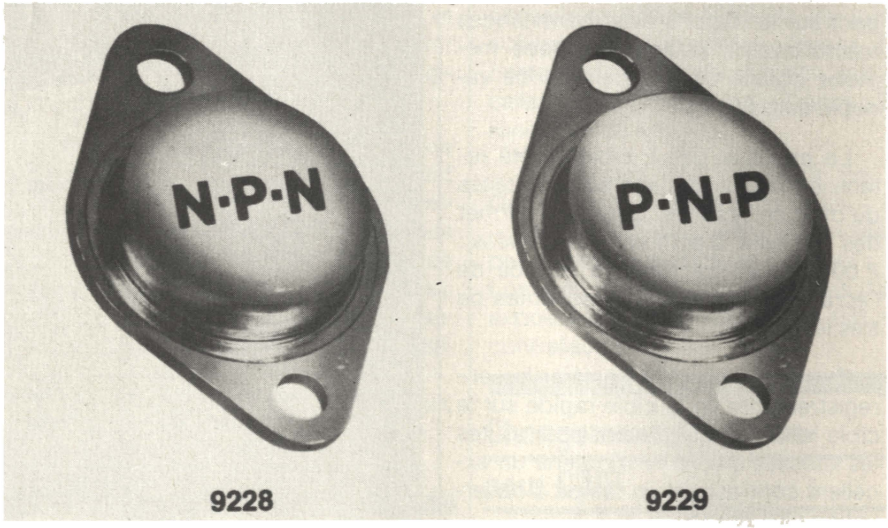
La calibration en température et les erreurs de sondes sont compensables par la procédure de calibration depuis le panneau avant.

En plus de la lecture directe de température, le modèle 195T offre la souplesse de ses fonctions multiples, entièrement programmable. Le choix des entrées avant/arrière permet à l'utilisateur de réaliser des mesures de température sur la face avant et des mesures de résistances depuis le bornier arrière. Une mémoire de 100 mesures avec valeurs maximale, minimale et moyenne, constamment actualisée, permet de stocker les informations à cadence présélectionnée.

Keithley

SERVICE-LECTEURS N° 133





Des Darlington « renforcés »

Faisant appel à des techniques de raccordements à la puce très renforcées et à une solide passivation verre, cette famille de Darlington de puissance est prévue pour des courants jusqu'à 50 A.

Encapsulés en boîtier TO3 tout acier, les Darlington NPN RCA 9228 A/B/C et PNP RCA 9229 A/B/C sont spécialement étudiés pour les applications de commutation à fort courant et tension moyenne comme, par exemple, la commande de moteurs.

Tous ces types peuvent dissiper 300 W maximum à une température de 25 °C boîtier et sont prévus pour des courants collecteurs de 50 A.

Les versions A/B/C de ces modèles ont des tensions de claquage collecteur émetteur ($V_{CEO\ (SUS)}$) de 60, 80 et 100 V.

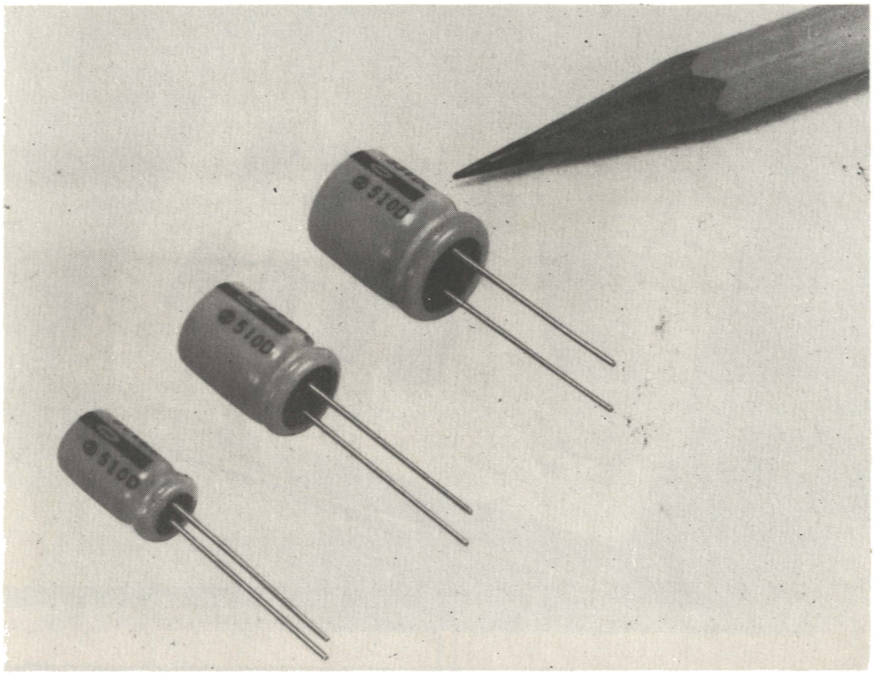
Le boîtier acier avec répartiteur en cuivre rend ces dispositifs tout indiqués pour les applications de commutation très sévères.

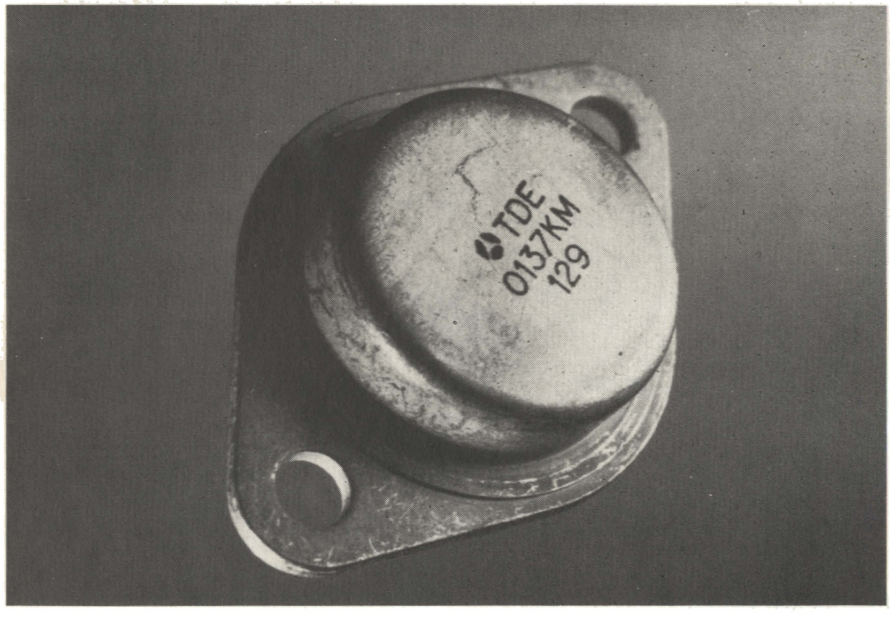
La technologie épitaxiale double permet d'excellentes caractéristiques en claquage secondaire direct et inverse. Avec un gain minimum de 400 à un courant de 50 A, ces transistors peuvent être commandés à partir d'amplificateurs petits signaux.

La tension de saturation collecteur émetteur, $V_{CE(SAT)}$ à un courant collecteur de 50 A, ne dépasse jamais 3 V. A 25 A et $V_{CE(SAT)}$ = 3 V, le gain minimum est de 2 000.

RCA

SERVICE-LECTEURS N° 134





Régulateur négatif ajustable

Le TD 0137 peut débiter un courant de sortie de – 1,5 A avec une tension de sortie comprise entre – 1,2 V et 37 V.

Le coefficient de régulation en fonction de la tension d'entrée et du courant de charge est meilleur que pour les régulateurs de tension fixes habituels. Son emploi est particulièrement aisé du fait qu'il est livré dans des boîtiers de transistors standards et que deux résistances extérieures suffisent pour déterminer la tension régulée.

Une protection totale, limitation du courant de sortie, protection thermique et protection de l'aire de sécurité restent efficaces même si la broche permettant de fixer la tension de sortie n'est pas connectée.

La tension régulée peut descendre jusqu'à – 1,2 V et le courant de sortie garanti (boîtiers TO-3, TO-220) est de – 1,5 A. Le coefficient de régulation en fonction de V_1 est à 0,01 % V typ. et le coefficient de régulation en fonction de la charge est de 0,3 %.

Thomson-Efcis

SERVICE-LECTEURS N° 135

Condensateurs au polypropylène

Les condensateurs type 714P à tolérances serrées conviennent particulièrement bien aux utilisations en matériel informatique comme pour les circuits d'horloge de précision, les circuits accordés à surtension élevée, les circuits d'intégration, les filtres à onde de surface ainsi que dans tous les cas qui nécessitent une stabilité de capacité exceptionnelle, une forte résistance d'isolement, une faible absorption dans le diélectrique et un facteur de dissipation bas.

Les caractéristiques fonctionnelles des condensateurs type 714P sont semblables à celles des condensateurs au polystyrène avec l'avantage d'une gamme de température d'utilisation plus étendue, de – 55 à + 105 °C. Ces condensateurs 714P ont le plus faible facteur de dissipation de tous les condensateurs à film possédant les mêmes caractéristiques de température. Leur coefficient de température typique est de 300 ppm/°C dans une gamme de – 55 à + 105 °C.

Les valeurs standards de capacité sont fournies avec des tolérances de ± 2,5 % et de ± 1 %. Des tolérances de ± 10 %, ± 5 %, ± 3 %, ± 2 % et ± 1,25 % sont offertes comme variantes standard. Les valeurs de capacité vont de 6,8 nF à 0,47 µF en 100 V et 0,68 nF à 0,47 µF en 200 V.

Les condensateurs type 714P sont protégés contre l'humidité par un enroulage extérieur de film non propagateur de la flamme avec un bouchage époxy aux extrémités. La résine époxy adhère au film enroulé ainsi qu'aux fils de sortie. Cette exécution donne un condensateur compact de plus petites dimensions et de poids réduit par rapport aux condensateurs à boîtier métallique trempé résine de caractéristiques comparables. Les tailles s'échelonnent de 4,83 mm de diamètre par 13,49 mm de longueur à 17,07 mm de diamètre par 30,96 mm de long.

Sprague

SERVICE-LECTEURS N° 136

Programmateur multicopieur de mémoires

Le « µProm 2000 » permet la programmation et la copie simultanées de 8 Reprom 2716, 2732, 2732A, 2764 ou 27128.

Il possède une mémoire interne de 8 K octets sauvegardée par batterie qui procure, en plus de la multiprogrammation, la possibilité de modification et visualisation de l'objet, la comparaison REPROM/RAM et le « check sum », la réception de données en provenance d'un système extérieur.

Le dialogue entre l'opérateur et « µProm 2000 » s'effectue à partir d'un terminal en mode série RS232C et se caractérise par :

– La syntaxe assistée en français,

– la confirmation visuelle des procédures en cours,

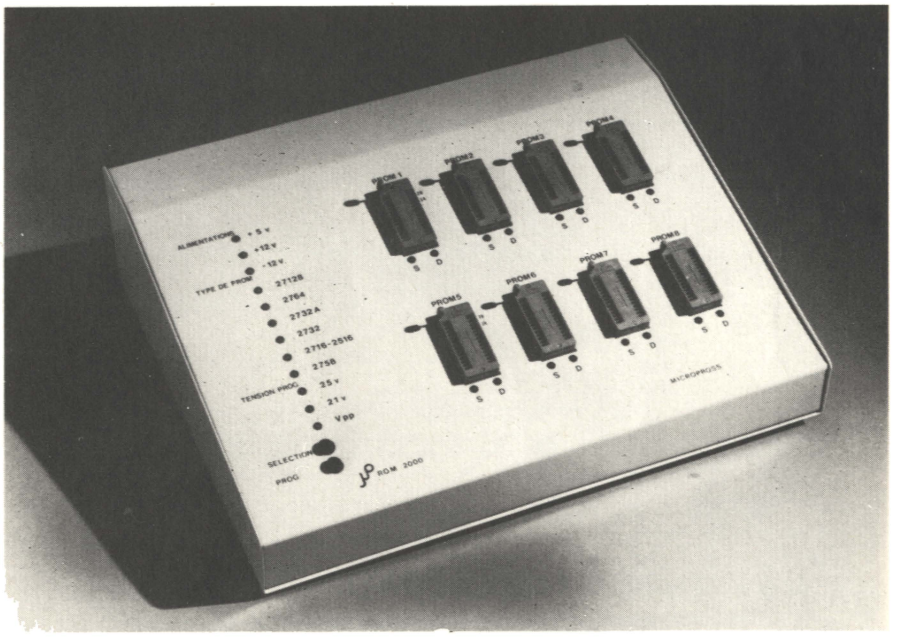
– la visualisation en code Hexa ou ASCII des données,

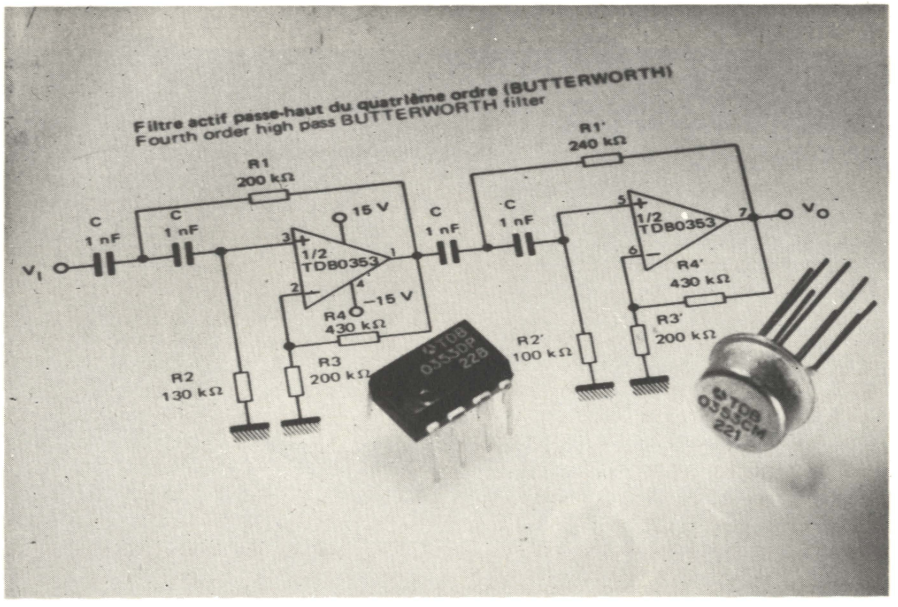
– le contrôle automatique de toute opération.

L'utilisation très simple du « µProm 2000 » en fait un appareil idéal pour la programmation et la recopie en petites et grandes séries et offre la possibilité de programmer automatiquement « D » destinations à partir de « S » sources de données (en respectant bien sûr la condition D + S = 8).

Microprocess-Generim

SERVICE-LECTEURS N° 137





Ampli Op rapide à entrée FET

Le TDB 0353 est un amplificateur opérationnel rapide dont les entrées comportent des transistors FET à jonction. Le TDB 0353 est équipé d'une compensation ajustée intérieurement de la tension de décalage à l'entrée. Il ne demande qu'un faible courant d'alimentation et cependant conserve un produit Gain x Bande élevé. De plus, les transistors d'entrée J-FET, très bien appariés permettent de maintenir très faibles les courants de polarisation et de décalage. Le TDB 0353 est directement interchangeable avec le SF-C 2458.

Caractéristiques principales :

– Tension de décalage ajustée intérieurement : 2 mV ;
– Faible courant de polarisation : 50 pA ;
– Faible tension de bruit : 16 nV/√Hz ;
– Produit gain bande élevé : 4 MHz.
– Pente maximale du signal de sortie : 13 V/µs ;
– Faible courant d'alimentation : 3,6 mA ;
– très grande impédance d'entrée : $10^{12}\ \Omega$;
– Faible distorsion harmonique totale : < 0,02 %.

Thomson-Efcis

SERVICE-LECTEURS N° 138

Filtres passe-bas

Voici une gamme de filtres elliptiques modulaires à monter sur circuit imprimé.

Ces filtres passe-bas sont accordables par l'adjonction de résistances externes dans la plage 1 Hz à 100 kHz pour la fréquence de coupure. La régularité du temps de propagation de groupe dans la bande passante (phase linéaire) permet la transmission optimale des impulsions. Ces filtres elliptiques comportent un égaliseur et fournissent ainsi une très bonne réponse en phase et une réduction de la distorsion des impulsions. Ceci entraîne une amélioration dans un rapport 4 pour la linéarité de la phase sur 95 % de la bande pas-

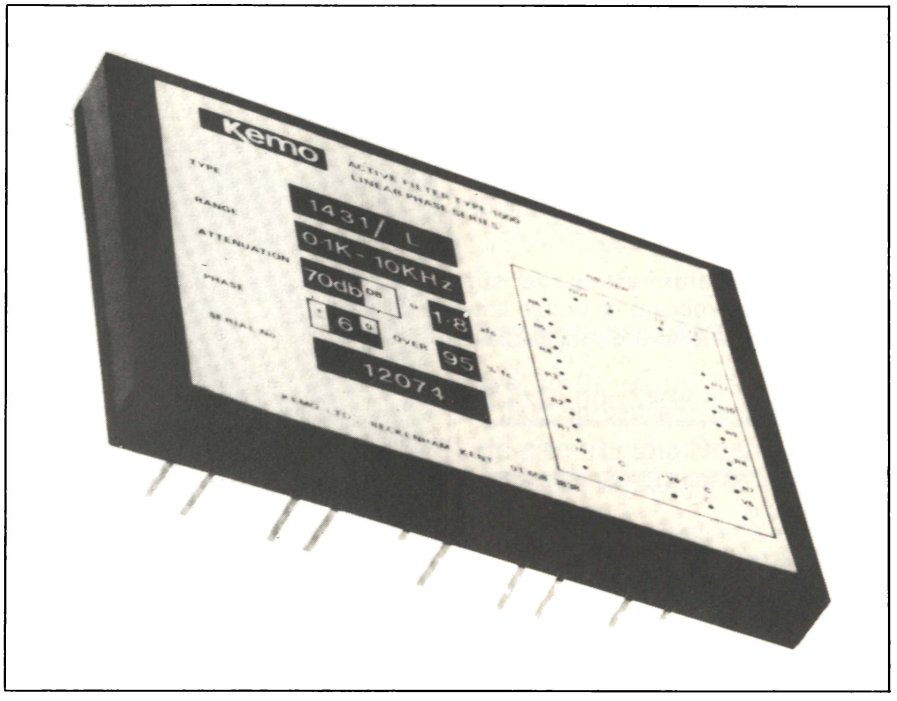
sante. Tous ces modules sont à faible bruit et fournissent une pente entre 85 et 120 dB/octave. Au choix, l'atténuation dans la bande coupée ou la pente de l'atténuation peut être maximale.

Ils sont parfaitemnt étudiés pour les applications nécessitant des filtres « anti-repliement » de haute qualité.

Parmi les applications, citons : le transfert de données à grande vitesse, le traitement du signal, l'autocorrélation, la géophysique, les instruments numériques dans le domaine audio et les études de vibrations.

Kemo-Agemip

SERVICE-LECTEURS N° 139



Afficheur 4 digits à cristaux liquides

Cet afficheur, fabriqué par Crystaloïd Electronics sous la référence D 5340, comporte des chiffres de 7,62 mm de haut sur un panneau dont les dimensions hors tout sont de 15,24 × 50,80 mm.

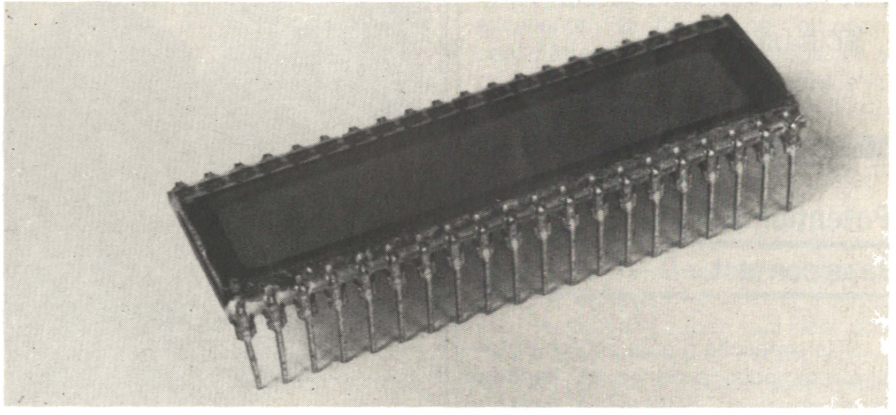
Les sorties peuvent se faire soit par broches pour circuit imprimé soit par connecteur type Zebra.

Le D 5340 peut être livré avec trois types de cristal liquide différents : le type I permet de fonctionner de – 5 °C à + 55 °C, le type 4 va de – 10 °C à + 80 °C et le type 5 de – 20 °C à + 60 °C. Dans tous les cas, la tension de commande peut aller de 3 à 15 volts pour une consommation typique tous segments allumés de l'ordre de 3 microampères soit environ 12 microwatts.

Le rapport de contraste est de 20 à 1 ; la durée de vie est de plus de cinquante mille heures.

ISC France

SERVICE-LECTEURS N° 140



Pressostat à deux seuils

Ce pressostat électronique intègre un capteur industriel très bas prix.

Il est destiné au contrôle et à la surveillance de circuits hydrauliques.

Il délivre des ordres tout ou rien par contact inverseur dont les seuils sont réglables indépendamment ainsi qu'un signal analogique 0-10 V pour la plage de mesure.

La présentation est en boîtier makrolon ou aluminium.

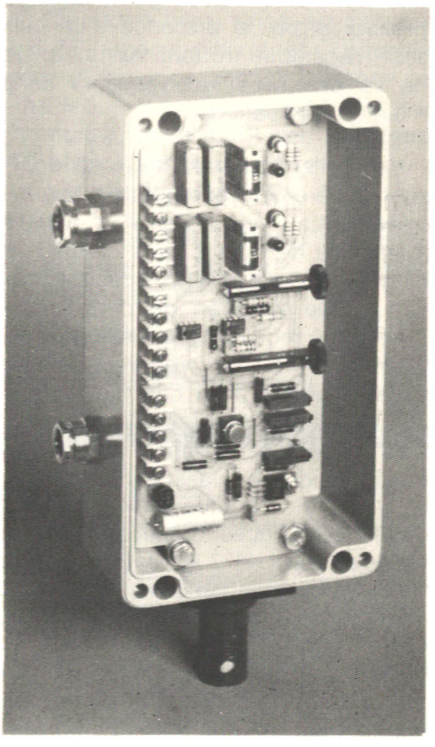
Capteur intégré ou avec câble longueur 1,5 m.

Le capteur est de type 0-400 b, surpression 1 000 b avec calibration 10 V pour 50, 100, 250 ou 400 bars.

La linéarité est de ± 1,5 %, et l'alimentation s'effectue sous 24 V continu ou alternatif.

T.A.A.

SERVICE-LECTEURS N° 141



Fréquencemètre de laboratoire

Le modèle ITC 3 est un fréquencemètre de laboratoire équipé de microprocesseurs et couvrant la gamme de 1 Hz à 200 MHz.

Il dispose d'un affichage sur 8 digits avec exposant et virgule flottante.

Sa sensibilité est de 10 mV avec des impédances d'entrée de 50 Ω et 1 MΩ.

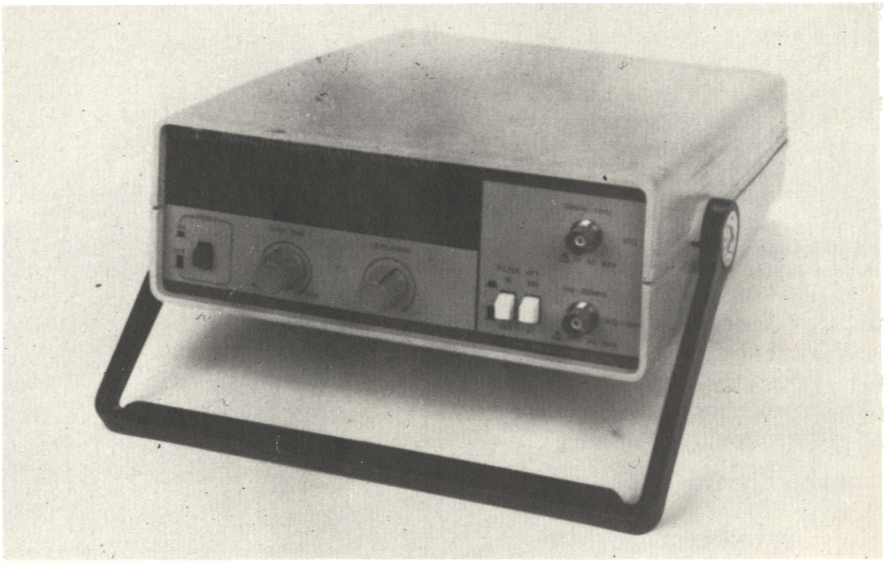
Le temps de mesure est variable de 60 ms à 10 s.

Options possibles :

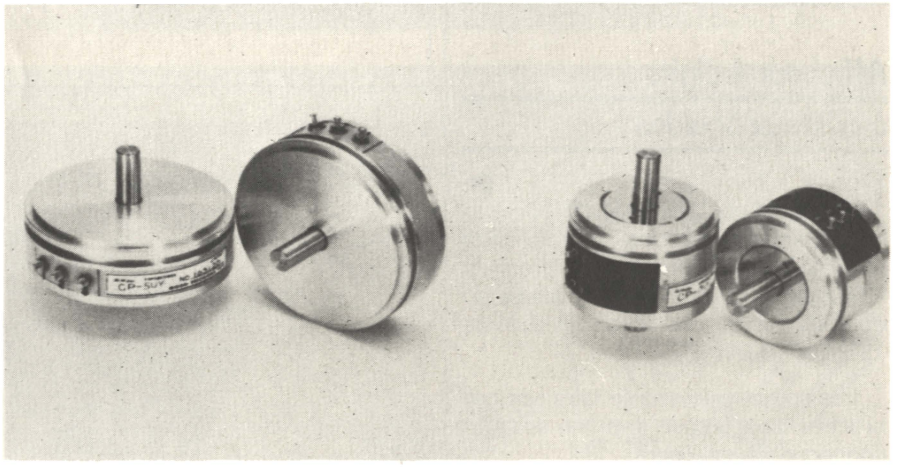
- extension à 1 GHz,
- TCXO, 1 ppm de 0 à + 50 °C,
- alimentation en 12 V continus (220 V alternatifs en standard).

SCIE-DIMES

SERVICE-LECTEURS N° 142



Potentiomètres sans contact



Si la simplicité d'emploi d'un potentiomètre pour produire la variation d'un signal ou détecter la variation d'un mouvement est un avantage de premier ordre, la présence d'un curseur mécanique frottant sur une piste ne va pas sans inconvénients dans maintes applications.

Les potentiomètres de la série CP sont entièrement exempts de tels inconvénients : un système à aimant mobile se déplaçant sans contact le long d'une piste résistive spéciale provoque une variation de cette résistance. Les modèles proposés sont du type rotatif ou du type rectilinéaire, avec, dans les deux cas : un couple d'entraînement très faible, une résolution infinie, une absence de bruit et une durée de vie quasiment illimitée.

Les résistances d'entrée, selon le modèle, vont de 7 kΩ à 30 kΩ et la linéarité indépendante est généralement comprise entre 0,5 % et 2 %.

La plage de variation de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée est de 2 % par 10° de rotation (CP-2U, rotation utile env. 150°) ou 0,5 % par 10° de rotation (CP-3U et CP-5U, rotations utiles respectives de 250 et 300°).

Pour les potentiomètres rectilinéaires, cette sensibilité de sortie est de 3 % par 0,1 mm de course (LP-1U, course utile 0,6 mm), 7 % par 1 mm de course (LP-5U, course utile 4 mm) ou 1 % par 1 mm de course (LP-1OU, course utile 8 mm).

Selon le même principe de fonctionnement sont également présentés des inclinomètres pendulaires sans contact, avec des plages utiles d'inclinaison de ± 5°, ± 10° et ± 45°.

Des circuits amplificateurs, convertisseurs tension/courant et compensateurs de température sont également livrables, incorporés ou extérieurs.

Mesureur.

SERVICE-LECTEURS N° 143

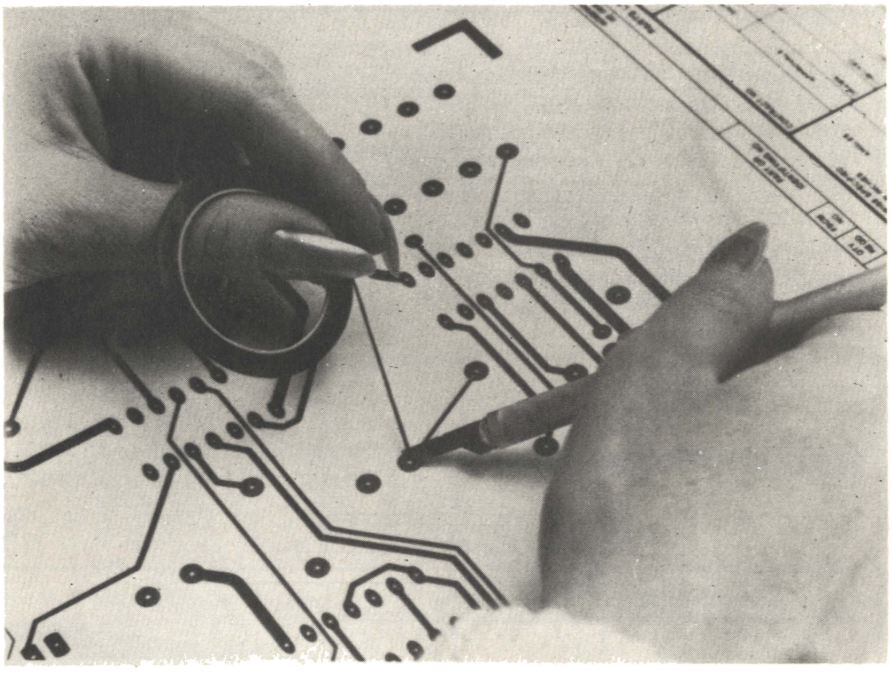
Photomètre-radiomètre

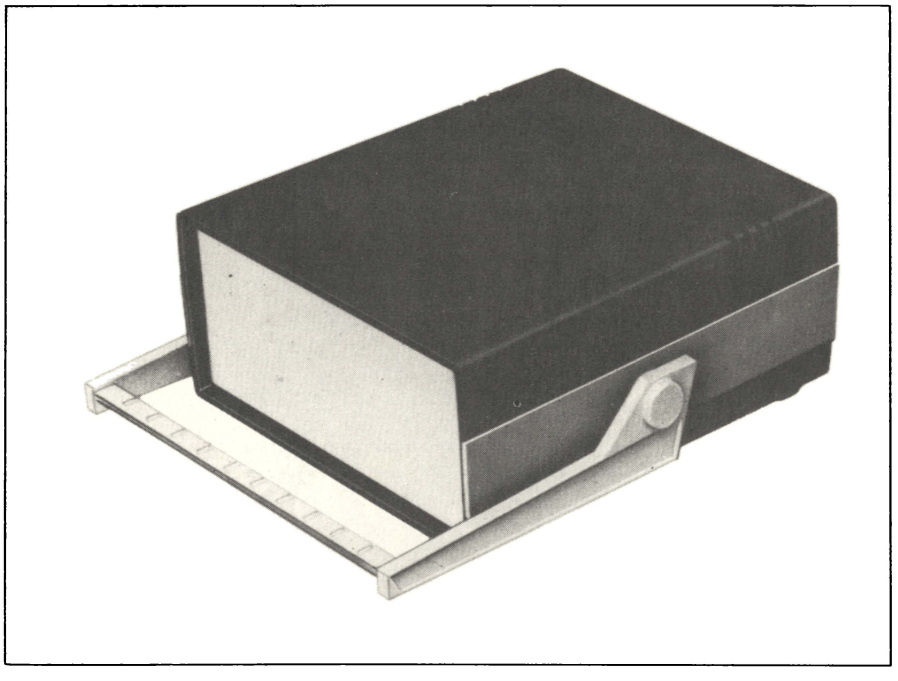
Le modèle 161 de U.D.T. répond à toutes les applications de mesure de flux, d'éclairement et de luminance dans des unités soit photométriques, soit énergétiques.

L'originalité de l'appareil tient en une électronique à affichage digital (cristaux liquides) à quatre canaux de mesure, associé à un détecteur unique et un jeu de filtres.

Le premier canal pourra (par exemple) être étalonné en watts, le détecteur étant apairé à un filtre radiométrique à réponse spectrale plate. Le second canal affichera des éclairements en lux, l'élément sensible étant associé à un filtre photométrique (corrélé Vλ).

Deux autres canaux sont encore disponibles pour un étalonnage au choix de l'utilisateur.





On dispose sur le module d'affichage de deux sorties :

– une sortie analogique directement proportionnelle à la valeur affichée ;

– une sortie comparateur 0-5 V permettant de discriminer des niveaux inférieurs à une référence fixée par l'utilisateur.

L'instrument fonctionne sur batteries rechargeables, l'autonomie étant de trente heures.

Optilas

SERVICE-LECTEURS N° 144

Coffrets « plastique »

La série de coffrets « Strumentalia » est fabriquée en plastique ABS, de qualité et de présentation de haut niveau pour équipement et appareillage électronique.

Ces boîtiers disposent de grilles d'aération et sont aménagés intérieurement pour recevoir des cartes au standard européen 100 × 160 mm.

Les pieds sont en caoutchouc et l'assemblage s'effectue par quatre vis.

Sur tous les modèles, la base a pour dimensions intérieures utiles 209 × 248 mm.

Sept modèles composent cette gamme, scindés en trois familles : avec béquille inclinable (notre photo), avec plan incliné façon console et rectangulaire classique.

Teko - Franclair Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 145

Ruban pour tracé de circuits imprimés

Ce nouveau ruban noir est fabriqué à partir d'un film de polyester ultra-mince : 50 microns, photographiquement opaque et non réflectif, finition noir mate.

Ce nouveau matériau ultra-fin polyester offre une définition des bords excellente ; sa finesse ne l'empêche pas d'être solide. Il se déroule et se positionne plus facilement sans s'étirer, réduisant d'une façon significative déplacement, glissement, décollement communément associés au ruban de papier crêpe standard.

Totalement compatible avec la gamme Bishop Graphics de plus de 20 000 vignettes, pastilles, bandes, etc., le nouveau ruban est idéal pour tous tracés de circuits y compris pour la méthode dite « d'overlay » (multi-superposition).

Ce ruban ultra-mince est proposé en 77 largeurs différentes : décimale, inch et métrique dont la tolérance est meilleure que 50 microns (largeur comprise entre 0,38 mm et 8 mm, 120 microns au-delà et jusqu'à 15 cm) de longueur 18 m.

Il est présenté enroulé sur noyau coloré, système rapide et aisé d'identification de la largeur.

Bishop Graphics

SERVICE-LECTEURS N° 146

Fusible thermique

Le fusible électrique réagit sous l'action d'une surintensité. Le fusible thermique assure une protection dans le cadre d'une élévation anormale de la température.

Le principe du fusible « Sefuse » est

différent des protections thermiques classiques, basées sur l'utilisation d'alliages fusibles. Ce composant utilise un isolant thermique stable, du type organique, comme élément fusible de base.

En fonctionnement normal, le cheminement du courant est le suivant : conducteur A – électrode mobile – revêtement – conducteur B.

L'action des deux ressorts A et B maintient le circuit fermé, par l'intermédiaire de l'électrode mobile.

Lorsque la température critique est atteinte, la cellule sensible fond sous l'action de la chaleur transmise par le revêtement. A cette fusion, les ressorts A et B réagissent en éloignant l'électrode mobile du conducteur A, et provoquent la rupture du circuit.

Par ailleurs, l'action de ces ressorts garantit l'état de rupture procurant ainsi une sécurité totale.

Les caractéristiques essentielles sont les suivantes :

– intensité admise : 10 A maximum ;

– tension : 250 V maximum ;

– température de rupture : de + 70 °C à + 226 °C selon modèle (11 types disponibles), avec une précision de ± 2 °C ;

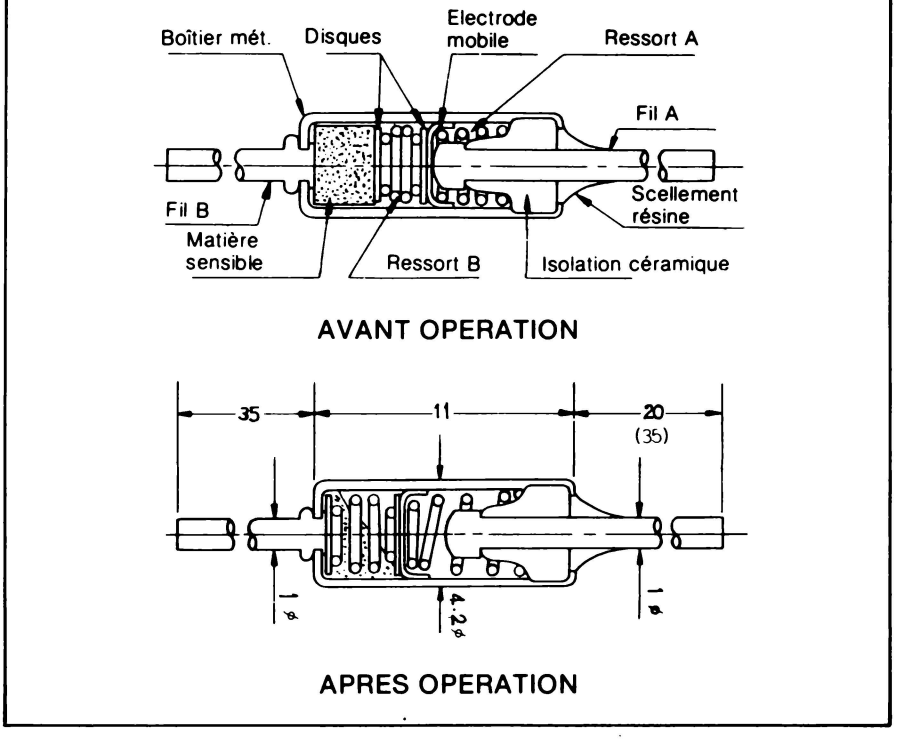
– grande stabilité dans le temps.

D'un très faible encombrement, ces fusibles thermiques sont d'une grande robustesse et bon marché.

Les applications sont nombreuses et concernent aussi bien les protections d'appareils ou appareillages domestiques que celles du domaine industriel.

Canetti

SERVICE-LECTEURS N° 147



Indicateur de chocs multidirectionnel

Cet indicateur se colle sur un appareil ou un colis et permet de voir d'un coup d'œil si celui-ci a subi un choc excessif.

Le « Protect A Pak », c'est son nom, est calibré pour des chocs allant de 5 g à 300 g avec une précision de 15 %, et peut ainsi se fixer sur toute une gamme de produits allant du matériel fragile nécessitant une manutention très soignée (5 g, 10 g) jusqu'au matériel très robuste (50 g et au-dessus).

Les applications du Protect A Pak sont variées :

- Transport (placé à l'intérieur d'un colis, il indique une mauvaise ou une bonne manutention).
- Appareil sous garantie ou en location.
- Contrôle (solidité des emballages, détermination des chocs en cours de fabrication, de stockage, etc.).

R.M.P.

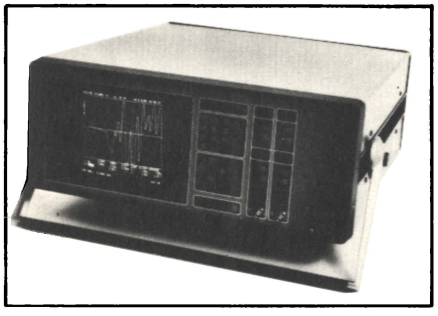
SERVICE-LECTEURS N° 148

Enregistreur de transitoires 10 MHz

Le modèle SMR de la société suisse W + W est spécialement conçu pour l'enregistrement et la mesure de tous signaux analogiques rapides et phénomènes transitoires.

D'une manipulation très simplifiée par l'utilisation de menus d'entrées et sorties, l'enregistreur SMR présente les caractéristiques suivantes : cadence d'échantillonnage jusqu'à 10 MHz ; conception modulaire de 2 à 16 canaux ; résolution jusqu'à 12 bits ; capacité mémoire jusqu'à 64 Kmots/canal ; fonction calcul de courbes enregistrées ; interfaces IEEE 488 et RS 232 ; écran vidéo 9" (4 courbes visualisées peuvent être analysées à l'aide d'un clavier et d'un curseur – représentation graphique, compression ou réduction de données). Enfin, SMR peut être également fourni avec mémoire de masse, disque souple, « hard copy »...

▼



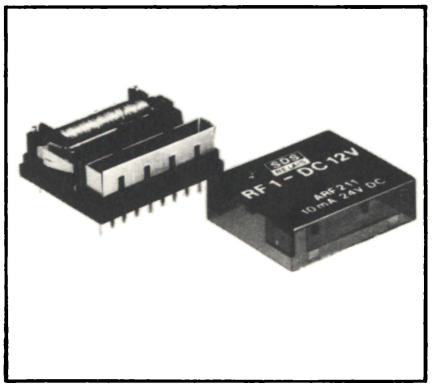
Kontron

SERVICE-LECTEURS N° 149

Relais miniature pour hautes fréquences

Ce relais type RF à 1 RT permet des commutations de signaux à hautes fréquences allant jusqu'à 1 GHz.

De dimensions réduites (25 × 21 × 9 mm), en version hermétique ou protégée contre la poussière, il existe



▲

en tension nominale de 5, 6, 9, 12, 24 et 48 VDC.

Il est particulièrement destiné à des commutations de caméras vidéo, d'ordinateurs domestiques, de jeux vidéo, de magnétoscopes, etc., sur le téléviseur grâce à sa plage de pouvoir de coupure allant de 100 µW à 250 mW.

SDS Relais France

SERVICE-LECTEURS N° 150

SERVICE-LECTEURS N° 210

Micro-informatique
- **Appareils**
- **Modules**
- **Composants**

Carte de synthèse vocale

En annonçant en 1981 sa « boîte à parole » Sparte, ce constructeur français apparaissait comme un pionnier dans le domaine du traitement numérique de la parole. A l'époque, le marché de la synthèse de la parole n'en était qu'à ses tous premiers balbutiements et Sparte apparaissait surtout comme un outil d'évaluation.

Voici maintenant la carte SVT02 de synthèse vocale par texte. Au format Multibus, cette carte peut être utilisée dans un châssis SBC ou d'une manière autonome avec une alimentation extérieure et une liaison série.

Incorporant les logiciels développés avec le CNET, les plus récents et les plus performants dans le domaine de la synthèse de parole, SVT02 émet une parole qui conserve l'intonation et le rythme de la parole naturelle quand elle reçoit par ses interfaces série ou parallèle un texte en français ou en code phonétique international.

SVT02 est conçue autour d'un synthétiseur à prédiction linéaire et d'un microprocesseur 8085 qui gère les différents programmes et permet une évolution du logiciel selon les besoins de l'utilisateur. Le dialogue fait appel à différents modes :

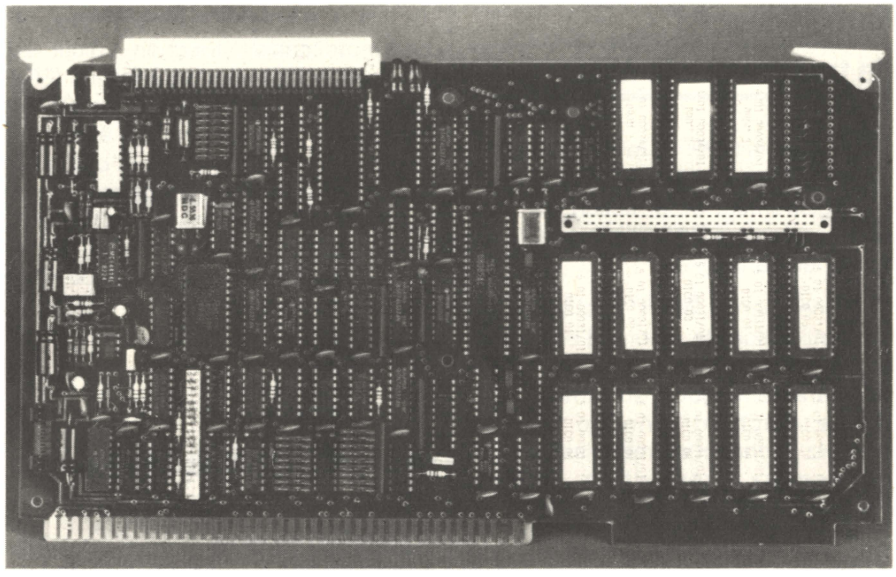
– mode commande : répétition, vitesse d'élocution, mémorisation, etc. ;

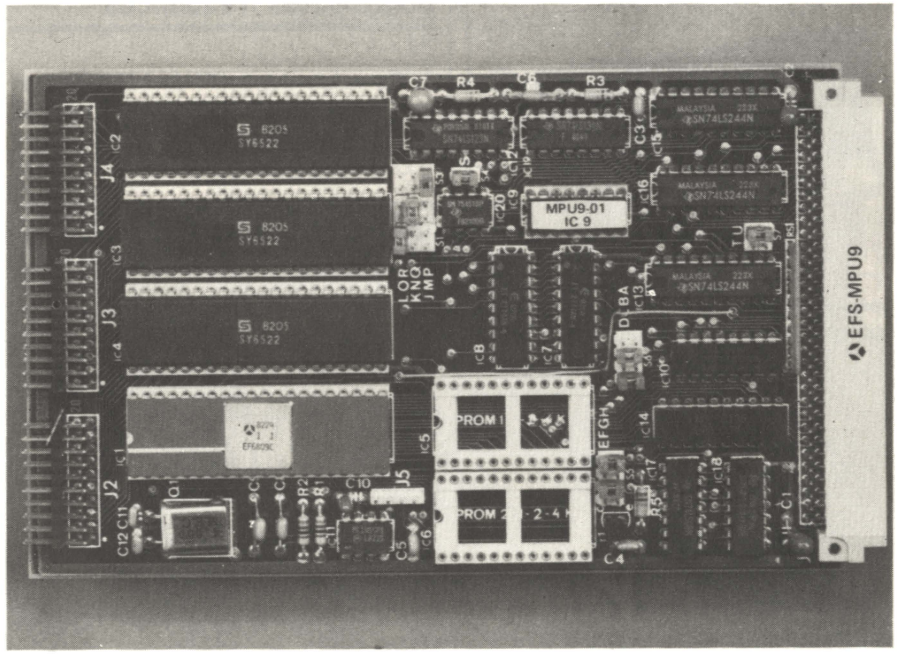
– mode texte : émission d'un texte, nombre, sigle, avec si besoin utilisation de marqueurs pour modifier la prosodie ;

– mode phonétique : introduction d'un texte en phonétique.

Option

SERVICE-LECTEURS N° 151





Unité centrale 6809 en carte Europe

La carte Europe EFS-MPU 9 standard G 64 est une puissante unité centrale basée sur le microprocesseur EF 6809 pour applications industrielles.

Caractéristiques :

– Capacité d'adressage : 64 K-octets.

– Mode d'adressage : implicite, immédiat, étendu, étendu direct, direct, registre, indexé (déplacement nul, constant, accumulateur), indexé indirect, relatif (branchement long et court), relatif compteur programme.

– Registres internes : 2 registres d'index 16 bits ; 2 pointeurs de pile (système/utilisateur) de 16 bits indexables, 2 accumulateurs 8 bits concaténables pour obtenir un accumulateur de 16 bits.

– Arithmétique 16 bits.

– Multiplication non signée 8 × 8 bits.

– Empilement/désempilement d'un ou de plusieurs registres.

– Fréquence d'horloge : 1 MHz (typique).

– Mémoire interne : RAM statique 1 K-octet ; EPROM : 2 supports pour 1, 2 ou 4 K-octets paramétrables (2758, 2716, 2732).

– Circuits périphériques internes : Fonction de couplage réalisée par 3 circuits VIA SY 6522 ; 6 compteurs/temporisateurs de 16 bits programmables ; 3 ports d'entrées/sorties parallèles de 8 bits compatibles TTL ; 3 registres à décalage 8 bits ; 12 lignes de contrôle périphérique compatible TTL ; connecteurs de sortie : 3 connecteurs mâles pour câble plat, 2 × 10 contacts, modèle HE 1001 série 65 B conformes à la norme NFC-UTE 93-428 (ou équivalents).

Thomson-Efcis

SERVICE-LECTEURS N° 152

Traceurs huit couleurs

Les traceurs huit couleurs HP 7580 et 7585 offrent maintenant, en grand format, une précision accrue et deux nouvelles possibilités d'interfaces, sans augmentation de prix. Les traceurs HP 7580B et 7585B utilisent respectivement du papier de format A1 et A0.

Les utilisateurs d'applications telles que la conception d'architecture, de bâtiments ou de constructions diverses aussi bien que de circuits ont le choix entre deux modes d'interface standard pour relier les traceurs à une grande diversité d'ordinateurs hôtes.

Les interfaces standard sont l'interface de communication RS232C/CCITT V.24 et l'interface d'instrumentation HP-IB (IEEE 488-1978). Chaque traceur fonctionne indifféremment dans chaque mode après une simple sélection au moyen d'un interrupteur.

L'utilisation de deux interfaces RS 232C/CCITT V.24 permet aux nouveaux traceurs 7580B et 7585B « d'écouter à toutes les portes ».

Le traceur fonctionne ainsi en série avec le terminal par l'intermédiaire d'une seule interface. Ceci est particulièrement intéressant dans le cas des applications à distance puisqu'une seule ligne téléphonique et un modem suffisent pour le terminal et le traceur.

Les traceurs sont conçus autour de la technologie de la micro traction et présentent les avantages de l'utilisation d'un contrôleur piloté par microprocesseur, une haute qualité de résolution (0,025 mm adressable et 0,003 mm mécanique), une accélération rapide (4G) et programmable de l'avance papier jusqu'à 60 cm/seconde indépendamment de la direction du vecteur.

La précision des traceurs a été accrue grâce à l'amélioration de 0,1 % ou 0,25 mm de la déviation. Cette haute précision est particulièrement utile lorsque des spécifications très strictes doivent être respectées, telles que l'impression d'art et de formats.

L'amélioration de la souplesse et de la précision de ces traceurs permettra leur utilisation dans de larges gammes de nouvelles applications telles que : le temps partagé à distance, le dessin assisté par ordinateur, le génie civil et la cartographie.

Hewlett-Packard

SERVICE-LECTEURS N° 153

Table traçante au format A4

Cette table traçante trois plumes pour format A4 : « Pixy-3 », s'adresse particulièrement aux utilisateurs de micro-ordinateurs professionnels ou d'ordinateurs personnels désireux de disposer d'un équipement « intelligent » (vitesse programmable jusqu'à 200 mm/s et contrôle du fonctionnement par microprocesseur), facile d'accès, réalisant des impressions de qualité, tant sur papier que sur transparents, de caractères (96 ASCII avec possibilité d'extension ISO), de tracés et graphiques les plus variés (cercles, arcs, courbes, spirales...). Le jeu de 3 stylos apporte une flexibilité d'emploi pour des applications polychromes (noir, rouge, bleu), sans changement manuel des stylos.

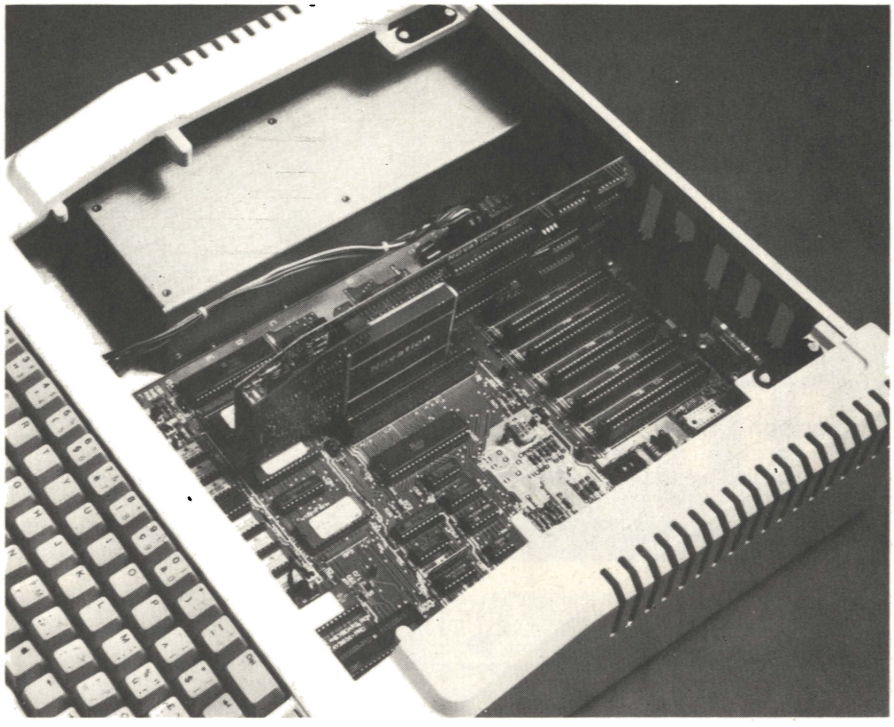
La table traçante Pixy-3 présente les principales caractéristiques techni-

ques suivantes : zone imprimable : 180 x 245 mm maxi ; incrément minimum entre 2 déplacements : 0,1 mm ; tolérance maximale entre 2 passages : 0,3 mm avec le même stylo, 0,4 mm avec un stylo différent ; temps de réponse du stylo : 5 opérations/s ; calage du papier par bandes magnétiques ; autodiagnostic ; 4 touches de contrôle ; sécurité FCC « B », UL, CSA, VDE ; interface standard 8 bits parallèle (V24 et RS232C en option).

Notons enfin que le constructeur fournit également les logiciels graphiques compatibles avec les micros les plus répandus sur le marché (PC/IBM, Apple, etc.)

Mannesmann Tally

SERVICE-LECTEURS N° 154



Carte modem pour Apple II

Cette carte de communication, agréée P.T.T., est la première à intégrer un modem électrique complet 300/1 200 bauds et une carte série dans ses circuits. Elle permet de relier facilement entre eux par le réseau téléphonique, plusieurs Apple, ou d'accéder, en mode terminal, aux ordinateurs centraux des serveurs télématiques.

Adapté aux spécifications nationales de télécommunication, le modem est mis en œuvre par le logiciel COMWARE II dont la francisation a été réalisée par Apple.

Doté de fonctionnalités remarquables et destiné aux utilisateurs non spécialistes, cet outil de communication permet en particulier :

– de réaliser l'appel automatique depuis un fichier de numéros de téléphone,

– d'effectuer en toute sécurité des transferts d'informations entre ordinateurs personnels Apple à 1 200 bauds, par paquets de 512 caractères, avec contrôles et renvoi automatique en cas de mauvaise transmission,

– d'échanger des fichiers textes de type « VisiCalc » ou Apple Writer, ou des fichiers en format binaire ou Basic,

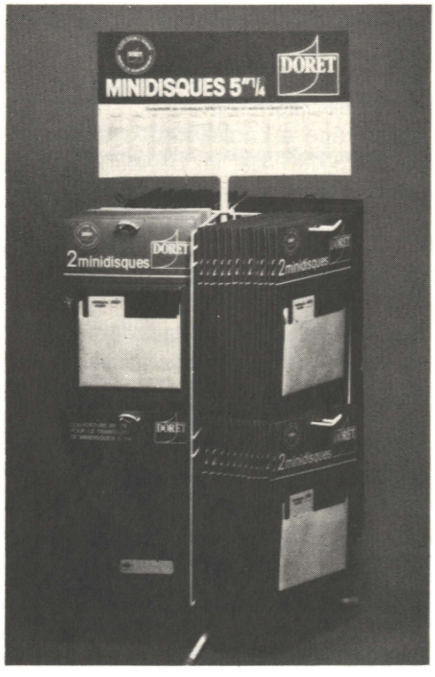
– d'assurer la recopie automatique sur les imprimantes matricielles et à marguerite Apple, des informations reçues ou émises,

– de communiquer en mode interactif entre deux utilisateurs Apple.

De plus, un menu accessible en permanence, élimine les obstacles techniques de mise en œuvre, permettant une utilisation facile, fiable et performante de ce système de communication.

Apple.

SERVICE-LECTEURS N° 155



Des minidisques sous « blister »

Pour les utilisateurs de micro-ordinateurs, ce constructeur innove en présentant un nouveau conditionnement : des minidisques 5" 1/4 sous blister par deux unités.

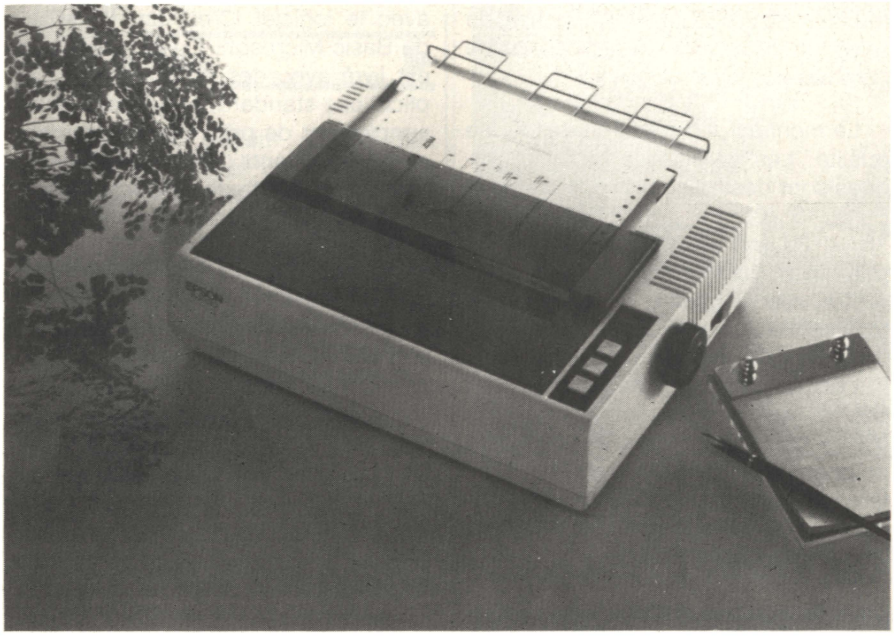
Le blister de deux minidisques correspond à une unité d'achat et de consommation peu onéreuse et parfaitement adaptée aux besoins des utilisateurs individuels d'un micro-ordinateur (lycéens, étudiants, commerçants, artisans, professions libérales...).

