

électronique

**RADIO
PLANS**

MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS

NUMÉRO 552 NOVEMBRE 1993

**CONVERTISSEUR
12V → HAUTE
TENSION**

**DEUX
ALIMENTATIONS
21V A PILES**

**CARTE D'ÉTUDE
DE FILTRES
EN DOUBLE T**

**PROLONGATEUR
DE BUS PC®-AT**

**SONDE
D'AFFICHAGE POUR
MOTS
DE 8 BITS**

T2438 - 552 - 24,00 F



S o m m a i r e

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 42.00.33.05 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220409 F

Principaux Actionnaires :
- M. Jean-Pierre Ventillard
- Mme Paule Ventillard

Président-Directeur-Général,

Directeur de la Publication :
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
Claude DUCROS

Marketing/Ventes :
Jean-Louis PARBOT
Tél. : 42.00.33.05.

Création maquette :
Rachid MARAI

Inspection des Ventes :
Société PROMEVENTE - M. Michel IATCA
11, rue de Wattignies - 75012 PARIS.
Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14.

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité
70, rue Compans, 75019 PARIS
Tél. : 42.00.33.05
C.C.P. PARIS 37 93 60

Directeur commercial : Jean-Pierre REITER

Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU

Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT
Voir notre tarif «spécial abonnements».

Pour tout changement d'adresse,
envoyer la dernière bande accompagnée
de 2,80 F en timbres.

IMPORTANT : ne pas mentionner notre
numéro de compte pour les paiements
par chèque postal.

Electronique Radio Plans décline toute responsabilité
quant aux opinions formulées dans les articles,
celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les
manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.
«La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des
alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part que «copies ou
reproductions strictement réservées à l'usage privé du
copiste et non destinées à une utilisation collective» et
d'autre part, que les analyses et les courtes citations
dans un but d'exemple et d'illustration, «toute
représentation ou reproduction intégrale, ou partielle,
faite sans le consentement de l'auteur ou de ses
ayants-droit ou ayants-cause, est illicite» (alinéa
premier de l'article 40). Cette représentation ou
reproduction, par quelque procédé que ce soit,
constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les
articles 425 et suivants du Code Pénal».

Ce numéro a été tiré à 37 800 exemplaires
Dépôt légal novembre 93 - éditeur 1733
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transports-Presse
Photocomposition :
COMPOGRAPHIA - 75011 PARIS -
Photo de couverture : E. Malemanche.



Numéro 552 - Novembre 1993

ISSN 1144-5742

ETUDES ET CONCEPTION

9 CONVERTISSEUR 12 V - HAUTE TENSION.
APPLICATION À UNE LAMPE ANTI-MOUSTIQUE
37 CARTE D'ÉTUDE POUR 8052 AH

REALISATION

23 PROLONGATEUR DE BUS PC® POUR CARTES ADD-ON
49 DEUX ALIMENTATIONS 21 V À PILES
55 SONDE D'AFFICHAGE ESPION 8 BITS
71 INTERFACE ANALOGIQUE OPTO-ISOLÉE POUR CONTRÔLE D'ALIMENTATION

TECHNIQUE

61 ÉTUDE DES FILTRES EN DOUBLE T

MESURE ET INSTRUMENTATION

19 L'ENREGISTREUR THERMIQUE GOULD TA11

CIRCUITS D'APPLICATION

46 CIRCUIT BASE DE TEMPS HORAIRE AVEC LE PIC 16C54

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

87 LE DÉCAPAGE DES RÉSINES ÉPOXY

C.D.A.O.

91 LA CARTE D'INTERFACE UNIVERSELLE ADS232

IDEES ET METHODE

17 GESTION DES CODEURS INCRÉMENTAUX

INFOS

76 CONVERTISSEUR DC/DC 40 W ERICSSON
AMPLI INTÉGRÉ 40 W TDA1560 Q
80 PRIMELEC : TOUT POUR LE CIRCUIT IMPRIMÉ
LE CATALOGUE RAB 94 EST DISPONIBLE
LE DSO 500 DE GOULD : LA COULEUR EN PLUS
82 RENDEZ-VOUS SALONS EN NOVEMBRE :
EXPOTRONIC ET COMPONIC
UNE BDT AUTOMATIQUE POUR LES COMBISCOPE
CATALOGUE RADIALEX : UN GRAND CHOIX DE PRODUITS CEM
84 AOP À CR DE COURANT LT1206
TRIPLE PILOTE DE MOSFET HAUT 1,8 V
LA PINCE MULTIMÈTRE F11 CHAUVIN ARNOUX
86 RELAIS SEMICONDUCTEUR SIEMENS
IGBT PROTÉGÉS PHILIPS
CIRCUIT DE PROTECTION DE RAM MXD1210 MAXIM

Ont participé à ce numéro : P. Achernard, J. Alary, C. Basso, M. Brimbal,
P. de Carvalho, C. Djabian, A. Garrigou, G. Girolami, P. Gueulle,
P. Morin, P. Oguic, J.-L. Vern.

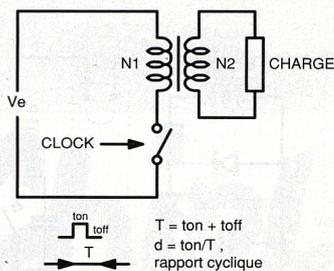
e
RADIO
PLANS

Architecture de notre modèle basse tension

Comme en témoigne la **figure 2**, le montage peut se scinder en deux parties : l'alimentation du tube fluorescent, et la section chargée de délivrer la haute tension. Les deux restent cependant étroitement liés, puisque l'on exploite les signaux utilisés par le tube fluorescent pour attaquer simultanément le générateur HT. Un relais se charge du préchauffage des électrodes du tube fluorescent, sans lequel la pâte émissive d'électrons déposée sur les cathodes du tube serait rapidement vaporisée sur les parois en verre, formant la classique auréole noire. Comme les deux générateurs alimentant le tube fluorescent et la cage HT s'articulent autour d'une architecture Flyback, profitons de l'occasion pour rappeler quelques notions fondamentales à ce sujet. Bien évidemment, il ne s'agit nullement d'un rappel exhaustif et de nombreux points sont volontairement occultés afin de ne pas embrouiller le lecteur néophyte.

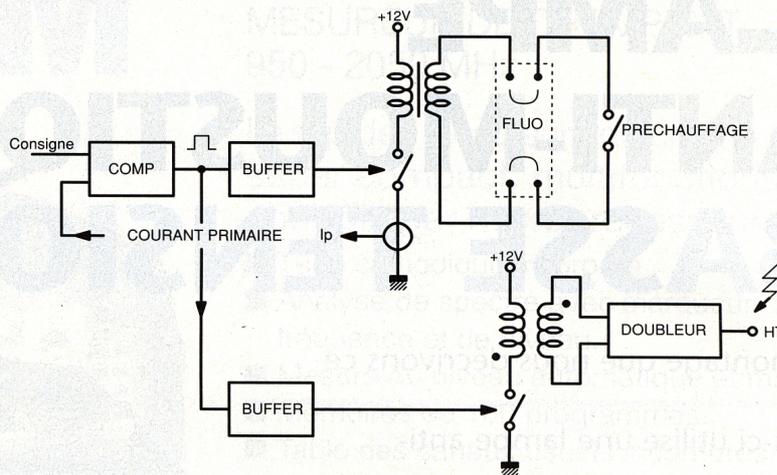
LES CONVERTISSEURS FLYBACK ET FORWARD

Dans la famille nombreuse des convertisseurs à découpage, il existe deux montages assez anciens, dénommés Flyback et Forward. Dans les deux cas, le primaire d'un transformateur se voit appliquer durant un temps fixe la tension délivrée par la source d'entrée. On peut alors imaginer le schéma simple tel que celui proposé en **figure 3** : un élément semi-conducteur T_p (transistor MOS ou bipolaire, thyristor ...) relié au rythme de l'horloge, l'une des branches du primaire à la masse. Lorsque le transistor conduit (pendant un temps t_{on}), la tension V_e se retrouve aux bornes de l'enroulement primaire N_1 du transformateur.



■ **Figure 3** : principe du découpage.

Si une charge se trouve alors au secondaire N_2 , elle reçoit immédiatement la tension d'entrée, multipliée par le rapport de transformation N_2/N_1 : le transfert d'énergie est direct. Par



■ **Figure 2** : synoptique du montage.

contre, si la charge n'accepte pas la polarité appliquée lors de la fermeture du transistor, par exemple par l'action conjuguée d'une diode en série et d'un sens d'enroulement secondaire inversé, il n'existe aucun transfert de puissance et l'enroulement primaire stocke l'énergie que la source lui délivre. A présent, lorsque le transistor s'ouvre (pendant t_{off}), le premier type de convertisseur ne fournit plus rien à la charge, puisque toute l'énergie a été transmise précédemment (presque, voir plus bas). Par contre, dans le second cas, lors de la coupure, le champ magnétique s'effondre à l'intérieur du transformateur et, le courant ne pouvant s'annuler instantanément, la tension aux bornes du primaire s'inverse afin de s'opposer à cette décroissance d'intensité (loi de Lenz). La polarité de sortie jusqu'alors incorrecte pour la diode, polarise maintenant cet élément en direct et le courant circule dans la charge. En résumé, lorsque le transfert d'énergie est assuré à la fermeture du transistor, on parle de système à conversion directe (Forward) et lorsque celui-ci n'intervient qu'à l'ouverture du semi-conducteur, on parle de dispositif à transfert différé (Flyback). Cependant, comme la charge ne reçoit de courant uniquement que durant l'une des deux phases de commutation, il convient d'assurer l'alimentation du récepteur, lorsque le transistor s'ouvre (Forward) ou lorsqu'il se ferme (Flyback). Les **figures 4a et 5a** vous instruisent sur les méthodes simples mises en jeu et vous livrent ainsi les schémas complets des convertisseurs sus-décrits. On distingue immédiatement un convertisseur Forward d'un Flyback grâce aux deux points symbolisant le sens d'enroulement : ils sont opposés pour le second type.

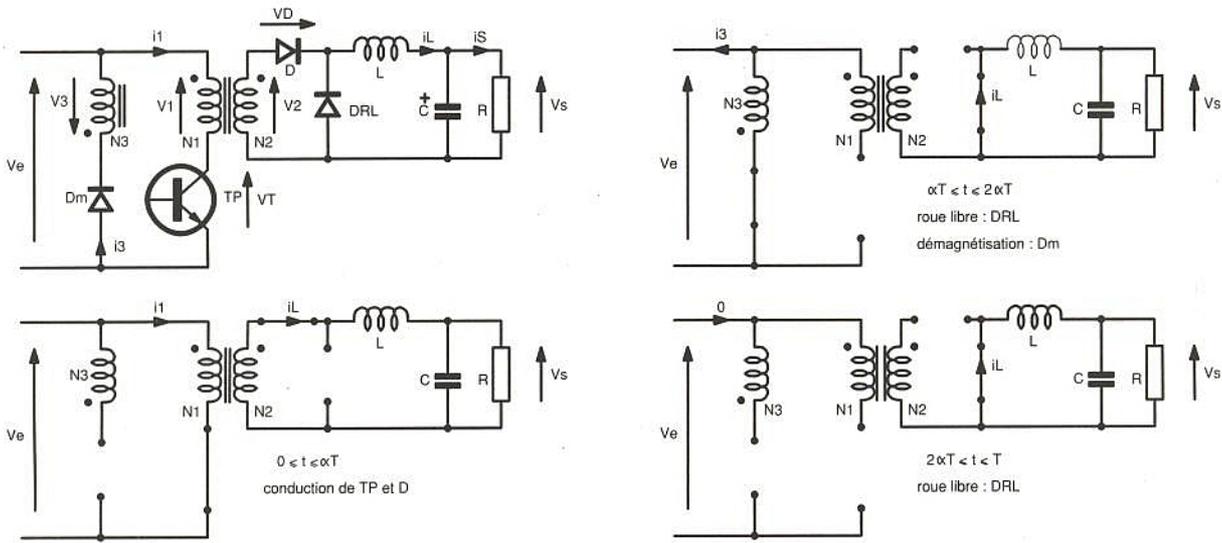
Le convertisseur Forward

Celui-ci apparaît en **figure 4a** avec ses étapes de fonctionnement en **figure 4b**. Il s'agit vraisemblablement de l'une des technologies les plus utilisées

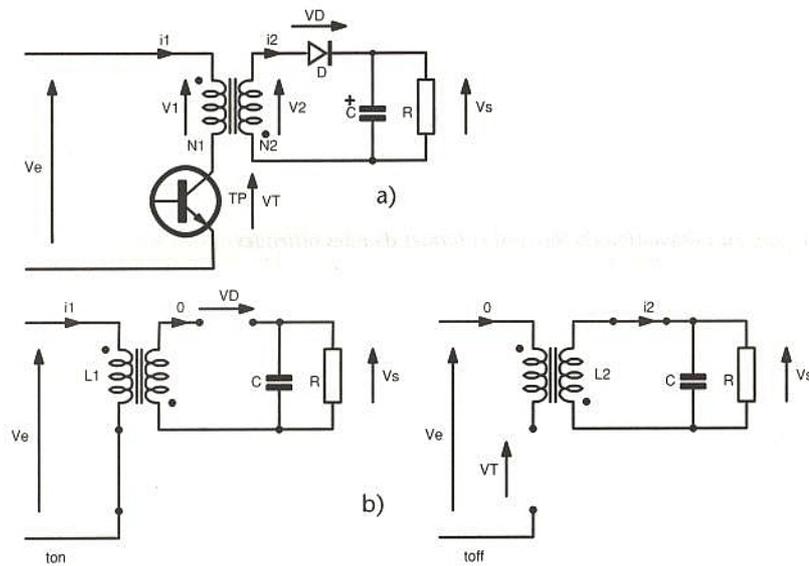
dans la gamme des puissances s'étalant entre 100 et 200W et lorsque la tension d'entrée ne dépasse pas 200V. Au dessus, le stress de tension subit par le transistor devient prohibitif et le forward cède la place à d'autres architectures. De même, en dessous de 60V ainsi que pour des puissances dépassant 200W, les courants primaires prennent des valeurs tellement élevées, qu'ils limitent l'utilisation de ce type de convertisseur à des tensions d'alimentation supérieures.

Nous avons mentionné précédemment la nécessité de fournir du courant à la charge lors de l'une des deux phases du transistor : conducteur (t_{on}) ou bloqué (t_{off}). Dans le cas du forward, il s'agit du blocage, durant lequel aucun transfert d'énergie primaire-secondaire n'existe. Si l'on jette un oeil en **figure 4a**, on remarque la présence d'un réseau LC associé à deux diodes D et D_{rl} . En fait, lorsque le transistor conduit pendant t_{on} , le courant circule au travers de D et L puis charge C à sa valeur nominale de sortie. Lors de la coupure de T_p , la self L , magnétisée par un courant de valeur $(V_e - V_s) t_{on} / L$, inverse immédiatement la tension à ses bornes afin de s'opposer à la décroissance d'intensité. Le courant circule à présent dans D_{rl} , appelée diode de roue libre (free-wheel diode) et continue d'alimenter la charge malgré l'ouverture de T_p . Le transistor redevient conducteur et un nouveau cycle recommence. En conséquence, en négligeant les pertes des divers éléments, on se trouve en présence sur la jonction des cathodes D , D_{rl} , d'un signal carré évoluant entre 0 et $V_e \times N_2/N_1$. Ce signal passe à travers le réseau LC intégrateur qui délivre ensuite une tension moyenne filtrée valant $[(V_e \times N_2/N_1) \times t_{on}] / T$. La régulation s'effectue alors par un circuit modulateur de rapport cyclique (PWM, Pulse Width Modulator) qui augmente t_{on} lorsque la tension de sortie baisse et le diminue lorsque celle-ci augmente.

Le lecteur aura remarqué la présence d'un troisième enroulement N_3 dont l'une des branches rejoint V_e au travers d'une diode D_m . Il s'agit d'un enroulement de démagnétisation. Pour expli-



■ Figure 4 : les étapes de fonctionnement des convertisseurs forward.

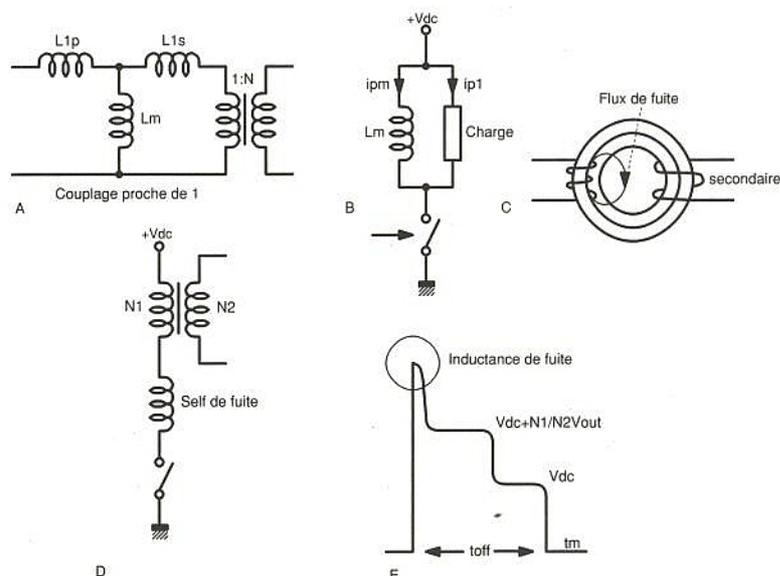


■ Figure 5 : le flyback.

quer son rôle, il convient d'observer la **figure 6a** qui représente le schéma équivalent basse fréquence d'un transformateur. On trouve en fait trois selfs : L_{1p} , L_{1s} et L_m . Les deux premières illustrent les inductances de fuite primaire et secondaire (voir plus bas), alors que la seconde exprime l'inductance de magnétisation. Il s'agit en fait de la valeur de self mesurée au primaire, lorsque le ou les enroulements secondaires sont laissés ouverts. Cette inductance est en permanence présente sur un transformateur chargé et se trouve en parallèle avec la ou les charges secondaires réfléchies au primaire (par le carré du rapport de spires). La **figure 6b** décrit le partage du courant lorsque le transistor T1 se ferme : un courant i_{p1} qui correspond aux charges secondaires, et un courant dit magnétisant, qui traverse L_m . Par conséquent, lors de la fermeture de T_p , il y a effectivement stockage d'énergie dans la self primaire : $i_1 = N_2 \cdot i_{out} / N_1 + V_e \cdot t_{on} / L_m$. Si l'on ne restitue pas à chaque cycle cette

énergie emmagasinée, le matériau magnétique utilisé par le transformateur arrivera très rapidement à saturation et entraînera la destruction de T_p par surintensité. Rappelons en effet qu'une self bobinée sur un noyau ferrite saturé se comporte telle une self à air (pente de la perméabilité magnétique relative μ_r quasi nulle). Il convient donc de démagnétiser le matériau avant que le transistor T_p ne se referme. C'est le cas avec l'enroulement N_3 dont la diode D_m en série conduit à l'ouverture du transistor. En général, on choisit $N_3 = N_1$ ce qui provoque une excursion de tension sur le transistor à la coupure de $V_e + N_3 \cdot V_e / N_1$, soit $2 \cdot V_e$ si l'on retient le cas précédent. De même, le rapport cyclique (t_{on}/T) ne peut dépasser 0,5 (dans le cas $N_3=N_1$) afin que le courant magnétisant soit retombé à zéro avant la fermeture de T_p .

Afin de se faire une idée du fonctionnement réel des montages, un simulateur de type SPICE apporte beaucoup. A cet effet, le schéma de la **figure 4a** s'est transformé en montage



■ Figure 6 : schéma équivalent du transformateur.

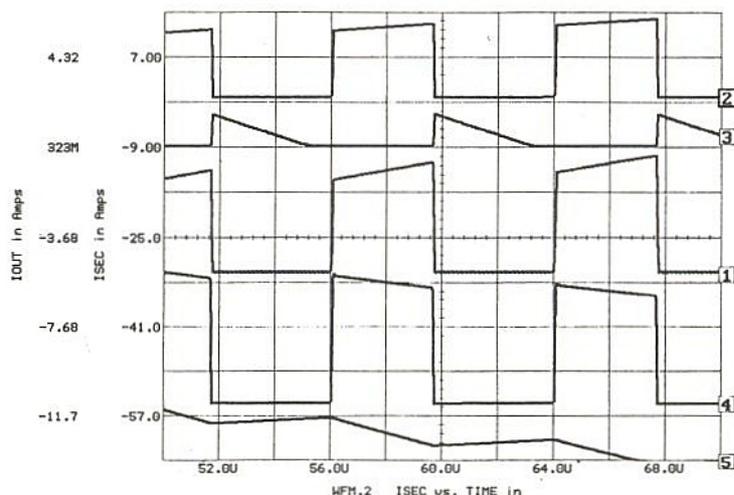
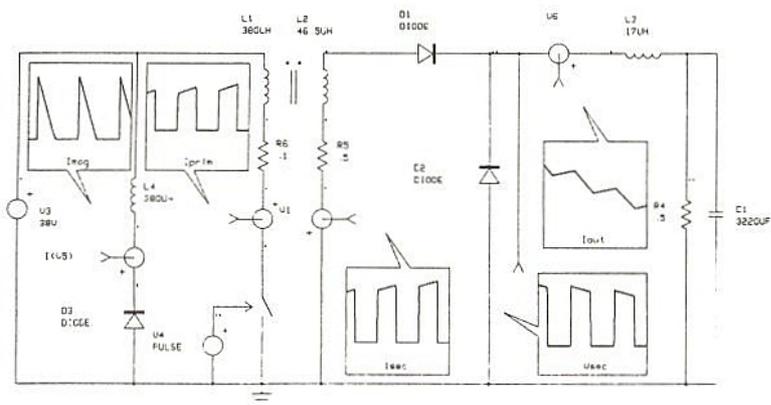
de simulation présent en **figure 7a**. Nous utilisons cette fois ISpice, développé par la société américaine Intusoft et distribué en France par Excem (78 MAULE). L'un des avantages de ce produit, réside dans la possibilité d'imprimer des oscillogrammes directement sur le schéma de principe, une fois la simulation effectuée. Pour notre démonstration, nous avons utilisé des composants idéaux (interrupteur commandé, transformateur à couplage serré, diode sans capacité parasite) afin de ne pas surcharger les oscillogrammes de signaux parasites. Malgré cette précaution, on remarque une sur-oscillation sur la tension de drain, accompagnée d'un pic de tension lié à l'existence d'une self de fuite (couplage non parfait < 1). Les valeurs des composants permettent de délivrer 5 volts 10A en sortie à partir d'une source continue de 38V.

Le convertisseur Flyback

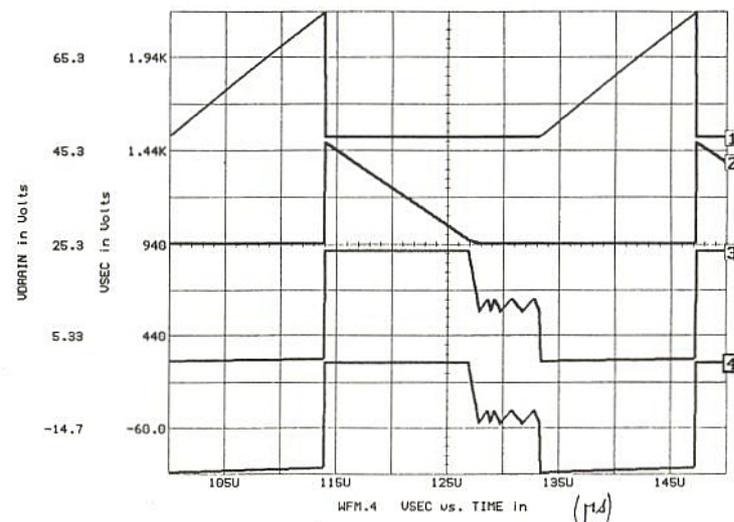
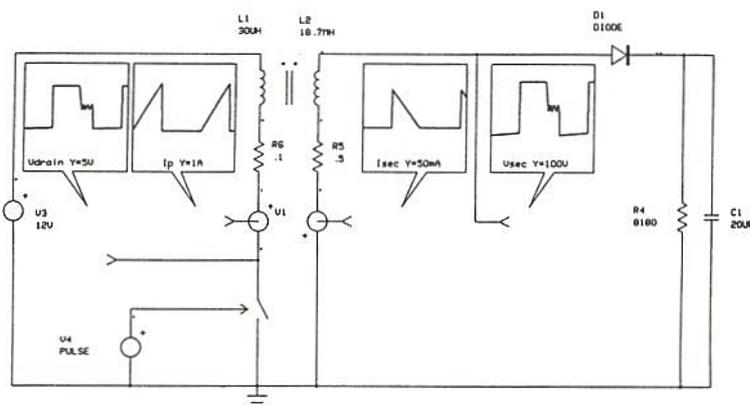
Cette architecture est décrite en **figure 5a**, et ces étapes de fonctionnement vous sont proposées en **figure 5b**. On rencontre ses types de convertisseurs dans des gammes de puissance s'étalant de 5 à 150W et dans les applications haute tension. Son principal avantage réside dans l'absence de self de filtrage, obligatoire dans le Forward. Cette caractéristique permet alors de commercialiser des alimentations multi-sorties à faible coût. Comme nous venons de l'évoquer quelques paragraphes plus hauts, lorsque le transistor T_p se ferme, le transformateur ne délivre plus de courant à la charge par le biais de D. En conséquence, le circuit nécessite un réservoir d'énergie, capable d'assurer du courant à la charge. Il s'agit du condensateur C dont la valeur suffisamment élevée assure un minimum d'ondulation résiduelle aux bornes de la charge. D'ailleurs, puisque les courants primaires et secondaires ne circulent pas simultanément, on assimile souvent le convertisseur Flyback à un système d'inductances couplées plutôt qu'à un montage avec transformateur.

Nécessité de l'entrefer

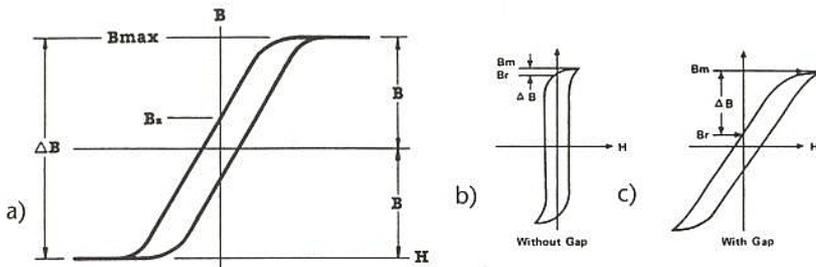
Lors de la fermeture de T_p , le primaire du transformateur stocke l'énergie avant de la restituer à l'ouverture : le courant principal est donc le courant magnétisant puisque que rien ne circule au secondaire : $i_1 = V_e \cdot t_{on} / L_m$. Pour stocker cette énergie, il convient d'utiliser un circuit magnétique adéquat. La **figure 8a** représente une courbe $B=f(H)$ (induction en Tesla en fonction du champ en A. m) d'un matériau magnétique quelconque. Le convertisseur Flyback (ou Forward) décrit ci-dessus, force le matériau utilisé dans le transformateur à travailler de façon unipolaire puisque le champ et l'induction associée demeurent toujours positifs.



■ Figure 7a : simulation du forward et formes d'ondes obtenues.



■ Figure 7b : simulation du flyback.



■ Figure 8 : influence de l'entrefer sur la courbe d'hystérésis.

En régime de fonctionnement normal, la mise en conduction du transistor de puissance provoque au sein du matériau la croissance de l'induction à une valeur inférieure à B_{sat} , $B_{crête}$. Au blocage du transistor, le champ magnétique H s'écroule et entraîne une chute de l'induction B . Lorsque H est tombé à zéro, l'induction se maintient à une valeur non nulle, appelée rémanence. Elle se note B_r . Remarquez le fait que B_r , donnée par le constructeur, n'exprime de signification que lorsque le matériau revient de saturation. Dans les autres cas, elle se note B'_r et diffère de B_r . En résumé, l'induction de notre ferrite va évoluer entre B'_r et $B_{crête}$. La figure 8b illustre cette théorie. On observe immédiatement la faible dynamique offerte par ces deux points qui vont limiter la capacité de stockage inductif du transformateur. L'augmentation de l'excursion ΔB passe par la création d'un entrefer (gap en anglais) dans le matériau magnétique. Cet entrefer va ménager sur le trajet de l'induction une portion d'air à magnétiser dont la perméabilité magnétique possède une valeur bien inférieure à celle de la ferrite. Le résultat de cette opération se trouve en figure 8c : l'induction rémanente est presque tombée à zéro et la courbe $B=f(H)$ s'est couchée. L'excursion d'induction a fortement augmenté, comme en témoigne la distance entre les points B'_r et B_{max} . Le but est atteint.

Le convertisseur Flyback représente une solution économique pour les petites puissances (<150W). Il ne nécessite qu'un seul composant bobiné, associé à un nombre limité d'éléments périphériques. Cependant, les interrupteurs demandent un dimensionnement important et le filtrage de sortie s'avère difficile. De plus, il convient de réaliser un transformateur présentant un fort couplage primaire-secondaire sans toutefois accroître les diverses capacités parasites. La simulation du Flyback vous est proposée en figure 7b.

Les inductances de fuite

Notre modèle de la figure 6a comprend les inductances L_{1p} et L_{1s} . Ces éléments caractérisent les inductances de fuite primaire-secondaire et secondaire-primaire. La figure 6c montre une portion d'enroulement constituant un transformateur bobiné sur un tore. L'inductance de fuite provient du fait que quelques lignes de champ magnétique se referment dans l'air au lieu de passer par le tore et coupler le secondaire au primaire. On se retrouve donc avec un schéma équivalent tel

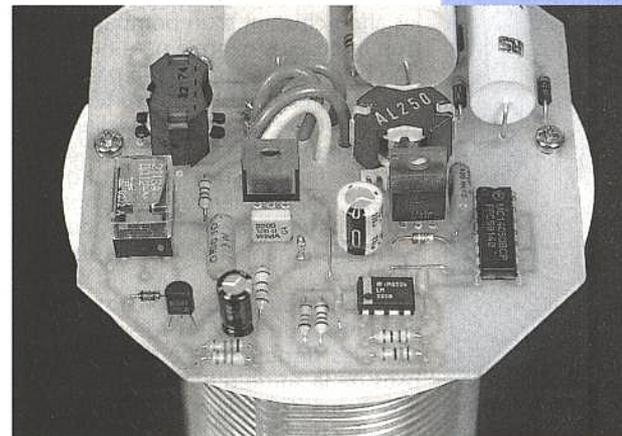
celui de la figure 6d : une self parasite non couplée au secondaire, en série avec la bobine primaire. Ce phénomène existe également du secondaire vers le primaire. Lorsque le transistor découpeur s'ouvre (Forward ou Flyback), le primaire se trouve en série avec une source de tension d'amplitude $L_{1p} \cdot di/dt$, di/dt étant la pente de décroissance du courant primaire. Résultat, on se retrouve avec une surtension importante sur l'interrupteur de puissance comme en témoigne la simulation de la figure 6e. Ce dessin provient de la NETLIST du convertisseur simulé plus haut, auquel une self de 100nH a été rajoutée en série avec le primaire. Dans la plupart des cas, cette surtension provoque la mort du semi-conducteur si des précautions ne sont pas prises (snubber, MOSFET de la troisième génération, Transil ...). Il existe de nombreuses techniques de bobinage menant à des transformateurs dont l'inductance de fuite ne dépasse pas 1% de la self primaire.

Conclusion provisoire

Ce rapide tour d'horizon vous aura fait découvrir une petite partie de la technologie associée aux alimentations à découpage. Le lecteur désireux d'approfondir ses connaissances en la matière, se reportera à la bibliographie donnée en fin d'article. Nous conseillons notamment d'acquérir les deux premiers ouvrages, dont la plupart des schémas précédents sont extraits. Le complément d'information apportés par ces deux livres, permet ainsi de couvrir la majorité des aspects rencontrés dans cet immense domaine que représentent les alimentations à découpage. Le livre de JP. FERRIEUX détaille plutôt les éléments théoriques (fonctions de transfert, modélisation), alors que celui de A. PRESSMAN aborde les descriptions détaillées des convertisseurs ainsi que les méthodes de calcul indispensables aux dimensionnements des alimentations (loop stabilization, transformer design, magnetic amplifiers ...). Il est, par ailleurs, d'accès plus facile et constitue de fait, une excellente introduction à des ouvrages tels que celui de JP. FERRIEUX. De même, nous ne saurions trop conseiller l'acquisition d'un simulateur afin de visualiser immédiatement les courbes et schémas des principe proposés dans ces ouvrages.

LE SCHÉMA COMPLET

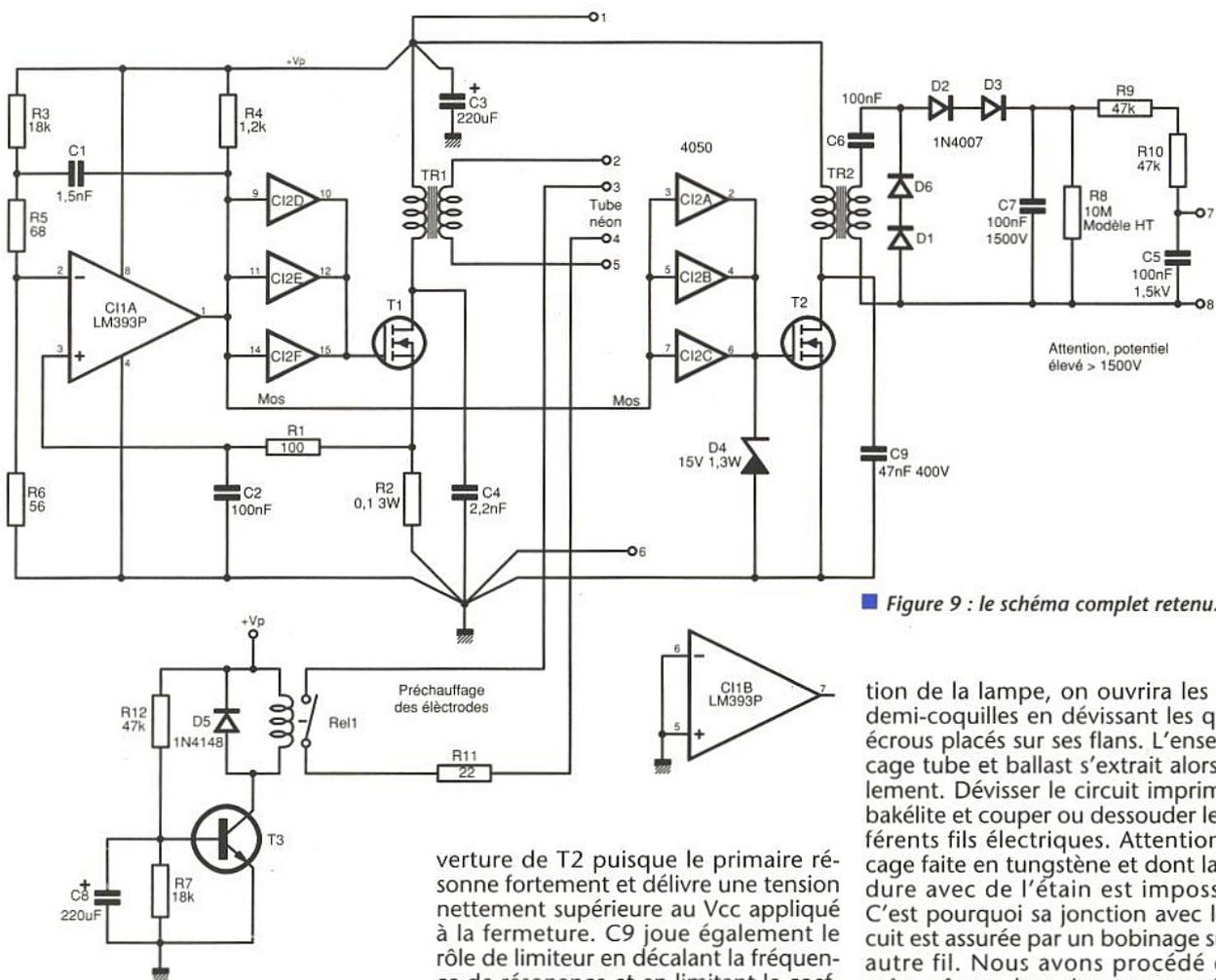
Celui-ci vous est proposé en figure 9 où l'on retrouve l'ensemble des éléments évoqués ci-dessus. L'alimentation du tube fluorescent reprend l'électronique flyback en mode courant décrite lors de notre article sur le luminaire solaire autonome publié dans Electronique Radio-Plans n°529. Voici comment elle fonctionne : à la mise sous tension, le réseau R_5 , R_6 impose un niveau haut sur sa broche de sortie et force alors T1 à entrer en conduction. Une rampe linéaire prend naissance dans sa source ($i = V_{cc} \cdot ton / L \cdot p$) et un potentiel se développe aux bornes de R_2 , un shunt de faible valeur. Lorsque cette tension, également présente en pin (-) d'IC1 dépasse la consigne imposée par le pont R_5 , R_6 , IC1 bascule à zéro et stoppe brutalement la conduction de T1. Le champ magnétique à l'intérieur de Tr1 s'écroule alors et la tension primaire s'inverse puis commence à s'élever au dessus de V_{cc} . Lorsque la tension sur le secondaire atteint le potentiel d'ionisation du tube, ce dernier s'amorce et écrête la tension à ses bornes. La tension sur le drain de T1 stoppe également sa croissance et amorce sa descente à mesure que le courant traversant le tube diminue. Avant que celui-ci n'atteigne sa valeur minimale de maintien, le transistor est remis en conduction. Un cycle redémarre, iden-



tique au précédent. Nous sommes en mode de conduction continue, c'est-à-dire que le courant primaire ne s'annule jamais.

Le condensateur C1 sert uniquement à accélérer les transitions en introduisant une hystérésis dynamique. C4 freine la montée du potentiel de drain alors que le courant amorce sa chute vers zéro. Il s'agit d'un circuit snubber destiné à limiter les pertes à l'ouverture. Le pilotage du MOSFET réclame un minimum de soin si l'on souhaite des commutations à faibles pertes. Nous utilisons trois tampons contenus dans un CD4050 pour abaisser l'impédance de sortie d'IC1 (typiquement R4). Ce circuit ne représente pas la panacée dans le domaine, mais se justifie uniquement par son faible coût.

Le relais Rel1 alimente pendant



■ Figure 9 : le schéma complet retenu.

quelques secondes les filaments du tube fluorescent et assure leur préchauffage. Cette pratique apporte deux avantages : d'une part, elle accroît la durée de vie des électrodes en les affranchissant d'un bombardement trop intense (provoqué par une ionisation brutale) qui vaporise la pâte émissive, dont elles sont recouvertes, sur le verre du tube. D'autre part, elle réduit considérablement la tension d'amorçage et facilite ainsi l'allumage du tube. Cette dernière amélioration garantit un démarrage immédiat du fluo, particulièrement dans les basses températures.

Le générateur haute tension utilise également un MOSFET de puissance, dont les signaux de commande sont issus de la sortie d'IC1 via le reste des inverseurs IC2A, B et C. Il s'agit d'un simple convertisseur élévateur piloté en boucle ouverte. Le secondaire de Tr2 attaque un doubleur de tension formé des éléments C6, C7 et des diodes D1, D2, D3, D6 : lors de la fermeture de T2, la tension d'entrée se retrouve au secondaire, multipliée par le rapport de transformation n . Le sens des enroulement est prévu de telle sorte que le condensateur C6 se charge au travers du réseau de diodes D1, D6 à $V_{cc} \times n$ (à la double chute de tension près et en négligeant les pertes à l'état passant du MOSFET) avec son armature droite (vers anode D2) polarisée positivement. Lors de l'ouverture de T2, la tension primaire s'inverse et l'armature gauche de C2 devient positive à $V_{cc} \times n$, et on retrouve ainsi aux bornes de C7, deux fois $V_{cc} \times n$ puisque les tensions évoquées précédemment s'additionnent. En fait, il subsiste un léger décalage lors de l'ou-

verture de T2 puisque le primaire résonne fortement et délivre une tension nettement supérieure au V_{cc} appliqué à la fermeture. C9 joue également le rôle de limiteur en décalant la fréquence de résonance et en limitant le coefficient de surtension à une valeur raisonnable pour T2. On récupère en sortie quelques 1800 V environ. De par les fortes valeurs de tension rencontrées sur le montage, nous avons câblé des diodes 1N4007 en série, afin de porter la tension inverse totale à 2000V. Sans cette précaution, des diodes présentant une limite en claquage inverse trop basse rendraient rapidement l'âme. R8 décharge C7 et C5 lors de la coupure du 12V et évite toute secousse en cas de manipulation du circuit. Enfin, les résistances R9 et R10 chargent le dernier condensateur réservoir C5 et limitent l'intensité de court-circuit du secondaire à une valeur raisonnable. D4 écrête les éventuelles surtensions transmises par la capacité drain-grille et qui porteraient un préjudice irrémédiable à IC2. La consommation totale atteint 750mA à 12V.

Réalisation pratique

L'ensemble de l'électronique tient sur un circuit imprimé de dimensions moyennes. Son tracé vous est proposé en figure 10, alors que l'implantation des composants se trouve en figure 11. Peu de commentaires à son sujet, si ce n'est les précautions à prendre lors de l'insertion des deux transformateurs : le fil le plus gros indique le primaire. Signalons encore la présence de deux straps ST1 et ST2 situés à droite d'IC1.

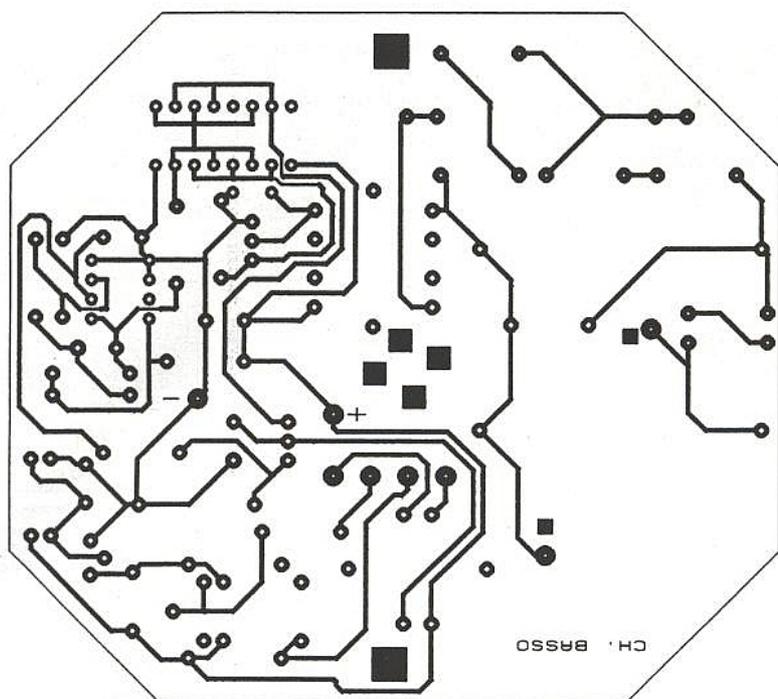
Nous avons utilisé une lampe anti-moustiques du commerce que l'on pourra approvisionner notamment auprès de J.V.Diffusion. A récep-

tion de la lampe, on ouvrira les deux demi-coquilles en dévissant les quatre écrous placés sur ses flans. L'ensemble cage tube et ballast s'extrait alors facilement. Dévisser le circuit imprimé en bakélite et couper ou dessouder les différents fils électriques. Attention à la cage faite en tungstène et dont la soudure avec de l'étain est impossible. C'est pourquoi sa jonction avec le circuit est assurée par un bobinage sur un autre fil. Nous avons procédé de la même façon lors de sa connexion à notre circuit imprimé : bobinage sommaire autour d'une cosse à souder. Une fois ces opérations terminées, on passera les fils du néon ainsi que ceux de la cage, dans les trous prévus à cet effet sur le circuit imprimé. Auparavant, un test à l'ohmmètre permettra de repérer les positions des filaments sur le tube fluorescent (une dizaine d'ohms) et de les souder au bon endroit.

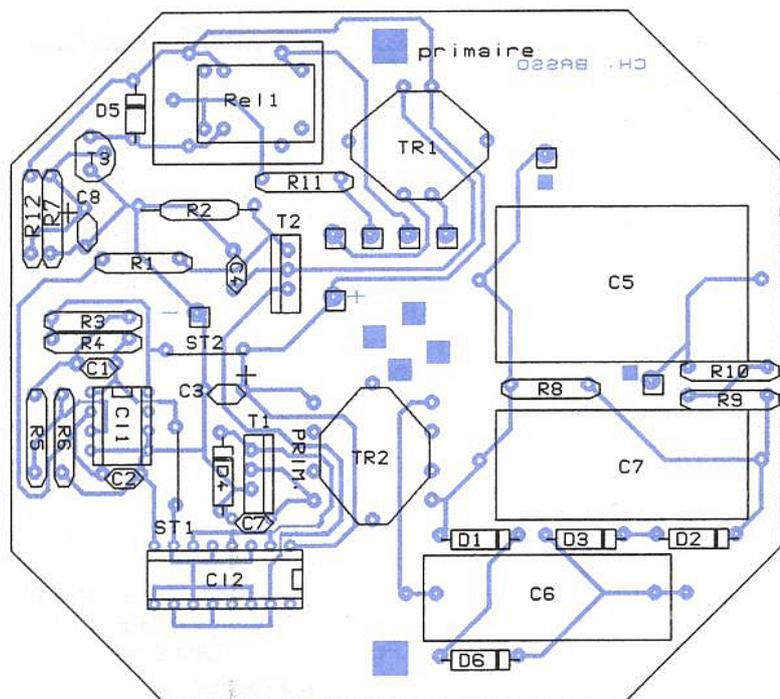
Une fois l'ensemble solidarisé par les deux vis parker, on peut appliquer la tension 12V. Si tout est correctement soudé, le relais s'ouvre au bout d'une seconde et le tube s'amorce. Attention, la HT doit être présente sur la cage. Pour vous en assurer, appelez votre belle mère (!) ou passez un tournevis métallique sur la cage : des étincelles vous indiquent la présence de la tension. Ne la mesurez pas à l'aide d'un multimètre classique, à moins que celui-ci soit pourvu d'un calibre 2000V. Lorsque le 12V est coupé, la résistance de décharge autorise les manipulations au bout de 10 secondes environ.

L'approvisionnement des composants

Le succès d'une réalisation est étroitement lié à la facilité avec laquelle les divers composants. Ici, les composants délicats sont essentiellement les transformateurs. Nous n'avons pas décrit leur fabrication, car leur bobinage réclame trop de contraintes. Sur-tout le modèle HT qui nécessite une isolation au Kapton. Pour vous faciliter



■ Figure 10 : circuit imprimé



■ Figure 11 : implantation, attention aux straps

la tâche, les établissements Atelier Spécial de Bobinage à Echirolles (38) tiendront ces deux produits à la disposition des personnes désireuses de construire la lampe.

Les MOSFET de puissance sont des références ultra-courantes tout comme les deux circuits intégrés. Cependant, si l'on retient des références différentes pour ces deux transistors, on prendra soin de choisir des modèles présentant un BVDs de 200V minimum. Sans cela, le tube fluo ne pourra s'amorcer à l'ouverture du relais (surtension primaire écrêtée à une valeur trop faible). Attention, n'utiliser que des condensateurs haute tension afin d'éviter tout claquage malheureux. Enfin, on veillera à ne souder uniquement que des diodes 1N4007 et surtout pas les éléments de gamme inférieure (4001, 4002 ...).

Conclusion

Les heureux propriétaires de camping cars pourront désormais dormir en paix, surtout ceux qui parcourent la Scandinavie ou plus proche, la Camargue !

Nous espérons que le chapitre sur les convertisseurs aura aiguisé votre envie d'en savoir davantage sur une technique qui rassemble de nombreux domaines de l'électronique moderne (asservissement, puissance, CEM, magnétisme ...). En tous les cas, l'aspect didactique cher à l'auteur, revêt ici sa pleine signification.

Christophe BASSO

Bibliographie

Switching Power Supply Design, Abraham I. PRESSMAN, McGraw-Hill
Alimentations à découpage, Convertisseurs à résonance, J.-P. FÉRIEUX F. FOREST, MASSON
Unitrode, Power Supply Design Seminar, SEM-500
Un luminaire autonome, Electronique Radio-Plans n°529

Atelier Spécial de Bobinage
125, cours Jean-Jaures
38130 ECHIROLLES
Tél. : 76 23 02 24

J.V.D. S.A
3, rue des Brèches
Z.I. Atout Sud
44406 REZE Cedex

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances 5% 1/4 W

R1 = 100Ω
R2 = 0,1Ω 3W
R3 = 18kΩ
R4 = 1,2kΩ
R5 = 68Ω
R6 = 56Ω
R7 = 18kΩ
R8 = 10MΩ haute tension
R9 = 47kΩ
R10 = 47kΩ
R11 = 22Ω
R12 = 47kΩ

Condensateurs

C1 = 1,5nF céramique
C2 = 0,1μF
C3 = 220μF 16V radial
C4 = 2,2nF céramique
C5 = 0,1μF 1500V
C6 = 0,1μF 600V
C7 = 0,1μF 1500V
C8 = 220μF 10V radial
C9 = 4,7nF 400V

Semi-conducteurs

T1 = IRF640
T2 = IRF640
T3 = BC238B
D1 à D3 = 1N4007
D4 = zéner 15V 1,3W
D5 = 1N4148
D6 = 1N4007

Circuits intégrés

IC1 = LM393
IC2 = CD4050

Divers

TR1 = RM6-6W/12 A.S.B, voir texte
TR2 = RM6-HT/12 A.S.B, voir texte
Rel1 = relais 12V FBR211 Fujitsu
Lampe anti-moustiques J.V.Diffusion
référence CC30.

GESTION DE CODEURS INCRÉMENTAUX

Les codeurs incrémentaux bons

marchés et fiables sont maintenant

disponibles couramment. Qu'ils soient

optiques (plus fiables) ou à contact

(meilleur marché) ils disposent de

deux sorties en quadrature qui les

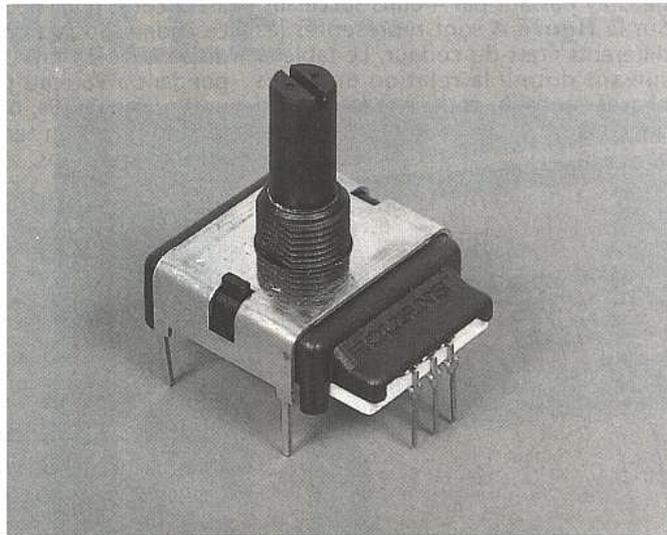
rendent idéaux pour réaliser des

commandes ergonomiques sur des appareils à microprocesseurs en

remplacement des potentiomètres.

Les références HRPG-4564-56R de Hewlett-Packard et ECW1J-B24-BC0024 de

BOURNS sont notamment disponibles chez RS (RadioSpares Composants).



Bien que leur utilisation semble triviale, il apparaît que, sur certains appareils commerciaux, les interfaces réalisés avec ces dispositifs de commande ne se comportent pas comme on serait en droit de l'attendre. Ainsi sur tel appareil, la commande se déplace dans le sens inverse de celui désiré lorsque l'on tourne le bouton rapidement, ou bien saute inexplicablement à faible vitesse sur tel autre.

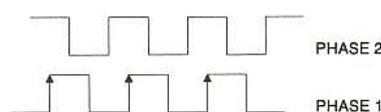
Observons les signaux issus du codeur : la **figure 1** montre l'évolution des sorties quand le bouton est tourné dans un sens, la **figure 2** montre les mêmes sorties, le bouton étant actionné en sens inverse.

Tout semble simple : Il suffit de relier une des phases à la broche d'horloge d'un compteur, l'autre phase allant à la ligne commandant le comptage ou le décomptage.

Effectivement ce montage fonctionne à peu près bien. Observons cependant ce qu'il se passe quand on change de direction : la **figure 3** indique la sortie du compteur connecté comme nous

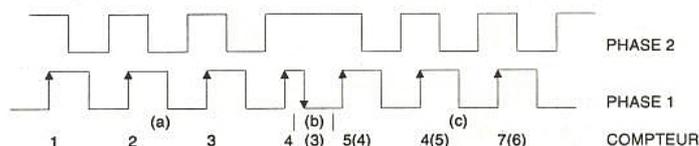


■ Figure 1



■ Figure 2

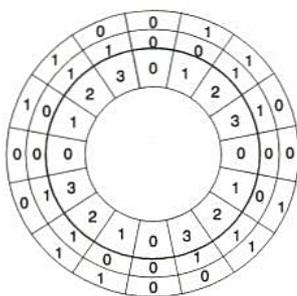
l'avons indiqué. A chaque front montant de la phase 1, le compteur échantillonne la phase 2 et incrémente ou décrémente le compteur. Tant que le mouvement est monotone, le fonctionnement est correct (a) ; en (b), le bouton a changé de sens, le compteur venait de changer d'état suite à un front montant de la phase 1 et maintenant la phase 1 redescend puisque le bouton tourne dans l'autre sens. Malheureusement, comme c'est un front descendant pour le compteur, celui-ci n'est pas décrémente, il sera par contre incrémente de nouveau lorsque le bouton va être tourné dans le sens



■ Figure 3

initial (c). Si on est à la limite d'un front montant de la phase 1, tout rebond sur la phase 1 ou même aller-retour du codeur conduira à des valeurs fausses en sortie du compteur (les valeurs entre parenthèses sur la figure 3 sont les valeurs auxquelles on devrait s'attendre). Evidemment, un circuit anti-rebonds améliorera la situation à faible vitesse, mais la dégradera à haute vitesse.

La solution est de considérer les sorties du codeur non pas comme un signal d'horloge et une donnée, mais comme deux bits d'un codeur absolu en code de Gray passant par 4 états successifs. Sur la **figure 4** sont représentés les différents états du codeur. Le tableau suivant donne la relation entre les phases issues du codeur et le numéro des états.



■ Figure 4

Ph1	Ph2	Etat
0	0	0
0	1	1
1	1	2
1	0	3

A chaque changement d'état, il suffit de soustraire la valeur de l'état précédent à la valeur de l'état courant pour connaître le sens de rotation. Comme on n'utilise que 2 bits, la soustraction doit se faire modulo 4 (il suffit d'effectuer un «et» logique du résultat avec la valeur 3). Au lieu d'attendre un changement d'état, on peut lire l'état du codeur (commandé par exemple par une interruption périodique) régulièrement et calculer à chaque lecture la valeur de la soustraction de deux états successifs. Le résultat de la soustraction peut prendre trois valeurs différentes :

- 1 sens positif
- 0 pas de changement
- 3(-1) sens négatif

La valeur 2 ou -2 indique qu'un état a été sauté (dans un sens ou dans l'autre) et n'est donc pas interprétée. Ici, les circuits anti-rebonds ne sont pas nécessaires puisque tous les états sont comptabilisés.

Avec ce type de décodage, les 4 états des deux phases sont complètement exploités ce qui revient à quadrupler la résolution du système par rapport à la première solution qui ne réagissait

qu'au front montant d'un des signaux. C'est parfois un avantage et parfois un inconvénient. En effet, certains codeurs sont livrés avec un crantage qui correspond à un groupe de 4 états. Chaque cran intervient par exemple à tous les états 0 du codeur. Dans ce cas, on ne s'intéressera qu'au changement d'état de l'état 0 à l'état 1 et de l'état 1 à l'état 0. Le programme du listing 1 exploite l'une ou l'autre des solutions suivant l'état du bit RESOLU. Le programme doit être appelé périodiquement pour lire l'état du codeur. Le temps entre deux lectures doit être assez court pour ne pas sauter d'états. Le codeur Bourns donné en référence dispose de 24 crans par tour correspondant à 96 états par tour. Si on fait un tour en 1/10s, on a 960 états par seconde d'où un temps de scrutation minimum de 1ms.

En fait, il est souhaitable d'avoir un temps de scrutation de l'ordre de 250µs. L'interface de scrutation pourra être réalisée avec un des timers du 80C51 programmé en "auto-reload". Bien que ce type de gestion puisse être réalisé avec des circuits logiques, le microprocesseur permettra de sophistication la commande : on pourra ainsi, en mesurant le temps entre deux changements d'état, modifier l'incrément ou la décrémentation de la variable de manière à modifier les unités, les dizaines ou les centaines suivant la vitesse de rotation du bouton. Comme toujours, un petit programme complet est disponible sur le serveur ERP et met en oeuvre un codeur BOURNS avec un 8051.

J.-L. VERN

```

RSEG SEGMENT_DATA
CODVAL: DS 1 ; valeur modifiée par le codeur
RSEG SEGMENT_DATA_AD ; segment DATA BITADRESSABLE
CODOLD: DS 1 ; ancienne valeur du codeur doit être dans la
; zone data bit adressable (de 020H a 02FH)

RSEG SEGMENT_BIT
RESOLU: DBIT 1 ; resolution 1 : 1 pas par cran, 0 : 4 pas
;
; gestion d'un codeur incremental 4 phases
; les deux phases sont vues comme un codeur absolu en code de gray
; PH2 PH1 ETAT
; 0 0 0
; 0 1 1
; 1 1 2
; 1 0 3
; la difference entre deux valeurs successives est calculée puis ajoutée
; au compteur. Si le bit RESOLU est à 0, seul le passage de 0 à 1 et de 1 à 0
; provoque un changement du compteur CODVAL, c'est la position à utiliser
; avec des codeurs crantés du type du BOURNS. Si le bit RESOLU est à 1, la
; résolution du codeur est quadruplée. La seule contrainte pour les lignes
; utilisées pour le codeur est quelles soient consécutives. Ici, le codeur est
; relié aux lignes P3.4 et P3.5, si d'autres lignes sont utilisées, il faudra
; changer le numéro des bits testés en conséquence. Si le codeur est sur les
; lignes 0 et 1 du port, les instructions ANL A,#. peuvent être supprimées.
; Ici, les phases du codeur (connexions externes du codeur BOURNS) sont
; reliées aux lignes P3.4 et P3.5 (broches 14 et 15 sur un 8051), le commun
; (connexion centrale sur le BOURNS) est relié à la masse (broche 20).
;
CODEUR: MOV A,P3
ANL A,#00110000B
JNB ACC.5,INCRO ; conversion gray -> binaire
XRL A,#00010000B ; change le bit 4 (lsb du codeur)
INCRO: JNB RESOLU,INCRI
JB ACC.5,INCRA ; etat 2 ou 3, sort
JB CODOLD.5,INCRA ; ancien etat 2 ou 3, sort
INCRI: CLR C
SUBB A,CODOLD ; soustrait la valeur precedante
ANL A,#00110000B ; masque les bits qui ne correspondent pas au
; codeur
JZ INCRI5 ; pas de changement...
JB ACC.5,INCRI2 ; teste le MSB pour voir la variation
NC CODVAL ; incremente le compteur
SJMP INCRI3
INCRI2: JNB ACC.4,INCRI3 ; elimine le cas ou il y a un ecart de 2 (10)
DEC CODVAL ; decremente le compteur
INCRI3: ADD A,CODOLD ; restaure la valeur lue sur le port
INCRI4: ANL A,#00110000B
MOV CODOLD,A ; et sauvegarde pour le coup prochain
INCRI5: RET

```

TECHNOLOGIES RECENTES ET INSTRUMENTATION TRADITIONNELLE

Comme beaucoup d'autres produits, les

instruments de test et mesure

bénéficient largement des progrès de la

microélectronique et des technologies

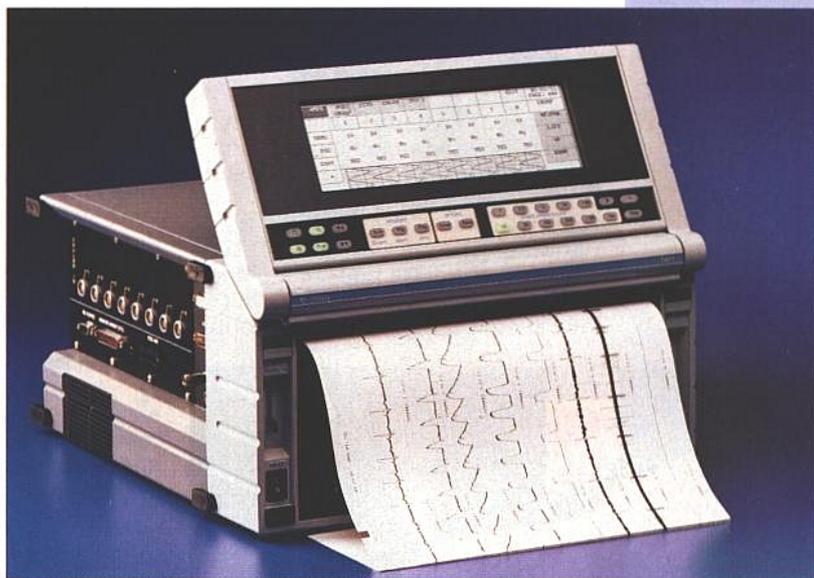
voisines. Ceci permet généralement

d'offrir dans un ensemble plus

compact, des performances étendues, à

un coût plus faible ! La nouvelle gamme d'enregistreurs TA11 de Gould illustre

parfaitement cette proposition.



Au départ, une mission apparemment simple : l'enregistrement multivoie de signaux physiques rapides pour permettre une surveillance et une analyse immédiate sur tous les sites possibles. Le cahier des charges est cependant très contraignant : l'appareil doit être léger, compact et robuste et être utilisable dans n'importe quelles conditions. Il doit permettre l'enregistrement et l'analyse immédiate jusqu'à 16 signaux analogiques de 10 kHz sans atténuation ou distorsion notable ainsi qu'une reproduction de qualité même à la vitesse de 200 mm/s (une page par seconde). Pour répondre à ce cahier des charges dans des limites satisfaisantes de coût, Gould a dû recourir systématiquement aux technologies les plus récentes : système d'exploitation temps réel, montage en surface des composants, écran tactile à cristaux liquides, circuits logiques intégrés spéciaux ASIC, contrôle du chauffage de la tête d'écriture par algorithmes, carte RAM à la norme PCMCIA.

Le résultat : un appareil plus performant que les meilleurs équipements conçus pour le laboratoire dans une présentation appropriée pour l'usage sur chantiers ou embarqué sur véhicu-

le, un appareil sophistiqué mais aussi facile d'utilisation pour les fonctions courantes essentielles, un prix compétitif garant d'une grande diffusion.

Système d'Exploitation Temps Réel

L'architecture interne du TA11 est conçue pour garantir la qualité des données enregistrées, quels que soient les ordres reçus de l'utilisateur ou d'un contrôleur externe (IEEE-488 ou RS 422). Les modifications de réglage ou commandes sont ainsi traitées par un noyau temps réel autour du système d'exploitation OS9. Le processeur central reçoit ces ordres et les traite en un temps court, sans pour cela affecter les données de mesure et l'intégrité des enregistrements.

Impression à peigne thermique

La technique d'impression à peigne thermique a été adoptée universelle-

ment dans les cas où la simplicité d'utilisation et de fonctionnement et la vitesse d'impression sont des critères fondamentaux. La télécopie en est l'exemple le plus marquant. Cette technique s'est aussi imposée dans le domaine de l'enregistrement graphique. Il faut noter que Gould a fait figure de pionnier en l'appliquant dès le début des années 80 sur un enregistreur rapide 6 voies. Au cours des années 80, les têtes thermiques sont devenues plus rapides, plus fiables et moins coûteuses. Toutefois, elles restent grosses consommatrices d'énergie dès que la densité des tracés est importante et la vitesse papier élevée (plus de 25 mm/s) ; elles peuvent voir leur vie raccourcie en cas de surchauffe due à un mauvais contrôle de la dissipation de cette énergie.

Les techniques généralement utilisées pour contrôler la tête sont insuffisantes pour garantir à la fois une durée de vie de la tête qui soit acceptable et une bonne qualité de tracé quelles que soient les circonstances. Ces techniques comprennent le suivi de l'historique de chaque point et le glissement latéral des tracés (voir figure 1). La tête thermique du TA11 est contrô-

lée par un procédé breveté : le Micropulsing®. Ce procédé assure qu'à tout instant, la température de chacune des électrodes chauffantes reste dans une zone optimum pour réaliser des tracés de qualité quelles que soient la vitesse du papier et la fréquence des signaux. Le maintien de la température dans cette zone optimum allonge la durée de vie de la tête dans un rapport dix par rapport aux méthodes traditionnelles de contrôle. Avec le procédé Micropulsing, le contrôle fin de l'énergie nécessaire à l'impression permet aussi de limiter la taille de l'alimentation du TA11, réduisant par là même le coût et le poids de l'appareil, sans affecter la qualité d'écriture (voir figure 2).

Ecran tactile à cristaux liquides

Les écrans à cristaux liquides se sont imposés pour les matériels portables - de l'ordinateur aux montres et calculatrices : ils font preuve maintenant d'un excellent contraste et d'une consommation électrique très réduite. Leur utilisation en masse pour une grande variété d'applications en a réduit le coût. Il était donc logique d'adopter

un tel écran pour le TA11. La technologie utilisée - supertwist - est celle qui offre l'image la plus nette avec une résolution de 640 x 200 points. Pour permettre l'utilisation dans toutes les conditions, l'écran est éclairé. Cet écran assure deux fonctions :

- 1) La visualisation des signaux en temps réel, en défilement du haut vers le bas
- 2) Les réglages et commandes à l'aide d'un écran tactile résistif superposé à cristaux liquides.

Facilité d'utilisation

Cet écran tactile complète un ensemble de touches dédiées pour qu'un appareil performant comme le TA11 reste facile à utiliser. Les fonctions essentielles telles que : avance papier, vitesses standard, armement, déclenchement et sortie de la mémoire, sont toujours commandées par des touches dédiées. Ces touches sont accompagnées de témoins lumineux, indiquant immédiatement l'état des fonctions

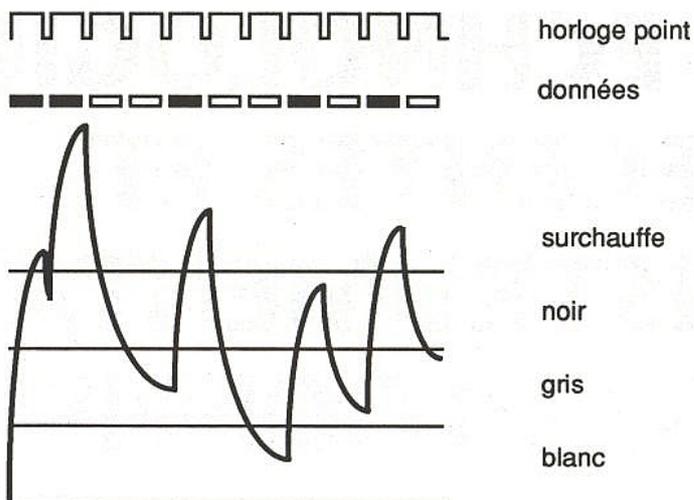


Figure 1 : Technique de contrôle des têtes par «saut de point» utilisée pour les télécopieurs et imprimantes à peigne thermique.

Les données s'inscrivent dans un registre à décalage toutes les 625 μ s (période de ligne d'impression).

Le contrôle du chauffage de chaque point s'effectue par «saut de point». Il en résulte un tracé en pointillés soit un surchauffement. La protection thermique est globale, par l'utilisation d'une thermistance modulant les impulsions de contrôle.

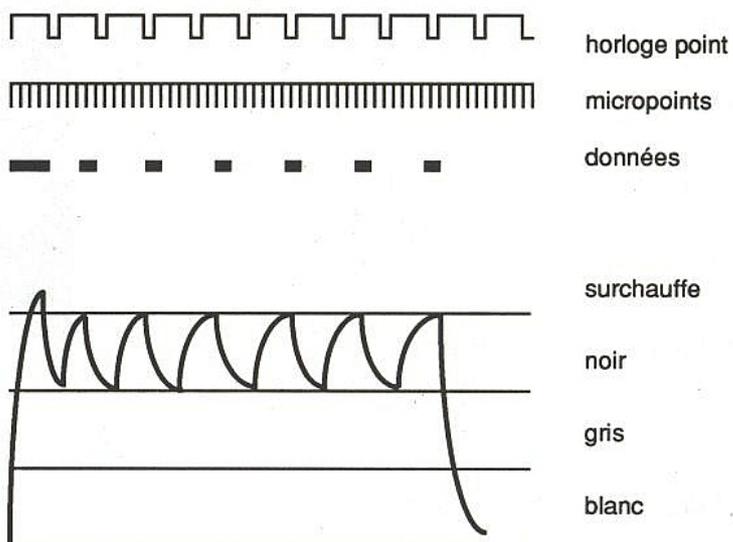


Figure 2 : Technique d'impression Micropulsing® utilisée par le TA11.

Les données reçues par des entrées multiples, s'inscrivent dans un registre à décalage tous les 100 μ s.

Le contrôle du chauffage de chaque point s'effectue par les incréments de 16%. La protection thermique est dynamique et modulée toutes les 100 μ s.

correspondantes. Un grand soin a été apporté au choix de ces fonctions ; ce sont celles que lesquelles l'utilisateur intervient le plus souvent, au cours d'essais et de tests, celles qu'il voudrait généralement trouver quasi instantanément, sans avoir à se distraire de sa préoccupation essentielle - le suivi et l'interprétation de l'essai ou du test. L'écran tactile donne accès aux fonctions de commande moins importantes pour l'utilisateur ainsi qu'à celles de réglage. L'écran tactile a été choisi parmi d'autres solutions telles que touches de fonction, clavier... comme étant la plus conviviale et la plus ouverte pour des extensions futures. L'écran tactile a fait ses preuves dans les applications de contrôle et d'automates de production. Dans ce domaine, il a permis de développer des interfaces utilisateur particulièrement intuitives. Parmi les aspects marquants de l'écran tactile qui contribuent à une excellente ergonomie, il faut noter les avantages suivants :

- 1) Touches avec identification claire de

la fonction, dans la langue de l'utilisateur ;

- 2) Lecture instantanée du réglage effectué (valeur numérique), à proximité immédiate de la touche effectuant le réglage : l'œil de l'opérateur a dans son champ l'ensemble des éléments intervenant dans le réglage ; il en résulte des temps de réaction plus courts et une fatigue moindre.

Adaptation aux signaux de mesure

Un système de mesure portable doit intégrer les fonctions analogiques pour pouvoir s'adapter aux signaux de mesure les plus courants sur le site, sans avoir besoin d'amplificateurs ou de conditionneurs de signaux externes. Le TA11 réalise en grande partie cet objectif grâce à un choix d'amplificateurs d'entrée programmables, intégrés à l'appareil. L'aspect programmable de ces amplificateurs rend la mise en configuration rapide et simple. Les

fonctions intégrées comprennent : amplification continue de 25 mV à 500 V pleine échelle, avec gain variable et programmable au pas de 1%, conversion de valeur efficace, suppression de composante continue calibrée, filtrage passe-bas pour éliminer les parasites, en particulier ceux dus au 50 Hz.

Acquisition rapide des signaux

La vocation du TA11 est non seulement la visualisation et l'enregistrement des signaux mais aussi l'acquisition pour un stockage et une analyse ultérieurs. Des convertisseurs analogiques/numériques monolithiques fonctionnant à 250 kHz sur 12 bits assurent une acquisition simultanée sans erreur de temps. Un autre point essentiel, garantissant la qualité des échantillons mis en mémoire : des filtres anti-repliement coupant les signaux d'entrée à 35 kHz (-3 dB) avec une pente de 18 dB par octave. Ces filtres sont de type Bessel. En l'absence de filtre anti-repliement, il y a risque de permettre l'acquisition d'échantillons de signaux plus rapides que la fréquence d'échantillonnage, par la suite, lors de la relecture et de l'analyse, ceci peut générer des signaux artificiels de fréquence plus faible que les signaux originaux, qui se mêlent aux signaux de mesure faisant l'objet du test...

Carte mémoire PCMCIA 2.0

Depuis l'adoption de la norme PCMCIA, le marché des cartes mémoire a littéralement explosé. Ce marché est en particulier tiré par celui des ordinateurs portatifs, pour lequel les cartes mémoire sont un moyen idéal de stockage des données : faible encombrement, excellente fiabilité (pas de pièces mobiles, au contraire des disques magnétiques), grande capacité. Leur principal inconvénient est leur prix encore élevé, par exemple de l'ordre de 2000 F pour une carte SRAM de 2 Mégaoctets. Ces prix suivent naturellement une pente fortement descendante et l'on peut s'attendre à une division par deux dans les prochains 12 mois. Des cartes «flash» de 20 Mégaoctets sont maintenant annoncées qui permettront de sauvegarder une acquisition complète d'un enregistreur TA11 (8 millions d'échantillons) plus la configuration du système associée à cette acquisition. Ces cartes sont vues par un ordinateur MS DOS comme une extension de sa mémoire vive ; les données sont donc immédiatement accessibles et converties pour une analyse détaillée avec un programme tel que View II ou Famos (*).

Un ensemble robuste et compact

Le TA11 a été conçu pour être facile à transporter d'un site à l'autre, facile à mettre en œuvre tant sur le site qu'en laboratoire. Le panneau avant, avec son écran à cristaux liquides, se rabat comme un volet pour le transport. Tous les éléments en face avant se trou-

vent ainsi protégés contre les chocs, un peu comme le clavier et l'écran d'un ordinateur portable se protègent lorsqu'ils sont repliés l'un sur l'autre. Ses petites dimensions le rendent logeable sous un siège d'avion ou dans un compartiment bagages. L'enregistreur peut fonctionner aussi bien, le papier défilant verticalement que le papier défilant horizontalement. Dans le premier cas, il sera posé soit sur une table, soit sur un chariot ou encore monté dans une armoire 19 pouces, dans le second cas, il sera posé sur l'arrière, à côté de l'opérateur debout ou assis, par exemple au volant d'un véhicule.

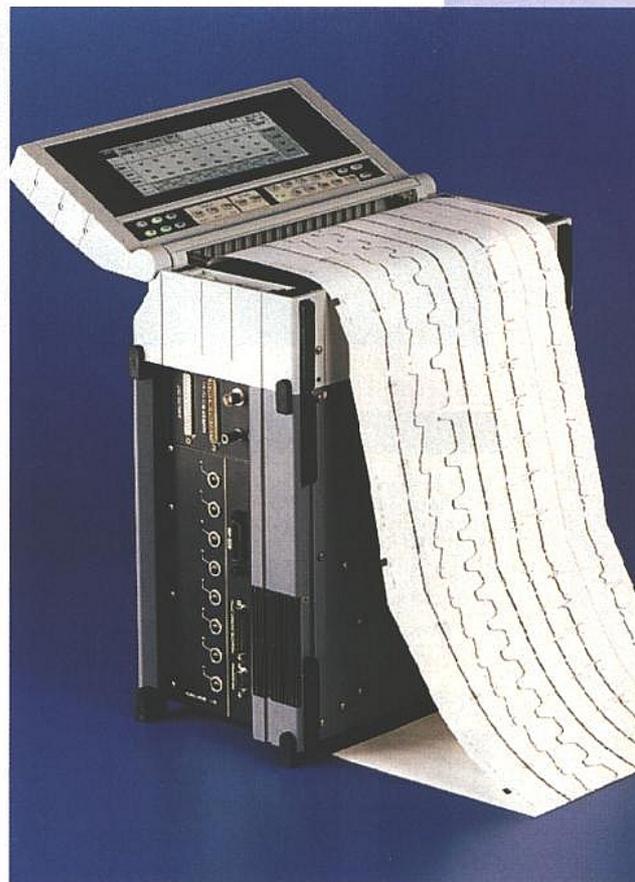
CONCLUSION

Un appareil comme le TA11 est un parfait témoin de l'évolution actuelle de l'instrumentation de mesure. Celle-ci bénéficie des progrès en matière de technologie pure et de coût, pour proposer des produits de plus en plus performants, plus ciblés vers les applications spécifiques, pour un prix orienté à la baisse. On a pu penser que l'instrumentation sur micro-ordinateur allait remplacer l'instrument traditionnel. En fait, il n'en est rien et on voit actuellement les deux catégories se développer en parallèle : le micro est supérieur pour ce qui concerne la fonction contrôle d'instruments, le stockage des données et la souplesse d'adaptation ; par contre, l'instrument reste inégalé pour l'adaptation à une application spécifique et les performances.

M. BRIMBAL

(*) Logiciels de visualisation et d'analyse sous Windows 3, proposés par Gould.

M. Brimbal est Directeur Général de Gould France.



SAINT QUENTIN RADIO

NOUVEAU CATALOGUE 1993

Nouvelle édition de plus de 200 pages avec liste de tarifs n° 20
 Prix : **15^F** au comptoir - **30^F** par correspondance
 Remboursable dès la 1^{re} commande d'un montant de 150 F minimum

Les détenteurs des éditions précédentes peuvent recevoir cette nouvelle parution **GRATUITEMENT**.
 Il suffit de nous retourner la 1^{re} page de votre ancien catalogue accompagnée de vos nom et adresse.

SAINT QUENTIN RADIO
 6, rue de St-Quentin, 75010 PARIS
 Tél. (1) 40.37.70.74 - Fax (1) 40.37.70.91
 HORAIRES D'OUVERTURE
 Du lundi au vendredi de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 19 h.
 Le samedi de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 18 h 30

PRESENT A EXPOPTRONICS BOULLEVAU

PROLONGATEUR DE BUS PC POUR CARTES ADD-ON

Depuis quelques mois nous vous

proposons différentes cartes pour

ordinateur PC ou compatibles.

La réalisation présentée aujourd'hui en

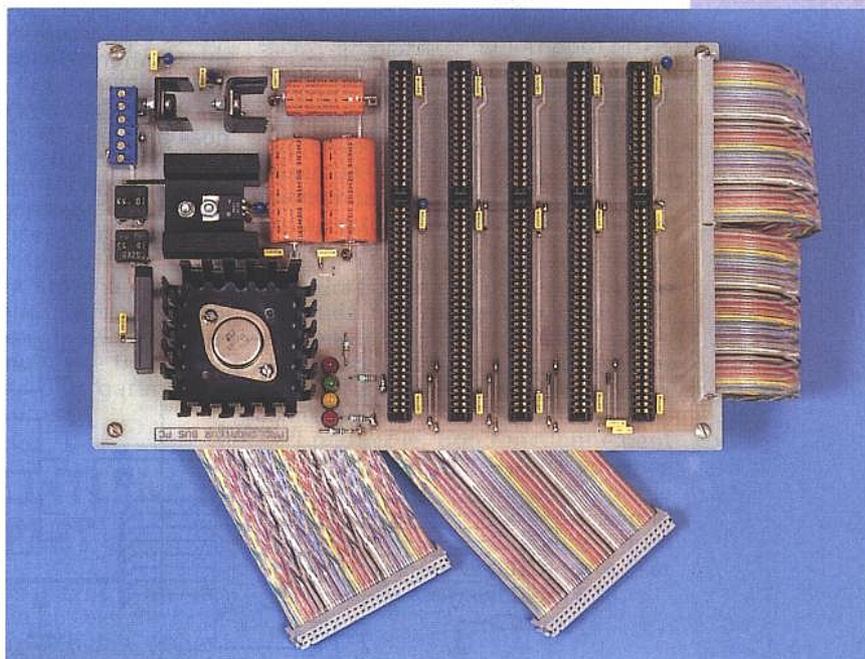
est la suite logique et nous pensons

qu'elle vous permettra de résoudre

différents petits problèmes engendrés

par le nombre et la diversité de ces cartes. Problèmes auxquels sont confrontés

presque tous les utilisateurs de PC.