Cette formule permet à chaque consommateur d'acquérir une quantité suffisante de minidisques pour satisfaire ses besoins immédiats, d'où une dépense initiale plus faible et pas de contraintes de stockage ni de conservation de minidisques non utilisés.

Ce nouveau conditionnement est disponible dans des papeteries et boutiques de micro-informatique et est accroché sur un présentoir tournant, facilitant la recherche de la bonne référence de minidisques compatible avec la marque de micro-ordinateur de chaque utilisateur.

Doret-La Documentique

SERVICE-LECTEURS N° 156



Imprimante économique

L'imprimante économique RX 80 possède pratiquement toutes les caractéristiques de la série MX, avec un prix sensiblement inférieur.

Avec également : une vitesse de frappe de 100 cps, un mode silencieux à 50 cps (– 3 dB), 128 types de caractères dont les plus classiques, mais aussi l'élite, l'italique, 11 jeux internationaux plus 2 jeux complets ASCII, le graphique avec 6 modes image et la possibilité d'imprimer directement les caractères et les graphiques de l'ordinateur portatif HX20...

Ce sont là des caractéristiques qui font de la RX 80 une imprimante idéale pour le marché de l'informatique individuelle.

Epson-Technology Resources

SERVICE-LECTEURS N° 157

Emulateur pour microprocesseurs

« Mice II » est un émulateur pour microprocesseur 8 et/ou 16 bits qui, de par sa conception modulaire, peut être utilisé pour l'émulation de différents microprocesseurs par le changement d'une des trois cartes qui le constituent.

« Mice II » est entièrement transparent à l'application et l'interfaçage est assuré par une liaison standard RS232C permettant de le connecter à un calculateur ou à un terminal.

« Mice II » est composé de 3 cartes, une carte d'émulation universelle, une carte d'acquisition de données et une carte dite « personnalisée » en fonction du microprocesseur à émuler : 8085, 8086/88 (« MAX. mode » et « MIN. mode »), 6809/6809E, 6501, 68000 et prochainement Z80 (R), 8051, 80186/188, 68008, 16000...

Quant à « Multi-Mice », ce n'est pas une unité indépendante, mais son utilisation simultanée avec « Mice » ou « Mice II » et un terminal en fait un système autonome.

« Multi-Mice » synchronise et coordonne les émulations effectuées par plusieurs « Mice » ou « Mice II ». Il possède 4 sorties RS232C et peut donc contrôler 4 « Mice » ou « Mice II » ; une extension est possible avec un ou plusieurs « Multi-Mice », ce qui permet par exemple, avec 4 « Multi-Mice » d'assurer une émulation simultanée de 16 microprocesseurs. « Multi-Mice » permet également d'être utilisé dans un environnement mono-processeur, en fabrication par exemple.

Microtek-Generim

SERVICE-LECTEURS N° 158

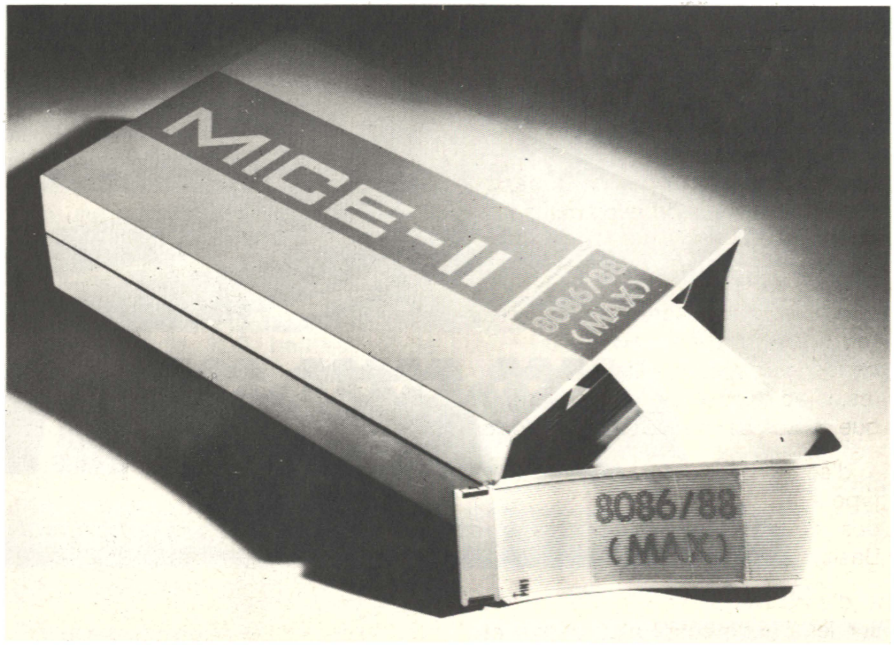
Un codeur Secam pour l'Oric-1

Ce codeur permet le branchement du micro-ordinateur Oric-1 sur tout téléviseur couleur français, en restituant bien entendu les couleurs.

Ce codeur couleur développé en exclusivité pour A.S.N. Diffusion par A.G.B. (Société française leader dans la conception d'interfaces pour micro-ordinateurs) reprend les principes fondamentaux du procédé Secam, à savoir transmission consécutive des signaux B-Y et R-Y chacun pendant une ligne, ceci pour éviter les distorsions qu'entraîne leur mélange dans une transmission simultanée telle que celle du système Pal. On perd ainsi un peu en définition verticale des couleurs, mais le faible pouvoir séparateur de l'œil pour les couleurs fait que cela passe inaperçu.

A.S.N. Diffusion

SERVICE-LECTEURS N° 159



Un nouveau micro-ordinateur

Basé sur le Z 80 (4 MHz), le QX 10 bénéficie des tout derniers circuits de support, avec des contrôleurs puissants (contrôleur d'écran 7220, contrôleur d'interruption 8259, contrôleur DMA 8237), des circuits RAM à forte capacité, 64 K, ce qui permet d'obtenir une capacité RAM standard de 192 Ko extensible à 256 Ko en option.

Deux lecteurs de disques ultra-plat (3,8 cm) en font un ordinateur aux lignes élégantes. Le fonctionnement de ces unités de lecture est extrêmement silencieux.

Les deux éléments de base d'un micro-ordinateur, le clavier et l'écran, ont été particulièrement soignés. Le clavier du QX 10 a été conçu pour l'usage professionnel et possède des blocs opérationnels séparés, ainsi qu'un mécanisme de positionnement angulaire. Il a 103 touches dont 10 touches de fonction et 4 touches de sélection des 16 différents polices de caractères.

Le moniteur vidéo est de très haute qualité. Les caractères alphanumériques sont dessinés dans des matrices 8 × 16 (80 car. × 25 lignes) ou 16 × 20 (40 car. × 20 lignes). La résolution graphique est de 640 × 400. La diagonale est de 30,5 cm (12") et l'écran est anti-éblouissant.

Le système d'exploitation choisi est CP/M, auquel a été ajouté la possibilité de gérer une police de caractère unique en son genre. En effet, 16 différents types de caractères sont disponibles, offrant de grandes possibilités en traitement de texte.

La base extrêmement large des logiciels CP/M disponibles rend le QX 10 immédiatement utilisable pour les applications particulières, les progiciels les plus courants ayant été installés. Un Basic MF (multi-font pour police de caractères) traitant des différentes polices de caractères est livré avec le logiciel. C'est une extension du Basic Microsoft. De plus, le QX 10 est livré avec des programmes d'applications standard, et ce, sans aucun supplément de prix. Ces programmes sont les suivants : saisie de données, traitement de texte (incorporant les polices de caractères) et courrier.

Enfin, le QX 10 offre ses propres programmes de diagnostic pouvant être mis en œuvre par l'utilisateur et permettant de localiser la cause d'un éventuel problème.

Le châssis de base peut accepter 5 cartes options comme des cartes IEEE, des convertisseurs AD/DA, des cartes fibres optiques, et les extensions futures prévoient un moniteur couleur et un disque dur 5" 1/4 de capacité 10 Mo.

Toute la documentation accompagnant le QX 10 est en français.

Epson-Technology Resources

SERVICE-LECTEURS N° 160

Traceur bas de gamme

Le nouveau traceur de courbes Calcomp 84 permet de réaliser des dessins au format A4.

Ses principales caractéristiques sont les suivantes : surface de tracé : 21 cm x 29,7 cm ; outils de tracé : 8 (plumes, pointes nylon : Pentel Céramicron) ; supports : papier ordinaire, mylar, film pour rétroprojection ; vitesse de tracé : 42 cm/s ; microprocesseur Zilog 80 incorporé (génération de caractères, de cercles, etc.) ; six jeux de caractères (dont un en français) ; modes opératoires : traceur, imprimante, terminal ; interface : RS 232C, IEEE 488, Centronics ; Logiciels de base : Fortran ou Basic.

Calcomp

SERVICE-LECTEURS N° 161

Ecran anti-reflet pour terminaux

Les écrans Ordi-Flex, très faciles à poser, peuvent s'adapter à tous les tubes cathodiques de terminaux et pour machines de traitement de texte ou pour écrans cathodiques couleur.

Les écrans Ordi-Flex éliminent 87 à 90 % des effets de reflets dus soit à la lumière ambiante, le soleil ou les fluorescents, tout en assurant 95 à 100 % de la brillance sans distorsion visuelle ce qui accroît le degré de définition des caractères au phosphore apparaissant sur l'écran.

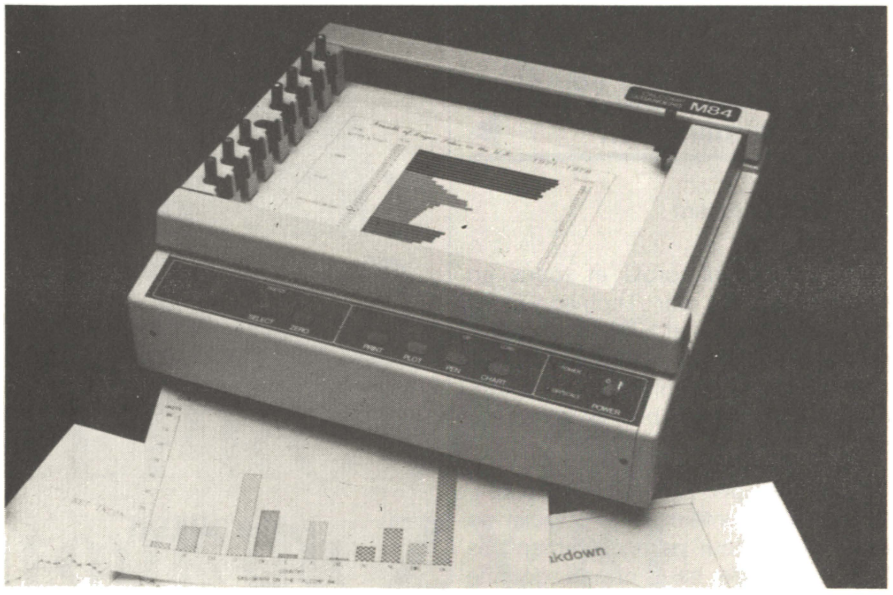
L'écran Ordi-Flex est construit avec un micromonofilament en nylon disposé suivant un puzzle alvéolaire.

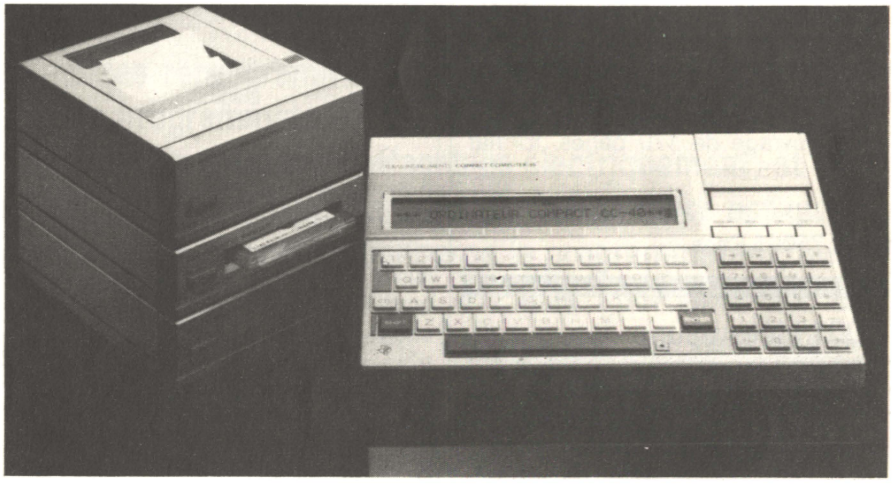
De plus, cet écran prolonge la durée de vie du tube cathodique.

Tous ces avantages techniques apportent un confort qui est loin d'être négligeable pour les utilisateurs de terminaux (fatigue oculaire, maux de tête, flou d'image se trouvent réduits ou éliminés).

M.A.I.R.

SERVICE-LECTEURS N° 162





Ordinateur compact portable

De la taille d'un livre, 240 x 145 x 25 mm, pesant 600 grammes, autonome, transportable dans une malette, l'ordinateur CC.40 est un outil de calcul, de gestion pour l'ingénieur, l'architecte, le comptable, le gestionnaire qui se trouvent hors de leur bureau mais aussi pour l'étudiant ou la personne désirant s'initier.

Le CC.40, totalement indépendant de la prise de courant, possède une autonomie de 200 heures, et le contenu de la mémoire est sauvegardé même lorsque l'appareil est éteint.

Ce micro-ordinateur 8 bits possède une mémoire vive de 6 Ko (extensible à 18 Ko) et une mémoire morte de 34 Ko extensible à 128 Ko de logiciels pré-programmés.

Fiche technique :

– Clavier : Qwerty machine à écrire + clavier numérique séparé.

– Mémoire morte interne (ROM) : 34 K-octets.

– Mémoire vive interne (RAM) : 6 à 18 K-octets.

– Capacité mémoire maximale : 128 K-octets.

– Ecran à cristaux liquides : une ligne de 31 caractères alphanumériques.

– Langage : Basic étendu et Assembleur.

– Périphériques : imprimante traceur de courbe, 4 courbes ; unité d'enregistrement et lecture de cartouches magnétiques ; logiciels sous forme de modules magnétiques enfichables pré-programmés à alimentation permanente (pile intégrée).

Texas Instruments

SERVICE-LECTEURS N° 163

BIBLIOGRAPHIE

Le microprocesseur 68000 et sa programmation

par Patrick Jaulent

Conçu par Motorola et repris en seconde source par Thomson-Efcis, Signetics, Mostek et Hitachi, le microprocesseur 68000 doit, de par son architecture et sa puissance logicielle, devenir l'un des 16 bits les plus utilisés.

Sans négliger l'aspect « matériel », l'auteur s'est intéressé au logiciel en développant tout particulièrement les instructions de haut niveau comme LINK, UNLK, CHK, TAS...

La présence de nombreux exercices de programmation simulés font de ce livre un excellent outil de travail.

Un ouvrage de 170 pages, format 15,5 x 24,5 cm.

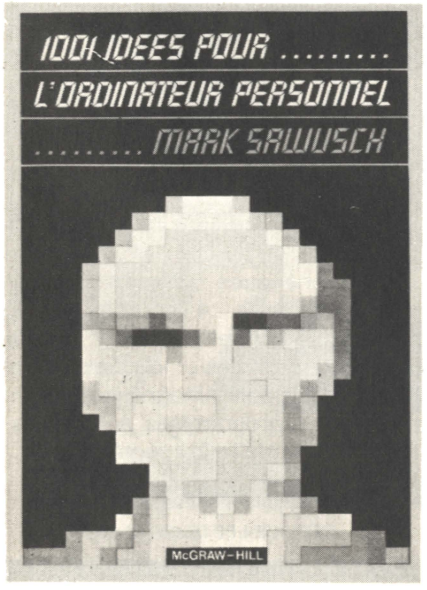
Eyrolles, 61, boulevard Saint-Germain, 75005 Paris.

1 001 idées pour l'ordinateur personnel

par Mark Sawusch

Ce livre est un véritable catalogue d'applications potentielles pour l'ordinateur personnel. Son but n'est pas de dire « comment faire » mais plutôt « que faire ».

L'ouvrage propose plus de 1 000 idées qui permettront aux utilisateurs



de micro-ordinateurs d'enrichir leurs propres expériences ou les mèneront, le cas échéant, à la découverte d'applications nouvelles. De la gestion des loisirs, des jeux aux applications financières, techniques et scientifiques, chaque catégorie de micro-amateurs trouvera dans ce livre des idées et des programmes à son goût.

Table des matières : Applications pour tous. Applications dans les affaires et les finances. Applications mathématiques. Applications techniques et scientifiques. Applications à l'enseignement. Applications pour les amateurs. Jeux et applications récréatives. Contrôle des périphériques. L'intelligence artificielle et l'ordinateur de l'avenir. Programmes utilitaires. Applications diverses. Applications supplémentaires. Glossaire. Appendice.

Un ouvrage de 308 pages, format 15 x 21 cm.

Mac Graw-Hill, 28, rue Beaunier, 75014 Paris.

Le microprocesseur 16 bits 8086

par A.-B. Fontaine

L'arrivée sur le marché des microprocesseurs 16 bits n'est pas un simple changement d'échelle ou de puissance. Ils apportent un ensemble de caractéristiques nouvelles qui modifient sensiblement l'emploi des microprocesseurs.

D'abord sur le plan du matériel, les architectures sont plus complexes : segmentation, pagination, mémoire virtuelle, protections, systèmes multiprocesseurs, coprocesseurs, capacités de mémoire fort importantes. Tout ceci conduit à des architectures nouvelles permettant la fabrication de machines très puissantes rivalisant avec de nombreux mini-ordinateurs.

Ensuite, et c'est le point le plus important sur le plan des logiciels, ces machines bouleversent les techniques de production des programmes. Les langages évolués sont en passe de remplacer le langage d'assemblage en conservant de bonnes performances. Les sytèmes d'exploitation sont quasi universellement adoptés pour ces ordinateurs : systèmes d'exploitation simples (CPM/86), moniteur temps réel (iRMX 86), systèmes en temps partagé (Unix).

Ceci conduit, par exemple, à disposer pour un coût très acceptable d'une machine 16 bits dotée d'un système d'exploitation multipostes avec une grande quantité de logiciels de base (éditeurs, compilateurs) ou de logiciels d'application (bases de données, processeur de textes).

C'est l'ensemble de ces points nouveaux qui sont exposés dans cet ouvrage en partant d'un exemple précis : le microprocesseur 16 bits Intel iAPX 86/88. Ce choix est important car c'est cette catégorie de processeur qui est le CPU de nombreux micro-ordinateurs professionnels : IBM PC, Digital Equipment, Texas, Sirius, Hitachi, Altos... De plus, de nombreuses machines industriells emploient ces processeurs.

L'ouvrage aborde donc ces microsystèmes 16 bits sous trois aspects : matériel, logiciel, système d'exploitation, en montrant les évolutions notables vis-à-vis de la génération précédente. De nombreux exemples pratiques agrémentent l'exposé, lui donnant un caractère d'ouvrage plongé dans la réalité industrielle.

Un ouvrage de 200 pages, format 16 x 24 cm.

Masson, 120, boulevard Saint-Germain, 75006 Paris.

Micro informatique

Un programmateur d'EEPROM bâti autour du ZX 81

Le bon usage des mémoires mortes reprogrammables nécessite le recours à deux équipements relativement coûteux : un programmateur et un effaceur. On peut se passer de ce dernier appareil en faisant appel à des mémoires effaçables électriquement, et non plus par exposition à un rayonnement ultraviolet. Un avantage supplémentaire est qu'un effacement global prend moins d'une minute ! En ce qui concerne le programmateur, nous allons voir que quelques circuits fort simples associés à un très abordable ZX 81 permettent de construire un programmateur tout à fait satisfaisant, et très souple d'emploi puisque... programmable !

Particularités d'utilisation des EEPROM

L'utilisation de mémoires mortes du type EEPROM s'avère très confortable lors de la mise au point de logiciels pour systèmes à microprocesseurs. En effet, la rapidité et la simplicité de l'effacement réduisent à fort peu de choses les conséquences d'une modification de la programmation. Cependant, il ne faudrait pas pour autant imaginer que ces composants sont appelés à prendre partout la place des EPROM de type classique.

En premier lieu, il ne faut pas cacher que les EEPROM restent encore sensiblement plus onéreuses que les EPROM, et qu'elles ne peuvent supporter qu'un nombre limité d'effacements (un millier en général).

Enfin et surtout, leur mise en œuvre, tant en mode programmation qu'en mode lecture, exige plusieurs tensions positives et négatives, lesquelles doivent être appliquées ou retirées dans un ordre très strict sous peine de destruction du composant. Il n'y a toutefois pas lieu de surestimer cet inconvénient, car nous allons voir que des circuits annexes relativement simples permettent de le faire passer presque inaperçu.

L'exemple de la mémoire SAB 2808 A

La mémoire SAB 2808 A de *Siemens* est une EEPROM organisée en 1024 octets. A l'exception des alimentations, elle est compatible broche pour broche avec les EPROM de capacité identique, comme en témoigne la **figure 1**.

Les tensions nécessaires à l'alimentation de cette mémoire sont, en lecture, +5 V, −5 V, et +12 V. En programmation, le +12 V devient un +25 V et la broche d'effacement nécessite une alimentation de +33 V.

Nous allons donc décrire les circuits permettant d'élaborer ces tensions, sous les débits requis, et de gérer les mises sous tension et hors tension avec toute la sécurité voulue.

Les circuits d'alimentation

Pour des raisons de commodité, il a été décidé de scinder ces circuits en deux modules indépendants :

– un générateur de tensions de base, servant à la fois en mode lecture et programmation, capable de fonctionner à partir d'une seule alimentation positive de 12 à 15 V environ ;

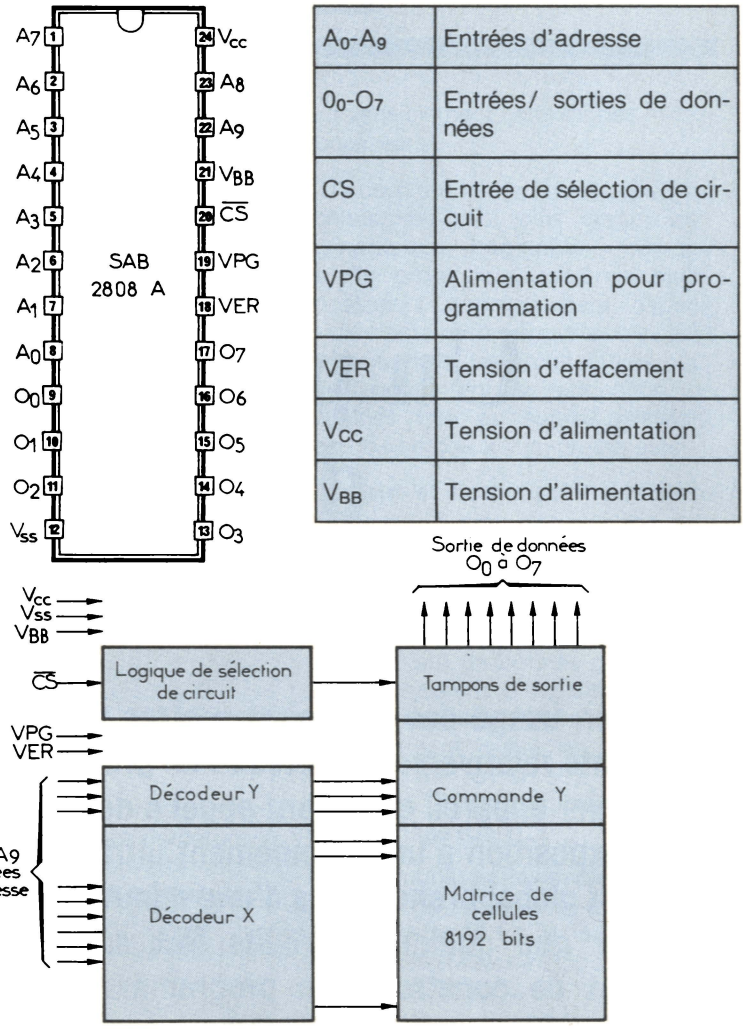
– un générateur complémentaire, fournissant à partir du secteur les « hautes tensions » nécessaires en programmation et effacement.

Le programmateur réunira donc ces deux modules, alors que le circuit utilisateur n'en emploiera qu'un seul.

La **figure 2** donne le schéma du générateur principal, chargé d'appliquer en tout premier lieu l'alimentation né-

gative, suivie de peu par le + 5 V, puis par le + 12 V. Lors de la coupure (volontaire ou accidentelle), l'ordre inverse est scrupuleusement respecté, ce qui est absolument vital.

C'est un petit convertisseur à « 555 » qui délivre la tension négative au moyen d'un redresseur du type doubleur de tension, alimenté par l'oscillation rectangulaire à fréquence audible générée par l'astable de puissance (300 mA). A noter que l'une des diodes du doubleur est une Zener de 6,2 V travaillant dans ses deux sens de conduction. On veillera donc à éviter les modèles compensés en température, qui ne conviendraient pas ici. Après les deux diodes de commutation 1N 4148, on dispose donc très exactement de – 5 V. L'apparition de cette tension permet au transistor BC 107 de se bloquer, libérant aussitôt le ballast du + 5 V. C'est enfin ce même + 5 V qui vient autoriser l'application du + 12 V par l'intermédiaire d'un montage NPN-PNP. Par surcroît de précautions, une Zener de 8,2 V vient garantir qu'en cas de disparition de l'alimentation générale le + 12 V sera coupé alors qu'il reste une réserve de tension suffisante pour maintenir le + et le – 5 V. Insistons sur le fait que l'utilisation d'alimentations existantes à la place de ce montage est à proscrire formellement, à moins qu'une parfaite certitude n'existe quant au respect des procédures de commutation qui viennent d'être décrites.



A_0-A_9	Entrées d'adresse
O_0-O_7	Entrées/ sorties de données
CS	Entrée de sélection de circuit
VPG	Alimentation pour programmation
VER	Tension d'effacement
V_{CC}	Tension d'alimentation
V_{BB}	Tension d'alimentation

Fig. 1. – Caractéristiques de la mémoire SAB 2808A.

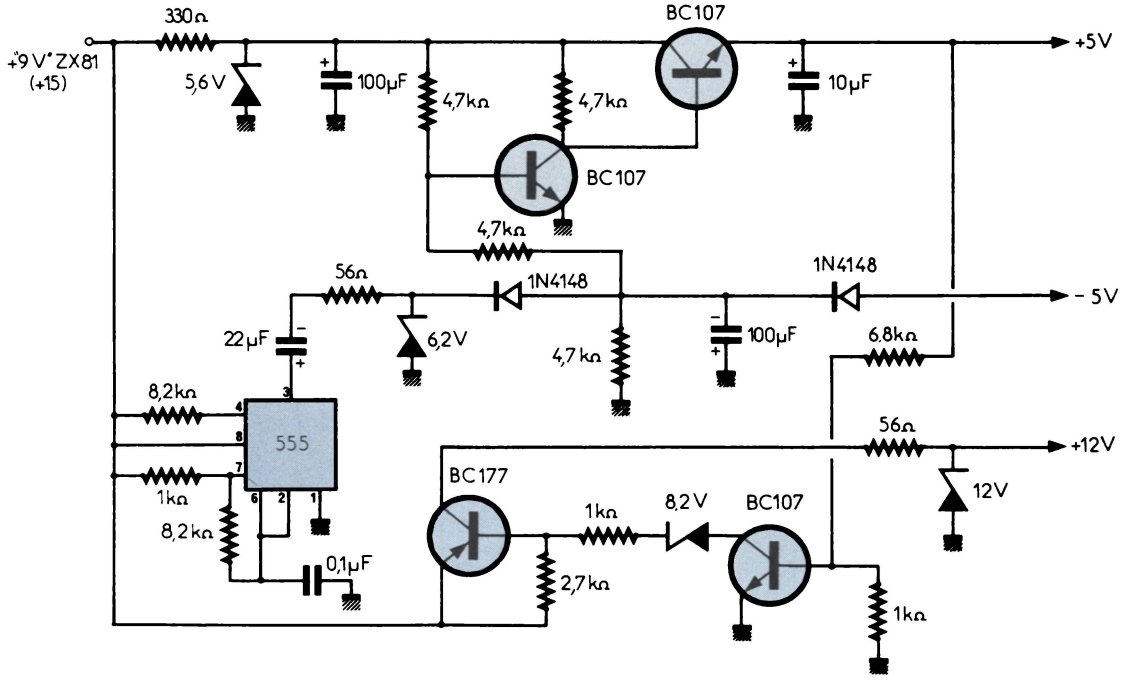


Fig. 2. – Alimentation de la mémoire.

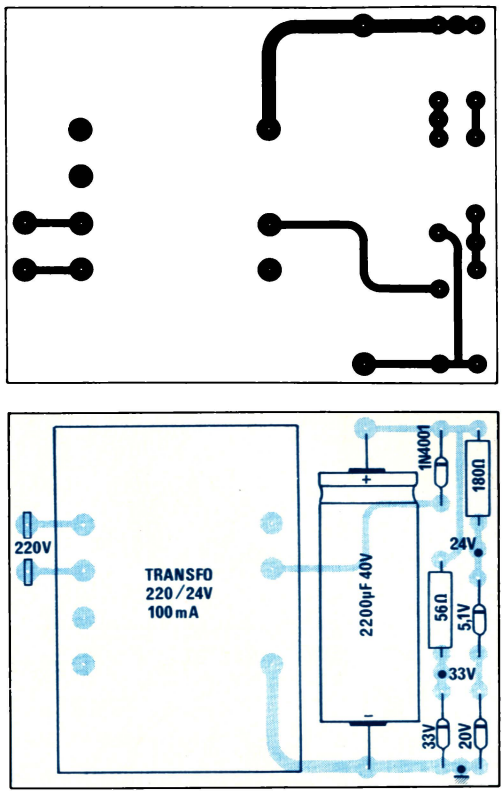


Fig. 3 et 4. – Circuit imprimé et câblage de l'alimentation secteur.

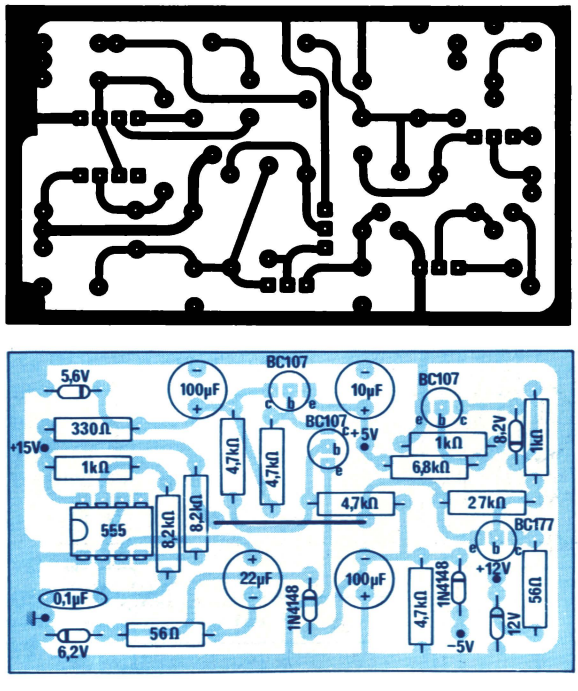


Fig. 6 et 7 (ci-dessus). – L'alimentation de sécurité.

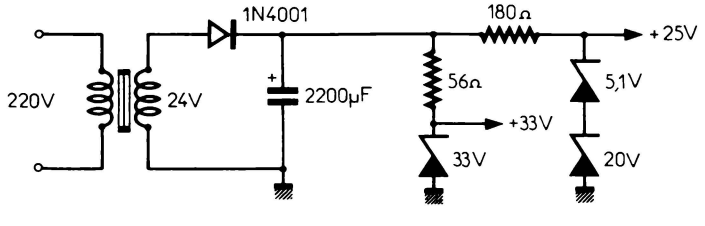


Fig. 5. – Alimentation du programmateur effaceur.

Ce module peut être câblé sur un petit circuit imprimé dont la **figure 3** donne le tracé des pistes, et dont l'implantation apparaît à la **figure 4.**

L'alimentation secteur, dont le schéma apparaît à la **figure 5,** n'appelle pas de commentaire particulier, si ce n'est qu'elle doit être munie d'un interrupteur permettant de ne la mettre en service que lors des périodes d'effacement ou de programmation. Les **figures 6 et 7** donnent un exemple simple de réalisation pratique.

Conception et réalisation du programmateur

Tout comme les EPROM classiques, la SAB 2808 A nécessite des impulsions d'écriture de largeur 50 ms, durant lesquelles les bus d'adresses et de données doivent être stables. Ce temps est considérablement plus long qu'un cycle d'écriture de microprocesseur, et il faut donc prévoir de « latcher » ces informations pendant le temps nécessaire.

La **figure 8** permet de constater qu'il a été fait appel à de très classiques 7475 (ou mieux 74 LS 75), dont l'adressage s'opère directement dans le champ mémoire, et non par l'intermédiaire de ports d'entrée-sortie. L'avantage de cette solution est de permettre l'utilisation directe de fonctions POKE, sans faire appel à des routines écrites en assembleur.

Le programmateur sera sélectionné pour les états suivants des bits de poids fort du bus d'adresses :

A_{12}, A_{13}, et A_{15} à 1, A_{14} à 0, avec bien sûr MREQ et WR à 0.

Le fait d'utiliser le niveau bas de A_{14} signifie que le programmateur est adressé dans une zone correspondant à un « fantôme » de la ROM du ZX-81, et qu'il convient de faire place nette en forçant ROMCS à 1 par une diode. A défaut, le programmateur ne pourrait que recopier la ROM *Sinclair* dans les EEPROM à programmer !

La combinaison des autres lignes d'adresse indique que le programmateur sera sélectionné pour des adresses supérieures à 45055. Par ailleurs, on remarquera que la ligne A_{10} est latchée en plus des lignes A_0 à A_9 dont se contente normalement toute mémoire de 1 K-octet. Cette ligne A_{10}

▶▶▶

latchée véhiculera l'impulsion d'écriture qu'un logiciel approprié fera durer exactement 50 ms. Ainsi, on peut se passer de tout circuit de génération de cette impulsion calibrée !

Par suite, la procédure qu'il faudra utiliser pour programmer un octet d'EEPROM sera la suivante :

– faire : POKE (46080 + adresse), donnée (mise en place de l'adresse et de l'octet de donnée avec A_{10} à 1 puisque A_{10} vaut 1024 en décimal) ;

– faire : POKE (45056 + adresse), donnée (mise à 0 de A_{10} sans modification des autres informations) ;

– attendre exactement 50 ms ;

– faire : POKE (46080 + adresse), donnée (remise à 1 de A_{10}) ;

– disposer à volonté des bus après une attente de sécurité d'environ 200 ms.

Le programme de la **figure 9** suit exactement cette procédure, en la faisant précéder d'un dialogue destiné à fixer l'adresse à partir de laquelle on souhaite implanter le programme (les EEPROM peuvent en effet être programmées en plusieurs fois). Un test automatique arrête les opérations lorsque la mémoire est prête à « déborder », et l'utilisateur peut déclencher lui-même cet arrêt en appuyant simplement sur NEWLINE sans avoir entré de donnée.

On remarquera aux côtés des circuits logiques quelques composants destinés à la commutation de sécurité des tensions de programmation et d'effacement : un simple inverseur entre le +12 V et le +25 V ne serait pas suffisant.

Le circuit imprimé principal est représenté à la **figure 10** alors que la **figure 11** en donne le plan de câblage. On veillera à utiliser un support de haute qualité, à très faible force d'insertion, afin de ménager les broches des mémoires qui viendront s'y loger à de multiples reprises.

Raccordement au ZX-81

Le programmateur utilise en totalité les bus d'adresse (à l'exception de A_{11}) et de données du Z 80, ainsi que plusieurs des lignes de son bus de commande. Avec les connexions de masse et d'alimentation 5 et « 9 V » (en fait, presque 15 V avec le bloc secteur 1200 mA), on dénombre une trentaine de liaisons devant passer par le connecteur double face au pas de 2,54 mm. Ce connecteur n'a nul besoin d'être du type « gigogne », car la simplicité des logiciels servant à l'exploitation du programmateur ne justifie pas le recours à une extension mémoire, ou à une imprimante.

Le toron de raccordement pourra avantageusement être obtenu par frettage de fil à wrapper, ou par utilisation de câble en nappe. Le brochage du connecteur arrière du ZX 81 apparaît dans le manuel et sur le plan de cette machine, aussi n'insisterons-nous pas davantage sur ce point.

```
  1 REM PROGRAMMATION SAB 2808
 10 PRINT "ADRESSE DE DEPART ?"
 20 INPUT A
 30 CLS
 40 PRINT AT 0,0;A;"          "
 45 INPUT D$
 50 IF D$="" THEN STOP
 55 LET D=VAL D$
 60 POKE (46080+A),D
 70 POKE (45056+A),D
 80 PAUSE 2
 90 POKE (46080+A),D
100 PAUSE 10
110 LET A=A+1
120 IF A>=1024 THEN STOP
130 GOTO 40
140 REM COPYRIGHT 1983
```

Fig. 9. – Le logiciel de base utilisable.

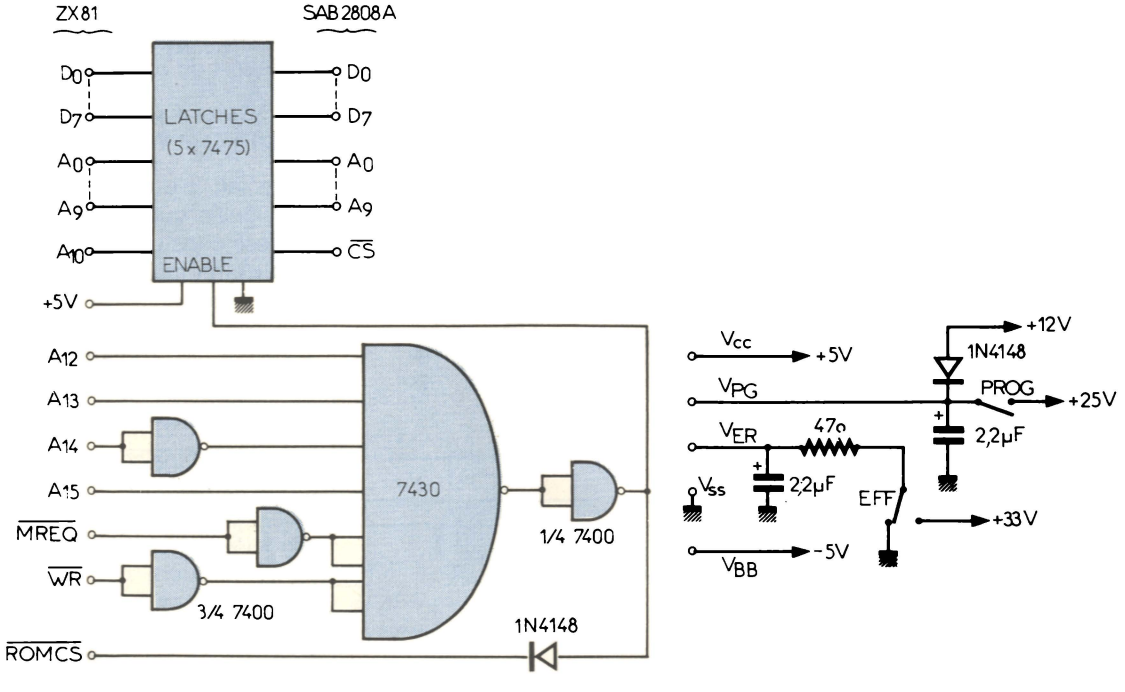


Fig. 8. – Schéma de principe du programmateur.

Le connecteur femelle, de type non standard, devra être obtenu par sciage d'un modèle plus large, auquel on adjoindra le détrompeur nécessaire. On limitera à une vingtaine de centimètres la longueur du câble, ce qui suffit pour disposer côte-à-côte sur une table le ZX 81 et le programmateur logé dans un boîtier adéquat.

Utilisation du programmateur

La mise en œuvre du système reste fort simple : après raccordement du programmateur au ZX 81, on exécutera, dans l'ordre, les manœuvres suivantes (boîtier EEPROM en place) :

– mettre sous-tension le ZX 81 ;

– charger le programme de la **figure 9** ;

– effacer (si nécessaire) l'EEPROM en basculant l'interrupteur correspondant pendant une minute ;

– basculer l'interrupteur « programmation » ;

– exécuter le programme de chargement ;

– **dès la fin du chargement,** remettre en position de repos l'interrupteur « programmation » ;

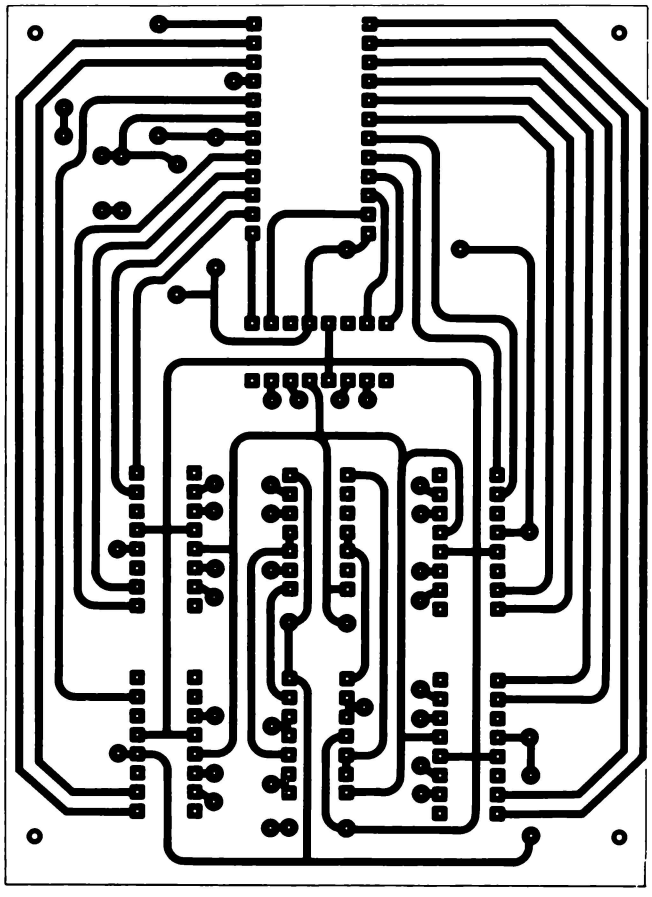
– **à ce moment seulement,** on pourra mettre le ZX 81 hors tension.

Le logiciel purement manuel proposé à la **figure 9** pourra s'avérer fastidieux d'emploi au-delà d'une centaine d'octets à programmer. On pourra l'améliorer en prévoyant le chargement de la ROM à partir d'une cassette préalablement enregistrée, mais il faut savoir que, dès qu'une extension mémoire deviendra nécessaire, il faudra remplacer la ligne :

80 PAUSE 2 par : 80 PAUSE 1

Utilisation des EEPROM programmées

Les mémoires programmées au moyen de cet équipement peuvent prendre place dans n'importe quel système au même titre qu'une ROM quelconque, pourvu que le circuit d'alimentation de la **figure 2** leur soit associé. En ce qui concerne plus particulièrement le ZX 81, nous fournissons à la **figure 12** un schéma très simple permettant d'adresser l'EEPROM à partir de l'adresse 8192, qui



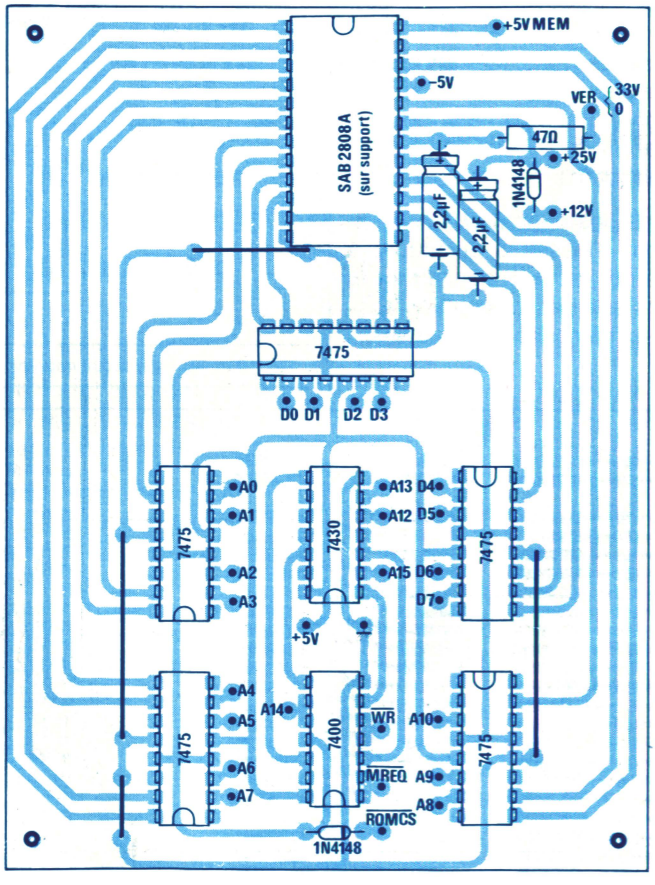


Fig. 10 et 11. – Le circuit imprimé du programmateur et son câblage.

correspond normalement à un autre « fantôme » de la ROM *Sinclair*. On pourra ainsi disposer, immédiatement après la mise sous-tension de la machine, sans aucun chargement, d'un choix de routines en langage machine occupant jusqu'à concurrence de 1 K-octet, et pouvant être appelées par la fonction USR du Basic. Les **figures 13 et 14** donnent les détails pratiques de réalisation de ce petit adapteur de lecture.

Généralisation à d'autres cas

Cette étude a été volontairement menée dans le cadre de l'utilisation de la mémoire SAB 2808, qui constitue le cas d'application le plus délicat, donc le plus complet.

Il est cependant bien entendu que les circuits qui ont été décrits (ainsi que les logiciels correspondants) peuvent très facilement être transposés pour bien d'autres types de mémoires.

Les modifications à prévoir sont presque toujours des plus minimes (réglages différents des alimentations, complémentation du créneau de programmation, affectations différentes d'une ou deux broches de la mémoire).

Dans bien des cas, ces modifications ne sont autres que des simplications (usage du seul +25 V pour la programmation d'EPROM classiques à effacement UV).

Nous espérons donc avoir fourni ici suffisamment d'éléments de nature à permettre à nos lecteurs de s'attaquer avec succès à la programmation économique des mémoires non volatiles.

P. Gueulle

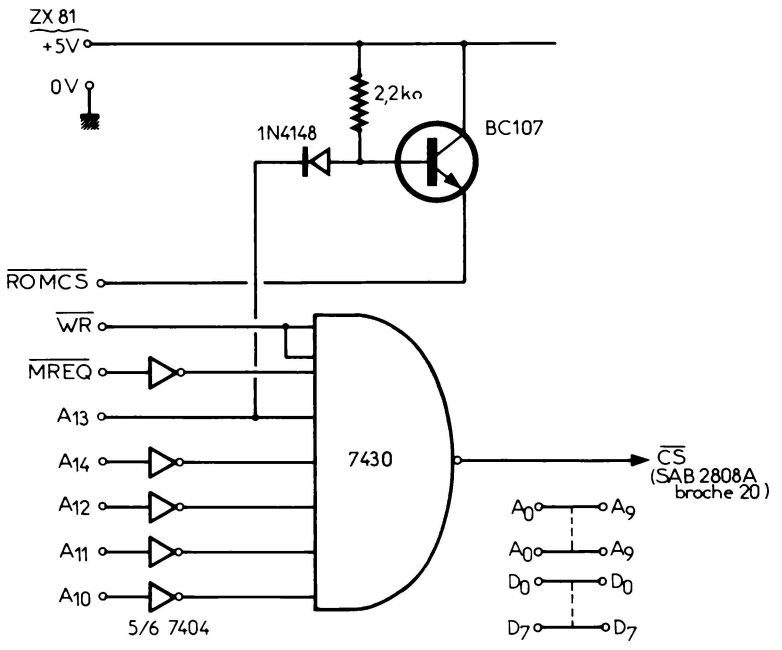


Fig. 12. – Schéma de principe de l'adaptateur de lecture.

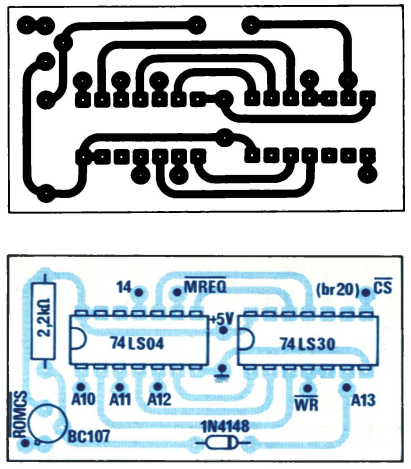
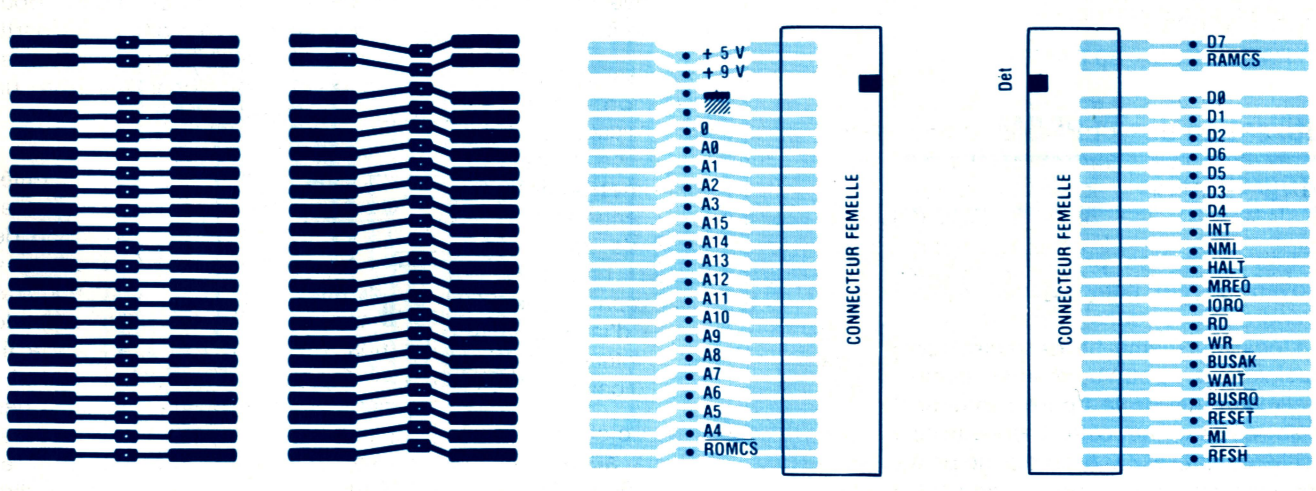


Fig. 13 et 14. – Le circuit imprimé de l'adaptateur de lecture.



Tracé du circuit connecteur double face femelle, ainsi que l'attribution des sorties du circuit imprimé principal.

Applications

Les voies digitales de la radio AM

Il ne doit guère y avoir, dans aucun pays, de responsable technique de radiodiffusion qui aimerait que des chercheurs viennent « bricoler » ses émetteurs, pour y transmettre des informations digitales.

Et pourtant, c'est ce qui est arrivé en France, grâce à l'initiative de A. Gabry (CNET), et grâce à une collaboration entre le Centre National d'Etudes de Télécommunications (CNET), le Bureau National de Métrologie (BNM) et Télédiffusion de France (TdF). Les informations digitales qui ont ainsi été transmises, et qui le sont toujours, sur France Inter, sont les signaux horaires codés en PM/FM au sujet desquels les lecteurs d'« Electronique Applications » ont déjà été informés (n° 22 et 23, 1982).

Les performances obtenues avec ce procédé ont très impressionné nos voisins, britanniques et allemands notamment, qui prétendent et commencent à prouver qu'un débit nettement supérieur au 1 bit/seconde de France Inter est possible, quand on n'a pas besoin d'une très grande précision dans le temps.

Qu'a-t-on déjà expérimenté ?

L'une des valeurs les plus sûres de la PM/FM sur porteuse AM, c'est une excellente tenue contre bruit et perturbations. Ainsi, on peut encore recevoir les signaux horaires de France Inter au niveau le plus bas du métro Châtelet-Les-Halles, avec une toute petite antenne (25 x 5 mm).

A défaut de station de métro, on peut entreprendre semblable expérience avec un récepteur qui reproduit simultanément les deux modulations de France Inter et dont on plonge progressivement le bâtonnet d'antenne dans un tube métallique. On constate alors que les signaux horaires passent encore vaillamment, quand la modulation « radio » se trouve déjà entièrement recouverte de bruit.

Performances telles qu'elles ont même freiné l'utilisation des signaux horaires, certains utilisateurs potentiels craignant qu'on ne passe à un débit informatique nettement plus élevé, pour profiter entièrement des possibilités données de transmission. Par ricochet, cette abstention par crainte de modification a pu faire croire à un manque d'intérêt, et cet apparent manque d'intérêt a pu inciter à un désir de modification.

En Grande-Bretagne et en R.F.A., il existe des émetteurs autonomes de signaux horaires (sur 60 et 77,5 kHz). De ce fait, ces pays n'ont jamais éprouvé le besoin de confier ce service à leur radio nationale. Ainsi, ils peuvent se servir de ce vecteur pour des signaux qui n'ont pas à être particulièrement précis dans le temps, et qu'on peut donc acheminer avec un débit relativement élevé.

Pour se rendre compte de ces différences de débit, il suffit de comparer trois oscillogrammes « modulation de fréquence » (dérivée première de la modulation de phase) qui ont été relevés avec des échelles identiques de temps et d'amplitude. Celui de la **figure 1** présente un top horaire (« 1 » logique) de France Inter, et ceux des **figures 2** et **3** relatent ce qui s'est passé, en mars 1983, sur 200 et 209 kHz respectivement, c'est-à-dire sur les porteuses des émetteurs de Droitwich et de München-Erching.

Droitwich est très confortablement reçu dans la région parisienne. Par contre, si vous vous étonnez de n'avoir jamais entendu parler de München-Erching, essayez de capter quelque chose sur 209 kHz avec votre petit « transistor PO/GO ». A moins que le vôtre ne soit particulièrement doué pour l'allemand, vous aurez bien du mal à y identifier quoi que ce soit.

Pourtant, il a bien fallu prendre l'oscillogramme de la **figure 3** avec une bande passante relativement large, pour qu'on puisse voir quelques petits effets de perturbation. Ainsi, le codage utilisé (type biphase, 25 bits/seconde) est un superluxe, étant donné que les utilisations envisagées pour les voies digitales de la radio sont essentiellement d'ordre local, telles qu'informations et signalisations routières, météo, identification d'émissions (détails plus loin). Donc, guère d'utilité pratique de capter, à Paris, des informations relatives aux bouchons sur les autoroutes bavaroises. Ce ne seront donc que les amateurs en matière de technique de transmission qui s'amuseront à capter de telles émissions. Il semble d'ailleurs que ces amateurs soient les seuls, hors initiés, à avoir suivi les émissions d'essai PM/FM sur 209 kHz.

Avec quel code ?

Lors d'une application normale, c'est-à-dire locale, de la voie PM/FM d'un émetteur AM, on aura des signaux au moins aussi nets que ceux de la **figure 2**, puisque ces signaux avaient franchi plusieurs centaines de kilomètres. Le code utilisé en l'occurrence est connu sous le nom de modulation « biphase » ou « à saut de phase », et il consiste, comme le montre la **figure 4**, dans une suite « plus-moins » de deux alternances d'une sinusoïde, quand il s'agit d'un « 1 », alors qu'une suite « moins-plus » exprime un « 0 ». Donc, la transmission de toute une série de bits de même valeur se traduit par une sinusoïde entretenue, et ce n'est que lors d'un changement qu'on observe autre chose, comme le montre la **figure 5** pour un passage « 1-0 ».

Lors d'une réception avec démodulateur de fréquence **(fig. 2 et 3)** on obtient la dérivée première de la tension de modulation de phase **(fig. 5)** de l'émetteur. Pour en retrouver la forme originale, il suffit d'intégrer, soit dans le récepteur, soit après. Mais cela demande la reconstitution stable d'une constante d'intégration (posi-

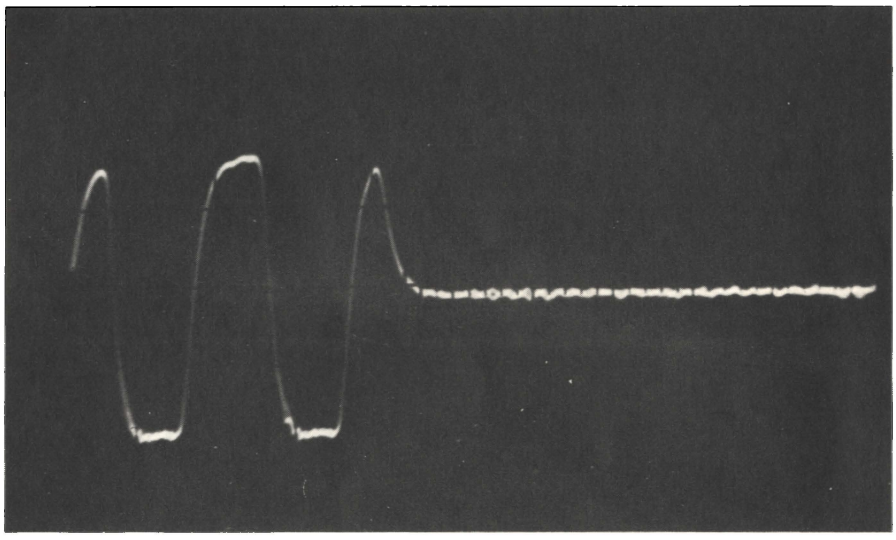


Fig. 1. – Les signaux horaires de France Inter sont émis avec une modulation de phase qui correspond à une excursion de ± 6 Hz et à une cadence de 1 bit/seconde.