Le nombre de slots disponibles dans un micro-ordinateur de type PC varie selon la marque, de cinq à huit. Lorsque les cartes nécessaires au fonctionnement du système telles les cartes graphiques, série, parallèle et contrôleurs ont été installées, il ne reste souvent que deux ou trois emplacements disponibles pour les cartes supplémentaires. Pour peu que l'on veuille installer un CD-ROM et une carte MULTIMEDIA voire une carte MODEM, la place restante pour les interfaces d'entrées-sorties (que nous vous avons proposées à maintes reprises) se réduit à un ou deux slots, ce qui est évidemment nettement insuffisant. Par ailleurs, la puissance fournie par une alimentation de compatible PC est souvent, dans la plupart des cas, calculée très juste. Ceci est vrai notamment en ce qui concerne le +5 V et le +12 V, tensions les plus sollicitées par les cartes et les lecteurs de disques et disquettes. C'est dans le but d'apporter une solution à ces deux problèmes que nous avons imaginé le montage faisant l'objet du présent article. En fait, cette réalisation apporte également un certain confort d'utilisation et une sécurité non négligeable au micro-ordinateur auquel elle sera connectée. En effet, les essais de cartes d'interface ne sont pas exempts de risques. Il suffit d'un court-circuit sur les lignes d'alimentation ou entre une

ligne véhiculant des niveaux logiques et une ligne de "haute tension", pour causer des dommages irréversibles à l'ordinateur. Ceci ne pourra jamais se produire avec notre circuit puisque toutes les lignes provenant du micro seront isolées; seule restera commune, bien évidemment, la ligne de masse. En outre et pour conclure la présentation du sujet, un autre avantage réside dans le fait qu'il ne sera plus nécessaire d'ouvrir le PC chaque fois qu'une nouvelle carte sera réalisée. Le PROLONGATEUR DE BUS se décompose en deux cartes distinctes: l'une sera enfichée dans un slot du micro-ordinateur, tandis que la deuxième sera externe. Une troisième carte vous est également proposée, très simple puisque ne supportant aucun composant électronique, qui permettra d'enficher dans la carte externe une carte vidéo, carte mémoire, ou autre, mais sans oublier que le bus du PC sera alors sans tampon et qu'il faudra alors oeuvrer avec prudence.

LA CARTE INTERFACE

Cette carte interne au micro servira de lien avec le bus externe qui y sera relié par deux câbles en nappe. Pour que la protection des lignes du bus PC

vis à vis de l'extérieur soit effective, chacune a été isolée à l'aide d'amplificateurs ou de portes TTL. Donc, dans le pire des cas, ce seront ces composants qui supporteront les dommages en cas d'erreur de manipulation. Comme ces derniers sont d'un prix plus qu'abordable, le mal sera minime et bien vite réparé.

Les lignes d'adresses, de données et de contrôle

Il existe plusieurs plages d'adresses disponibles pour les périphériques et laissées libres par le système PC. Toutes sont utilisables par les cartes d'entrées-sorties. Pour ne citer que les plus couramment employées, les plages H210 à H26F, H280 à H2BF et H300 à H31F sont disponibles. Les adresses H300 à H31F sont recommandées pour l'utilisation avec des cartes prototypes. C'est donc ces dernières que nous avons employées pour notre circuit, ce qui nous donne la possibilité d'emploi de nombreuses adresses. Dans l'un des cas, et c'est ce qui sera le plus fréquemment effectué, le PROLONGATEUR DE BUS servira exclusivement au contrôle d'interfaces d'entrées-sorties, puisque toutes les lignes du bus du PC ne seront pas alors disponibles.

L'électronique de la carte interne

Le schéma de principe est donné en figure 1. Nous venons de voir que seul sera concerné le domaine d'adresses se trouvant entre H300 et H31F. C'est donc seulement lorsque le PC souhaitera lire ou écrire dans cette plage que les circuits seront validés. C'est IC3, un 74HCT688 qui se chargera de cette besogne, aidé en cela par une porte de IC4 (74HCT08). Pour que la broche P=Q de IC3 passe au niveau logique 0, il faut que les lignes d'adresses A5, A6, A7, A10 et A11 passent à 0 et que les lignes A8 et A9 passent à 1 au moment de la lecture ou de l'écriture d'un

octet ou d'un mot. La sortie de IC4A, en passant à un niveau bas, validera IC3, que ce soit pour une lecture ou une écriture. Les lignes de données D0 à D15 sont bufférisées par IC1 et IC5 (74HCT245), amplificateurs de ligne bidirectionnels. Le sens du transfert des données est déterminé par l'application sur la broche DIR, d'un niveau logique 1 pour une écriture, et d'un niveau 0 pour une lecture. Ces niveaux proviennent de la ligne de lecture IORD.

Les lignes IORD et IOWR sont tamponnées par deux des portes de IC4. La ligne RESET l'est également, et sert à l'initialisation de circuits nécessitant une RAZ, tel les PPI 8255.

Les lignes d'adresses A0 à A11, et la ligne AEN (validation d'adresses) alimentent les entrées de deux octuples amplificateurs 74HCT541 (IC2 et IC8). Ces deux circuits restent perpétuellement validés, leurs entrées G1 et G2 étant reliées à la masse.

La ligne I/O READY, permettant par l'application d'un niveau logique 0 sur son entrée le ralentissement du microprocesseur, a également été câblée, bien que son emploi par les cartes courantes reste très rare.

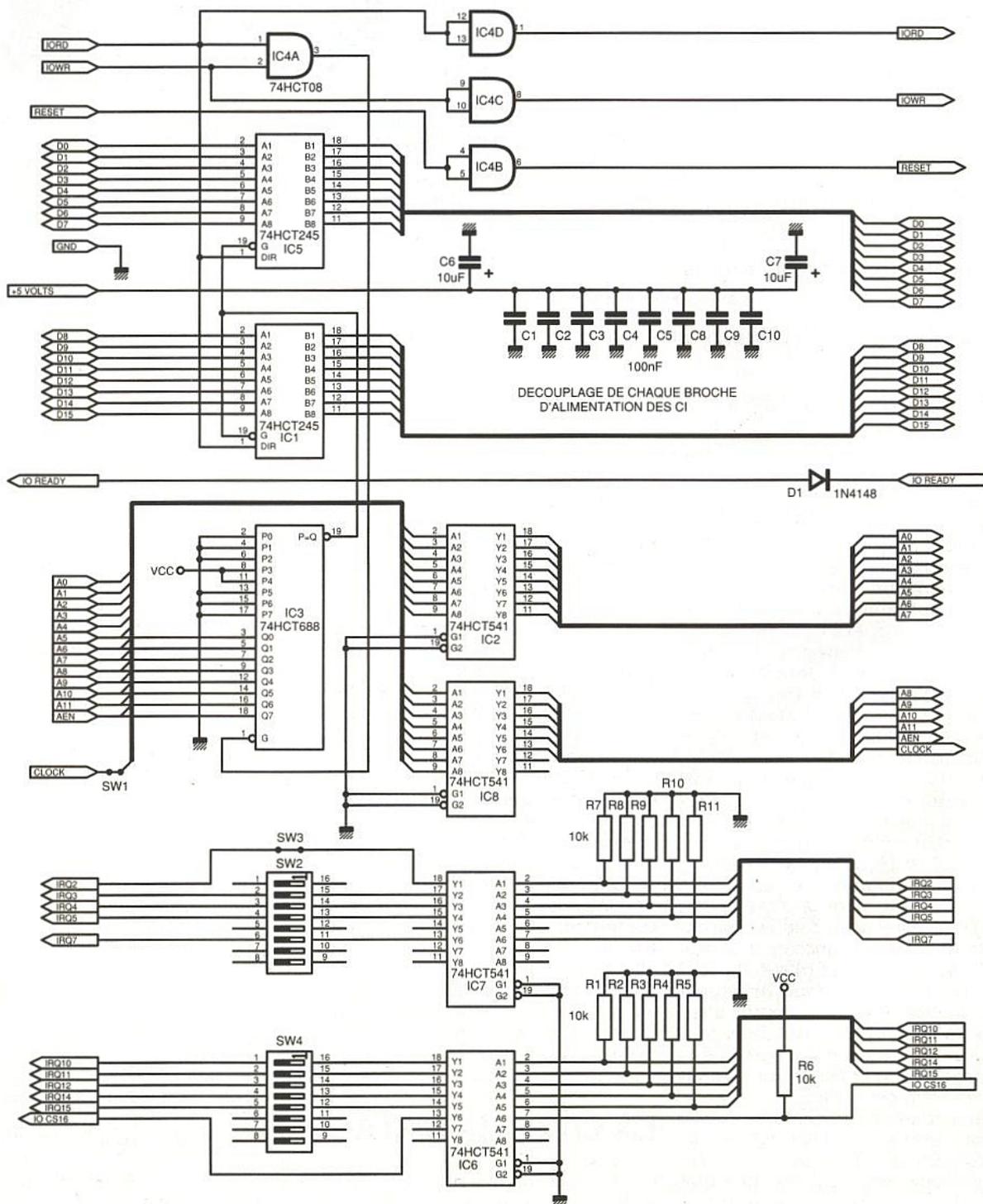


Figure 1 : schéma de principe de la carte interne bufférisée.

Les lignes d'interruption

Il peut s'avérer extrêmement intéressant de disposer de ces lignes; c'est pourquoi nous les avons également prévues sur le PROLONGATEUR DE BUS car elles seront éventuellement utilisées par les cartes d'acquisition que nous pourrions concevoir et vous proposer. En effet, les lignes d'IRQ constituent un moyen très pratique pour signaler au processeur le souhait de transmission de données par un périphérique externe; plus pratique car beaucoup plus rapide que de tester séquentiellement (par logiciel interposé) l'état des lignes qui doivent éventuellement fournir des indications. Toutes les IRQ ont été interfacées (mise à part la ligne numéro 6 qui de toute façon sert toujours au contrôleur de lecteurs de disquettes), bien que certaines d'entre elles ne puissent absolument pas être utilisées par des cartes d'acquisition, ceci dépendant de la configuration du système dans lequel le PROLONGATEUR DE BUS sera intégré. Les interrupteurs SW2, SW3 et SW4 devront donc être positionnés pour qu'il ne puisse intervenir aucun conflit dans le partage de ces lignes entre les différents circuits. A l'essai de la carte interne, tous ces interrupteurs devront être mis sur OFF (sinon gare au plantage magistral mais sans danger de l'ordinateur), puis les lignes d'IRQ disponibles pourront être validées par les micro-switches. Le **tableau 1** résume d'une façon générale l'attribution des lignes d'interruption et les lecteurs ne connaissant pas la configuration de leur système pourront s'y reporter.

IRQ0	: minuterie
IRQ1	: clavier
IRQ2	: carte graphique EGA ou VGA sur XT ou second 8259 : monté en cascade sur AT
IRQ3	: interface série COM1
IRQ4	: interface série COM2
IRQ5	: interface parallèle LPT2
IRQ6	: contrôleur de disquettes
IRQ7	: interface parallèle LPT1
IRQ8	: horloge temps réel (sur AT)
IRQ9	: généralement disponible (seulement sur AT)
IRQ10	: généralement disponible (seulement sur AT)
IRQ11	: généralement disponible (seulement sur AT)
IRQ12	: généralement disponible (seulement sur AT)
IRQ13	: coprocesseur 80x87 (seulement sur AT)
IRQ14	: contrôleur de disque dur (seulement sur AT)
IRQ15	: généralement disponible (seulement sur AT)

Tableau 1

Les interruptions disponibles pour des cartes additionnelles sont bien sûr plus nombreuses sur les PC AT. Mais il est à noter que IRQ5 ET IRQ7 (pour les possesseurs de PC XT) peuvent être partagées par les interfaces parallèles et d'autres systèmes générateurs d'interruptions, mais qu'elles n'en permettront pas le fonctionnement simultané. Toutes ces lignes d'interruptions sont interfacées par IC6 et IC7, circuits intégrés amplificateurs (74HCT541), dont les entrées sont rappelées à la masse, afin d'avoir sûrement un niveau bas en sortie, les IRQ étant générées par une impulsion positive. Ces deux

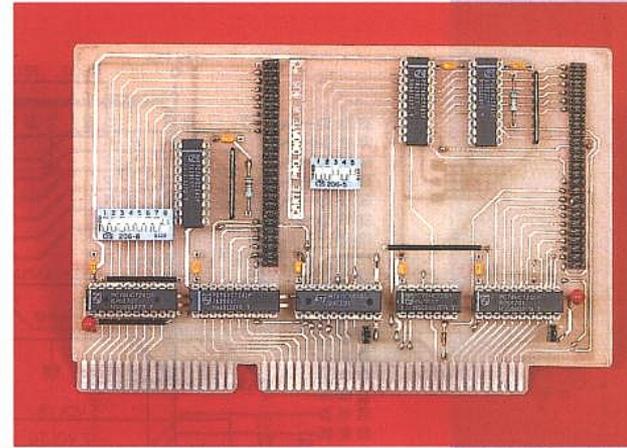
CI sont également, comme les deux précédents, toujours validés, leurs broches adéquates se trouvant au potentiel de la masse.

La ligne d'horloge (Clock System)

Elle a également été interfacée par un amplificateur disponible sur l'un des CI vus plus haut, car il nous a semblé dommage de ne pas pouvoir utiliser avec le PROLONGATEUR DE BUS, des cartes fonctionnant en synchronisme avec l'horloge du système. Nous pouvons garantir un fonctionnement sans problèmes, puisque nous l'avons testé, avec une fréquence d'horloge de 12 MHz, ce qui correspond à un PC AT 33MHz. Il faudra alors, à l'aide du "setup" de configuration, amener l'horloge du bus à BCLK/3 (Bus Clock). Au-delà de cette fréquence, nous ne pouvons plus garantir un fonctionnement correct.

LA CARTE INTERNE BUS COMPLET

Une seconde carte interne a été réalisée. Elle amène au bus externe l'intégralité des signaux du bus PC (mises à part les lignes d'alimentation); il a été impossible d'amener la ligne CLOCK SYSTEM par le câble en nappe, comme pour les autres lignes. Après maints essais, il s'est avéré que les signaux véhiculés par cette ligne subissaient une altération très sensible, et que cette ligne faisait également se dégrader les



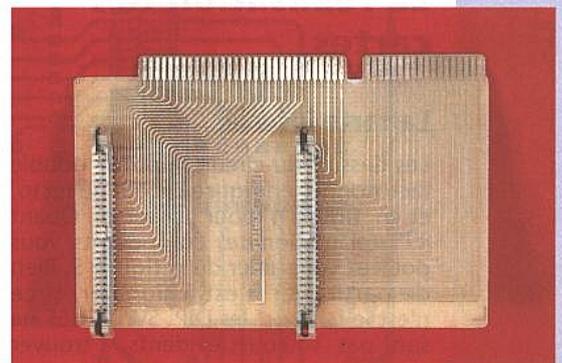
■ Carte interne bufférisée.

buer ce signal aux autres connecteurs, il faudra également utiliser du fil blindé soudé à la masse d'un côté et en partant du premier slot. Ce système de câblage évite les couplages avec les pistes proches véhiculant des signaux haute fréquence. Quoiqu'il en soit, ceci permet le bon fonctionnement du montage jusqu'à une fréquence de 10 MHz. Nous ne pouvons pas le garantir avec des fréquences supérieures. Les dessins des circuits imprimés en sont donnés aux figures 9 et 10, et l'implantation en figure 11.

LA CARTE EXTERNE

Le schéma de cette carte est représenté à la figure 2. Malgré une assez imposante surface que nous pourrions découvrir plus tard, elle est d'une simplicité étonnante du point de vue circuiterie électronique. Elle ne comporte en effet que quatre régulateurs de tension intégrés, et bien sûr le redressement des tensions alternatives. Les quatre tensions nécessaires au fonctionnement des interfaces PC sont présentes: +5 V, +12 V, -5 V et -12 V. Le +5 V est disponible sous une intensité de 3 A, ce qui sera suffisant. Les trois autres sources sont capables de débiter 1 à 1,5 A, soit plus qu'il n'en faut.

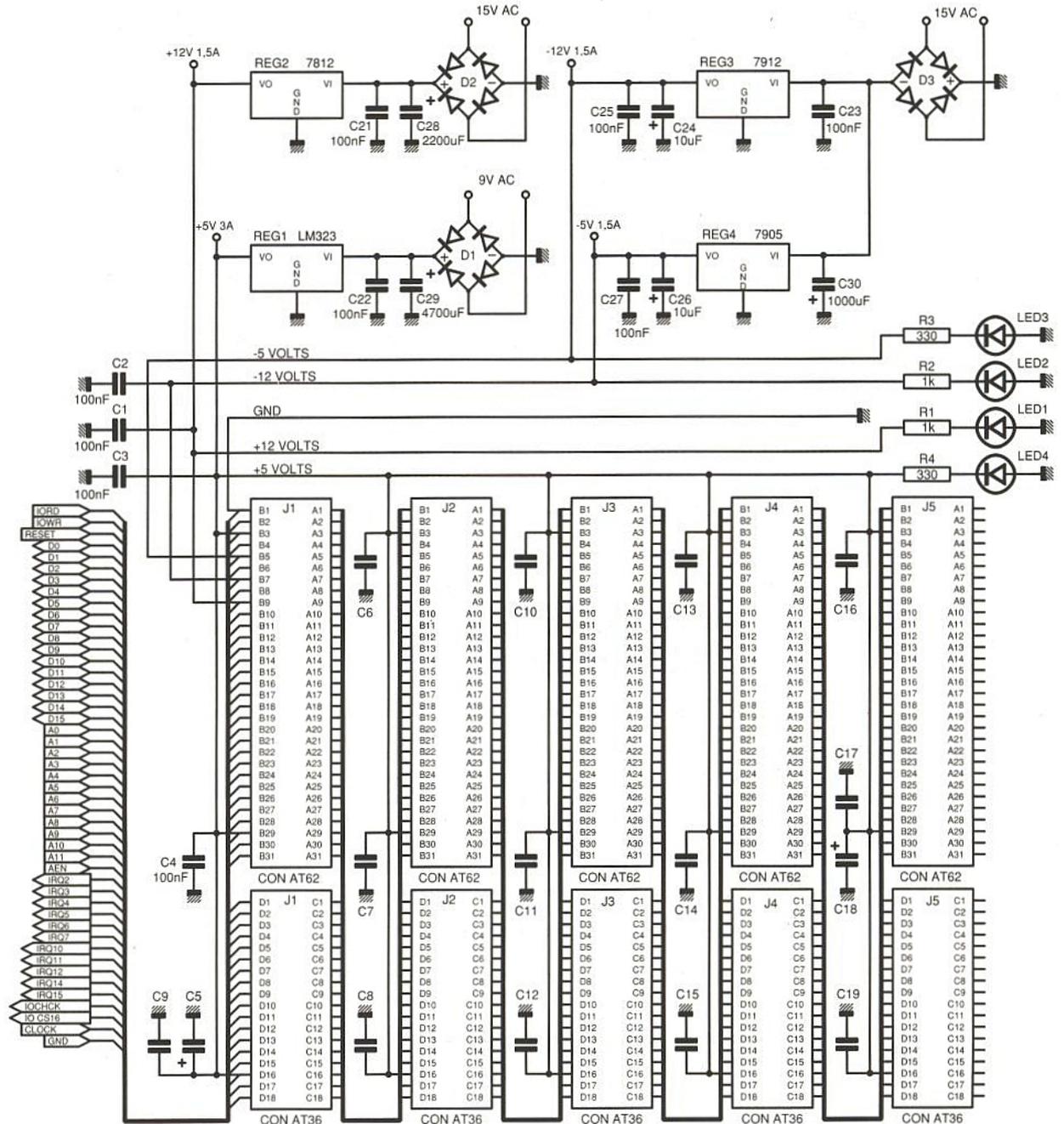
On pourrait d'ailleurs disposer un



■ Carte interne bus complet.

connecteur standard d'alimentation sur cette carte afin d'utiliser une alimentation de PC de récupération en lieu et place de nos circuits d'alimentation.

Les slots disponibles sont au nombre de cinq. L'entrée des signaux s'effectuera par deux câbles en nappe reliés à deux connecteurs à 50 broches.



■ Figure 2 : schéma de la carte externe.

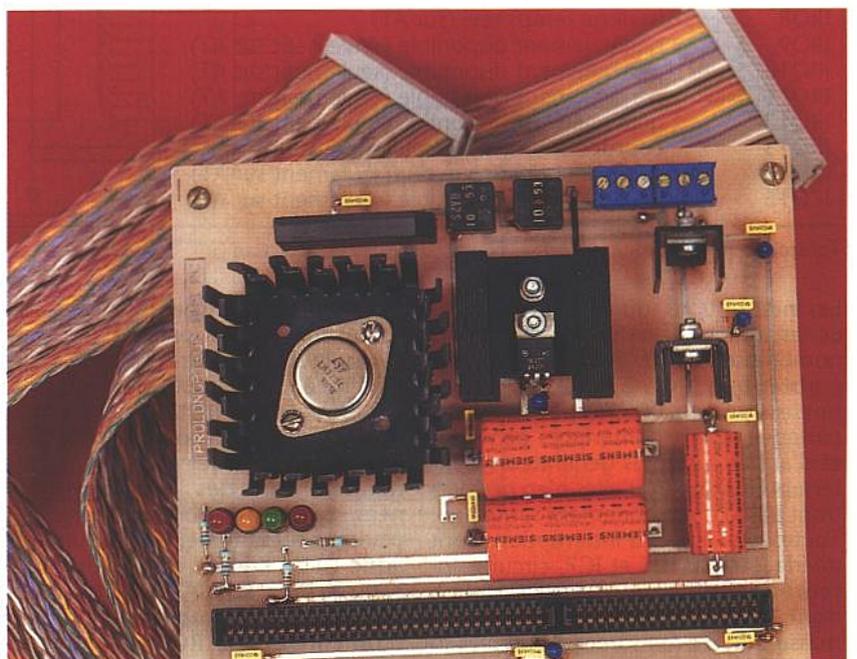
La réalisation des cartes

La carte interne

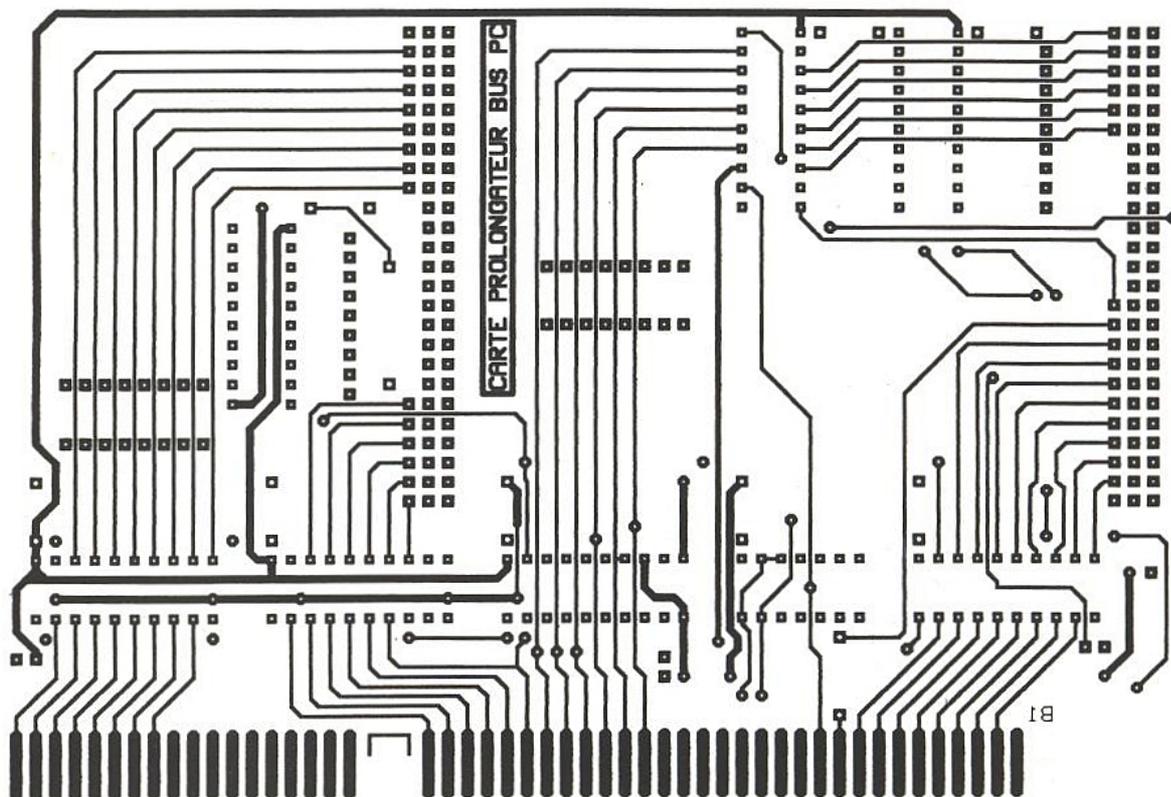
Les dessins du circuit imprimé double face donnés en figure 3 pour le recto, et en figure 4 pour le verso. Quant à l'implantation des composants, vous pourrez vous aider de la figure 5. Rien de particulier n'est à signaler, si ce n'est le fait que les DIP SWITCHES ne sont pas toujours évidents à trouver chez les revendeurs par réseau de cinq. C'est pourquoi le circuit imprimé a été dessiné pour des réseaux de huit interrupteurs.

La carte externe

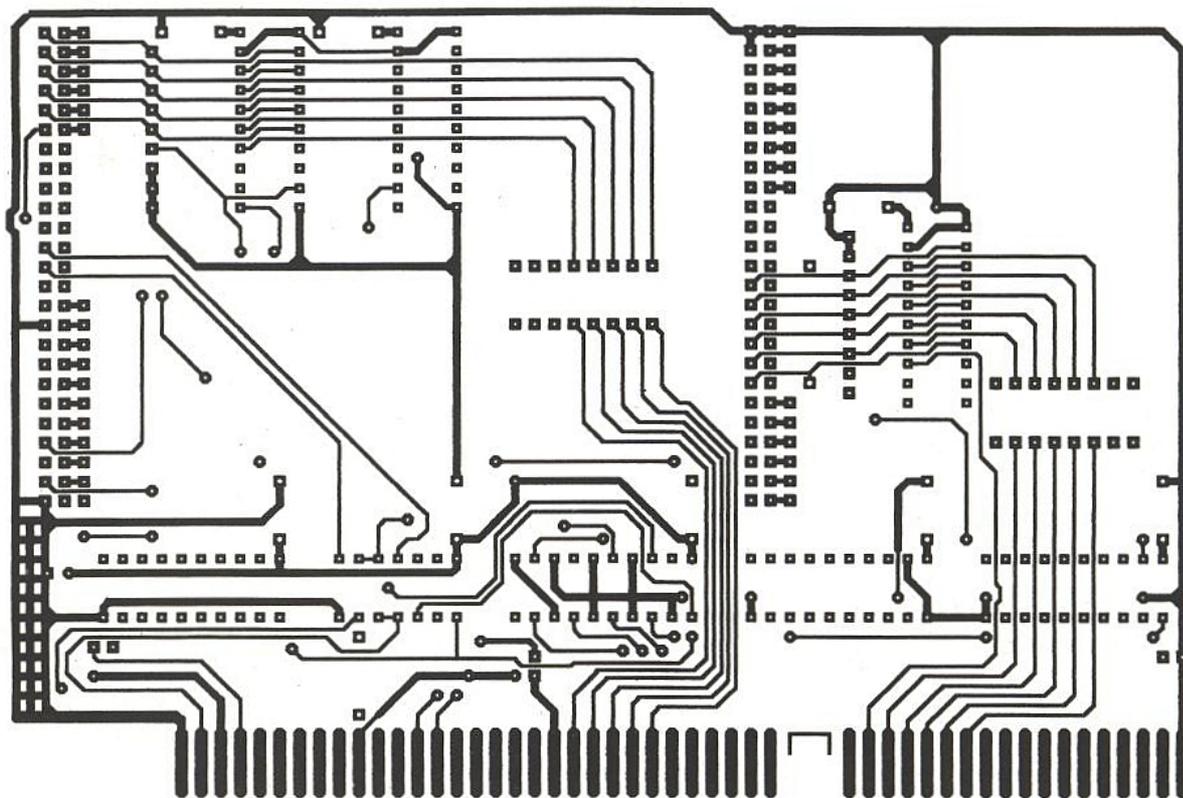
Le circuit imprimé, dont les dessins des deux faces sont représentés en figures 6 et 7, est relativement imposant, et le verso d'une complexité in-



■ La carte externe : vu d'un slot et de l'alimentation.

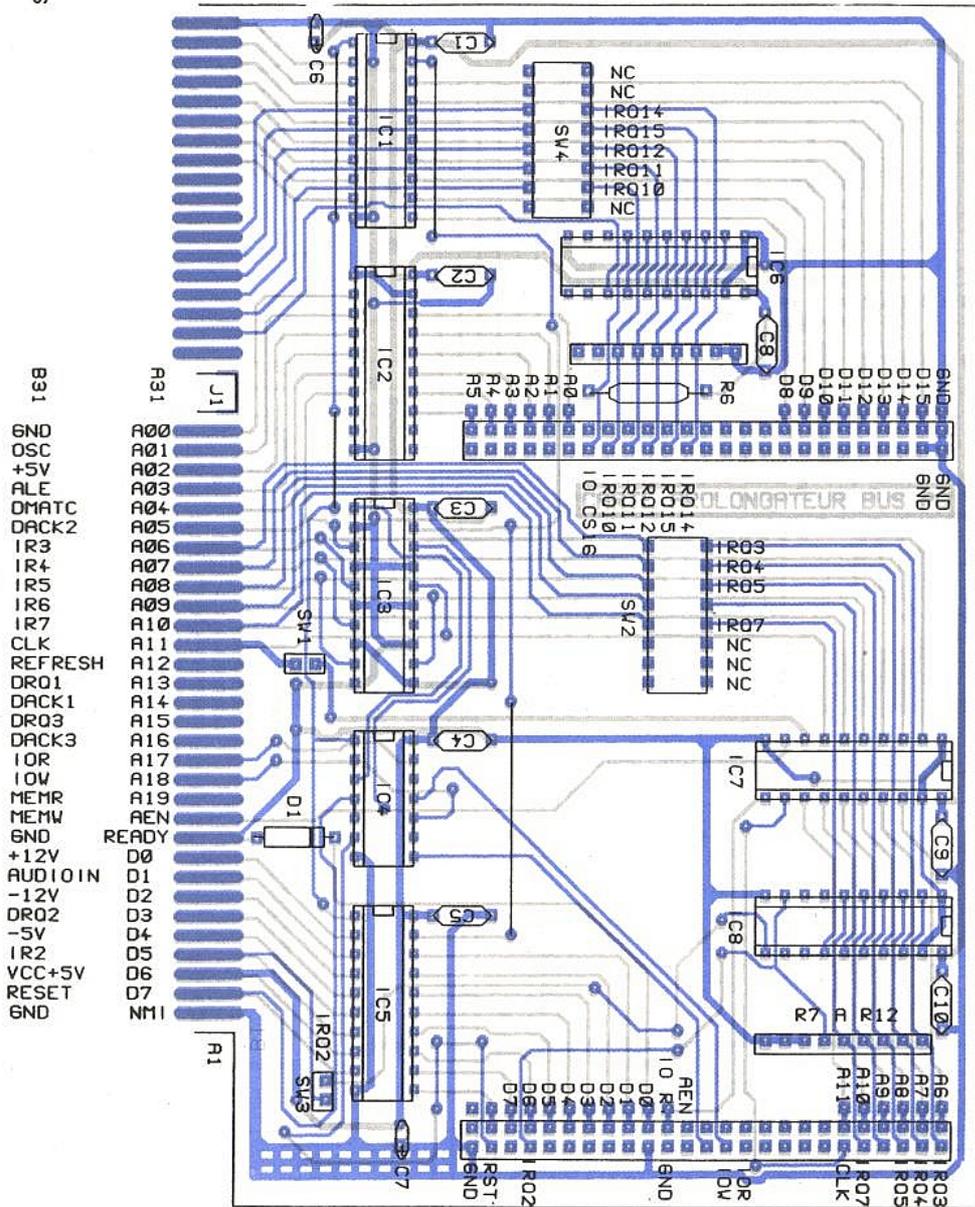


■ Figure 3 : la carte interne bufférisée côté composants.



■ Figure 4 : le côté cuivre.

DESSOUS



■ Figure 5 : l'implantation de la carte interne bufférisée.

habituelle. Cela est obligatoire dès lors que nous avons affaire à un bus de microprocesseur, ce qui se comprend aisément, vu le nombre de lignes à connecter.

Le câblage sera effectué en s'aidant de la figure 8 qui représente le dessin d'implantation.

La carte interne bus complet Le câble de liaison

Afin que toute erreur durant l'interconnexion des cartes soit écartée, c'est à dessein que les deux connecteurs sur la carte externe ont été légèrement rapprochés. Pour que les câbles puissent s'enficher sur ces connecteurs, il faudra limer de 1 ou 2 millimètres un côté de chaque prise femelle, afin

qu'elles puissent cohabiter. Ensuite, à l'aide d'un morceau d'époxy débarassé de son cuivre, et de longueur égale à la somme des longueurs des deux prises, ces dernières seront solidariser par collage à la colle cyanoacrylate. Ainsi toute erreur de branchement sera écartée.

Les essais

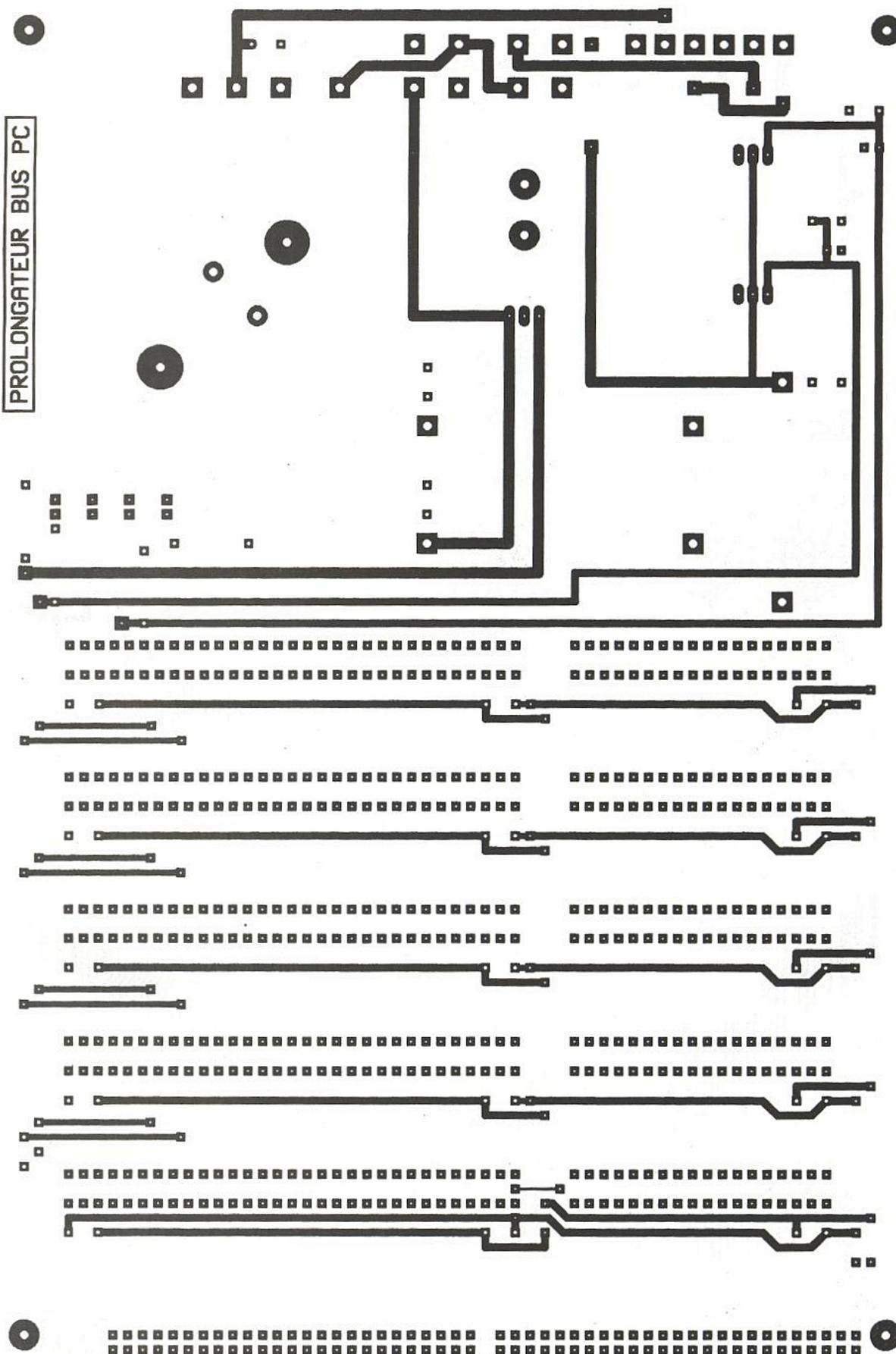
Avant tout essai, il est évident qu'un examen minutieux des soudures et des pistes du circuit imprimé doit être effectué, afin qu'il ne subsiste aucune micro-coupeure ou court-circuit entre pistes.

Les alimentations seront mises sous tension, et leur tension de sortie mesurée. C'est alors seulement que la

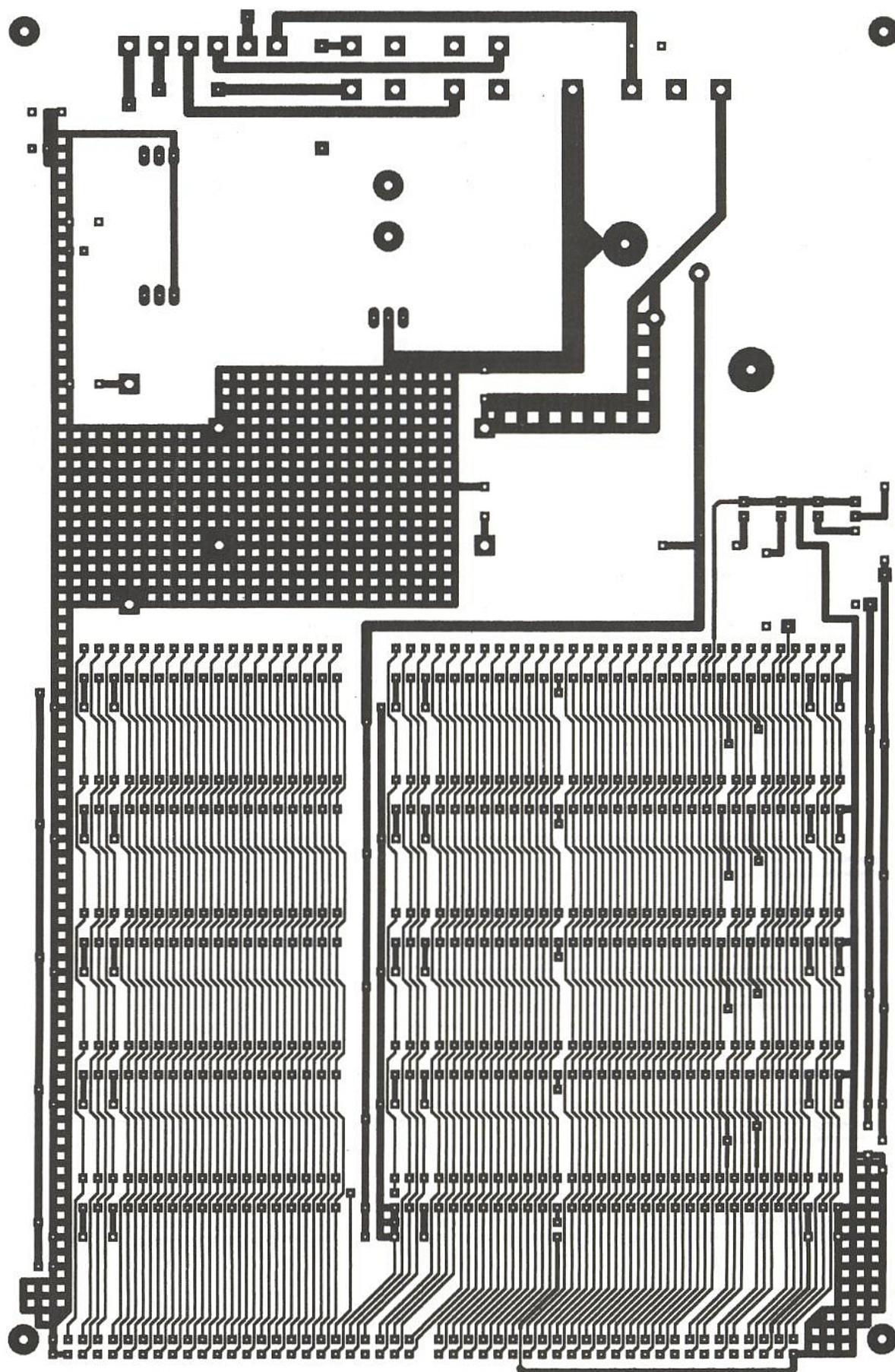
carte interne pourra être enfichée et reliée au PROLONGATEUR DE BUS. Ensuite, les essais pourront être effectués avec n'importe quelle carte d'entrées-sorties déjà réalisée. Le bon fonctionnement doit être immédiat.