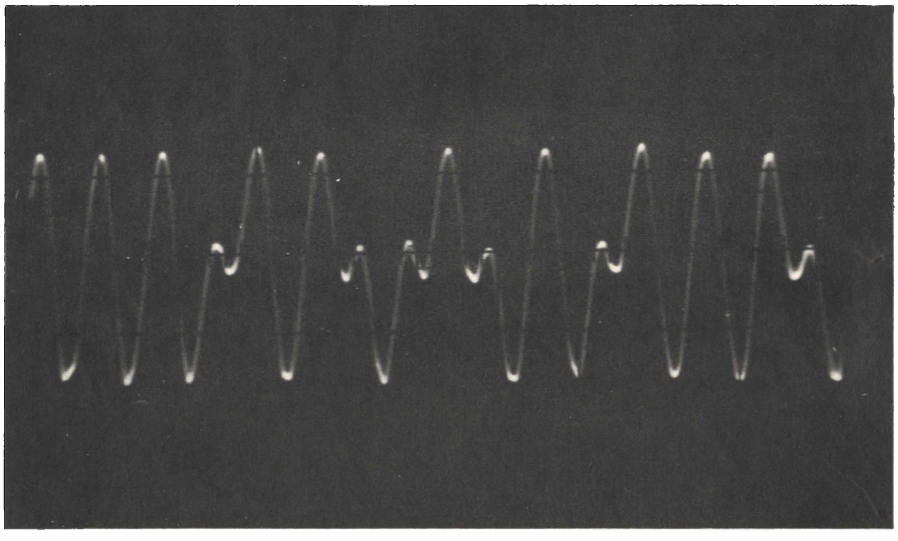


Fig. 2. – Droitwich émet 25 bits/seconde avec une excursion en fréquence approximativement égale à ± 5 Hz. L'oscillogramme relate l'aspect « fréquence » et non pas « phase » de la modulation digitale.

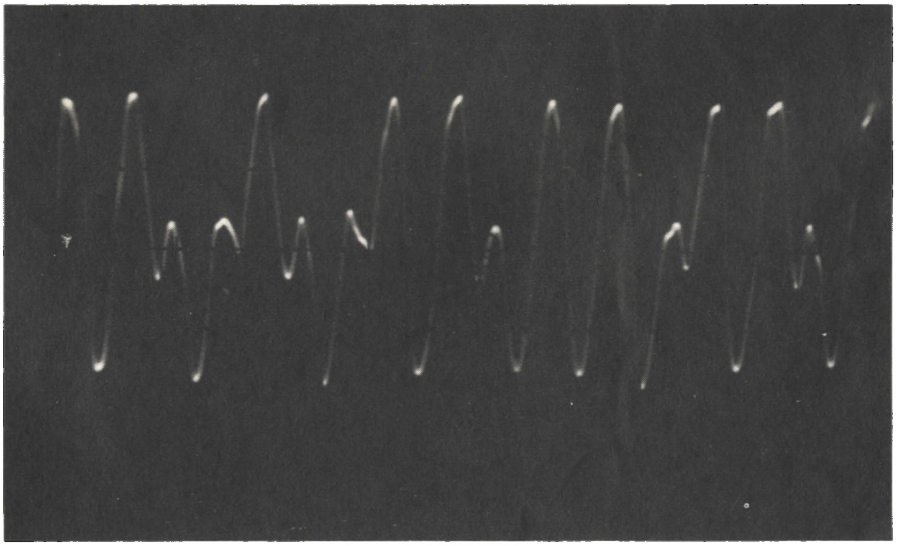


Fig. 3. – Emissions d'essais sur 209 kHz (München-Erching). Le code est le même que celui de Droitwich avec excursion de fréquence un peu plus forte (plus quelques perturbations).

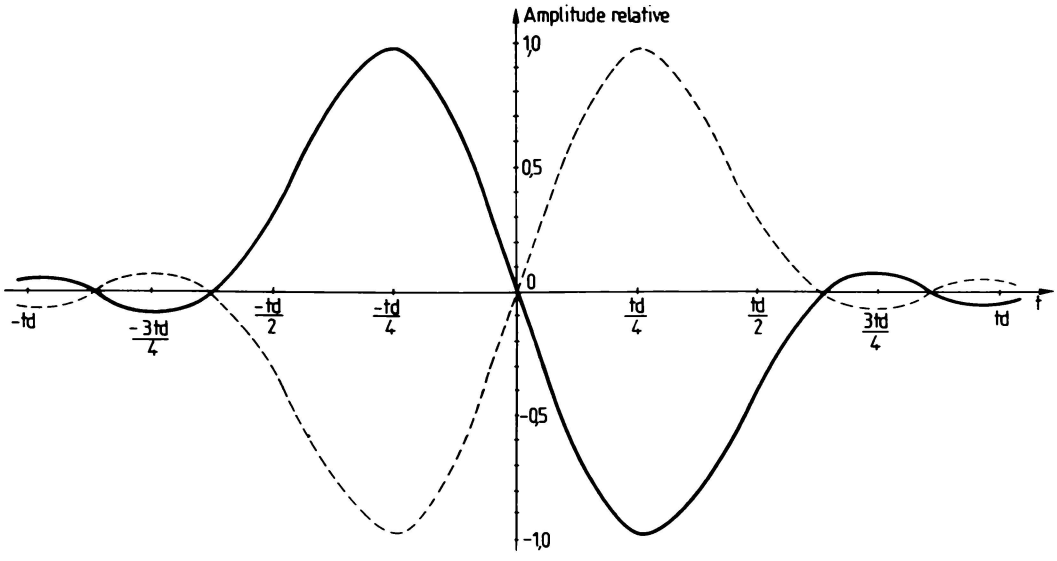


Fig. 4. – La modulation biphase exprime un « 1 » par une suite « plus-moins » et un « 0 » par une suite « moins-plus ».

tion de phase à l'émetteur) qui ne sert à rien quant à la transmission des informations. On peut ainsi estimer qu'il est plus simple de recevoir en FM.

Le code biphase passe pour être peu sensible aux perturbations, et notamment à une éventuelle dérive d'une grandeur continue superposée. De plus, il conserve assez bien la valeur moyenne de la fréquence porteuse, ce qui est important quand on veut s'en servir comme fréquence-étalon. Néanmoins, l'oscillogramme de la **figure 2** montre une qualité de transmission suffisamment « luxueuse » pour qu'il doive être possible de loger une quantité d'informations nettement plus grande. La chose semble confirmée notamment par des travaux entrepris par Blaupunkt, en Allemagne, ainsi qu'à l'université et à l'ENSEEC de Caen [1].

Que faire de plus ?

Les responsables techniques des émetteurs de radiodiffusion sont très prudents et ne dépassent pas, pour l'instant, une excursion de ± 6 Hz pour leurs signaux digitaux PM/FM. On peut cependant affirmer qu'une excursion de ± 20 Hz n'est pas encore susceptible de créer des perturbations sur la voie « radio ». Au-delà, il pourrait arriver qu'un récepteur AM, mal accordé, ne démodule les signaux PM/FM sur le flanc de sa courbe de résonance. Bien entendu, cette démodulation ne deviendra audible que si on travaille non seulement avec une excursion, mais aussi avec une fréquence de modulation élevée (par

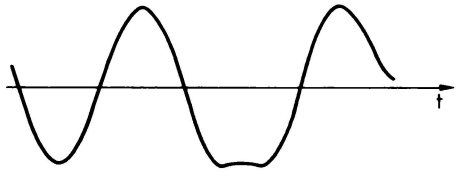


Fig. 5. – Suite (1)-1-0-(0) en modultion biphase.

exemple, une excursion de ± 30 Hz qu'on répéterait 150 fois par seconde). Ce n'est donc pas par une fréquence « horloge » élevée qu'on arriverait au but, mais par des échelonnements dans le temps ou en amplitude qui se contentent d'une fréquence fondamentale pour laquelle la sensibilité de l'oreille est faible.

Cela serait également vrai pour le code ternaire qu'on pourrait, au besoin, combiner avec une modulation de position. L'étude des signaux horaires de France Inter montre que leur imprécision de répétition, à la réception **(fig. 6)** ne dépasse jamais ± 400 µs. On pourrait ainsi mettre en œuvre une modulation de position procédant par « crans » de 1 ms, et où on alloue, à chaque impulsion, une durée propre, échelonnée entre 30 et 40 ms par exemple, en plus d'une « fenêtre », de 60 ms, à l'intérieur de laquelle l'impulsion peut donc, avec les chiffres de l'exemple, prendre 20 positions différentes, tout en exprimant 10 autres valeurs informatiques par sa durée.

Ces échelonnements dans le temps, on peut les combiner avec un échelonnement en largeur d'excursion, avec des « crans » de 3, 6, 9, 12, 15 et 18 Hz, par exemple, le décodage étant assuré, à la réception, par une conversion A/D très simple.

Et tout cela peut encore être combiné avec une application de l'effet de masque, partant de l'idée que la perception, par l'oreille, d'une perturbation due à la voie digitale dépend du taux de la modulation d'amplitude. Ainsi, on pourrait, aux instants de forte modulation « radio », soit accélérer le débit des informations, soit modifier le nombre des échelons d'excursion tout en augmentant leur largeur pour se prémunir d'un effet de perturbation de la AM sur la FM. Dans le cas d'un émetteur qui ne doit pas servir d'étalon de fréquence, on peut encore, par de lents décalages de la porteuse, annoncer des modifications de code, diffuser des adresses, etc.

Quelles sont les conditions de bon fonctionnement ?

Il faut de nouveau bien insister sur le fait qu'une voie digitale d'un émetteur AM n'est qu'exceptionnellement utilisable pour une transmission autre que locale. Autrement, on a presque toujours au moins deux émetteurs sur

un même canal, à quelques hertz près, et souvent avec des amplitudes suffisamment voisines pour que le battement qui en résulte simule une modulation de fréquence dont l'excursion dépasse nettement les 6 Hz qu'on pratique actuellement sur les ondes.

A ce titre, il peut être très intéressant d'explorer, surtout le soir, les ondes moyennes et longues avec un récepteur capable de démoduler toute porteuse aussi bien en amplitude qu'en fréquence. La **figure 7** montre son schéma de principe. Certes, il ne semble pas qu'un tel récepteur existe dans le commerce, mais un amateur expérimenté pourra le réaliser, tant qu'il ne demande pas un confort extrême d'utilisation. Il est alors parfaitement possible de démoduler une excursion de ± 5 Hz directement à partir d'une fréquence intermédiaire de l'ordre de 480 kHz.

Avec un tel récepteur, il est facile de constater qu'en cas de battement modéré entre deux émetteurs d'un même canal, la perception auditive s'en trouve affectée bien avant qu'il n'y ait perturbation d'une éventuelle voie digitale PM/FM. De plus, ce récepteur permet de se rendre compte de l'existence, dans certains pays d'Europe, d'émetteurs souffrant de « fuites » entre amplitude et phase, voire entre cette dernière et les 50 Hz du réseau d'alimentation. Encore que cela pourrait aussi servir pour la synchronisation d'un réseau de production d'électricité.

Peut-on utiliser des sous-porteuses ?

En AM, aucun récepteur du commerce ne présente une bande passante sensiblement supérieure à 3,5 kHz. Certes, chaque émetteur AM dispose de 4,5 kHz de modulation, mais si on veut en capter un, faible et lointain, sur le canal voisin de celui d'un autre , puissant et proche, il faut bien se contenter de moins que ces 4,5 kHz, pour pouvoir séparer à peu près.

Certes, l'émetteur local pourrait être reçu avec toute sa largeur de bande. Mais quand il s'agit d'un programme local, on l'a généralement aussi en modulation de fréquence, donc, inutile d'en soigner la réception AM.

Ainsi, on disposerait facilement d'une plage de 1 kHz, permettant l'acheminement d'informations digitales par une sous-porteuse (éventuellement fictive) et rendues inaudibles par l'application de l'effet de masque. Ce procédé conviendrait assez bien pour des informations se rapportant directement à la modulation « radio », par exemple dans le cas d'un récepteur de luxe qui recevrait ainsi des instructions pour une expansion de dynamique et/ou pour une adjonction d'aiguës synthétiques, au-delà de 3,5 kHz, ce qui serait, du point de vue technique, plus simple qu'un élargissement de bande jusqu'à 4,5 kHz, en réception locale. Les services techniques du Deutschlandfunk (réseau fédéral radio de la R.F.A.), qui semblent avoir pris ce système en considération, font remarquer qu'il a l'avantage de ne nécessiter aucune modification à l'émetteur. On peut ainsi transmettre l'ensemble des informations (« radio » plus « digital ») à partir du studio, sur une ligne unique, sans multiplexage. De plus, l'adjonction d'une seconde voie digitale, en PM/FM, est possible dans de bonnes conditions de compatibilité.

Mais la **figure 8** montre que la superposition d'un signal acoustique de 400 Hz, par exemple, avec une sous-porteuse de plusieurs kHz, peut donner lieu à une amplitude de crête (A) nettement supérieure à celle (B) du premier signal. Cela signifie perte d'énergie, c'est-à-dire nécessité d'une modulation « radio » moins profonde.

Un apport d'énergie (coûteux) pourrait y remédier, par exemple sous forme d'une sous-porteuse autonome qu'on émet sur une seule des deux bandes latérales « radio », comme le montre la **figure 9.** Tous les récepteurs « grand public » ont une courbe de réponse asymétrique, et un relevé statistiques permettra peut-être de déterminer sur laquelle des deux bandes latérales la sous-porteuse gênera le moins, en moyenne.

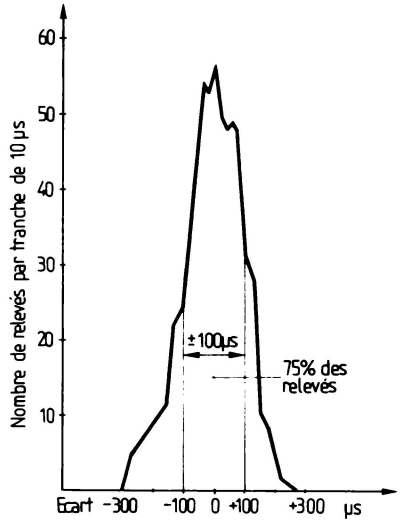


Fig. 6. – Statistique relative à la précision avec laquelle on peut recevoir les tops de secondes de France Inter.

Dans le cas de la **figure 9,** la bande latérale supérieure est entièrement transmise. Un récepteur à démodulation d'enveloppe ne pourra donc rendre qu'avec un certain taux de distorsion les sons de plus de 3 kHz. Or, distorsion veut dire harmoniques, donc, en l'occurrence, des fréquences de plus de 6 kHz, c'est-à-dire nettement supérieures à la bande passante de 4,5 kHz. Ainsi, ladite distorsion se trouve, en quelque sorte, privée de ses moyens d'expression, et devient sans objet.

Bien entendu, ce procédé se combine avec l'effet de masque et/ou avec une voie PM/FM, tout aussi bien que celui de la **figure 10,** lequel travaille avec deux sous-porteuses de position particulière de phase. Cette position est telle que le battement entre A et P donne lieu à une tension qui est (pour le fondamental) en opposition de phase avec celle issue au battement entre B et P. Ainsi, il y aurait compensation partielle, susceptible d'améliorations par compensations complémentaires. Le procédé semble d'une mise au point délicate, mais, en principe, il serait utilisable pour une sous-modulation d'amplitude et/ou de phase (fréquence), pourvu qu'on maintienne égales (en fréquence) les distances AP et BP. La valeur moyenne de cet écart de fréquence devra rester relativement basse (vers 100 Hz), car autrement on risque (sauf effet de masque) des perturbations « radio » du fait de l'asymétrie de la courbe de réponse des récepteurs radio.

Quoi transmettre ?

Les organismes européens de radiodiffusion hésitent apparemment à faire connaître leurs intentions quant à l'« utilisation des mégawatts » qui sont, jusqu'ici, rayonnés en pure perte par leurs émetteurs. Le service de presse de TdF, par exemple, nous a affirmé ne disposer d'aucune information à ce sujet, et il semble qu'il en soit de même pour la B.B.C.

Par contre, le Directeur technique du Deutschlandfunk nous a très aimablement informés non pas sur ses in-

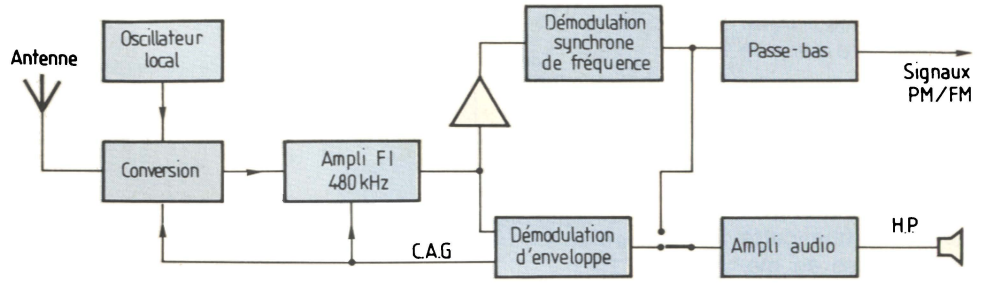


Fig. 7. – Schéma de principe d'un récepteur captant les signaux AM aussi bien que les signaux PM/FM d'une même porteuse.

tentions immédiates, mais sur les applications susceptibles d'être prises en considération et dont il sera encore question plus loin.

Ce qui semble certain, c'est qu'un flux d'informations de l'ordre de 100 bits/s est possible dans le cadre d'une application locale, et temporairement ; sous couvert de l'effet de masque, il doit être possible d'aller jusqu'à 1 000 bits/s.

Or, l'information « heure exacte et date » ne demande qu'un bit/s. Mais qui pense heure, pense temps, d'où probablement cette idée d'une horloge commandée par des signaux horaires et météorologiques, pour afficher l'heure ainsi que le temps probable des 6... 12 heures qui suivent, et cela à l'aide de symboles semblabes à ceux des petits jeux électroniques (nuages, soleil, précipitations, vent, etc.). Avec, éventuellement, une possibilité de commutation, permettant d'afficher les tendances ultérieures (24 heures, 36 heures). Ce service pourrait faire partir d'un système météo beaucoup plus complet, diffusant, par exemple, une information telle que « température évoluant de 18,5 à 20 °C » conjointement avec des bits de contrôle signifiant « hausse » (forte hausse, baisse, etc.). La version « grand public » du système ne prendra alors en compte que ce qui sert de bits de contrôle au système professionnel. Ce dernier ne demande pas, pour autant, un flux d'informations bien important, puisque le temps est un phénomène qui n'évolue que lentement.

Mais même si cette horloge-météo correspond exactement à un cadeau dont l'idée vous semble intéressante, sachez qu'il y a d'autres applications, peut-être plus utiles, ou plus faciles à réaliser.

Dans le cadre des économies d'énergie, par exemple, la commande à distance de systèmes de feux de circulation, fonctionnant avec des signaux horaires de synchronisation, et des informations digitales sur le « rapport cyclique », c'est-à-dire sur une direction préférentielle qu'il vient de donner au flux de circulation, en fonction d'un événement sportif, de la visite d'un chef d'Etat, d'une migration due à un temps particulièrement beau, etc. Avec, éventuellement, une nouvelle forme de signalisation : clignotement alternant vert-jaune, signalant une direction temporairement à déconseiller du fait d'une manifestation sur la voie publique.

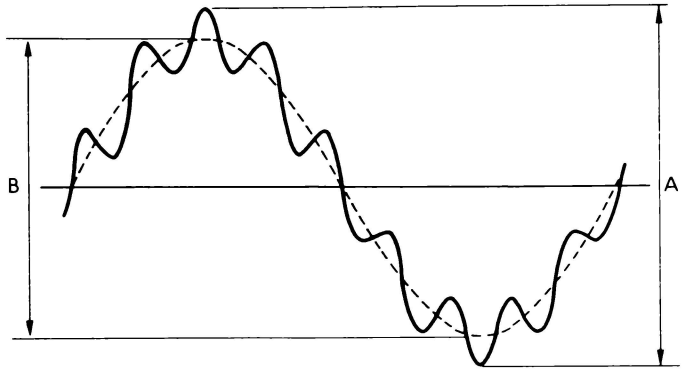


Fig. 8. – La présence d'une sous-porteuse implique une valeur crête à crête (A) supérieure à celle (B) relative au canal principal.

Un pilote semi-automatique pour automobiles ?

En matière de circulation routière, le Deutschlandfunk semble envisager un projet visant plutôt l'information directe de l'automobiliste (ou de son ordinateur de bord). Cela peut commencer par une information agissant, au moment de la diffusion parlée d'une information routière, sur l'interrupteur ou sur le bouton de volume de l'autoradio. Cette signalisation peut être sélective, pourvu que l'automobiliste dispose d'un clavier (ou d'un système de radiolocalisation), permettant d'instruire l'ordinateur de bord quant à la région où il se trouve. Pour la gamme de modulation de fréquences, un tel système existe déjà en RFA et dans d'autres pays (système ARI).

Pour que l'automobiliste dispose, de plus, des informations routières au moment où il en a besoin, il suffit de les transmettre par voie digitale d'un émetteur AM, et de les stocker, de façon que le conducteur puisse, dès qu'il prend le volant, se rendre compte de ce qui l'attend. Par la suite, il sera informé, à la minute même, de toute modification, sans que l'auditeur non automobiliste doive subir de fréquentes interruptions de son programme.

Un tel système ne demande qu'un flux d'informations relativement faible. Du fait déjà que les bouchons, on le sait, ne se résorbent toujours que très lentement. De plus, le vocabulaire des informations routières étant très pauvre (avec « ralentissement », « bouchon », « accident », « déviation », on a dit l'essentiel), on peut en coder une grande partie, pour ne passer en clair que les éléments géographiques de l'information. Cela facilitera fortement la réalisation des systèmes de synthèse de voix qu'on utilisera pour annoncer au conducteur les misères qui l'attendent. Le codage pourrait même se faire de façon que le touriste étran-

ger entende ces annonces dans sa langue maternelle, pourvu qu'il complète son ordinateur de bord par une cassette de traduction.

Néanmoins, il faut un minimum de connaissances géographiques pour pouvoir profiter d'une information routière – et il n'y a pas que les étrangers qui sont en cause. Mais une carte géographique peut être mise en mémoire (cassette, disque), et un ordinateur sait non seulement parler, mais aussi comprendre quelques mots. Ainsi, le conducteur informe son ordinateur de bord de sa destination et, ultérieurement, du croisement entre N 010 et D 001 où il se trouve. L'ordinateur établit un itinéraire, avec, éventuellement, modifications ultérieures en fonction de messages reçus, exprimées au moment où le conducteur annonce sa position (à défaut de radiobalises de carrefour).

Bien entendu, l'ordinateur de bord pourra, par beau temps (signaux météo), proposer un parcours particulièrement pittoresque et, à l'heure du déjeuner (signaux horaires), un détour vers une auberge renommée. Il y a aussi le sous-programme « je me suis égaré ». Il réoriente le conducteur sur sa destination moyennant communication de quelques numéros de routes ou noms de localités.

D'autres applications sont certainement possibles, identification et annonces de programmes radio, échange discret d'informations au cours d'un reportage, transmission de programmes pour ordinateur domestique, etc. Ce n'est pas pour demain, mais un pas important et essentiel a déjà été franchi, grâce aux signaux horaires de France Inter qui ont mis en évidence tout ce qu'on peut faire avec ces « mégawatts de porteuses » qui, jusqu'ici, étaient rayonnés par les émetteurs AM, en pure perte, sans contenu informatique.

H. Schreiber

Bibliographie

[1] J. Lepaisant, A. Zvenigorosky, H. Duckeck : Codage en modulation de phase d'émetteurs régionaux... *L'onde electrique,* 1980, vol. 60, n° 10, p. 33 à 38.

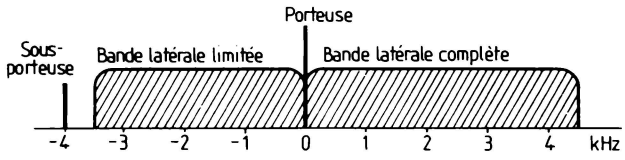


Fig. 9. – Sous-porteuse relativement discrète du fait qu'elle n'affecte qu'une des deux bandes latérales d'une émission en modulation d'amplitude.

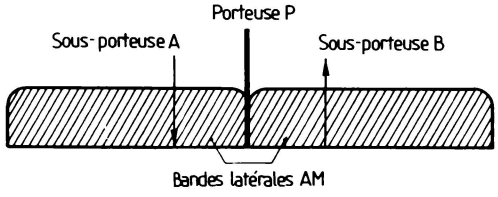


Fig. 10. – Principe faisant appel à deux sous-porteuses dont la position de phase est telle qu'il y ait compensation par rapport à la porteuse principale.

France Inter encore plus précis

Depuis plusieurs années déjà, la porteuse de l'émetteur de France Inter (163,84 kHz) est élaborée à partir d'une horloge atomique, c'est-à-dire avec une très grande précision. Si grande qu'il n'était pas possible de l'utiliser entièrement, du fait de certaines petites variations de phase, dues à l'évolution de température dans les circuits de l'émetteur, à l'état d'humidité du sol sous les antennes, sans parler de la commutation d'unités de réserve.

Ces petites imperfections, le CNET a su les vaincre grâce à un asservissement de phase de la porteuse rayonnée. Ainsi, on arrive à capter, dans la région parisienne, la porteuse de France Inter avec une précision de 2×10^{-7} sur une seconde, et 2×10^{-12} sur une journée. Pour cela, il suffit d'asservir un quartz à la porteuse, avec une constante de temps de l'ordre d'une seconde.

Analyse

Darlington, Bipmos, Cascode : caractéristiques et critères d'emploi

De nombreux commutateurs blocables sont proposés au concepteur d'équipements : transistor, MOS de puissance, thyristor blocable. Tous ces composants ont certains points forts et certains points faibles. Pour cette raison, certains concepteurs s'orientent vers une solution avantageuse qui consiste à associer plusieurs composants de technologies différentes. Une telle combinaison permet souvent de « marier » les points forts des composants et de minimiser les conséquences de leurs points faibles. Ainsi sont nés des montages comme le Darlington, le Bipmos, le circuit Cascode, etc. La combinaison de deux composants crée en quelque sorte un composant nouveau et augmente la possibilité de choix pour le concepteur.

Cet article résume les caractéristiques principales des transistors et montre l'influence de ces caractéristiques dans les montages Darlington, Bipmos, Cascode. Les points forts et faibles des combinaisons sont expliqués et de nouvelles possibilités d'utilisation des composants sont développées.

Le comportement statique du transistor bipolaire

Nous allons utiliser un modèle très simplifié du transistor bipolaire , **fig. 1.**

Les différentes couches influencent les caractéristiques du transistor comme suit :

La couche n^- du collecteur détermine la tenue en tension du composant. Plus cette couche est épaisse et résistive, plus la tension de blocage du transistor est élevée. Elle a également une forte influence sur la tenue en gain à fort courant collecteur et sur le comportement dynamique. Un surdimensionnement du transistor en tension conduit à une baisse de gain à fort niveau de courant collecteur et à une augmentation sensible des pertes de commutation, , **fig. 2.**

L'épaisseur et le dopage de la couche *p* de base influencent le gain, l'aire de sécurité en commutation et les temps de commutation. Une couche *p* moins épaisse conduit à plus de gain, à un meilleur di_C/dt à la mise en conduction, mais aussi, à des temps d'ouverture plus élevés et à une aire de sécurité de commutation moins importante.

Etats de saturation du transistor

Les explications données ci-après sont applicables à tous les transistors indépendamment de leurs caractéristiques en courants et tensions. Cependant, pour faciliter la compréhension, les raisonnements qui suivent seront illustrés par les transistors de caractéristiques suivantes :

– tension de claquage collecteur-émetteur : V_{CEOsus} = 400 V,
– courant collecteur nominal : I_{Csat} = 10 A

Nous considérons que le composant est en conduction lorsque le processus de la mise en conduction est fini et que le transistor se trouve dans un état d'équilibre. Nous pouvons alors distinguer quatre degrés de saturation :

● **Le régime linéaire (non saturé)** : le transistor se comporte dans cet état comme une source de courant. Le courant collecteur I_C est égal au produit du courant base par le gain ($I_B \times \beta$). La tension collecteur-émetteur est relativement élevée, exemple :

V_{CE} = 20 V ; I_C = 10 A ; I_B = 0,8 A, **(fig. 3b).** La quantité de charges dans la couche *p* (base) est relativement faible ; la quantité de porteurs minoritaires dans le collecteur *(n⁻)* est négligeable.

A la mise en conduction il est nécessaire d'injecter des charges ; à l'ouverture, de les enlever. Etant donné que la quantité des charges est faible, il est évident que le passage de non-conduction en régime linéaire et vice versa est très rapide. Le temps de stockage t_s à l'ouverture du transistor sera ainsi seulement de l'ordre de 200 ns avec un courant de base négatif environ quatre fois plus faible que le courant collecteur.

● **La quasi-saturation** du transistor est obtenue en augmentant le courant de base. Dans l'exemple, on applique I_B = 1,2 A (au lieu de 0,8 A). Par cette augmentation de I_B, une partie de la zone résistive *n⁻* du collecteur se retrouve dopée *p⁺*, (par injection de porteurs minoritaires dans cette couche), **figure 3c.** La résistance de la couche *n⁻* est ainsi réduite. Au même niveau de courant collecteur, la chute de tension collecteur-émetteur est réduite. Dans l'exemple, elle passe de ≃ 20 V à ≃ 1,3 V avec I_C = 10 A et I_B = 1,2 A.

Pour passer de la non-conduction à la quasi-saturation, il faut apporter plus de charges que dans le cas du passage « non conduction, régime linéaire ». A l'ouverture, il faut également évacuer plus de charges. Le temps de retard à l'ouverture est de l'ordre de 0,9 à 1,2 µs (au lieu de 0,2 µs). Rappelons que la partie *n⁻* restante du collecteur se comporte comme une résistance avec un coefficient de température positif. Cette résistance assure une bonne homogénéité du courant collecteur et ainsi une très bonne tenue en aire de sécurité de commutation. Cette résistance « intégrée » assure également grâce à son coefficient de température positif, l'effet d'auto-équilibre pour des transistors montés en parallèle.

● **La saturation** du transistor est atteinte si l'ensemble de la couche *n⁻* a été électriquement dopée *p⁺* et si cette couche a perdu sa résistivité. Pour atteindre la saturation, il est nécessaire d'augmenter le courant de base. Dans l'exemple, avec un courant collecteur de 10 A, le transistor atteint la saturation avec un courant de base d'environ 2,2 A. La chute de tension collecteur-émetteur est réduite à ≃ 0,6 V à 10 A, **figure 3d.** Au point de vue de la commutation, l'inconvénient de la saturation est évidente : pour rebloquer le transistor, une grande quantité de charges doit être évacuée ; les temps de commutations à l'ouverture sont considérablement augmentés. Dans l'exemple, le temps de stockage t_s est de l'ordre de 3 µs.

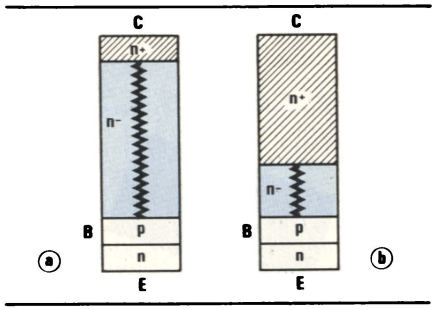


Fig. 1. – Différences technologiques entre a) et b) des transistors de haute tension de blocage. La résistance de la couche collecteur est plus élevée pour le transistor de haute tension.

● **La sursaturation** est atteinte si le courant de base est encore plus élevé ou si le courant collecteur a été diminué sans réduction du courant de base. Dans ce cas, la diode base-collecteur passe en conduction directe ($V_{BE} - V_{CE} > 0{,}55$ V) et la quantité de charges est considérablement augmentée sans pour cela diminuer davantage la tension collecteur-émetteur, **fig. 3e et fig. 4.**

De plus, l'effet d'homogénéisation de la répartition du courant collecteur par la résistance de la couche *n⁻* n'existe plus et l'aire de sécurité en commutation à l'ouverture est moins large. Bref, la sursaturation n'apporte rien de positif mais augmente les temps de commutation à l'ouverture et diminue les aires de sécurité, bref, elle est à éviter.

Comportement statique des combinaisons de commutateurs

Le montage Darlington

La combinaison de commutateurs la plus répandue est le montage Darlington, **figure 5.** La tension collecteur-émetteur du montage Darlington ne peut pas descendre en dessous de la tension base-émetteur V_{BE2} du transistor de puissance T_2 majorée de la chute de tension collecteur-émetteur V_{CE1} du transistor driver T_1 ($V_{CE2} > V_{BE2} + V_{CE1}$). En fonction du gain de l'ensemble et du courant de commande I_1, les transistors du Darlington se trouvent dans les conditions de saturation suivantes :

– le courant d'entrée I_1 est faible ($I_1 \simeq I_C/\beta_1 \times \beta_2$) et insuffisant pour saturer le Darlington. Dans ce cas, le Darlington travaille en régime linéaire avec une tension collecteur-émetteur de quelques volts. Etant donné que le transistor driver T_1 *et* l'étage de sortie

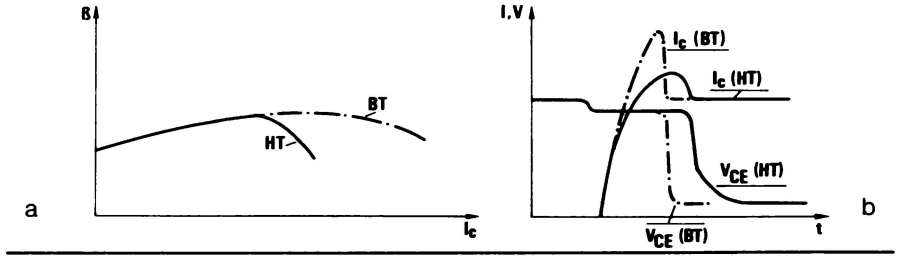


Fig. 2. – a) Gain en fonction du courant collecteur d'un transistor basse tension (BT) et haute tension (HT). Le transistor de basse tension (BT) a une meilleure tenue en gain à fort niveau de courant collecteur.
b) Différences dans le comportement dynamique lors de la mise en conduction. Le transistor de basse tension (BT) commute avec moins de pertes.

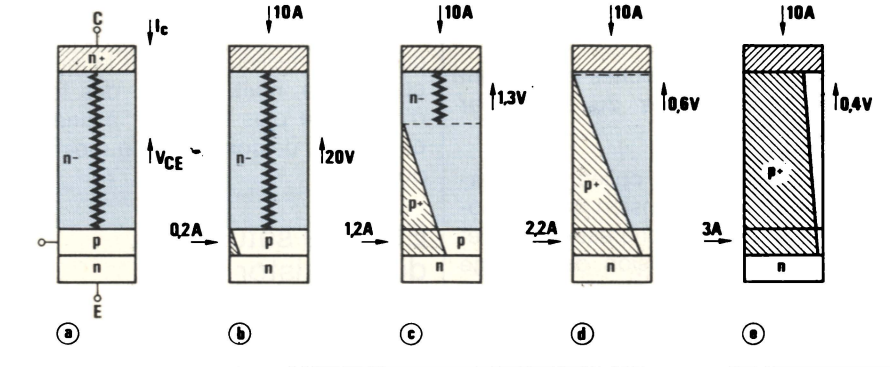


Fig. 3. – Etats de saturation d'un transistor de haute tension :
a) bloqué, b) linéaire, c) quasi saturé, d) saturé, e) sursaturé.

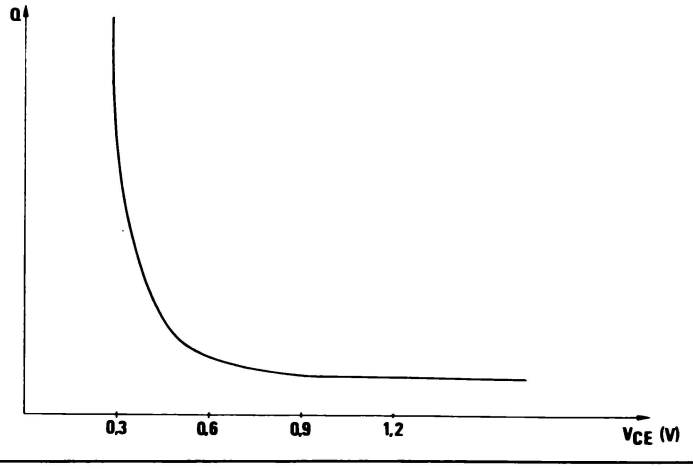


Fig. 4. – Charges stockées en fonction de la tension collecteur-émetteur pendant la phase de conduction.

T_2 fonctionnent en régime linéaire, ils sont très rapides lors de la commutation à l'ouverture. Un fonctionnement prolongé amènerait une dissipation élevée et est donc uniquement acceptable pour des transitoires de courte durée.

– Le courant d'entrée I_1 est élevé ($I_1 >> I_C/\beta_1 \times \beta_2$). Dans ce cas le transistor driver est saturé ou sursaturé ; le transistor de sortie T_2 fonctionne en quasi-saturation et est donc rapide à l'ouverture. L'effet de sursaturation du driver peut être gênant quand le Darlington fonctionne à un faible niveau de courant collecteur et est commandé à l'ouverture par un fort courant de base négatif. Dans ce cas on observe des traînages de courant collecteur à l'ouverture qui sont dus au comportement de l'étage *driver* T_1 du Darlington. Ce genre de traînage est très dangereux.

– Le courant d'entrée I_1 est relativement élevé mais une partie de ce courant est dérivée par la diode d'antisaturation D_{AS}, **fig. 6.** Dans ce cas l'étage de sortie T_2 et l'étage driver T_1 fonctionnent en régime de quasi-saturation. Les deux transistors profitent ainsi des avantages de ce régime. Précisons que, pour éviter de trop augmenter la chute de tension, la diode D_1 du circuit d'antisaturation peut être une diode shottky.

Le montage Bipmos

Le montage Bipmos a été créé pour marier les avantages du transistor MOS (commande par tension) avec ceux du transistor bipolaire (faible chute de tension en état de conduction, faible coût), **figure 7.**

La chute de tension en conduction V_{CEon} d'un montage Bipmos est :

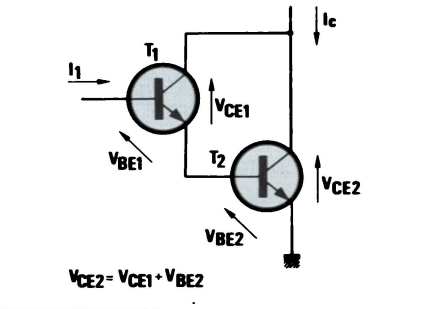


Fig. 5. – Le montage « Darlington ».

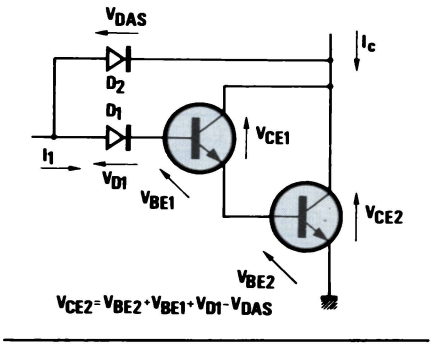


Fig. 6. – Darlington avec réseau d'antisaturation.

$$V_{CEon} = V_{BE} + (I_C \times R_{on} / \beta)$$

Le fait d'associer un transistor bipolaire au MOS divise en quelque sorte la résistance R_{on} du MOS par le gain du bipolaire. Un exemple numérique montre les avantages de cette solution :

– transistor MOS seulement :

$$R_{on} = \frac{2\ V}{20\ A} = 100\ m\Omega$$

Pour tenir la clause $V_{DSon} < 2$ V à 20 A, le transistor MOS doit avoir une résistance R_{on} inférieure à 100 mΩ.

– montage Bipmos :

$V_{CEon} < 2$ V ; $V_{BE} = 1$ V ;
$\beta = 10$; I = 20 A

$$R_{on} = \frac{V_{CEon} - V_{BE}}{I_C} \times \beta$$

$$R_{on} = \frac{2\ V - 1\ V}{20\ A} \times 10 = 500\ m\Omega$$

La résistance R_{on} du MOS peut atteindre 500 mΩ pour tenir la clause $V_{CEon} < 2$ V à 20 A.

La solution Bipmos permet l'utilisation d'un transistor MOS ayant une résistance R_{on} 5 fois plus élevée, d'où une réduction importante du coût du commutateur. Nous allons voir qu'un montage Bipmos présente encore d'autres avantages au niveau du comportement en commutation :

– faible capacité d'entrée, 5 fois moins qu'un MOS équivalent. Ceci permet une mise en conduction plus rapide ou plus aisée ;

– le transistor de puissance bipolaire fonctionne en quasi-saturation donc son aire de sécurité en commutation est améliorée et la commutation à l'ouverture est très rapide ;

– la jonction base-émetteur du transistor de puissance est connectée en série avec la diode S-D du transistor MOS et évite ainsi le passage éventuel d'un courant inverse dans le MOS. Les effets dus au passage d'un courant inverse suivi d'un fort gradient de tension dV/dt [1], [2]≒ génant dans les montages en pont, peuvent ainsi être éliminés par simple polarisation négative du transistor bipolaire [3].

Le montage Cascode

Le montage Cascode est composé d'un transistor principal (en technologie bipolaire) et d'un transistor auxiliaire dans le circuit émetteur du transistor principal, **figure 8.** Ce transistor auxiliaire est, soit en technologie bipolaire, soit en technologie MOS. L'ensemble est commandé par l'électrode de commande (base ou grille) du transistor auxiliaire.

La base du transistor principal est alimentée par une source de courant qui fournit pendant la phase de conduction un courant I_1. Ce courant I_1 doit être supérieur au courant collecteur I_C divisé par le gain du transistor principal. Cette combinaison est éventuellement complétée par un réseau d'antisaturation D_1, D_{AS}. Dans le cas de l'utilisation du réseau d'antisaturation, une partie de I_1 sera dérivée par la diode D_{AS} évitant ainsi la sursaturation ou la saturation du transistor principal. Si on désire réduire le courant I_1, on peut, dans certains cas, remplacer T_1 par un montage Darlington ou Bipmos, **figure 9.**

Selon sa technologie, le transistor auxiliaire est commandé par un courant de base positif pour la conduction, négatif pour l'ouverture (cas du transistor auxiliaire bipolaire) soit par une tension de grille positive avec des impulsions de courant de charge et de décharge de la capacité d'entrée (cas du transistor auxiliaire MOS).

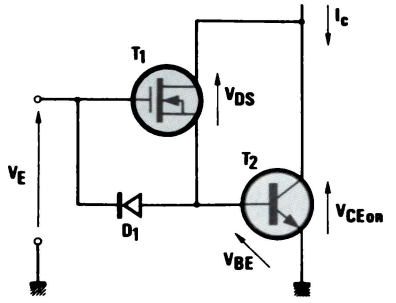


Fig. 7. – Le montage Bipmos.

Chute de tension en conduction du montage Cascode

Dans le montage Cascode, à la chute de tension V_{T1} du commutateur principal, s'ajoute la chute de tension V_{T2} du commutateur auxiliaire. Ce commutateur auxiliaire est également traversé par le courant principal I_L. Cette chute de tension supplémentaire est en quelque sorte le prix que l'on doit payer pour pouvoir bénéficier d'une commutation très rapide à l'ouverture sans utiliser une tension négative auxiliaire pour la commande de base du transistor principal.

Pour assurer le courant de base positif du transistor principal, la chute de tension V_Z aux bornes de la chaîne de diode D_Z du circuit de base doit être supérieure à la chute de tension V_{T2} du transistor auxiliaire, majorée de la tension base-émetteur V_{BEsat} du transistor principal.

Mise en conduction des différentes combinaisons

Nous allons examiner le cas le plus défavorable, c'est-à-dire la mise en conduction d'un commutateur lorsque le courant I_L dans la charge est important et que les inductances parasites du circuit sont négligeables, **figure 10.** Dans ce cas, le courant dans le commutateur monte avec un gradient dI/dt qui dépend du composant lui-même et de sa commande de base/grille [4]. Le commutateur voit pendant un certain temps (t_0 à t_2) simultanément un courant et la tension d'alimentation V_A, donc des pertes. Certaines contraintes sont imposées par le circuit (V_A, I_L) ; d'autres dépendent du mode de fonctionnement des composants. Notamment le temps t_1 à t_2 dépend de la rapidité de la diode de roue libre. Le temps t_0 à t_1 sera d'autant plus court que le gradient dI/dt sera élevé lors de la mise en conduction. Nous allons examiner par la suite comment on peut augmenter ce gradient dI/dt pour ainsi réduire les pertes à la mise en conduction.

– Mise en conduction du transistor bipolaire

Pour passer rapidement de l'état bloqué à l'état saturé (ou quasi saturé) il faut le plus rapidement possible injecter des charges dans la base du transistor.

Pour une mise en conduction rapide il faut donc :

– envoyer un courant de base élevé,
– faire monter ce courant de base le plus rapidement possible.

Notons que le courant de base peut être réduit quand le processus de la mise en conduction est fini et que le transistor est entré en conduction.

– Comment obtenir une montée rapide du courant de base lors de la mise en conduction ?

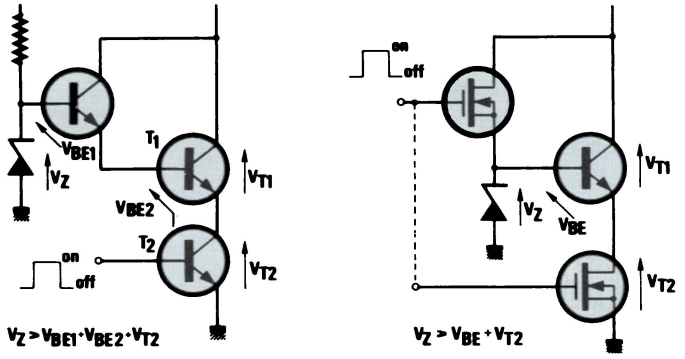


Fig. 9. – Circuit Cascode avec un Darlington ou un montage Bipmos comme interrupteur principal.

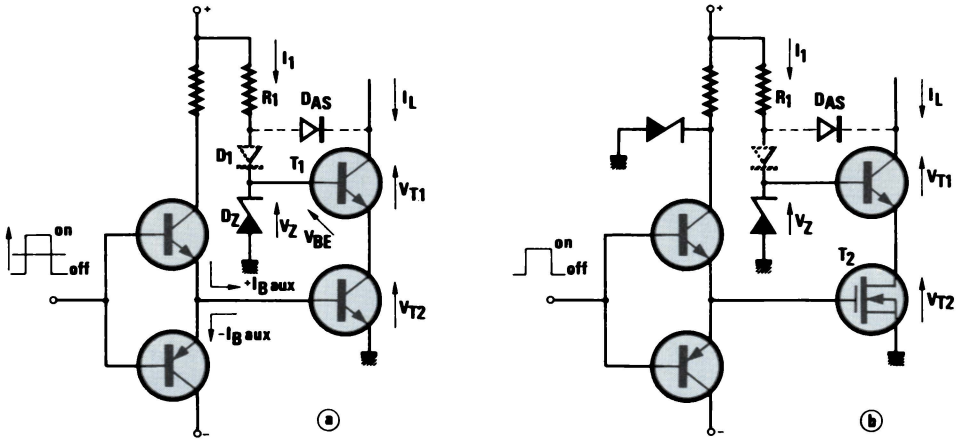


Fig. 8. – Montage Cascode composé de :
a) deux transistors bipolaires,
b) d'un transistor bipolaire et d'un transistor MOS.

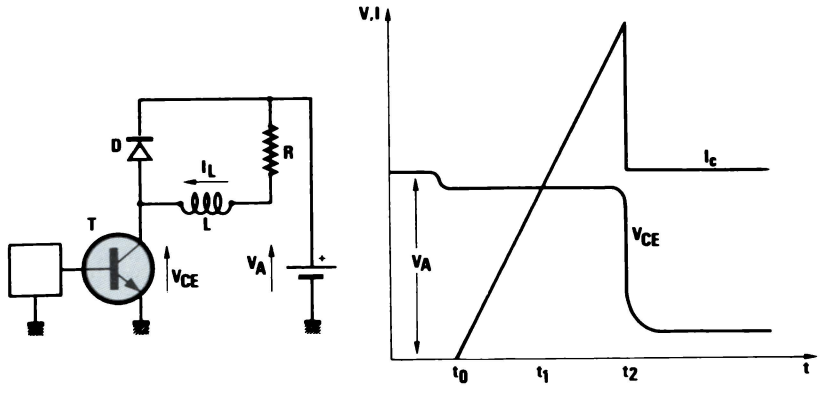


Fig. 10. – Schéma de principe d'un hacheur, les formes d'ondes de la tension aux bornes du commutateur et le courant du commutateur lors de la mise en conduction.

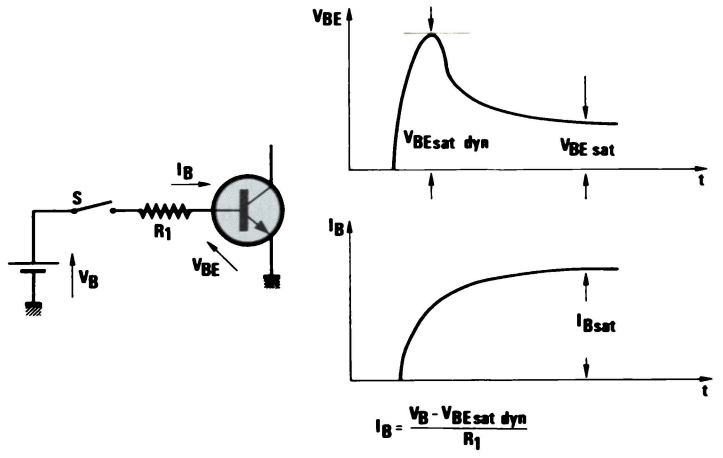


Fig. 11. – Montée du courant de base à la mise en conduction.

Lorsque l'on tente de réaliser une mise en conduction rapide, on se heurte à des contraintes souvent imprévues : si on impose à la jonction base-émetteur du transistor un courant élevé avec une montée rapide, cette jonction répond comme une diode à la mise en conduction, et passe par une phase de surtension $V_{BEsat\ dyn}$ qui dure environ 1 μs, **figure 11**, [5].

Dans les applications courantes, cette surtension $V_{BEsat\ dyn}$ ralentit la montée du courant de base : assimilons le circuit driver à une source de tension V_B, connectée en série avec une résistance R_1 destinée à limiter le courant de base positif. La résistance est calculée de façon à limiter le courant de base de conduction à une valeur suffisamment élevée, c'est-à-dire à la valeur de I_{Bsat} :

$$I_B = I_{Bsat} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_1}$$

Lors de la mise en conduction du transistor, la tension base-émetteur $V_{BEsat\ dyn}$ peut atteindre *plusieurs* volts :

$$I'_B = \frac{V_B - V_{BEsat\ dyn}}{R_1}$$

$I'_B \ll I_{Bsat}$

Le courant de base augmente donc plus lentement qu'on ne l'espère. Pour éviter ceci, il est souhaitable de commander le transistor à la mise en conduction par une source de courant idéale. Dans ce cas, la montée positive du courant de base n'est pas ralentie par le comportement de la jonction base-émetteur, **figure 12**. Une bonne approche de cette solution consiste à utiliser une source de tension élevée ($\gg V_{BEsat}$) avec en série une résistance élevée de limitation de courant I_B. Nous allons voir plus bas qu'à la mise en conduction, les transistors driver dans les montages « Darlington » et « Bipmos » se comportent un peu comme une source de courant idéale. La vitesse de la mise en conduction de ces combinaisons est donc la plus élevée.

Dans les cas où le commutateur de puissance (transistor bipolaire, Darlington ou MOS) est commandé à partir d'une source de basse tension, l'effet de la contre-réaction de l'inductance parasite des connexions de l'émetteur/source limite souvent la vitesse de la mise en conduction, **figure 13**, [6].

Le gradient dI/dt à la mise en conduction du transistor peut atteindre 100 A/μs ou plus. Si le retour du circuit driver a été branché comme indiqué dans la **figure 13a**, le gradient crée une tension de contre-réaction de plusieurs volts aux bornes de cette inductance parasite et limite ainsi considérablement la vitesse de montée du courant de base. Si par contre le retour du driver est directement ramené à l'émetteur, **figure 13b** cette contre-réaction disparaît, le courant monte rapidement, le dI_C/dt atteint des valeurs élevées et les pertes à la mise en conduction sont réduites.

En résumé : un driver ayant le comportement d'une source de courant idéale et un câblage soigné permettent d'obtenir les meilleurs résultats pour la mise en conduction des transistors.

Mise en conduction des montages Darlington et Bipmos

Nous avons vu qu'un comportement du driver similaire à celui d'une source de courant favorise la vitesse d'établissement du courant de base et ainsi la mise en conduction du transistor. Une bonne approche de ce comportement consiste à utiliser une source de haute tension en série avec un limitateur de courant. Cette approche est celle du montagne *Bipmos*, **fig. 7**. Lors de la mise en conduction le transistor driver (MOS) et le transistor principal (bipolaire) sont soumis à une tension drain-source/collecteur-émetteur élevée. Cette tension reste appliquée jusqu'à la fin du recouvrement de la diode de roue libre c'est-à-dire quasiment jusqu'à la fin du processus de la mise en conduction, **fig. 10**. Le courant de base du transistor principal est limité par la résistance R_{on} du MOS. Il peut donc (théoriquement) atteindre la valeur V_A/R_{on}. Comme on pouvait s'y attendre, la vitesse de mise en conduction de ce montage est extrêmement élevée. Elle dépasse même celle d'un transistor MOS seul. Le seul montage capable d'atteindre des vitesses de montée de courant comparables est le montage Darlington.

La vitesse de montée du courant du *Darlington* est élevée pour les mêmes

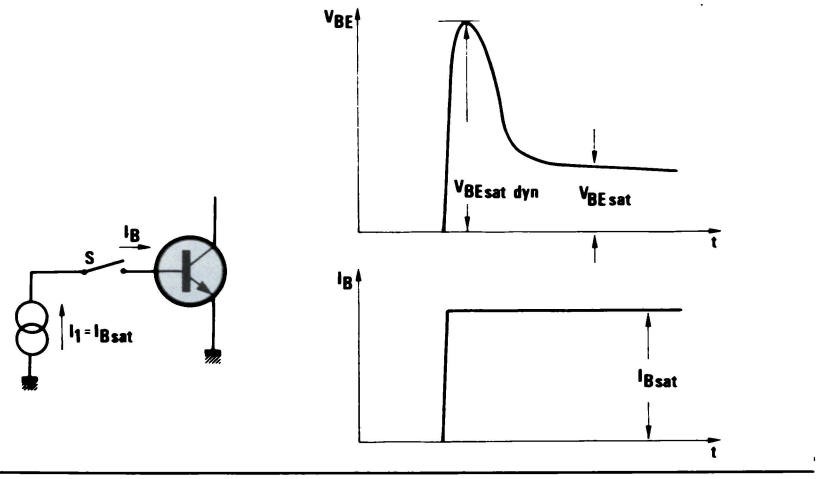


Fig. 12. – Commande de base pour source de courant. La montée du courant de base n'est pas limitée par l'effet de $V_{BEsat\ dyn}$.

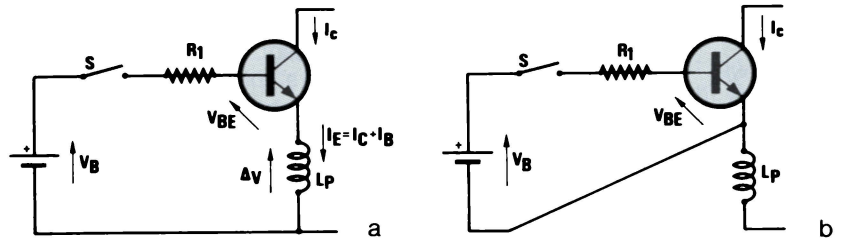


Fig. 13. – Contre-réaction due à l'influence de l'inductance parasite dans le circuit d'émetteur du transistor.
a) Le gradient du courant collecteur provoque une tension ΔV qui s'oppose à la tension de commande V_B.
b) En branchant le retour de V_B directement à l'émetteur cette contre-réaction disparaît.

raisons que celles citées pour le montage Bipmos. En effet à la mise en conduction du Darlington le courant de base du transistor principal est limité par le courant de base du transistor driver multiplié par son gain. Le transistor driver est soumis à une tension collecteur-émetteur élevée **(fig. 10)** et son gain est dans ces conditions très élevé. Le courant de base de l'étage de sortie monte donc très rapidement à une amplitude élevée. Avec une commande correcte, les montages Bipmos et Darlington sont les commutateurs les plus rapides à la mise en conduction.

Mise en conduction du montage cascode

Le comportement du montage Cascode lors de la mise en conduction avec charge inductive et diode de roue libre conductrice est médiocre. La vitesse de mise en conduction est conditionnée par la vitesse de mise en condition du transistor « auxiliaire », du transistor « principal » et de leur commande. La tension base-masse (donc la tension disponible pour la commande de base) est limitée par la diode D_Z, **fig. 8 et 9.** Lors de la mise en conduction, le commutateur dans l'émetteur représente une chute de tension plus élevée qu'en fonctionnement statique. La tension base-émetteur appliquée au transistor principal lors de la mise en conduction est donc réduite et la montée du courant de base est relativement lente. Pour une mise en conduction rapide la chute de tension aux bornes de la diode D_Z devrait être élevée et la chute de tension aux bornes du commutateur auxiliaire devrait être faible. Le dimensionnement du montage Cascode est un compromis entre la rapidité à la mise en conduction et à l'ouverture. Nous pouvons considérer le montage Cascode comme un montage où l'on a amélioré le comportement à l'ouverture au détriment des performances à la mise en conduction.

Commutation à l'ouverture du transistor bipolaire

Dans toutes les combinaisons de commutateurs décrites dans cet article, c'est le transistor bipolaire de puissance qui détermine le comportement du commutateur à l'ouverture. Il est donc nécessaire de rappeler les grands principes de sa commutation à l'ouverture.

Pendant le temps de conduction un courant de base positif I_{B1} était appliqué, **fig. 14.** Ce courant de base était, selon le courant collecteur, suffisant pour maintenir le transistor en sursaturation, saturation ou quasi-saturation. L'ordre d'ouverture est donné à l'instant t_0. Le courant I_{B1} est arrêté à cet instant et un premier courant négatif I_{B2} est appliqué. Ce courant négatif I_{B2} sert à retirer des charges de la base du transistor. Son amplitude détermine le temps de stockage t_s. Après désaturation du transistor (entrée dans le régime linéaire), un courant de base négatif I_{B3} plus élevé que le précédent est appliqué. Pendant le temps t_s (de t_0 à t_1), la tension collecteur-émetteur commence à croître. D'abord très lentement, à quelques volts, puis rapidement jusqu'à la valeur de la tension d'alimentation. La diode de roue libre commence à conduire à l'instant t_1 et le courant collecteur commence à décroître à partir de ce moment. Le comportement du transistor pendant l'intervalle t_0 à t_1 dépend de l'amplitude de I_{B2}, du niveau du courant collecteur et des effets de recombinaison des charges. Si pendant la conduction le transistor était très saturé, le temps t_0 à t_1 est élevé. S'il se trouvait en quasi-saturation, t_0 à t_1 est faible. Une augmentation de l'amplitude de I_{B2} permet d'évacuer plus rapidement les charges et de réduire le temps de stockage t_s. Une augmentation trop forte de I_{B2} peut conduire à des phénomènes de traînage de courant collecteur à la fin du temps de descente t_f, [3] [7].

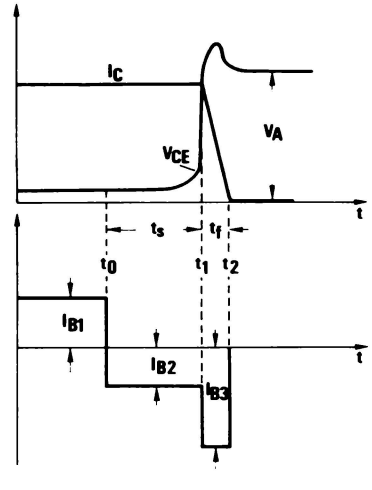


Fig. 14. – Commutation à l'ouverture schématisée d'un transistor bipolaire.

Après la phase de destockage la phase de descente t_f du courant collecteur commence. Le temps de descente t_f (t_1 à t_3) dépend de plusieurs facteurs :

– de la technologie du transistor,
– de l'amplitude du courant base négatif I_{B3}, *pendant* t_f,
– de la tension collecteur-émetteur appliquée pendant ce temps.

Une augmentation de I_{B3} réduit le temps de descente t_f. On peut indiquer comme ordre de grandeur que le fait de doubler l'amplitude de I_{B3} divise le temps t_f par deux. Ceci n'est valable que dans certaines limites dont nous allons parler dans le paragraphe suivant.

Limites technologiques de la réduction du temps de descente

Une première limitation de la diminution de t_f provient du transistor lui-même qui s'oppose à partir d'un certain niveau à une augmentation de l'amplitude de I_{B3} : le courant de base négatif I_{B3} est souvent obtenu par l'application d'une source de tension négative $-V_{BB}$ en série avec une impédance z, **fig. 15**. On choisit la valeur de $-V_{BB}$ égale ou inférieure à la tension d'avalanche de la jonction base-émetteur du transistor commandé. Le courant I_{B3} est ainsi limité par l'impédance z qui se trouve en série avec la résistance interne r_{bb} de la jonction base-émetteur du transistor [7]. On peut constater que souvent ce n'est pas l'impédance z de la source qui limite I_{B3} mais c'est cette résistance r_{bb} (donc le transistor lui-même) qui limite pendant le temps de descente l'amplitude du courant négatif et qui s'oppose ainsi à une diminution du temps de descente t_f. Notons que la valeur de r_{bb} n'est pas constante mais dépend de plusieurs facteurs :

– géométrie de la pastille,
– profil de dopage,
– niveau de courant collecteur,
– degré de saturation.

Les temps de descente les plus courts sont obtenus en amenant la tension base-émetteur jusqu'à la tension d'avalanche, base-émetteur, réelle du composant.

Une autre limitation pour la diminution du temps de descente provient des contraintes technologiques du circuit même. Il s'agit du problème des inductances de câblage. Dans les circuits de laboratoire extrêmement

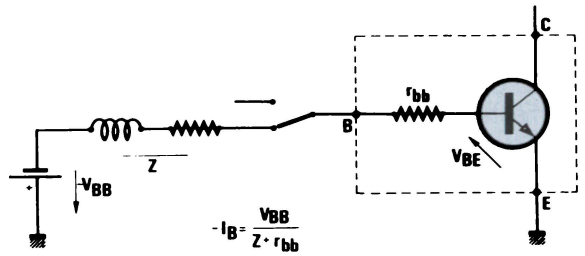


Fig. 15. – Source de tension négative pour commande de base à l'ouverture. L'impédance z et la résistance parasite r_{bb} limitent le courant de base négatif.

compacts et élaborés, nous savons aujourd'hui commuter des courants de 10 A en moins de 5 ns ou des courants de 200 A en moins de 200 ns. Ceci correspond à des gradients de 200 A/µs à 1 000 A/µs. Ces variations de courant provoquent aux bornes des inductances de câblage, même très réduites, des surtensions de commutation très élevées et souvent inacceptables. Avec les commutateurs modernes (transistor bipolaire ou MOS) il faut aujourd'hui souvent ralentir artificiellement la commande de base ou de grille pour limiter les surtensions de commutation.

Comportement à l'ouverture des différentes combinaisons de commutateurs

Dans les combinaisons de commutateurs décrites dans cet article c'est le comportement du transistor de puissance qui détermine principalement le comportement en commutation de la combinaison. C'est avant tout le degré de saturation avant commutation et l'amplitude du courant base négatif de ce transistor qui déterminent la vitesse de commutation à l'ouverture de l'ensemble. A courant de base négatif élevé équivalent, on constate, **fig. 14** :

● transistor simple, sursaturé :
– temps de stockage t_s relativement long et risque de traînage du courant collecteur, après le temps de descente t_f.

● transistor simple, quasi-saturé :
– temps de stockage t_s court et pas de risque de traînage. Le temps de descente t_f peut être ajusté à l'aide de – I_{B3} pendant t_f.

● Darlington simple, saturé :
– l'étage *driver* est saturé ou sursaturé ; l'étage de *puissance* est toujours quasi saturé. Le transistor driver joue le rôle d'une diode d'antisaturation pour le transistor de puissance de sortie ;
– le temps de stockage du Darlington dépend avant tout du degré de saturation du driver. Dans certains cas on observe des traînages du courant collecteur du Darlington qui sont dus à la sursaturation et au déstockage rapide du transistor driver. Attention ! dans certaines configurations de circuit il est possible de bloquer accidentellement l'étage de puissance avant l'étage driver qui voit dans ce cas des contraintes très importantes ;
– l'étage de sortie du Darlington bénéficie des avantages qu'apporte la quasi-saturation. Le temps de descente t_f du Darlington peut être ajusté à l'aide du courant de base négatif I_{B3} ;

● Darlington en quasi-saturation :
– les deux étages du Darlington profitent des avantages de la quasi-saturation. Les transistors driver et de puissance sont très rapides en temps t_s et t_f sans risque de traînage. Le temps de descente t_f peut également être ajusté à l'aide du courant base négatif I_{B3} ;

● Montage Bipmos :
– l'étage de sortie du Bipmos est toujours en quasi-saturation. Le temps de retard à l'ouverture est dû au temps de retard à l'ouverture du transistor MOS, majoré du faible temps de stockage du transistor bipolaire quasi saturé. Le temps de retard à l'ouverture du MOS peut être réduit par une augmentation de courant de grille négatif. Le temps de descente t_f peut être ajusté à l'aide du courant de base négatif qui traverse la diode d'accélération D_1, **fig. 7.**

● Montage Cascode :
– Le montage Cascode est un circuit dont le comportement est sensiblement différent des autres. Dès que le commutateur auxiliaire est bloqué, le courant de base $-I_B$ du transistor principal est forcé à la valeur de $-I_B = I_C$. Ceci permet d'évacuer rapidement les charges et d'obtenir un

temps de stockage faible et un temps de descente t_f très réduit (t_f de l'ordre d'un cinquantième à un centième du t_f spécifié dans la notice du transistor). Ces performances de commutation exceptionnelles méritent une explication plus détaillée.

Commutation à l'ouverture du montage Cascode

Le processus d'ouverture du montage Cascode commence par le blocage du transistor auxiliaire. Dès que ce transistor se bloque, le courant de base du transistor principal atteint la valeur de son courant collecteur. La tension base-émetteur du transistor principal atteint rapidement la valeur de la tension d'avalanche base-émetteur et l'émetteur du transistor principal ne peut pratiquement plus injecter. Il est vivement conseillé de combiner le montage Cascode avec un circuit d'antisaturation. On obtient ainsi un commutateur capable de commuter un courant de 10 A sous 500 V avec un temps de descente de l'ordre de 10 ns, **fig. 16.** Précisons que ces performances assez extraordinaires sont dues au fait de la coupure du courant émetteur du transistor principal dont résulte un courant de base négatif très élevé. Le commutateur auxiliaire peut, sans influencer les performances à l'ouverture, être en technologie bipolaire ou technologie MOS. La seule clause à respecter est que son temps de descente t_f soit inférieur au temps de stockage t_s du transistor principal.

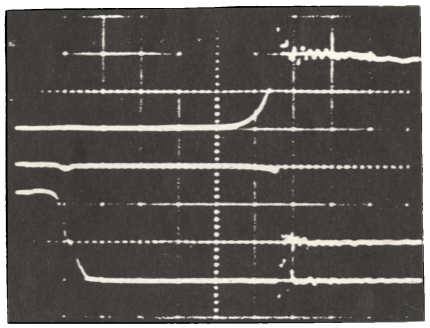


Fig. 16. – Commutation à l'ouverture d'un montage Cascode. Temps de stockage 0,6 µs, temps de descente 10 ns. Le courant émetteur est annulé, le courant de base est donc égal au courant collecteur.

En analysant finement le comportement du circuit Cascode on découvre une nouvelle façon de commander les transistors. Il s'agit de la commande avec un courant de base négatif égal ou supérieur au courant collecteur. Ce nouveau mode de commande qui rappelle le mode de commande des thyristors blocables sera décrit dans le paragraphe suivant. Nous l'avons baptisé « REC-switch » (« Reversed-Emitter-Current-Switch »).

« REC-Switch », un commutateur ultra rapide

Les performances élevées en commutation à l'ouverture du circuit Cascode sont dues à la coupure du courant émetteur du transistor principal. Ainsi le courant base négatif de ce transistor atteint une amplitude égale au courant collecteur. La tension base-émetteur du transistor principal atteint vers la fin de la commutation à l'ouverture une valeur égale à sa tension d'avalanche $V_{BR(BE)}$. Les mêmes formes d'ondes ($-I_B = I_C$; $-V_{BE} = V_{BR(BE)}$) peuvent être obtenues en commandant le transistor principal par sa base au lieu de le commander par l'émetteur. L'avantage d'une telle démarche est évidente : le commutateur de commande (dit auxiliaire) ne se trouve plus dans le circuit de puissance et sa chute de tension en conduction ne s'ajoute plus à la chute de tension du transistor principal, **fig. 17.** En plus, dans le cas de la commande pour la base, on peut forcer le courant de base négatif à une valeur supérieure à I_C.

Pour réaliser un commutateur ultrarapide il suffit donc de réaliser un circuit de commande de base capable d'appliquer une tension négative supérieure ou égale à la tension d'avalanche base-émetteur du transistor commandé et capable d'appliquer immédiatement après l'ordre de la commutation d'ouverture un courant de base négatif égal et, pendant un certain temps, supérieur au courant collecteur. La grande différence de ce commutateur par rapport au Cascode est l'inversion momentanée du courant émetteur du transistor de puissance. Nous l'avons donc baptisé « REC-Switch, (Reversed-Emitter-Current-Switch) ». Pour éviter tout risque de traînage du courant collecteur et pour réduire le temps de stockage au strict minimum, il convient de prévoir un circuit d'antisaturation pour le transistor ainsi commandé. Le circuit driver commandant le courant de base négatif doit avoir les mêmes caractéristiques en courant et en tension que le transistor auxiliaire utilisé dans le circuit Cascode. Il ne travaille par contre qu'avec des impulsions de courant de très courte durée (de l'ordre de la microseconde). Etant donné qu'il n'est pas traversé par le courant principal, il n'est plus nécessaire de refroidir ce transistor de commande.

Il existe un problème important dans l'utilisation de ce genre de commande de base : si la tension négative de commande reste, après la fin de la commutation, supérieure à la tension d'avalanche base-émetteur, un courant négatif important continue de parcourir cette jonction. Ce produit courant-tension crée des pertes non acceptables. Il existe plusieurs méthodes pour éviter ceci. *HSU* [8] propose l'utilisation d'une diode en série avec l'émetteur du transistor principal et de la charge, **fig. 18.** Cette diode se trouve en série avec la jonction base-émetteur et bloque la tension de commande – V_{BB} dès que le processus de commutation à l'ouverture est fini. Cette diode remplace le commutateur actif auxiliaire du circuit Cascode. S'il s'agit d'une diode en technologie *Shottky* la chute de tension en conduction est très faible et souvent acceptable.

Une autre méthode pour éviter la dissipation excessive en avalanche due à cette commande de base avec une tension supérieure à $V_{BR(BE)}$ consiste à charger tout simplement un condensateur dans le driver à une tension supérieure à $V_{BR(BE)}$ et de décharger ce condensateur lors de la commutation à l'ouverture, **(fig. 17).**

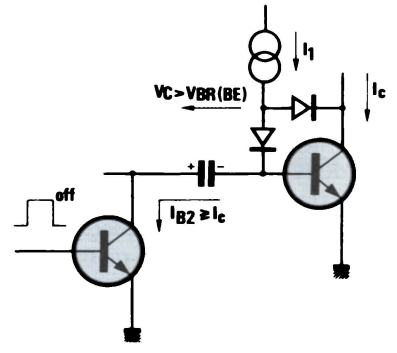


Fig. 17. – Schéma de principe d'un commutateur ultra rapide REC.

Avec ce circuit on obtient par rapport au circuit Cascode des résultats meilleurs à la mise en conduction, meilleurs en conduction et également à l'ouverture. Le circuit Cascode a quand même l'avantage de ne pas faire appel à une source de tension négative pour alimenter le driver. Il génère cette tension par des composants de puissance (commutateur auxiliaire) qui sont introduits dans le circuit de puissance.

Réflexions sur les commutateurs

Le commutateur idéal n'existe toujours pas mais des combinaisons de commutateurs permettent de s'en approcher encore un peu plus. Les combinaisons de commutateurs offrent au concepteur d'équipements un plus grand choix pour résoudre son problème particulier.

Chaque commutateur, chaque combinaison de commutateurs a certains points forts et certains points faibles. La difficulté du choix du meilleur compromis incombe au concepteur du circuit. Certains phénomènes découverts lors de la préparation de cet article font réfléchir : on disait que le commutateur MOS était le plus rapide ; nous avons vu que ce n'est plus vrai. Le montage Darlington est au moins aussi rapide que lui lors de la mise en conduction. Le transistor bipolaire utilisé en « REC-Switch » est également supérieur en rapidité à l'ouverture et surtout en coût par rapport au service rendu. Mais voulons-nous battre des records ou voulons-nous développer des équipements améliorés ? Une commutation de 10 A sous 1 000 V en moins de 5 nanosecondes est-elle toujours souhaitable dans un équipement ? L'avantage principal du « REC-Switch » et du montage Cascode réside donc dans l'augmentation de l'aire de sécurité en commutation. Le MOS nous offre comme avantage principal la commande de grille par tension, avantage dont nous pouvons également profiter en utilisant le MOS dans un montage Bipmos. Le montage Bipmos nous apporte à peu près les mêmes performances que le MOS mais pour le coût d'un MOS divisé par le gain d'un transistor bipolaire.

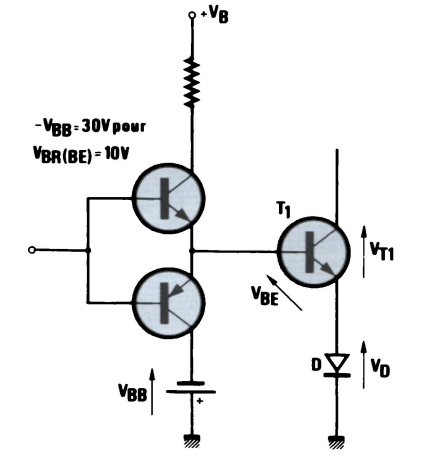


Fig. 18. – Schéma d'un commutateur ultra rapide d'après HSU. La diode D évite le passage prolongé d'un courant d'avalanche base-émetteur.

Et que pensons-nous d'une combinaison de combinaisons ? Pourquoi ne pas monter un Darlington à trois étages dans un circuit Cascode ? Nous pouvons ainsi commuter des dizaines d'ampères avec un courant de base positif de quelques dizaines de milliampères et ceci avec des temps de commutation très raisonnables.

Compte tenu de la complexité du sujet, nous avons préféré résumer le comportement et la commande des différentes combinaisons sous la forme d'un tableau (voir **tableau 1**).

Conclusion

Des progrès dans les équipements peuvent être obtenus en travaillant dans plusieurs directions :

– amélioration des composants pour plus de rapidité,
– plus de gain,
– meilleure aire de sécurité et
– moins de pertes.

Les circuits peuvent progresser d'une manière importante grâce à l'utilisation judicieuse des composants. De meilleurs compromis technico-économiques sont obtenus par la combinaison de composants de technologies parfois différentes :

Le montage Darlington offre plus

Tableau 1

	Caractéristiques du commutateur				Commande typique		
	Mise en conduction A/µs (1)	Chute en conduction V (2)	Retard à l'ouverture µs (3)	Vitesse à l'ouverture A/µs (3)	Mise en conduction	Conduction	Ouverture
	1	2	3	4	5	6	7
Transistor	50...100	0,8	2	50...100	+ 3 A, + 6 V } 0,5 µs	+ 2 A, + 6 V	– 4 A, – 5 V } 2 µs
MOS	80...120	4	0,2	100...150	+ 1 A, + 12 V } 0,5 µs	10 V/RGS, + 10 V	– 1 A, 0 V } 2,5 µs
Darlington	100...150	1,3	2	100...150	+ 0,8 A, + 8 V } 0,5 µs	+ 0,2 A, + 6 V	– 3 A, – 5 V } 2 µs
Bipmos	100...150	1,8	1	100...150	+ 0,2 A, + 12 V } 0,5 µs	12 V/RGS, + 12 V	– 3A, 0 V } 2 µs
Cascode (avec MOS)	30...80	1,5...5	0,5...1	500...2000	+ 1 A, + 12 V } 0,5 µs	+ 2 A, + 8 V	– 1 A, 0 V } 1 µs
REC-Switch	50...100	1,2	0,2...0,4	...3000	+ 3 A, + 6 V } 0,5 µs	+ 2 A, + 6 V	– 12 A, – 30 V } 0,5 µs

1) Sur charge inductive, courant initial 10 A et commande de la colonne 5.
2) A courant collecteur et surface active comparable, et commande de la colonne 6.
3) Avec charge inductive et commande de la colonne 7.

de gain et des pertes à la mise en conduction réduites.

Le montage Bipmos offre la commande facile d'un MOS mais pour un coût plus réduit.

Les performances des circuits Cascodes et « REC » permettent d'obtenir des résultats extraordinaires en rapidité et aire de sécurité à l'ouverture.

Ces progrès dans les composants et dans leur utilisation suggèrent aussi de faire avancer les équipements par le renouvellement de la conception des convertisseurs [9] et [10].

K. Rischmuller
Thomson-CSF
Division Semiconducteurs

Bibliographie

[1] J. Redoutey : « Le courant inverse dans les transistors de puissance » dans « Le transistor de puissance dans son environnement ». *Thomson-CSF* - DSD 1978.

[2] E. Hebestreit : « Overcoming the dV/dt problem in Power MOSFET Switching stages during commutation ». *Proceeding of PCI 82.*

[3] K. Rischmüller : *Comment améliorer les ponts à transistors.* Chapitre VIII de ce livre.

[4] K. Rischmüller : « Have a closer look to switching losses ». *Proceedings of PCI'82.*

[5] J. Barret : *« Retard-Bruit-Remise en conduction.* Chapitre XI.

[6] J. Barret : « Câblage et commutation ». *Note d'application Thomson-CSF-DSD.*

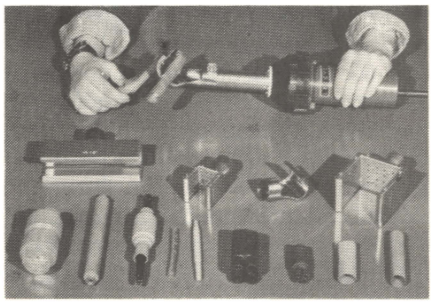
[7] K. Rischmüller : « La commande de base des transistors haute tension » dans « le transistor de puissance dans son environnement ». *Thomson-CSF-DSD 1978.*

[8] P.S. HSU « A new high speed unique switch ». *Proceeding of PCI' 82.*

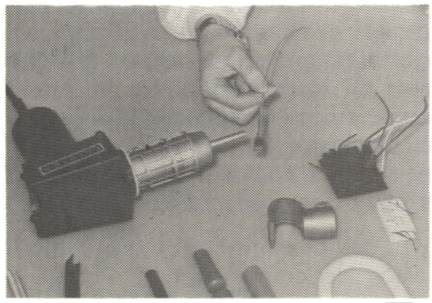
[9] Y. Cheron : *« Un convertisseur à thyristor asymétrique et transistor de puissance ».* Chapitre XXIII.

[10] G. Sendrane : *« Ballast expérimental pour tube fluorescent 2 x 65 W ».* Chapitre XIX.

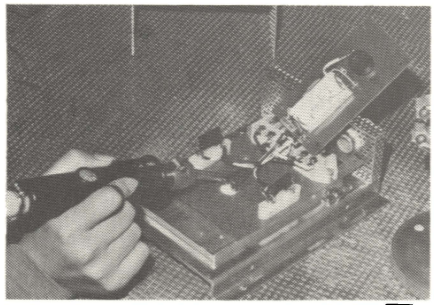
Un nom dans la rétraction des gaines et manchons, du PVC au Téflon...
LEISTER



LEISTER-TRIAC
Air chaud réglable en continu entre 20 et 700 °C.
Déjà fort connu et longuement éprouvé, mais
nouveaux déflecteurs.



LEISTER-GHIBLI
Réglable en continu de 20 à 600 °C. Débit réglable de 40 à 300 litres/minute.
Affichage de température en direct, quels que soient le débit d'air et le déflecteur choisis.



LEISTER-LABOR
Un mini-chalumeau réglable de 20 à 600 °C et en débit de 5 à 150 litres/minute.
Ultra-léger : 140 grammes.

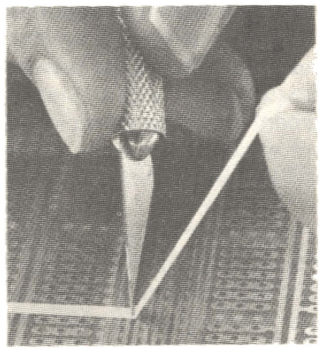
Utiles également pour
Soudages étain - Dessoudages - Débouchages de cartes, etc.

Demandez notre documentation
F378

SAPELMECA
57 rue Brancion - 75015 **PARIS**
Tél. **533.64.56** - Telex 250.913

CIRCUIT IMPRIMÉ FRANÇAIS

TRANSFERTS CUIVRES ADHESIFS
Bishop
Une solution simple et rapide



QUELQUES IDÉES...

- Vous pouvez faire un circuit imprimé par gravure directe ou par méthode photosensible et réaliser la seconde face par transferts cuivrés.
- Un oubli ou un STRAP côté composants ou côté cuivre est vite réparé...
- Une interconnection qui demande un peu de souplesse pour le démontage...
- Modification du circuit pendant les essais, sans nécessité de refaire une plaque...
- Circuit imprimé sur le support de votre choix...
- Dépannage d'un circuit.
- Changement d'un circuit intégré mal dessoudé.
- Superposition de pistes...

documentation et liste des points de vente contre enveloppe affranchie à 2,30 F

TOUT POUR LE CIRCUIT IMPRIMÉ

C.I.F.
12, rue Anatole France
94230 CACHAN Tél. : 547.48.00

Applications

Oscillateurs « mini-puissance » et « maxi-rendement »

De leurs nobles ancêtres des « clans » Colpitts, Hartley ou Clapp, nos oscillateurs LC d'aujourd'hui se distinguent non seulement par leurs pots de ferrite (dont la production augmente d'ailleurs tous les ans) mais aussi par le fait qu'ils sont équipés de transistors (ou de circuits intégrés).

Il existe des différences plus fondamentales, par exemple dans le cas de cet oscillateur super-austère qui se nourrit de moins d'un microwatt, et qu'on utilise, d'ailleurs, pour des raisons d'économie d'énergie aussi bien que dans le cas où l'on veut « étouffer dans l'œuf » ces fâcheuses tendances au rayonnement dont souffraient les ancêtres précités – souvenez-vous de certains épais blindages en fonte d'aluminium !

Il y a aussi les oscillateurs accordés par Varicap, donc d'amplitude faible et néanmoins stable, ainsi que de capacité propre particulièrement réduite quand on désire une plage étendue d'accord. Sans oublier le cas du circuit intégré, avec son coût moins élevé pour un transistor que pour un composant R et surtout C.

Tous ces cas plus ou moins particuliers de l'oscillateur LC, l'auteur les traite non seulement par le schéma et son explication, non seulement par des calculs de limite d'entretien et d'amplitude, mais aussi en précisant pourquoi un oscillateur – pourtant correctement calculé – peut éventuellement fonctionner d'une façon pour le moins inattendue.

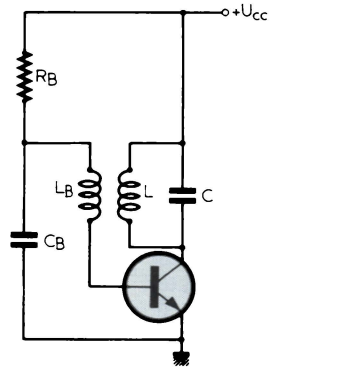


Fig. 1. – Oscillateur du type Meissner, à couplage inductif collecteur-base.

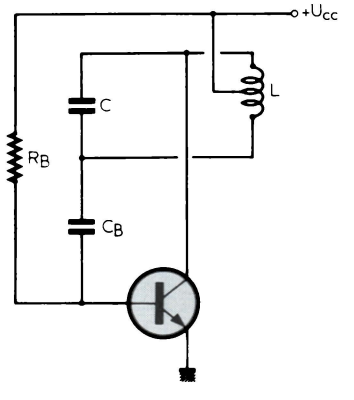


Fig. 2. – Oscillateur avec bobinage à prise (Hartley).

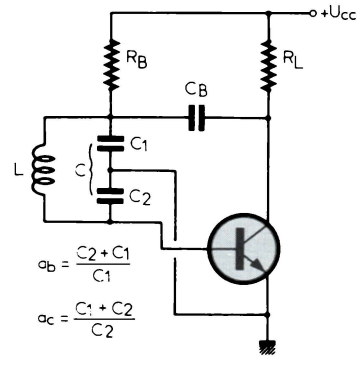


Fig. 3. – Oscillateur à diviseur capacitif dans le circuit accordé (Colpitts).

Les « classiques », et leur souvent fallacieux calcul

Ce dont on a besoin le plus souvent, c'est d'un oscillateur stable en fréquence et en amplitude, délivrant une tension pauvre en harmoniques. Cela signifie qu'il faut travailler près de la limite d'entretien (éventuellement, avec régulation de la tension de sortie) et qu'il faut adapter le transistor au circuit oscillant de façon que ses impédances internes (susceptibles de varier avec la température) se répercutent le moins possible sur la fréquence de fonctionnement. Il ne sera pas question, dans ce qui suit, des oscillateurs de puissance, auxquels on pourra cependant parvenir en extrapolant certaines des données qui seront indiquées.

Ces nécessités concernant la limite d'entretien et le couplage « lâche » du transistor au circuit oscillant, on pourra d'abord les étudier dans le cadre de ces « anciens » que la **figure 1** présente sous le nom de *Meissner,* la **figure 2** sous celui de *Hartley,* et la **figure 3** sous celui de *Colpitts.* On peut les ramener tous au schéma de la **figure 4** où on suppose L_b et L_c étroitement couplés à L, a_c étant le rapport entre le nombre de spires de L et de L_c, a_b celui entre les enroulements L et L_b. Pour passer du montage de la **figure 4** à celui de la **figure 1,** il suffit donc de poser $a_c = 1$, et dans le cas des **figures 2 et 3,** il suffit d'appliquer le principe de l'autotransformateur.

Soit $R = Q/C\omega$ la résistance (parallèle) que le circuit LC présente à la résonance. Elle exprime non seulement les pertes dans L, mais aussi celles dues aux impédances d'entrée et de sortie du transistor, à une éventuelle charge d'utilisation, à une éventuelle résistance de collecteur telle que R_L dans la **figure 3.** Le gain en tension du transistor sera, dans ces conditions, avec les notations de la **figure 4,**

$$G = \frac{u_2}{u_1} = g_m \frac{R}{a_c^2}$$

Les rapports de transformation donnent, par ailleurs, $u_1 = a_c u_2 / a_b$. La limite d'entretien sera atteinte, quand le transistor fournit une amplification qui est tout juste suffisante pour compenser les pertes dues à R. Pour calculer la transconductance g_m qui correspond à cette limite, il suffit donc de

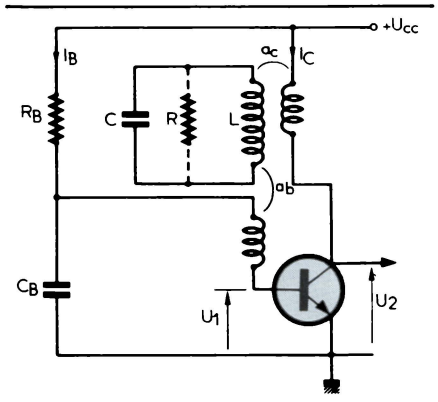


Fig. 4. – Schéma de synthèse pour le calcul des limites d'entretien des oscillateurs des figures 1 à 3.

faire intervenir le gain et le rapport de transformation, soit

$$g_m = \frac{a_c\, a_b}{R}$$

Dans le cas du transistor bipolaire, g_m est, aux faibles intensités, étroitement lié au courant continu de collecteur I_C. Tant que $I_C < 100\ \mu A$, on peut utiliser la relation $g_m = 40\ I_C$, ce qui permet donc de calculer l'intensité de collecteur à laquelle il faut polariser le transistor, pour obtenir la limite d'entretien, soit :

$$I_C = \frac{a_c\, a_b}{40\ R}$$

Mais comment choisit-on a_b et a_c ? Le rapport de transformation de collecteur, a_c, peut être égal à l'unité (L entièrement dans le circuit de collecteur), tant qu'on désire une tension de sortie d'une valeur de crête qui est inférieure à la tension d'alimentation, et dans le cas d'un fonctionnement avec capacité variable, tant que la capacité de sortie du transistor ne contrarie pas la relation entre la variation de C qu'on arrive à réaliser, et la variation consécutive de la fréquence qu'on désire. Dans le cas contraire, il suffit, bien entendu, de calculer a_c suivant les exigences d'amplitude ou de capacité résiduelle.

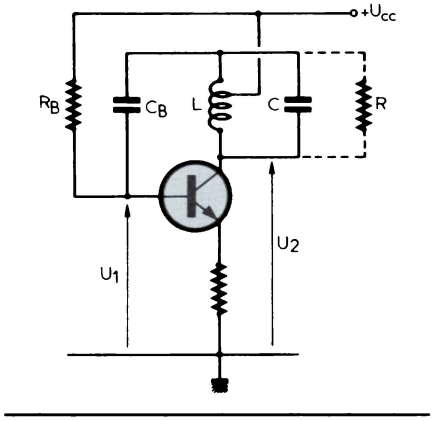


Fig. 5. – Oscillateur à régulation d'intensité par résistance d'émetteur.

Quant à a_b, on doit le choisir pour qu'il y ait adaptation optimale, c'est-à-dire de façon que le transistor amortisse le circuit oscillant avec sa résistance d'entrée autant qu'avec sa résistance de sortie. Un exemple ultérieur montrera que cela n'est pas très critique. Ainsi, on peut généralement se contenter d'une approximation consistant à prendre la résistance d'entrée du transistor égale à $\beta/(40\ I_C)$, sa résistance de sortie égale à $100/I_C$, et à écrire, avec ces valeurs, que l'adaptation au circuit LC sera optimale, quand on choisit $a_c/a_b = \sqrt{\beta/40000} = \sqrt{\beta}/63$.

Quand on réalise un oscillateur suivant les données ci-dessus, et quand on en augmente progressivement le courant de collecteur (en agissant sur la polarisation de base, on constate que les oscillations prennent naissance pour une valeur de I_c qui est remarquablement proche de celle qu'on avait calculée. Ce qui, néanmoins, est souvent fallacieux, c'est qu'on obtient en fait un oscillateur bloqué, et non pas un fonctionnement entretenu.

Bien entendu, ce comportement incorrect n'est pas la faute du calcul qui vient d'être fait, mais de la manière de s'en servir. Et pour s'y retrouver, il sera utile de préciser quelques ordres de grandeur à l'aide d'un exemple.

Exemple de calcul

Soit un circuit résonnant dont $Q = 157$ à 2 MHz, avec $C = 500$ pF, ce qui fait $R = Q/C\omega = 25\ k\Omega$, et un transistor dont $\beta = 50$ (pour faibles valeurs de I_C). On alimente sous 10 V et on désire connaître I_C d'abord pour la limite d'entretien puis pour une tension alternative de sortie (au collecteur) de 3 V_{eff}.

Comme la valeur de crête de la tension de sortie reste inférieure à la tension d'alimentation, on pourra prendre $a_c = 1$, c'est-à-dire utiliser le montage de la **figure 1.** En première approximation (quitte à vérifier par la suite), on néglige les résistances internes du transistor. On prend donc $a_b = 63/\sqrt{\beta} = 9$, et on calcule l'intensité de collecteur correspondant à la limite d'entretien par

$$I_C = \frac{9}{40 \times 25\ k\Omega} = 9\ \mu A.$$

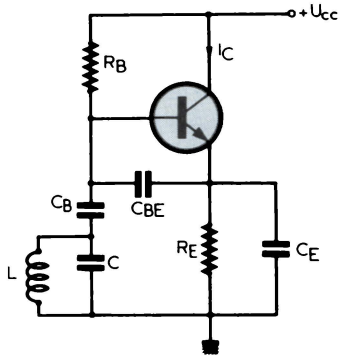


Fig. 6. – Oscillateur basé sur l'impédance négative d'entrée du montage collecteur commun.

Bien entendu, ce calcul suppose que la fréquence de travail est faible devant la fréquence de coupure du gain en courant (émetteur commun) du transistor. Dans le cas contraire, il suffit de tenir compte de la diminution de β (dynamique) qui en résulte.

Avec $I_C = 9\ \mu A$ et $V_A = 10$ V, l'oscillateur consomme 90 μW à la limite d'entretien, c'est-à-dire pour une tension de sortie presque nulle. Pour obtenir 3 V_{eff} aux bornes de R = 25 kΩ, il faudrait déjà $V_2/R = 9/25$ kΩ = 360 μW de plus, si le rendement était parfait. Comme il ne sera pas très supérieur à 50 %, c'est à un total voisin de 800 μW qu'il faudra s'attendre, soit $I_C \simeq 80\ \mu A$. Cette valeur conduit, dans le cas de l'exemple, à $R_B = 5{,}6$ MΩ.

Il reste à vérifier si, dans ces conditions, le transistor n'amortit pas le circuit résonnant de façon prohibitive. Sa résistance d'entrée, $r_{be} = \beta/40\ I_C$, soit 15,6 kΩ avec les valeurs de l'exemple, apparaîtra, aux bornes du circuit résonnant, multipliée par a_b^2, soit avec une valeur de 1,25 MΩ. La résistance interne de sortie du transistor ($100/I_C$) s'établit à la même valeur. Globalement, l'amortissement dû au transistor vaut ainsi 625 kΩ, valeur suffisamment grande devant les pertes propres (25 kΩ) du circuit résonnant, pour qu'on n'ait aucun souci à se faire à ce sujet.

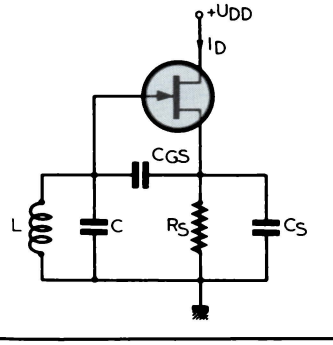


Fig. 7. – Version « effet de champ » du montage de la figure 6.

Les petits inconvénients de la réalité

Le calcul ainsi effectué se vérifie, comme il a été dit, parfaitement, à ceci près qu'on obtient un fonctionnement en oscillateur bloqué, dans la mesure ou rien ne limite l'intensité de collecteur dans les montages des **figures 1, 2 et 4.** Ainsi, l'amplitude des oscillations augmente fortement dès la mise sous tension, et comme l'augmentation de I_C qui en résulte se répercute également sur g_m, l'amplitude tend à croître indéfiniment. Mais, assez rapidement, l'effet de redressement de la diode base-émetteur provoque, sur C_B, une charge telle que le transistor se bloque. Les oscillations s'arrêtent alors, et elles ne reprendront que quand la charge de C_B aura été compensée via R_B.

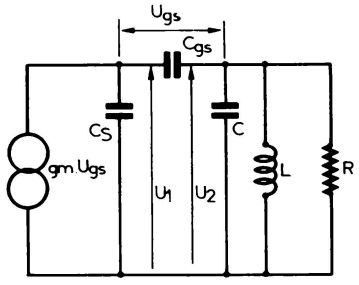


Fig. 8. – Quadripôle équivalent au montage de la figure 7.

Il peut en être autrement dans le cas d'un oscillateur qui fonctionne avec une résistance de charge ohmique (*Colpitts* de la **figure 3,** ou modification correspondante des autres). Cette résistance limite l'intensité de collecteur à $I_C = V_{CC}/R_L$. De plus, il peut y avoir, dans le cas du *Colpitts* (et c'est pour cela qu'il fonctionne presque toujours sans histoires), contre-réaction (collecteur-base) aux fréquences basses, c'est-à-dire aux fréquences correspondant à la récurrence des oscillations bloquées.

Cependant, R_L produira inévitablement un amortissement sur le circuit, et cette résistance implique, de plus, une consommation d'énergie parfaitement inutile. En reprenant l'exemple précédent, on constatera qu'il faut alimenter avec près de 60 V, si on veut que l'amortissement causé par R_L ne soit pas supérieur à celui dû au transistor. Ainsi, le *Colpitts* est avantageux quand on dispose d'une forte tension d'alimentation. A l'époque du tube, il était donc parfait. A celle du transistor, il vaut souvent mieux chercher autre chose. Cela aussi parce que la subdivision du condensateur d'accord, particulière au *Colpitts,* rend difficile la mise en œuvre d'un accord par condensateur variable ou diode Varicap sur une large plage de fréquences.

Oscillateur à contre-réaction série d'intensité

Le principe indiqué dans la **figure 5** permet d'éviter les oscillations bloquées quand R_E est grande devant l'inverse de la transconductance. Dans ces conditions, R_E permettra une limitation efficace de I_C. De plus, le gain en tension, u_2/u_1, devient voisin du rapport R/R_E, ce qui fait qu'il est largement indépendant de la transconductance et du courant de collecteur. Ainsi, la condition d'entre-

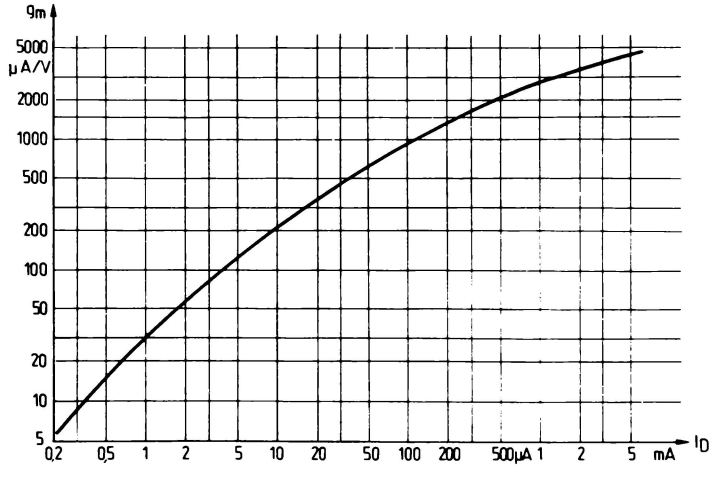


Fig. 9. – Relation entre transconductance g_m et intensité de drain I_D dans le cas d'un transistor à effet de champ de type courant (2 N 3819).

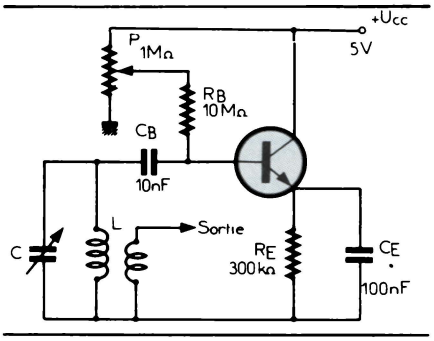


Fig. 10. – Réalisation pratique d'un oscillateur collecteur commun.

tien sera $a_b = R/R_E$, a_b étant à choisir suivant les mêmes modalités que précédemment.

Une régulation d'amplitude est possible en agissant sur I_B. Un accord par diode Varicap pourra couvrir une gamme relativement large, car le fonctionnement avec contre-réaction implique une diminution des capacités d'entrée et de sortie du transistor. Il en augmente aussi les impédances d'entrée et de sortie, d'où amortissement très faible du circuit LC.

La tension aux bornes de R_E ne sera sinusoïdale qu'au voisinage immédiat de la limite d'entretien. Au-delà, l'oscillateur fonctionne, comme les précédents, en classe B, puis classe C, car sa polarisation de base se trouve modifiée du fait du redressement (diode émetteur-base, avec C_B comme condensateur « réservoir ») de la tension d'oscillation.

Cependant, le bobinage de la **figure 5** comporte une prise. Lors de la fabrication, cela implique un arrêt de la bobineuse, puis fixation du fil, dénudage, étamage, soudure sur cosse. Au taux actuel de la main-d'œuvre une telle prise peut ainsi coûter plus cher qu'un condensateur supplémentaire, voire plus cher qu'un transistor. Sans parler de la nécessité de sa commutation, dans le cas d'un oscillateur à plusieurs gammes.

Oscillateurs drain commun et collecteur commun

Pour certaines valeurs de leurs capacités C_{BE} et C_E (ou C_{GS} et C_S), les montages collecteur commun **(fig. 6)** et drain commun **(fig. 7)** présentent une résistance négative d'entrée qui est susceptible d'entretenir des oscillations dans un circuit LC. Pour une tension d'oscillation (aux bornes de L) donnée, on obtient le meilleur rendement énergétique avec le montage de la **figure 6.** La stabilité en fréquence est cependant meilleure dans le cas de la **figure 7,** car l'intensité d'alimentation n'y dépend guère de la tension d'alimentation.

Pour éviter le phénomène des oscillations bloquées, il suffit de s'arranger pour que g_m ne dépende que peu des conditions de fonctionnement (u_{be}, I_C ou u_{gs}, I_D), et cela sera le cas quand R_E (ou R_S) est grande devant $1/g_m$. Dans ces conditions, le calcul de la limite d'entretien peut être basé sur le quadripôle de la **figure 8.** Comme ce calcul a fait l'objet de deux articles publiés dans le n° 2 d'*Electronique Applications,* il suffira de signaler que la simplification, permise du fait que R_E, $R_S \gg 1/g_m$, aboutit à l'expression

$$R \geqslant \frac{g_m}{\omega^2 C_S C_{GS}} + \frac{C_S}{g_m C_{GS}}$$

écrite ici en termes « effet de champ » mais identique en termes de transistor bipolaire. Ce qui n'empêche que cette expression est assez déroutante puisqu'elle laisse libre choix entre trois grandeurs. On peut, cependant, s'en tirer par la méthode suivante :

1° Le gain en tension du transistor étant inférieur à l'unité, il ne peut y avoir oscillations que si $u_2 > u_1$. Cela sera le cas quand $C_{GS} > C/Q$ (Q = coefficient de qualité du circuit LC). Compte tenu de la dispersion, on adoptera un coefficient k, compris entre 2 et 3, tel que $C_{GS} = k\,C/Q$.

2° La puissance fournie par le générateur du schéma équivalent **(fig. 8)** devra être au moins égale à celle dissipée dans R. De ce fait, il convient de faire $g_m \geqslant k^2R$ (avec $R = Q/C\omega$). En pratique, ce « plus grand que » ne doit pas dépasser « deux fois », si on tient à consommer (et à rayonner) peu. Dans le cas contraire, et si l'on veut aboutir à une valeur peu critique pour C_S, on peut aller jusqu'à $g_m = 10\,k^2\,R$. La courbe de la **figure 9** montre la relation entre g_m et l'intensité de drain I_D, dans le cas d'un JFET de type courant.

3° S'étant ainsi fixé la valeur de g_m, il reste à calculer C_S pour la condition optimale phase-amplitude, soit $C_S = g_m/\omega$.

Exemples d'oscillateurs collecteur commun et drain commun

La **figure 10** montre le schéma d'un oscillateur expérimental, couvrant, avec un condensateur variable de 360 pF, entre 440 et 1 330 kHz (rapport 3) quand on y utilise un BC 238 B, et entre 460 et 1 750 kHz (rapport 3,8) quand on fait appel à un BF 254. Ces chiffres illustrent l'importance de la capacité d'entrée du transistor utilisé, capacité qui tient ici lieu du composant C_{BE} de la **figure 6.**

La consommation est voisine de $I_C = 10\,\mu A$ quand on ajuste P pour une tension moyenne de 50 mV_{eff}, aux bornes de L. Si on utilise un transistor à effet de champ (2N3819, BF 245 ou similaire), il suffit de supprimer P, R_B, C_B, et cela oscillera tout aussi bien qu'avant, avec une consommation approximativement double. Une consommation minimale, $I_C = 1\,\mu A$

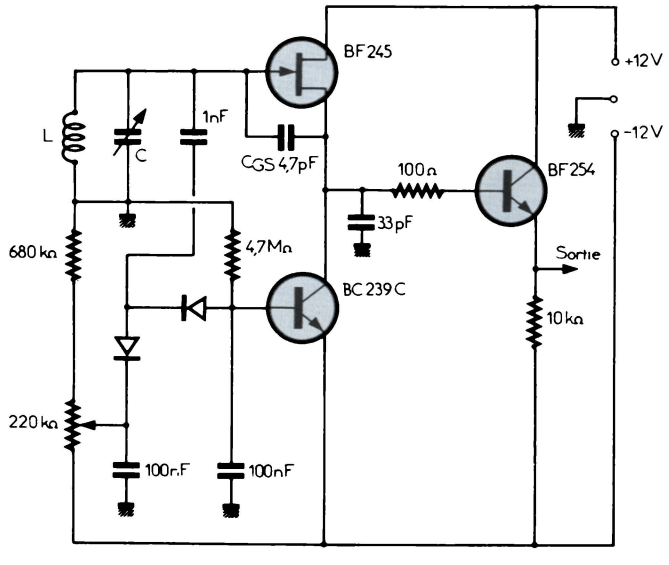


Fig. 11. – Oscillateur drain commun complété par un étage collecteur commun de sortie et par un circuit de régulation d'amplitude.

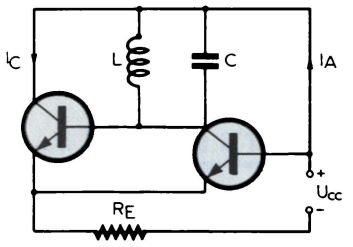


Fig. 12. – Cet oscillateur est particulièrement avantageux en technique intégrée, car il ne demande qu'une seule résistance.

sous U_{CC} = 2,7 V, n'est possible qu'avec un transistor bipolaire, et en portant R_E à 2,2 MΩ.

Au-delà de 10 MHz, la résistance à la résonance, R, des circuits résonnants est souvent si faible qu'on doit travailler avec des valeurs de g_m qu'on ne peut obtenir, avec un transistor à effet de champ et en polarisation automatique, que pour des valeurs de R_S qui impliquent un danger d'oscillations bloquées.

En pareil cas, on a avantage à remplacer R_S par une source à courant constant qui peut être constituée par un miroir de courant ou, comme dans la **figure 11**, par un NPN faisant partie d'un circuit de régulation d'amplitude. Avec des bobines commutables, ce montage a été utilisé pour un oscillateur couvrant 4 à 35 MHz. La tension de sortie ne sera sinusoïdale qu'en voisinage immédiat de la limite d'entretien. Au-delà, cet oscillateur tend, comme les précédents, vers un fonctionnement en classe C, d'où un courant de collecteur sous forme d'impulsions qui, intégrées par C_S, font apparaître, sur la sortie, une tension de sortie en dent de scie et dont l'amplitude est inversement proportionnelle à la fréquence. Ce qu'on régule, dans l'oscillateur de la **figure 11**, ce n'est pas la tension de sortie, mais celles aux bornes de L et qu'on peut évidemment, moyennant une adaptation d'impédance, également considérer comme tension d'utilisation. Elle sera presque parfaitement sinusoïdale, car la régulation maintient la tension aux bornes de L à une valeur telle

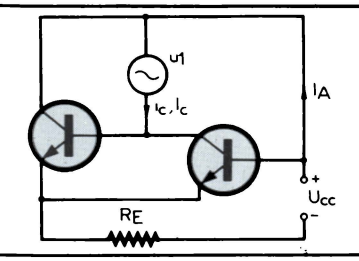


Fig. 13. – Pour calculer la résistance (négative) de sortie du montage de la figure 12, on suppose le circuit LC remplacé par une source de tension.

que la diode gate-source travaille toujours en dessous de son seuil de conduction.

Quand on remplace le circuit oscillant par un quartz, on constate qu'un fonctionnement à faible intensité d'alimentation (5 µA à 1 ou 2 MHz, 50 à 100 µA à 10 MHz et plus) est également possible.

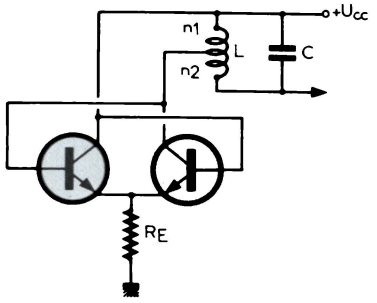


Fig. 14. – Version « à prise » de l'oscillateur de la figure 12.

L'oscillateur à amplificateur différentiel

La **figure 12** montre le schéma d'un oscillateur qui est très économique, sous forme de circuit intégré, car il ne contient qu'un seul composant « coûteux », c'est-à-dire une résistance, alors que ses deux autres éléments ne sont que des transistors.

Cependant, le schéma de la **figure 12** peut paraître très suspect, puisque le circuit LC s'y trouve connecté entre les deux bases, ce qui fait craindre qu'il se trouvera considérablement amorti par les faibles résistances d'entrée des transistors, résistances dont la mise en série apparaît aux bornes de C. Mais la réalité est ici encore tout autre que l'apparence, un petit calcul le montrera.

Pour ce calcul, on supposera le montage équipé de deux transistors identiques quant à leur transconductance g_m, leur gain en courant β, ainsi que leurs résistances d'entrée, r_{be}, et de sortie, r_{ce} ($r_{ce} \gg r_{be}$). Quitte à constater, par la suite, que cette identié n'est, en fait, pas si importante que cela.

On peut montrer qu'un amplificateur différentiel qu'on attaque sur l'une de ses bases (l'autre étant à une masse virtuelle) présente une résistance d'entrée $r_e = 2\,r_{be}$ et une transconductance totale $g_{md} = g_m/2$, alors que son gain en courant, β, est égal à celui de l'un de ses transistors.

Pour déterminer la limite d'entretien par la notion de résistance négative, on peut remplacer le circuit LC (**fig. 12**) par une source de tension, u_1 dans la **figure 13**. Comme cette source attaque la base de T_1, elle détermine, dans le collecteur de T_2, une intensité $i_c = -u_1\,g_m/2$. Cela signifie que la source u_1 se trouve « chargée » par une résistance.

$$r_{so} = \frac{u_1}{i_c} = -\frac{2}{g_m} \simeq -\frac{1}{20\,I_C} = -\frac{0,1}{I_A}$$

Pour se placer à la limite d'entretien, il suffira de choisir I_A de façon que r_{so} égale R, résistance à la résonance du circuit LC.

Et l'amortissement par la « faible » résistance d'entrée des transistors ? Cette résistance est :

$$r_e = \frac{2\,\beta}{g_m} \simeq \frac{\beta}{20\,I_C} = \frac{0,1\,\beta}{I_A}$$

ce qui signifie qu'elle est, à la limite d'entretien, β fois plus forte que R. En effet, cette limite est atteinte quand R = r_{so}, et comme $I_A = (U_{CC} - U_{BE})/R_E$, on peut aussi la définir par :

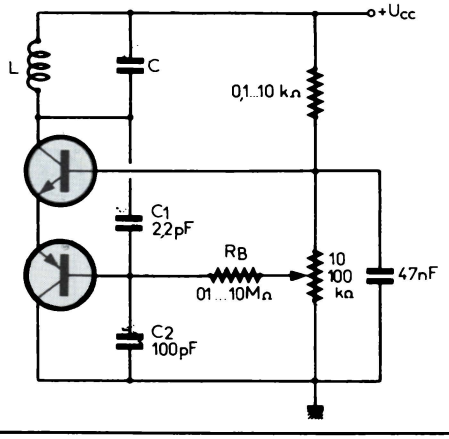


Fig. 15. – Version « à symétrie complémentaire » du montage de la figure 12.

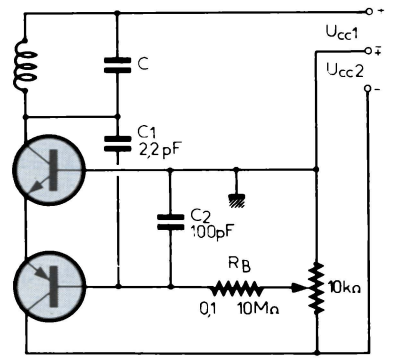


Fig. 16. – Version « double alimentation » de l'oscillateur à amplificateur différentiel complémentaire.

$$R \geqslant \frac{0,1\,R_E}{U_{CC} - U_{BE}}$$

ou encore

$$R_E \leqslant \frac{(U_A - U_{BE})\,Q}{0,1\,C\omega}$$

Pour montrer qu'on est très loin du I_C = 1 mA auquel certains polarisent « habituellement » tout transistor HF qui leur tombe sous les mains, voici un petit exemple : soit un circuit LC dont C = 1 nF pour f = 160 kHz et Q = 250, ainsi que U_{CC} = 1,5 V. Le calcul précédent montre – et une expérience avec deux BC 239 C le confirmera – que cela correspond à R_E = 2,5 MΩ, soit I_C = 0,4 µA et une consommation de puissance de 0,6 µW.

Variantes de l'oscillateur à amplificateur différentiel

Dans le montage de la **figure 12**, il est facile de voir que le circuit LC se trouve aux bornes de deux diodes (base-collecteur) montées en opposition. Elles limitent la tension aux bornes de L à 0,3 V_{eff} environ. Une plus grande amplitude peut être fournie par le montage de la **figure 14**, basé sur le principe de l'autotransformateur. Le rapport de transformation étant $a = (n_1 + n_2)/n_1$, la condition d'entretien devient $R/a^2 \geqslant 0,1/I_A$.

Il convient de rappeler que le montage commence tout juste à osciller pour la valeur de I_A ainsi calculée. Si l'on veut une tension donnée aux bornes de L (et d'une charge éventuelle), il faut fournir le supplément correspondant d'énergie, compte tenu d'un rendement qui ne sera, en pratique, que rarement inférieur à 50 %.

Quand on utilise le montage de la **figure 14** avec un condensateur variable ou une diode Varicap, on pourra couvrir un rapport de fréquences plus important que dans le cas de la **figure 12**, car les capacités internes des transistors se trouvent maintenant divisées par a^2.

Toutefois, le montage de la **figure 14** utilise un bobinage à prise, ce qui peut poser un problème non seulement de prix de revient, mais aussi de résonance parasite avec l'inductance de fuite. Ainsi, il peut parfois être avantageux d'éviter la limitation d'amplitude, mentionnée plus haut, par l'utilisation d'un amplificateur différentiel complémentaire, comme celui des **figures 15 ou 16**. La liaison entre le collecteur de T_1 et la base de T_2 se fait par un diviseur capacitif, C_1 – C_2, ce qui réduit la répercussion de la capacité d'entrée de T_2 sur le circuit LC.

Du fait de ce diviseur, la limite d'entretien correspond maintenant à un gain en tension
$G_u = (C_1 + C_2)/C_1 = g_{md}\,R = 20\,I_C\,R$

ou encore à une intensité de collecteur

$$I_C = \frac{C_1 + C_2}{20\,C_1\,R} = \frac{C\,\omega\,(C_1 + C_2)}{20\,C_1\,Q}$$

Bien entendu, ce calcul ne sera valable que si la résistance interne de sortie de T_1 (approximativement égale à $200/I_C$) est grande devant R, et si la résistance d'entrée de T_2 (environ $\beta/20\,I_C$) est grande devant la réactance de C_2. En effectuant des calculs d'exemple avec des valeurs courantes, on constate que ces conditions sont si faciles à obtenir, en pratique, qu'un apairage est souvent superflu quand il s'agit de transistors bipolaires, mais peut être nécessaire quand on fait appel à des transistors à effet de champ.

Oscillateur « universel »

Pour être universel, un oscillateur doit pouvoir travailler avec des rapports L/C assez quelconques, à quelques dizaines de kHz aussi bien qu'à quelques dizaines de MHz, avec une amplitude de sortie qui reste néanmoins très largement indépendante de la fréquence et qui ne varie guère non plus entre un fonctionnement à vide et une charge aussi faible que 50 Ω.

La **figure 17** montre, d'un tel oscillateur universel, une version qui est presque « de luxe », car on peut omettre le collecteur commun de sortie, T_5, quand on n'a pas besoin d'une impédance de sortie particulièrement faible, et on peut également omettre l'amplificateur de régulation, T_4, quand on n'a pas besoin d'une régulation particulièrement sévère. Dans ce cas, on attaque T_3 comme dans le montage de la **figure 11**.

La complexité – toute relative – du montage dispense de tout calcul de limite d'entretien. En effet, la régulation d'amplitude amène automatiquement le point de fonctionnement à cette limite ou, plus exactement, à une condition de fonctionnement qui correspond à une tension de sortie de 100 mV_{eff} environ, avec les valeurs de la **figure 17**.