Note

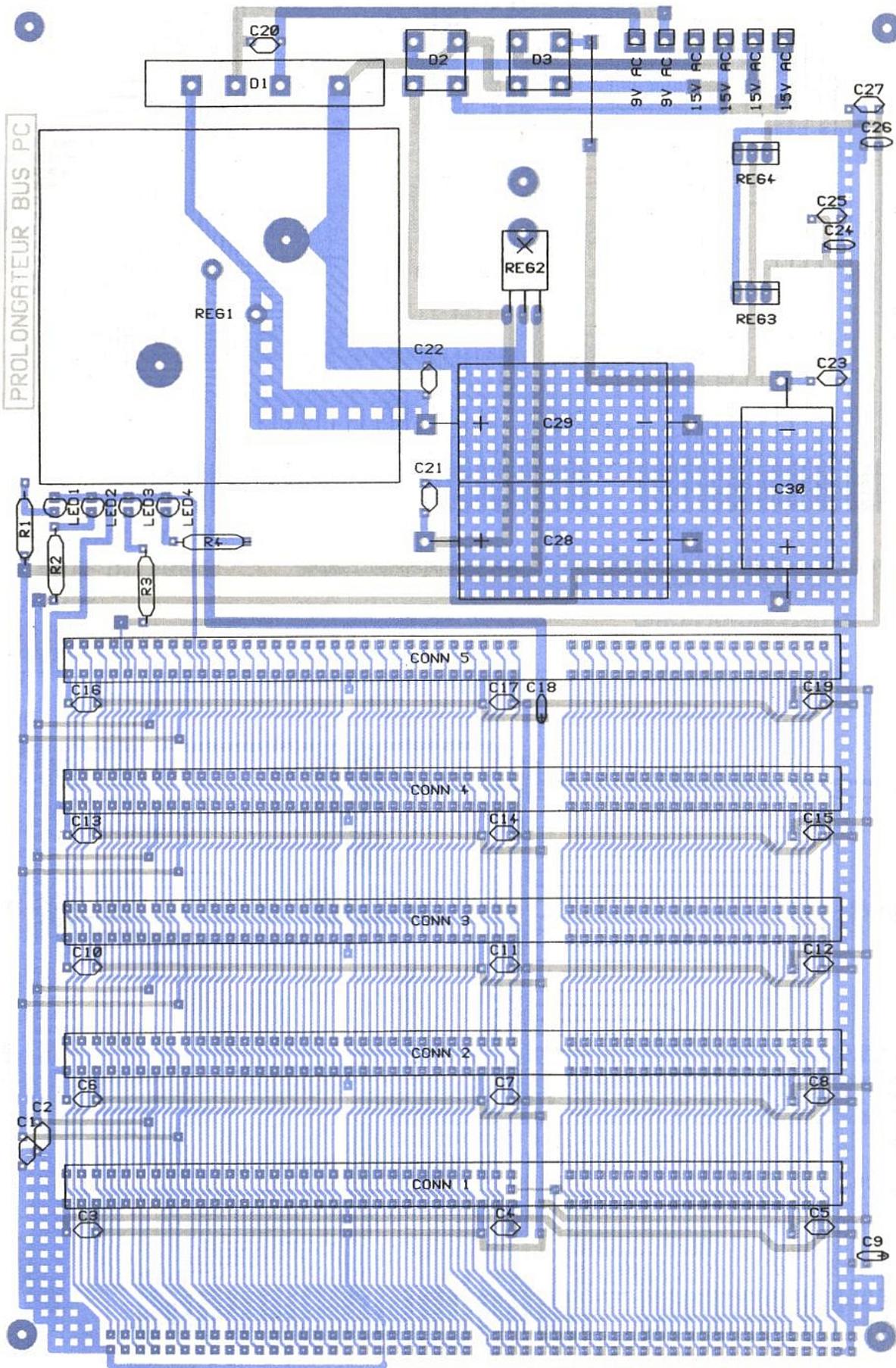
Pour un fonctionnement avec la carte interne à buffers, la ligne de CLOCK SYSTEM devra être câblée sous les slots par des fils tirés de place en place. Des pastilles figurant sur le circuit imprimé faciliteront les soudures. On peut également directement le réaliser en fil blindé.



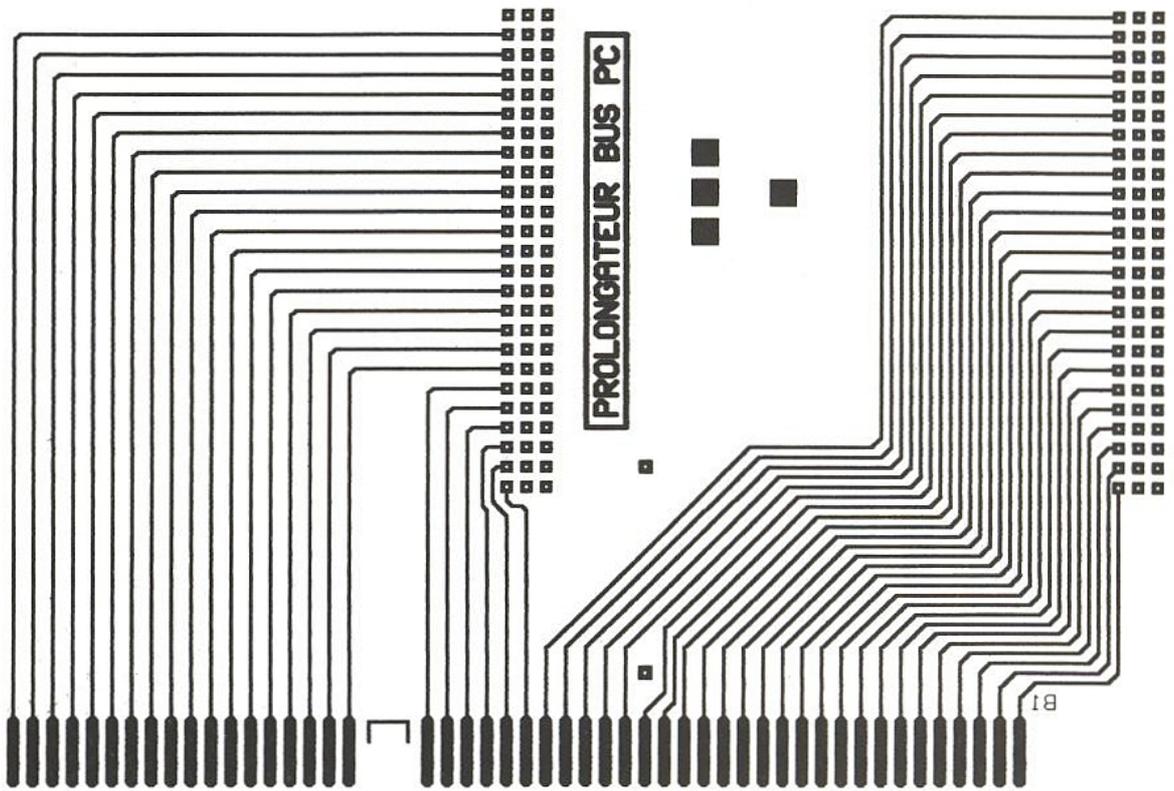
■ Figure 6 : la carte externe côté composants.



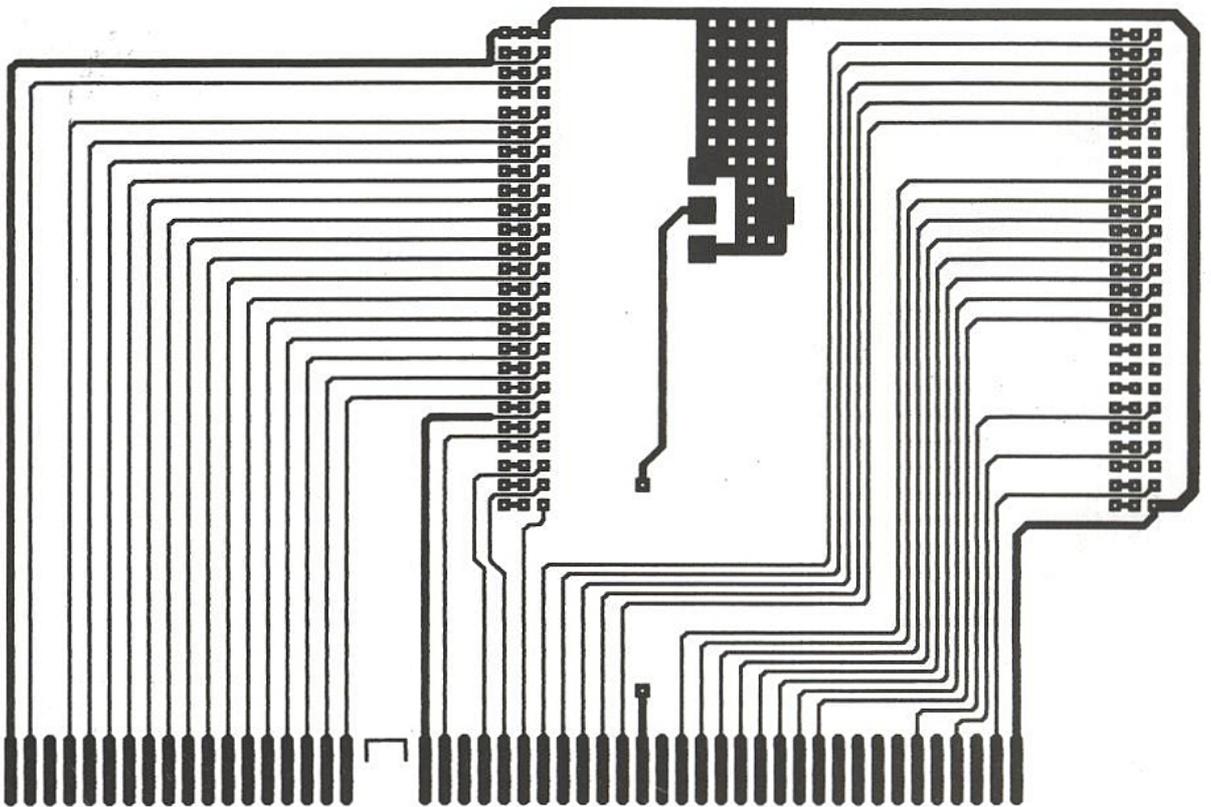
■ Figure 8 : le côté cuivre.



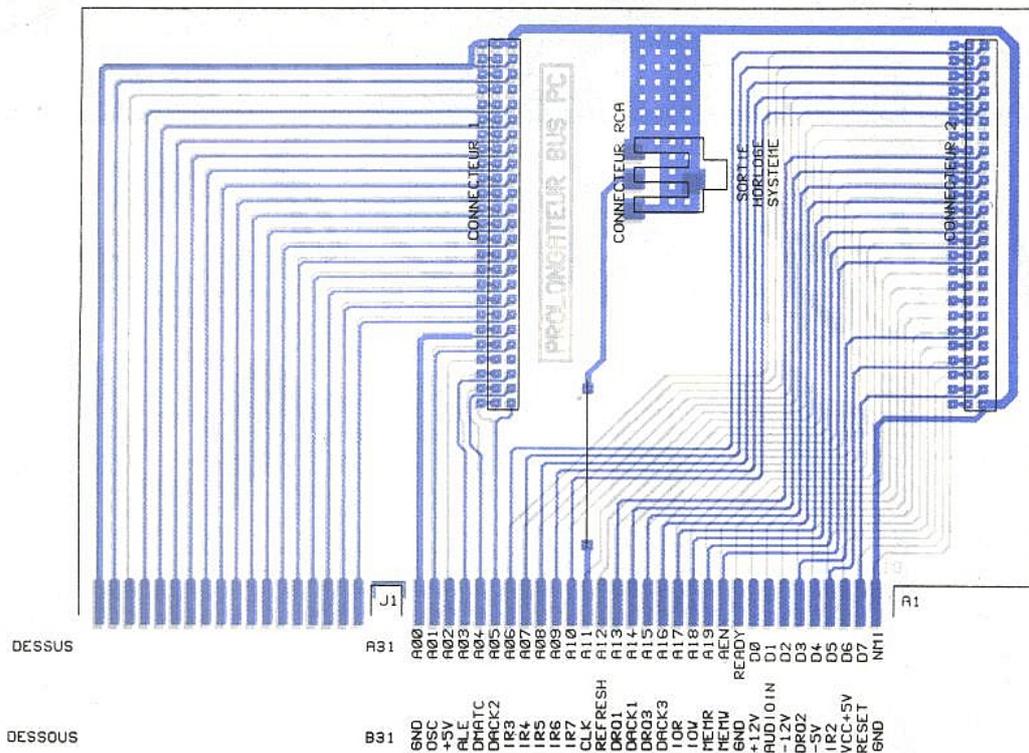
■ Figure 8 : implantation de la carte externe.



■ Figure 9 : côté composants, en fait il n'y en a pas, de la carte interne bus complet.



■ Figure 10 : carte interne bus complet côté cuivre.



■ Figure 11 : l'implantation légèrement réduite.

NOMENCLATURE CARTE INTERNE.

Résistances:

R1 à R5, R7 à R12: 10 kΩ réseaux de résistances respectivement de 5 et 6, sinon de huit (le circuit imprimé est dessiné pour ces derniers)

R6: 10 kΩ

Condensateurs:

C1 à C5, C8 à C10: 100 nF
C6, C7: 10 μF 15 V tantale

Semi-conducteurs :

D1: 1N4148

Circuits intégrés:

IC1, IC5: 74HCT245
IC2, IC6, IC7, IC8: 74HCT541
IC3 : 74HCT688
IC4: 74HCT08

Divers:

4 rangées de barrettes sécables mâles 25 points
2 mètres de câble en nappe à 50 conducteurs
4 connecteurs 50 points femelle à sertir
7 supports de circuits intégrés 20 broches tulipe
1 support de circuit intégré 14 broches tulipe

CARTE EXTERNE.

Résistances:

R1, R2: 1 kΩ
R3, R4: 330 Ω

Condensateurs:

C1 à C8, C10 à C17, C19 à C23, C25, C27: 100 nF
C9, C18, C24, C26: 10 μF, 15 V tantale

C28: 2200 μF, 25 V
C29: 4700 μF, 16 V
C30: 1000 μF, 25 V

Semi-conducteurs:

D1: pont de diodes 4 ou 5 A, 40 V
D2, D3: ponts de diodes 2 A, 40 V

Circuits intégrés:

REG1: LM323
REG2: 7812
REG3: 7912
REG4: 7905

Divers:

5 slots 2 fois 31 points+2 fois 18 points au pas de 2,54 mm.
Dissipateurs
4 rangées de barrettes sécables mâles 25 points



ROBUSTESSE GARANTIE

MULTIMETRE 4315 AVEC EN PLUS CAPACIMETRE, DECIBELMETRE EN LECTURE DIRECTE et 42 fonctions en Voltmètre CC / CA - Ampèremètre CC/CA et ohmètre livré en mallette métallique hermétique.



En vente chez : (forfait de port 35 F)

ACER Composants

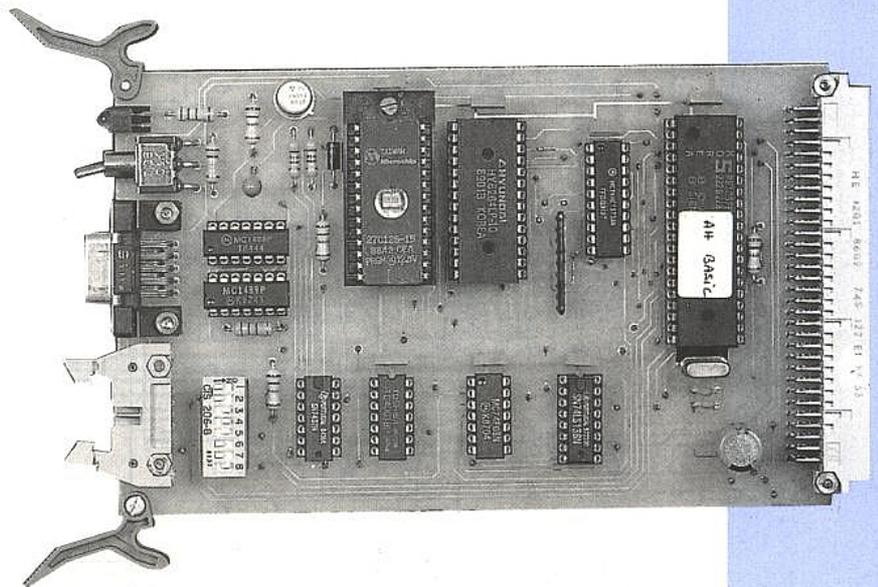
42, rue de Chabrol
75010 PARIS
Tél. : 47 70 28 31
Fax : 42 46 86 29

ACER Reuilly Composants

79, boulevard Diderot
75012 PARIS
Tél. : 43 72 70 17
Fax : 42 46 86 29

CARTE D'ÉTUDE POUR 8052 AH BASIC OU 80C31

Le microcontrôleur 8052AH BASIC, que beaucoup de nos lecteurs connaissent bien, est un outil de mise au point particulièrement souple. Mais c'est avant tout un dérivé de la famille 8051. A ce titre il peut donc exécuter le code assembleur prévu pour le 8051. C'est



dans cette optique que nous vous proposons de réaliser une petite carte d'étude. Au surplus, vous trouverez bientôt sur notre serveur le Basic 8052 AH.

La carte est prévue pour fonctionner aussi bien avec un 80C31 qu'avec un 8052AH BASIC. La mise au point d'une routine se fera très simplement grâce au BASIC.

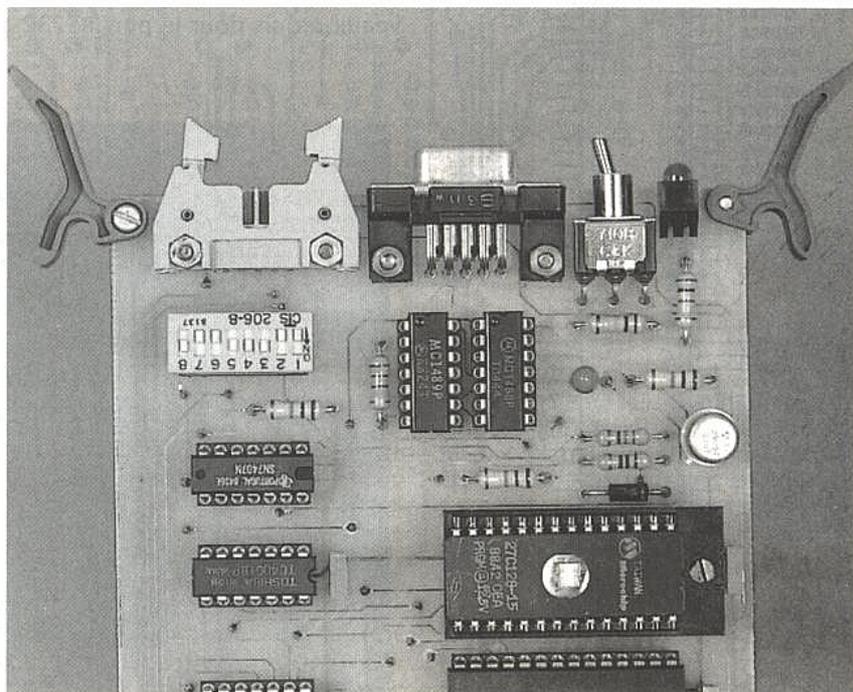
Une fois vos routines au point, il ne vous restera plus qu'à les transformer en assembleur puis à compiler un programme complet, de le transférer sur EPROM et enfin de remplacer le 8052AH BASIC par un 80C31.

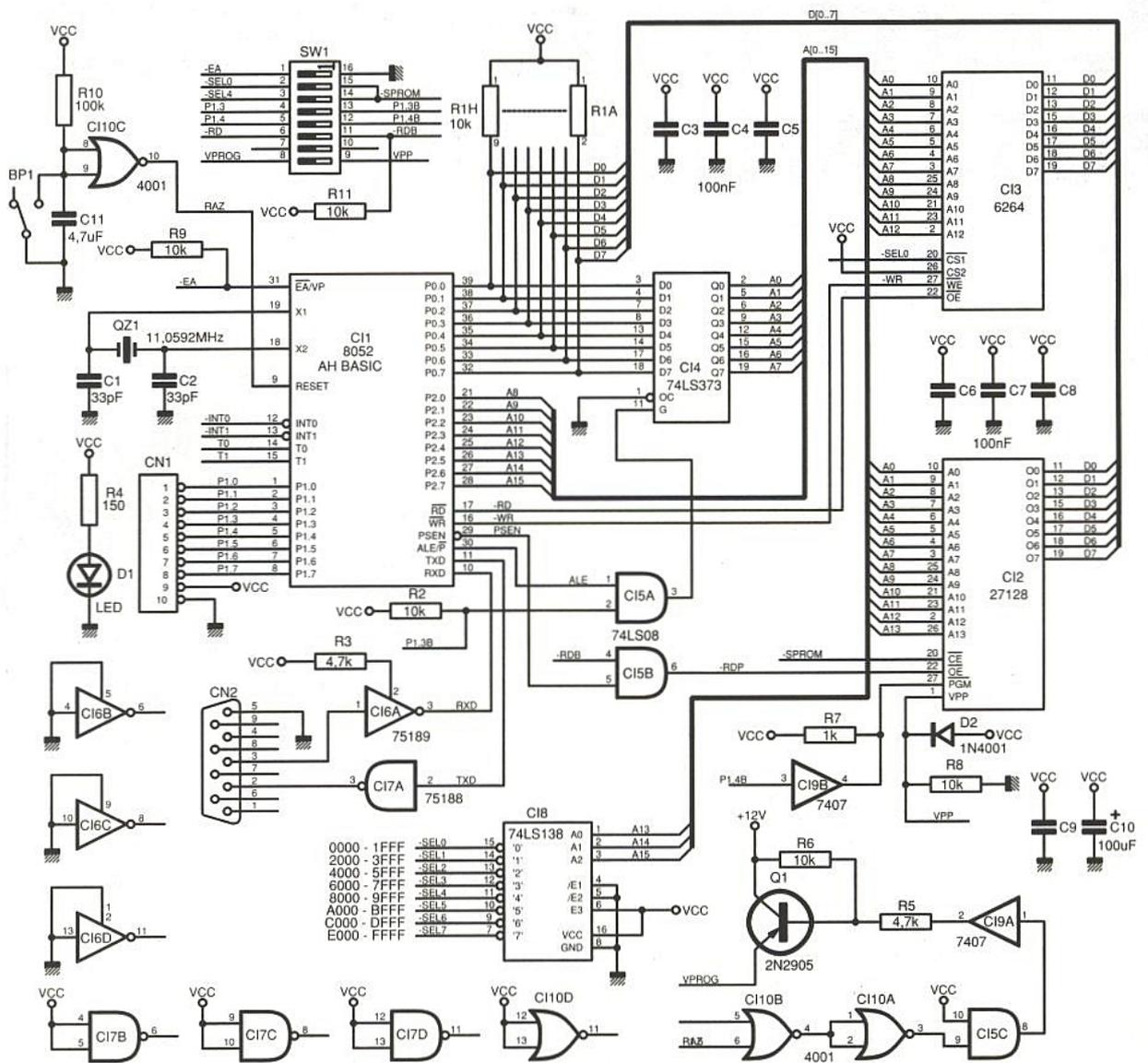
tension de programmation des EPROM est de 12V. Il faudra donc utiliser des EPROMS de type 27Cxxx. Le bloc de switches SW1 permet d'inhiber le signal VPROG ainsi que les ports "P1.4", "P1.3" si la programmation des EPROM n'est pas utile. Cela permet de récupérer deux bits sur le port d'entrées/sorties P1. La sélection

du type de microcontrôleur passe aussi par SW1. Il est à noter que dans la configuration 8052AH BASIC l'EPROM doit être visible aussi dans l'espace RAM pour permettre au basic de lire les programmes ou les données qui s'y trouvent. Par contre avec un 80C31 l'EPROM ne doit pas être active lors d'un READ de l'espace RAM mais seu-

SCHEMAS

Le schéma de la carte est visible en **figure 1**. L'implantation du microcontrôleur est tout ce qu'il y a de plus classique. Quant aux circuits périphériques ils n'appellent pas beaucoup de commentaires. Le latch C14 capture le poids fort du bus des adresses. Le circuit C18 réalise un décodage sommaire de l'espace adressé par le microcontrôleur pour différencier la RAM C13 et l'EPROM C12. Bien que le décodage soit initialement prévu pour une EPROM de type 27128 vous pourrez aussi utiliser des 2764. Dans ce cas l'EPROM sera visible deux fois dans l'espace ROM du microcontrôleur. Les routines intégrées au 8052AH BASIC permettent de sauver les programmes écrits en BASIC sur une EPROM. La logique associée au signal VPROG permet à notre maquette d'exploiter cette possibilité. Notez que la



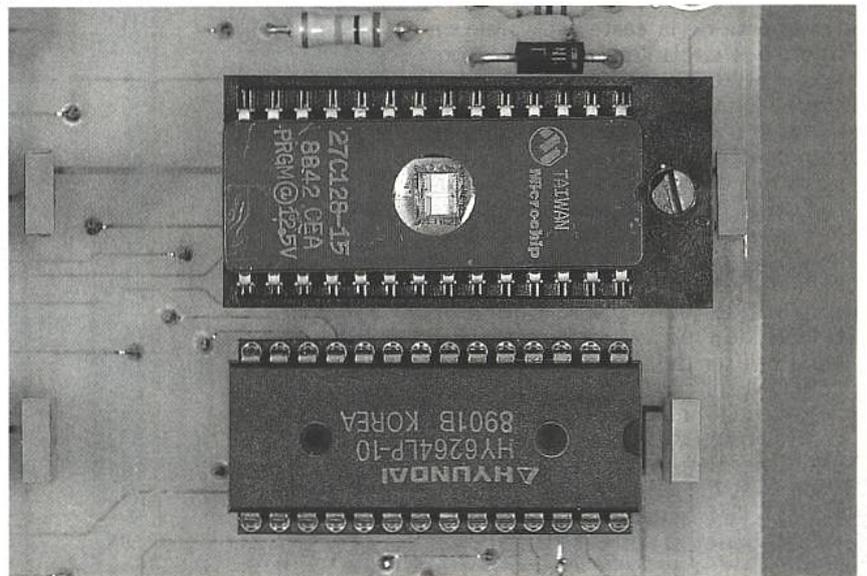
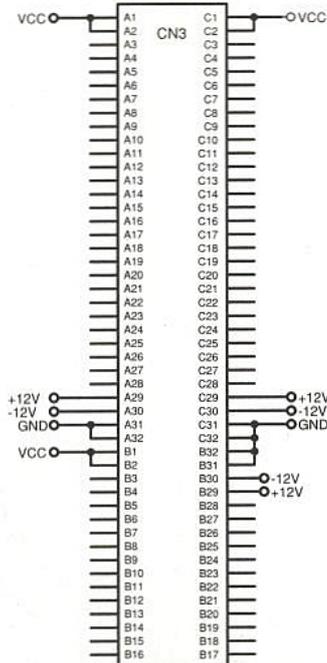


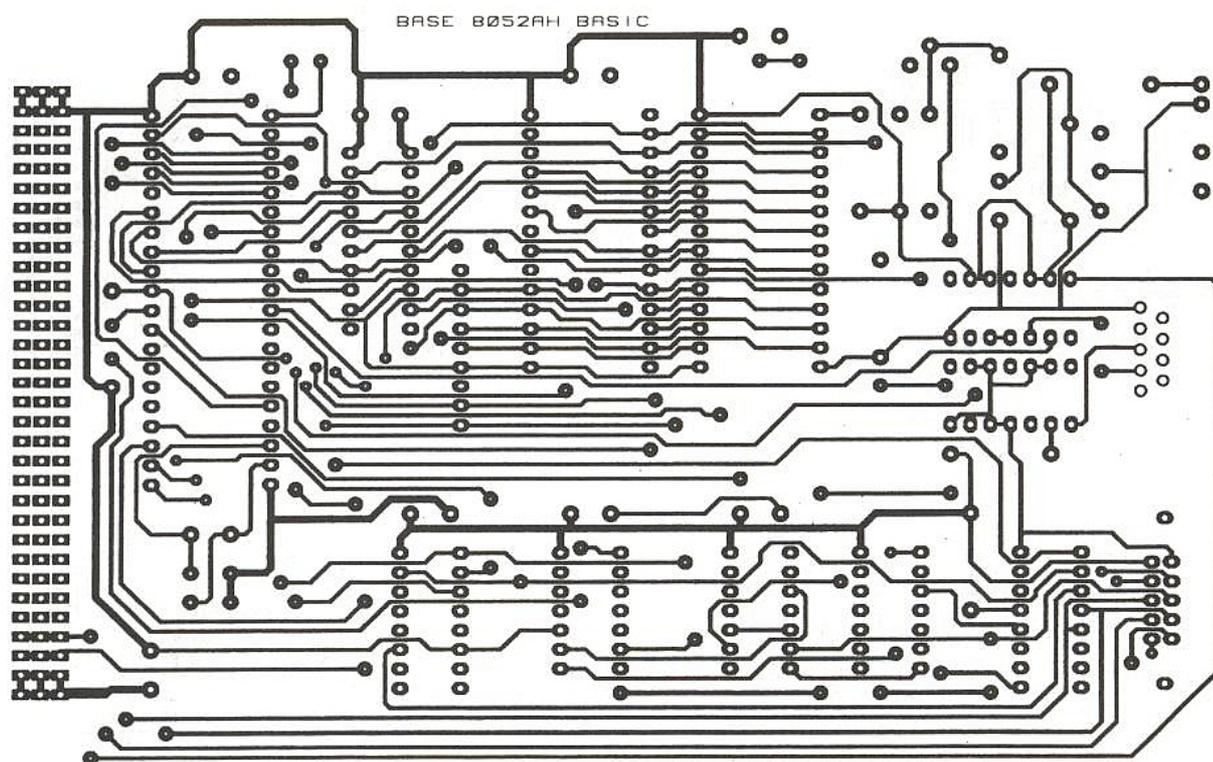
■ Figure 1 : le schéma de la carte avec brochage du connecteur 96 points, CN3.

lement lors d'un READ de l'espace ROM (signal PSEN seulement). Cette subtilité est prise en compte par la position des switches de SW1.

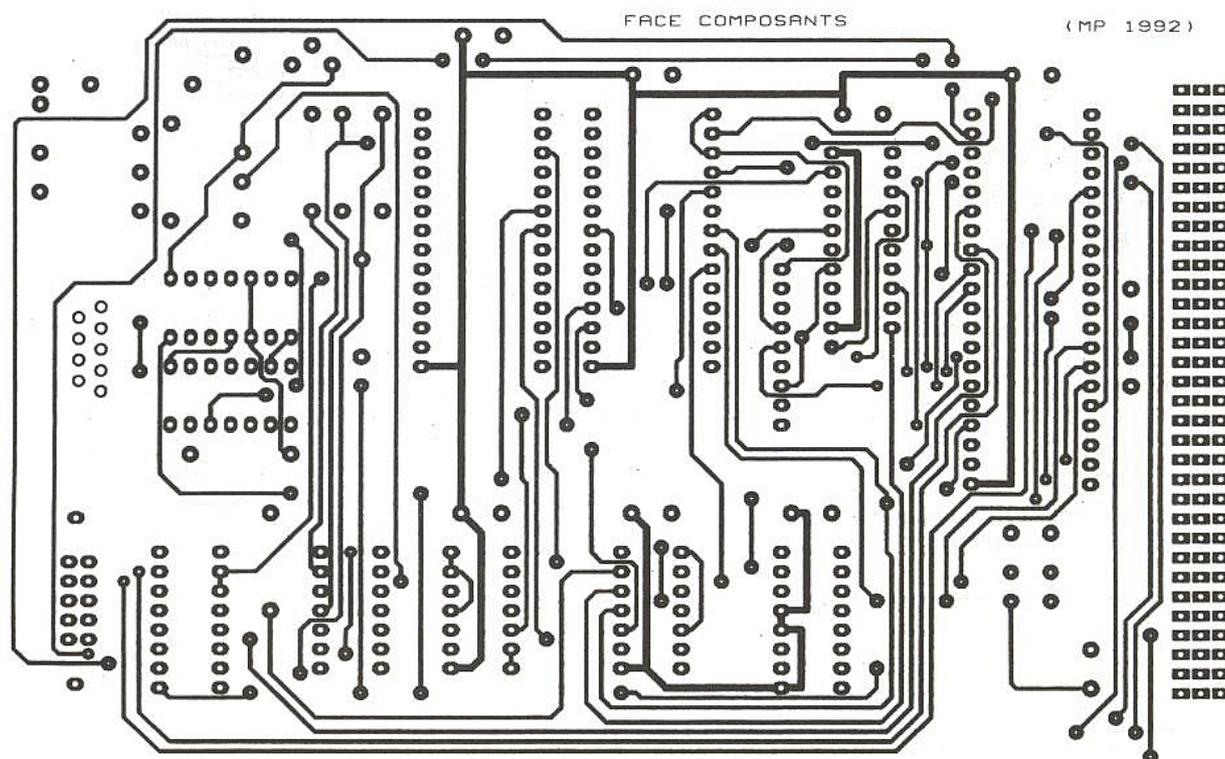
Pour adapter les niveaux TTL aux niveaux requis pour le port RS232 on

trouve les circuits habituels: 75188 (MC1488) et 75189 (MC1489). La carte ayant été prévue pour s'implanter dans un rack au format 3U, l'alimentation de l'ensemble passe par un connecteur 96 Points. Mais ce n'est pas une nécessité du tout.





■ Figure 2 : le circuit imprimé côté cuivre.



■ Figure 3 : le côté composants.

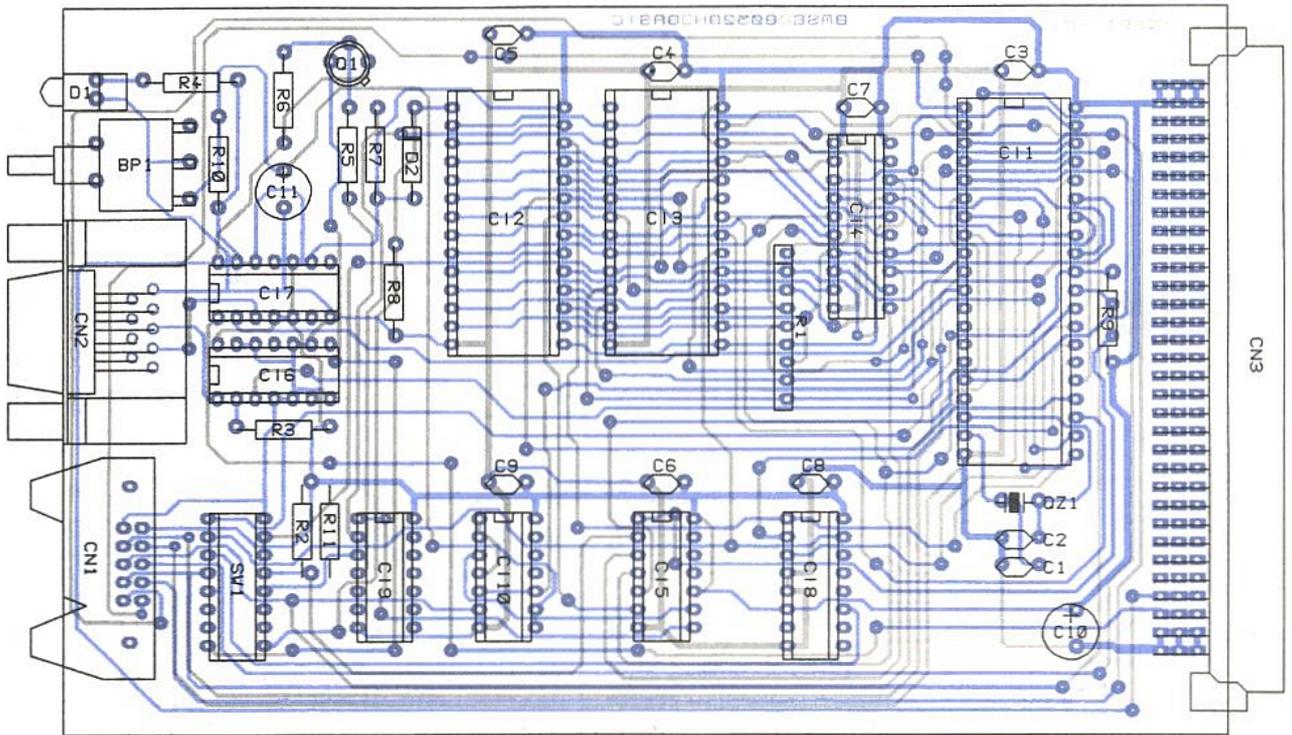
RÉALISATION

La réalisation de cette carte réclame un circuit double face. Vous trouverez le dessin des deux faces aux figures 2 et 3. Les trous métallisés seront difficiles à éviter, à moins d'être d'une extrême agilité pour souder côté composants (sans oublier les nombreuses traversées qu'il faudra implanter en tout premier).

L'implantation est visible en figure 4. Il sera préférable de monter tous les circuits sur support. Le support de l'EPROM sera un modèle à force d'insertion nulle, ce qui explique la disposition un peu plus éloignée du condensateur de découplage C5.

Le connecteur CN2 sera impérativement un modèle femelle. Un modèle mâle pourrait s'implanter sur la carte mais les numéros de broches se retrouveraient inversés par symétrie par rap-

port à l'axe. Pour faire communiquer la carte il faudrait alors réaliser un câble qui n'aurait plus rien de standard. Pour information, vous trouverez en figure 5 le schéma du câble à réaliser pour vous connecter avec le port série d'un PC compatible IBM.



■ Figure 4 : implantation, rien de bien compliqué, mais attention aux traversées.

Position des switches pour la carte 8052AH Basic / 80C31

Il est à noter que les switches N°2 et N°3 s'excluent mutuellement. Un seul doit être en position "ON" sinon les sorties du décodeur d'adresse C18 seront en court-circuit.