La tension de régulation est obtenue par un circuit de redressement qui se compose de D_1 et de la diode émetteur-base de T_4, alors que D_2

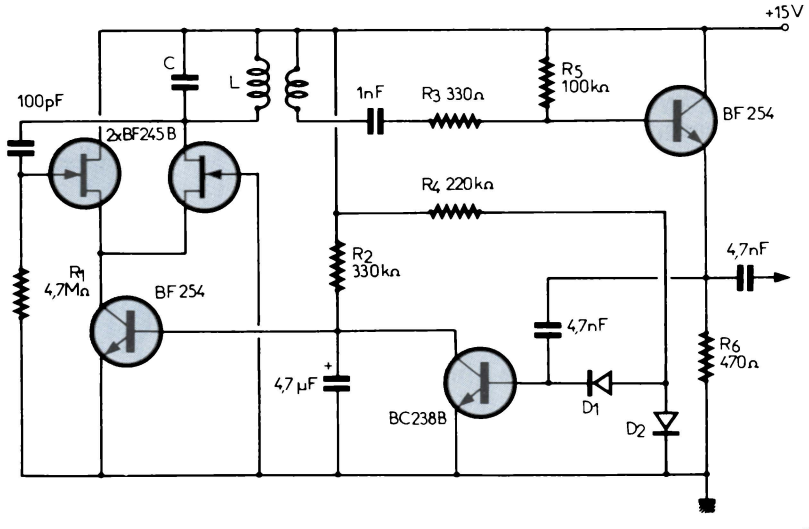


Fig. 17. – Oscillateur utilisable sur une large plage de fréquences et adapté à une gamme étendue de rapports LC, complété par un étage de sortie basse impédance et par une régulation d'amplitude particulièrement sévère.

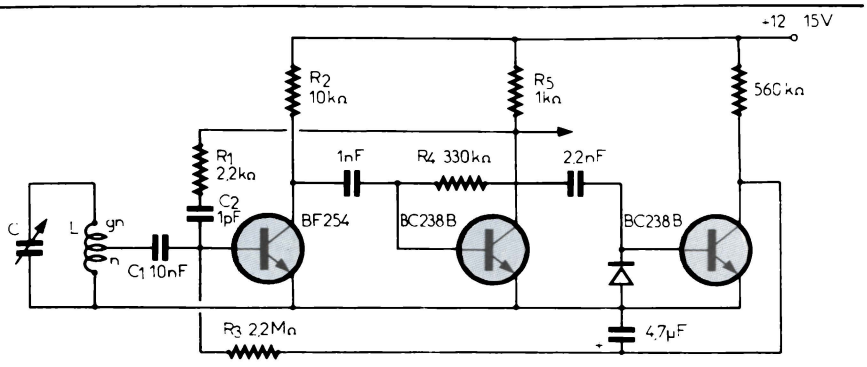


Fig. 18. – Moyennant deux étages d'amplification, on travaille, au niveau du circuit LC, avec une amplitude très faible et avec une capacité résiduelle particulièrement réduite.

fournit, à ses bornes, une tension de polarisation dont l'effet de température tend à compenser celui du circuit de redressement. Une modification de R_4 (10 kΩ à 10 MΩ) permettra de faire varier la tension de sortie dans un rapport au moins égal à 3.

Oscillateur « spécial Varicap »

Pour fonctionner correctement, un oscillateur Varicap doit travailler avec une tension faible aux bornes de son circuit d'accord, et la capacité résiduelle de ce dernier doit être très réduite, quand on désire couvrir une large plage de fréquences.

La dernière de ces deux exigences ne peut être satisfaite que si on couple les éléments actifs de l'oscillateur d'une manière très lâche au circuit oscillant. Or, en se couplant de façon lâche à un circuit qui produit une tension faible, on n'a pas grand-chose, à moins d'amplifier beaucoup.

Pour cette raison, T_1 et T_2 forment un amplificateur à deux étages dans le montage de la **figure 18**. Comme les effets de fréquence des deux étages s'ajoutent, une régulation (T_3) devient indispensable. Le montage proposé n'est pas, pour autant, aussi universel que le précédent. Les valeurs indiquées correspondent à des fréquences de fonctionnement comprises entre 200 kHz et quelques MHz. Quand on choisit R_1 de façon que la tension aux bornes du circuit accordé varie le moins possible avec la fréquence, cette tension ne dépassera pas 20 mV_{eff}, alors que la tension de sortie se trouve régulée de façon très étroite, à 300 mV_{eff} environ.

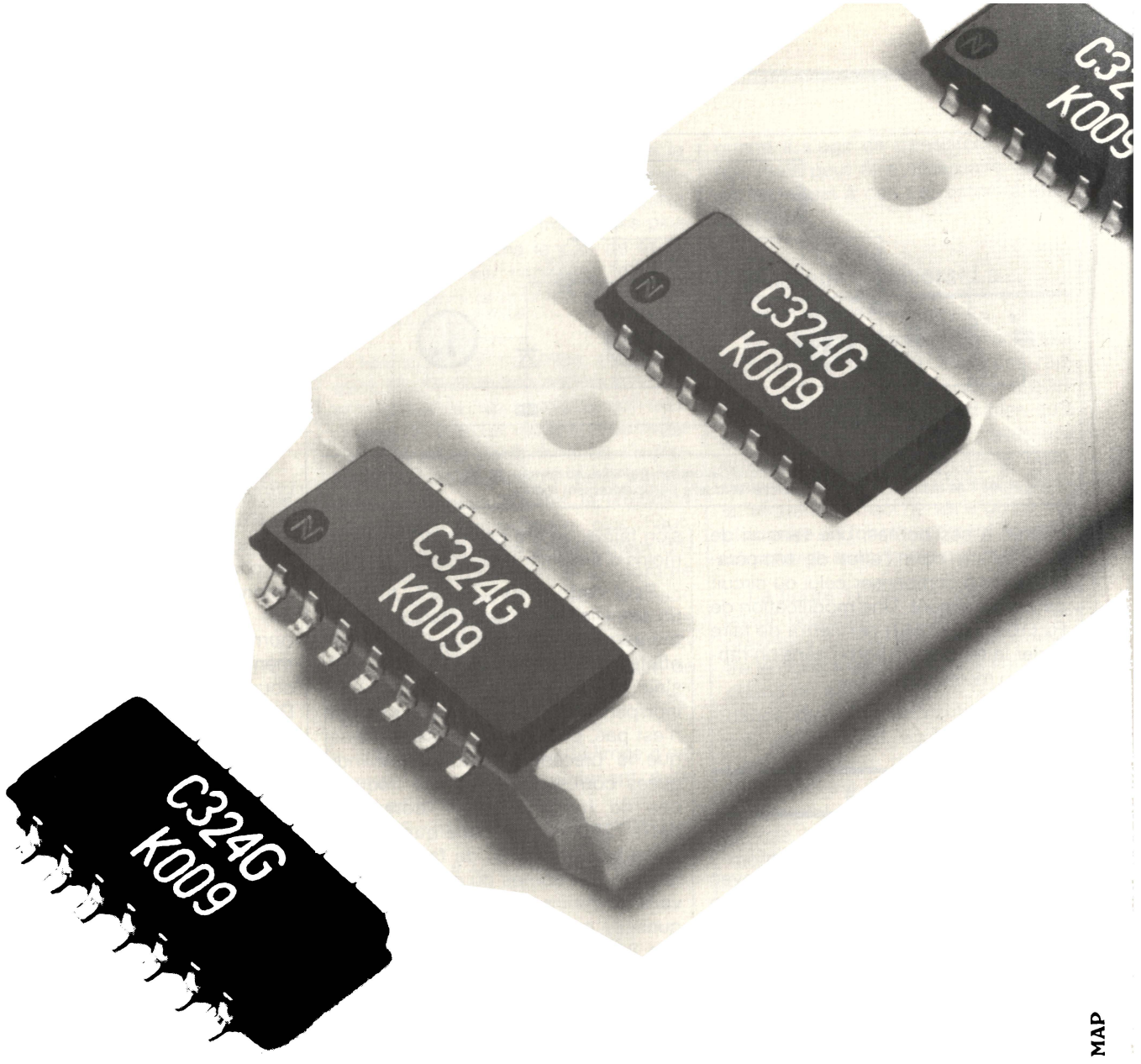
A des fréquences inférieures à 200 kHz environ, l'avance de phase, due à C_2, risque de ne plus être compensée par le retard dû à T_1 et T_2. Il convient alors de connecter, entre collecteur de T_2 et masse, une capacité dont la réactance est, à la fréquence la plus basse de la gamme, approximativement égale à la valeur de R_5.

Inversement, il peut arriver que le retard de phase signalé soit excessif pour que le montage puisse encore osciller à plus de 10 MHz. Il convient alors de remplacer T_1 et/ou T_2 par des types plus performants en fréquence ou par un montage du type cascode ou différentiel.

On peut être tenté d'éviter la prise sur le bobinage (elle est à pratiquer à 1/10 environ du nombre total des spires) en utilisant un transistor à effet de champ pour T_1. La chose est parfaitement possible, mais elle implique, par effet *Miller,* une capacité, aux bornes de L, qui restreint sérieusement l'étendue de la gamme qu'on couvre avec une Varicap donnée. Dans une certaine mesure, on peut y remédier par une contre-réaction (résistance dans la connexion de source) ou, aux fréquences élevées, par un montage du type cascode. Dans tous les cas le montage est, du fait de son gain élevé, assez sensible à son environnement, ce qui fait qu'il ne fonctionnera correctement que sous blindage.

Par ailleurs, tous les montages décrits admettent de nombreuses combinaisons et variantes, ne serait-ce que quant à leurs circuits de régulation d'amplitude. Et rien n'interdit, bien entendu, d'y utiliser des circuits intégrés comme éléments actifs.

H. Schreiber



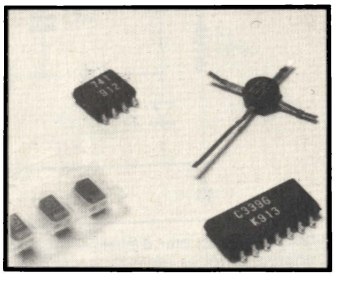
MAP

GROS PLAN SUR UN MICRO-BOITIER

NEC
NEC ELECTRONICS FRANCE S.A.

Tour Chenonceaux
204, Rond point
du Pont de Sèvres
92516 - Boulogne-Billancourt
Tél. 620.64.00

NEC vous propose de multiplier par 10 l'intégration sur vos circuits imprimés, notamment avec cet amplificateur opérationnel à 14 sorties, du type µPC 324 G.
Que vous recherchiez des micro-calculateurs 4 ou 8 bits interfaçant directement avec des afficheurs, des contrôleurs complexes, des mémoires, des circuits horlogers, de calcul ou synthétiseurs de fréquence PLL (pour radio ou TV), des amplis opérationnels, des comparateurs, des régulateurs, des temporisateurs ou encore des transistors SOT 23 ou SOT 89 fonctionnant du continu à quelques Giga Hertz, des diodes, des Zener, des thyristors ou des condensateurs au tantale, NEC a le produit qu'il vous faut et vous propose la gamme disponible la plus complète du marché.
L'hybridation automatisée économique est maintenant une réalité grâce à la fiabilité éprouvée des Micro-Circuits, Mini Molds ou Disk Molds qui sont livrés par millions chaque mois, soit en barrettes-chargeurs, soit en bandes.
L'avenir de l'électronique passe par l'hybridation avec les micro-boitiers NEC.



Micro informatique

Recevez les satellites TV grâce au ZX 81

La technique dite de télédiffusion directe par satellite peut aujourd'hui être considérée comme au point. Les essais en vraie grandeur qui ont été effectués ici ou là ne laissent subsister aucun doute à ce sujet. Par ailleurs, les industriels seraient presque tous prêts à lancer la fabrication en grande série des équipements individuels de réception.

Cependant, le démarrage effectif de l'exploitation est régulièrement reculé à cause des « états d'âme » politico-juridiques de la plupart des gouvernements des pays concernés.

On élabore savamment des moyens garantissant la quasi-impossibilité de recevoir des programmes étrangers, ce qui représentait pourtant l'un des principaux attraits du système.

En revanche, on ignore généralement que, moyennant un équipement qui devient accessible à l'amateur averti, il est possible dès aujourd'hui de recevoir en direct, chez soi, la plupart des satellites véhiculant des signaux TV pour les raisons les plus diverses !

L'avenir de la télédiffusion directe

Le principe de la télédiffusion directe par satellite consiste à remplacer les très lourds réseaux terrestres par un unique satellite géostationnaire capable à lui seul d'« arroser » tout un pays sans zone d'ombre et à moindre coût.

En revanche, les antennes de réception doivent « regarder le ciel », et revêtent la forme de paraboles d'un mètre environ de diamètre. Normalement, le coût non négligeable de ce matériel (on parle en général du prix d'un magnétoscope moyen), devrait être rattrapé par la possibilité de recevoir une dizaine de chaînes, dont les deux tiers de provenance étrangère. Cette possibilité prend toute sa valeur si l'on note que chaque image peut être accompagnée de plusieurs canaux son, en différentes langues, et commutables au niveau du décodeur de réception.

En effet, bien que les conférences de Genève aient délimité aussi strictement que possible les zones de couverture au sol des différents transpondeurs embarqués, de larges débordements subsistent sur les pays limitrophes. Encore ces calculs prennent-ils en compte les seules zones de réception de qualité irréprochable. Point n'est besoin d'être expert en télécommunications spatiales pour imaginer qu'en tout point de la France (Corse exceptée peut-être), il sera possible de recevoir l'Europe entière, moyennant des antennes améliorées (disons deux mètres de diamètre, ce qui n'a encore rien de monstrueux comparé à certaines installations décamétriques).

Seulement, les gouvernements ne l'entendent pas de cette oreille... Le ministère de la Communication qualifie déjà de « pollution » toute émission extra-nationale, et « d'émissions de bas étage » les programmes en provenance des satellites étrangers, alors que nul ne sait encore quel sera leur contenu. Ce dernier jugement a été

rendu par Louis Mexandeau, ministre des P.T.T., qui condamne sans rémission les « programmes de télévision commerciaux sans identité ou ambition culturelle, menaçant l'équilibre des chaînes nationales en asséchant les ressources publicitaires du service public ».

Voilà pourquoi la télédiffusion directe, promise aux Français pour avril 1984, devrait démarrer au mieux en 1986, date à laquelle seront déjà bien avancés les réseaux de fibres optiques sur lesquels on travaille d'arrache-pied. Intérêt immédiat de la manœuvre : proposer au public le raccordement à ce réseau pour un coût très inférieur à celui d'une antenne pour satellite. Mais il est bien évident que seuls les programmes choisis par les pouvoirs publics seront injectés dans les « cheveux de verre »...

La France n'est d'ailleurs pas le seul pays à tenir ce raisonnement, même si elle jouit d'une confortable avance dans le domaine des fibres optiques.

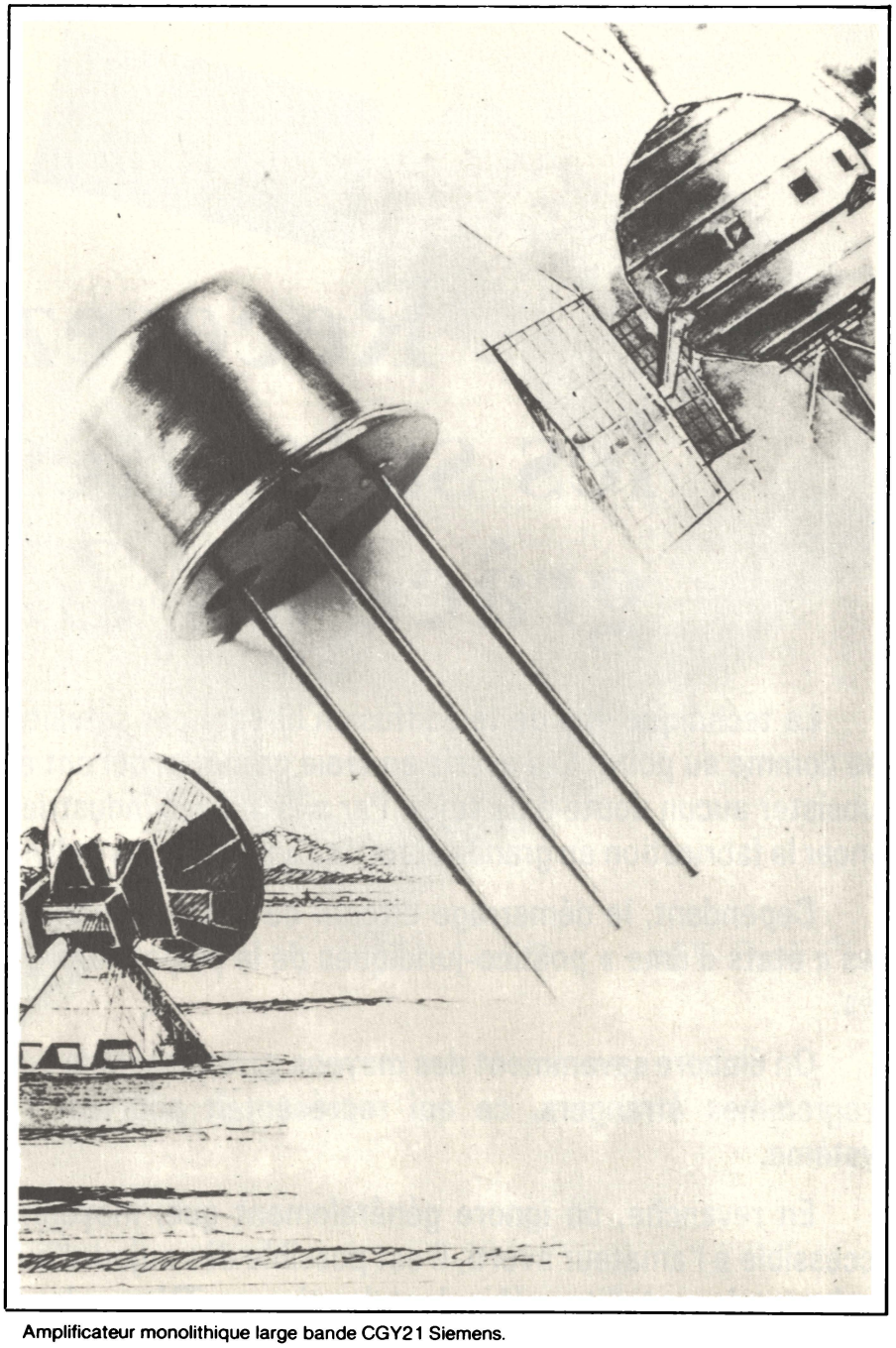
Les autres pays étudient des systèmes de codage et décodage rendant irrecevables les émissions étrangères non codées, ou codées différemment : la rivalité PAL/SECAM ne serait alors qu'une innocente plaisanterie !

Réception des satellites existants

Toutes ces manifestations de chauvinisme laissent à penser que la télédiffusion directe, telle que l'on est en droit de l'espérer, n'est que pour après-demain, au mieux.

Dans l'intervalle, il est cependant possible de se livrer à des expérimentations très intéressantes sur les satellites existants. En effet, une vingtaine de satellites de télécommunications tant américains que soviétiques, et même européens, sont en vue directe depuis n'importe quel point de France ! Les récents progrès dans la fabrication des transistors hyperfréquences GaAs rendent depuis peu réalisables les équipements nécessaires, à des coûts raisonnables.

Précisons d'emblée que ce genre de projet ne peut être valablement mené à bien que par des radio-amateurs avertis, rompus aux techniques des hyperfréquences, mais nous savons très bien que ceux-ci sont de plus en plus nombreux.



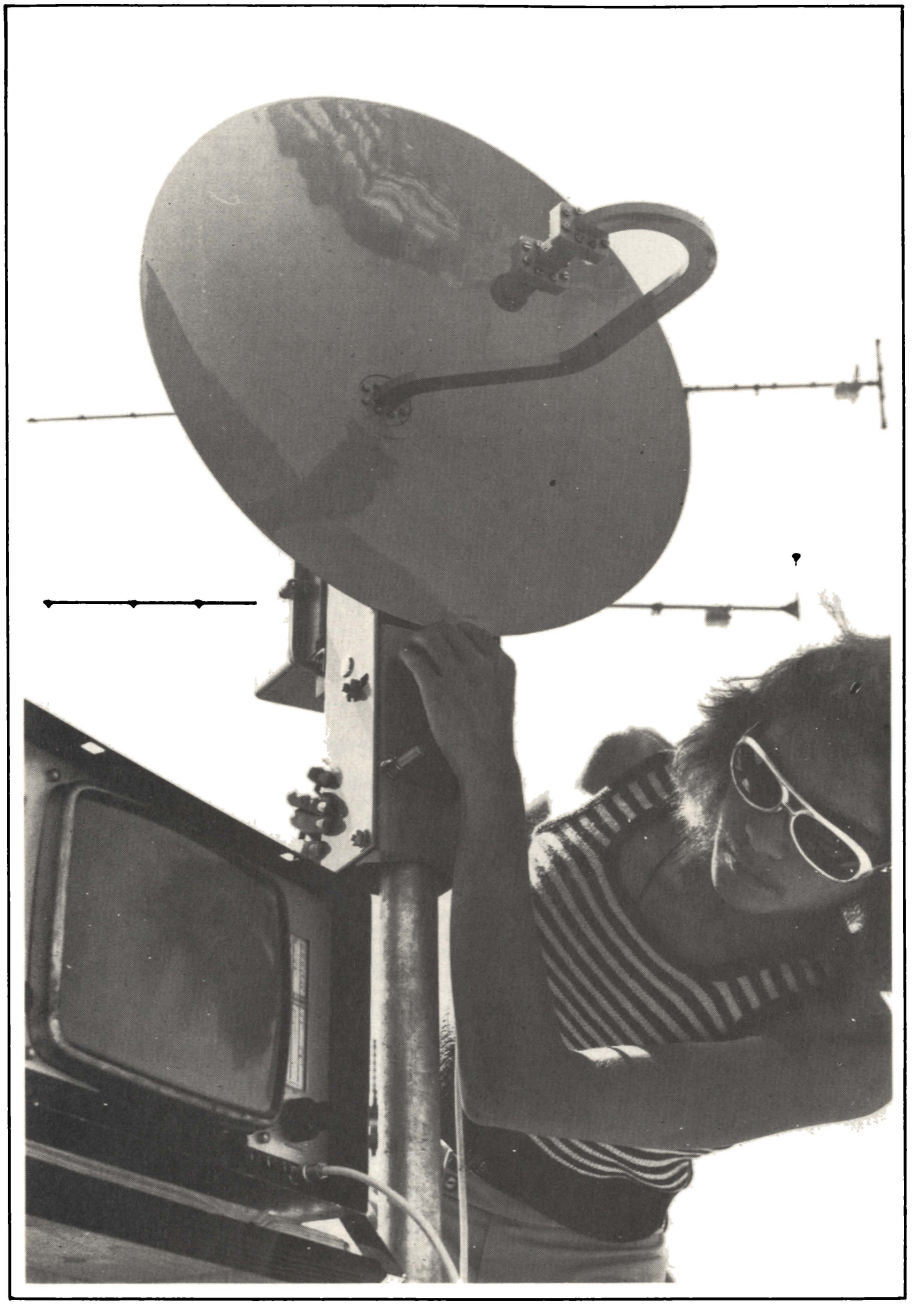
Amplificateur monolithique large bande CGY21 Siemens.

Il faut en effet savoir que les fréquences à recevoir sont de l'ordre de 4 GHz, et que l'intensité des signaux à traiter est environ un million de fois plus faible qu'en TV classique ! La partie n'est cependant nullement perdue d'avance, et nous devons à la plume d'un pionnier britannique en ce domaine, de savoir que nombre de sujets de sa Gracieuse Majesté obtiennent des résultats étonnants au moyen d'antennes de deux mètres environ d'envergure, réalisées le plus souvent de façon tout à fait artisanale. On trouve même, sur le marché anglais, des récepteurs prêts à l'emploi, avec lesquels rien n'est plus normal que de passer sa soirée devant la télévision moscovite, en couleur SECAM s'il vous plaît, d'assister en direct à un match de base-ball américain le samedi, ou de pouvoir suivre quotidiennement les programmes des toutes jeunes télévisions d'Afrique ou du Proche-Orient.

En effet, ces satellites sont utilisés de deux façons principales :

– transport de documents directs ou différés entre stations TV de divers pays, et notamment reportages d'actualités. Sur un même canal se succèdent alors les matières les plus diverses ;

– remplacement des faisceaux hertziens terrestres pour desservir des émetteurs lointains dans les pays à



Réglage d'une antenne parabolique pour la réception de programmes de télévision en ondes micrométriques (document Siemens).

grande superficie, ou en voie de développement.

Dans ce second cas, le canal satellite transmet de façon continue la totalité des programmes TV du pays considéré. La France utilise d'ailleurs cette voie pour desservir les DOM-TOM.

Il ne pourrait être question, dans le cadre limité de cet article, de traiter dans le détail des techniques de réception à mettre en œuvre : une étude fouillée sur ces questions pourra être trouvée dans l'excellent ouvrage de **Michael J. Stone** : « Tomorrows Television Today » (voir bibliographie). Par contre, il est absolument vital de connaître l'orientation précise à donner à l'antenne pour recevoir tel ou tel satellite à un point géographique donné. **M.-J. Stone** tente une approche informatique du problème dans son ouvrage, mais manque totalement son but avec un programme squelettique et truffé d'erreurs grossières. Nous avons donc repris cette étude à zéro sur un ZX 81, pour aboutir au logiciel publié ici.

Un programme de localisation de satellites

Notre programme permet d'obtenir en quelques dizaines de secondes un tableau exhaustif des satellites susceptibles d'être reçus en France début 1983. Une place a été réservée afin de permettre l'incorporation des nouveaux engins qui seront lancés dans les mois à venir : il suffit pour cela de connaître leur longitude, ce qui ne pose pas de problème notable. La machine réclame les coordonnées (latitude et longitude) du point de réception, et édite le tableau correspondant à ce lieu. Nous publions deux exemples précis : l'un calculé à partir des coordonnées de Paris, l'autre à partir de celles de Bristol (G.B.), afin de permettre une vérification des chiffres annoncés par **M.-J. Stone** .

Le calcul peut être exécuté pour tout point de l'hémisphère Nord, mais on notera que tout satellite affecté d'une élévation négative sera hors de portée, car en dessous de l'horizon. En effet, 0° d'élévation correspond à une antenne placée avec son axe à l'horizontale. Côté azimut, on retiendra en revanche que 0° (ou 360°) correspond au nord géographique.

Références bibliographiques

L'ouvrage de **M.-J. Stone** déjà cité, et qui est le premier livre d'une collection directement éditée, avec un courage certain, par leur auteur, est disponible par correspondance : **M.-J. Stone,** 47 Filton Avenue, Horfield, Bristol (G.B.)

Signalons également l'article de **Christophe Gardes** paru dans le n° 6 de « Perspectives », riche d'indications sur l'avenir de la télédiffusion directe, et par fibres optiques.

Enfin, pour ce qui concerne le satellite Meteosat, on pourra se reporter avec intérêt à l'article signé de **M. Cattoen** dans le n° 29 de « Electronique Applications ».

P. Gueulle

Le programme complet avec deux exemples concrets sont donnés à la page suivante ▶▶▶

```
  10 REM SATELLITES TV
  20 PRINT "LATITUDE NORD STATIO
N ?"
  30 PRINT AT 5,0;"DEGRES ?"
  40 INPUT LAD
  50 PRINT AT 5,0;LAD;" DEGRES"
  60 PRINT AT 8,0;"MINUTES ?"
  70 INPUT LAM
  80 PRINT AT 8,0;LAM;" MINUTES"
  90 FOR F=1 TO 20
 100 LET LADEG=LAD+(LAM/60)
 110 NEXT F
 120 CLS
 125 PRINT "LONGITUDE STATION ?"
 130 PRINT AT 5,0;"DEGRES ?"
 140 INPUT LOD
 150 PRINT AT 5,0;LOD;" DEGRES"
 160 PRINT AT 8,0;"MINUTES ?"
 170 INPUT LOM
 180 PRINT AT 8,0;LOM;" MINUTES"
 190 PRINT AT 13,0;"EST OU OUEST
 ?"
 200 IF INKEY$="O" THEN GOTO 250
 210 IF INKEY$="E" OR INKEY$="W"
 THEN GOTO 270
 220 GOTO 200
 250 LET LODEG=LOD+(LOM/60)
 260 GOTO 280
 270 LET LODEG=-(LOD+(LOM/60))
 280 LET I$="INTELSAT"
 290 LET G$="GORIZONT"
 300 CLS
 310 PRINT "SATELLITE * AZIMUT *
 ELEVATION"
 320 PRINT "          *          *
"
 330 PRINT "**********************
**********"
 340 PRINT "          *          *
"
 350 LET A$=I$
 360 LET POS=-60
 370 GOSUB 1000
 380 LET A$=G$
 390 LET POS=-53
 400 GOSUB 1000
 410 LET A$="RADUGA"
 420 LET POS=-35
 430 GOSUB 1000
 440 LET A$="OTS"
 450 LET POS=-5
 460 GOSUB 1000
 470 LET A$="METEOSAT"
 480 LET POS=0
 490 GOSUB 1000
 500 LET A$="SYMPHONIE"
 510 LET POS=11.5
 520 GOSUB 1000
 530 LET A$="INTELSAT"
 540 LET POS=18.5
 550 GOSUB 1000
 560 LET POS=21.5
 570 GOSUB 1000
 580 LET POS=24.5
 590 GOSUB 1000
 600 LET POS=27.5
 610 GOSUB 1000
 620 LET POS=34.5
 630 GOSUB 1000
 640 LET A$="WESTAR"
 650 LET POS=79
 660 GOSUB 1000
 999 STOP
1000 PRINT A$;
1010 LET K=PI/180
1020 LET LAR=LADEG*K
1030 LET LOR=LODEG*K
1040 LET POS=POS*K
1050 LET D=LOR-POS
1060 LET X=PI+ATN (TAN D/SIN LAR
)
1080 LET E=ACS (COS D*COS LAR)
1090 LET Y=ATN ((COS E-.151269) *
SIN E)
1100 LET X=(INT (10*X/K))/10
1110 LET Y=(INT (10*Y/K))/10
1120 PRINT TAB 10;"* ";X;" D";
1130 PRINT TAB 19;"* ";Y;" DEGRE
S"
1140 PRINT "----------*--------*
------------"
1150 RETURN
1160 REM COPYRIGHT 1983
```

Le programme complet

```
SATELLITE * AZIMUT * ELEVATION
          *        *
**********************************
          *        *
INTELSAT  * 244.5 D* 12.1 DEGRES
----------*--------*------------
GORIZONT  * 238.3 D* 16.3 DEGRES
----------*--------*------------
RADUGA    * 220.4 D* 25.8 DEGRES
----------*--------*------------
OTS       * 183.5 D* 33.8 DEGRES
----------*--------*------------
METEOSAT  * 176.9 D* 33.9 DEGRES
----------*--------*------------
SYMPHONIE * 161.8 D* 32.3 DEGRES
----------*--------*------------
INTELSAT  * 153.1 D* 30.4 DEGRES
----------*--------*------------
INTELSAT  * 149.5 D* 29.4 DEGRES
----------*--------*------------
INTELSAT  * 146 D  * 28.3 DEGRES
----------*--------*------------
INTELSAT  * 142.7 D* 27 DEGRES
----------*--------*------------
INTELSAT  * 135.1 D* 23.8 DEGRES
----------*--------*------------
WESTAR    * 96.5 D * -3 DEGRES
----------*--------*------------


PARIS
```

```
SATELLITE * AZIMUT * ELEVATION
          *        *
**********************************
          *        *
INTELSAT  * 243.5 D* 11 DEGRES
----------*--------*------------
GORIZONT  * 237.1 D* 14.9 DEGRES
----------*--------*------------
RADUGA    * 219.1 D* 23.7 DEGRES
----------*--------*------------
OTS       * 183.1 D* 31 DEGRES
----------*--------*------------
METEOSAT  * 176.8 D* 31 DEGRES
----------*--------*------------
SYMPHONIE * 162.3 D* 29.6 DEGRES
----------*--------*------------
INTELSAT  * 153.8 D* 27.8 DEGRES
----------*--------*------------
INTELSAT  * 150.3 D* 26.9 DEGRES
----------*--------*------------
INTELSAT  * 146.9 D* 25.8 DEGRES
----------*--------*------------
INTELSAT  * 143.5 D* 24.7 DEGRES
----------*--------*------------
INTELSAT  * 136 D  * 21.7 DEGRES
----------*--------*------------
WESTAR    * 96.6 D * -3.5 DEGRES
----------*--------*------------


BRISTOL
```

Deux exemples de déterminations.

Energie

La force électrofaible

L'héritage du XXe siècle en physique

Nous sommes au seuil d'une nouvelle ère en physique présentant un parallélisme curieux avec le développement de la théorie électromagnétique classique de Maxwell, au XIXe siècle, confirmée ultérieurement il y a cent ans par la découverte due à Heinrich Hertz du rayonnement électromagnétique. Tel est le message transmis au cours du séminaire historique sur la physique de collision proton-antiproton, qui s'est tenu à Rome du 12 au 14 janvier 1983.

Le *Courrier du CERN* de mars 1983, qui rapporte ces propos, poursuit : Maxwell avait réussi à regrouper les descriptions des forces électriques et magnétiques, considérées jusqu'alors comme ayant des origines différentes. L'héritage que le XXe siècle semble maintenant prêt à laisser à la physique correspondra à une synthèse analogue de la force électromagnétique et de la force nucléaire faible. Les travaux de nombreux théoriciens, couronnés par les contributions dues à Abdus Salam, Steven Weinberg et Sheldon Glashow, ont conduit à la formulation d'une théorie « électrofaible » combinée qui relie d'une part des phénomènes familiers dans les domaines de la chaleur, de la lumière, de l'électricité, du magnétisme et d'autre part, le monde relativement moins bien connu de la désintégration nucléaire radioactive. Nous allons examiner plus en détail le contenu de ce message.

Les phénomènes qui nous sont familiers font intervenir les *atomes*, longtemps considérés comme composants ultimes. Il a fallu ensuite distinguer le *noyau* de ces atomes, caché parmi les *électrons*, puis les particules qui composent ce noyau : les *protons* et les *neutrons* qui constituent la catégorie des *nucléons*. Les physiciens savent depuis, que ces particules, qu'ils avaient crues élémentaires, sont en fait constituées d'objets beaucoup plus petits, les *quarks*.

Quatre types de forces...

Ce changement d'échelle nous conduit vers l'infiniment petit, nécessitant des énergies de plus en plus élevées. Tous les phénomènes observés dans le monde qui nous entoure peuvent être interprétés à l'aide de quatre forces ou interactions fondamentales **(tableau I)** :

- La *force nucléaire*, ou *interaction forte*, est responsable de la cohésion des noyaux par son action entre les protons et les neutrons qui les constituent. Elle est intense mais de portée limitée au noyau.
- L'*interaction faible* est à l'origine de la radioactivité béta, c'est-à-dire des désintégrations des particules. Elle est faible et de portée quasiment nulle.

Force forte et interaction faible ont été identifiées dans les années 1930-1940.

- La *force électromagnétique* agit sur toutes les particules chargées électri-

quement. Cette force, bien connue depuis le XIXe siècle, est à l'origine de tous les phénomènes électriques. Elle est, en particulier, responsable des liaisons chimiques.

Elle est faible, mais de portée très grande (courant électrique, éclairs, magnétisme terrestre...).

● La *gravitation*, aussi appelée attraction universelle, est une force connue depuis Newton (la pomme !) et a une intensité extrêmement faible, mais une portée quasiment infinie. Elle régit le mouvement des astres et la pesanteur.

... et beaucoup de particules

En fait il faut distinguer deux sortes de particules : d'une part celles qui représentent les particules élémentaires et que l'on peut classer en deux groupes, les hadrons et les leptons ; d'autre part, celles qui sont associées à chaque type de force et que l'on appelle les quanta du champ de force.

Rappelons brièvement comment se classent les particules élémentaires **(tableau II)**. Les *hadrons* sont des particules soumises à la force nucléaire. Ils comprennent le proton, le neutron, les mésons π, K... Le nombre des hadrons observés dépasse aujourd'hui la centaine.

Les physiciens estiment que les hadrons sont eux-mêmes des assemblages d'entités plus fondamentales appelées *quarks*. Cinq quarks différents suffisent aujourd'hui pour expliquer le grand nombre des hadrons connus. Toutefois, les théories récentes prédisent l'existence d'un sixième quark. De nouveaux hadrons contenant ce sixième quark sont donc activement recherchés.

Les particules appelées *leptons* ne subissent pas la force nucléaire. On n'en connait que six : l'*électron*, le *muon* et le *tau* (deux cousins plus lourds de l'électron) et les trois *neutrinos* associés.

De cet ensemble de particules, on peut d'ores et déjà amorcer une classification sous la forme d'un système périodique **(tableau III)**.

Les quanta du champ de force

A chaque type de force est associée une ou plusieurs particules d'un type différent des précédentes, appelées *Quanta* du champ de force. Une interaction ou force, entre deux particules hadrons ou leptons, apparaît comme un échange de quanta entre elles. En d'autres termes, les quanta sont les vecteurs qui véhiculent la force.

Les quanta de la *force électromagnétique* sont les *photons*, ou grains de lumière, bien connus en optique.

Les quanta de l'*interaction forte* sont les *mésons* – qui sont des hadrons. On en connaît de nombreux. C'est au sein des hadrons que les quarks interagissent entre eux par des quanta nommés *gluons*. A cette échelle l'interaction est dénommée *chromodynamique quantique*. Les propriétés de cette interaction sont telles qu'on ne peut pas observer de quark ou de gluon isolé. Seuls peuvent être observés les assemblages que constituent les hadrons.

Les quanta de l'*interaction faible* sont appelés *bosons intermédiaires* et sont notés W^{+}, W^{-}, Z^{0}. Ce sont eux qui ont fait l'objet des expériences UA 1 et UA 2 (Underground Area 1 et 2) réalisées au Super Synchrotron à Protons du CERN. Ces expériences ont permis d'obtenir un groupe d'événements suggérant la production de porteurs (bosons) de la force faible.

Enfin, les quanta de la *gravitation* sont appelés *gravitons*. Bien qu'activement recherchés, ils n'ont pas encore été détectés.

Vers une force fondamentale unique

Le but ultime de la physique des hautes énergies est de rendre compte des diverses interactions qui s'exercent entre les particules en faisant appel à une seule force fondamentale. Le premier pas dans cette direction a été fait au CERN en 1973 par un groupe international animé par André Lagarrigue. Il s'agissait de la découverte des « courants neutres » qui ouvraient la voie à l'unification des forces électromagnétique et faible. La théorie électrofaible due à Weinberg, Salam et Glashow, n'a jamais été mise en défaut par l'expérience. Deux résultats ont fourni une confirmation en mesurant, directement dans des régions différentes de l'espace-temps, le terme d'interférence entre interactions faible et électromagnétique. Ils proviennent respectivement d'une expérience utilisant le faisceau intense de « muons » de haute énergie du CERN et de mesures effectuées auprès de l'anneau de collisions électron-positon PETRA de Hambourg.

Il restait cependant à observer le « boson intermédiaire », pierre angulaire de l'édifice de Weinberg-Salam-Glashow. Pour produire cet objet très lourd (cent fois la masse du proton), il a fallu mettre en œuvre des énergies considérables, produites pour la première fois dans le collisionneur proton-antiproton SPS du CERN. Pour cela il a fallu augmenter l'intensité des faisceaux. L'anneau de collision électron-positon LEP (voir EA n° 25), dont la construction est engagée au CERN, permettra une étude plus détaillée du boson intermédiaire neutre (Z^{0}) à partir de 1987.

Du point de vue théorique, la synthèse du modèle électrofaible et de la « chromodynamique quantique », qui décrit les interactions fortes est actuellement en vue. Cette « grande unification » ne se manifesterait de façon directe qu'à des énergies considérables, très supérieures à ce qu'il est concevable d'atteindre actuellement ; toutefois ces énergies ont existé aux premiers instants de l'univers, d'où le lien étroit entre les théories unitaires de la physique des particules et le modèle du « big bang » qui décrit la création de l'univers.

Deux conséquences vérifiables de la grande unification sont l'existence de « monopôles magnétiques » et l'« instabilité du nucléon ». On ne saurait exagérer l'importance de la mise en évidence éventuelle d'un de ces phénomènes, actuellement activement recherchés :

● Le « monopôle magnétique » de la grande unification est un être bizarre ; une telle particule pèse aussi lourd q'une bactérie, elle est capable de percer une feuille de plastique si elle est suffisamment rapide. Ces reliques des premiers instants de l'univers sont cependant très rares, d'où la difficulté de les observer. Le passage d'un de ces monopoles aurait été enregistré à Stanford (USA) ; d'autres expériences sont en préparation.

● L'instabilité du nucléon, c'est-à-dire une très légère instabilité de toute matière, justifierait du fait fondamental que l'univers est fait de matière (et non d'un mélange en parties égales de matière et d'anti-matière). Cependant cette instabilité est si faible qu'on ne s'attend à observer que quelques désintégrations par an et par milliers de tonnes de matière. Plusieurs groupes français préparent une expérience très sensible dans un laboratoire souterrain, creusé au milieu du tunnel de Fréjus pour se protéger contre le

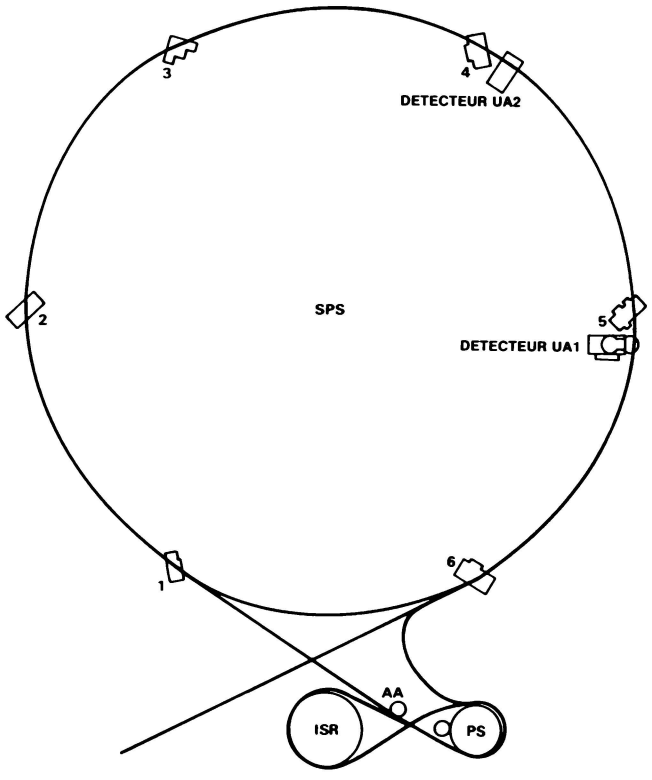


Fig. 1. – L'ensemble des dispositifs de collision protons-antiprotons du CERN (SPS : Super Synchrotron à Protons – PS : Synchrotron à Protons – ISR : Anneaux de stockage à intersections – AA : Accumulateur d'Antiprotons).

rayonnement cosmique. D'autres expériences vont démarrer dans le tunnel du Mont-Blanc et aux Etats-Unis. Des premiers événements ont déjà été obtenus en Inde et aux Etats-Unis.

C'est ainsi que des physiciens, poursuivant leur démarche unificatrice abandonnent leurs accélérateurs, totalement hors d'état de fournir des énergies comparables à celles de l'univers à ses débuts. Ils sondent la matière pour découvrir les échos très affaiblis de ce feu d'artifice que fut l'explosion initiale de l'univers.

Le projet antiprotons

Pour revenir aux expériences de collisions protons-antiprotons réalisées au CERN, il est bon de faire un petit rappel à propos du *projet antiprotons*. Pour les lecteurs intéressés par le synchrotron à protons (PS), le Super Synchrotron à protons (SPS) et les anneaux de stockage à Intersections (ISR) du CERN, nous les renvoyons à EA n° 14, 16, 17 et 18. En revanche, la collision matière/antimatière à très haute énergie a nécessité la mise au point de techniques particulières, fruit des travaux de ces toutes dernières années. D'abord création d'antimatière (antiprotons) refroidissement du faisceau d'antiprotons et accumulation de ces antiparticules **(fig. 1)**.

Les protons, qu'il est facile d'obtenir en dépouillant l'atome d'hydrogène de son électron, sont des particules extrêmement stables. Les antiprotons sont la contrepartie en antimatière des protons : s'ils ont la même masse, leurs propriétés (comme la charge électrique) sont l'inverse de celles des protons. Il n'y a pas d'antiprotons dans notre environnement immédiat mais il en existe peut-être ailleurs dans l'univers, dans un monde constitué d'antimatière. Ces particules doivent être créées artificiellement dans les accélérateurs.

Les antiprotons sont obtenus en bombardant une cible, par exemple un bloc de métal, avec des protons de haute énergie. L'énergie dégagée par les collisions dans la cible peut être convertie sous forme de masse et donner naissance ainsi à des antiprotons et à un grand nombre d'autres types de particules. Des champs magnétiques séparent les antiprotons, qui peuvent ensuite être accélérés et stockés comme les protons **(fig. 2)**.

Jusqu'à une date récente, il n'était pas possible de recueillir, sous forme de faisceau, suffisamment d'antiprotons pour produire sur une période relativement courte, un nombre de collisions suffisant pour permettre l'observation scientifique. Ce fut l'invention au CERN d'une technique appelée « refroidissement de faisceau » qui permit de constituer des faisceaux intenses d'antiprotons. Cette technique est appliquée dans un petit anneau appelé Accumulateur d'antiprotons (AA). Voyons en quoi consiste cette technique de refroidissement.

Le refroidissement de faisceau

L'expérimentateur qui travaille avec des faisceaux de particules en collision souhaite observer un maximum de collisions par seconde, pour pouvoir recueillir des informations sur un grand nombre d'interactions dans un délai raisonnable et observer peut-être certaines interactions plus rares. (Le paramètre des faisceaux en collision qui définit le taux de collisions est appelé « luminosité » ; le physicien souhaite disposer d'une luminosité aussi élevée que possible).

Pour obtenir une luminosité élevée, il faut rassembler un grand nombre de particules dans chacun des faisceaux en collision et comprimer les faisceaux de manière que les particules soient regroupées avec une densité

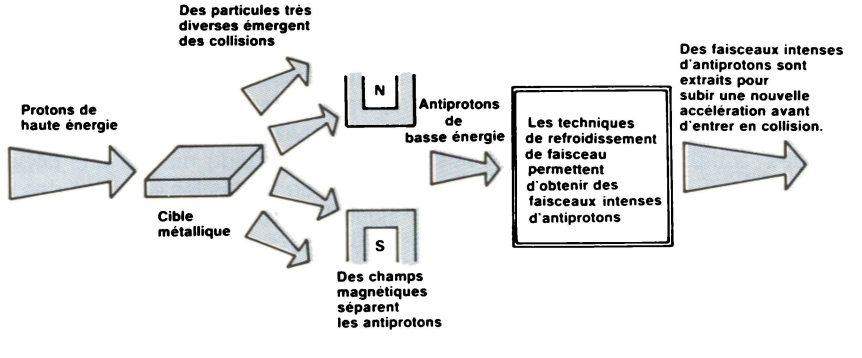


Fig. 2.

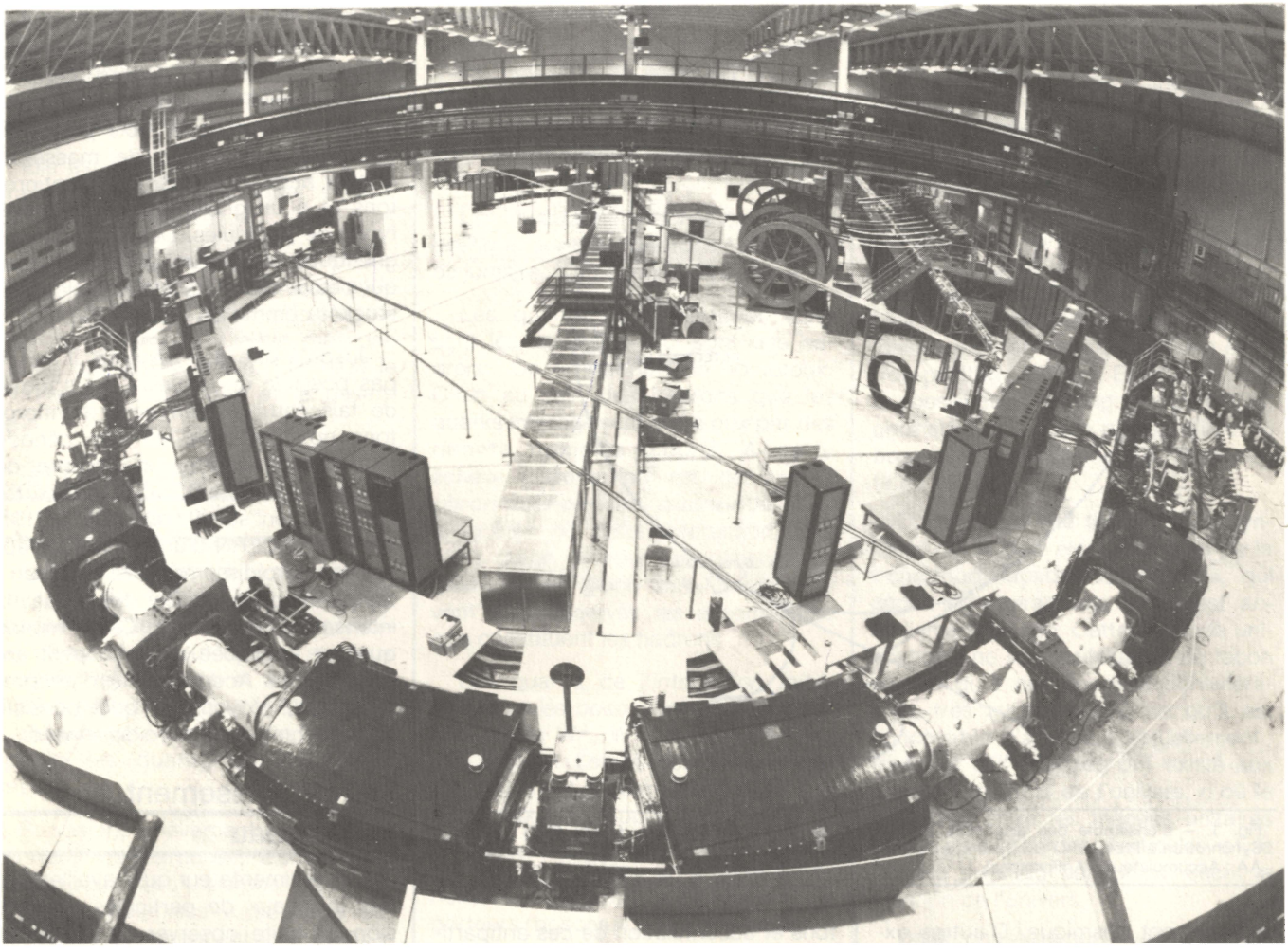
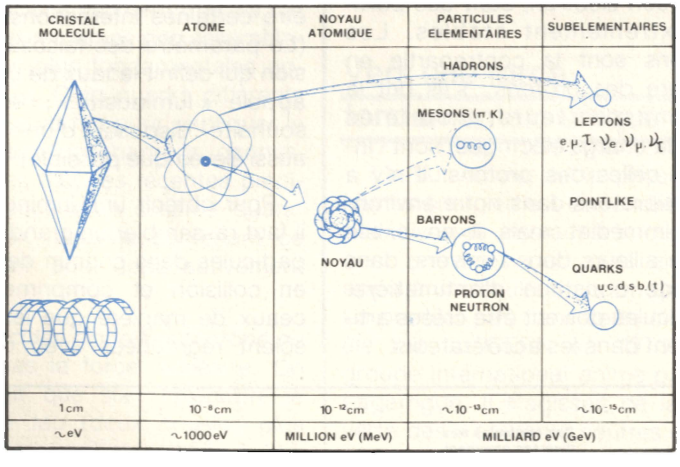


Fig. 3 – Le stockage d'antiprotons pour créer un faisceau de densité élevée convenant pour l'accélération et les collisions est réalisé dans cet accumulateur d'antiprotons (doc. CERN).



élevée lorsque les faisceaux se croisent. C'est l'invention du « refroidissement de faisceau » qui a permis d'utiliser des antiprotons dans de tels faisceaux.

Cette technique doit son nom à la relation qui unit la température et l'énergie des particules : plus la température d'un corps est élevée, plus grandes sont les énergies des particules. Cependant, la notion de refroidissement de faisceau ne se réfère pas à un processus dans lequel toutes les énergies des particules du faisceau sont réduites (de manière à obtenir un faisceau refroidi) mais à une concentration de toutes les énergies des particules autour d'une valeur particulière. C'est la variation des énergies par rapport à cette valeur qui est « refroidie ».

Les antiprotons sont produits dans la collision de protons sur une cible avec des taux relativement faibles ; il faut ordinairement environ un million de protons pour produire un seul antiproton. De plus, les antiprotons peuvent émerger avec des impulsions (la masse multipliée par la vitesse) très diverses, alors que les systèmes magnétiques d'une ligne de transfert de faisceau, d'un accélérateur ou d'un anneau de stockage sont conçus pour prendre en charge des particules d'une impulsion déterminée (en fait, ils peuvent s'accommoder de légères variations par rapport à la valeur nominale). Comme des particules d'impulsions différentes sont déviées sur des orbites de rayons différents dans un champ magnétique, seuls les antiprotons dont l'impulsion est égale ou très proche de la valeur nominale seront guidés par les aimants et conservés dans le faisceau. Les autres se disperseront dans les parois de la chambre à vide où circule le faisceau.

L'invention du refroidissement de faisceau permet de concentrer autour d'une impulsion particulière un faisceau d'antiprotons caractérisé initialement par une gamme d'impulsions très étendue et de constituer ainsi un

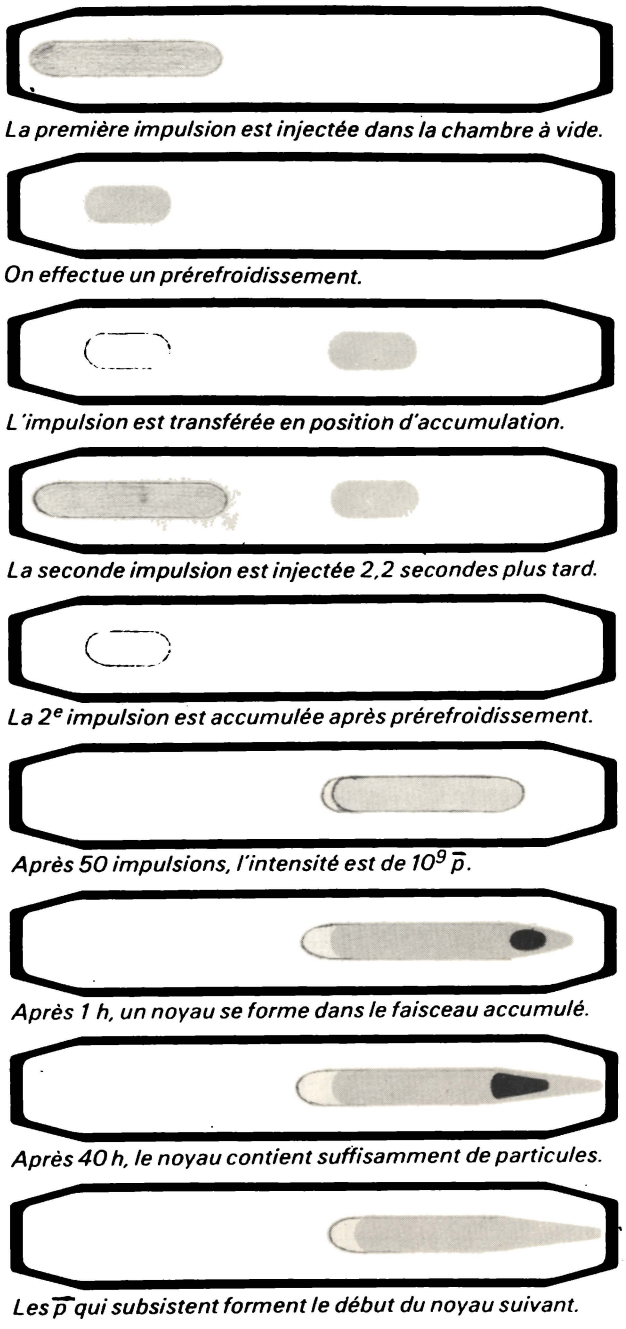


Fig. 4. – Schémas résumant les opérations d'accumulation et de refroidissement dans l'accumulateur d'antiprotons (doc. CERN).

faisceau dense qui sera pris en charge par des systèmes magnétiques.

En 1966, à l'Institut d'études nucléaires de Novossibirsk, en Union soviétique, on avait proposé une technique de refroidissement conçue spécialement pour obtenir des faisceaux intenses d'antiprotons en vue d'expériences de collisions de faisceaux. Cette technique comporte l'utilisation d'un faisceau d'électrons se déplaçant le long du faisceau d'antiprotons à la même vitesse. Le faisceau d'électrons, bien plus facile à contrôler, se compose de particules ayant exactement l'impulsion recherchée. Lors des collisions avec les électrons qui se produisent dans les faisceaux combinés, les antiprotons transfèrent de l'impulsion aux électrons de telle manière que les impulsions de ces antiprotons soient conventrées autour de la valeur souhaitée.

Cette idée du « refroidissement par électrons », essayée avec succès à Novossibirsk en 1975, fut reprise par la suite au CERN et au Laboratoire Fermi (Etats-Unis). Au CERN cependant, une méthode différente, appelée « refroidissement stochastique » et inventée en 1968, s'est révélée mieux adaptée au projet antiproton de ce laboratoire. Le développement du refroidissement par électrons n'a donc pas été poursuivie au CERN.

Le mot « stochastique » signifie aléatoire : le refroidissement stochastique opère en diminuant le mouvement aléatoire des particules d'un faisceau pour qu'elles se concentrent autour de la valeur recherchée. Il avait été inventé initialement pour améliorer la densité (et par conséquent la luminosité) des faisceaux dans les ISR du CERN.

La distribution des particules dans une section du faisceau est observée dans des « stations de détection » sur l'anneau et permet de calculer le centre de gravité de la densité du faisceau. Lorsqu'elle continue à circuler dans l'anneau, la même section du faisceau est soumise à un champ électrique qui déplace le centre de gravité mesuré pour le rapprocher de la valeur souhaitée. Du fait de la distribution aléatoire des particules dans le faisceau, ce déplacement agit défavorablement sur certaines d'entre elles en les éloignant davantage de la valeur souhaitée, mais favorablement sur la majorité. En répétant l'opération plusieurs millions de fois, on refroidit progressivement le faisceau et on obtient l'effet recherché.

Cette technique fut démontrée pour la première fois avec succès aux ISR en 1975. On décida alors de construire un petit anneau de stockage, appelé ICE (Initial Cooling Experiment : expérience initiale de refroidissement) et destiné spécialement à l'étude des refroidissements stochastiques et par électrons. Les résultats obtenus avec ICE, en particulier dans le domaine du refroidissement stochastique, furent spectaculaires et, en 1978, le CERN était à même de donner le feu vert à son projet antiproton. On était, en effet, persuadé d'obtenir, pour la première fois, des faisceaux d'antiprotons d'une intensité et d'une densité capables de permettre des expériences avec des faisceaux de protons et d'antiprotons en collision.

Les expériences avec ICE ont confirmé autre chose. Selon les lois actuelles de la physique, les antiprotons seraient aussi stables que les protons, qui ont une durée de vie de 10^{30} ans (à moins qu'ils ne soient éternels). Il n'avait cependant jamais été possible de vérifier la stabilité des antiprotons avant qu'on les eût stockés pendant de nombreuses heures. Les expériences ICE ont établi que la durée de vie de ces particules était

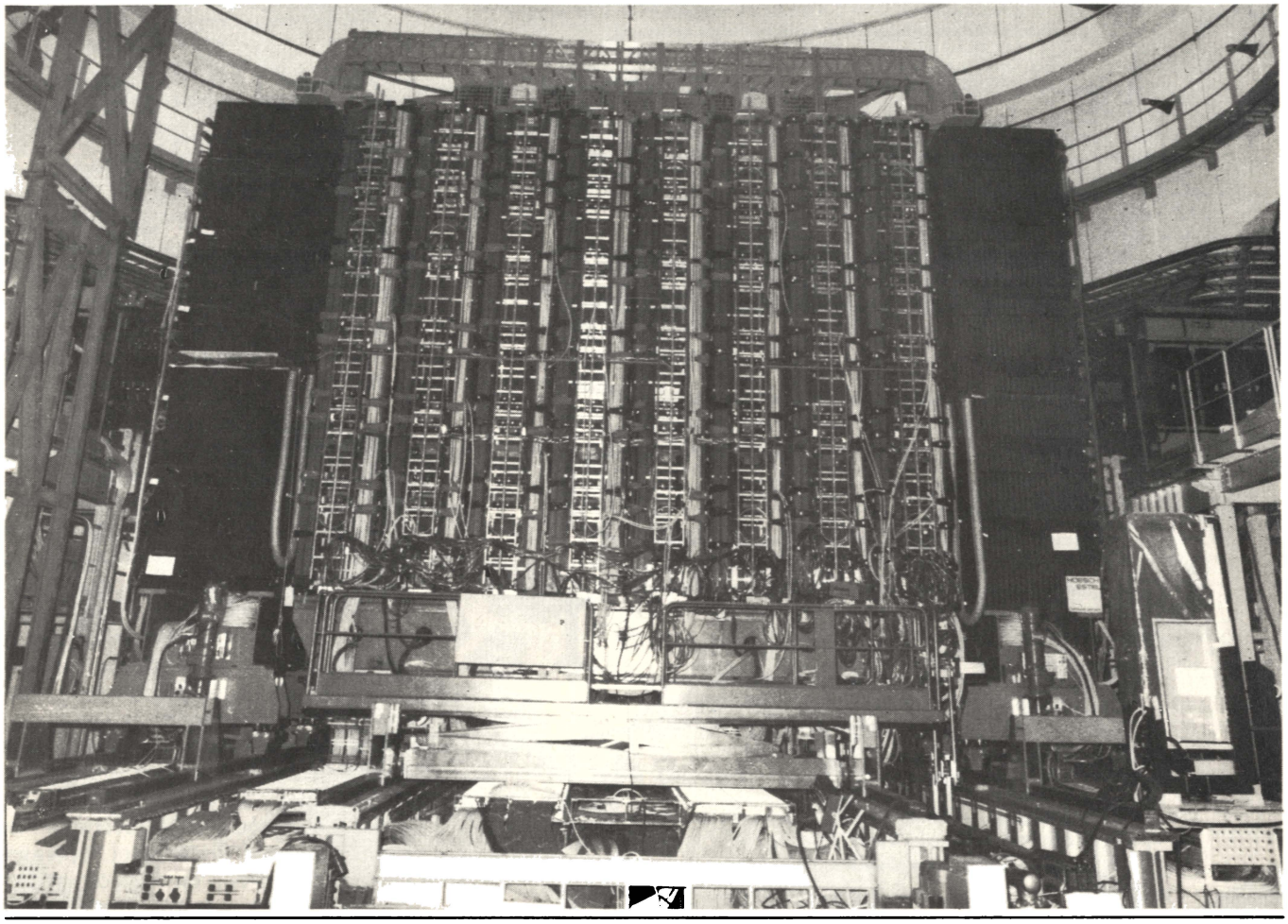


Fig. 5. – Le détecteur UA-I en cours d'assemblage. Cet appareillage, de plus de 2 000 tonnes, est déplacé sur rails jusqu'à son emplacement final (doc. CERN).

	QUARKS			LEPTONS			
ELECTRIC CHARGE	FORCE NUCLEAIRE FORTE			AUCUNE FORCE NUCLEAIRE FORTE			ELECTRIC CHARGE
$+2/3$	u	c	t ?	ν_e	ν_μ	ν_τ	0
	UP	CHARME	VERITE	ELECTRON-NEUTRINO	MUON-NEUTRINO	TAU-NEUTRINO	
$-1/3$	d	s	b	e^-	μ^-	τ^-	-1
	DOWN	ETRANGETE	BEAUTE	ELECTRON	MUON	TAU	

Tableau 2. – Le système périodique des particules élémentaires.

suffisamment longue pour que le projet antiproton soit réalisable.

Le rôle de l'accumulateur d'antiprotons

L'élément central du projet antiproton est l'accumulateur d'antiprotons (AA) – **figure 3** – où la technique de refroidissement de faisceau est appliquée pour constituer des faisceaux d'antiprotons dont les intensités sont plusieurs dizaines de milliers de fois supérieures aux chiffres obtenus auparavant. L'accumulation des antiprotons s'effectue de la manière suivante.

Des protons sont tout d'abord accélérés dans le synchrotron à protons (PS). Au lieu d'être distribués régulièrement sous la forme de vingt paquets autour de l'anneau du PS, comme dans le cycle d'accélération « normal », ils sont regroupés en cinq paquets occupant un quart de l'anneau. Du fait de la réduction de sa « longueur », ce faisceau de protons va produire, en heurtant une cible, un faisceau d'antiprotons dont la longueur remplit toute la circonférence de l'anneau AA, qui est le quart de celle du PS.

Lorsque les protons ont atteint au PS l'énergie de 26 GeV, ils frappent une cible placée en amont de l'anneau AA. Dans l'éventail des particules secondaires produites, un système de focalisation sélectionne des antiprotons d'une énergie d'environ 3,5 GeV qui sont injectés dans AA. Cette énergie donne un taux maximum de production d'antiprotons par la cible. Pour chaque impulsion de dix millions de millions (10^{13}) de protons sur la cible, environ vingt-cinq millions (2×10^7) d'antiprotons sont injectés dans l'anneau ; en d'autres termes, pour chaque million de protons projetés sur la cible, on ne recueille que deux antiprotons. Ces impulsions se répètent toutes les 2,4 s.

Comme l'anneau AA doit fournir des faisceaux contenant 6×10^{11} particules, quelque 30 000 impulsions du PS (soit environ une journée complète d'exploitation de la machine) sont nécessaires pour produire tous ces antiprotons.

Les schémas **figure 4** résument les opérations d'accumulation et de refroidissement dans AA. La ligne exté-

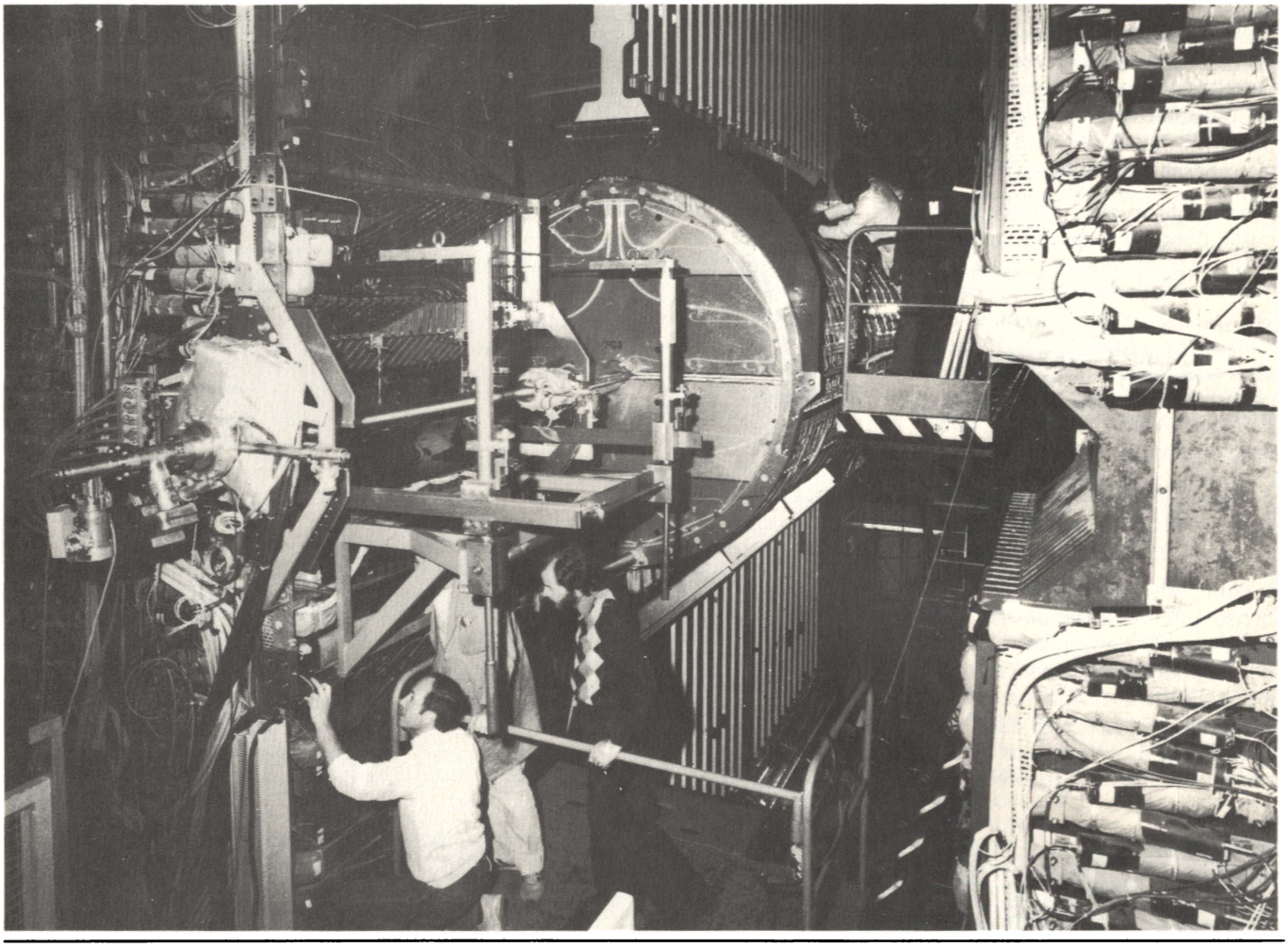
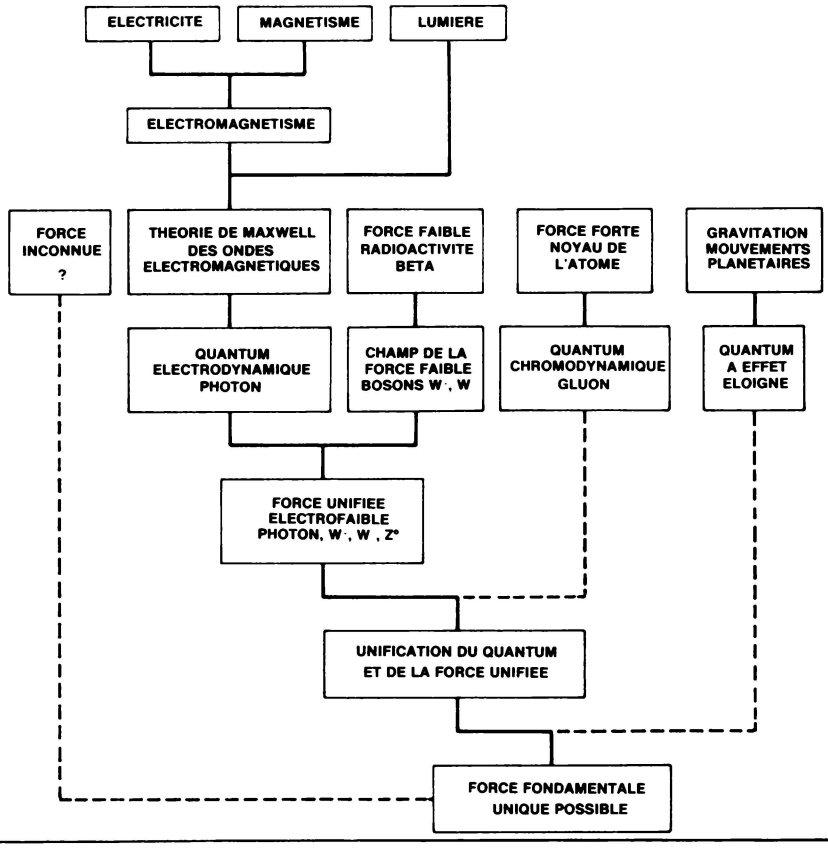


Fig. 6. – Le mince tube à vide (horizontal) dans lequel protons et antiprotons entrent en collisions est vu ici à l'entrée du détecteur central de l'expérience UA-I (doc. CERN).



rieure noire représente une coupe de la chambre à vide de l'anneau. Cette chambre possède des dimensions inhabituelles (70 cm de large), espace permettant toutes les manœuvres requises. Elle est maintenue sous un vide poussé (10^{-10} torr) afin de réduire au minimum les pertes d'antiprotons dans les collisions avec les molécules de gaz résiduel.

La première impulsion est injectée dans l'anneau et déviée par des « aimants de déflexion rapides », de telle sorte que les antiprotons circulent sur une orbite extérieure dans l'enceinte à vide. Pendant l'injection, cette zone est séparée du reste de la chambre par un obturateur en métal à commande mécanique. Ce dispositif protège les antiprotons stockés par la suite dans le corps principal de la chambre contre les champs magnétiques des aimants de déflexion rapide et permet de refroidir le faisceau injecté de faible densité, sans qu'il soit détérioré par les signaux bien plus

Tableau 3. – Unification des forces fondamentales de la nature.

puissants émis par le faisceau de haute densité. La première impulsion injectée (environ vingt millions d'antiprotons) est surveillée par des stations de détection et d'autres aimants de déflexion rapide agissent sur elle pour refroidir les antiprotons.

L'impulsion subit un prérefroidissement pendant deux secondes qui a pour effet de réduire d'un facteur dix le mouvement aléatoire des particules. On abaisse alors l'obturateur et, sous l'action de champs magnétiques, on transfère dans le corps principal de la chambre (en position de stockage) les antiprotons ayant subi ce premier refroidissement.

Puis l'obturateur est levé à nouveau et l'on injecte la seconde impulsion qui recevra le même traitement.

Pendant que se déroule cette suite d'opérations d'injection, de prérefroidissement et de transfert à la position de stockage, on refroidit l'ensemble stocké. L'objectif final est de concentrer encore le faisceau dans une proportion cent millions de fois supérieure. Lorsque cinquante impulsions ont été stockées, deux minutes environ après le début de l'injection, le faisceau ainsi accumulé comporte environ 10^9 antiprotons qui sont progressivement refroidis.

Après environ une heure et 1 500 impulsions injectées, lorsque le paquet accumulé en orbite comporte environ 3×10^{10} antiprotons, on commence à observer une nette concentration à la valeur que doit permettre d'atteindre le refroidissement. A l'intérieur du paquet, un noyau se forme près de la partie centrale de la chambre à vide.

Après quarante heures et 60 000 injections d'impulsions, le faisceau stocké en orbite comprend plusieurs millions de millions (10^{12}) d'antiprotons. Après ces nombreuses heures de refroidissement, la majorité (6×10^{11}) des antiprotons est concentrée dans le noyau ; on applique alors des champs magnétiques pour extraire ce noyau et fournir un faisceau intense d'antiprotons pour les expériences de collisions.

Un résidu (quelque 4×10^{11} antiprotons) reste stocké dans l'anneau AA pour former le début du noyau suivant. L'injection des impulsions d'antiprotons se poursuit de manière qu'après 24 heures un autre noyau de 6×10^{11} antiprotons refroidis soit prêt pour l'éjection.

La détection des bosons

Les collisions protons/antiprotons se réalisent dans des « cathédrales » souterraines, excavées en deux points de l'anneau du SPS, à une profondeur d'environ 35 mètres. Chaque hall contient un ensemble expérimental conçu en vue de la détection de la signature des bosons W ou du boson neutre Z° lorsqu'ils se matérialisent.

● *La première expérience, appelée UA-1* (Underground Area 1) a été réalisée par une collaboration regroupant 126 physiciens venant de 13 laboratoires. L'appareil construit par ce groupe, et installé sur le collisionneur, pèse quelque 2 000 t. Il peut être roulé dans un « garage » lorsqu'il n'est pas en service sur les faisceaux en collisions. Le système comprend un

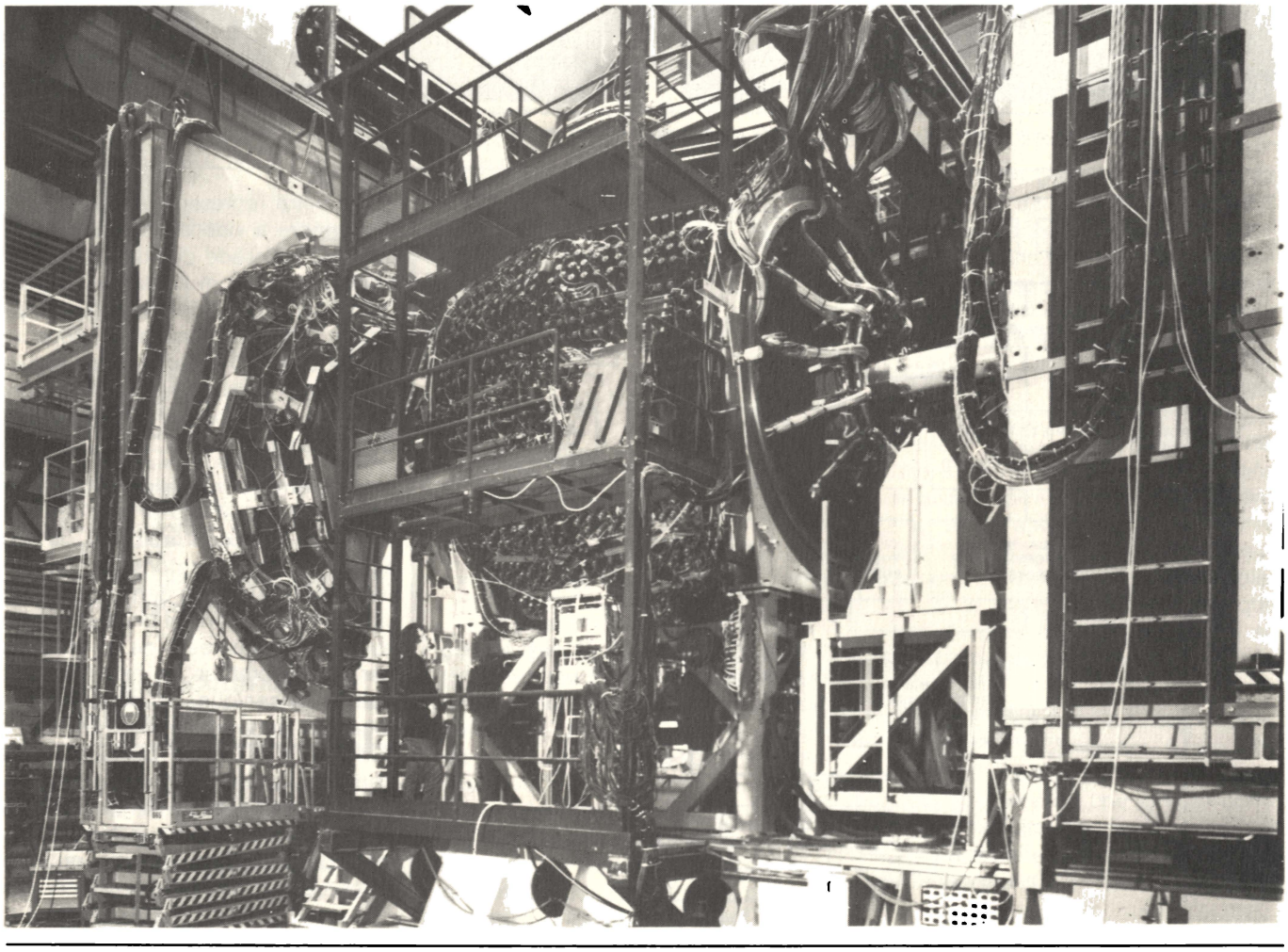


Fig. 7. – Installation de scintillateurs et de chambres à fils utilisés comme détecteurs dans l'appareillage de l'expérience UA-2 assemblé en vue de l'identification des bosons intermédiaires (weakons) après leur désintégration (doc. CERN).

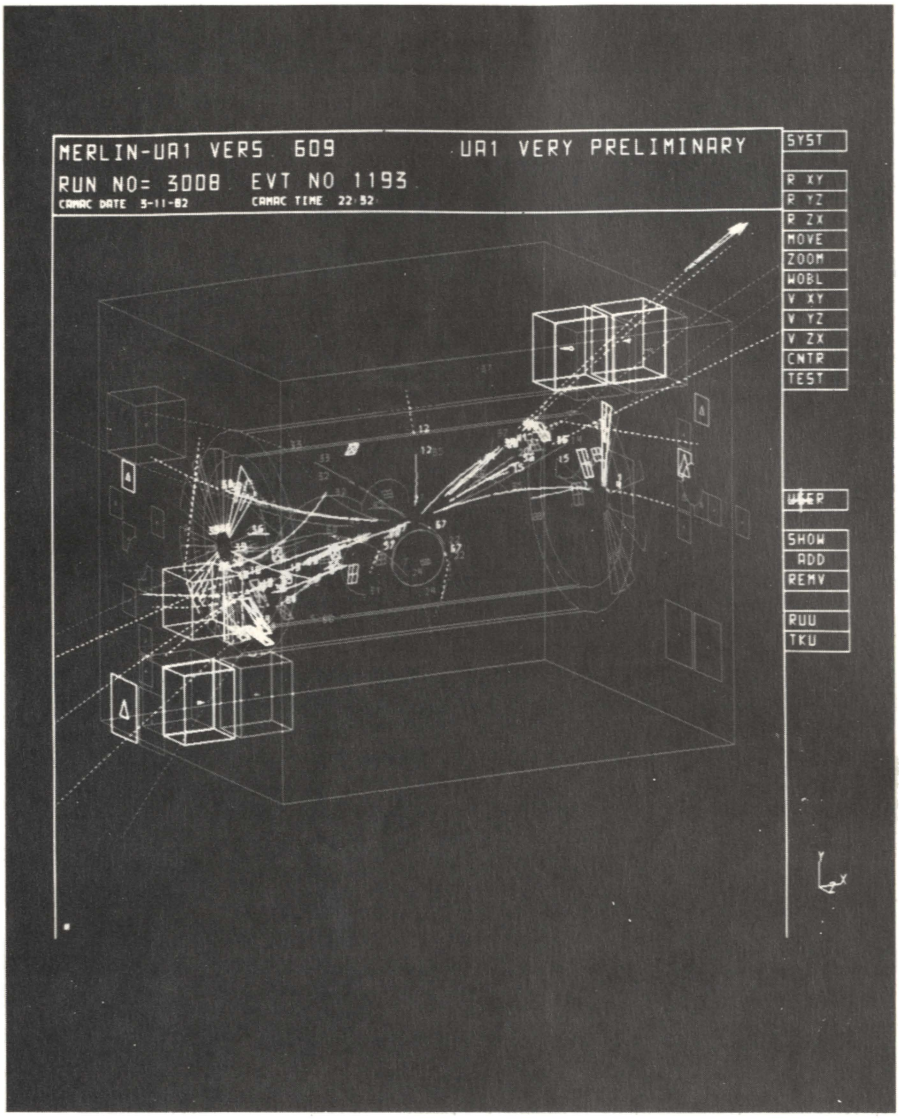


Fig. 8. – Reconstruction tridimensionnelle par ordinateur d'un événement type enregistré par l'expérience UA-I, suite à une collision de protons et d'antiprotons à 270 GeV chacun.

aimant de 800 t créant un champ de 7 000 gauss dans un volume de 85 m³ entourant la zone de collisions. Il s'agit d'un dispositif polyvalent, capable de détecter de nombreux types de particules dans toutes les directions **(fig. 5 et 6).**

● *La seconde expérience, UA-2,* a regroupé 51 physiciens originaires de 6 laboratoires européens. Elle a été conçue spécifiquement pour la recherche du boson. Bien que l'appareillage soit aussi spectaculaire que celui de UA-1, il est de conception plus simple : par exemple, il n'a pas de grand aimant entourant les détecteurs. Le dispositif UA-2, pesant quelque 200 t, peut être déplacé sur coussins d'air à partir de sa position pour la saisie des données sur le collisionneur **(fig. 7).**

L'*analyse des événements observés* représente une autre étape dans la chaîne d'identification. Ce processus fait appel aux grandes installations de calcul électronique du CERN et les laboratoires participants y contribuent. Environ un million d'événements susceptibles de révéler le boson ont été enregistrés au cours d'une période d'exploitation du collisionneur qui s'est déroulée 24 heures par jour pendant les trois derniers mois de 1982.

Un boson a, d'après la théorie, une durée de vie très courte : environ 10^{-20} s. Heureusement cette fulgurante désintégration laisse une signature révélatrice sous forme de produits de désintégration plus facile à identifier, émis sous un grand angle par rapport à l'axe de la collision.

Dans le cas du boson neutre Z^o, ces produits seraient constitués par une *paire de leptons,* soit des électrons, soit des muons qui sont des « cousins » lourds des électrons. Dans le cas des bosons W^+ ou W^- chargés, les produits de désintégration prédits sont également une paire de leptons, mais il s'agit cette fois d'un électron et d'un neutrino. Selon les prévisions, les bosons W devraient se manifester environ 10 fois plus fréquemment que le boson neutre. Malheureusement la détection des bosons W est plus difficile, du fait que le neutrino ne laisse aucune trace dans les systèmes.

Les premiers indices de la présence du boson

L'information fournie par les traces enregistrées par l'électronique du détecteur central UA-1 (les traces visibles ont une excellente qualité « du type chambre à bulles ») et par les mesures d'énergie dans les calorimètres qui l'entouraient, révèle six exemples d'une particule isolée à énergie transverse élevée, qui est presque certainement un électron, apparaissant sur un fond plat de particules ayant une énergie beaucoup plus faible. La **figure 8** représente la reconstruction tridimensionnelle par ordinateur d'un événement de ce type.

L'analyse des données de l'expérience UA-2 révèle quatre exemples analogues, avec l'électron solitaire à grande énergie transverse se détachant au-dessus d'un paysage par ailleurs désert.

Dans les deux expériences, l'analyse du dépôt d'énergie montre que l'électron isolé à énergie transverse élevée qui émerge dans une direction, présente un déséquilibre d'énergie dans la direction opposée, sans autre particule visible. Cette énergie manquante suggère la présence d'un neutrino invisible provenant de la désintégration du boson W.

Aucun autre mécanisme (terre à terre ou basé sur un éventuel comportement nouveau non observé à des énergies plus basses) n'a pu être défini pour expliquer tous ces événements mystérieux. L'explication probable considère en conséquence que les signaux sont dus à la production et à la désintégration ultérieure du boson chargé W, conduisant à un électron et un neutrino. Le boson W pourrait posséder également d'autres modes de désintégration, dont les manifestations pourraient être décelées ultérieurement dans le même échantillon de données recueillies au cours de la période d'exploitation en 1982.

Jacques Trémolières

TOUT EN UN...

NOYAUX MAGNETIQUES POUR ALIMENTATION A DECOUPAGE

MAGNETICS
A Division of Spang Industries Inc.

FERRITES

- Transformateurs d'impulsions
- Selfs
- Filtres
- Transformateurs de sortie

TORES A RUBAN ET CIRCUITS COUPES

- Amplificateurs magnétiques
- Drivers
- Convertisseurs
- Selfs saturables

TORES EN POUDRE DE MOLYPERMALLOY

- Selfs de lissage
- Bobines Pupin
- Selfs à coefficient de qualité important
- Transformateurs avec composante continue importante

REPRESENTANT EXCLUSIF

BFi Electronique

9, RUE YVART, 75015 PARIS - 533.01.37 +

ADR. TELEGRAPHIQUE : BEFFI PARIS
TELEX : BEFFI PARIS 204425

Applications

Des circuits pour la commande des thyristors blocables

Le thyristor blocable est devenu crédible à la suite des produits récemment mis sur le marché par RTC. Le GTO (« Gate Turn Off »), bien que son principe ne date pas d'aujourd'hui, n'avait pas encore réussi à s'imposer, en raison de ses performances insuffisantes.

De construction similaire au thyristor classique, le GTO peut être bloqué par une impulsion négative envoyée sur la gâchette, dont la tension est comprise entre – 5 et – 10 V. Le circuit de commande devra donc comporter, outre le dispositif de mise en conduction, un circuit pouvant assurer le blocage du GTO.

Pour des applications données, le circuit de commande devra assurer ou non une isolation entre la charge et les dispositifs amont de commande. Par exemple, pour des applications grand public (alimentation à découpage pour téléviseur), l'isolation entre les circuits de commande et la charge n'est pas nécessaire.

En revanche, pour la commande de moteurs et pour des alimentations à découpage professionnelles, l'isolation est nécessaire.

La fréquence de commande des GTO peut être aussi élevée que 100 kHz, mais avec des rapports cycliques ne dépassant pas 50 %. Dans le cas de commande de moteur, les fréquences étant beaucoup plus faibles, quelques centaines de hertz, le rapport cyclique peut varier de 1 % à 99 %.

Circuits de commande non isolés

C'est bien évidemment le dispositif de blocage qui complique le circuit de commande du GTO. Deux procédés sont possibles, l'un par une commande de gâchette et l'autre par la commande simultanée de la cathode du thyristor.

Commande directe de gâchette

Le circuit, décrit à la **figure 1**, est destiné essentiellement aux applications de télévision : alimentation à découpage et circuits de déflexion.

Le GTO entre en conduction lorsque l'on applique une impulsion positive sur les bases des deux transistors T_1 et T_2. Le Darlington se bloque et le transistor T_1 se sature, alimentant en courant la gâchette du GTO à travers la résistance de 10 Ω et celle de 100 Ω. La résistance R_1 limite le courant initial car ce courant sert également à la charge du condensateur C_1.

La tension aux bornes du condensateur est déterminée par le courant et par le rapport des deux résistances R_1 et R_2, et ne dépasse pas 10 V. Lorsque le condensateur est chargé,

seul le courant de maintien de la conduction du thyristor est fourni par le transistor. Ce courant est de l'ordre de 150 mA.

Au front descendant du signal de commande, le Darlington T_2 se sature et le transistor T_1 se bloque. L'armature positive du condensateur se trouve alors connectée à la cathode du GTO, créant ainsi une tension négative entre gâchette et cathode. La capacité du condensateur est déterminée de telle sorte qu'après blocage, la tension à ses bornes soit encore de un à deux volts.

Dans ce circuit, la limitation du rapport cyclique est essentiellement due au temps de charge du condensateur à travers la résistance R_1 et le transistor T_1. Avec un GTO BTW58, ce circuit est capable de commander un courant crête de 6 A, avec une durée de montée pour la tension d'anode de 500 V/µs et une tension maximum de 1 500 V. Le temps de mise en conduction du GTO est au maximum de 5 µs. Le faible nombre de composants fait de ce dispositif un circuit à faible coût.

Commande par la cathode à l'aide d'un MOS de puissance

L'avantage d'un tel circuit est de pouvoir commuter des tensions importantes, 1 500 V, mais avec un circuit de commande simple qui ne comporte qu'un MOS de puissance et des portes en parallèle.

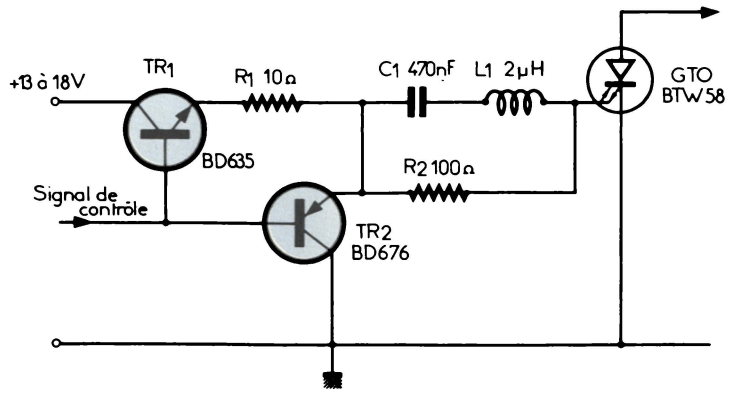


Fig. 1. – Circuit simple non isolé ; le blocage du GTO s'effectue par la décharge d'un condensateur.

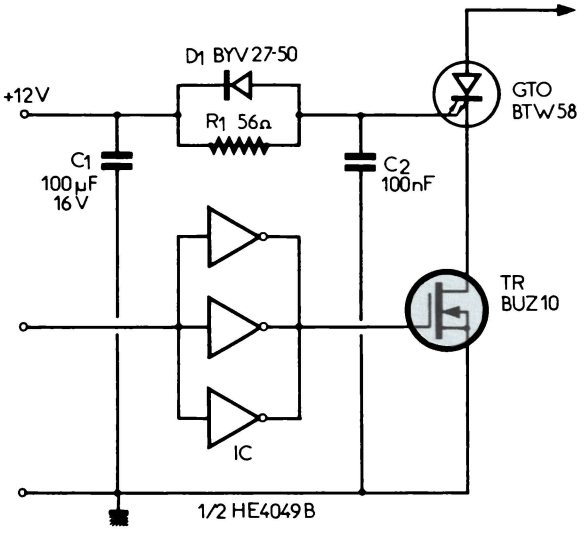


Fig. 2. – Circuit de commande par la cathode au moyen d'un MOS de puissance.

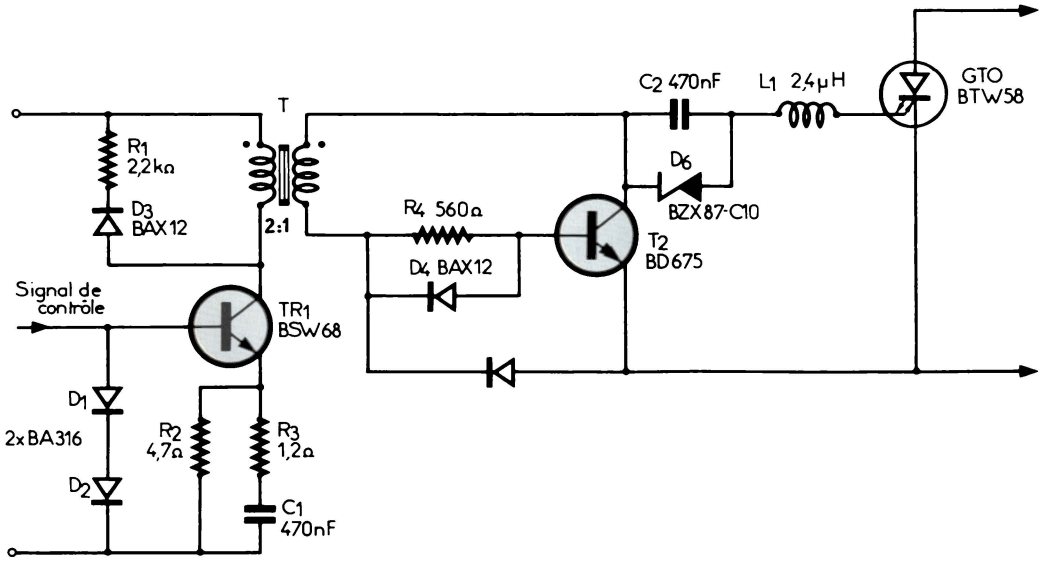


Fig. 3. – Circuit de commande isolé par transformateur. Ce transformateur est construit sur un noyau RM6 en matériau 3B7. Le primaire comprend 40 tours de fil 3/10e mm et le secondaire 20 tours de fil 5/10e mm.

On obtient une vitesse de montée de l'ordre de 1 000 V/µs et ce circuit est capable de commuter des courants de 12 A crête. Le rapport cyclique n'est pas limité **(fig. 2)**.

Lorsque le MOS de puissance est conducteur, le courant de gâchette fourni par l'alimentation de 12 V maintient la conduction du GTO. Au moment de l'amorçage, c'est le courant de décharge du condensateur C_2 qui agit, de façon que l'amorçage soit rapide et complet. Au blocage du MOS de puissance, le courant de gâchette charge C_2 puis s'écoule à travers la diode D_1 bloquant ainsi le GTO. Les trois portes en parallèle permettent une charge rapide de la capacité d'entrée du MOS de puissance pour une commande rapide.

Ce circuit peut être utilisé pour le contrôle de moteurs et pour des applications en télévision.

Circuits à commande isolée

Pour des applications professionnelles, il est souvent nécessaire que la commande soit isolée du circuit de puissance, lorsque cette commande met en jeu, par exemple, un traitement de l'information en amont. Les alimentations d'équipements professionnels doivent également, dans la plupart des cas, être isolées du secteur.

Simple isolation par transformateur

L'isolation galvanique la plus simple mais aussi l'une des pus fiables est l'isolation par transformateur d'impulsions. Lorsque la fréquence de fonctionnement du dispositif est élevée, le transformateur peut être de petite dimension, mais doit avoir une faible inductance de fuite **(fig. 3)**.

Au primaire du transformateur d'impulsions on reconnaît le montage à transfert d'énergie, souvent utilisé dans les alimentations à découpage. Lorsque le transistor T_1 se sature sous l'effet du signal de contrôle, une impulsion positive est transmise au secondaire du transformateur d'impulsion. L'impulsion de courant au primaire du transformateur est contrôlée par le transistor et le réseau de résistances et de condensateur R_2, R_3, C_1. La valeur initiale du courant est de 500 mA environ, valeur qui décroît à près de 125 mA au bout de 600 ns. A ce courant correspond un courant secondaire de 1 A et de 250 mA dû au rapport 2 : 1 du transformateur. L'impulsion de courant traverse le condensateur C_2, l'inductance L_1 et amorce le GTO. Le retour de courant s'effectue par la diode D_5. Pendant l'amorçage, le condensateur s'est chargé à la tension de la diode Zener D_6 et le transistor T_2 est bloqué.

Lorsque le transistor T_1 se bloque sous l'effet du signal de contrôle, l'impulsion de courant s'inverse dans le transformateur, le Darlington T_2 devient conducteur et l'armature positive du condensateur C_2 se trouve alors connectée à la cathode du GTO. Le courant de gâchette s'écoule dans le condensateur déchargeant ce dernier et le GTO se bloque. Le rôle de l'inductance est d'accroître le temps pendant lequel la jonction gâchette-cathode du GTO est en claquage Zener inverse, maintenant le Darlington T_2 en conduction jusqu'à ce que le GTO soit complètement bloqué.

La diode D_4 assure un bloquage rapide de T_2 lorsque T_1 devient conducteur. Au primaire, la résistance R_1 consomme le courant de démagnétisation du transformateur qui s'écoule à travers la diode D_3 lorsque T_1 est bloqué.

Avec ce montage de commande, la vitesse de montée est de 800 V/µs et le courant contrôlé de 5 A. Le rapport cyclique peut être compris entre 5 et 50 %.

Ce type de montage peut être utilisé à des fréquences comprises entre 10 et 40 kHz et le rapport cyclique peut atteindre 50 %.

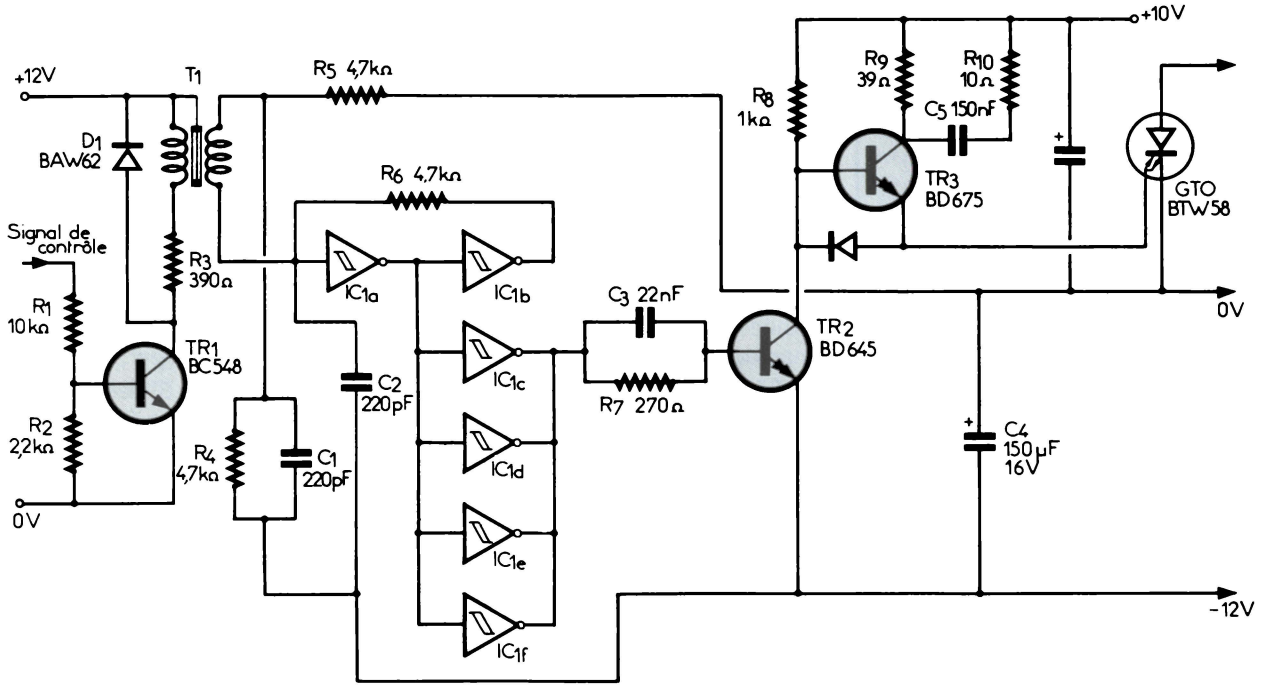


Fig. 4. – Circuit de commande isolé par transformateur dont le signal de contrôle est un signal à fréquence variable. Le transformateur est bobiné sur deux noyaux en U10/8/3 en matériau 3CB. Le primaire comprend 27 tours de fil 0,25 mm et le secondaire, séparé par un blindage, est identique au primaire.

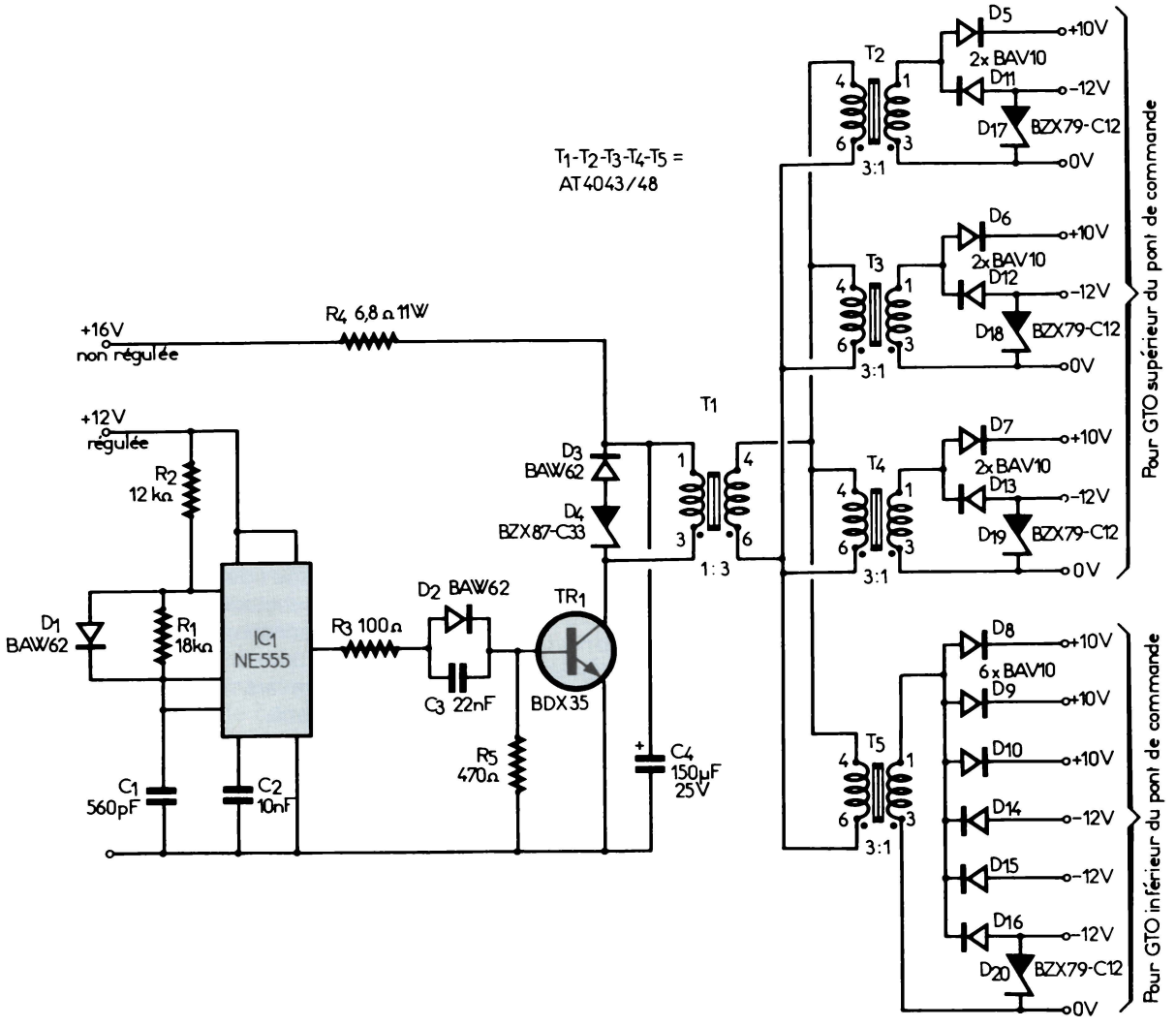


Fig. 5. – Alimentation à sortie multiple positive et négative, isolée.

Commande de gâchette isolée pour large gamme de fréquence

La **figure 4** présente un circuit comprenant une isolation par transformateur et dont la gamme de fréquences de fonctionnement est étendue. Ce circuit est plus précisément utilisable pour la commande de moteurs triphasés.

Le signal de contrôle de ce circuit doit être de fréquence variable à l'exclusion d'un signal à modulation de largeur d'impulsion comme pour les circuits présentés plus haut. Le transformateur est tel que son primaire est de faible inductance, de telle sorte que la constante de temps soit de l'ordre de la microseconde. Au primaire du transformateur, on obtient alors une image différentielle du signal de contrôle. Ce signal est appliqué à un trigger de Schmitt qui reconstitue un signal carré. Ce trigger est réalisé au moyen des bascules IC_{1a} et IC_{1b} ; les quatre bascules qui font suite sont destinées à augmenter le courant pour la commande du transistor TR_2. Ce transistor se bloque lorsque le signal de contrôle est au niveau haut. Le transistor TR_3 est alors saturé et le GTO devient conducteur grâce à l'impulsion de courant qui traverse la résistance R_{10} et le condensateur C_5 ; l'amorçage du GTO est ensuite maintenu par le courant qui traverse la résistance R_9.

Lorsque le Darlington TR_2 se sature, le Darlington TR_3 se bloque et la gâchette se trouve portée à une tension négative par rapport à la cathode du GTO à travers la diode D_2. Le GTO se bloque. La largeur minimum du signal de commande doit être de 2 µs et la fréquence peut s'étendre du continu à 5 kHz. La vitesse de croissance de la tension appliquée au primaire du transformateur ne doit pas dépasser 2 kV/µs. Le blocage du GTO étant effectué au moyen d'une tension négative, l'alimentation délivrant cette dernière doit être isolée.

Pour la commande d'un moteur triphasé, il faut trois circuits semblables à celui décrit plus haut et trois alimentations isolées. La **figure 5** décrit une alimentation qui peut répondre à ce critère. Cette alimentation est constituée d'un oscillateur à 60 kHz.

Le transformateur T_1, de rapport de transformation 1 : 3, délivre au secondaire une tension de 65 volts crête-à-crête, les transformateurs suiveurs T_2, T_3, T_4 et T_5 ramènent cette tension à 22 volts crête-à-crête. Les diodes D_5 à D_{16} redressent la tension, soit en fournissant une composante positive, soit une composante négative. Les diodes Zener D_{17} à D_{20} limitent la tension négative à – 12 volts.

D'après : documentation RTC, et « Electronic Components and Applications », août 1980.

N. Chanoine

Technologie

Effet Peltier : de la théorie à la pratique

Recherchant d'importants débouchés pour augmenter leur production, les fabricants de modules à effet Peltier – ou modules thermoélectriques – multiplient les applications possibles de ces composants, et sont tentés également depuis peu par la miniaturisation. Après une introduction à la théorie de l'effet Peltier, nous aborderons dans le détail des applications typiques afin de savoir utiliser un module en pompe thermique, ou même en générateur d'énergie.

Un marché en puissance

Utilisés dans de nombreuses applications, les modules à effet *Peltier*, connus aussi sous le nom de modules thermoélectriques, permettent de concevoir des refroidisseurs qui sont de véritables « pompes à chaleur », ou encore des générateurs d'énergie à faible rendement. La ponctualité de ces débouchés pousse les trois fabricants mondiaux de ce type de composants – *Cambion* représenté par *Techmation*, *Marlow* représenté par *ISC-France*, et *Melcor* représenté par *Equipements Scientifiques* – à rechercher un marché de masse, qui a du mal à se manifester. Cette difficulté est essentiellement due à une mauvaise connaissance de ces composants, et surtout de la manière de les employer et de les adapter à ses propres besoins. Aussi allons-nous, dans les lignes qui suivent, non seulement aborder la théorie des modules thermoélectriques, mais aussi entrer dans le détail de certaines applications.

Le module thermoélectrique de base

La production d'une force électromotrice variant en fonction de la différence de température existant en deux points de contact de deux métaux différents est appelée « effet *Seebeck* ». Si l'un de ces matériaux est un semi-conducteur de type P, un échauffement de l'une des jonctions métal/semi-conducteur ainsi formées provoquera la formation de paires électron-trou, augmentant ainsi la barrière de potentiel de cette jonction dite « chaude » par rapport à celle de l'autre jonction dite « froide » qui sert alors de référence. Les porteurs minoritaires qui traversent la jonction chaude forment un courant dans le sens métal-semi-conducteur à cette jonction. Si celle-ci est réalisée avec un dopage N pour le semi-conducteur, le courant ainsi formé est de sens inverse.

Dans le cas des modules à effet *Peltier*, (qui est en fait le contraire de l'effet *Seebeck*), les jonctions sont réalisées entre deux matériaux semi-conducteurs, notamment avec du tellure de bismuth ou de plomb, l'un dopé par excès (type N), l'autre par défaut (type P) d'électrons. Afin d'en faciliter la réalisation, les deux parties sont réunies par l'intermédiaire de pièces métalliques – généralement en cuivre – qui n'interviennent en aucune façon dans le fonctionnement de l'ensemble ainsi constitué, car leur température est uniforme. La partie commune aux deux semi-conducteurs

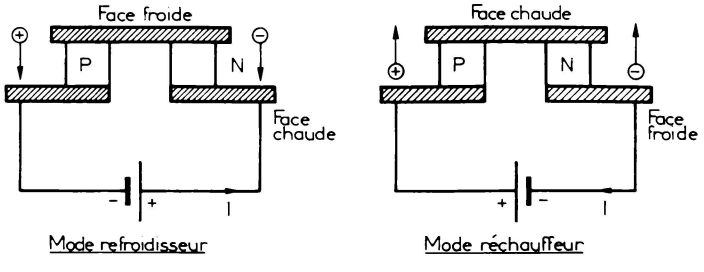


Fig. 1. – La face froide et la face chaude d'un module thermoélectrique sont définies par le sens du courant continu qui les traverse.

constituant la surface froide, l'autre formera la surface chaude, qui est d'ailleurs séparée en deux éléments (côté semi-conducteur type P et côté semi-conducteur type N). Le côté de type N peut alors être connecté à un potentiel positif ou à la masse (qui sert de potentiel de référence) d'un générateur de tension continue, selon le sens de courant désiré.

Un bon observateur remarquera qu'un module thermoélectrique est composé de deux ou plusieurs plaquettes de céramique séparées par des cubes. C'est le matériau de ces cubes qui est un semi-conducteur dopé N ou P. Les éléments obtenus précédemment sont en fait associés de manière à constituer un élément ayant à la fois une grande face chaude et une grande face froide. Les ensembles ainsi fabriqués sont recouverts de céramique afin de les rendre compacts et solides. Les dimensions des modules obtenus varient de quelques dizaines de centimètres carrés à quelques millimètres carrés, la tendance à la miniaturisation aidant. Les zones de semi-conducteurs N et P sont disposées sur un bâti, leur montage électrique étant du type série. Cependant, sur le plan thermique, elles sont en parallèle de telle manière que les déplacements de porteurs majoritaires s'effectuent dans le même sens dans les deux « bras » N et P en faisant circuler un courant à travers les jonctions. Une attention particulière doit être apportée à la face chaude qui doit évacuer le mieux possible l'énergie thermique venant de la face froide (cas des pompes thermiques), car l'énergie initialement transportée par ces porteurs majoritaires a tendance à rejoindre la face froide.

Un peu de théorie...

Les deux caractéristiques des systèmes thermoélectriques, généralement considérées comme paramètres de base du rendement, sont la capacité maximum de pompage de la chaleur lorsque la variation de température est nulle, et la variation maximale de température quand la capacité de pompage est égale à zéro. Les informations publiées à ce sujet ne sont pas des plus utiles à l'utilisateur, car elles ne reflètent pas toujours les conditions dans lesquelles les modules en question sont utilisés généralement. De plus, il faut savoir que les caractéristiques de rendement des modules fonctionnant dans le vide sont supérieures à celles en atmosphère ambiante « normale » (10 à 15 % de mieux) – par exemple, un module simple dont la variation maximale de température est de 60 °C sous pression atmosphérique normale donnera une variation thermique de 69 °C lors d'un essai sous un vide poussé à 10^{-3} torrs minimum ; Attention alors aux comparaisons des caractéristiques données dans les fiches techniques de fabricants différents.

L'effet *Peltier* permet aux modules thermoélectriques – et c'est d'ailleurs là leur principale application – d'être utilisés pour refroidir des surfaces s'échauffant rapidement, ou pour abaisser la température d'une enceinte ils sont alors considérés comme des pompes thermiques. Le principe de pompage est simple, et un seul élément suffit à le démontrer. Si nous considérons un élément séparé (jonction P/N), nous pouvons constater qu'en circuit ouvert ce système est un thermocouple. Un gradient de température maintenu au niveau des pla-

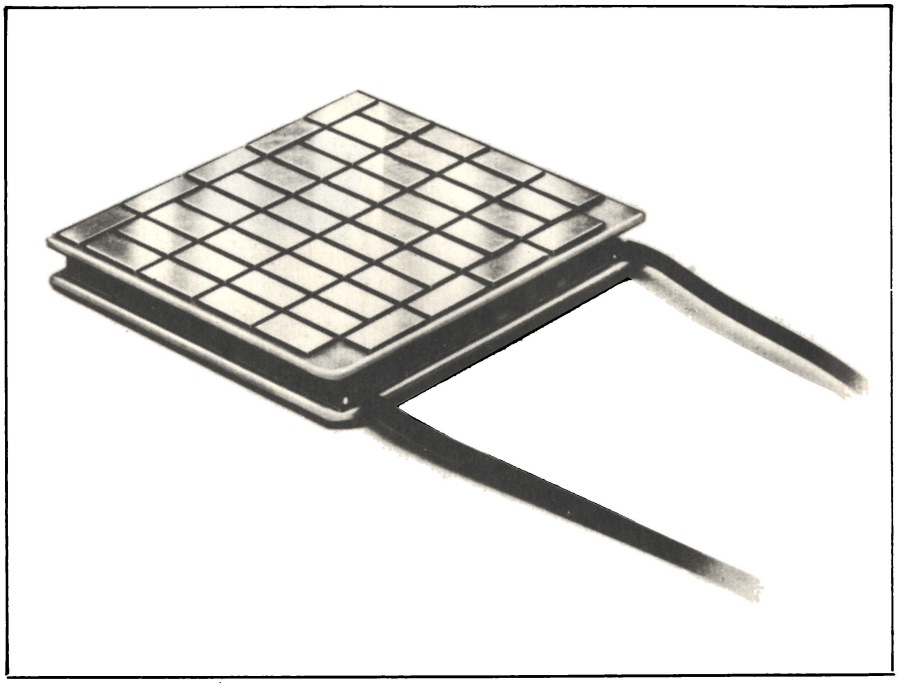


Photo A. – Sur ce module simple de Cambion apparaissent bien les différents cubes qui le constituent.