Voici quelques exemples de configurations que vous pouvez exploiter:

N° du Switch	Position ON	Position OFF
1	Exécute programme externe au CPU	Exécute ROM interne (BASIC interne)
2	Eprom active entre 0000-1FFF	Eprom non reconnue entre 0000-1FFF
3	Eprom active entre 8000-9FFF	Eprom non reconnue entre 8000-9FFF
4	P1.3 désactive ALE (pour programmation Eprom)	P1.3 libre pour utilisateur
5	P1.4 commande -PGM de l'Eprom	P1.4 libre pour utilisateur
6	Eprom visible aussi dans l'espace RAM	Eprom active par -PSEN seulement
7	N.C.	N.C.
8	P1.5 commande VPP = 12,5V pour Eprom	P1.5 libre pour utilisateur

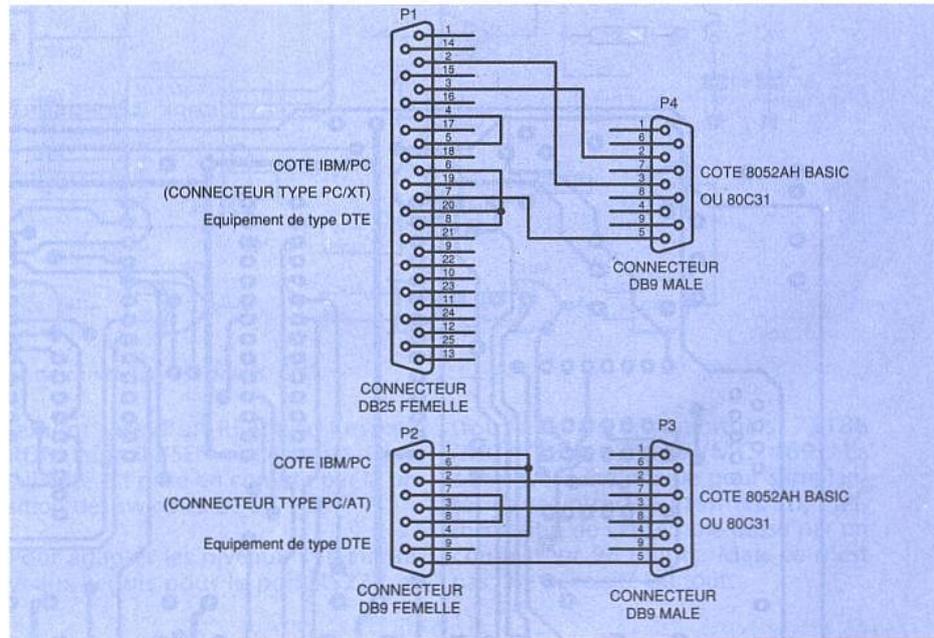


Figure 5 : le câble à réaliser pour se connecter sur le pont série d'un PC compatible.

8052AH BASIC avec programmation de l'EPROM :

N° du Switch	Position
1	OFF
2	OFF
3	ON
4	ON
5	ON
6	ON
7	N.C.
8	ON

8052AH BASIC sans programmation de l'EPROM

N° du Switch	Position
1	OFF
2	OFF
3	ON
4	OFF
5	OFF
6	ON
7	N.C.
8	OFF

80C31 (EPROM contient le code assembleur à exécuter, programmation de l'EPROM désactivée)

N° du Switch	Position
1	ON
2	ON
3	OFF
4	OFF
5	OFF
6	OFF
7	N.C.
8	OFF

Pour communiquer avec votre machine, vous pourrez vous procurer le programme "VT8052.EXE" auprès de la revue. Il s'agit d'une émulation terminal particulièrement destinée au 8052AH BASIC. Pour cela il vous suffit d'envoyer une disquette vierge formatée, accompagnée d'une enveloppe affranchie pour le retour. Ou bien vous pouvez utiliser le téléchargement sur le 3615 code ERP (ou 3617 les mois suivants).

Ce programme vous permettra de sauvegarder et de recharger à partir du disque du PC les programmes BASIC que vous écrirez. De la sorte vous pourrez garder tous les bits du port P1 disponibles pour votre application.

P. MORIN

NDLR : Comme nous le mentionnons plus haut, outre le basic du 8052, vous trouverez bientôt sur le 3615 ERP divers logiciels ou fichiers applicatifs en provenance du BBS' Philips Composants. Restez attentifs !

ANNEXE A

Configuration et Utilisation du programme VT8052

Les paramètres de communication sont localisés dans un fichier de configuration qui se nomme "VT8052.CFG". Le fichier de configuration doit être présent dans le répertoire courant au moment du lancement du programme, ou bien être accessible dans l'un des répertoires précisés par la commande APPEND du DOS. La présence du répertoire voulu dans la variable PATH ne suffit pas.

En effet la variable PATH n'est consultée par le DOS que pour l'appel d'un exécutable. Pour l'ouverture d'un fichier, c'est la variable APPEND qui prend le relais. Certaines applications savent gérer d'elle même l'accès aux fichiers en étendant l'usage de la variable PATH, mais ce n'est pas de cas du programme que nous vous présentons ici. Si vous ne connaissez pas très bien ces notions, n'hésitez pas à consulter des ouvrages traitant du DOS. Le fichier "VT8052.CFG" peut être créé par n'importe quel éditeur en mode TEXTE. Le programme EDIT fourni en standard avec le DOS 5.0 convient parfaitement.

La structure du fichier se définit comme suit:

1ere ligne	—> nom du port (COM1 à COM4)
2eme ligne	—> Vitesse de communication (19200,9600,4800,2400)
3eme ligne	—> Nombre de bits (8,7,6 ou 5)
4eme ligne	—> Nombre de stop bit (1 ou 2)
5eme ligne	—> parité utilisée (NONE, ODD ou EVEN)
6eme ligne	—> IRQ associée au port de communication (STANDARD, 4 ou 3)

Les lignes qui suivent étant ignorées, vous pouvez y placer des commentaires. La distinction entre majuscules et minuscules n'a pas d'importance. Cela donne par exemple :

```
COM2
9600
8
1
NONE
IRQ=standard
```

Si les paramètres de communication sont incohérents, le programme vous le fera savoir. Certaines machines ne reconnaissent pas les ports de communication COM3 et COM4. Cette situation est due au BIOS de la machine qui n'est pas suffisamment récent.

Le programme "VT8052.EXE" utilise la zone de communication du BIOS appelée "Bios Data Area" pour trouver l'adresse de base des ports à utiliser. Dans ce cas vous risquez d'obtenir le message "COMx non reconnu sur cette machine" si votre ordinateur n'est pas suffisamment récent. Cela ne veut pas dire pour autant que les ports COM3 ou COM4 ne peuvent pas être utilisés sur votre machine. Il faut simplement mettre à jour la zone "Bios Data Area" pour que le port soit reconnu.

Le petit programme FORCECOM, proposé par l'auteur, vous permettra de remédier à cette situation. Ce programme pourra vous être utile pour d'autres applications (voir l'annexe B pour plus de détails quant à la façon d'utiliser ce programme).

L'émulation terminal VT8052

Une fois le programme lancé, l'écran affiche tout ce qui arrive sur le port série. Tout ce que vous tapez au clavier est envoyé sur le port série. La touche F10 permet de sortir du programme.

Certaines séquences ANSI (successions normalisées de caractères, reconnues par de très nombreux terminaux) sont interprétées par le programme pour permettre d'effacer l'écran ou de positionner le curseur. Ces possibilités sont indispensables lorsqu'on veut écrire un programme en BASIC avec une présentation soignée. Toutes les séquences ANSI ne sont pas reconnues par notre programme. Les séquences non reconnues sont affichées telles quelles.

Séquences ANSI reconnues par le programme "VT8052.EXE" :

Les coordonnées du curseur à l'écran sont définies par un couple de chiffres de la forme : (colonne , ligne). La position en haut à gauche de l'écran est l'origine et correspond aux coordonnées (1,1). La position en bas à droite de l'écran correspond aux coordonnées (80,24).

Les séquences ANSI débutent par deux caractères d'introduction : le caractère 'ESC' (1B en Hexadécimal , 27 en décimal) suivi du caractère '[' (5B en Hexadécimal , 91 en décimal). Ne confondez pas le caractère 'ESC' qui signifie ESCAPE avec les 3 lettres 'E' 'S' 'C'.

NOMENCLATURE

Résistances

R1 : Réseau résistif 8x10 kΩ (boîtier SIL)
 R2,R6,R8,R9,R11 : 10kΩ
 R3,R5 : 4,7kΩ
 R4 : 150Ω
 R7 : 1kΩ
 R10 : 100kΩ

Condensateurs

C1,C2 : 33pF
 C3,C4,C5,C6,C7,C8,C9 : 100 nF
 C10 : 100 μF/16V
 C11 : 4,7 μF/16V

Semi-conducteurs

D1 : LED 5mm à monter soudé sur CI
 D2 : 1N4001
 T1 : 2N2905

Circuits intégrés

CI1 : Support 40 broches (emplacement 8052AH BASIC ou 80C31)
 CI2 : Support 28 broches à force d'insertion nulle EPROM
 CI3 : RAM 6264 (150 ns)
 CI4 : 74LS373
 CI5 : 74LS08
 CI6 : SN75189 / MC1489

CI7 : SN75188 / MC1488
 CI8 : 74LS138
 CI9 : 74LS7407
 CI10 : CD 4001

Divers

BP1 : Bouton poussoir miniature soudé à monter sur CI

ANNEXE B

Utilisation du programme FORCECOM

La syntaxe du programme FORCECOM est relativement simple:

FORCECOM <N° du port> <Adresse de Base en Hexadécimal>

Par exemple pour déclarer le port COM3 cela donne la ligne de commande suivante:

FORCECOM 3 3E8

A titre indicatif voici les adresses de base et les IRQ standards des ports COM1 à COM4:

COM1	3F8	IRQ4
COM2	2F8	IRQ3
COM3	3E8	IRQ4
COM4	2E8	IRQ3

Certaines cartes de communication peuvent se placer à des adresses différentes avec des IRQ non standards. Ces informations sont en général disponibles dans la documentation du constructeur.

CN1 : Connecteur (série HE10)
 10 points mâle soudé à monter sur CI
 CN2 : Connecteur DB9 femelle soudé à monter sur CI
 CN3 : Connecteur DIN 41612 forme C mâle 96 points (optionnel)
 QZ1 : Quartz 11,0592 MHz
 SW1 : Bloc de 8 Microswitches (boîtier DIL)

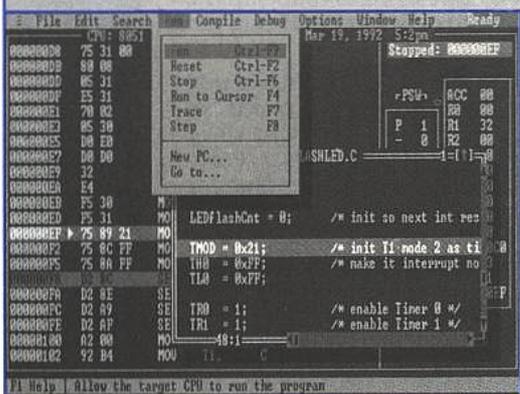
BSO

L'ALLIANCE DES COMPÉTENCES

Systeme de développement intégré pour microprocesseurs 8, 16, 32 bits

DEBUGGEZ

pour moins de 10 000 FHT



- Debug source
- Souris
- Multi-fenêtrage
- Sondes technologies PGA, DIP, PLCC...

CIBLES :
 Z 80, 8051
 68 HC 11, 68 HC 16
 68 xxx, 80 x 86,
 NEC Vxx, 80 C 16x
 Am 29000, R 3000...

BSO propose le meilleur de la Technologie

64, rue Claude CHAPPE
 78730 PLAISIR - FRANCE

BOSTON
 SYSTEMS
 OFFICE
 FRANCE

Tél. : 33 (1) 30 54 22 22
 Fax : 33 (1) 30 54 24 02

MECALOGIC DEVELOPEMENT SHELL (c)1992

PROJECT NAME : FLASHER.SRC XEMUL11.1

DEBUG

[P] [S] [Y] [X] [DAB] [SXHINZVC] [LKW] WI XIC [1]NONE [2]NONE [3]NONE [T]TRACE
 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXXXXXX BB 00 B [W]WINDOW HBK=NONE [O]OTHERS
 THE PC VALUE IS NOT THE FIRST BYTE ADDRESS IN ASM OPCODE FIELD

DUMP 128 BYTES BEFORE S CURSOR=XXXX

1850Fht*

EMULATION 68HC711D3

Edition Source, Assemblage, Emulation temps réel, Programmation du Chip, Debug très complet avec suivi sur la source assemblée, Traps sur interruptions, sur violation d'écriture, sur violation de garde, sur code illégal, Points d'arrêt soft, Point d'arrêt hard sur adresse, data, instruction, Edition mémoire variables, Dumps selon pointeurs.

MC68HC711D3 95Fht**

MICROCONTROLEUR CMOS 2MHZ 4K EPROM 0K192 RAM CMOS
 Boîtiers DIL40 et PLCC44 avec ou sans fenêtre.
 UC type HC11 : X Y A+B-D S P CCR , 2 interruptions externes.
 Opérations 16-bit, multiplication et division câblées, manipulations de bits.
 Routines de calcul flottant disponibles.
 Acia avec BRG pour liaison série.
 Système Timer 16-bit très complet, Watchdog et interruption périodique.
 Bus SPI pour périphérie série, routines I2C disponibles.
 E2PROM, ADC, DAC externes sur bus SPI , extenseur 52 IO

OFFRE SPECIALE LIMITEE AU 31 12 93

ML68711D3DEV-P0 = NOUAV + 68HC711D3 DIL40 OTP + SOFT PC = 2250FTTC ***
 ML68711D3DEV-RF = MANUEL DE REFERENCE DE L'EMULATEUR = 250FTTC ***

Tous les éléments pour composer les configurations plus complètes sont disponibles séparément : Sondes DIL40 et PLCC44, câbles, boîtier, alimentation asservie et libération liaison série, alimentation secteur.

* Noyau d'Emulation temps réel seul. Utilise l'Acia du 711 en Debug via la RS232 du PC ** Version OTP
 *** Port compris - Règlement uniquement par chèque à la commande ou en contre-remboursement +70F

MECALOGIC MECALOGIC Concept BP24 13540 AIX-PUYRICARD
 DOCUMENTATIONS SUR SIMPLE DEMANDE
 Tél : 42 92 26 44 Fax : 42 92 26 45

EGALEMENT DISPONIBLE : CHAINES COMPLETES DE DEVELOPPEMENT 6809 ET 68705P3 , MODULES ET BASES DE DEVELOPPEMENT D'APPLICATIONS AUTONOMES, NOTES D'APPLICATIONS 05 09 ET HC11

UN CIRCUIT INTEGRE BASE DE TEMPS HEURES MINUTES SECONDES

S'il est particulièrement simple

d'obtenir une base de temps d'une

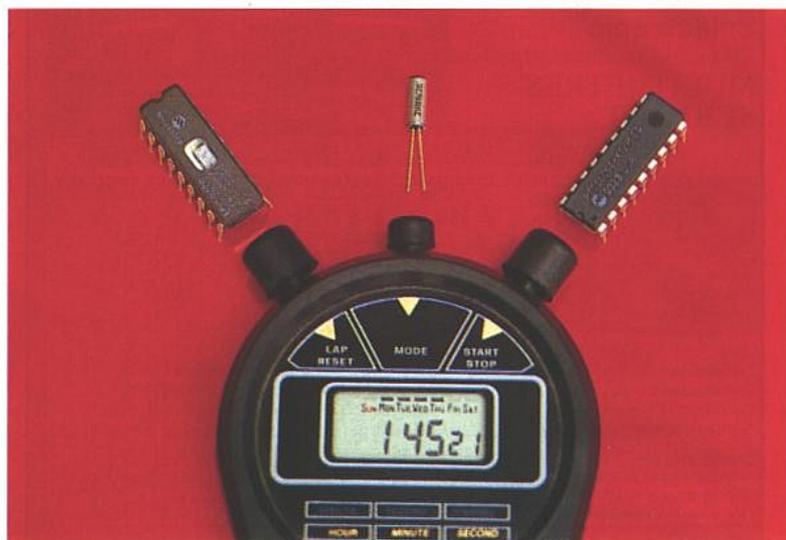
demi-seconde fort précise en associant

un 4060 à un quartz "horloger" de

32,768 kHz, en revanche des boîtiers

diviseurs supplémentaires sont

nécessaires pour atteindre des cadences



plus lentes: c'est lourd et encombrant! La technologie des composants

programmables peut cependant apporter une solution élégante, sous la forme

d'un petit microcontrôleur programmé de façon adéquate.

UNE APPLICATION DU PIC16C54

Présenté dans un boîtier à 18 broches et d'un prix particulièrement abordable dans sa version "OTP", le PIC16C54 de MICROCHIP excelle dans toute une gamme de "petites" applications habituellement inaccessibles aux microcontrôleurs traditionnels. Nous l'avons donc choisi comme "matière première" pour la réalisation de notre circuit intégré exclusif pour bases de temps, arbitrairement baptisé PG3070.

Le problème consiste à obtenir, à partir d'un quartz très courant de 32,768 kHz, une impulsion toutes les secondes sur une broche, une toutes les minutes sur une deuxième, et une toutes les heures sur une troisième.

Une exigence supplémentaire a toutefois été ajoutée à ce "cahier des charges" de base: la possibilité de suspendre le comptage par la simple application d'un niveau logique (haut ou bas) sur une broche spéciale, comparable au RESET du 4060.

Outre des fonctions classiques de cadencement, notre composant pourra ainsi servir, par exemple, de base à la réalisation de compteurs d'heures

d'utilisation de matériels, précis à la seconde près. Afin de permettre l'application du principe "toute heure commencée est due", nous avons même prévu l'émission d'une impulsion sur chacune des sorties dès la mise sous tension du composant.

La programmation du PG3070

Dans son principe, le programme à mettre en oeuvre est simple: il s'agit d'écrire une boucle durant exactement une seconde, que l'on appellera soixante fois par minute, le tout soixante fois pour faire une heure, avec retour au début toutes les heures. C'est rigoureusement ce que fait notre logiciel de la figure 1.

Bien entendu, il a fallu intercaler dans cette structure des instructions de positionnement des sorties et de scrutation des entrées, et surtout calibrer très précisément le programme.

Avec le PIC16C54, la chose est assez facile puisque le cycle d'horloge est égal à quatre périodes de l'oscillateur à quartz et que toutes les instructions (y compris le NOP) s'exécutent en un cycle, à l'exception des branchements qui en nécessitent deux.

La routine "secondes" doit donc durer exactement 8192 cycles, ce qui est facile à ajuster en intercalant des NOP sous le contrôle du simulateur MPSIM fourni par MICROCHIP.

Nous ne nous étendons pas plus longuement sur les détails, astuces, et pourquoi pas lourdeurs de notre programmation, car cet article n'est pas une note d'application destinée à être interprétée par chacun, mais bien une solution "clef en main": tout comme les composants du commerce, le PG3070 est "à prendre ou à laisser" car il sera souvent plus facile de reprendre la programmation à zéro que de tenter de s'inspirer de notre source pour faire autre chose.

Transfert sur silicium

La transformation d'un PIC16C54 en PG3070 peut se faire soit sur un système de développement MICROCHIP (par exemple le PICSTART, particulièrement peu coûteux), soit sur un programmeur "universel" supportant cette famille de composants (OMNI-PRO, MQP, etc.)

Il suffit de se servir du fichier INTEL HEX nommé "HEUR.OBJ", dont la figure 2 reproduit le listing. Compte tenu de sa faible longueur, sa

```

Line  PC  Opcode
0001  000F  init  movlw OF
0002  0001  0005  tris 5
0003  0002  0000  movlw 0
0004  0003  0006  tris 6
0005  0004  05A8  heur  bsf 6,5
0006  0005  05C8  mina  bsf 6,6
0007  0006  0937  call sec
0008  0007  0000  nop
0009  0008  0000  nop
0010  0009  04C8  bcf 6,6
0011  000A  0C3B  movlw .59
0012  000B  002A  movwf 0A
0013  000C  0937  L6  call sec
0014  000D  0000  nop
0015  000E  0000  nop
0016  000F  0000  nop
0017  0010  0000  nop
0018  0011  0000  nop
0019  0012  0000  nop
0020  0013  0000  nop
0021  0014  0000  nop
0022  0015  0000  nop
0023  0016  02EA  decfsz 0A,1
0024  0017  0A0C  goto L6
0025  0018  0000  nop
0026  0019  04A6  bcf 6,5
0027  001A  0C3B  movlw .59
0028  001B  002B  movwf 0B
0029  001C  05C6  minb  bsf 6,6
0030  001D  0937  call sec
0031  001E  0000  nop
0032  001F  0000  nop
0033  0020  0000  nop
0034  0021  0000  nop
0035  0022  0000  nop
0036  0023  04C8  bcf 6,6
0037  0024  0C3B  movlw .59
0038  0025  002A  movwf 0A
0039  0026  0937  L5  call sec
0040  0027  0000  nop
0041  0028  0000  nop
0042  0029  0000  nop
0043  002A  0000  nop
0044  002B  0000  nop
0045  002C  0000  nop
0046  002D  0000  nop
0047  002E  0000  nop
0048  002F  0000  nop
0049  0030  02EA  decfsz 0A,1
0050  0031  0A26  goto L5
0051  0032  0000  nop
0052  0033  02EB  decfsz 0B,1
0053  0034  0A1C  goto minb
0054  0035  0000  nop
0055  0036  0A04  goto heur
0056  0037  0C0F  sec  movlw OF
0057  0038  0005  tris 5
0058  0039  0C00  movlw 0
0059  003A  0006  tris 6
0060  003B  05E6  bsf 6,7
0061  003C  0C3C  movlw .60
0062  003D  0028  movwf 8
0063  003E  0C15  L1  movlw .21
0064  003F  0029  movwf 9
0065  0040  02E9  L2  decfsz 9,1
0066  0041  0A40  goto L2
0067  0042  0000  nop
0068  0043  02EB  decfsz 8,1
0069  0044  0A3E  goto L1
0070  0045  0000  nop
0071  0046  0605  tst17  btisc 5,0
0072  0047  0A46  goto tst17
0073  0048  0000  nop
0074  0049  04E8  demi  bcf 6,7
0075  004A  0C3C  movlw .60
0076  004B  0028  movwf 8
0077  004C  0C15  L3  movlw .21
0078  004D  0029  movwf 9
0079  004E  02E9  L4  decfsz 9,1
0080  004F  0A4E  goto L4
0081  0050  0000  nop
0082  0051  02EB  decfsz 8,1
0083  0052  0A4C  goto L3
0084  0053  0000  nop
0085  0054  0725  tst18  btiss 5,1
0086  0055  0A54  goto tst18
0087  0056  0000  nop
0088  0057  0800  retlw 0
0089  0000  org 01FF  goto init
0090  01FF  0A00  end
0091  0000
    
```

Figure 1 : le source.

```

:10000000F0C0500000C0600A605C6053709000008
:100010000000C6043B0C2A003709000000000085
:10002000000000000000000000000000000099
:10003000000000A6043B0C2B00C605370900000099
:100040000000000000000000000000000000A0
:100050000000000000000000000000000000A0
:10006000EA0226A0000EB021C0A0000040A0F0C3B
:10007000500000000000000000000000000004
:10008000E802400A0000E8023F0A00000056460AAE
:100090000000E8043C0C2800150C2900E8024E0A79
:1000A0000000E8024C0A000002507540A000000879
:0203FE00000AF3
:00000001FF
    
```

Figure 2 : le fichier objet.

```

:10000000F0C0500000C0600A605C6053809000007
:100010000000C6043B0C2A0038090000000000084
:100020000000000000000000000000000000A20C0ACE
:100030000000A6043B0C2B00C60538090000000098
:100040000000000000000000000000000000A4
:100050000000000000000000000000000000A0
:100060000000EA0226A0000EB021C0A0000040A53
:10007000F0C0500000C0600E8053C0C2800150C29
:100080002900E802410A0000E8023F0A00000056D3
:10009000470A0000E8043C0C2800150C2900E80280
:1000A000470A0000E8043C0C2800150C2900E80280
:0200B000000845
:0203FE00000AF3
:00000001FF
    
```

Figure 3 : «Hour.obj».

saisie manuelle ne pose guère de problème. On le trouvera cependant aussi en téléchargement dans l'archive "PG3070.EXE", accompagné du code source "HEUR.ASM" directement compatible avec l'assembleur MICROCHIP "MPALC".

La variante "HOUR.OBJ" de la figure 3 est pour sa part très légèrement ralentie (environ 300 ms à l'heure) par insertion d'un NOP supplémentaire dans la routine des secondes.

Le schéma d'application

En effet, nous verrons que pour obtenir une précision optimale, il est souhaitable d'ajuster la valeur du condensateur associé au quartz. Lorsque le bon réglage ne pourra être obtenu, dans les applications les plus exigeantes, avec le maximum de capacité admissible, on utilisera de préférence un PG3071 obtenu à partir de ce fichier. Si on souhaite utiliser un PIC16C54 "OTP" (autrement dit ineffaçable), il faudra employer une version "LP", c'est-à-dire à oscillateur pour quartz de fréquence basse.

Avec les PIC16C54 en boîtier céramique à fenêtre (effaçables aux UV et donc réservés en principe au développement ou aux essais car bien plus onéreux), il faudra configurer le fusible "OSC" en mode LP lors de la programmation.

Dans les deux cas, il faudra aussi mettre le "chien de garde" hors service en programmant le fusible "WDT OFF": c'est impératif dans cette application!

Par contre, chacun pourra ou non insérer un code d'identification (fusibles ID) et/ou activer la protection du code en lecture (fusible CP).

Cela étant posé, la figure 4 montre

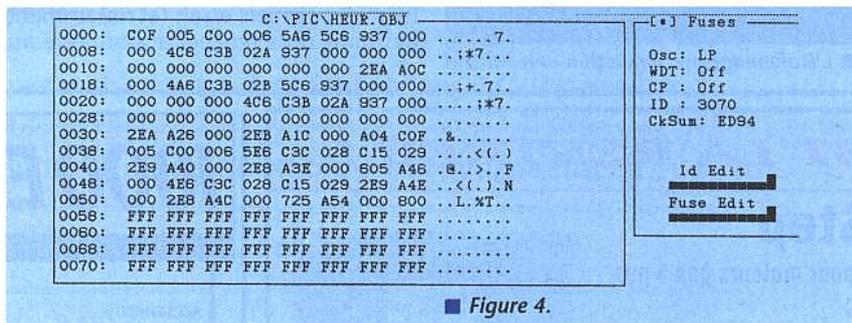


Figure 4.

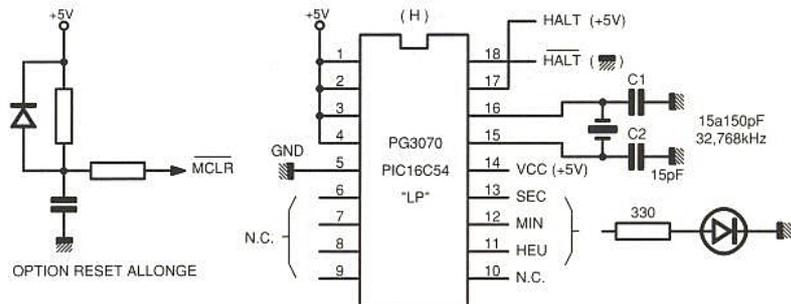


Figure 5 : le schéma électrique.

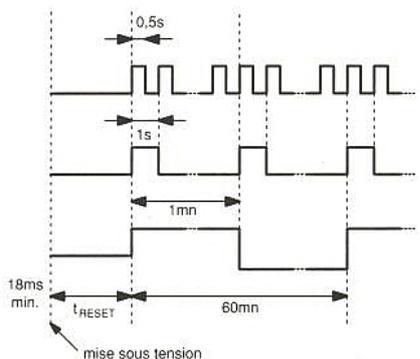


Figure 6 : chronogramme de fonctionnement.

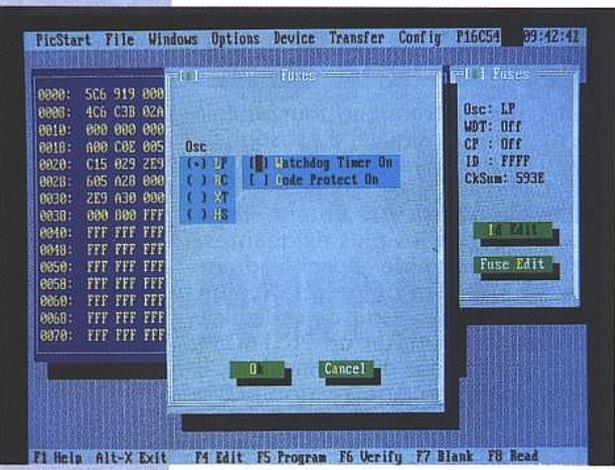
comment doit se présenter l'écran de l'utilitaire "MPSTART" pilotant le programmeur PICSTART.

On ne saurait faire plus simple que le schéma de la figure 5, qui appelle toutefois quelques commentaires.

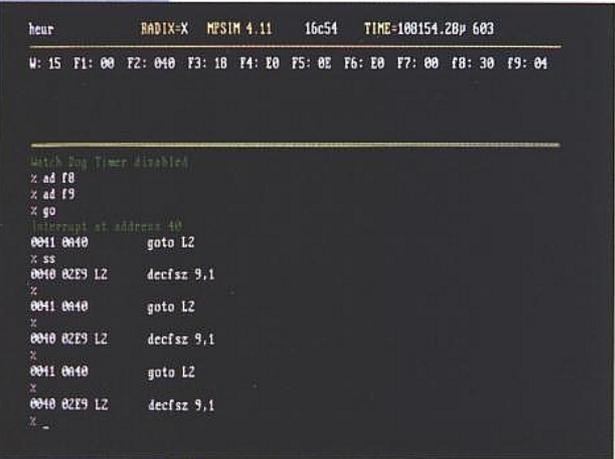
En principe, il suffit de brancher une alimentation 5V, un quartz de 32,768 kHz, et deux condensateurs de 15 pF (valeur nominale) pour obtenir sur les trois sorties concernées, les signaux décrits à la figure 6:

- une impulsion de 500 ms toutes les secondes
- une impulsion d'une seconde toutes les minutes

Cross-Reference Listing				
LABEL	VALUE	DEFN	REFERENCES	
L1	62	63	63	69
L2	64	65	65	66
L3	76	77	77	83
L4	78	79	79	80
L5	38	39	39	50
L6	12	13	13	24
demi	73	74	74	
heur	4	5	5	55
init	0	1	1	90
mina	5			



Le programmeur PICSTART.



L'étalonnage par simulation avec MPSIM.

- une impulsion d'une minute toutes les heures.
L'expérience montre cependant que, comme dans toutes les applications horlogères, un ajustement du quartz est souhaitable si on souhaite bénéficier de toute la précision que le composant est capable d'offrir.
Avec les valeurs de condensateurs "par défaut", il faut s'attendre à une erreur de l'ordre du dix-millième, c'est à dire de quelques secondes par 24 heures. Très tolérable pour de nombreuses applications (certains montres ou horloges de PC font bien pire!) cette imprécision peut être ramenée pratiquement à zéro en jouant sur les valeurs des condensateurs associés au quartz. Pour notre part, nous avons obtenu la quasi-perfection (une seconde par semaine environ) en portant C1 à 120 pF.
Avec sa broche /MCLR au niveau haut, le PIC16C54 utilise son circuit de RESET incorporé, qui introduit un retard au démarrage d'environ 18 ms. Avec le quartz "basse fréquence" que nous utilisons, et tout particulièrement en présence de condensateurs de valeur accrue, ce délai peut ne pas suffire à une initialisation correcte du processeur. Il est alors prudent d'ajouter un circuit RC externe maintenant un niveau bas sur la broche /MCLR pendant un peu plus longtemps (une seconde, par exemple).
Pour les premiers essais (et notamment pendant un éventuel étalonnage au

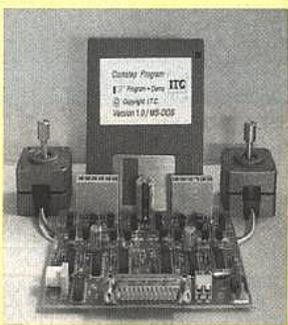
chronomètre) on maintiendra la broche /HALT au niveau haut et la broche HALT au niveau bas.
Par la suite, il suffira de porter /HALT au niveau bas ou HALT au niveau haut pour suspendre provisoirement le comptage: on pourra ainsi cumuler commodément des périodes multiples d'une demi-seconde en minutes ou heures pleines (par exemple pour la commande d'un compteur mécanique, ou pour le déclenchement d'un avertisseur, monnayeur, graisseur, en fait de ce qu'il plaira à nos lecteurs!).

Patrick GUEULLE

ETSF
recherche
auteurs.
Contacter
Claude Ducros
au 42 00 33 05

C'EST LA RENTREE !...

ComStep
Commande pour moteurs pas à pas gérée par PC
Permet la commande simultanée et indépendante de 2 moteurs PAP sur PC sous DOS. (sur port parallèle)
Livré avec 2 moteurs 200 pas/tr, logiciel et interface de commande, démo. (Alim. à prévoir 10 V 1,5 A)
l'ensemble version KIT
111.5703 387,86 F HT **460,00 F TTC**
l'ensemble version montée
111.5707 653,46 F HT **775,00 F TTC**



SUPER PROMO !

- LE FER A SOUDER 30 W
- SON SUPPORT
- LA POMPE A DESSOUDER

LE LOT 111.1527 **99,00 F TTC**

VIENT DE PARAÎTRE :
Tout ce que vous vouliez savoir sur le BUS- μ C !
LE BUS- μ C de Dominique PARET
Editions DUNOD-TECH
Livré avec disquette d'applications 3 1/2"
323 pages - 16 x 24
Le livre 111.7418 **250,00 F TTC**

Le Bus μ C
De la théorie à la pratique

Selectronic - BP 513 - 59022 LILLE CEDEX
Conditions de vente : Voir notre publicité annexe

1000 ET UNE PILES

et le courant passe !

ACCUS NICD					CHARGEURS PLOMB				
REF.	TENSION	CAP.	DIM	POIDS	PRIX TTC	CHARACTÉRISTIQUES	DIMENSIONS	PRIX TTC	
SANYO						FPB 003	2 V	0,7 A	145,00 F
N 50 AAA	1,2 V	50 MAH	10 x 15	3,5 g	19,00 F	FPB 002	6 V	0,5 A	145,00 F
N 110 AA	1,2 V	0,11 AH	15 x 16	8 g	16,00 F	FPB 004	6 V	1 A	285,00 F
N 150 N	1,2 V	150 MAH	12 x 29,5	9 g	25,00 F	FPB 001	12 V	0,5 A	145,00 F
N 200 AAA	1,2 V	0,2 AH	10 x 45	10 g	19,00 F	FPB 005	12 V	1 A	285,00 F
N 270 AA	1,2 V	0,27 AH	15 x 29	14 g	24,00 F	BATTERIE PLOMB ETANCHE			
N 500 AR	1,2 V	0,5 AH	16 x 26	37,00 F	37,00 F	CHARACTÉRISTIQUES			
N 500 A	1,2 V	0,5 AH	16 x 26	22 g	23,00 F	DIMENSIONS			
N 600 AA	1,2 V	0,6 AH	14 x 51	26 g	14,00 F	6 V - 1,2 AH	97 x 25 x 94	88,00F	
N 700 AA	1,2 V	0,7 AH	14 x 51	27 g	17,00 F	6 V - 6,5 AH	151 x 34 x 94	120,00F	
N 1300 SCR	1,2 V	1,3 AH	23 x 43	48 g	24,00 F	6 V - 10 AH	151 x 50 x 94	148,00F	
N 1000 SCR1,2 V	1 AH	23 x 34	43 g	51,00 F	6 V - 12 AH	151 x 50 x 94	155,00F		
N 1400 SCR1,2 V	1,4 AH	23 x 43	31,00 F	51,00 F	12 V - 1,2 AH	97 x 49 x 51	189,00F		
N 1700 SCR1,2 V	1,7 AH	23 x 43	33,00 F	50 g	12 V - 2 AH	178 x 34 x 60	121,00F		
N 1600 SCE1,2 V	1,6 AH	23 x 43	40,00 F	50 g	12 V - 2,6 AH	134 x 67 x 64	165,00F		
N 2000 C	1,2 V	2 AH	27 x 50	77 g	39,00 F	12 V - 6 AH	151 x 65 x 97	176,00F	
N 4400 D	1,2 V	4,4 AH	35 x 62	138 g	66,00 F	12 V - 7 AH	151 x 65 x 97	190,00F	
NC 9 TYPE	9 V	0,11 AH	— x —	35 g	70,00 F	12 V - 12 AH	151 x 98 x 98	210,00F	
PANASONIC					TRANSFO				
P 60 AS	1,2 V	0,6 AH	16,5 x 28	18 g	28,00 F	110/220 V POUR APPAREILS FONCTIONNANT SUR 110 V (RASOIR, TÉLÉPHONE, IMPRIMANTE, SÈCHE-CHEVEUX).			
P 120 AS	1,2 V	1,2 AH	16,5 x 42,5	26 g	49,00 F	REF. F 11 TRANSFO 110/220 V 50 W 110,00 F			
P 230 SCS	1,2 V	2,3 AH	22,5 x 49,2	57 g	83,00 F	F 200 W TRANSFO 110/220 V 200 W 185,00 F			
1700 SCR	1,2 V	1,7 AH	23 x 43	50 g	35,00 F	MAGLITE ET MITYLITE			
NOUVEAUX ACCUS					ACCU NICKEL HYDRURE TYPE				
N 240 AAA	1,2 V	240 MAH	10,5 x 44,5	10 g	25,00 F	● MITYLITE en BP inclus 2 piles AA - fibre optique 110,00 F			
N 850 AA	1,2 V	850 MAH	14,5 x 50	25 g	27,00 F	● MINIMAG - en coffret inclus 2 piles AA LR6 159,00 F			
PACKS 7,2 V SANYO					ACCU NICKEL HYDRURE TYPE				
	7,2 V	1,3 AH			150,00 F	● MINIMAG - coffret inclus 2 piles AAA LR03 - clip 129,00 F			
	7,2 V	1,4 AH			185,00 F	● SOLITAIRE en coffret inclus 1 pile AAA LR03 99,00 F			
	7,2 V	1,7 AH SCRC			230,00 F	● MAGLITE MODELE 2 X R20 264,00 F			
	7,2 V	1,8 AH			270,00 F	4 X R20 279,00 F			
CHARGEURS NICD					CONVERTISSEUR 9150/12				
NC 2600	50 MA	2 à 4 accus R6-R3-R14-R20 9 V			71,00 F	12 V à 220 V (signaux carrés) - Puissance de sortie : max. 110 W - Rendement : 80 % - Limitation de courant - Fusible			
NC 520	120 MA	2 à 4 accus R6-R3 1 de 9 V			58,00 F	Blade 25 A - Double isolation - Dimensions : 200 x 105 x 57			
UNIV RAPID	500 MA	2 à 4 accus R6-R3-R14-R20 9 V			229,00 F	- Poids : env. 1,8 kg - Prix : 945 F TTC. PROMO.			
FNC 003	10-200 MA	1 à 10 accus (max. 2 AH)			145,00 F	PILES ET BATTERIES SPÉCIALES			
8714	50-400 MA	1 à 10 accus (max. 2,5 AH)			240,00 F	gammes complètes pour : Téléphone sans fil - Ordinateur - Réalisation de montage d'ACCU NICD - 290,00 F			
FNC 004	1400-700 MA	1 à 10 accus (max. 7 AH)			290,00 F	Module mémoire NICD et lithium pour C.I.			

Vente par correspondance, mode de paiement : chèque, C.C.P., mandat. Contre-remboursement : min. 150 F d'expédition, Forfait port et emballage : 35 F. Franco à partir de 1000 F T.T.C.

Les conditions énumérées ci-dessus uniquement pour paiement comptant.

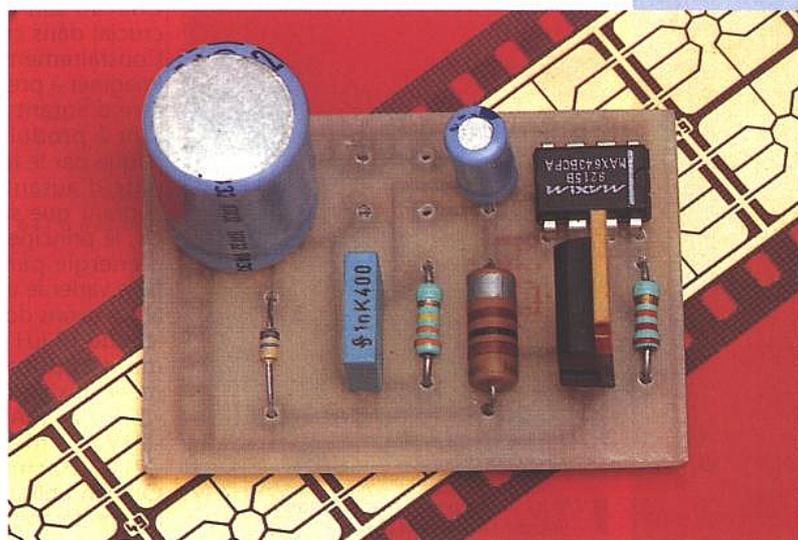
amis lecteurs, faites-vous connaître et bénéficiez d'une remise de 5 % sur les prix indiqués.

vente au détail, administrations, entreprises.