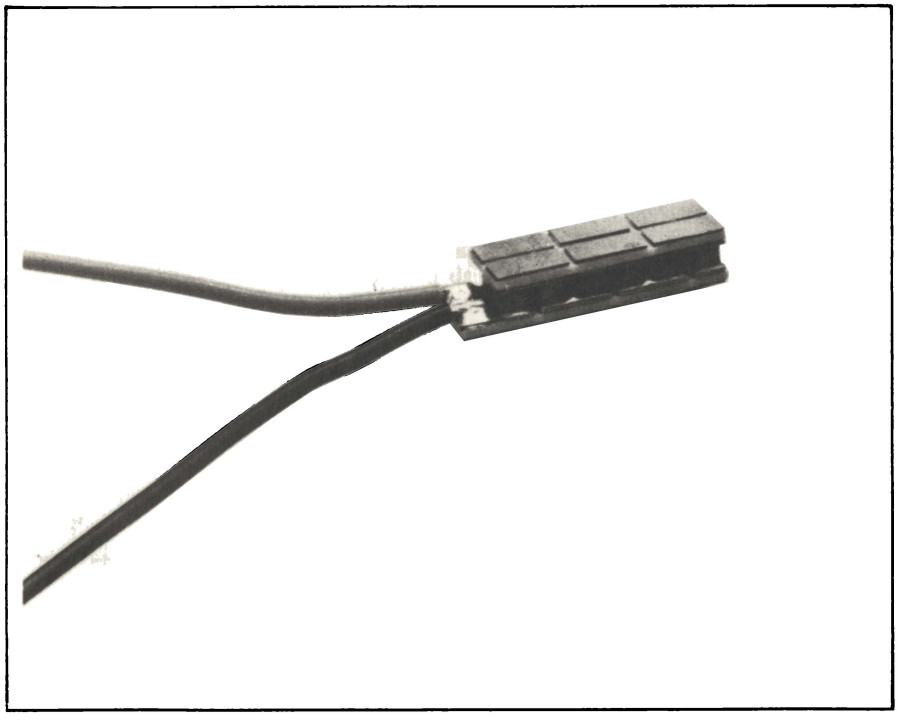


Photo B. – La miniaturisation est de rigueur dans les modules thermoélectriques ; ce circuit de Cambion est destiné au refroidissement des circuits intégrés.

ques va provoquer l'apparition d'une tension aux bornes, proportionnelle à la variation de température ; aussi définit-on le coefficient de *Seebeck,* qui est l'un des critères de base du rendement thermoélectrique, comme le rapport tension/variation de température exprimé en microvolts/°C. Cela concerne en principe une jonction entre deux matériaux, mais, dans la mesure où il est souvent pratique de se référer aux coefficients de *Seebeck* de matériaux individuels, les mesures sont généralement faites par rapport au plomb. Un matériau de type P aura donc un coefficient de *Seebeck* positif, alors qu'il sera négatif pour un matériau de type N.

De plus, si un gradient de température est maintenu et si le circuit est raccordé à une charge, la tension de *Seebeck* va provoquer le passage d'un courant produisant de l'énergie thermoélectrique. Dans le cas d'un circuit fermé sur une source de courant continu, la chaleur absorbée d'un côté entraîne son refroidissement ; elle est éliminée à l'autre bout provoquant son réchauffement. Le dispositif ainsi formé est donc à la fois un refroidisseur et un réchauffeur thermoélectrique : en d'autres termes, c'est une pompe thermique. Il faut toutefois noter qu'en inversant simplement le courant, le transfert de chaleur est aussi inversé.

Pour une résistance spécifique, une conductivité thermique et un coefficient de *Seebeck* supposés indépendants de la température, le transfert d'énergie thermique vers les réservoirs chaud et froid dans un système thermoélectrique est la somme de trois composantes : l'effet *Joule,* le courant zéro et l'effet *Peltier.* La chaleur due à l'effet Joule dépend du courant, des résistivités et des rapports A/L des jonctions N et P. Le taux de transport de la chaleur à courant zéro (effet *Thomson*) entre les deux réservoirs est fonction des conductivités thermiques et des rapports A/L des jonctions N et P, ainsi que du gradient de température. Quant au taux d'absorption de chaleur *Peltier,* il varie selon le courant et le coefficient de *Peltier* (il dépend de la température à laquelle la capacité de pompage est maximale). A partir de cette capacité maximum, se définit le coefficient « C.O.P. » de rendement du couple thermoélectrique, comme étant le rapport de celle-ci à la puissance ($P = V \cdot I$).

La capacité de pompage, qui est donc inversement proportionnelle au gradient de température, atteint sa

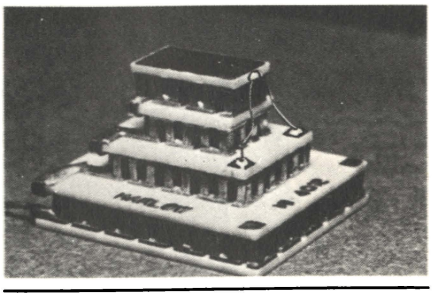


Photo C. – Les modules thermoélectriques, ce sont aussi les cascades à plusieurs étages (Marlow).

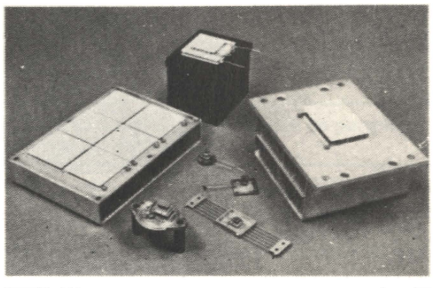


Photo D. – Dissipateur et module sont presque indissociables et se calculent selon l'application envisagée (Marlow).

valeur maximale pour une variation nulle de température, le rendement étant alors réduit à son minimum. Ce dernier prend, par contre, sa valeur maximale pour un courant dont la valeur est comprise entre 30 % et 50 % du courant maximum. Il y a là un compromis à faire entre capacité de pompage et rendement, celui-ci étant à choisir en fonction de l'application envisagée.

Les choix technologiques

Les critères de choix d'un semiconducteur utilisé dans la confection d'un module thermoélectrique reposent sur le coefficient de qualité, qui dépend du facteur de *Seebeck,* de la résistance spécifique et de la conductibilité thermique, ces trois facteurs étant fonction de la densité des porteurs de charges libres (concentration maximale variant de 10^{-2} à 10^{-18} par centimètre cube pour les semiconducteurs).

Le coefficient de qualité varie en fonction de la température et du matériau semi-conducteur employé. Ainsi, pour un fonctionnement à des températures inférieures à l'ambiante, les alliages d'antimoine/bismuth sont avantageux. Pour un travail à des températures proches de l'ambiante, les tellurides de bismuth ou d'antimoine – tout particulièrement leurs solutions solides – sont les meilleurs semi-conducteurs pour le pompage de chaleur et le refroidissement thermoélectrique.

Dans le cas de températures supérieures à 200 °C, c'est le telluride de plomb qui sera choisi pour générer du froid ou de l'électricité. Le coefficient de qualité obtenu avec du telluride de plomb n'est alors que de $1,5 \times 10^{-3}$, mais à ce niveau de température, la valeur correspondante obtenue avec du telluride de bismuth serait bien plus faible.

Un module thermoélectrique n'absorbe en fait pas de chaleur, mais la pompe d'une surface vers l'autre. Cette chaleur pompée ajoutée à la puissance électrique consommée du module doit en être éliminée d'une façon ou d'une autre, imposant d'autres critères de choix pour un dissipateur thermique approprié. En effet, un radiateur est considéré comme faisant partie intégrante de tout système de refroidissement thermoélectrique, et le rendement du dissipateur de chaleur doit donc être pris en compte dans les calculs du système.

Un radiateur idéal serait capable d'absorber une quantité infinie de chaleur sans lui-même monter en température. Dans la pratique, il faut choisir un dissipateur absorbant la totalité de chaleur résiduelle venant des modules thermoélectriques, sans dépasser une température limite fixée qui varie selon l'application envisagée. Cependant la capacité de pompage

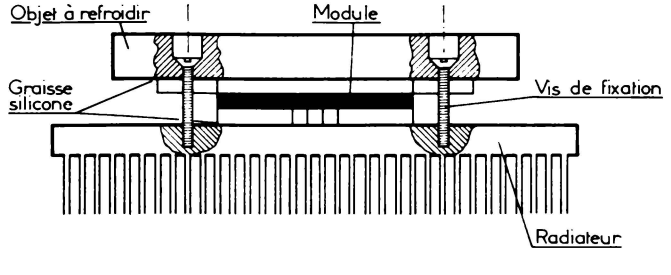


Fig. 2. – Méthode de montage recommandée pour un module simple étage (Cambion).

d'un module étant inversement proportionnelle au gradient de température, il faudra réduire au minimum la montée en température du radiateur.

Les dissipateurs calorifiques sont principalement de trois types : convection naturelle, convection forcée et refroidissement par liquide. Ceux utilisant un liquide donneront, bien sûr, le meilleur résultat car leurs résistances thermiques sont comprises entre 0,2 °C/W et 0,03 °C/W. Pour les dispositifs à convection forcée, ces valeurs sont légèrement plus élevées (0,5 °C/W à 0,07 °C/W), et dans le cas de convection naturelle elles atteignent même les 5 °C/W (5 °C/W à 0,6 °C/W). Les deux premiers cas sont donc recommandés, à l'exception des applications de puissances extrêmement faibles.

Qu'est-ce qu'une pompe thermique ?

L'effet *Peltier* étant dans la théorie réversible, il n'est pas nécessaire de définir une face chaude et une face froide. Toutefois, afin d'éviter des pertes thermiques dans les fils d'alimentation, ces deux conducteurs sont placés sur la même face, qui est choisie comme surface chaude, afin d'empêcher la formation d'un pont thermique entre la face froide et un autre élément situé à une température plus élevée.

Les pompes thermiques n'ont pas seulement la faculté de pouvoir diminuer ou augmenter la température du dispositif en fonction du sens et de l'intensité du courant qui les parcourt – le mode de fonctionnement le plus connu est le refroidissement, et les autres possibilités ne sont pas sans intérêt – mais elles peuvent aussi stabiliser la température d'un système grâce à la possibilité qu'elles ont de chauffer ou de refroidir très vite selon le sens du courant qui les traverse.

Les systèmes de chauffage habituels permettent d'assurer une certaine régulation dont la précision dépendra du capteur de température utilisé. Dans le cas des modules thermoélectriques, la température de régime est atteinte en moins d'une minute lorsque la pompe ainsi formée n'a pas de charge à refroidir et que la face chaude est montée sur un bon dissipateur thermique. La mise en charge sera d'autant plus longue que le corps à refroidir est important, mais de toute façon la réponse de la pompe sera rapide par rapport à un système classique.

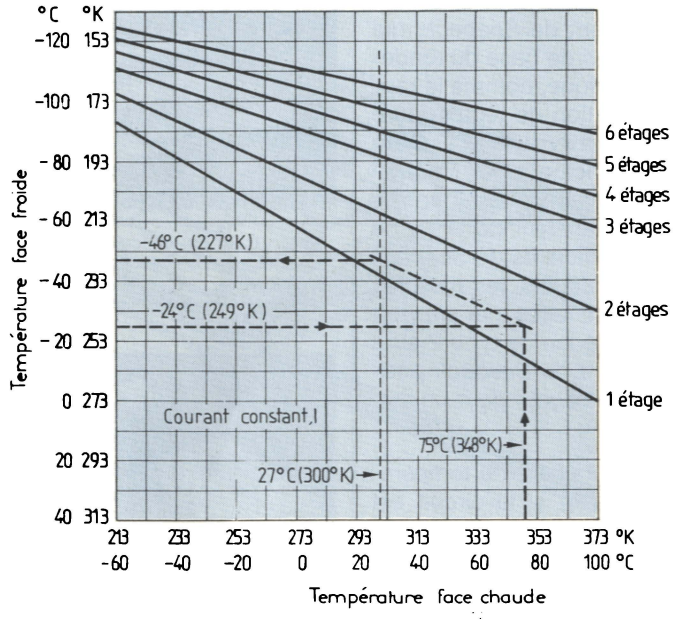


Fig. 3. – Courbe donnant la température de la face froide en fonction de celle de la face chaude, pour un courant constant (Marlow).

Le fonctionnement d'une pompe thermoélectrique met en œuvre plusieurs paramètres : la température de la face chaude, celle de la face froide, la quantité de chaleur à dissiper sur la face chaude, la capacité de pompage sur la face froide, le courant et la tension. Tous ces éléments sont indépendants mais les constructeurs donnent toujours des courbes très détaillées qui permettent de définir avec précision les conditions opératoires optimales. Toutefois, attention aux comparaisons de marques différentes, comme il est dit précédemment.

Les pompes à chaleur à effet Peltier sont utilisées dans les domaines militaire et spatial, dans l'électronique de pointe et dans les centres de recherche. Ces pompes à chaleur sont très fiables et trouvent ainsi des applications dans les appareils médicaux, les analyseurs de gaz, les équipements d'étalonnage, les radars, les systèmes de guidage de missile, les appareils de communication hyperfréquences, les dispositifs d'alarme et les systèmes de thermographie.

Régulation de température et alimentation en énergie

Les systèmes thermoélectriques fonctionnent à partir de courant continu, et la puissance nécessaire n'est généralement ni impérative ni précise. Pour la plupart des applications, une alimentation en courant continu avec un taux d'ondulation de 10 % maximum est satisfaisante. Il est de plus possible que des taux élevés d'ondulation de courant alternatif puissent être tolérés pour certains usages non critiques. Toutefois, il est généralement recommandé de bien limiter le taux d'ondulation à 10 % (ou même moins si possible), car l'ondulation nuirait au rendement du module.

Il existe de nombreuses méthodes de régulation de température des systèmes thermoélectriques ; elles peuvent être classées en deux catégories : à boucle ouverte ou à boucle fermée. Dans le cas d'un fonctionnement en boucle ouverte, le réglage manuel du courant d'arrivée se fait au moyen d'une alimentation en courant électrique variable, et la température est maintenue proche du point de consigne souhaité.

Avec la méthode à boucle fermée, un capteur de température tel qu'un thermocouple, une thermistance ou une sonde de platine est utilisé pour détecter la température du système thermoélectrique, et un dispositif électronique approprié effectue la régulation automatique du courant d'alimentation du module. Une régulation très précise peut être obtenue grâce à

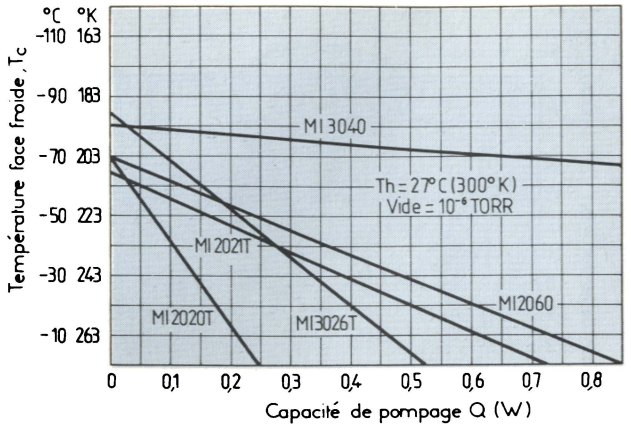


Fig. 4. – Courbe donnant la température de la face froide en fonction de la capacité de pompage pour une température de 27 °C sur la face chaude et un vide de 10^{-6} torrs (Marlow).

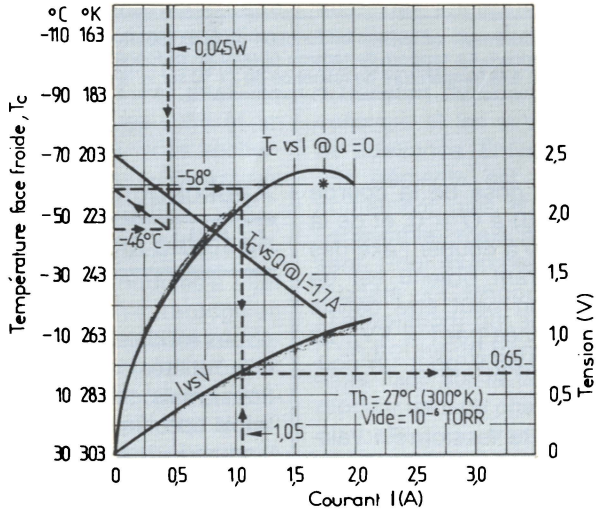


Fig. 5. – Caractéristiques du modèle MI2020 de Marlow. En ordonnée, nous avons la température de la face froide et la tension. En abcisse, la capacité de pompage et le courant.

cette méthode, mais elle est d'un coût plus élevé et d'une complexité plus grande qu'en boucle ouverte.

Lorsqu'une grande précision n'est pas requise, un thermostat peut être utilisé pour la régulation en température. Cependant, s'il est monté en configuration classique, le module peut très bien tomber prématurément en panne, en raison de la fréquence des détentes et des contractions résultant des variations de température engendrées par le différentiel ouvert/fermé du thermostat. En connectant une résistance ajustable – le choix de la valeur de celle-ci est destiné à réduire le courant à environ 30 % du niveau de fonctionnement normal, la valeur optimale pouvant être déterminée par expérience –, résistance placée en parallèle sur le thermostat, le courant à pleine charge (valeur maximale considérée dans le calcul) est appliqué au module jusqu'à l'ouverture du thermostat. A ce point, il est monté en série avec le ou les module(s) et le courant d'arrivée est alors limité à un niveau inférieur.

Assemblage et installation

La solidité des dispositifs thermoélectriques dépend directement de celle des matériaux semi-conducteurs employés dans leur fabrication. En effet, ils peuvent être endommagés dans le cas de charges excessives. Aussi ne devraient-ils jamais être conçus comme éléments mécaniques de support dans un ensemble. Plusieurs méthodes d'installation existent, parmi lesquelles le blocage entre un radiateur et l'objet à refroidir, ainsi que le soudage et le collage de la partie chaude du module sur un dissipateur de chaleur.

La technique d'assemblage préférée est généralement le blocage mécanique, alors que le soudage n'est utilisé que lorsque d'autres méthodes ne peuvent être mises en pratique, le collage par époxy étant à proscrire dans le cas d'une utilisation sous vide.

La méthode de blocage mécanique assure les meilleurs résultats, mais elle est plus difficile à mettre en œuvre. En effet, les surfaces de montage entre lesquelles les modules doivent être bloqués sont à roder ou à lisser avec une grande précision, et, bien sûr, à nettoyer pour enlever les bavures et les particules indésirables qui formeraient une minuscule poche d'air entre le module et le radiateur, ou le composant à refroidir. De plus, si l'ensemble comporte plusieurs modules, ces derniers doivent avoir la même épaisseur (marge très serrée). La précaution à prendre avant la fixation finale sera d'enduire la partie chaude du module thermoélectrique d'une fine couche de graisse au silicone chargée d'oxyde de zinc.

La méthode de soudage, qui présente certains risques pour le module, nécessite un contrôle étroit de la température afin d'empêcher un surchauffage de celui-ci. De plus, il faut également roder ou polir la surface du dissipateur de chaleur, puis la nettoyer et la dégraisser pour éliminer les corps étrangers. La zone à souder doit tout d'abord être étamée – il va de soi que le matériau doit être soudable, c'est-à-dire en cuivre ou en aluminium bien plaqué – avec une soudure à basse température dont le point de fusion est inférieur à 125 °C.

Déterminer la pompe thermique optimale

Afin de faciliter l'utilisation des fiches techniques des modules thermoélectriques, voici un exemple de choix pour une application de pompe thermique, se référant au catalogue *Marlow (ISC-France)* : l'objectif est d'amener un objet à une température de – 24 °C (soit 249 °K) lorsque celle de la face chaude est de 75 °C, la puissance totale dissipée par cet objet étant de 45 mW, la source d'alimentation en courant étant constante et l'ensemble pompe/objet étant prévu pour un fonctionnement sous vide (10^{-6} torrs) ; les dimensions

maximales de la pompe étant de 2,5 × 2,5 mm² pour le haut et de 7,6 × 7,6 mm² pour la base.

Les courbes caractéristiques de chaque pompe sont basées sur une température de 27 °C pour la face chaude. Il est donc nécessaire d'effectuer une translation de température de cette face des 75 °C de notre application aux 27 °C de référence du catalogue. Pour ce faire, il faut consulter la figure donnant la température côté froid en fonction de celle côté chaud, pour un courant constant. L'intersection Th = 75 °C et Tc = – 24 °C (respectivement les températures des faces chaude et froide) est située entre la courbe des pompes à un étage et celle des pompes à deux étages ; le modèle choisi sera donc une version à deux étages.

Il faut alors tracer une ligne parallèle à celle des modèles à deux étages depuis le point de coordonnées Th = 75 °C et Tc = – 24 °C jusqu'à couper la ligne de référence de température (Th = 27 °C). L'intersection de celles-ci nous donne une température de – 46 °C pour la face froide. Autrement dit, une pompe ayant 27 °C sur sa face chaude et – 46 °C sur sa face froide est équivalente à un modèle ayant 75 °C sur sa face chaude et – 24 °C sur sa face froide.

Il suffit maintenant de reporter notre attention sur la courbe donnant la température de la face froide en fonction de la capacité de pompage, la température de la face chaude étant fixée à 27 °C. Cherchons donc les modèles qui permettent de pomper 45 mW avec une température de – 46 °C en face froide : ceux-ci sont les MI 2020, MI 2021 et MI 2060. Il faut alors vérifier, sur le tableau de caractéristiques données par le fabricant, si les dimensions conviennent à l'application envisagée, ce qui n'est pas le cas du modèle MI 2060 qui est trop grand.

Déterminons les caractéristiques des MI 2020 et MI 2021 afin de voir lequel a le meilleur rendement (COP). Pour cela, considérons la courbe de caractéristiques de la MI 2020 (température de la face froide, courant, tension et capacité de pompage). Traçons une ligne parallèle à la droite définie par Tc = f(Q) à I = 1,7 A, depuis le point de coordonnées Q = 45 mW/Tc = – 46 °C jusqu'à l'intersection de l'axe des ordonnées : cela nous donne une température de la face froide de – 58 °C. De ce point, tirons une droite horizontale jusqu'au milieu de la zone grise de la courbe définie par Tc = f(I) à Q = 0, et de là une verticale jusqu'à couper l'axe des courants : le courant obtenu est de 1,05 A. La tension peut être définie par la courbe donnée par I = f(V), ce qui nous donne 0,65 V pour un courant de 1,05 W.

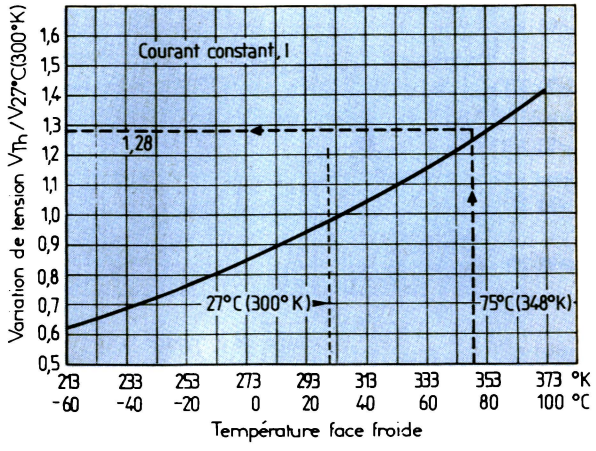


Fig. 6. – Courbe de conversion de tension en fonction de la température de la face chaude pour un courant constant (Marlow). Le rapport de tension obtenu en ordonnée est calculé par rapport à la tension correspondant à la température de référence de 27 °C sur la face chaude.

Cependant, cette tension est valable à Th = 27 °C (face chaude). Il faut donc déterminer la valeur correspondant à 75 °C. C'est la figure donnant le rapport de tensions en fonction de la température de la face chaude pour un courant constant qui va nous permettre d'effectuer la conversion. Une température de 75 °C donne alors un coefficient de 1,28 qui nous permet de calculer la tension réelle (V à 75 °C = 1,28 × 0,65 = 0,83 V). La puissance d'entrée de la pompe sera donc de 1,05 A × 0,83 V, soit 0,87 W (à 75 °C).

Il suffit maintenant de calculer le rendement « C.O.P. » qui est le rapport de la charge active (45 mW) à la puissance à 75 °C (870 mW) : le C.O.P. obtenu est donc de 0,052 (basé sur le rayonnement de l'objet, mais celui dû à la pompe et les pertes du thermocouple déjà considérées dans les caractéristiques des courbes ne sont pas inclus). Une analyse similaire pour le modèle MI 2021 donnerait un rendement inférieur à 0,052 ; c'est donc la MI 2020 qui sera prise en considération pour l'application envisagée.

Applications : l'attrait du faible encombrement

Les modules à effet *Peltier* peuvent être utilisés dans diverses applications, mais ces dernières restent toutefois spécifiques. En ce qui concerne l'industrie, une pompe thermique trouvera une utilité appréciable dans une boîte isotherme fonctionnant sur batterie. Un secteur encore plus pointu, pour ces dispositifs thermoélectriques, est celui de la conservation des sérums en pays tropicaux (alimentation par batterie solaire). Dans ces deux cas, l'absence de pièce tournante, le faible encombrement et la facilité d'utilisation (alimentation par batteries) sont tout à l'honneur de ces modules par rapport aux solutions traditionnelles (compresseur et résistance chauffante pour le dernier cas, par exemple).

Le domaine des télécommunications emploiera également ce type de matériels. En effet, le développement actuel des fibres optiques a amené les constructeurs à se pencher sur le problème des répéteurs dont les critères exigés sont de plus en plus sévères (encombrement moindre, consommation plus faible, bonne fiabilité). Or, les récepteurs de ces répéteurs sont des diodes laser dont le fonctionnement optimum se situe à quelques degrés (entre 1 et 15 °C), d'où l'utilité des

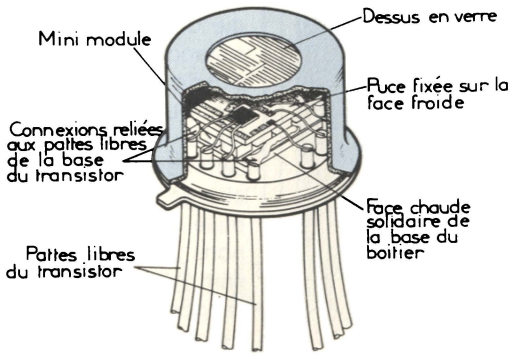


Fig. 7. – Intégrer un module thermoélectrique dans un boîtier de transistor (Cambion). Qui dit mieux ?

modules thermoélectriques grâce auxquels il est facile de maintenir cette température sur la diode en question. Des petits éléments de refroidissement ont été réalisés à cet effet, ne nécessitant que quelques volts et un courant inférieur à 1 A : des recherches sont d'ailleurs poursuivies sur la durée de vie de ces éléments.

Les télécommunications sont un avenir certain pour les modules à effet *Peltier,* mais la détection infrarouge en est un autre. En effet, la limite de détection des systèmes actuels provient de leur bruit de fond. Or, celui-ci diminue avec la température, d'où le besoin évident de la thermoélectricité afin d'assurer un travail à basse température (de l'ordre de – 130 °C) avec une température ambiante de 27 °C. Dans ce dernier cas, les modèles multi-étages seront employés (6 à 9 étages selon les fabricants). De même, les systèmes de vision nocturne portables peuvent fournir un marché potentiel à ce type de produit puisqu'ils tendent aussi vers une miniaturisation et un affaiblissement de la consommation.

Les applications possibles sont nombreuses dans d'autres secteurs. Des modules supportant chocs et accélérations avec les mêmes performances que les dispositifs de refroidissement à gaz plus encombrants – refroidissement en un temps très court à basse température – ont été réalisés dans le domaine des systèmes de guidage de missiles (la passivité des éléments à effet *Peltier* permet, de plus, de supprimer les phases d'entretien, ce qui les rend directement opérationnels au moment du tir). Il y a aussi les systèmes d'air conditionné, les amplificateurs hyperfréquences ou les éléments étalons, mais aussi des applications au niveau des transistors ou des circuits intégrés, tels que les matrices CCD (dispositifs à transfert de charges), les microprocesseurs et les circuits amplificateurs de puissance. Enfin, la technologie de ces éléments est telle qu'ils ne se contentent plus d'agir au niveau de l'ensemble, mais à celui du composant. Pour exemple, notons le dernier modèle « Camcool » de *Cambion (Techmation)* qui se pose à l'intérieur d'un boîtier de transistor. La puce est alors fixée sur la face froide du mini-module, la face chaude étant solidaire du boîtier du transistor (la base se comporte comme un radiateur du mini-module et les connexions de ce dernier sont reliées aux pattes libres de la base du transistor).

Des produits « à la demande »

Tous les fabricants ont des produits standard à leur catalogue, depuis les modules tout simples jusqu'à ceux à plusieurs étages (un refroidissement plus intense peut être obtenu en mettant les modules simples en parallèle thermiquement, réalisant ainsi des cascades thermiques allant jusqu'à six étages en produits standard et plus sur demande). Les formes et les caractéristiques ne se ressemblent pas, surtout sur les dispositifs particuliers réalisés sur la demande d'un client. En ce qui concerne les produits spéciaux, *Marlow* a développé des produits atteignant 0 °C en 500 ms et 50 °C en 5 s, ainsi que des modèles descendant à – 130 °C ou pouvant travailler à + 150 °C (les courants pics allant de 0,1 à plus de 100 A).

Chez *Cambion,* un modèle annulaire, et les modèles miniatures dont nous parlions précédemment sont également disponibles. Pour les standard, nous avons une limite de 150 °C chez *Marlow* (100 °C pour l'annulaire). Chez *Melcor,* nous trouvons un maximum de 70 °C, et aussi beaucoup de modèles miniatures. Ce dernier fabricant ne possède pas de modèles en cascade à son catalogue de produits standard ; il ne les conçoit que sur demande dans les limites de 150 °C/cinq étages. Rappelons que *Cambion* produit du quatre étages en standard et *Marlow* du cinq étages ; tout deux fabriquent des multi-étages à plus de cinq étages (jusqu'à neuf pour *Marlow*).

Les recherches technologiques actuelles se font dans les domaines des températures, de la tenue des soudures, et des rendements. Et si le marché actuel est faible, car il n'y a pas de véritables applications déterminées, il est cependant de bon augure d'en prévoir une extension parallèlement aux progrès des télécommunications, de la détection ou autres secteurs dont nous avons parlé dans le chapitre précédent.

Signalons aussi que les prix encore élevés de ces modules le sont non seulement parce que leurs applications n'engendrent pas encore de gros marchés, mais aussi parce que cette technologie spéciale nécessite un outillage, des machines et un équipement onéreux pour les recherches, la fabrication et les essais des produits thermoélectriques qui sont tout de même très fiables.

La génération d'énergie thermoélectrique

Destinés principalement à un emploi en tant que pompes thermiques, les modèles à effet *Peltier* peuvent aussi être utilisés comme générateurs d'énergie en appliquant un gradient de température sur leurs faces. Toutefois, étant particulièrement inefficaces dans ce domaine, ils ne devront être employés que dans les cas de sources d'énergie relativement faibles. Malgré ce défaut, il est possible d'obtenir de petites quantités d'énergie utile, lorsqu'une chaleur résiduelle est disponible.

La tension obtenue en circuit ou-

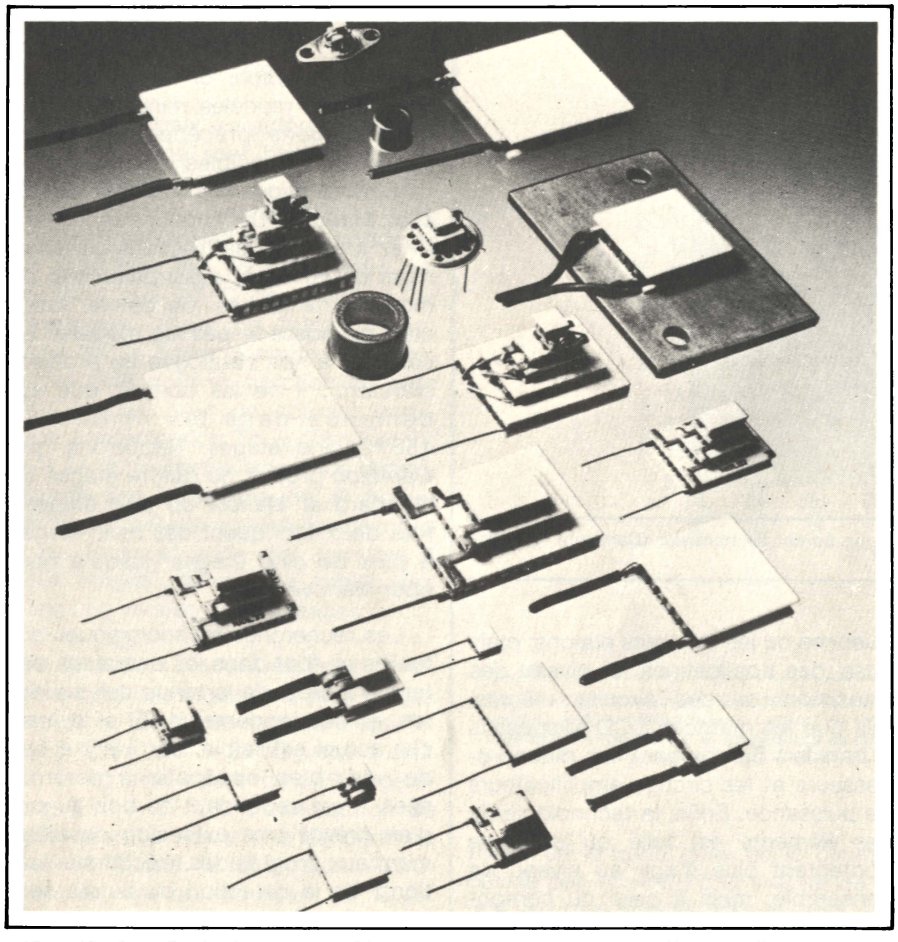


Photo E. – La collection imposante de Marlow montre la plupart des possibilités actuelles.

vert est fonction de la température moyenne du module, et du coefficient de *Seebeck* en V/°C correspondant. Le courant en dépend également, mais il varie, de plus, selon la résistance de charge raccordée au couple thermo-électrique. Tension et puissance de sortie des modules à effet *Peltier* ont donc un lien direct avec le gradient de température maintenu sur leurs faces. Par conséquent, celui-ci devra être le plus grand possible, compte tenu, bien sûr, du maximum autorisé pour ne pas détériorer le module. En fait, le problème principal qui se pose lors du calcul d'un générateur thermoélectrique est la difficulté avec laquelle est maintenue la variation de température nécessaire, de par les limites du dissipateur associé.

Le rendement d'un générateur thermoélectrique n'excédant pas 2 %, une quantité de chaleur relativement importante traverse les modules pour pénétrer dans le dissipateur. Ainsi, dans un générateur de 10 W dont le rendement est de 2 %, le dispositif doit recevoir 500 W de chaleur alors que 490 devront être dissipés par le radiateur de la partie froide.

Comme dans le cas des pompes thermiques, nous allons procéder à un calcul donnant lieu à une application. Il s'agira de générer 12 V sur 1,5 A dans un milieu où il est possible d'obtenir des températures de 130 °C pour la face chaude et de 30 °C pour la face froide – exemple issu d'une note d'application de *Cambion (Techmation).* Le module choisi sera le P/N 801-2003-01-00-00. La température moyenne, qui est la différence entre les valeurs extrêmes divisée par deux, nous donne (130 + 30)/2 = 80 °C. Reportons-nous au tableau de caractéristiques du modèle choisi nous y trouvons le coefficient de *Seebeck* correspondant : am = 0,02819. La résistance de charge est donnée par le rapport tension/courant du générateur défini au départ, soit R_L = 12/1,5 = 8 Ω. La puissance nécessaire pour la charge étant P = 12 × 1,5 = 18 W, et la valeur maximale de celle disponible à la sortie d'un module avec les conditions de température données étant $P_{o\,max}$ = (am × ΔT)²/ 4 × hm = (0,02819 × 100)²/ 4 × 1,643 = 1,209 W, la quantité maximale de modules sera N = P/ $P_{o\,max}$ = 18/1,209 = 14,9, soit environ 15 modules.

Pour un transfert maximum d'énergie dans la charge, générateur et résistances de charge devraient s'accorder. Pour y parvenir, il est indispensable de déterminer la meilleure disposition des modules en série/parallèle. Etant donné que la charge optimale est donnée par la formule $R_{L\,OPT}$ = Rm × S/P, nous obtenons : S/P = $R_{L\,OPT}$/Rm = 8/1,643, soit S/P = 5 environ (S/P étant le rapport série/parallèle). Nous avons trouvé plus haut qu'il nous fallait un minimum de 15 modules ; donc, si nous en prenons 16 disposés selon S/P, c'est-à-dire en deux branches mises en parallèle de chacune 8 modules montés en série, nous obtiendrons le résultat optimal.

Dans cet exemple, le rapport S/P était voisin du nombre total de modules requis, ce qui a permis d'adapter assez précisément les résistances de charge et de source. En d'autres cas, ceux-ci peuvent ne pas être équivalents ; il est alors nécessaire de baser les calculs sur le nombre de modules requis pour une tension ou un courant particulier, sans essayer de chercher le transfert d'énergie ni l'efficacité maximale.

P. de Halleux

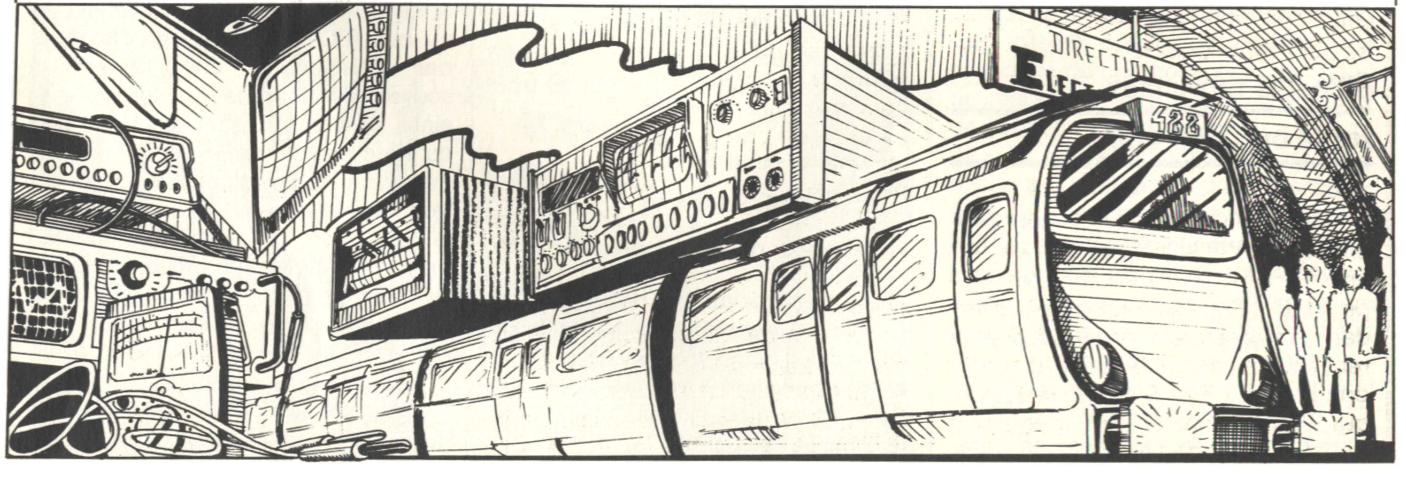
Applications

Les circuits intégrés d'interfaçage au bus IEEE 488

Depuis sa création en 1966 par la firme Hewlett-Packard, le bus IEEE 488 a connu un développement considérable, et l'on estime à près de 3 000 le nombre de modèles d'appareils de mesure possédant l'interface correspondant. Dans de nombreux cas, cet interface a complètement remplacé la sortie BCD, qui, par définition, ne permet de délivrer que des résultats numériques.

Il reste cependant que la réalisation d'appareils de mesure spécialisés non disponibles dans le commerce, ou l'adjonction de cet interface à un dispositif ne le possédant pas initialement, posent au concepteur des difficultés non négligeables : en effet, le transfert d'informations sur le bus IEEE 488 est soumis à un protocole assez complexe et donc difficile à réaliser avec des composants logiques traditionnels. Heureusement, des circuits intégrés spécialisés sont apparus sur le marché depuis quelques années, qui simplifient les problèmes d'interfaçage.

Cet article commencera donc par rappeler les principes de fonctionnement du bus IEEE 488, puis détaillera les solutions apportées par les circuits intégrés disponibles sur le marché, en les illustrant par le raccordement à un microprocesseur standard, le Z-80 (Zilog).



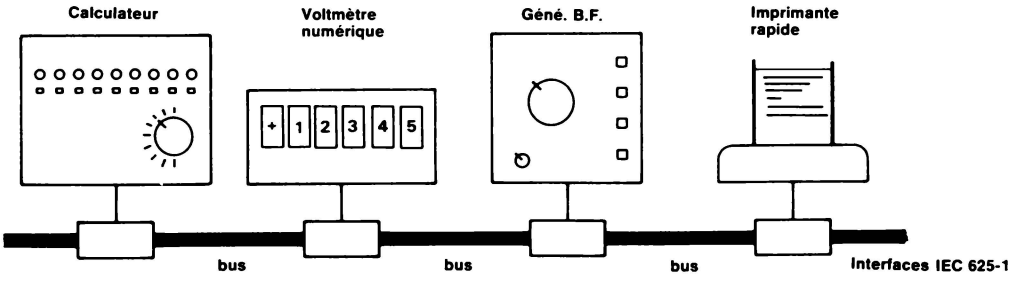


Fig. 1.

Généralités sur le bus IEEE 488

Comme il a été dit précédemment, le bus IEEE 488 a été initialement créé par *Hewlett-Packard* sous le nom de HP-IB (« Hewlett-Packard Interface Bus ») mais son succès rapide a conduit à sa normalisation sous des appellations très diverses : GPIB (« General Purpose Interface Bus »), IEEE 488 et ANSI MC 1.1 aux USA, IEC 625-1 en Europe. Dans ce qui suit, nous emploierons indifféremment les dénominations IEEE 488 et IEC 625-1, qui sont les plus courantes, malgré quelques différences de détail entre les deux normes ; on trouvera de plus amples explications sur ces différences dans la littérature spécialisée.

A la différence d'autres systèmes de raccordement (Multibus, bus S100, Unibus, etc.) le bus IEC 625-1 n'est pas un bus informatique au sens traditionnel du terme, car son but n'est pas de relier un ordinateur à des périphériques classiques, mais de faire communiquer des appareils de mesure sous la surveillance d'une unité-maître **(fig. 1)**. Il s'ensuit que les caractéristiques de ce bus sont optimisées pour l'instrumentation, qui est en fait son principal domaine d'emploi.

Rôle des terminaux sur le bus IEEE 488

Pour les lecteurs qui le connaissent déjà, les caractéristiques de ce bus peuvent être résumées en quelques mots : multiplexage adresses-données avec transfert par octet, échange asynchrone des informations commandé par trois lignes de contrôle. Ces mêmes lecteurs peuvent sans inconvénient sauter les quelques paragraphes qui suivent pour passer directement à l'examen des circuits d'interface.

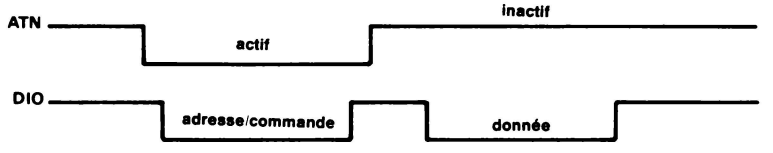


Fig. 2. – Multiplexage des adresses et des données sur le bus IEEE 488.

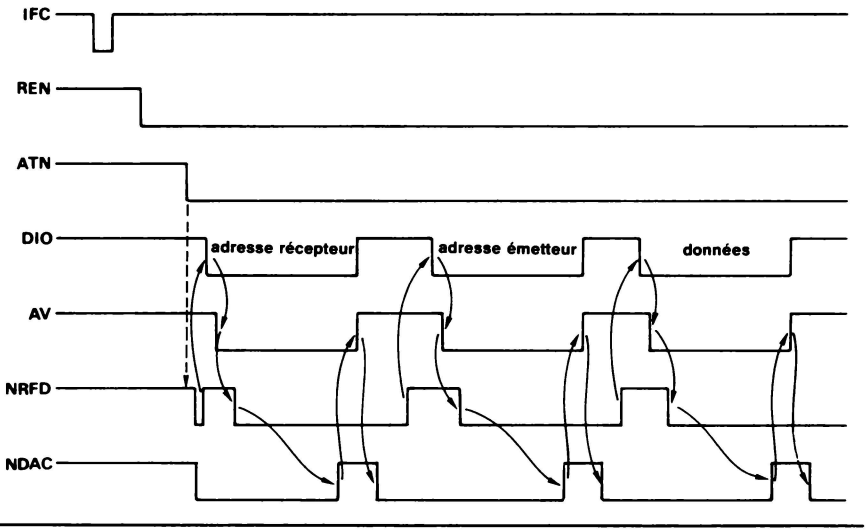


Fig. 3. – Echange d'informations sur le bus IEEE 488.

Par rapport au bus, les dispositifs connectés peuvent être dans trois états distincts :

– émetteur (« talker »),

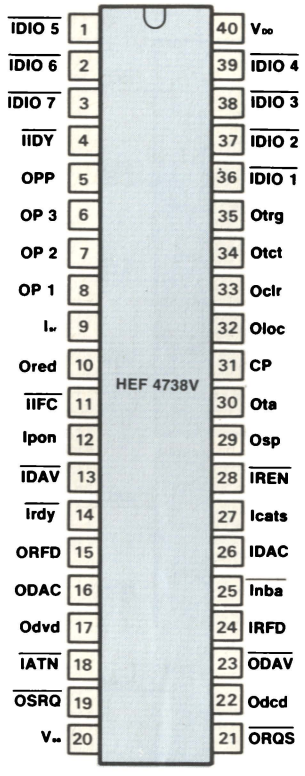
– récepteur (« listener »),

– contrôleur de bus (« controller »).

Les dénominations d'émetteur et de récepteur sont assez explicites en soi, aussi nous n'insisterons pas ; comme son nom l'indique, le contrôleur possède la maîtrise du bus et gère les échanges entre émetteurs et récepteurs ; il n'y a qu'un seul contrôleur par bus.

Les états des appareils connectés au bus IEC 625-1 peuvent être fixés par construction, mais dépendent souvent du mode de fonctionnement : ainsi, un voltmètre est émetteur lorsqu'il communique le résultat d'une mesure, mais se comporte en récepteur lors de son étalonnage initial par le contrôleur ; par opposition, une imprimante rapide est toujours un récepteur. Enfin, le contrôleur (en plus de son rôle propre) se comporte selon les cas en émetteur ou en récepteur.

Toutes ces fonctions peuvent bien sûr être réalisées en logique câblée ou programmée.



Entrées

1,2,3,36,37,38,39 = IDIO 1 à 7 : entrée DIO

4	= IIDY	entrée IDY not
9	= Isr	entrée shift register
11	= IIFC	entrée IFC not
12	= Ipon	entrée pon
13	= IDAV	entrée DAC not
14	= Irdy	entrée rdy not
18	= IATN	entrée ATN not
24	= IRFD	entrée RFD
25	= Inba	entrée nba not
26	= IDAC	entrée DAC
27	= Icats	entrée cats
28	= IREN	entrée REN not
31	= CP	entrée horloge

Sorties

5	= OPP	sortie PP
8, 7, 6	= OP 1 à OP 3	sortie P1 à P3
10	= Ored	sortie red
15	= ORFD	sortie RFD
16	= ODAC	sortie DAC
17	= Odvd	sortie dvd
19	= OSRQ	sortie SRQ not
21	= ORQS	sortie RQS not
22	= Odcd	sortie ded
23	= ODAV	sortie DAV not
29	= Osp	sortie sp
30	= Ota	sortie ta
32	= Oloc	sortie loc
33	= Oclr	sortie clr
34	= Otct	sortie tet
35	= Otrg	sortie trg

20 = Vₒₒ
40 = Vₒₒ

Fig. 4 a. – Brochage du HEF 4738 V (RTC).

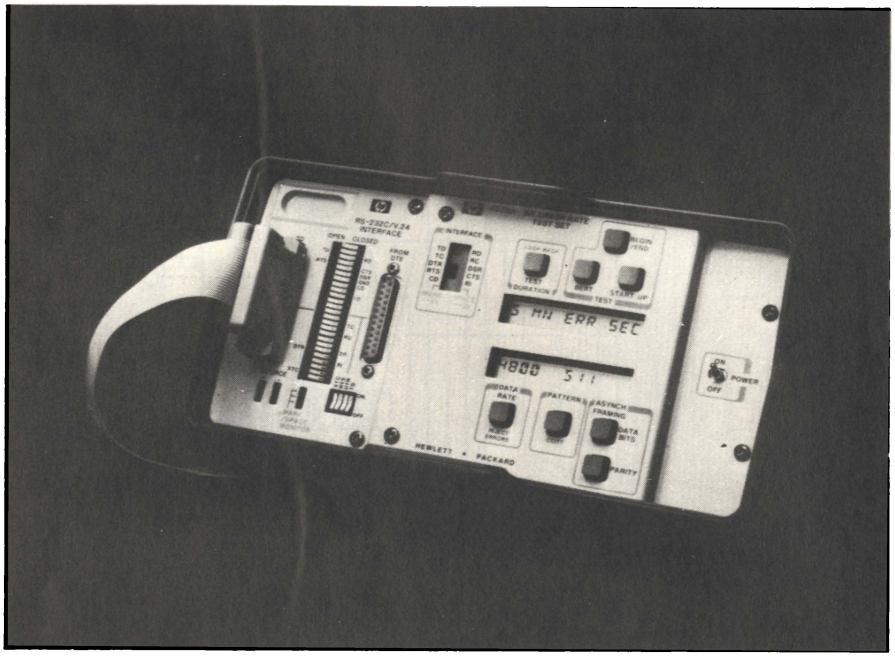
Fonctionnement des échanges sur le bus IEEE 488

Il existe deux versions du bus IEC 625-1, qui utilisent respectivement des circuits à sorties collecteur ouvert ou trois états ; cependant, quelle que soit la réalisation effective, tous les signaux sont compatibles TTL et actifs au niveau bas. La notation des signaux est malheureusement assez inhabituelle, car leur complémentation n'est pas désignée par la barre conventionnelle : ainsi, le signal « Data valid » n'est pas noté DAV comme on pourrait s'y attendre, mais tout simplement DAV ; cependant, toute règle possède ses exceptions, et quelques signaux de contrôle sont actifs au niveau haut.

La distinction entre données et adresses est assurée par la ligne ATN (« Attention »). Son passage à l'état actif bas indique le transfert d'une adresse ou d'une commande. Ce mode de fonctionnement est illustré par la **figure 2.**

Lorsqu'un périphérique est prêt à recevoir des informations, il le signale en portant la ligne NRFD (« Not Ready For Data ») à l'état *haut.* Les données ou adresses sont alors transmises sur les lignes DIO, et leur présence est signalée par la ligne DAV (« Data Available »), ce dernier signal provoquant l'arrêt de la demande NRFD. Le récepteur acquitte les informations transmises par le signal NDAC (« Not Data Accepted »), actif à l'état *haut,* et qui arrête l'émission. Ce procédé complexe assure un dialogue aisé entre terminaux de vitesses différentes, il est illustré par la **figure 3.**

Une explication aussi succincte ne peut présenter qu'un principe de fonctionnement, et des facultés plus complexes sont réalisées par le bus IEEE 488. Pour de plus amples détails, on se référera à la littérature spécialisée.



Les circuits interface IEEE 488

L'existence de circuits intégrés compatibles IEC 625-1 permet deux types de réalisations : dispositifs autonomes (en anglais, « stand-alone ») ou périphériques intelligents pouvant être couplés à un calculateur. Le premier cas est celui d'automates simples, qui, il y a encore quelques années, devaient être réalisés entièrement en logique câblée ; l'utilisation d'un circuit intégré spécifique permet une économie de composants et de délais de réalisation, ainsi qu'une réduction de taille du circuit imprimé. L'emploi de ces mêmes circuits comme périphériques intelligents d'un microprocesseur décharge ce dernier de tâches répétitives et le laisse donc libre pour des usages plus « nobles ».

Il est à remarquer que certains circuits présentés sur le marché ne sont en fait que des micro-ordinateurs spécialisés : c'est le cas du 8292 *(Intel)* qui n'est en fait qu'un 8041 pré-programmé.

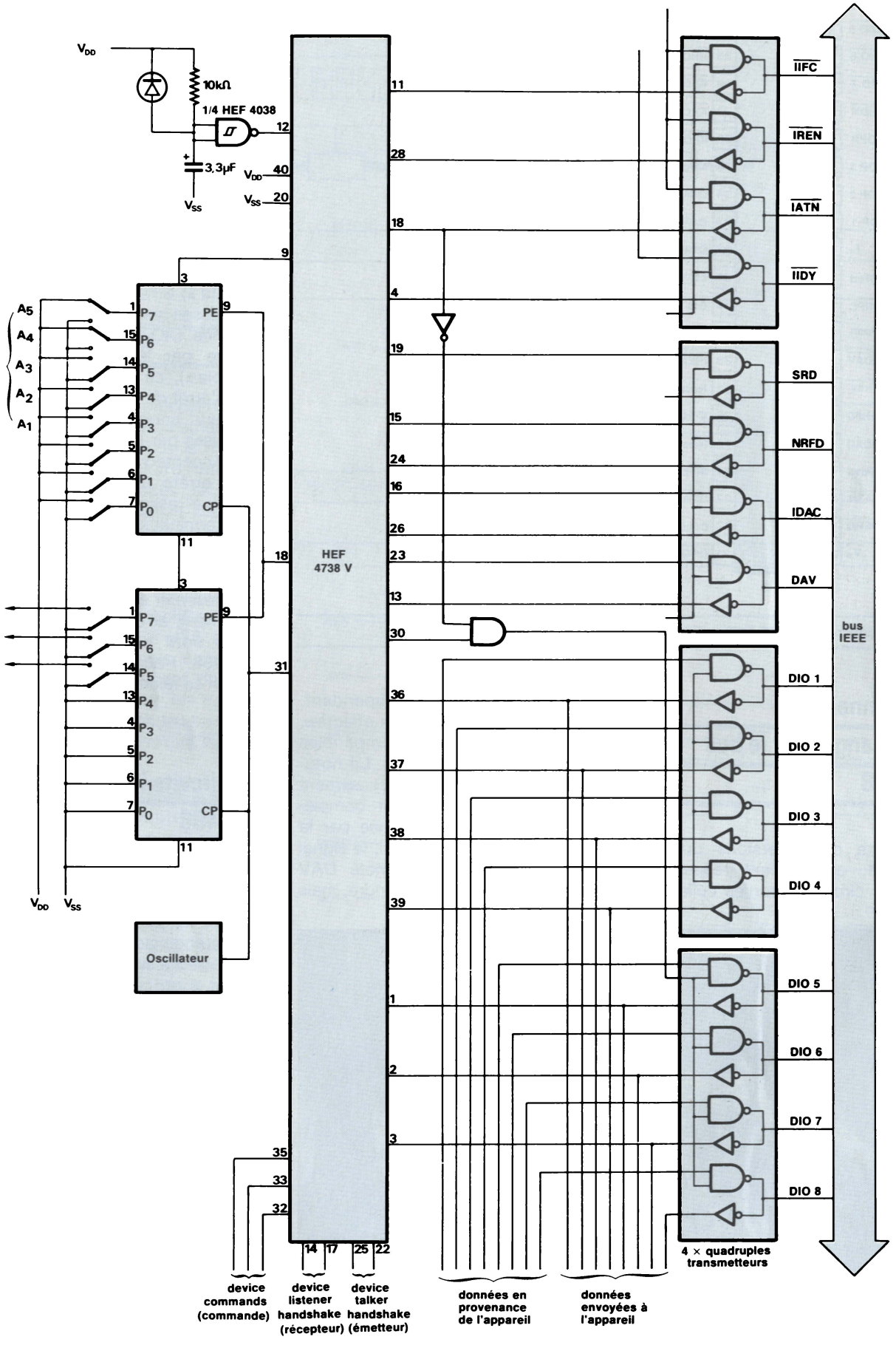


Fig. 4 b. – Utilisation du HEF 4738 V pour la réalisation d'appareils autonomes (RTC).

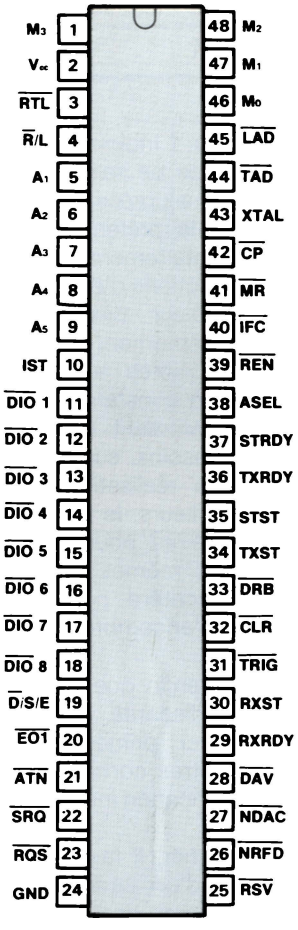


Fig. 5 a. – Brochage du 96 LS 488 (Fairchild).

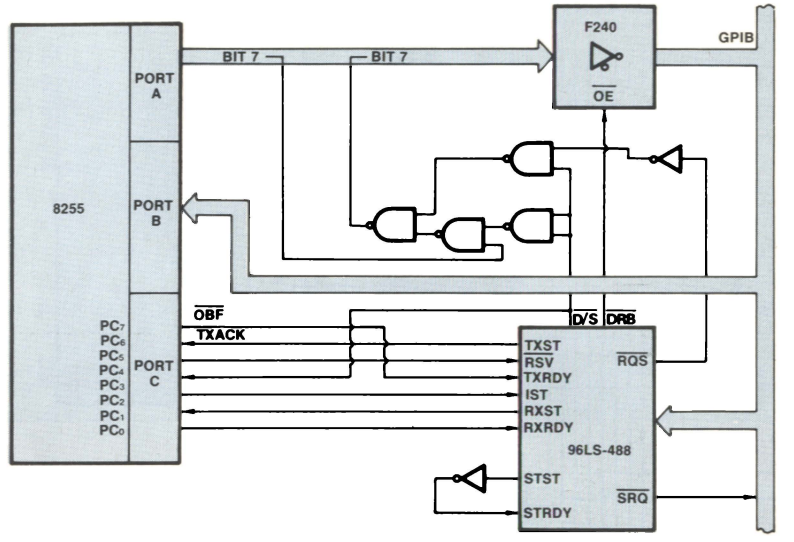


Fig. 5 b. – Utilisation du 96 LS 488.

Les circuits actuellement disponibles (mars 83) sont au nombre de 6 :

- HEF 4738 V *(Signetics)*,
- 96 LS 488 *(Fairchild)*,
- 8291 et 8292 *(Intel)*,
- TMS 9914 *(Texas Instruments)*,
- μPD 7210 TLC *(NEC)*,
- MC 68488 *(Motorola)*.

Un dernier circuit (F 16488) est annoncé par *National Semiconductor* pour sa famille 16000, cependant ce circuit n'est pas encore échantillonné. Toutefois, étant le plus récent, il devrait bénéficier des derniers progrès de l'intégration et donc lors de son apparition offrir plus de possibilités que ses concurrents.

Parmi les six circuits présentés, les deux premiers sont de conception assez ancienne, puisqu'ils datent de 1979 et de ce fait sont moins faciles à utiliser que leurs homologues plus récents. La principale limite de ces circuits est l'absence d'entrées/sorties trois états, ce qui n'est pas fait pour simplifier la connexion à un bus de microprocesseur ; cette connexion reste cependant possible moyennant l'adjonction de logique supplémentaire. En contrepartie, ces deux circuits se prêtent facilement à la réalisation de systèmes autonomes avec un nombre minimal de composants.

Les quatre autres circuits sont spécifiquement des périphériques de microprocesseur et ont d'abord été conçus pour la famille micro-informatique de leur fabricant : ainsi, le TMS 9914 s'interface particulièrement bien à la famille TMS 9900/TMS 99000, et il en est de même pour les autres circuits. Il reste toutefois que ces circuits sont d'un usage suffisamment souple pour s'adapter à la plupart des microprocesseurs courants ; dans les paragraphes qui suivent, cette compatibilité sera mise en évidence par des exemples de connexion au microprocesseur Z-80 *(Zilog)*, mais pourrait aisément être démontrée avec d'autres machines.

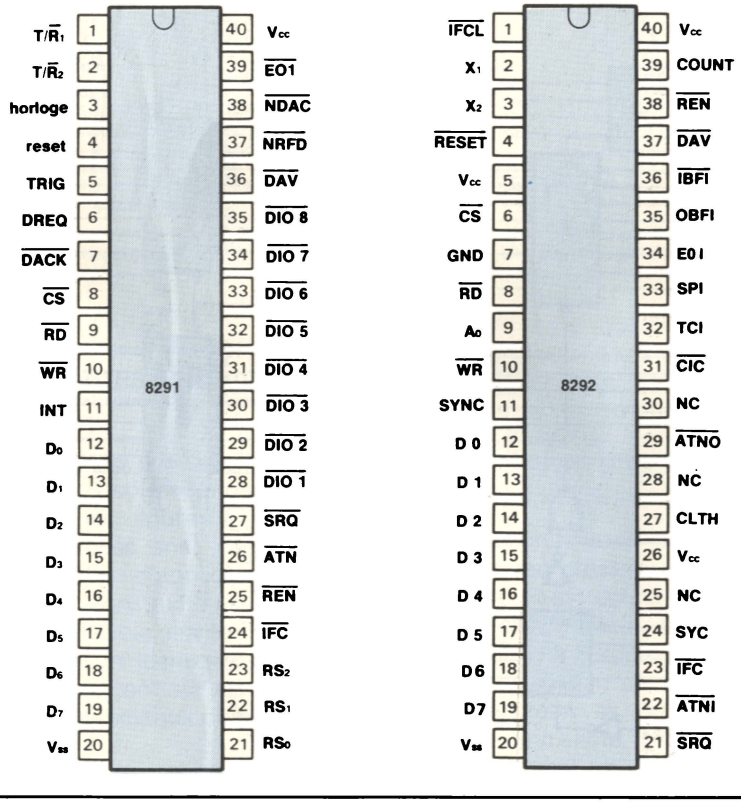


Fig. 6 a. – Brochage des circuits 8291 et 8292 (Intel).

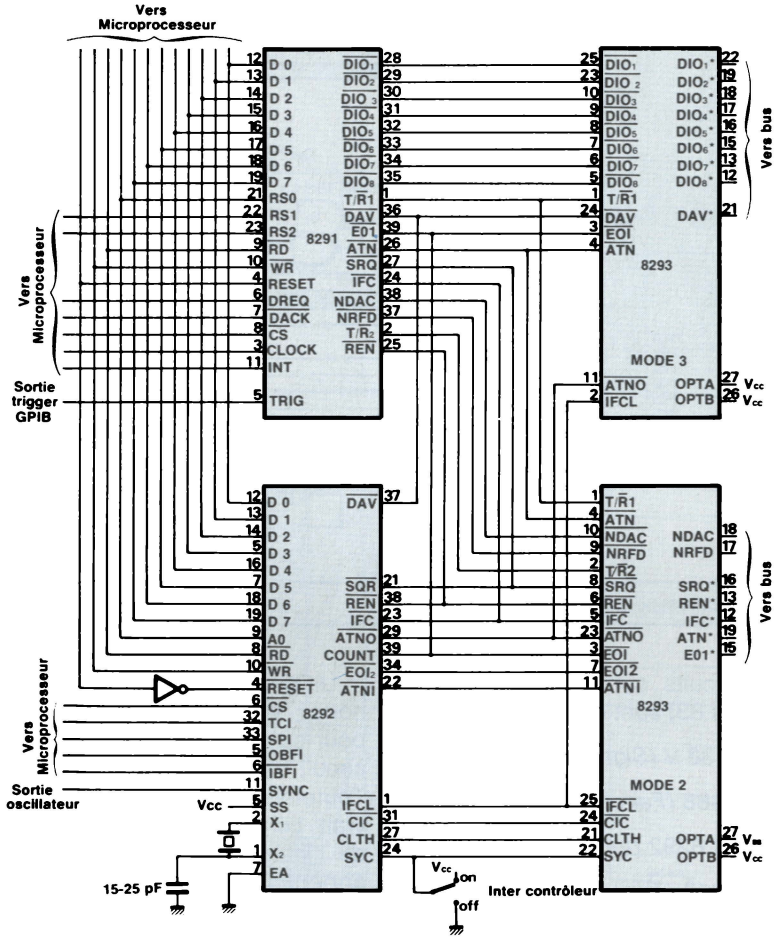


Fig. 6 b. – Utilisation des circuits 8291, 9292 et 8293 (Intel).

Les critères de choix d'un circuit

Le **tableau 1** indique quelques critères possibles de sélection d'un circuit parmi les six présentes, sans avoir pour autant la prétention d'être exhaustif. Volontairement, ce tableau se limite aux fonctions d'émetteur, récepteur et contrôleur : bien que des possibilités extrêmement sophistiquées soient disponibles avec la norme IEC 625-1, on constate que les fonctions précédemment citées satisfont 80 % des besoins, surtout en ce qui concerne les réalisations « sur mesure ». Par ailleurs, le nombre de circuits nécessaires pour l'implémentation de ces mêmes fonctions est souvent un critère primordial, pour des raisons d'encombrement.

Signalons enfin que les critères de prix et de disparité, bien que non mentionnés ici, priment souvent sur toutes les autres considérations dans le cas de fabrication industrielle.

Pour terminer, il faut rappeler que l'intégration d'un interface IEEE 488 dans un appareil destiné à être produit commercialement est soumis au paiement d'une licence auprès de la société *Hewlett-Packard*.

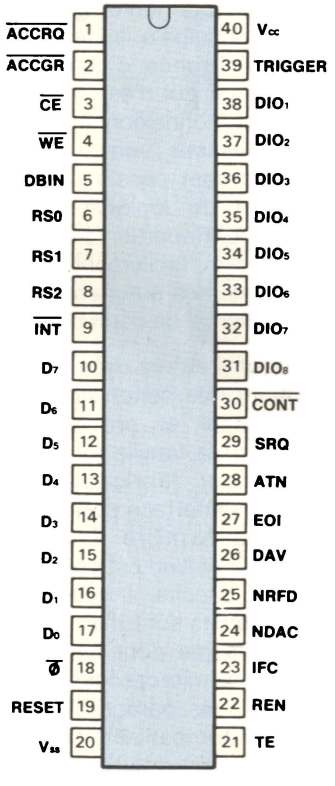


Fig. 7 a. – Brochage du TMS 9914 (T.I.).

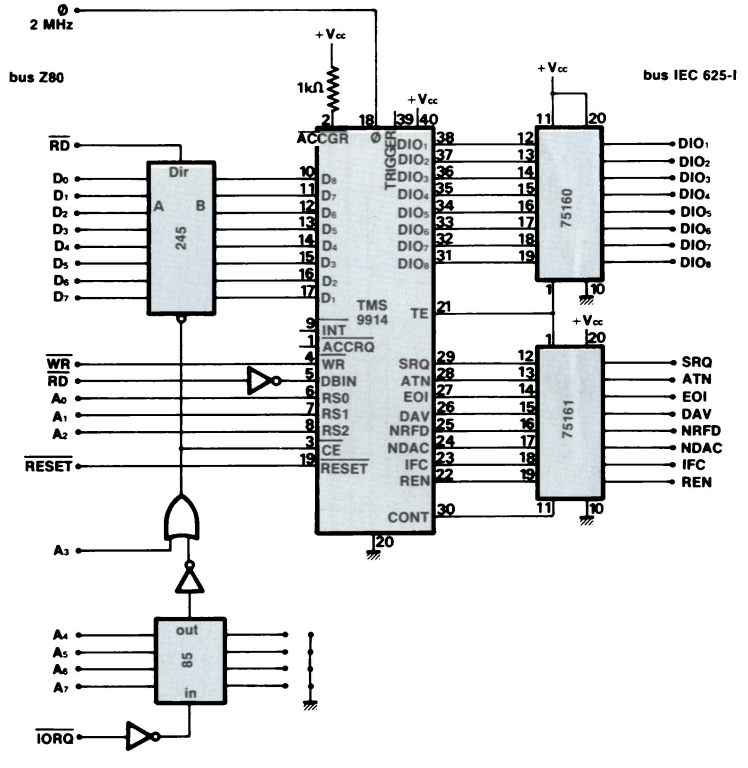


Fig. 7 b. – Utilisation du TMS 9914 (Texas Instruments).

Circuit / Caractéristiques	HEF 4738V	96 LS 488	8291/8292	TMS 9914	µPD 7210 TLC	MC 68488
Emetteur/récepteur	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Contrôleur de bus	non	non	oui	oui	oui	non
Nombre total de circuits	10 (voir texte) 1 × 40 broches 6 × 16 broches 3 × 14 broches	5 (voir texte) 1 × 48 broches 1 × 40 broches 1 × 20 broches 2 × 14 broches	8 2 × 40 broches 2 × 28 broches 1 × 20 broches 1 × 16 broches 2 × 14 broches 1 quartz 1 condensateur	7 1 × 40 broches 3 × 20 broches 1 × 16 broches 2 × 14 broches	7 1 × 40 broches 3 × 20 broches 1 × 16 broches 2 × 14 broches	11 1 × 40 broches 2 × 20 broches 5 × 16 broches 3 × 14 broches

Tableau 1.

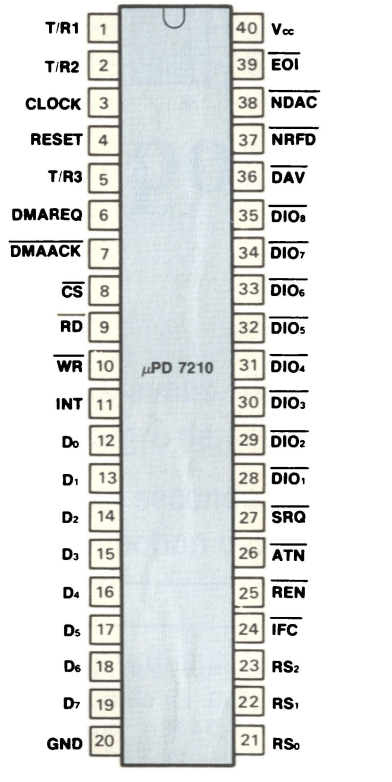


Fig. 8 a. – Brochage du µPD 7210 (NEC).

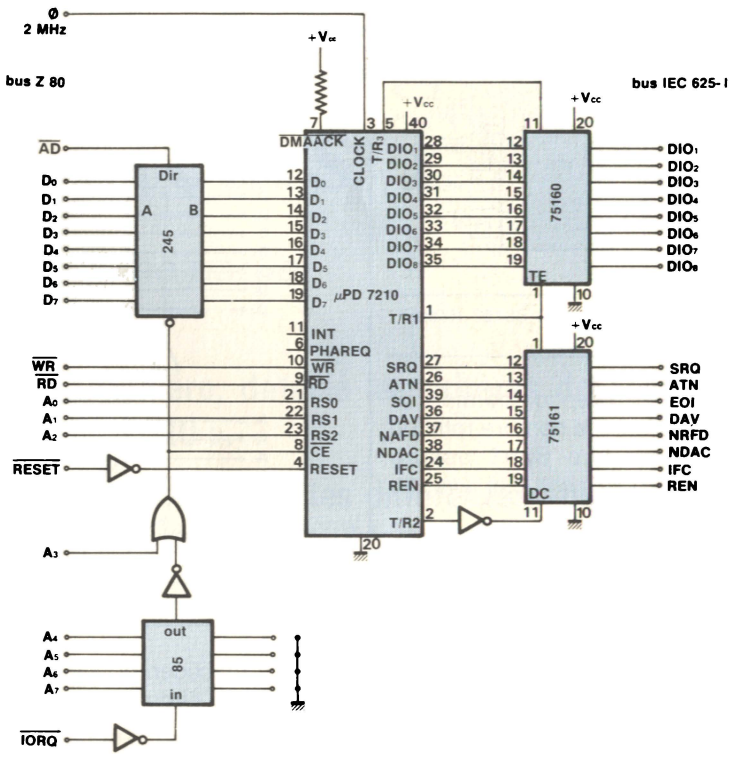


Fig. 8 b. – Utilisation du µPD 7210 TLC (NEC).

Examen des différentes solutions

Les brochages des circuits intégrés et les solutions correspondantes sont illustrés par les **figures 4 à 9.** Les schémas indiqués sont des adaptations des notes d'applications fournies par les constructeurs ; dans la mesure du possible, il a été recherché une présentation identique des différents schémas, tant sur les lignes de bus que sur les signaux du circuit spécialisé.

Réglons tout de suite le cas du HEF 4738V. Son ancienneté de conception rend quasiment impossible toute connexion à un bus, et du reste, aucune note d'application du fournisseur n'aborde un tant soit peu ce sujet. Toutefois, cet inconvénient est compensé par la facilité de réalisation de dispositifs autonomes **(fig. 4).**

La solution à base du 96 LS 488 est assez peu détaillée dans la documentation constructeur, qui est ici donnée telle quelle ; de ce fait, le nombre de circuits intégrés nécessaires à la réalisation de l'interface est donné sous réserves. On notera qu'un interface parallèle programmable 8255 *(Intel)* est utilisé pour réaliser l'adaptation avec le bus du microprocesseur Z-80, et non un PIO de *Zilog*. En effet, le circuit d'entrée/sortie employé, bien que relativement ancien, présente l'avantage sur son successeur *Zilog* de disposer de trois ports : les deux premiers effectuent les entrées/sorties proprement dites, tandis que six lignes du troisième port servent à gérer les échanges **(fig. 5).**

La réalisation avec des circuits *Intel* nécessite un plus grand nombre de composants périphériques que les autres solutions. Il faut cependant remarquer que chacun des circuits spécialisés effectue une fonction distincte : émetteur/récepteur pour le 8291, contrôleur de bus pour le 8292 ; une limitation aux seules fonc-

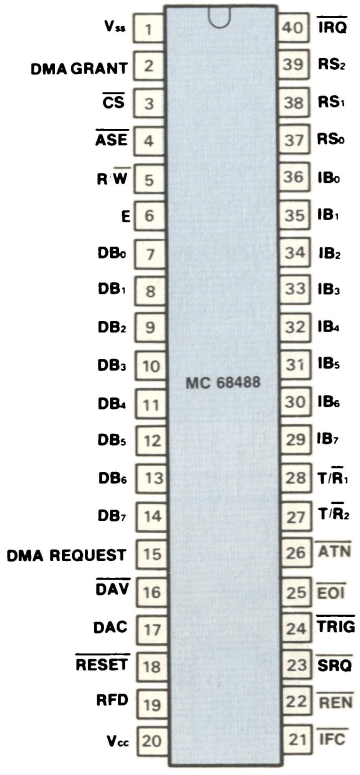


Fig. 9 a. – Brochage du MC 68488 (Motorola).

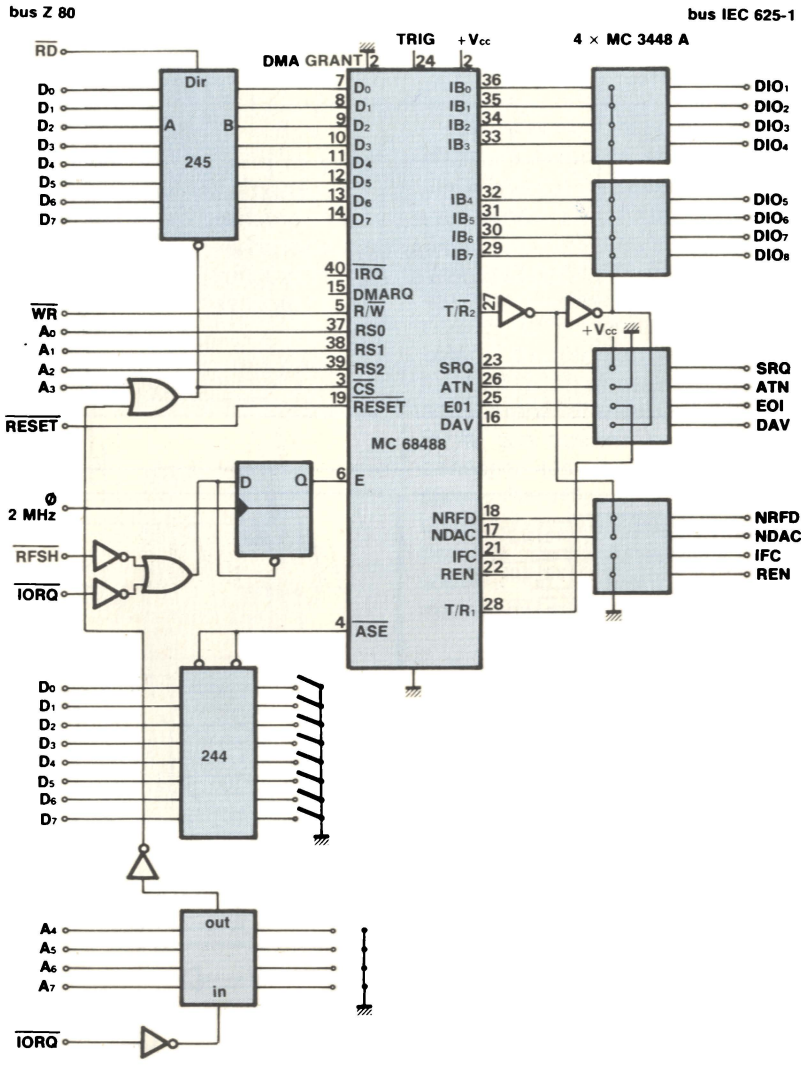


Fig. 9 b. – Utilisation du MC 68488 (Motorola).

tions d'émission/réception permettrait donc de restreindre le nombre total de circuits utilisés. Le 8293 assure l'adaptation proprement dite avec le bus IEEE 488 **(fig. 6)**.

Malgré sa conception optimisée pour la famille TMS 9900/TMS 99000 (en particulier en ce qui concerne le DMA), le circuit TMS 9914 s'interface aisément avec le microprocesseur Z-80 et n'utilise que peu de logique extérieure ; les circuits 75160 et 75161 sont des adaptateurs de bus. Pour la réalisation du circuit imprimé, on fera attention à la notation du bus de données sur le TMS 9914, qui est inversée par rapport à ce qu'on voit couramment : ainsi, D_8 désigne le bit de plus faible poids, etc. **(fig. 7)**.

Le raccordement du μPD 7210 au bus du Z 80 est presque identique à la solution précédente. De ce fait, le nombre de circuits reste inchangé **(fig. 8)**.

L'interfaçage du MC 68488 au microprocesseur Z-80 est pénalisé par la nécessité de générer le signal E, utilisé à la fois comme signal d'horloge et comme validation ; il est vrai que le 6800 et le Z-80 ont des philosophies (bus, architecture interne) totalement opposées, et on aurait vraisemblablement des difficultés analogues en voulant connecter un circuit de la famille Z-80 à un 6800. En outre, les « transceivers » MC 3448A proposés par *Motorola* n'assurent l'adaptation que de quatre signaux à la fois, ce qui se traduit par un nombre de circuits intégrés supérieur à celui des autres solutions. Pour des raisons de lisibilité, le bus de données Z-80 et la ligne IORQ, utilisés à plusieurs endroits du schéma, ont été portés à plusieurs reprises **(fig. 9)**.

Benoît Vellieux

Applications

Déviation verticale en circuit intégré pour récepteurs TV-C

(deuxième partie)

Nous avons, dans notre précédent numéro, détaillé les critères de conception du circuit intégré de déviation verticale « TEA 2020 ».

Cette seconde partie de l'étude met l'accent sur les différentes applications possibles, en fonction des divers types de tubes-couleur disponibles sur le marché.

Commutation sur standards TV 50 ou 60 Hz

Suivant les standards, une fréquence « trame » de 60 Hz peut être obtenue. Dans une application de balayage vertical, pour être compatible avec les deux fréquences de synchronisation 50 et 60 Hz, le temps de suppression, la fréquence d'oscillation libre et la porte de synchronisation correspondants doivent être disponibles. La même amplitude $V_{(5\text{-}6\ c/c)}$ doit être gardée quelle que soit la fréquence choisie. Le téléviseur sera compatible avec les deux standards, sans avoir besoin de réajustage de l'amplitude de l'image.

Le schéma d'application est celui de la **figure 19**.

Supposons que $F_S = \gamma \cdot F'_S$, formule dans laquelle :

- F_S est la fréquence de synchronisation à 50 Hz,
- F'_S est la fréquence de synchronisation à 60 Hz,

nous avons donc $\gamma = 0{,}83$.

De la même manière, en conservant le même rapport γ, nous obtenons :

$T'_o = \gamma \cdot T_o$: fréquence d'oscillation libre,
$T'_B = \gamma \cdot T_B$: temps de suppression,
$V'_{(5\text{-}6\ c/c)} = V_{(5\text{-}6\ c/c)}$: tension crête-à-crête de la rampe.

Lorsque le transistor T est saturé, il équivaut à un court-circuit, ce qui a pour effet de mettre une résistance R' (R'_4, R'_6, R'_8) en parallèle sur chacune des résistances R (R_4, R_6, R_8) connectées entre les bornes 4, 6, 8 et la masse. Ces dernières résistances étant calculées pour une synchronisation avec une une fréquence de 50 Hz, les autres (R'_4, R'_6 et R'_8) seront cinq fois plus grandes que chacune d'elles, conservant ainsi un rapport γ de 0,83 et une même amplitude pour la rampe.

Polarisation de l'étage de sortie Ajustage de la linéarité (fig. 20)

– Point de fonctionnement de la tension V_o à la sortie

Le point de fonctionnement de V_o est déterminé par la tension V^+ provenant de l'alimentation stabilisée interne, par la valeur moyenne $V_{e\ av}$ de la tension d'entrée en forme de dents de scie, et par le circuit de contre-réaction en continu. Nous avons alors :

$$V_o = -V_{e\ moy.} \frac{R}{R_1} + V^+ \left(1 + \frac{R}{R_1 // R_2}\right)$$

avec $R = R_3 + R_4$ et $V^+ = \dfrac{1{,}3}{1 - 6\dfrac{R_8}{R_4}}$

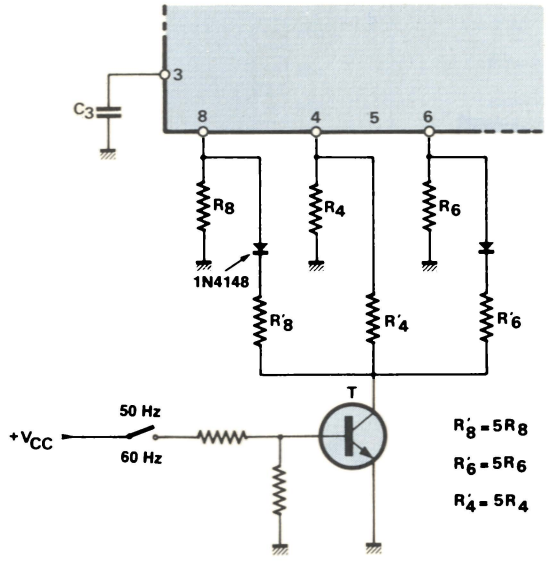


Fig. 19. – Application pour standards 50 ou 60 Hz.

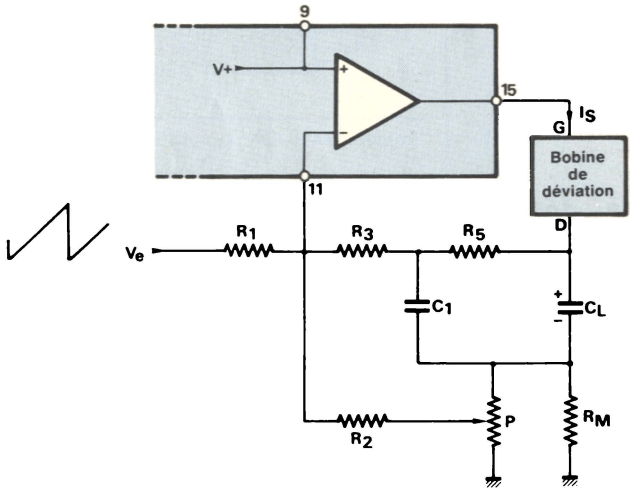


Fig. 20. – Polarisation de l'étage de sortie.

La tension moyenne est donc :

$$V_{e\,av} = \frac{1}{2} \cdot \frac{6{,}4}{R_4 - 6R_8} \cdot \frac{Ts}{C_3} + \frac{1}{1 - 6\,\frac{R_8}{R_4}} = V_{(5\text{-}6\ av)},$$

avec T = 20 ms (synchronisée)

V_o devra donc être déterminée afin de permettre une excursion de V_S en sortie, parfaitement centrée par rapport aux tensions de saturation (niveau bas et niveau haut).

– Courant crête de sortie

Nous avons :

$$I_{S\,(c/c)} = V_{(5\text{-}6\ c/c)} \cdot \frac{R_2}{\alpha\,.\,R\,.\,M\,.\,R_1}$$

ou α est le coefficient d'ajustage de l'amplitude (potentiomètre P) : $\alpha \simeq 0{,}1$.

– Circuit d'ajustage de la linéarité

De par la géométrie des tubes-images, un courant de balayage en forme de S est nécessaire afin d'obtenir une image linéaire. La tension de correction V_e est obtenue en intégrant la tension de forme parabolique V_{CC} à travers le condensateur de couplage C_L **(fig. 21).**

Les formes des différentes ondes et du courant I_S sont celles de la **figure 22.**

L'amplitude du « S » de correction varie en fonction des condensateurs C_L et C_1, de la résistance R_3 et de la symétrie de la résistance R_5.

Le temps nécessaire pour obtenir la tension de sortie au moment de la synchronisation sera fonction du produit ($R_5 \cdot C_1$). Il sera minimum lorsque le signal en dents de scie appliqué à l'entrée aura une amplitude maximale ; en conséquence, il faudra mettre un condensateur C_1 de faible valeur, et pour être plus précis, de l'ordre de 100 nF.

En agissant sur la boucle de contre-réaction, il est possible de travailler sans avoir à ajuster la linéarité, contrairement aux anciens systèmes. Le vieillissement du condensa-

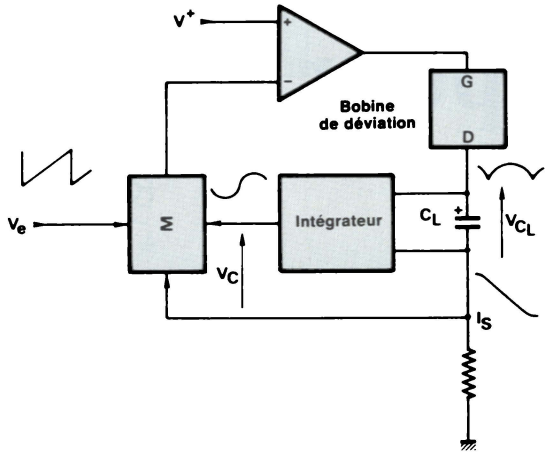


Fig. 21. – Circuit d'ajustage de la linéarité.

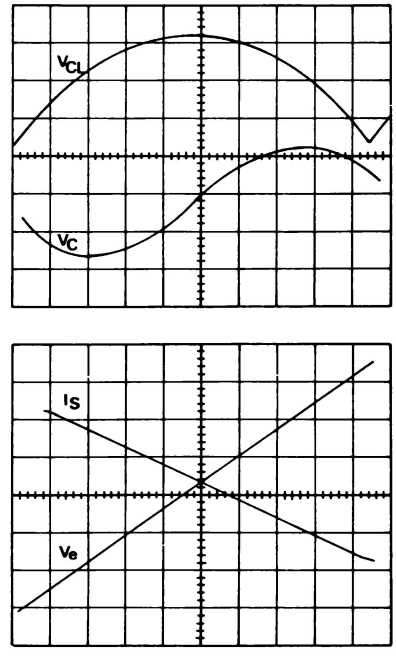


Fig. 22. – Formes d'ondes de V_{CL}, V_C, I_S et V_e.

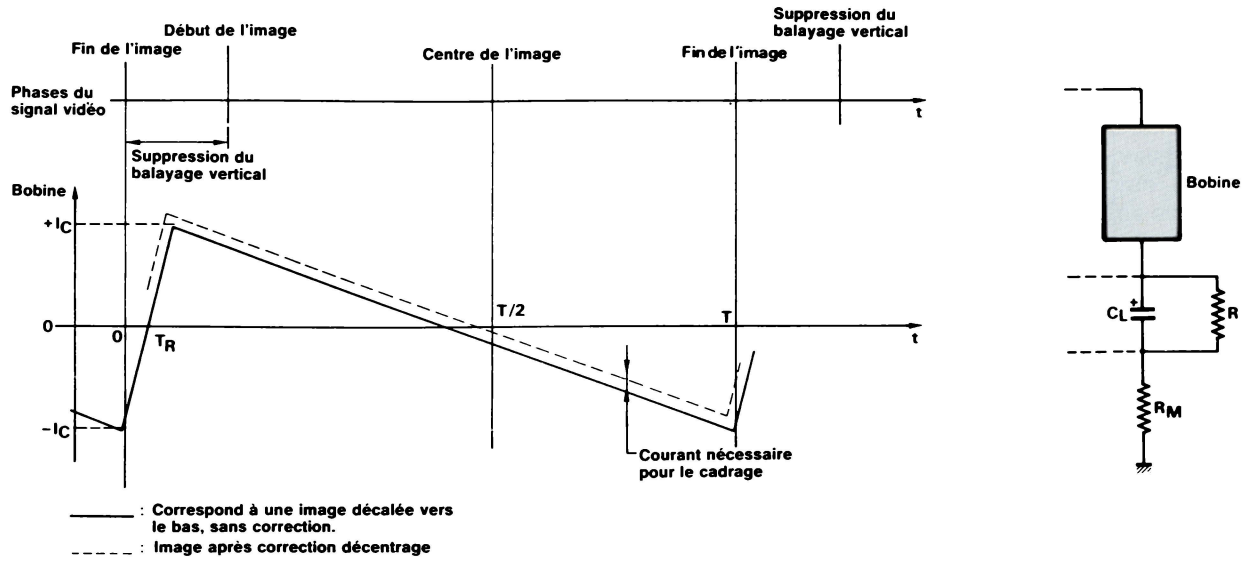


Fig. 23. – Principe de la correction de centrage, à gauche ; fig. 24 (à droite) circuit de correction.

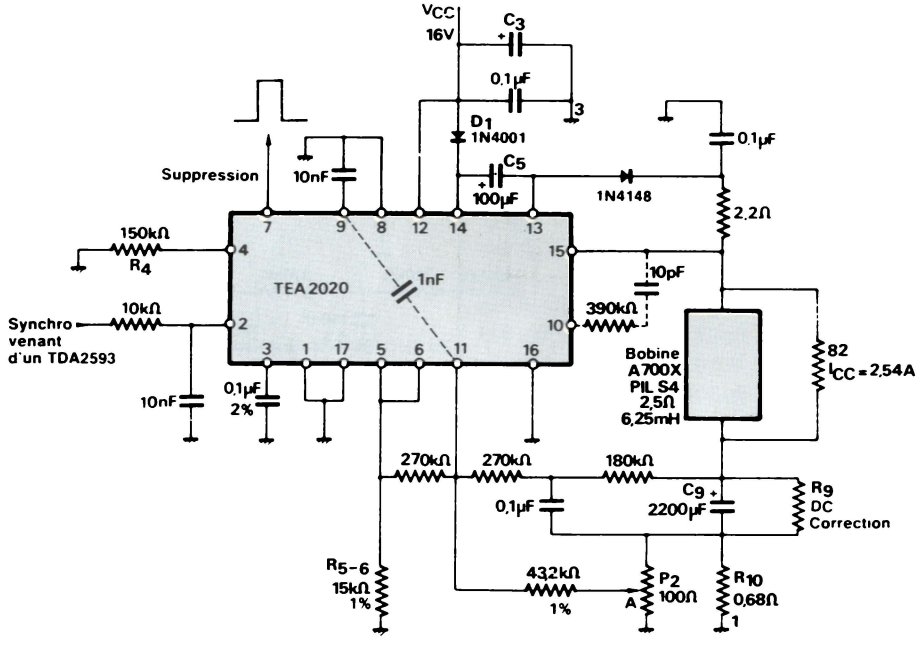


Fig. 25a. – Application avec tube PIL S4.

teur de liaison engendre également une non-linéarité sur l'écran de 0,3 % au maximum.

L'exemple suivant montre la variation de linéarité en fonction de celle de la capacité du condensateur de liaison, dans le cas d'une application de tube PIL S4 avec bobine à enroulement parallèle.

ΔC_L 2 200 µF	0 %	+ 20 %	– 20 %
Linéarité %	+ 0,17	+ 0,35	– 0,25

Calculs concernant l'étage de puissance

Se reporter au schéma de la **figure 12.**

– **Tension de sortie pendant le balayage vertical**

La tension de sortie V_S s'exprime en fonction du temps de la manière suivante :

$$V_S(t) = R \cdot I_C \left(1 - \frac{2t}{T_A}\right)$$

(partie linéaire)

$$- \frac{2L\, I_C}{T_A} + V_o - \frac{I_C \cdot T_A}{6 \cdot C_L}$$

(partie constante)

$$+ \frac{I_C}{C_L}\left(t - \frac{t^2}{T_A}\right)$$

(partie parabolique)

avec :

R : résistance de la bobine ajoutée à la valeur de la résistance qui mesure le courant,
L : inductance de la bobine,
T_A : temps pendant lequel s'écoule la phase directe,
Ic : courant de balayage crête.

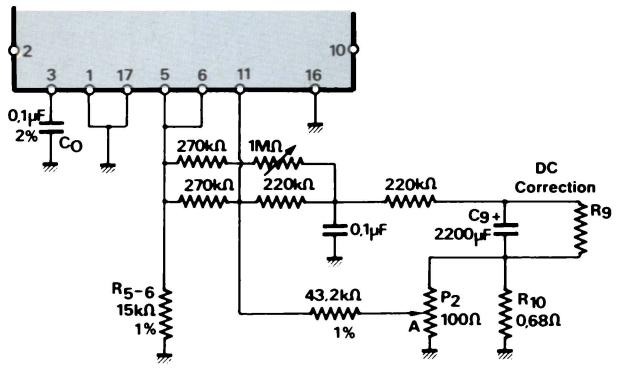


Fig. 25b. – Modification pour obtenir un ajustage de la linéarité.

– Tension V_o du point de fonctionnement à la sortie

La tension V_o est déterminée de manière à avoir une excursion du signal de sortie centrée par rapport aux niveaux de saturation haut et bas :

$$V_o = \frac{V_{cc}}{2} - 0{,}65 + I_C \left(\frac{2L}{T_A} + \frac{T_A}{6 \cdot C_L} \right)$$

– Tension minimale d'alimentation

La tension d'alimentation minimale s'exprime en fonction du courant I_C et de la résistance R_D qui dépendent de la bobine :

$$V_{CC}\ min = 2{,}4\ I_C\ (RM + 1{,}27\ R_D) + 3{,}3$$

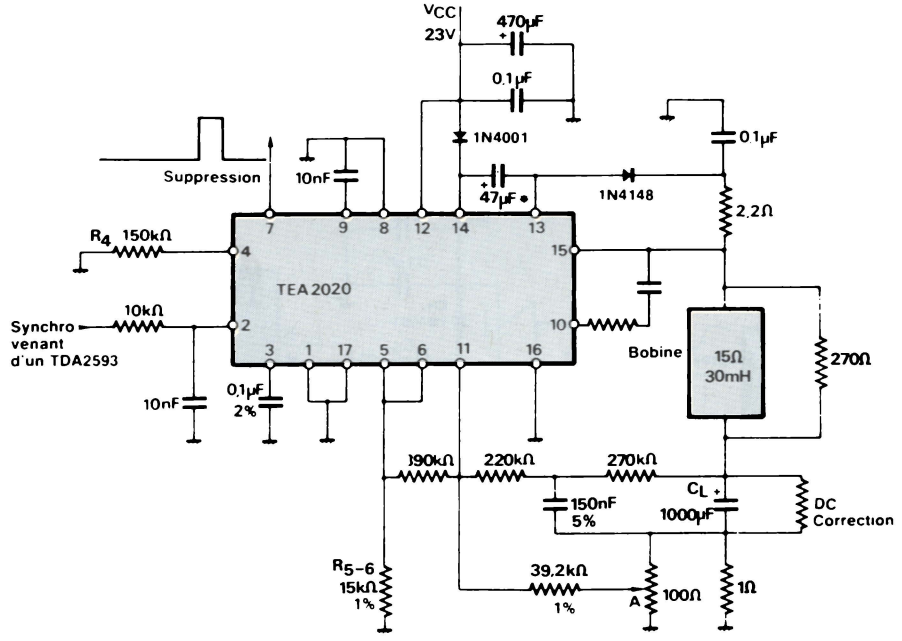


Fig. 26. – Application avec tube 90° A 421 X.

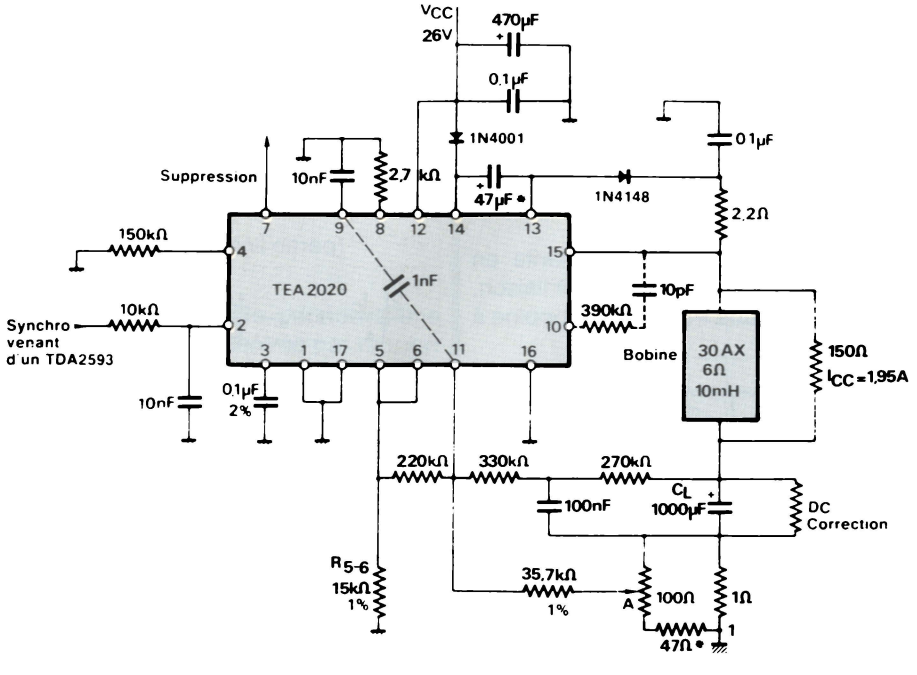


Fig. 27. – Application avec tube 110° 30 AX.

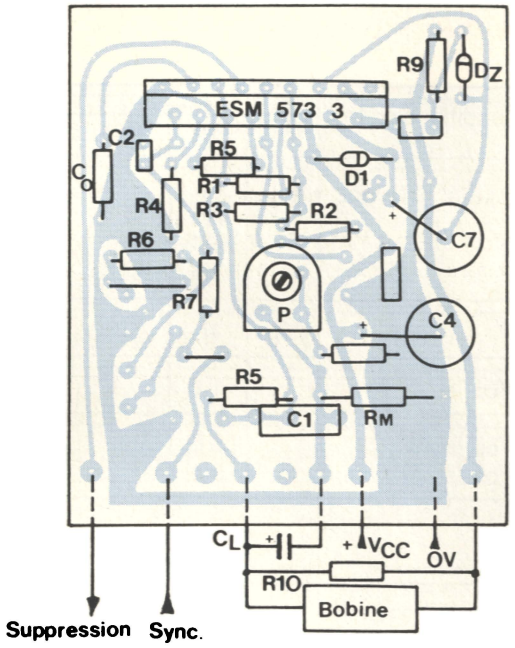


Fig. 28. – Circuit imprimé correspondant à l'application 30 AX sans ajustage de la linéarité.

– Puissance dissipée

La puissance P_D dissipée dans le circuit s'exprime par la formule suivante :

$$P_d = P_F - P_u - P_{Diode} = (V_{CC} - V_D)\ \left(\frac{I_C}{4} + I_0\right) - \frac{RI_C^2}{3}$$

dans laquelle nous avons :

– P_F : puissance provenant de l'alimentation,

$$P_F = V_{CC}\left(\frac{I_C}{4} + I_o\right)$$

où I_o est le courant de polarisation en continu du circuit.

– P_u : puissance dissipée dans la bobine et la résistance de mesure,

$$P_u = \frac{RI_C2}{3} \text{ avec } R = R_C + R_M$$

– P_{Diode} : puissance dissipée dans la diode montée en série de l'alimentation,

$$P_{Diode} = V_D\ \left(\frac{I_C}{4} + I_o\right)$$

– Temps de retour

A V_o, tension du point de fonctionnement en sortie :

$$T_R = \frac{L}{R}\ \text{Log n}\ \frac{1 + \frac{R \cdot I_C}{V + 0{,}5}}{1 - \frac{R \cdot I_C}{V - 3{,}5}}$$

avec

$$V = \frac{1}{2} V_{cc} - \frac{2L \cdot Ic}{T_A} \quad \text{et } R = R_D + RM$$

Correction du centrage

Ce circuit de correction permet de centrer exactement l'image de l'écran dans le sens vertical. Dans toutes les applications, le début du balayage sera avancé par rapport au début de l'image du signal vidéo, car le temps de retour du courant est inférieur au temps de suppression. L'image sera alors décalée vers le bas de l'écran **(fig. 23)**. Le schéma du circuit de correction de centrage est donné à la **figure 24** (R est la résistance de correction du centrage).

La résistance R ajuste le centrage de l'image. Elle fixe un courant constant qui est ajouté au courant de balayage, et découple le condensateur de liaison. D'autre part, elle n'a aucune influence sur la linéarité, puisque son courant circule à travers la résistance de mesure. Sa puissance sera inférieure à 1 W. La tension qu'elle chute sera d'environ $V_{CC}/2$ et le courant qui la traverse sera inférieur à 40 mA.

Applications typiques

Pour chacune des applications suivantes, la réjection ligne sera obtenue à la sortie en connectant un condensateur de 1 nF entre les bornes 9 et 11 du circuit intégré.

Si l'influence de la ligne sur les circuits est trop élevée, un circuit de compensation sera connecté entre les bornes 10 et 15 du circuit intégré. Ce circuit de compensation consistera en une mise en série d'une résistance de 330 kΩ et d'un condensateur de 10 pF.

Une résistance d'amortissement sera connectée en parallèle sur la bobine afin d'éviter des oscillations possibles sur la sortie après le retour, et d'assurer une grande stabilité au système. La valeur de cette résistance sera au moins dix fois plus grande que celle de la résistance de la bobine. Un circuit d'application typique pour poste de télévision couleur utilisant un tube 110° de type PIL S4, sans ajustage de la linéarité) est donné à la **figure 25.**

Remarques : Pour travailler en toute sécurité, il faut respecter les valeurs indiquées par un astérisque. Si nécessaire, connecter un condensateur de 1 000 pF entre les bornes 9 et 11 pour supprimer l'influence ligne. Pour des applications avec ajustage de la linéarité, le schéma peut être modifié, comme dans le cas du PIL S4 à enroulements parallèles.

La **figure 25b** donne une modification pour obtenir un ajustage de la linéarité. La **figure 26** est une application pour TVC avec tube 90° A 421 X, la **figure 27** se rapporte à un tube 110°, 30 AX. La **figure 28** donne le circuit imprimé d'une application avec 30 AX sans ajustage de la linéarité, tandis que la **figure 29** symbolise la protection contre les surcharges et les surtensions.

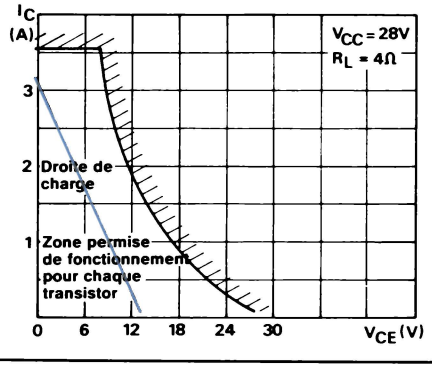


Fig. 29. – Zone de protection contre les surtensions et les surcharges. Chaque transistor de puissance est protégé par un circuit interne qui lui évite de fonctionner dans des conditions dangereuses.

Les caractéristiques électriques pour un circuit de déviation de tube TV couleur PIL S4 sont données au **tableau 2.**

Tableau 2

Paramètres	Symboles	Conditions de test	Valeurs Min.	Valeurs Typ.	Valeurs Max.	Unités
Caractéristiques de la bobine du PIL S4 résistance Inductance Courant crête-à-crête de la bobine	 R_d L_d I_{cc}			 2,5 6,25 2,5	 3,1 2,8	 Ω mH A
Tension d'alimentation	V_{cc}		15	16	20	V
Temps de retour	T_r	V_{cc} = 15 V		1,2		ms
Dissipation de puissance dans le circuit intégré	P_D P_D	V_{cc} = 15 V V_{cc} = 20 V		3,6 5,5		W W
Courant crête de fonctionnement du générateur de Retour (borne 13)	I(13)			± 1,3		A
Courant crête transitoire maximum pour le retour	I(13)max.	t = 1 ms t_0 = 20 ms			± 2,2	A
Courant crête transitoire maximum en sortie (borne 15)	I(15)max.				± 3	A
Tension de retour	V(15)			32	40	V
Amplitude crête de la dent de scie de l'oscillateur, aux bornes 5 et 6	V(5-6)	R(4) = 150 kΩ C(3) = 100 nF R(8) = 0 T = 20 ms		9,5		V
Temps de suppression (borne 7)	T_{bl}	R(4) = 150 kΩ C(3) = 100 nF R(8) = 0		1,3		ms
Température de jonction avec radiateur de R_{th} = 10 °C/W	T_j	V_{cc} = 16 V T_{amb} = 30 °C		80		oC

Le **tableau 3** détaille les caractéristiques électriques pour une application PIL S4 110° à enroulement série.

Tableau 3

Paramètres	Symboles	Conditions de test	Valeurs Min.	Valeurs Typ.	Valeurs Max.	Unités
Tension d'alimentation		V_{cc}	25	26	29	V
Temps de retour		V_{cc} = 26 V		1,2		ms
Dissipation de puissance dans le circuit intégré		V_{cc} = 26 V		4		W
Tension de retour				52	60	V

Le **tableau 4** se réfère à un tube couleur 421X, et le **tableau 5** à un tube 30 AX.

Tableau 4

Paramètres	Symboles	Conditions de test	Valeurs Min.	Valeurs Typ.	Valeurs Max.	Unités
Caractéristiques d'une bobine A 420 X Résistance Inductance Courant crête-à-crête de la bobine	 R_d L_d I_{CC}			 15 30 0,9		 Ω mH A
Tension d'alimentation	V_{CC}		20	23		V
Temps de retour		V_{CC} = 23 V		1,1		ms
Dissipation de puissance dans le circuit intégré	P_D	V_{CC} = 23 V		2,5		W
Courant de fonctionnement du générateur de Retour (borne 13)	I_{Fb}			± 0,45		A
Courant crête transitoire maximum pour le retour	I(13)	t = 1 ms t_0 = 20 ms			± 2,2	A
Courant crête transitoire maximum du générateur de retour	$I_{Fb\ max.}$			± 2,2		A
Courant crête transitoire maximum en sortie (borne 15)	I(15)max.				± 3	A
Tension de retour	V(15)			46		V
Amplitude crête de la dent de scie de l'oscillateur, aux bornes 5 et 6	V(5–6)	R(4) = 150 kΩ C(3) = 100 nF R(8) = 0 T_0 = 20 ms		9,5		V
Temps de suppression (borne 7)	$T_{BLK.}$	R(4) = 150 kΩ C(3) = 100 nf R(8) = 0		1,3		ms
Température de jonction avec radiateur de R_{th} = 10 °C/W	T_j	V_{CC} = 23 V T_{amb} = + 30 °C		64		oC

Tableau 5

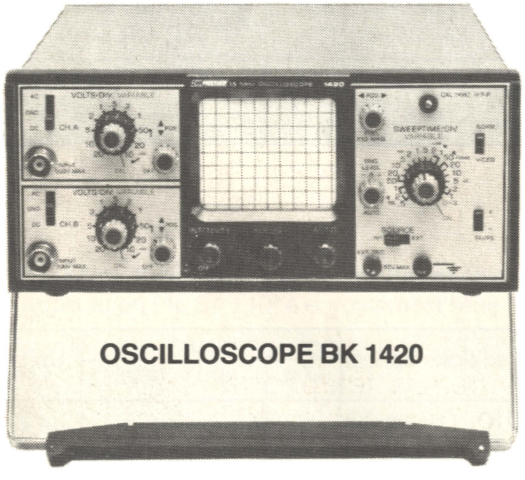
Paramètres	Symboles	Conditions de test	Valeurs Min.	Valeurs Typ.	Valeurs Max.	Unités
Caractéristiques d'une bobine 30 AX Résistance Inductance Courant crête-à-crête de la bobine	 R_d L_d I_{CC}			 6 10 2	 7,6 2,2	 Ω mH A
Tension d'alimentation	V_{CC}		25	26	29	V
Temps de retour	T_r	V_{CC} = 26 V			1	ms

Tableau 5

Paramètres	Symboles	Conditions de test	Valeurs Min.	Valeurs Typ.	Valeurs Max.	Unités
Dissipation de puissance dans le circuit intégré	P_D	V_{CC} = 26 V		5		W
	P_D	V_{CC} = 29 V		6		W
Courant crête de fonctionnement du générateur de retour (borne 13)	I(13)			± 1,1		A
Courant crête transitoire maximum pour le retour	I(13)max.	t = 1 ms t_0 = 20 ms			2	A
Courant crête transitoire maximum en sortie (borne 15)	I(15)max.				2	A
Tension de retour	V(15)			52	60	V
Amplitude crête de la dent de scie de l'oscillateur, aux bornes 5 et 6	V(5– 6)	R(4) = 150 kΩ C(3) = 100 nF R(8) = 2,7 kΩ T = 20 ms		10,5		V
Temps de suppression (borne 7)	T_{BLK}	R(4) = 150 kΩ C(3) = 100 nF R(8) = 2,7 kΩ		1,3		ms
Température de jonction avec radiateur de R_{th} = 10 °C/W	T_j	V_{CC} = 26 V T_{amb} = + 30 °C		95		o C

Pour vos dépannages sur le site

LE PLUS PETIT 2 x 15 MHz de



OSCILLOSCOPE BK 1420

B+K PRECISION DYNASCAN CORPORATION

- Utilisable à 20 MHz
- 10 mV/division
- Se loge dans un attaché-case ordinaire (8,9 cm de haut) × 22 × 30 cm
- Alimentation par batterie incorporée et sur secteur
- Séparateur synchro vidéo
- Base de temps 18 positions étalonnées
- Déclenchement TV lignes et trames
- X 10 —
- X Y, axe X sur canal B
- 3,6 kg seulement

AUTRES PRODUCTIONS :

- CONTROLEUR EN CIRCUIT BK 510
- MULTIMETRE DIGITAL AUTOMATIQUE « LCD » BK 2845
- GENERATEUR DE FONCTION BK 3010
  - ANALYSEURS LOGIQUES ET SIGNATURE
  - ANALYSEURS DE TRANSITOIRES
  - ALIMENTATIONS STABILISEES
- ALIMENTATIONS DE LABORATOIRE
- CONTROLE AUTOMATIQUE EN CIRCUIT SEMI-CONDUCTEURS BK 520
- CAPACIMETRE A GAMME AUTOMATIQUE « LCD » BK 830
- CAPACIMETRE DIGITAL BK 820

— Documentation sur demande —

BLANC-MECA Electronique

FONTGOMBAULT ZI - 36220 TOURNON-SAINT-MARTIN

Tél. (54) 37.09.80 - Télex 751145

* Au 15 mai 1983, nous avons constaté un gain de plus de 500 fois la valeur du Haut-Parleur, entre le prix officiel et la promotion d'un de nos annonceurs

— A coup sûr, vous récupérez largement votre mise (13 F la valeur du Haut-Parleur) pour tout achat auprès d'un de nos annonceurs.

— Nos annonceurs, pour la majorité d'entre eux, ont une grande habitude du « Lecteur Haut-Parleur » et savent lui proposer du matériel de qualité et toujours aux meilleurs prix.

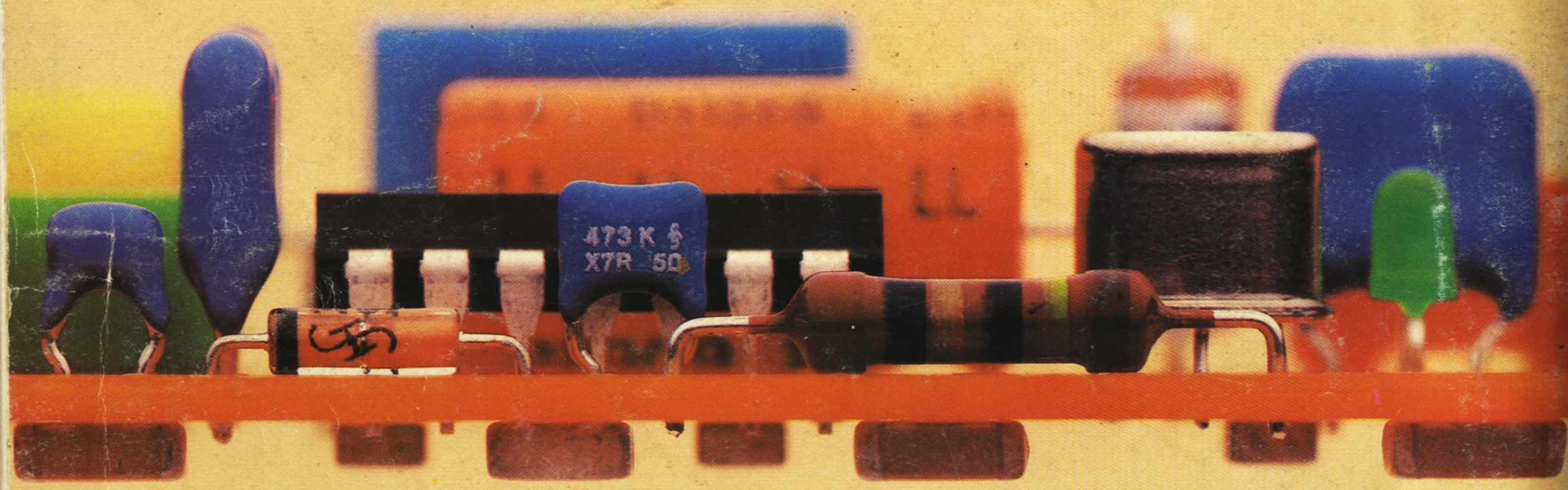
— Une chaîne Hifi, un wattmètre, une centrale d'alarme, un micro-ordinateur, une antenne, un téléphone sans fil, un autoradio, une table de mixage, un scanner, un kit, un rack, un compact disc, un walker, des cassettes, etc. Non, ce n'est pas un poème de Prévert, inédit, mais quelques appareils à usage quotidien qui vous sont proposés chaque mois aux meilleurs prix dans le **Haut-Parleur.**

— Lire le **Haut-Parleur,** c'est gagner du temps et de l'argent.

LE HAUT-PARLEUR

SIEMENS

Les circuits imprimés double face!



Les circuits imprimés équipés de composants sur une seule face appartiennent au passé. L'implantation double face ne dépend que de la stabilité en température des composants et ne pose aucun problème pour les condensateurs multicouches Siemens.

Etant donné que les chips sont frittés au cours de leur fabrication à une température de 1200°C, la soudure à la vague n'est pour eux qu'un «bain de pieds à peine chaud». Ces composants sont fixés sur la face inférieure du C.I. par une colle appropriée.

Avantages de cette technique:

- grande densité d'implantation des composants
- faible self-induction des condensateurs
- augmentation de la fiabilité

Les condensateurs chips céramique multicouches pour implantation automatique sur circuits imprimés sont un exemple parmi d'autres de notre programme de fabrication.

Nous produisons des chips et des caps avec des capacités de 1 pF à 4,7 uF, aux 4 masses différentes. Ils sont livrés en bande ou en chargeur pour implantation automatique.

Pour obtenir des informations détaillées, veuillez vous adresser à Siemens SA Div. Composants, BP 109 – 93203 Saint-Denis Cédex 01, Tél. (1) 820-61-20
Mot-clef: condensateur céramique multicouches

Condensateurs céramique multicouches Siemens.

B 8013-102

SERVICE-LECTEURS N° 202