GRENOBLE 6, rue de Strasbourg Tél. 76 47 59 37	LYON 34, cours de la Liberté Tél. 78 62 76 24	PARIS 17^e 8, av. Stéph. Mallarmé Tél. (1) 43 80 33 92	PARIS 10^e 155, rue du Fg-St-Denis Tél. (1) 40 35 19 26	MARSEILLE 75, rue de la Paix Tél. 91 54 98 58	TOULOUSE 10, place Dupuy Tél. 61 62 79 97
---	--	---	--	--	--

DEUX ALIMENTATIONS 21 V A PILE

Même si la tendance est aux cartes à puce E2PROM à alimentation 5V unique, beaucoup de circuits de carte très répandus nécessitent une tension de programmation de 21V. S'il n'est guère compliqué de faire produire cette tension par une alimentation



secteur spécialisée, il en va en revanche tout autrement lorsqu'il faut travailler sur piles ou dans un système alimenté d'origine en 5 ou 12V seulement. La plupart du temps, la solution prendra la forme d'un petit convertisseur continu-continu, dont nous allons décrire deux variantes radicalement différentes.

Naturellement, ces schémas pourront aussi servir à tout autre chose, et notamment à la programmation d'EPROM.

Choix d'une technologie

Les deux principales techniques permettant d'élever à 21V une tension continue de 5 à 12V sans inversion de polarité sont la conversion à découpage ou à pompe de charge.

Capable de produire facilement des courants relativement importants, la première souffre du double inconvénient de nécessiter un bobinage (self ou transformateur) et de présenter des risques d'interférences HF, bien qu'une conception soignée puisse en minimiser sérieusement l'impact.

La seconde est plus simple à mettre en oeuvre et nettement moins "polluante", mais ses limites en courant sont

vite atteintes. Le choix ne sera donc pas toujours évident.

Mais il faut savoir que la consommation d'une carte à puce sur son Vpp peut se situer dans une très large fourchette: de moins de 500 μ A pour une mémoire E2PROM sécurisée comme la GPM416 (composant ST1301A) à plus de 20 mA pour une carte à microprocesseur et EPROM (composant ST1834).

Ce dernier chiffre est d'ailleurs cohérent avec les caractéristiques des EPROM classiques, une 27C256 pouvant très bien consommer une trentaine de milliampères sur son Vpp en cours de programmation.

Un convertisseur à découpage conçu pour débiter entre 25 et 100 mA

conviendra donc en principe à toutes les applications envisagées ici, mais il pourra en revanche être avantageux de se rabattre sur une pompe de charge si on n'a à programmer que des cartes à E2PROM affichant une consommation de l'ordre du millième.

UN CONVERTISSEUR 5 À 12V / 21V A DECOUPAGE

On ne peut guère s'attaquer à la conception d'un convertisseur continu-continu à découpage sans s'intéresser aux circuits intégrés MAXIM spécialement destinés à cet usage.

Seulement voilà, leur technologie CMOS s'accommode mal de tensions supérieures à une quinzaine de volts. Deux artifices permettent de contourner plus ou moins élégamment cet obstacle: l'utilisation d'un transformateur élévateur en lieu et place d'une simple self, ou l'utilisation d'un transistor découpeur externe puisqu'il est alors possible de s'arranger pour que l'électronique de commande ne soit soumise qu'à une tension réduite. Le schéma de la **figure 1** fait donc appel à un MAX643, composant dépourvu de MOSFET interne et donc plutôt destiné à la réalisation de convertisseurs à courant relativement élevé.

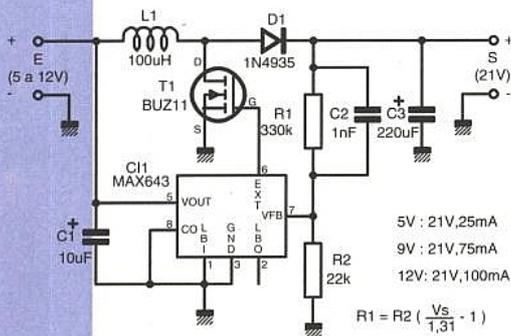


Figure 1 : convertisseur élévateur utilisant les MAX641 à 643.

La configuration classique de la **figure 2** est applicable aussi bien aux MAX 641, 642, et 643: seule la tension de sortie (fixe) varie.

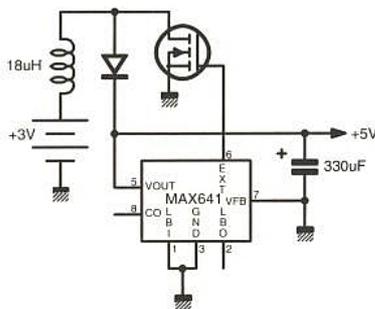


Figure 2 : obtention de + 5 V fixe avec du 3 V.

En ce qui nous concerne, nous exploiterons différemment le brochage de la **figure 3** en mettant à contribution la broche 7 (VFB). Grâce à un pont diviseur externe, cette entrée permet en effet d'ajuster la tension de sortie dans une large plage et donc d'utiliser indifféremment n'importe laquelle des trois références.

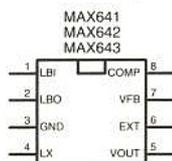


Figure 3 : brochage des MAX 41, 42, 43.

Autre originalité de ce schéma, la broche 5 (VOUT) est reliée à la tension d'entrée et non à celle de sortie, trop élevée pour elle.

Nous avons confié le découpage à un BUZ11, MOS de puissance capable de commuter 30 A! Ce surdimensionnement plutôt généreux ne coûte pas bien cher, mais permet de bénéficier d'une résistance passante particulièrement faible (0,04Ω).

Il serait naturellement possible de se contenter de transistors plus modestes (encore que d'encombrement identique) comme l'IRFZ14, sans dégradation sensible des performances.

Chacun sait que la self joue un rôle crucial dans ce type de convertisseur. Contrairement à ce que l'on pourrait imaginer à première vue, sa valeur doit être d'autant plus faible que le courant à produire est élevé. Cela s'explique par le fait qu'une inductance limite d'autant plus les variations de courant que sa valeur est plus élevée. Or, le principe même de la conversion d'énergie par découpage consiste à faire varier le courant dans la self!

Nous avons donc porté à 100 μH la valeur de 18 μH préconisée dans le schéma d'application standard, ce qui mène aux performances suivantes :

- 21V / 26 mA à partir de +5V
- 21V / 75 mA à partir de +9V
- 21V / 100 mA à partir de +12V

Cela en utilisant une simple self moulée, préférable à un bobinage sur tore de ferrite dans les conditions de fréquence et de courant qui sont les nôtres.

Un modèle particulièrement bien adapté est la série KGAD de COREL Electronique (en forme de résistance 11 x 4 mm): le modèle de 100 μH est en effet capable de supporter sans saturer un courant de 400 mA.

Pour ce qui est de la diode, la rapidité de recouvrement est capitale: un bon choix pourra être la 1N4935, mais on peut aussi se contenter d'une BAT86 (diode Schottky) en se limitant à un courant de crête de 500 mA.

UN CONVERTISSEUR 10V / 21V A POMPE DE CHARGE

Le MAX622, dont la **figure 4** reproduit le brochage, est l'un des rares circuits intégrés convertisseurs de MAXIM capables de supporter directement jusqu'à 27V.

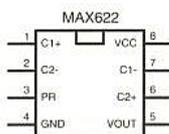


Figure 4 : brochage du MAX 622

Il contient une pompe de charge à huit interrupteurs et trois condensateurs théoriquement capable de quadrupler la tension de départ.

En pratique, l'élévation est limitée à 11V par un circuit de régulation interne, cette tension venant tout simplement s'ajouter à celle d'entrée.

A partir d'une tension de 3,5 à 16,5V, on peut donc produire 14,5 à 27,5V, soit en ce qui nous concerne pas loin de 21V à partir d'une pile 9V fraîche ou d'une alimentation de 12V, moyennant si nécessaire une pré ou post-régulation rudimentaire.

Le courant disponible est normalement de l'ordre du milliampère, mais nous avons pu extraire le triple, sans chute de tension décelable, du schéma de la **figure 5** qui n'a pourtant rien de particulier si ce n'est des valeurs de condensateurs optimisées. Ce montage conviendra donc sans problème à la quasi-totalité des cartes à E2PROM.

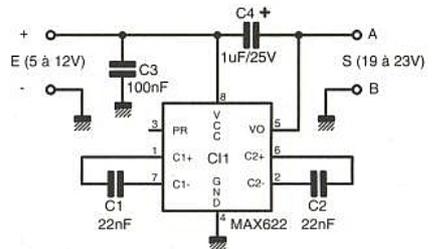
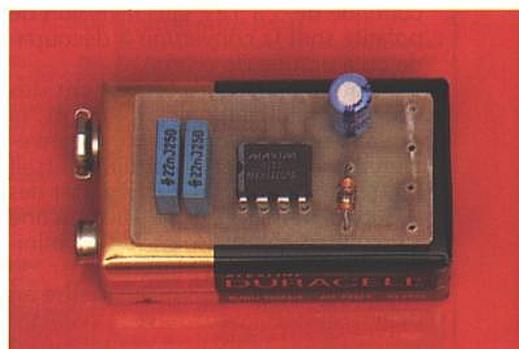


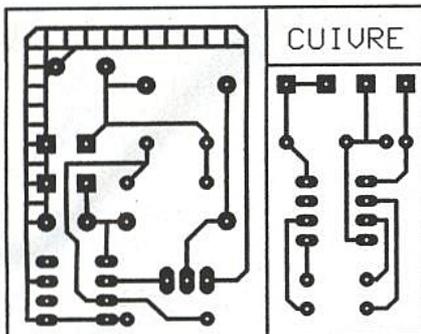
Figure 5 : le convertisseur à pompe de charge.

Réalisation des maquettes

Afin de faciliter l'évaluation de ces schémas avant leur incorporation dans une réalisation complète, nous avons

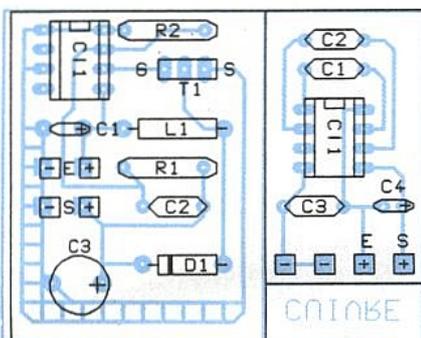


dessiné la petite carte de la **figure 6** qui rassemble les deux versions.



■ **Figure 6** : circuit imprimé de la plaquette d'étude.

On pourra indifféremment câbler les deux à la fois selon le plan de la **figure 7**, ou une seulement, et si nécessaire découper la partie retenue.

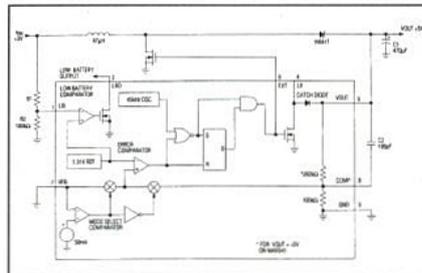


■ **Figure 7** : implantation correspondante.

Comme toujours en matière d'alimentations à découpage, la topographie du circuit imprimé est critique, notamment au niveau des masses.

Après vérification des performances obtenues avec ces maquettes, on pourra donc avantageusement s'inspirer de leur tracé pour leur intégration dans une carte plus ambitieuse.

Patrick GUEULLE



■ **Schéma interne des MAX 641 à 643 avec la configuration 3 V à 5 V.**

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

De la figure 1

Résistances :

R1 : 330 k Ω

R2 : 22 k Ω

Condensateurs :

C1 : 10 μ F/16 V

C2 : 1 nF

C3 : 220 μ F/25 V

Semi-conducteurs :

D1 : 1N4935

T1 : BUZ11

C11 : MAX643

Divers :

L1 : 100 μ H (voir texte).

De la figure 5

C1, C2 : 22 nF.

C3 : 100 nF.

C4 : 1 μ F/25 V

C11 : MAX622



Votre
CADEAU :
2 logiciels

Recevez chaque mois toutes les informations indispensables pour suivre l'évolution de tous les aspects de l'électronique.

- Profitez de notre offre spéciale d'abonnement recevez

12 n° d'Electronique Radio Plans



2 logiciels exclusifs en cadeau :

- **TELENEWS** : protocole de téléchargement pour dialoguer avec notre serveur 3615 ERP - Version DOS et Windows.
- **Emul 2** : émulateur minitel sur PC pour optimiser l'exploitation minitel.

Profitez de cette offre exceptionnelle

ABONNEZ-VOUS !

ESPION

8 BITS

Que de temps perdu souvent à scruter

et traduire un simple mot de 8 bits

pour en extraire un résultat, espéré ou

non... ? Beaucoup trop, et en tout cas

plus qu'il n'en faudra à terme pour

construire l'Espion et goûter ses

bienfaits. Se voulant universel, il n'offre

pas moins de 32 «traductions» avec des 2764 ou 64 avec des 27128, le tout sur

4 digits dans notre cas mais sans la moindre limite de principe : aucune logique

de multiplexage à adapter. Sa construction «un peu lourde» diront certains,

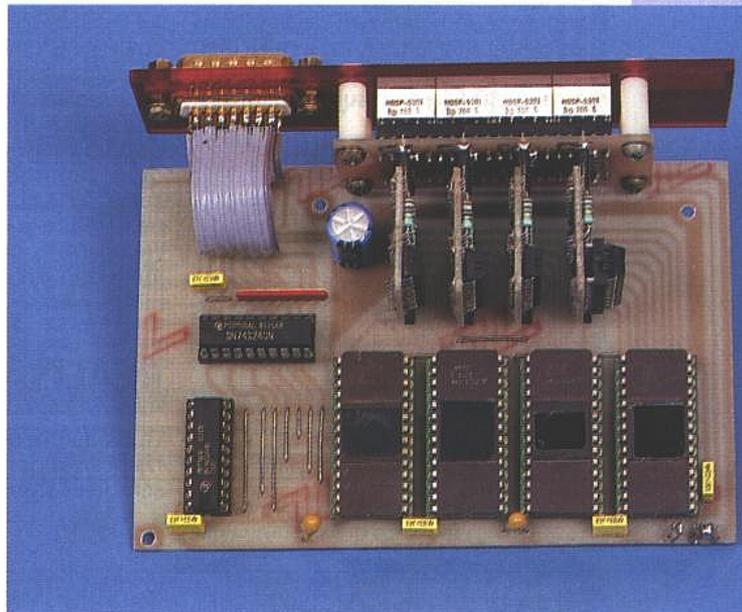
permet toutefois de rendre l'Espion totalement transparent pendant les

examens délicats : Audio, HF, etc. et laisse une totale liberté d'exploitation à

l'utilisateur même bien modestement équipé.

Un bon outil de développement mais aussi un petit exercice pratique à traiter

en classe, tel est l'objet de cette réalisation.



L'examen d'un mot de n bits issu d'une conversion AD ou d'une autre séquence, peut être fait de diverses manières dont la plus simple, manifestement, est de faire afficher par n LED les divers états. Cette solution n'a d'intérêt que par sa mise en oeuvre évidente (à condition que les points de prélèvements acceptent de telles sortances), et ne se justifie que dans les cas extrêmement simples n'imposant qu'une traduction binaire voire hexadécimale.

Dès l'instant où une conversion plus rapide ou complexe est indispensable (décimale, horaire ou autre) pour identifier le résultat, un temps considérable est perdu à effectuer les décodages, et les risques d'erreur étant proportionnels à l'exaspération et à la fatigue, il s'avère vite indispensable de disposer d'un système d'affichage intelligent (s'il en est ?) adapté aux besoins précis. Une simple lecture direc-

te en hexa peut déjà faciliter considérablement certaines études pour peu que l'on dispose de deux afficheurs adaptés. Ces derniers n'étant pas donnés (240 F la paire) il est bien concevable que bon nombre d'entre nous n'en aient pas fait l'acquisition. De nombreuses solutions de rechange ont été publiées dans ces pages (voir ERP n° 511 et 528), mais l'ambition de l'ESPION est cette fois bien différente: permettre un affichage sur n digits des 256 caractères disponibles avec de simples afficheurs 7 segments + dp. Bon nombre d'entre-nous ont fait le tour des "7 segments"; et il serait exagéré de vouloir exploiter plus de 100 combinaisons avec dp, ou 50 sans, mais 256 affichages sur n digits seront possibles par "traduction" (dont 100 utiles) ce qui n'est déjà pas mal: FEU, 255, FF, StoP,- 199.9, HELP, OFF etc.. (pour 4 digits).

Plusieurs solutions permettent d'obtenir ce résultat, mais rares sont celles idéalement adaptées à un cas précis. Tout d'abord il faut dire que l'auteur déteste les multiplexages imposant des afficheurs à haut rendement pour être lisibles dans des conditions extrêmes, qui forcent un nombre donné de digits utiles et nécessitent une fréquence de balayage pouvant perturber certaines études en cours.

Un bon ESPION étant par définition discret et efficace, c'est ce type de collaborateur que nous recherchions.

En fait - à bien y regarder - le multiplexage présente peu d'intérêt dans notre cas précis, voire beaucoup d'inconvénients: découpage de LA donnée 8 bits en n codes EPROM séquencés, fréquence de balayage pouvant être gênante, complexité de la saisie EPROM par des systèmes simples (voire manuels), perte de "traductions" due au balayage (occupation

d'adresses), etc.. Une 2764 ne peut admettre en effet qu'UNE traduction sur 32 digits ou 8 pour 4 digits alors que nous en offrons 32 pour n digits au prix, il est vrai, de n EPROM mais pour n besoins ! C'est cela l'universalité (réfléchissez à 7 digits multiplexés pour voir), surtout quand il s'agit de répondre à un maximum de situations possibles et que le coût total reste bien raisonnable: < à 250 F pour 4 digits et moins de 50 F le digit supplémentaire.

Schéma

Figure 1, un buffer non inverseur (IC9) dirige les huit données vers les huit adresses de poids faible (A0 ... A7) et un second buffer, inverseur cette fois, permet de sélectionner les adresses A8 à A12 pour les 2764, plus A13 pour les 128. Chaque octet de données des EPROM (IC5 à 8) est bufférisé par un ULM 2803 (IC1 à IC4) avant d'attaquer, par l'intermédiaire de résistances, les sept segments plus le dp des afficheurs.

Difficile de faire plus simple ! On notera que le VCC+AFF est indépendant du VCC+5, ce qui permettra bien des adaptations à d'autres récepteurs : outre offrir une extinction de ces derniers, il serait aussi possible, en supprimant par exemple les résistances R1 à R32, d'alimenter trente-deux relais 12 V. Mais bien d'autres solutions sont également envisageables : commande de photocoupleurs, de phototriacs, etc. Un simple support 40 broches suffira à constituer un connecteur tout à fait honorable pour récupérer les trente-deux données et les confier à une autre carte chargée de l'adaptation finale. Mais passons tout de suite à la réalisation, nous verrons quelques idées d'exploitation plus tard.

REALISATION

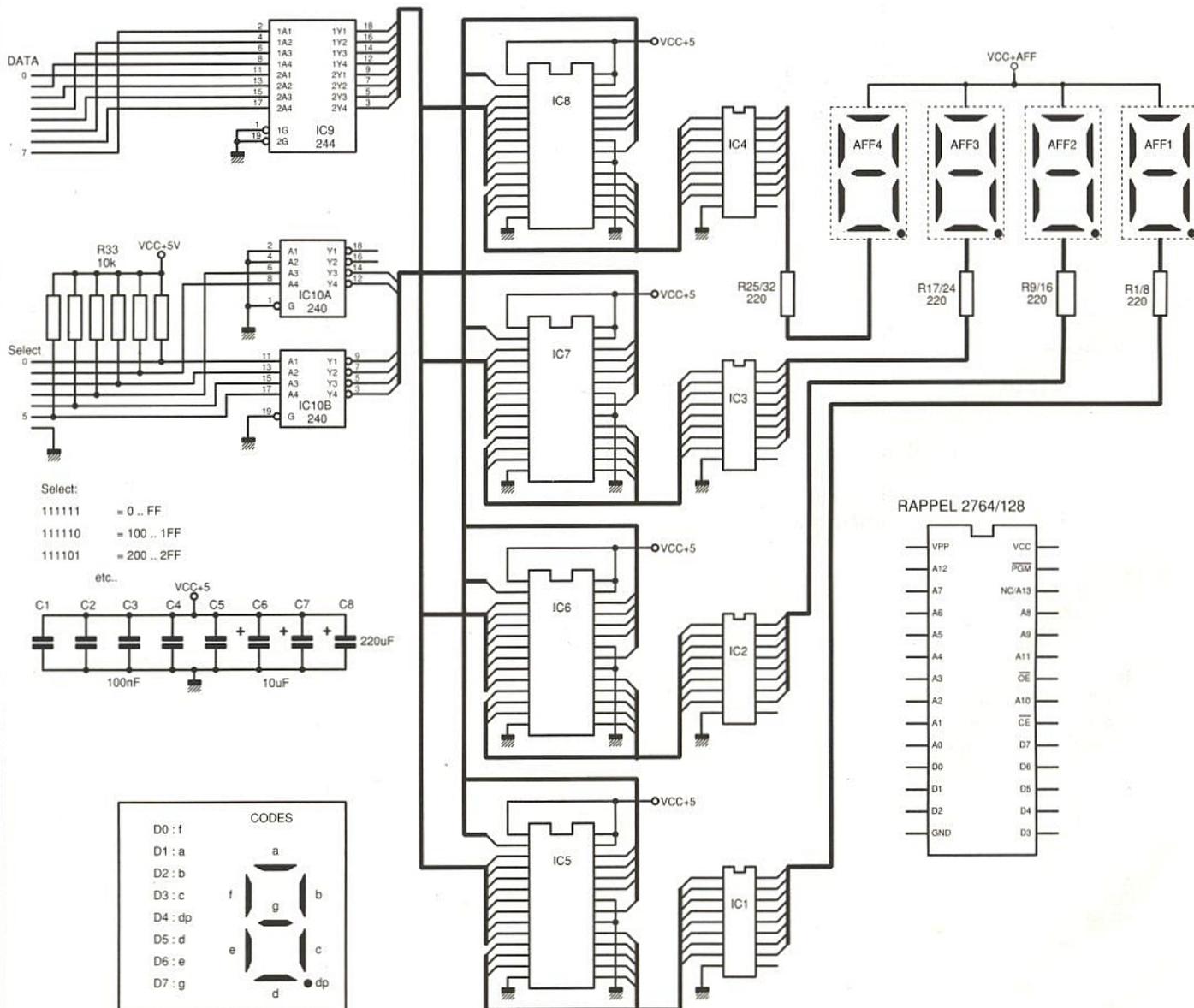
La maquette nécessite la confection de huit cartes dont quatre identiques, assemblées **figure 2**. Il suffira de copier

en une seule fois ce dessin pour disposer de quatre cartes buffer strictement semblables. A noter que IC4 peut être monté sur support, ce qui n'est pas possible pour IC1 à IC3.

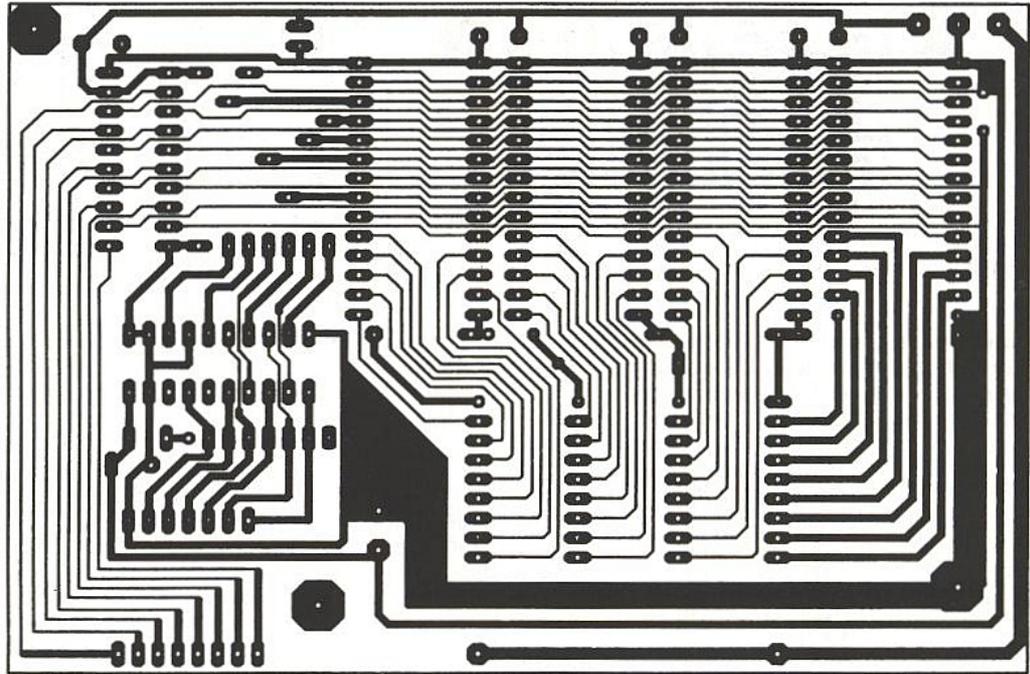
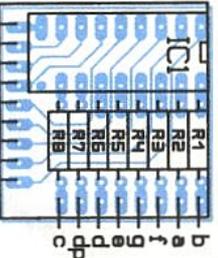
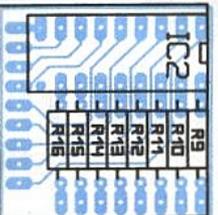
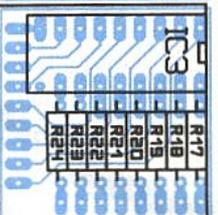
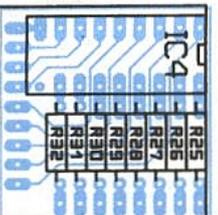
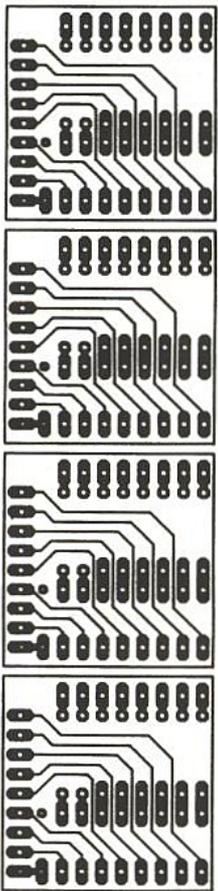
La carte principale **figure 3** porte toute la logique et notamment les EPROM. Afin d'éviter l'usage de CI double face, il a été nécessaire d'implanter 13 straps qu'il ne faudra pas oublier, notamment les 4 longeant les broches 14 et 15 des EPROM. Enfin, la dernière carte portant les afficheurs est donnée **figure 4**. On regardera attentivement les photographies pour obtenir les détails de cet assemblage semi-démontable.

ATTENTION toutefois : replier la patte centrale supérieure -anode- des afficheurs (ou la couper) afin d'interdire le court-circuit avec le segment f et extraire les quatre broches correspondantes du support 40 points.

La mise en route ne demandera rien d'autre que les vérifications d'usage, voire commander à 1 chaque donnée sur les supports d'EPROM pour vérifier

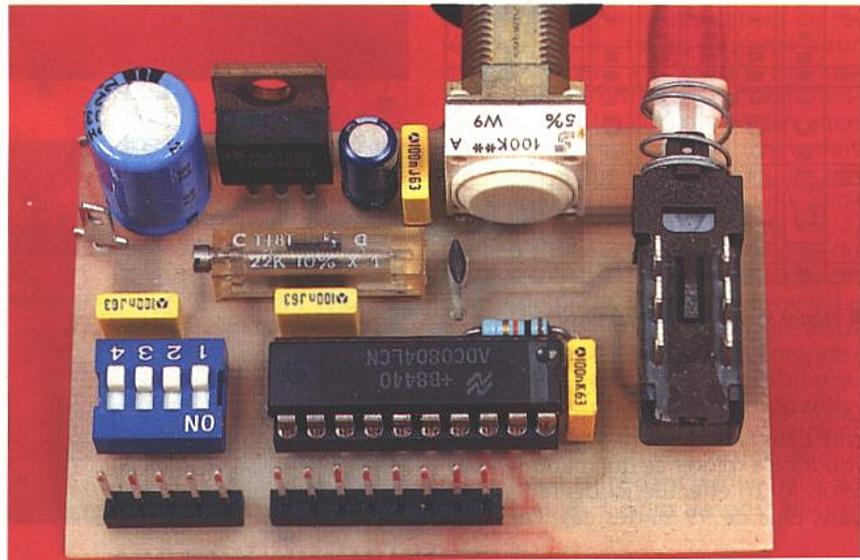
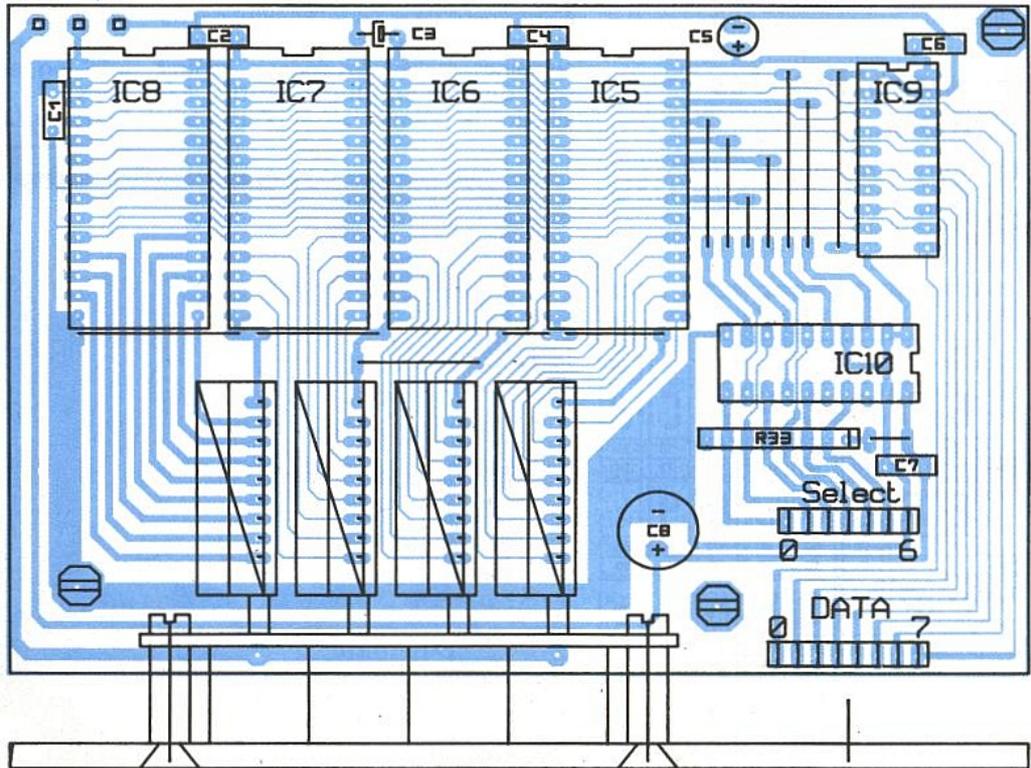


■ Figure 1 : schéma de l'espion.

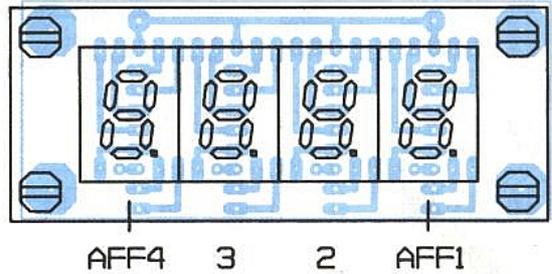
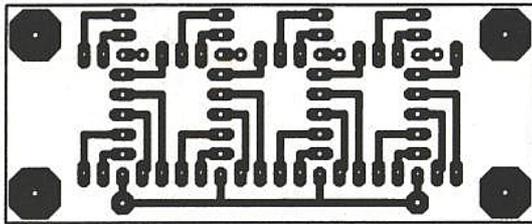


+5
+AFF 0V

■ Figure 3 : circuit imprimé et implantation de la carte principale.



■ Figure 2 : les circuits de commande d'affichage.



■ Figure 4 : circuit imprimé et implantation du bloc d'affichage.

que tous les segments fonctionnent correctement. La subD 15 points regroupe les entrées de data et les commandes de "traduction", ainsi que la masse. Ces dernières étant tirées à +VCC (R33), par défaut ce sont les adresses 0 à FF qui sont actives. En portant les broches à 0 on peut alors accéder à d'autres blocs de 256 codes, et cette formule permettra pour certaines applications soit de figer le code idéalement adapté, soit en offrir plusieurs par dip.switches ou autre : un simple poussoir pourra basculer entre deux décodages, par exemple décimal/hexa, mais encore MSB/LSB, comptage/décomptage, décimal/horaire, etc ...

Préparation des EPROM

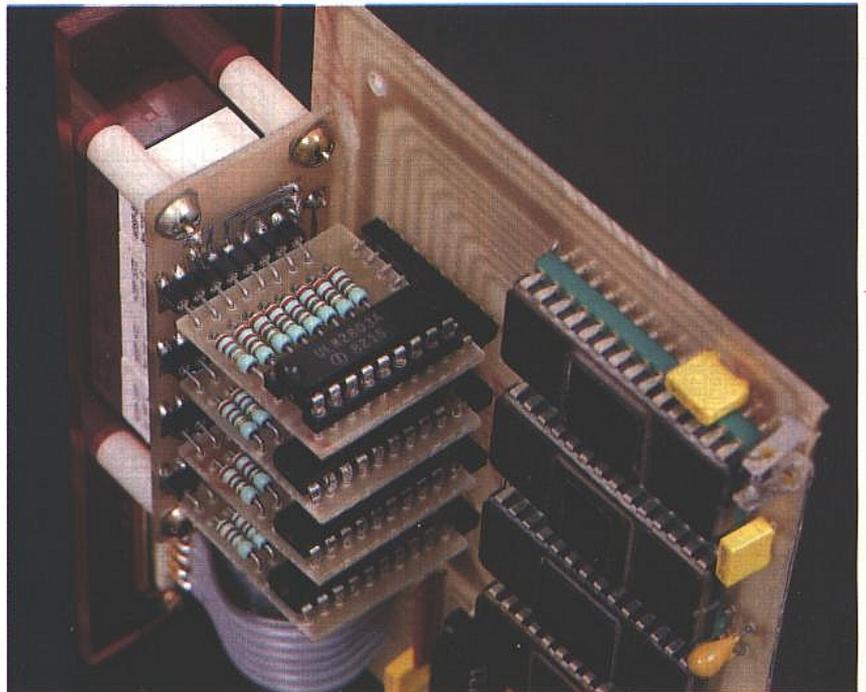
La figure 5 regroupe 64 affichages "utiles", avec ou sans dp, parmi les 256 possibles.

		0	1	2	3	4	5
00	10	6F	8C	E6	AE	80	AB
	+dp	7F	1C	F6	BE	90	BB
6	7	8	9	A	b	c	d
EB	BE	EF	AF	CF	E9	63	EC
+dp	FB	1E	FF	BF	DF	F9	73
E	F	L	U	J	H	Y	-
E3	C3	61	6C	2C	01	A0	88
+dp	F3	D3	71	7C	3C	00	98
Y	P	n	e	t	h	c	o
D5	C7		E1	01	C9	E8	EB
+dp	D5	D7	F1	01	D9	F8	F8
U	-	'	U	J	3	11	7
68	D8	12	60	2E	A8	40	C4
+dp	78	D8	12	70	3E	B8	D4
.	:	:	:	3	0	C	!
22	B2	A2	A8	B6	B7	E3	41
+dp	32	92	B2	B8	96	97	51
U	0	4	0	c	7	u	n
6A	EA	8C	A7	E2	4E	A6	4F
+dp	7A	FA	9C	B7	F2	5E	5F
!	-!	!	!	-	+	+	
EF	EC	8D	8C	E8	6F	C1	88
+dp	FF	FC	1D	1C	F8	1F	18

■ Figure 5 : des affichages possibles.

dernières lignes du tableau donnent les 16 combinaisons avec un afficheur +/- 1. Il est en effet possible de remplacer n'importe quel afficheur par un modèle de ce type sans la moindre modification (penser quand même à replier l'anode supérieure). On remarquera que le code 00 correspond à un blanking (afficheur éteint) et FF aux 7 segments + dp allumés. Une EPROM vierge pourra donc servir de test ! Parmi les innombrables combinaisons d'affichage, nous avons écrit les plus élémentaires : décimales (de 0 à 255) et hexa (de 0 à FF). Ce qui pouvait sembler au début assez lourd (4 EPROMs) s'avère fort aimable au moment de la saisie. En effet, au fur et à mesure que l'on traite les dizaines, centaines, milliers, les codes à rentrer sont de plus en plus répétitifs. Par ailleurs, le premier essai pourra être

fait avantageusement en hexa car deux EPROMs suffisent. Les troisième et quatrième ne seront mises à 0 aux adresses correspondantes que lorsque le besoin se fera sentir, alors qu'un système multiplexé imposerait 4 codes d'office par pas, sous la forme par exemple de 00, 00, 00, 6F pour écrire 0 ou 00, 00, EF, C3 pour 8F. Les dumps hexa sont donnés figure 6. Ils sont proposés aux adresses 0 à FF, mais ce n'est qu'un exemple (dans notre cas ils vont de 100 à 1FF). Pour compter de 0 à 255, IC7 (AFF3) est cette fois indispensable, voir dumps figure 7. On constate que pour programmer IC7, même manuellement, c'est plutôt «cool» ... Cette fois encore les adresses vont de 0 à FF, on les déportera selon les besoins. Mais au fait, avez-vous remarqué



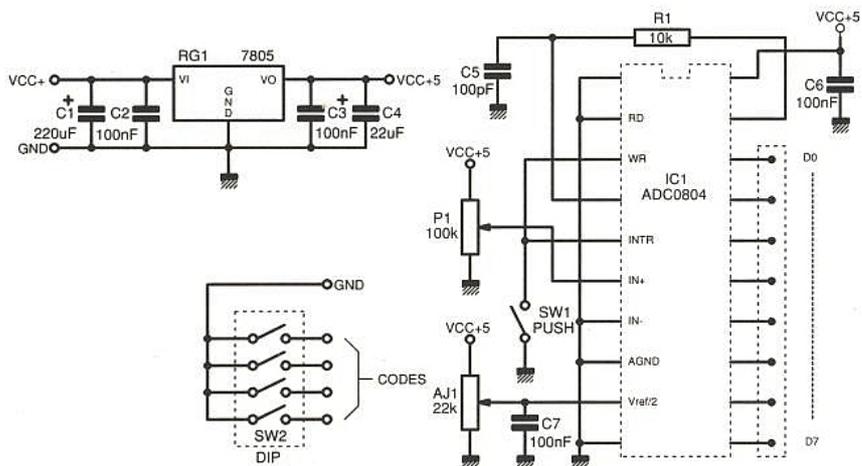
La correspondance data-segment inscrite dans la figure 1 permettra à qui le voudra d'explorer ce qui manque, toutefois le tri effectué ici devrait suffire dans plus de 99 % des cas. Les huit

	IC5	IC6	IC7	IC8
0 - 9	6F 0C E6 AE 8D AB EB 0E EF AF	00	00	00
0A - 13		0C
14 - 1D		E6
1E - 27		AE
28 - 31		8D
32 - 3B		AB
3C - 45		EB
46 - 4F		0E
50 - 59		EF
5A - 63		AF
64 - 6D		6F	0C	...
6E - 77		0C
78 - 81		E6
82 - 8B		AE
8C - 95		8D
96 - 9F		AB
A0 - A9		EB
AA - B3		0E
B4 - BD		EF
BE - C7		AF
C8 - D1		6F	EC	...
D2 - DB		0C
DC - E5		E6
E6 - EF		AE
F0 - F9		8D
FA - FF	6F 0C E6 AE 8D AB	AB

■ Figure 6 : Dump Hexa.

	IC5	IC6	IC7	IC8
00 - 0F	6F 0C E6 AE 8D AB EB 0E EF AF CF E9 63 EC E3 C3	00	00	00
10 - 1F		0C
20 - 2F		E6
30 - 3F		AE
40 - 4F		8D
50 - 5F		AB
60 - 6F		EB
70 - 7F		0E
80 - 8F		EF
90 - 9F		AF
A0 - AF		CF
B0 - BF		E9
C0 - CF		63
D0 - DF		EC
E0 - EF		E3
F0 - FF	6F 0C E6 AE 8D AB EB 0E EF AF CF E9 63 EC E3 C3	C3

■ Figure 7 : Dump Hexa.



■ Figure 8 : le convertisseur A/D.

qu'en remplaçant IC9 par un 240 (inverseur) tous les codes rentrés permettent de passer en décompteur de 255 à 00 ou de FF à 0 ? Pour un petit outil de laboratoire c'est plaisant et parfois fort utile à bien peu de frais. En remplaçant cette fois IC10 par un 244 et en supprimant R33, ce n'est plus un espion 8 bits à 32 ou 64 traductions, mais au maximum un espion 14 bits (difficiles à afficher en totalité en décimal sur 4 digits) mais 13 bits (2764), ça passe.

On conçoit désormais les innombrables services qu'un tel outil est capable d'offrir et pour le rendre encore plus attractif, nous vous proposons figure 8 une petite carte riche en surprises.

Carte AD

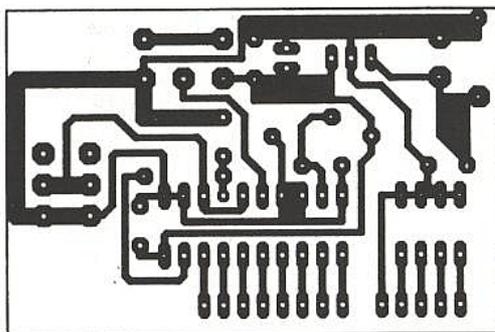
Il s'agit tout simplement d'un convertisseur AD peu coûteux, dont le point de mesure est ici commandé par un potentiomètre permettant de varier entre 0 et + 5 V ! Sans grand intérêt dans un premier temps puisque connecté à l'espion, il ne fera évoluer ce dernier que de 0 à 255 (ou 0 à FF), suivant la position angulaire de P1. Mais ce n'est qu'une étape.

Le schéma est des plus dépouillé, au point qu'un poussoir SW1 a été mis en place pour lancer manuellement la première conversion. Ce seront ensuite les passages à zéro de INTR qui maintiendront les cycles d'écriture. La référence de l'ADC0804 doit être moitié de la tension à mesurer. AJ1 permettra dans un premier temps de fixer la pin 9 de IC1 à 2,5 V pour VCC+5 (régulés par RG1).

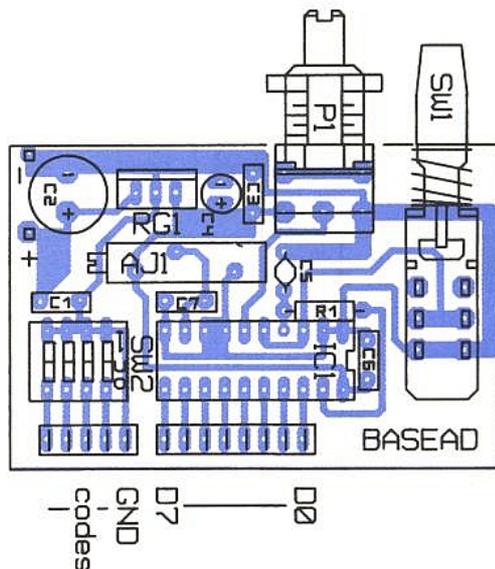
SW2 est un luxe. Il offre 16 combinaisons de traduction pour l'ESPION, en portant ou non à 0 les adresses dites de sélection de code. Chacun pourra ainsi aller chercher dans les tréfonds de ces EPROM les affichages les plus judicieux (ou les plus hétérocytes) pour des applications particulières.

Sans devoir toucher grand chose, on pourrait par exemple observer le suivi de potentiomètres, lin ou log, voire L+F : un simple inverseur commutant d'un curseur à l'autre vers IN+ permettra de trouver l'équilibre mécanique parfait (qui n'est pas toujours au centre...).

Mais on peut aller beaucoup plus loin et établir à partir de résistances de référence des ponts de mesures pour trier des valeurs à n % : une (traduction) pourrait offrir OUI ou non (affichage possible) suivant la tolérance demandée et un poussoir changeant immédiatement de traduction afficherait alors une mesure exacte du "produit", en %, en degré, en ohm, etc ... On constate alors que la souplesse du système n'a pour concurrente directe que sa simplicité de mise en oeuvre. Le nombre de digits étant variable à volonté, on peut envisager des compressions / expansions sans problème. Mais dans le cas présent (tri de résistances par exemple), 4 digits peuvent suffire : AFF4 peut être chargé de dire si le produit entre dans la fourchette de qualité, et les 3 digits suivants afficher



■ Figure 9 : circuit imprimé A/D.



la tolérance en clair. En prenant un afficheur + ou - 1 pour AFF4, on pourrait obtenir +2% (0F, E6, 87, E8), -1% (E0, 0C, 87, E8), +/-0.15 (C1, 7F, 0C, AB). L'implantation et le dessin du circuit de la carte AD sont visibles figure 9. Après avoir réglé AJ1, un bref appui sur SW1 rendra le module opérationnel.

CONCLUSION

En ce premier trimestre de rentrée scolaire, une réalisation de ce type devrait convenir tant aux professeurs qu'aux élèves par son aspect attractif et les multiples idées qu'elle peut faire fleurir.

Parmi celle-ci, il y en a une qui nous tient assez à coeur : on constate sou-

vent que certains circuits présentent des "défauts" aux extrêmes de leurs possibilités (ce qui est normal), mais que ces mêmes défauts se reproduisent presque sous forme de constantes sur un lot important de pièces. D'où l'envie de considérer ces défauts comme une "caractéristique" et d'étendre par correction d'affichage les possibilités de tels produits. Nous reparlerons de cela à l'occasion d'une réalisation prochaine. D'ici là espionnez à tout va, mais surveillez de près vos informateurs !

Jean ALARY

NOMENCLATURE ESPION

Résistances :

R1 à R32 : 220 Ω
R33 : SIL 7 x 10 kΩ

Condensateurs :

C1 à C5 : 100 nF
C6 et C7 : 10 μF
C8 : 220 μF

Circuits intégrés :

IC1 à IC4 : ULM2803
IC5 à IC8 : EPROM 2764 ou 128 (cf. texte)
IC9 : SN74S244
IC10 : SN74S240
AFF1 à AFF4 : afficheurs à anodes communes (HDSP-5301)

Divers :

1 support 40 broches, 4 de 28 broches, 2 de 20 broches, 1 de 18 broches, 3 cosses, 1 subD 15 mâle châssis.

NOMENCLATURE AD

Résistance :

R1 : 10 kΩ

Potentiomètres :

P1 : 100 kΩ (P11)
AJ1 : 22 kΩ (T18)

Condensateurs :

C1 : 220 μF
C2 = C3 = C6 = C7 : 100 nF
C4 : 22 μF
C5 : 100 pF

Circuits intégrés :

IC1 : ADC0804
RG1 : 7805 (TO220)

Divers :

SW1 : shadow 2INV
SW2 dip. switches
4 supports 20 broches, cosses.

NOUVEAU
VIDEO-SURVEILLANCE

Caractéristiques communes.
Capteur CCD. Sortie vidéo composite 1V/75 Ω. CCIR (Image enregistrable sur magnétoscope PAL/SECAM) Alimentation 12 Vcc. Iris électronique (adaptation automatique aux variations de lumière). Capteur sensible aux infra-rouges (caméras noir et blanc).

CAMERA VPC 435. Noir et blanc. Capteur 300000 pixels. Sensibilité 1 lux. Dim. 85 x 45 x 22 mm. Fournie avec objectif 92°
Le module PR 435 2130 F
En boîtier plastique 87 x 58 x 35 mm 2280 F
En boîtier métal 107 x 65 x 35 mm 2330 F
Option objectif 130 ° 320 F Option objectif 40 ° 290 F

CAMERAS VIDEO

CAMERA PR 698. Noir et blanc. Capteur 80000 pixels. Sensibilité 8 lux (0,1 lux avec leds IR fournies). Dim. 110 x 55 x 20 mm. Fournie avec objectif 76° (MAP fixe 30 cm à l'infini). Bien adaptée aux portiers vidéo.
Le module PR 698 1522 F
En boîtier plastique 95 x 60 x 40 mm 1672 F

CAMERA FC 03. Noir et blanc. Capteur 300000 pixels. Sensibilité 0,4 lux. Fournie avec bague réversible pour objectifs monture C ou CS. Iris électronique automatique ou manuel. En boîtier métal 85 x 55 x 45 mm.
La caméra FC 03, sans objectif 2420 F

CAMERA FC-53
Comme FC-03 mais alimentation 220V incorporée. En boîtier métal 115 x 55 x 45mm.
La caméra FC-53 sans objectif 2595 F

Objectifs pour FC 03 et FC-53. Monture C.
F3.5 / 70° 1008 F
F4.8 / 50° 887 F
F6/41° 686 F
F12/22° 604 F
F16/16° 460 F

CAMERA G100ST. COULEUR. Capteur 320000 pixels*. Sensibilité 9 lux min. Sortie PAL. Alim. 7,5Vcc. Fournie avec zoom /11 66 mm. Iris automatique. Autofocus. Obturateur 6 vitesses. Micro incorporé. Visueur électronique noir et blanc. Zoom télécommandable. Fournie avec câble de liaison (vidéo-son+alim.) 1m.
Dim. : 230 x 87 x 80 mm.
La caméra G100ST en boîtier 3753 F
Alimentation 220 V/7.5V pour G100ST 235 F

CAMERA XC 41. Couleur. Capteur 300000 pixels. Sensibilité 5 lux. Sortie PAL. Alim. 12 Vcc. Fournie avec objectif fixe 80°.
Dim. 110 x 60 x 29 mm ou 60 x 55 x 52mm
Le module XC 41 4400 F

CAMERA 7380. Couleur. Capteur 300000 pixels. Sensibilité 5 lux. Sortie PAL ou Y/C. Alim 12 Vcc. Fournie avec bague pour objectif monture CS.
Le module sans objectif 4960 F

* Le nombre de pixels est une information technique importante qui caractérise la qualité (piqué, finesse) de l'image fournie par la caméra.

ACCESSOIRES

Pied orientable pour caméra 202 F
Câble vidéo KX6. le m 8 F
Câble vidéo KX6. les 100 m 600 F
Câble vidéo-son+alim. le m 14 F
Commutateur 4 caméras 990 F
Commutateur 8 caméras 1540 F
Fiche BNC mâle à visser 27 F
Carte mémoire permettant de mémoriser 4 images horodatées NC
Extension pour 12 images supplémentaires NC
Caisson pour caméra. Etanche. Thermostaté. Avec pare-soleil et pied 1250 F

ECRAN - MONITEUR (NC)

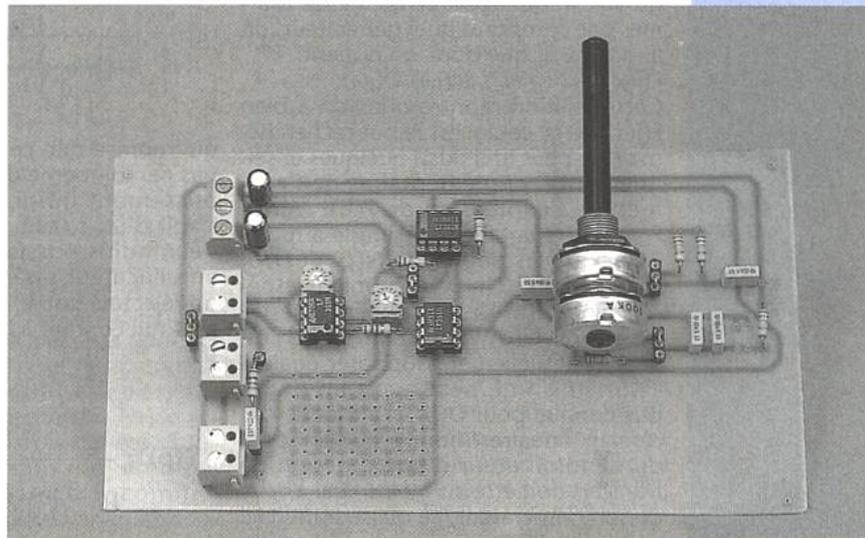
VCO MURATA MQC 404-410.
Composants pour émetteur vidéo miniature (RP550) et récepteur. Nous consulter.

25, rue Hérold 75001 PARIS
Tél. : 42 36 65 50 - Télécopie : 45 08 40 84
de 9h à 18 h 30 en continu sauf dimanche. Vente en magasin ou par correspondance. Envoi 35 F. Règlement chèque ou carte bleue

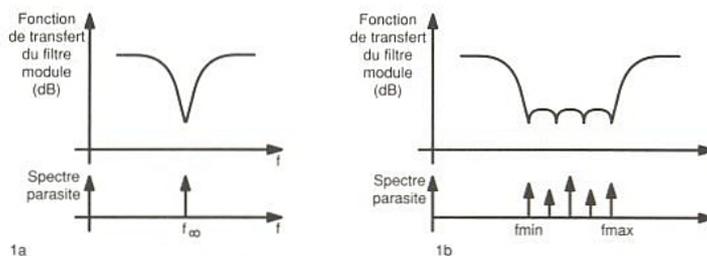
CARTES D'ETUDE DE FILTRES DOUBLE T AJUSTABLES

Il est parfois nécessaire d'éliminer, ou tout au moins d'atténuer fortement une fréquence parasite, cas qui se rencontre fréquemment en basse-fréquence avec la présence du 50 Hz du secteur, et aussi en vidéo avec les diverses sous-porteuses présentes dans

la transmission. Bien évidemment, de tels problèmes se rencontrent dans d'autres domaines de fréquence, mais les deux exemples déjà cités montrent en particulier que l'on peut considérer deux sous-cas : soit le signal parasite est à une fréquence, unique, bien définie et éventuellement très stable, soit il contient une bande de fréquences plus ou moins large, cas de la sous-porteuse de chrominance en TV. Compte tenu de la présence des bandes latérales créées par la modulation, il est évident que le type de filtre éliminateur sera différent dans les deux cas: le premier type de filtre correspond à un réjecteur "très étroit", tandis que le deuxième devra avoir une bande atténuée plus importante.



Il est à noter que dans tous les cas, on essaiera d'avoir une bande de transition la plus faible possible. La figure 1 donne une idée du type de filtre nécessaire. Un filtre tel que celui de la figure 1a est appelé filtre en entaille (Notch Filter pour les anglophones), et peut être réalisé de diverses façons, le principal problème étant toujours d'avoir une coupure très franche et



■ Figure 1 : type de filtre nécessaire suivant le spectre du signal à traiter.

peu large, afin de perturber le moins possible le signal utile. C'est ce type de filtre qui sera envisagé ici, et pour arriver à nos fins, nous commencerons par un petit rappel théorique.

Fonction de transfert d'un réjecteur :

En appelant p la variable de Laplace classique, la fonction de transfert d'un tel filtre s'écrit:

$F(p) = \frac{(p^2 + \omega_0^2) \cdot N(p)}{D(p)}$, formule dans laquelle $N(p)$ et $D(p)$ sont des polynômes en p . On remarquera qu'aux fréquences réelles, celles fournies par n'importe quel générateur, on a $p = j\omega$, et que donc on obtient:

$F(j\omega) = \frac{(\omega_0^2 - \omega^2) \cdot N(j\omega)}{D(j\omega)}$
 Cette relation montre que l'on a bien $F(j\omega_0) = 0$, ce qui est le but recherché, mais on peut tirer aussi quelques enseignements supplémentaires de l'examen de l'expression de $F(p)$. Ainsi, $F(p)$ sera d'autant plus simple à manipuler que les degrés de $N(p)$ et $D(p)$ seront petits. On peut au mieux espérer avoir $N(p)$ de degré zéro, c'est à dire, avoir $N(p) = \text{constante}$ (que l'on peut éventuellement supposer égale à 1), mais on ne peut avoir un degré quelconque pour $D(p)$. La théorie des réseaux linéaires montre que le degré du dénominateur d'une fonction de transfert doit être au moins égal à celui de son numérateur, ce qui se traduit ici par la condition:

degré ($D(p)$) ≥ 2 + degré ($N(p)$) à cause du terme $(p^2 + \omega_0^2)$.
 Si degré ($N(p)$) = 0, il faut donc que degré ($D(p)$) ≥ 2 , ce qui montre qu'un tel dispositif doit avoir au moins deux éléments réactifs.

La figure 2 montre comment un tel filtre peut être réalisé au moyen d'une self et d'une capacité. Chacun peut y

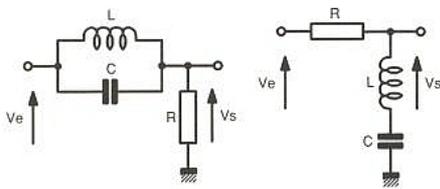


Figure 2 : réalisation d'un réjecteur avec self et capacité.

reconnaître deux circuits qui, bien que très classiques, présentent des limitations du fait en particulier de la résistance et de la capacité parasite de la self. En pratique, il faut bien reconnaître que l'utilisation même d'une self est à éviter si l'on travaille en basse fréquence à cause de ses multiples imperfections: résistance élevée, faible Q, existence d'une fréquence de résonance, saturation éventuelle du noyau, coût, encombrement, etc. On remarquera de plus qu'il est difficile dans un tel filtre de faire varier la fréquence de réjection dans de grandes proportions, caractéristique qui est en général souhaitable, et parfois nécessaire. Il est possible d'éviter l'emploi de self en utilisant uniquement des circuits RC

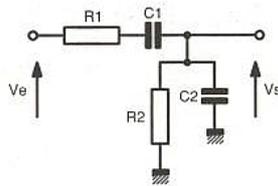


Figure 3 : pont de Wien.

tel le pont de Wien de la figure 3 qui présente des caractéristiques intéressantes. Sa fonction de transfert est donnée par la relation :

$$H(p) = \frac{R_2 C_1 p}{1 + (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1) p + R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}$$

qui montre que ce circuit ne présente pas par lui-même de fréquence d'affaiblissement infini, puisqu'en fait, il s'agit d'un circuit passe-bande. Il est néanmoins possible, en utilisant un amplificateur opérationnel d'obtenir un réjecteur par le montage de la figure 4 qui conduit à la fonction de transfert:

$$F(p) = \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + (\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3) p + \omega_0^2}$$

avec :

$$\begin{aligned} (\omega_0^2) &= 1/R_1 R_2 C_1 C_2 \\ \alpha_1 &= 1/R_1 C_1 \\ \alpha_2 &= 1/R_2 C_2 \\ \alpha_3 &= 1/R_2 C_1 \end{aligned}$$

pourvu que la condition $R_3/R_4 = R_1/R_2 + C_2/C_1$ soit satisfaite.

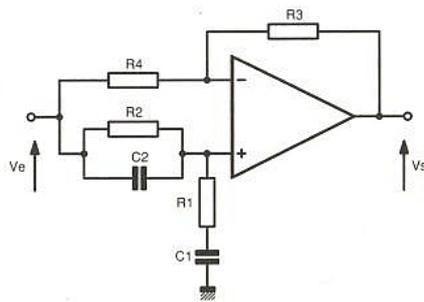
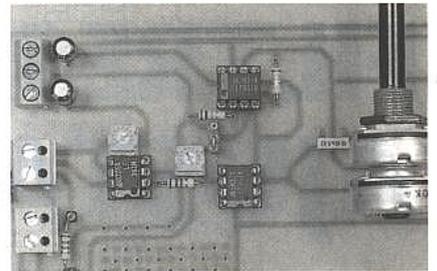


Figure 4 : réjecteur avec pont de Wien.

On peut se rendre compte qu'il est possible de rendre la fréquence de réjection variable en remplaçant les résistances R_1 et R_2 par un potentiomètre double : si le rapport R_1/R_2 reste constant, alors R_3/R_4 est aussi constant et $F(p)$ a bien la forme indiquée. Il n'en demeure pas moins que la sélectivité de ce circuit laisse quand même à désirer, et qu'il serait essentiel de pouvoir l'améliorer. Parmi les multiples autres circuits qui peuvent être imaginés et utilisés pour cette fonction, le Double T est certainement l'un des plus classiques et des plus connus. Bien qu'il ne soit pas

exempt de limitations, il est, comme on le verra, possible de réduire la plupart des problèmes qui se posent.



REJECTEURS A DOUBLE T

Double T symétrique

Le circuit le plus classique pour un Double T est donné à la figure 5. On

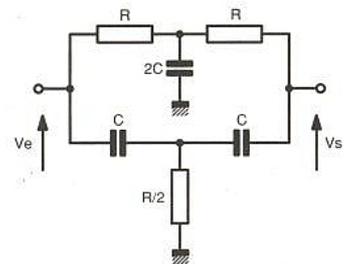


Figure 5 : double T symétrique.

y reconnaît un Double T symétrique dont la fonction de transfert est donnée par:

$$\begin{aligned} F(p) &= \frac{1 + R^2 C^2 p^2}{1 + 4RCp + R^2 C^2 p^2} \\ &= \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + 4\omega_0 p + \omega_0^2} \end{aligned}$$

avec $\omega_0 = 1/RC$

Cette fonction de transfert est du second degré bien qu'il y ait trois éléments réactifs dans le circuit. En fait, ainsi que nous le verrons sous peu, le degré a été abaissé d'une unité par rapport à celui du circuit plus général du fait du choix particulier des valeurs des composants. Cette circonstance est évidemment intéressante au niveau des calculs qui peuvent être nécessaires, mais il apparaît sur la fonction de transfert que pour faire varier la fréquence de rejection, il est indispensable de faire varier trois éléments simultanément afin de conserver le bon rapport entre ces éléments. Une telle condition est bien entendu très délica-

te à satisfaire en pratique, et il est préférable d'essayer de trouver un circuit dans lequel deux composants seulement seront variables.

Double T asymétrique

Le montage général du Double T est donné à la figure 6, et l'on peut remarquer que dans le montage apparaissent deux sources de tension v_1 et v_2 . Une telle configuration nous sera utile dans la suite de l'étude, et conduit à écrire la relation:

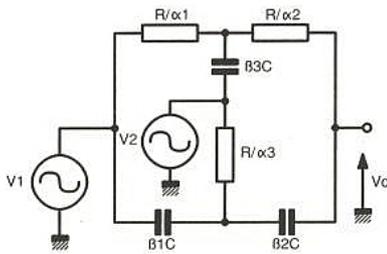


Figure 6 : Double T général.

$$V_c = \frac{N_1}{D} V_1 + \frac{N_2}{D} V_2$$

avec:

$$\lambda = RCp$$

$$N_1 = \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 + \alpha_1 \alpha_2 (\beta_1 + \beta_2) \lambda + \beta_1 \beta_2 (\alpha_1 + \alpha_2) \lambda^2 + \beta_1 \beta_2 \beta_3 \lambda^3$$

$$N_2 = (\alpha_2 \alpha_3 \beta_3 + \alpha_1 \alpha_3 \beta_2 + \alpha_2 \alpha_3 \beta_2) \lambda + \alpha_2 \beta_3 (\beta_1 + \beta_2) + \alpha_3 \beta_2 \beta_3 \lambda^2$$

$$D = \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 + (\alpha_1 \alpha_2 (\beta_1 + \beta_2) + \alpha_3 \beta_2 (\alpha_1 + \alpha_2) + \alpha_3 \beta_3) \lambda^2 + \beta_1 \beta_2 \beta_3 \lambda^3$$

$$+ (\beta_3 \alpha_2 (\beta_1 + \beta_2) + \beta_1 \beta_2 (\alpha_1 + \alpha_2) + \alpha_3 \beta_3) \lambda^2 + \beta_1 \beta_2 \beta_3 \lambda^3$$

$$+ (\beta_3 \alpha_2 (\beta_1 + \beta_2) + \beta_1 \beta_2 (\alpha_1 + \alpha_2) + \alpha_3 \beta_3) \lambda^2 + \beta_1 \beta_2 \beta_3 \lambda^3$$

$$+ (\beta_3 \alpha_2 (\beta_1 + \beta_2) + \beta_1 \beta_2 (\alpha_1 + \alpha_2) + \alpha_3 \beta_3) \lambda^2 + \beta_1 \beta_2 \beta_3 \lambda^3$$

$$+ (\beta_3 \alpha_2 (\beta_1 + \beta_2) + \beta_1 \beta_2 (\alpha_1 + \alpha_2) + \alpha_3 \beta_3) \lambda^2 + \beta_1 \beta_2 \beta_3 \lambda^3$$

Les expressions définissant N_1 , N_2 et D sont assez complexes, puisque du 2^e et 3^e degré, mais peuvent se simplifier:

- d'une part si l'on suppose que $\alpha_1 = 1$, $\alpha_2 = 1$, $\alpha_3 = 2$, et que $\beta_1 = 1$, $\beta_2 = 1$, $\beta_3 = 2$, il est aisé de voir que l'on retrouve la fonction de transfert du Double T symétrique,

- d'autre part, si la condition :

$$(C) \quad \frac{\beta_1 + \beta_2}{\beta_3} = \frac{\alpha_3}{\alpha_1 + \alpha_2}$$

est satisfaite, en posant alors

$$a = \frac{\alpha_1 \alpha_2 (\beta_1 + \beta_2)}{\beta_1 \beta_2 \beta_3} = \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3}{\beta_1 \beta_3 (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

on obtient:

$$N_1 = \beta_1 \beta_2 (\beta_3 \lambda + \alpha_1 + \alpha_2) (\lambda^2 + \alpha^2)$$

Cette relation montre que même pour un Double T asymétrique, il est possible d'avoir une fréquence de réjection infinie: $f_\infty = a / (2\pi RC)$. Un moyen simple de satisfaire la condition énoncée est de prendre:

$$\begin{aligned} \beta_1 &= 1 & \alpha_1 &= 1 \\ \beta_2 &= 1 & \alpha_2 &= \text{quelconque} \\ \beta_3 &= 2 & \alpha_3 &= 1 + \alpha_2 \end{aligned}$$

Le choix de ces valeurs conduit à donner à la condition (C) la valeur:

$$\frac{\beta_1 + \beta_2}{\beta_3} = \frac{\alpha_3}{\alpha_1 + \alpha_2} = 1$$

et à obtenir alors:

$$N_1 = (2\lambda + 1 + \alpha_2)(\lambda^2 + \alpha^2) = (2RCp + 1 + \alpha_2)(R^2C^2p^2 + \alpha^2)$$

La fréquence d'affaiblissement infini est dans ce cas définie par $f_\infty = \alpha_2 / (4\pi^2 R^2 C^2)$ et est donc variable en fonction de α_2 . La figure 7 donne

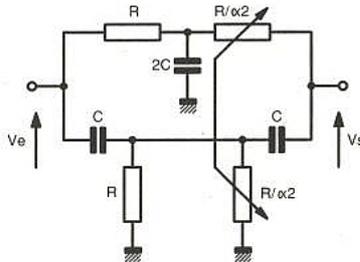


Figure 7 : montage pratique pour le Double T asymétrique.

le montage pratique à réaliser pour obtenir les valeurs des α_i et des β_i souhaitées, et montre qu'il est possible d'avoir le résultat recherché en ne faisant varier que deux résistances simultanément. Si par un moyen quelconque : potentiomètre, commutateur, etc. on fait aussi varier les deux autres résistances, la gamme de fréquence couverte peut être très grande. Un tel montage est nettement plus pratique à utiliser que le Double T symétrique et permettra d'obtenir des résultats très corrects.

Pour terminer cette première partie, nous donnons les expressions obtenues pour N_2 et D à partir des valeurs choisies pour les α_i et β_i .

$$N_2 = \lambda(2\lambda + 1 + \alpha_2)(3\alpha_2 + 1)$$

$$D = 2\lambda^3 + \lambda^2(7\alpha_2 + 3) + \lambda(\alpha_2^2 + 6\alpha_2 + 3) + \alpha_2^2 + \alpha_2$$

Si l'on choisit $R = 10 \text{ k}\Omega$; $C = 10 \text{ nF}$ et un potentiomètre double variable de 1 à 101 $\text{k}\Omega$, (potentiomètre de 100 $\text{k}\Omega$ en série avec une résistance de 1 $\text{k}\Omega$), on obtient pour les valeurs numériques:

$$f_\infty = \sqrt{\alpha_2} / 2\pi RC$$

et :

$$R_{\text{pot}} = 1 \text{ k}\Omega \Rightarrow \alpha_2 = 10 \Rightarrow f_\infty \# 5058 \text{ Hz}$$

$$R_{\text{pot}} = 101 \text{ k}\Omega \Rightarrow \alpha_2 \# 0,1 \Rightarrow f_\infty \Rightarrow 500 \text{ Hz}$$

Ainsi qu'on peut le voir, ce système permet de couvrir une gamme de fréquence importante sans problèmes particuliers. Les figures 8 et 9 donnent les résultats obtenus pour quatre réglages différents du potentiomètre, valeurs extrêmes incluses. On peut constater que bien que le potentiomètre utilisé ait été un modèle standard, la réjection obtenue est tout à fait correcte, puisque de l'ordre de 50 dB, ce qui correspond à un rapport de 300 environ sur les tensions entrée-sortie du filtre. On peut constater aussi que la bande de fréquences perturbée, c'est à dire ayant subi une atténuation

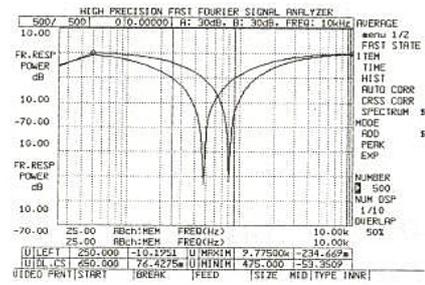


Figure 8 : Double T asymétrique : module de la fonction de transfert.

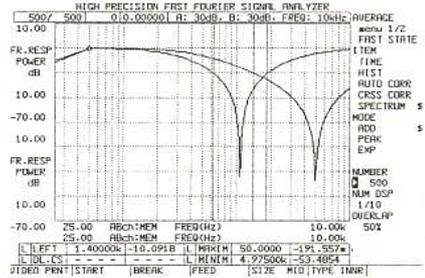


Figure 9 : Double T asymétrique : module de la fonction de transfert, autres réglages.

supérieure à 3 dB est très large. Cela n'a rien de surprenant, car il en est de même pour le Double T symétrique dont la largeur de bande rejetée à -3 dB est donnée par : $\Delta f = 4/2\pi RC$, les fréquences limites étant définies par:

$$(\sqrt{5} + 2) \cdot f_\infty \text{ et } (\sqrt{5} - 2) \cdot f_\infty$$

Avec les valeurs numériques choisies: $R = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 10 \text{ nF}$, on obtient théoriquement $f_\infty \# 1592 \text{ Hz}$, et une bande rejetée $\Delta f \# 6366 \text{ Hz}$. La figure 10 est donnée pour comparaison

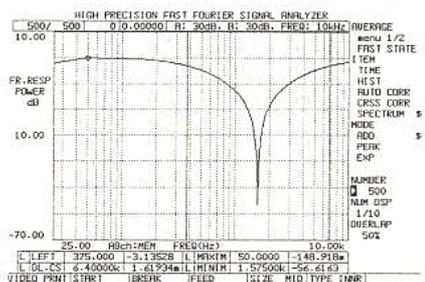


Figure 10 : Double T symétrique : module de la fonction de transfert.

avec les figures 8 et 9 et montre les résultats expérimentaux obtenus pour le Double T symétrique. Les valeurs obtenues sont: $f_\infty = 1575 \text{ Hz}$ et $\Delta f = 6400 \text{ Hz}$, et sont très proches des valeurs théoriques, les différences étant en grande partie dues à la résolution de l'analyseur utilisé. Comme on peut le constater, le Double T asymétrique se comporte de façon tout à fait similaire à celle du Double T symétrique.

En conclusion de cette première partie, on peut dire que le comportement des deux types de filtre est très semblable, mais que le Double T asymétrique sera à notre avis plus intéressant que le symétrique chaque fois qu'il sera néces-

saire de faire varier la fréquence de réjection: deux éléments variables au lieu de trois pour le même résultat. Il reste maintenant à voir comment on peut rendre plus étroite la bande éliminée de façon à perturber le moins possible le signal utile.

Réduction de la largeur de bande atténuée

La **figure 11** montre une façon un

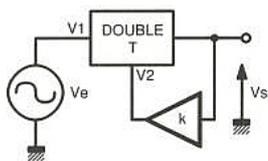


Figure 11 : amélioration de la réjection par utilisation d'un amplificateur.

peu particulière de connecter le Double T en utilisant un amplificateur : ainsi que l'on peut le voir, les composants qui étaient connectés à la masse sont maintenant ramenés à la sortie de l'amplificateur de gain k. De cette manière, une partie de la tension de sortie du filtre est réinjectée dans le pied du réseau. Pour essayer de voir quelle amélioration a été apportée, on peut calculer la fonction transfert de l'ensemble. Pour cela, on peut écrire: $v_s = T_1 v_1 + T_2 v_2$, formule dans laquelle T_1 et T_2 sont les fonctions de transfert déterminées dans la première partie, correspondant aux excitations v_1 et v_2 , et telles que : $T_1 = N_1/D$ et $T_2 = N_2/D$. Sur le montage apparaît de façon évidente la relation $v_2 = kv_s$ qui combinée à la précédente conduit à écrire: $(1 - kT_2)v_s = T_1 v_1$ d'où l'on déduit la fonction de transfert de l'ensemble:

$$G(\lambda) = \frac{v_s}{v_1} = \frac{T_1}{1 - kT_2}$$

et donc =

$$\frac{N_1}{D - kN_2} \text{ (avec } \lambda = RCp \text{)}$$

En remplaçant N_1 , N_2 et D par leurs expressions, on obtient aisément:

$$G(\lambda) = \frac{(\lambda^2 + \alpha_2)(2\lambda + \alpha_2 + 1)}{2\lambda^3 + \lambda^2 [(7-6k)\alpha_2 + 3 - 2k] + \lambda [(1-3k)\alpha_2^2 + \alpha_2(6-4k) + 3 - k] + \alpha_2^2 + \alpha_2}$$

Cette expression montre que la fréquence (f_∞) de réjection infinie existe toujours, et demeure d'ailleurs inchangée, mais que le dénominateur dépend du coefficient k de réinjection. Pour la valeur particulière $\alpha_2 = 1$, on obtient:

$$G(\lambda) = \frac{\lambda^2}{\lambda^2 + 4(1-k)\lambda + 1}$$

fonction de transfert du Double T symétrique. On peut en déduire que dans ce cas, quelle que soit la valeur de k, la réponse en fréquence reste symétrique autour de f_∞ dans le cas d'une échelle des fréquences logarithmique: $G(\lambda)$ est inchangé si l'on remplace λ par $1/\lambda$.

La bande perturbée est modifiée et rétrécie à cause du coefficient de λ en dénominateur qui est plus petit si $k > 0$. Elle est évidemment élargie si $k < 0$, cette situation n'étant en général pas recherchée.

Le circuit devient instable si $k \geq 1$ car la partie réelle des pôles devient alors positive ou nulle.

Stabilité :

Le problème de la stabilité est ici aussi essentiel, mais est assez délicat à traiter car le dénominateur de $G(\lambda)$ est du troisième degré, et dépend de deux paramètres indépendants: α_2 et k.

Si l'on considère le cas particulier $k = 1$, on peut montrer en utilisant un critère de stabilité algébrique du genre Routh-Hurwitz que le système est stable si $\alpha_2 < 1$ et donc instable si $\alpha_2 \geq 1$ (on observera le recoupement avec le cas du Double T symétrique).

De même, si $k \geq 1,5$, le système sera toujours instable quelle que soit la valeur de α_2 .

Ces résultats montrent que a priori, pour obtenir les meilleurs résultats possibles, il faudrait ajuster k en fonction de α_2 . En pratique, ainsi qu'on le verra plus loin, on obtient de très bons résultats même avec un réglage fixe de k.

Résultats pratiques :

La **figure 12** montre les résultats obtenus

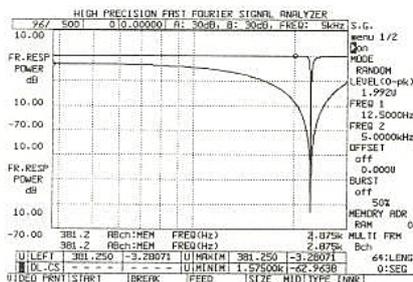


Figure 12 : Double T symétrique : évolution de la bande rejetée en fonction de k.

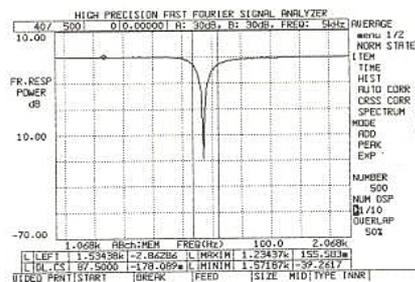


Figure 13 : Double T symétrique : détail de la bande éliminée : la largeur de bande est de 87,5 Hz à -2,8 dB.

égale à 87,5 Hz, ce que l'on peut vérifier sur le curseur DL.CS, l'indication -178,089 m étant la différence exprimée en milli dB entre les deux curseurs, le curseur de gauche étant pour sa part placé à -2,86 dB. On peut remarquer aussi que le minimum est très prononcé puisqu'il atteint -39,2 dB, c'est à dire pratiquement un rapport 100 en tension entre l'entrée et la sortie du filtre.

Les **figures 14 et 15** montrent que ces

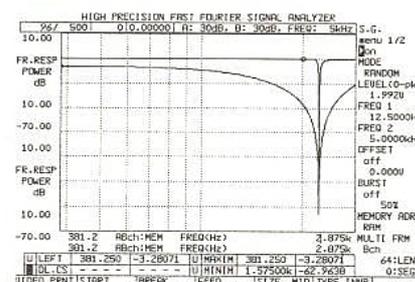


Figure 14 : Double T asymétrique : fréquence de réjection : 497,5 Hz, bande éliminée : 27,5 Hz.

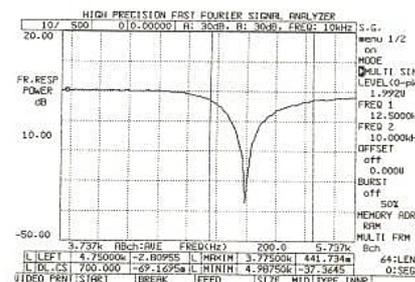


Figure 14 : Double T asymétrique : fréquence de réjection : 497,5 Hz, bande éliminée : 27,5 Hz.

résultats sont conservés pour le Double T asymétrique. La **figure 14** a été obtenue pour un réglage du potentiomètre de 100 kΩ, conduisant ainsi à $f_\infty = 497,5$ Hz et $\Delta f_{-3dB} = 27,5$ Hz, tandis que la **figure 15** obtenue pour une résistance de 1 kΩ donne $f_\infty = 5000$ Hz et $\Delta f_{-3dB} = 700$ Hz. On remarquera que dans ce dernier cas, la bande à -3dB est plus large (et légèrement asymétrique) que ne le laisse supposer le rapport des fréquences centrales:

$f_\infty (R = 1 \text{ k}\Omega) / f_\infty (R = 10 \text{ k}\Omega) = 3,18$, tandis que $\Delta f (R = 1 \text{ k}\Omega) / \Delta f (R = 10 \text{ k}\Omega) = 8$, alors que ces rapports sont tous les deux égaux à 3,18 quand on prend $R = 10 \text{ k}\Omega$ puis $R = 100 \text{ k}\Omega$.

Comme déjà indiqué dans le paragraphe traitant de la stabilité, il existe une valeur limite pour le gain k . Les figures 16 et 17 montrent ce qui se

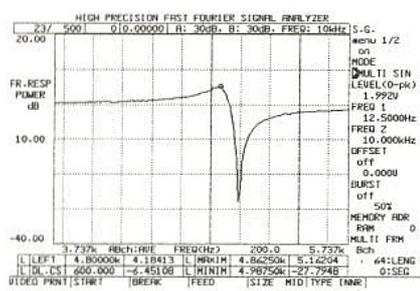


Figure 16 : valeur excessive de k : légère suramplification de +5 dB.

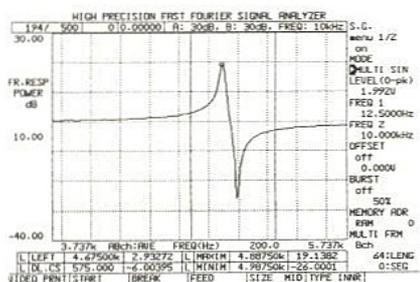


Figure 17 : valeur excessive de k : pic de résonance important +19 dB.

passé quand k est un peu trop élevé : On peut observer à la figure 16 une suramplification modérée (+5 dB environ), qui se transforme en un pic de résonance très marqué puisque atteignant +19 dB (figure 17), les fréquences d'affaiblissement infini (∞) demeurant inchangées. Il est évident que ces cas de figure sont à éviter soigneusement, le second en particulier, afin de prévenir tout risque d'instabilité qui pourrait être dû, par exemple, à une dérive des composants en fonction de la température.

Précision sur les éléments

Sur les figures 18 et 19 ont été tracés

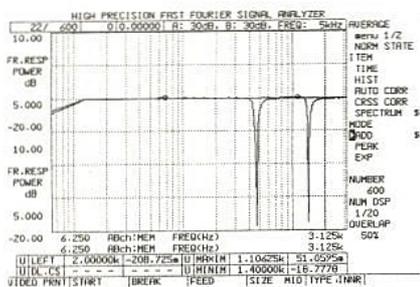


Figure 18 : réjection obtenue avec un potentiomètre standard. Les résultats sont moins bons du fait du mauvais appariement des pistes.

les résultats obtenus avec un potentiomètre double standard utilisé en résistance variable. Bien qu'une perte assez importante de performance (-18 dB de réjection au lieu de -36 dB environ) apparaisse, les résultats d'ensemble sont conservés. Il n'en demeure pas moins que s'il est nécessaire de faire varier

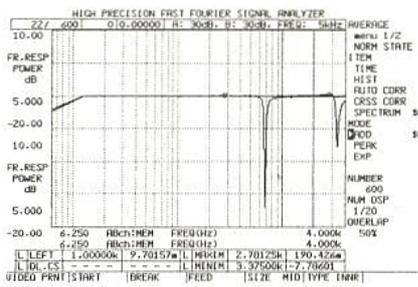


Figure 19 : mêmes conclusions que pour la figure 18. La réjection obtenue est de -8 dB dans le plus mauvais cas, mais atteint -18 dB en général.

continûment (ou presque) la fréquence de réjection, il sera indispensable de maintenir un appariement correct entre les résistances variables. Il va de soi que, de la même façon, les condensateurs et les autres résistances doivent être sélectionnés car il est bien évident qu'il est à peu près impossible, sauf chance exceptionnelle, d'obtenir de la précision avec des éléments imprécis. Cela n'a rien d'extraordinaire, il suffit pour s'en convaincre de voir avec quelle précision sont ajustés les réseaux R-2R classiques des convertisseurs numériques-analogiques. Dans le cas qui nous concerne ici, on peut estimer que les condensateurs doivent avoir une précision d'au moins 1% (mieux si possible), tandis que les résistances devraient être à 0,1%. Pour terminer ce paragraphe, signalons que la stabilité en température des composants doit être suffisante pour l'application envisagée: il ne sert à rien d'avoir des éléments parfaitement ajustés à 20°C, et des dérives de 5 ou 10% si l'on passe à 30°C, une augmentation de 10°C étant très facilement obtenue dans une enceinte close.

La figure 20 donne le montage pra-

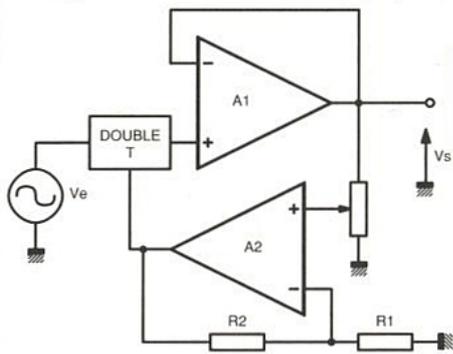


Figure 17 : valeur excessive de k : pic de résonance important +19 dB.

tique réalisé pour cette étude: on y trouve le Double T déjà étudié, suivi d'un étage tampon (A1). Cet étage sert à éviter de charger le réseau, car tout les calculs ont été faits en supposant une impédance de charge infinie. En pratique, le même genre de calculs peut être conduit en supposant qu'il existe une impédance de charge quelconque, mais la fonction de transfert de circuit dépend alors de la charge. La tension de sortie de l'étage tampon est ensuite réinjectée dans la base du Double T via le deuxième étage (A2) dont le rôle est double: d'une part, il permet de faire varier la fraction de

tension appliquée grâce au potentiomètre, et d'autre part, il permet d'avoir une impédance de sortie très faible, condition essentielle pour une attaque correcte du réseau: il est en effet important de se souvenir que les calculs théoriques ont été menés en utilisant des sources v_1 et v_2 idéales, donc, d'impédance interne nulle. L'utilisation de deux amplificateurs n'est pas très pénalisante de nos jours, car on peut trouver d'excellents amplificateurs multiples à des prix très raisonnables.

APPLICATIONS

Modulation d'amplitude :

De par son principe même, ce filtre sert à supprimer une fréquence bien précise et peut donc permettre de réaliser diverses fonctions: en plus de la fonction évidente et déjà citée de suppression de fréquence parasite, on peut l'utiliser pour réaliser une modulation d'amplitude sans porteuse. Bien qu'il existe d'autres moyens d'obtenir ce résultat (découpage par tout ou rien puis filtrage par exemple), l'utilisation du filtre étudié permet d'y arriver très simplement.

La figure 21 représente le spectre d'un

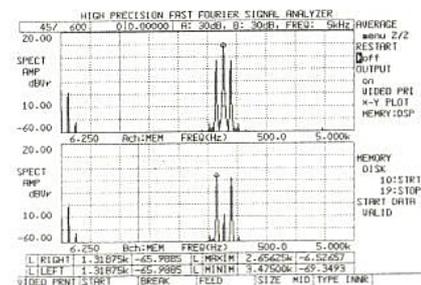


Figure 21 : Spectre d'un signal modulé en amplitude : porteuse à 2788 Hz, et modulation à 125 Hz. La suppression de la porteuse est clairement visible sur la trace du bas.

signal modulé en amplitude (porteuse à 2788 Hz, et modulation à 125 Hz) avant et après filtrage. On peut constater que la porteuse a été très fortement atténuée (elle passe de +10 dB à -38 dB, soit une atténuation de 48 dB) tandis que les bandes latérales sont inchangées. La figure 22 donne

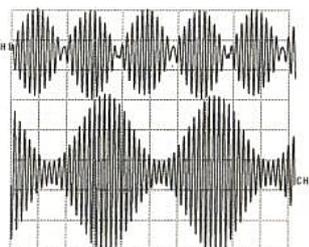


Figure 22 : signal temporel avec porteuse (trace du bas), et sans porteuse (haut).

le résultat temporel de l'opération, et l'on peut y observer de façon évidente le changement obtenu.

Modulation de fréquence :

Le même genre de résultat peut être obtenu ici aussi, mais le spectre du signal modulé dépend énormément du signal de modulation : alors que le spectre d'un signal modulé en amplitude par une sinusoïde se réduit à une raie porteuse et à deux raies latérales, celui d'un signal modulé en fréquence varie de façon très importante en fonction de l'amplitude du signal de modulation.

Pour une modulation à faible indice (faible amplitude du signal modulant), le spectre est assez simple et comporte peu de raies, ainsi que l'on peut le voir sur la **figure 23** qui donne son allure

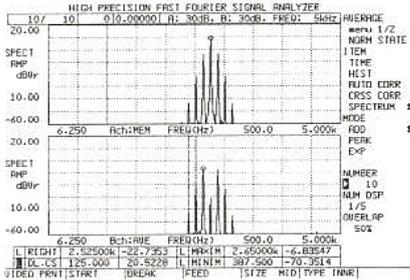


Figure 23 : spectre d'un signal modulé en fréquence avec faible indice de modulation. avec porteuse (trace du haut), et sans porteuse sur la trace du bas.

avant et après filtrage: ici aussi, on observe de façon évidente l'atténuation de la porteuse. La **figure 24** quant-à-

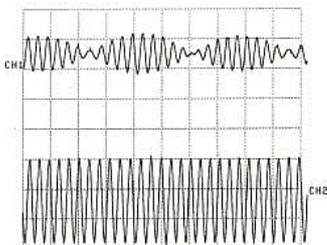


Figure 24 : signal temporel modulé en fréquence à faible indice, avec porteuse (trace du bas), et sans porteuse.

elle, représente le signal temporel avant et après filtrage, signal qui ressemble beaucoup au signal AM sans porteuse. Il n'en demeure pas moins que ces deux types de signaux sont différents car les spectres diffèrent pour les amplitudes des raies et pour les phases respectives de celles-ci. L'écart entre les raies est ici aussi de 125 Hz comme l'atteste le curseur [DL.CS]. Le cas d'une modulation à indice plus élevé apparaît sur la **figure 25**. On nota-

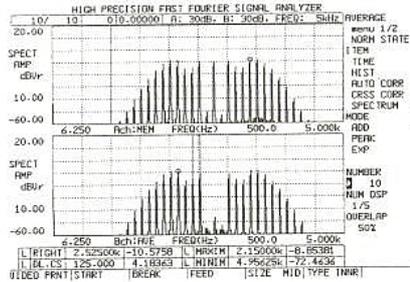


Figure 25 : spectre d'une modulation à indice élevé avec porteuse, et sans porteuse.

tera que l'encombrement spectral est bien plus important que dans le cas précédent, et on remarquera surtout sur la **figure 26** l'allure du signal de

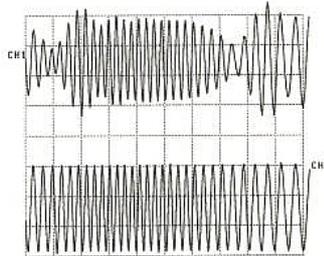


Figure 26 : signal modulé en fréquence avec indice élevé : (trace du bas) avec porteuse supprimée: trace du haut.

sortie du filtre: ce signal n'a plus rien à voir avec celui correspondant à une modulation à faible indice. Il faut remarquer ici que dans les deux cas précédents, les signaux filtrés présentent des variations d'amplitude notables

alors que par conception un signal modulé en FM a une amplitude constante, ces variations sont évidemment dues ici à la suppression de la porteuse.

Filtre passe-bande :

Un filtre réjecteur peut, s'il est monté dans une boucle de réaction conduire à un filtre passe-bande. Un tel montage est représenté à la **figure 27** et correspond à une fonction de transfert qu'il est facile de déterminer : on reconnaît dans la partie encadrée le Double T déjà étudié dont, comme déjà vu, la fonction de transfert peut se mettre sous la forme:

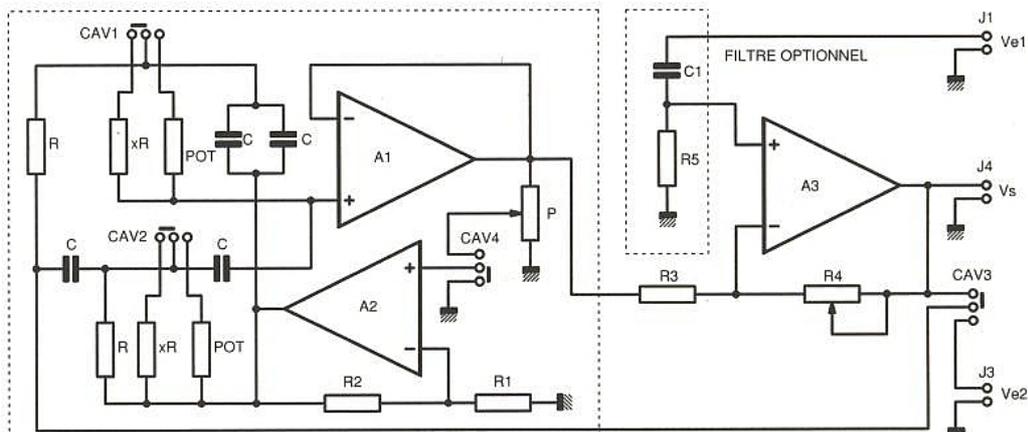
$$G(p) = \frac{p^2 + \omega_\infty^2}{p^2 + 2\xi\omega_\infty p + \omega_\infty^2}$$

avec: $\omega_\infty = 1/RC$
 Dans le cas d'un Double T symétrique. Dans le cas plus général du Double T asymétrique, la formule est plus compliquée (voir plus haut dans l'étude de la largeur de bande), mais les résultats essentiels demeurent. Il est facile de voir que l'on peut écrire:

$$v_s(p) = -\frac{R_4}{R_3} v_1(p) + \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) v_e(p)$$

en remplaçant $v_1(p)$ par $G(p) v_s(p)$ on est immédiatement conduit à :

$$H(p) = \frac{v_s(p)}{v_e(p)} = \frac{p^2 + 2\xi\omega_\infty p + \omega_\infty^2}{p^2 + 2\xi\omega_\infty \frac{R_3}{R_3 + R_4} p + \omega_\infty^2}$$



Filtre optionnel : R5=1.2k , C1=100nF (voir texte)
 P : réglage de la sélectivité
 R4 : réglage du gain à la résonance

Passe-Bande : CAV3 dans la position indiquée entrée Ve1 (J1) , sortie Vs (J4)
 Réjecteur : CAV3 dans l'autre position entrée Ve2 (J3) , sortie Vs (J4)

Figure 27 : Filtre passe-bande. P réglage de la sélectivité, R4 réglage du gain à la résonance. Passe-bande : CAV3 dans la position indiquée entre Ve1 (J1), sortie Vs (J4). Réjecteur : CAV3 autre position entrée Ve2 (J3), sortie Vs (J4).

(avec $p = j\omega$ aux fréquences réelles). Il apparaît sans problèmes que $H(\omega = 0) = 1$, $H(\omega = \omega_\infty) = 1 + R_4/R_3$ et $H(\omega = \infty) = 1$.

Contrairement à ce qui se passe dans d'autres types de circuits, le module de la fonction de transfert ne tend pas vers zéro si la fréquence tend vers zéro ou l'infini, phénomène dû à la présence des termes p^2 et ω^2 dans l'expression de $H(p)$. On notera aussi que le coefficient de suramplification : $(1 + R_4/R_3)$ est réglable sans problèmes, la sélectivité du filtre étant quant-à-elle ajustable au moyen du potentiomètre (P) qui modifie la valeur du coefficient dans l'expression de $H(p)$. La figure 28 donne les résultats obtenus pour

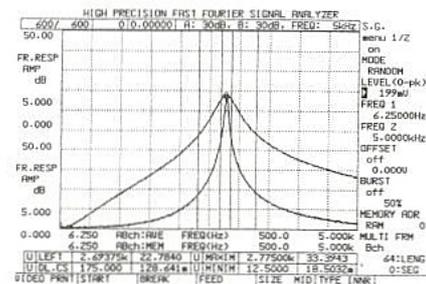


Figure 28 : filtre passe-bande : évolution de la sélectivité en fonction du potentiomètre.

deux réglages différents du potentiomètre: la variation de sélectivité est suffisamment évidente pour ne pas avoir à insister. Il doit être néanmoins clair que ce système peut devenir instable, puisque le réjecteur lui même peut l'être, et qu'il existe de ce fait une limite pratique à la sélectivité qui peut être réalisée. Sur la figure 28 les deux curseurs ont été placés à -10 dB du sommet du pic, et donnent des bandes passantes de 975 Hz pour le premier réglage (pas de réaction dans le pied

du réseau), et de 175 Hz dans le deuxième cas, pour une fréquence centrale de 2775 Hz. La bande passante à -3 dB est pour sa part égale à 62 Hz, ce qui correspond à un $Q = 45$ environ, résultat intéressant compte tenu des moyens mis en jeu.

La figure présentée ne correspond pas au cas extrême, et il est possible de faire mieux en jouant sur le potentiomètre: la figure 29 montre le résultat

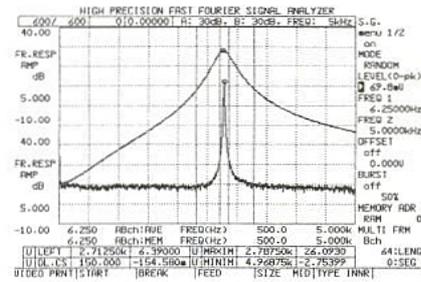


Figure 29 amélioration de la sélectivité : fréquence centrale = 2785,5 Hz, MAX = 26,09 dB bande à +6 dB (par rapport à la ligne de base 0dB) = 150 Hz

obtenu pour un autre réglage, et l'on peut vérifier sur les curseurs que la bande passante à -20 dB est de 150 Hz, tandis que celle à -3 dB est sensiblement de 15 Hz, ce qui correspond à un Q de 180 environ. Dans le cas où l'on souhaiterait avoir une décroissance à zéro pour les fréquences nulles et/ou infinies, il est possible d'inclure un filtre passe-bas et/ou passe-haut dans le montage. Un tel filtre est représenté sur la figure 27 dans la partie encadrée pour un passe-haut. Ce filtre: ($C = 100$ nF, $R = 1,2$ k Ω) a une fréquence de coupure de 1326 Hz que l'on peut observer sur la figure 30, qui donne sur la

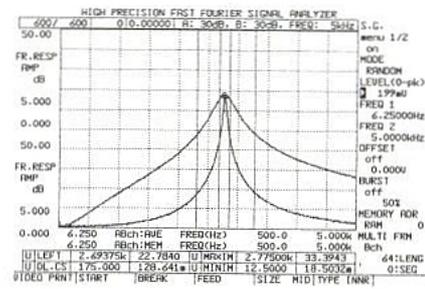


Figure 30 : réponse en amplitude et en phase du passe-bande. le filtre passe-haut 1,3 kHz est inclus.

trace du bas la réponse en amplitude : pic à [MAXIM] 26,6 dB ; fréquence de coupure [LEFT] à -3 dB de 1318 Hz, et une décroissance de 20 dB par décade ; tandis que la trace du haut donne l'évolution de la phase: valeur limite = +90° pour les fréquences basses, variation très rapide autour de la fréquence d'accord, et déphasage tendant vers zéro si la fréquence tend vers l'infini. Il est bien évident que si l'on veut utiliser la pleine capacité de réglage du filtre passe-bande pour les valeurs données (500 à 5000 Hz), il faut changer la fréquence de coupure du passe-haut.

La figure 31 donne le dessin du circuit imprimé utilisé pour la carte d'essais qui a été réalisée avec des amplificateurs simples, mais peut se modifier pour utiliser de amplis quadruples. Il a été prévu une matrice de picots pour pouvoir modifier à volonté le type de filtre d'entrée, et la possibilité de rajouter des condensateurs d'ajustage en parallèle sur ceux du Double T. Il est possible que les écarterments des composants (condensateurs en particulier) ne conviennent pas pour d'autres types: capacités de valeur plus importante pour travailler à fréquence plus basse par exemple, il faudra dans ce

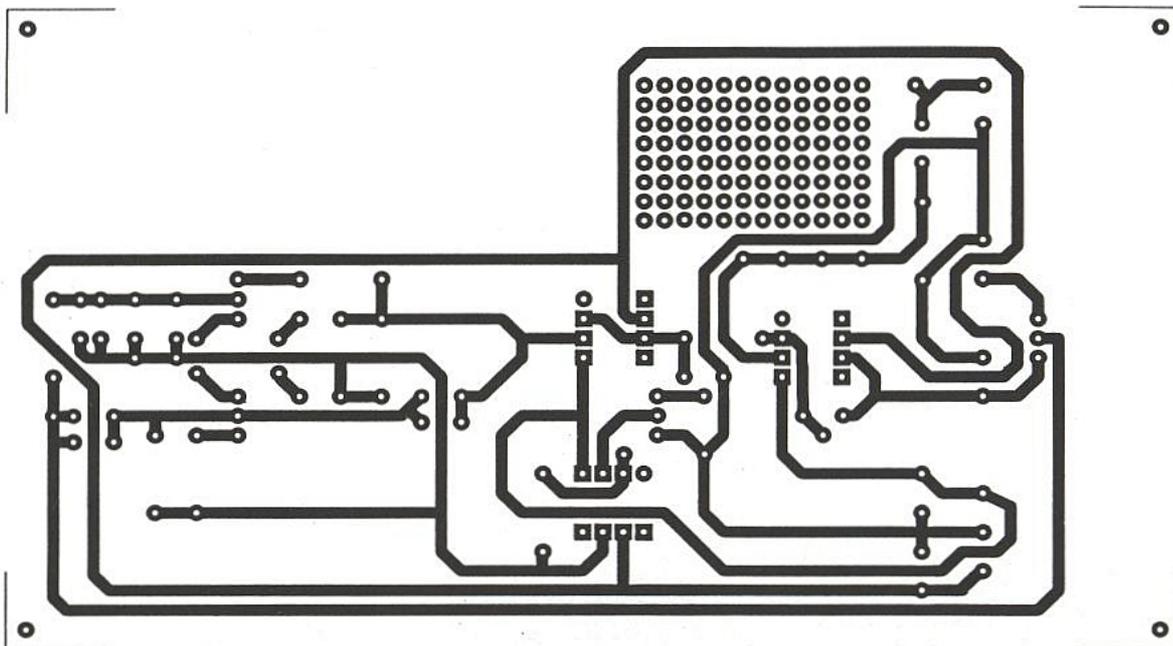
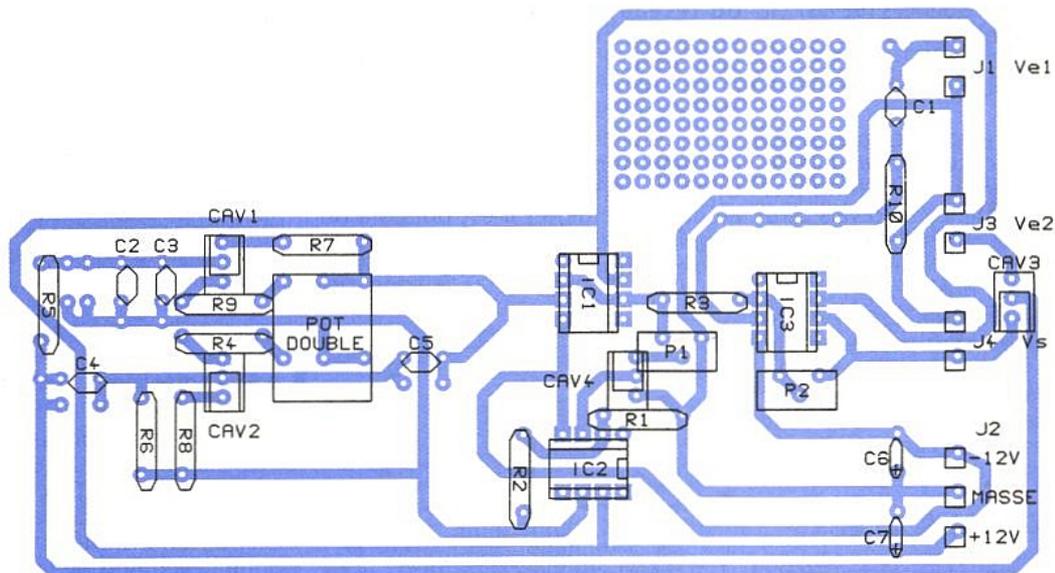


Figure 31 : circuit imprimé de la carte d'étude.



■ Implantation : attention, les numéros des composants sont différents de ceux de la figure 27.

cas modifier l'implantation en conséquence. Signalons enfin, que les deux cavaliers (CAV1 et 2) permettent d'utiliser soit des résistances fixes, soit un potentiomètre double, que CAV3 permet de configurer l'ensemble en passe-bande : (entrée sur J1 et sortie sur J4), ou en réjecteur (entrée sur J3 et sortie sur J4) et que CAV4 donne la possibilité de travailler avec ou sans réaction sans dérégler le potentiomètre.

CONCLUSION :

Le circuit qui a été ici étudié permet de réaliser soit des réjecteurs, soit des passe-bandes de manière simple et surtout ajustable assez facilement. Comme déjà signalé, il peut être rendu réglable au moyen de deux éléments seulement, ce qui représente une simplification par rapport au Double T sy-

métrique, et ses performances seront correctes à condition de bien apparier les éléments qui devront être d'autant plus stables dans le temps et en fonction de la température que la sélectivité sera élevée. Cette situation est tout à fait normale, mais ne doit pas être oubliée sous peine de possibles désillusions, qui se produiraient de toutes façons avec tout circuit très sélectif.

G. GIROLAMI

BERIC

43, rue Victor-Hugo 92240 MALAKOFF
Tél. : 46.57.68.33 - Fax : 46.57.27.40
Métro : Porte de Vanves

vous propose

TÉLÉVISION AMATEUR FM 1255 MHz

Une chaîne complète ÉMISSION-RÉCEPTION VIDÉO + SON

NOUVEAU

EMISSION

EVSM ① Emetteur TV FM, 400 mW HF

Monté réglé avec boîtier

3500,00 F

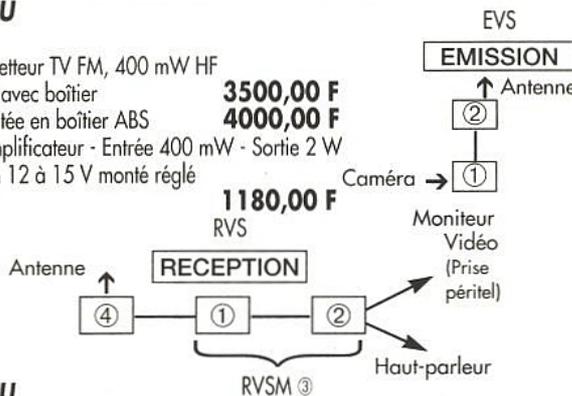
Version montée en boîtier ABS

4000,00 F

EVSM ② Amplificateur - Entrée 400 mW - Sortie 2 W

Alimentation 12 à 15 V monté réglé avec boîtier

1180,00 F



NOUVEAU

RVSM ① Tuner accordable de 950 MHz à 1750 MHz

Sortie bande de base. Largeur F.I. 27 MHz.

Monté et réglé dans son boîtier

690,00 F

RVSM ② Préamplificateur 1,2 GHz, 2 étages.

Gain 35 dB : Entrée GaAs Fet, filtre passe-bande, MMIC, atténuateur à diodes PIN commandé par la CAG du tuner.

Monté réglé avec boîtier

1180,00 F

RVSM ② Platine traitement vidéo et sous-porteuse son avec CAF : 2 sorties vidéo 75 Ω. Sortie son : 8 Ω 1 W et auxiliaire. Sortie CAG pour S-mètre et préampli.

Montée réglée nue sans alimentation complémentaire à RVS①

910,00 F

RVSM ③ = RVSM ① + RVSM ②

Monté réglé en boîtier avec alimentation

2600,00 F

AVS antenne fouet à gain

389,00 F

Règlement à la commande • Port PTT et assurance : 30 F forfaitaires • Expédition SNCF : facturée suivant port réel • Commande minimum 100 F (+ port) • BP 4 MALAKOFF • Fermé dimanche et lundi. Heures d'ouverture : 9 h - 12 h 30/14 h - 19 h sauf samedi 8 h - 12 h 30/14 h - 17 h 30 • Tous nos prix s'entendent TTC mais port en sus. Expédition rapide. En C.R. majoration 24 F • CCP Paris 16578.99.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances

- R1 = 10 kΩ
- R2 = 12 kΩ
- R3 = 2,2 kΩ
- R4 = 1 kΩ
- R5 = 10 kΩ
- R6 = 10 kΩ
- R7 = 10 kΩ
- R8 = 10 kΩ
- R9 = 1 kΩ
- R10 = 1,2 kΩ
- Pot Double = 100 kΩ
- PV1 = 10 kΩ
- PV2 = 33 kΩ

Condensateurs :

- C1 = 100 nF
- C2 = 10 nF
- C3 = 10 nF
- C4 = 10 nF
- C5 = 10 nF
- C6 = 22 μF/25V
- C7 = 22 μF/25V

Circuits intégrés :

IC1 = IC2 = IC3 = LF 351 ou tout autre ampli à entrées FET.

Divers :

- barrette de support tulipe
- borniers.

INTERFACE ANALOGIQUE OPTO-ISOLÉE

Suite à nos deux précédents articles

concernant l'alimentation 2X40 V 3A et

son module de commande, nous vous

proposons ici le module interface qui

permet de relier les deux. Nous avons

tenu, cependant, à conserver le

caractère indépendant de cette

réalisation qui n'est pas obligatoirement dédiée à l'alimentation. On dispose

ainsi d'une interface analogique isolée galvaniquement par l'intermédiaire

d'optocoupleurs qui trouvera sûrement quantité d'autres applications possibles.

Etant principalement destinée à servir d'interface pour l'alimentation 2X40 V 3A d'un numéro précédent, on a établi les principales caractéristiques que doit supporter cette réalisation en conséquence :

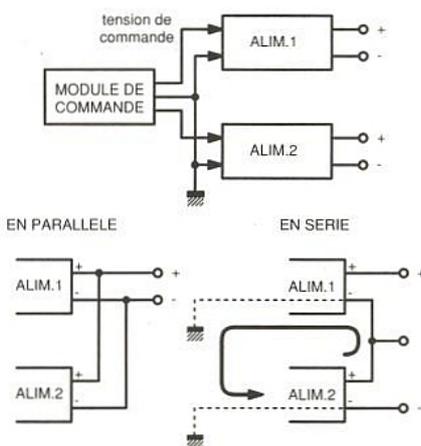
- Tout d'abord, et c'est le plus important, il faut que les étages de commande de chaque canal soient isolés galvaniquement. En effet, les deux étages de sortie de l'alimentation peuvent être disposés aussi bien en mode parallèle qu'en mode série.

Si les diverses tensions de commande fournies aux modules de puissance ont un point commun, cela créera un court-circuit destructeur (figure 1). Pour remédier à cela, on doit utiliser des optocoupleurs en étage tampon (figure 2).

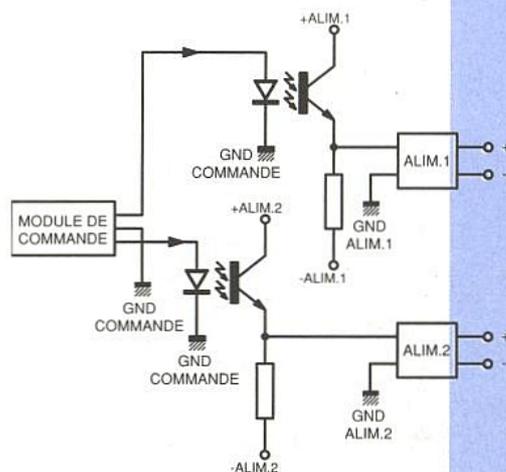
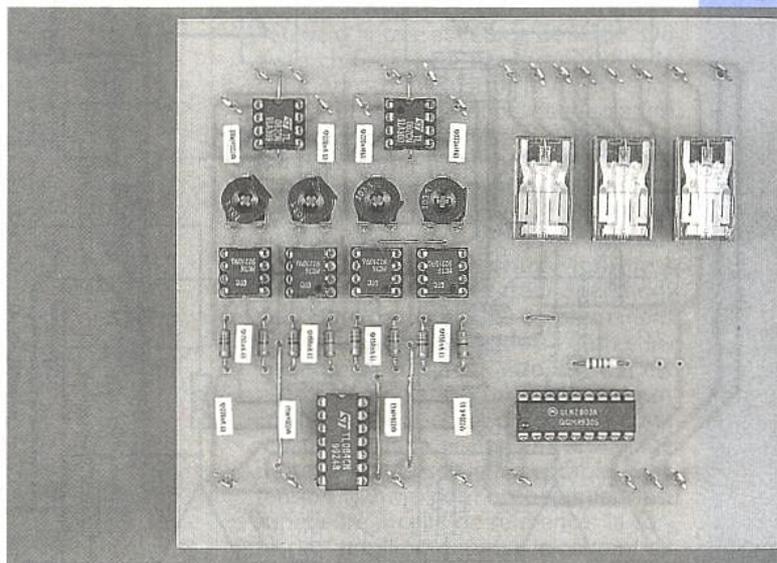
- Les diverses tensions de commande que doit fournir cette interface peuvent se répartir entre 0:5V et 0:-2V. La tension doit donc permettre une grande excursion et ceci aussi bien en polarité positive que négative.

- Les tensions que doit lire le module à microprocesseurs doivent être les plus précises possibles. Mais, là encore, aucun des deux canaux ne doit disposer d'une référence commune. On aurait pu faire un circuit à base d'optocoupleurs pour cette partie, mais les

dispersions et le fonctionnement essentiellement non linéaire sur ces composants optoélectroniques n'aurait pas donné un résultat satisfaisant. On va donc utiliser un subterfuge : en considérant que l'afficheur LCD ne donne que la valeur du canal courant, on peut placer la référence du module



■ Figure 1 : le rôle de la carte d'interface.



■ Figure 2 : la procédure utilisée.

d'affichage à celle de l'alimentation à visualiser. Cette commutation ne s'affectant que lorsqu'on change de canal par les touches A ou B, elle n'a pas de besoin particulier au point de vue rapidité, mais plutôt de la plus grande précision possible. On utilisera alors l'instrument massu, c'est-à-dire la commutation par relais, comme indiqué sur la figure 3.

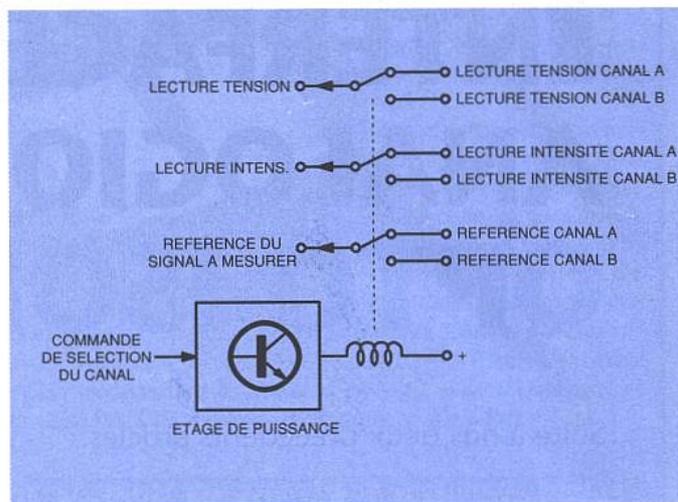
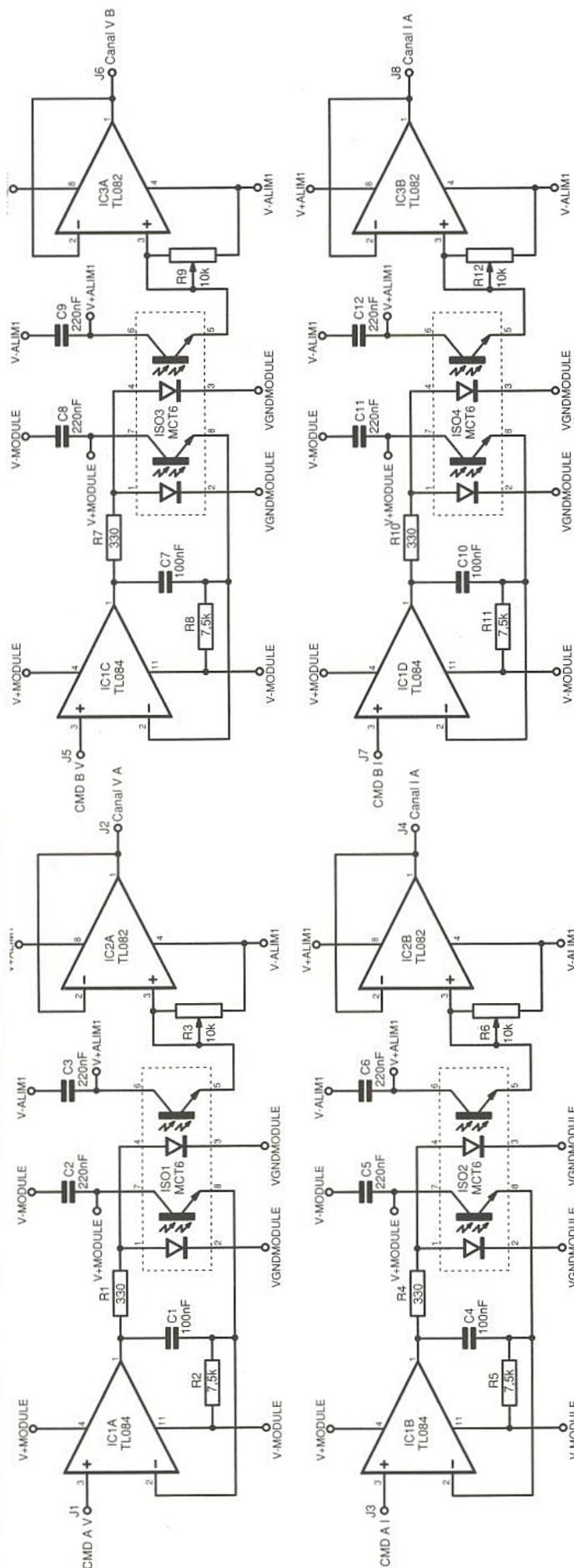


Figure 3 : commutation des sources par relais.

LE SCHÉMA RETENU

Le schéma de principe, proposé en figure 4, met bien en évidence les deux parties principales du montage : l'interfaçage des tensions de commande en provenance du module à microprocesseurs et la commutation des tensions de lecture.

La production des tensions de commande fait intervenir des optocoupleurs du type MCT6. Vous auriez pu vous douter que les deux optocou-

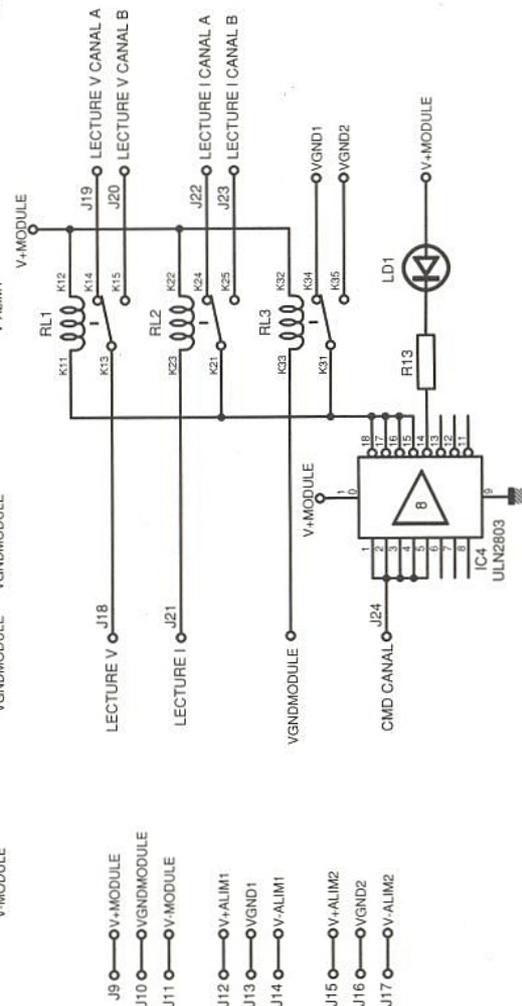
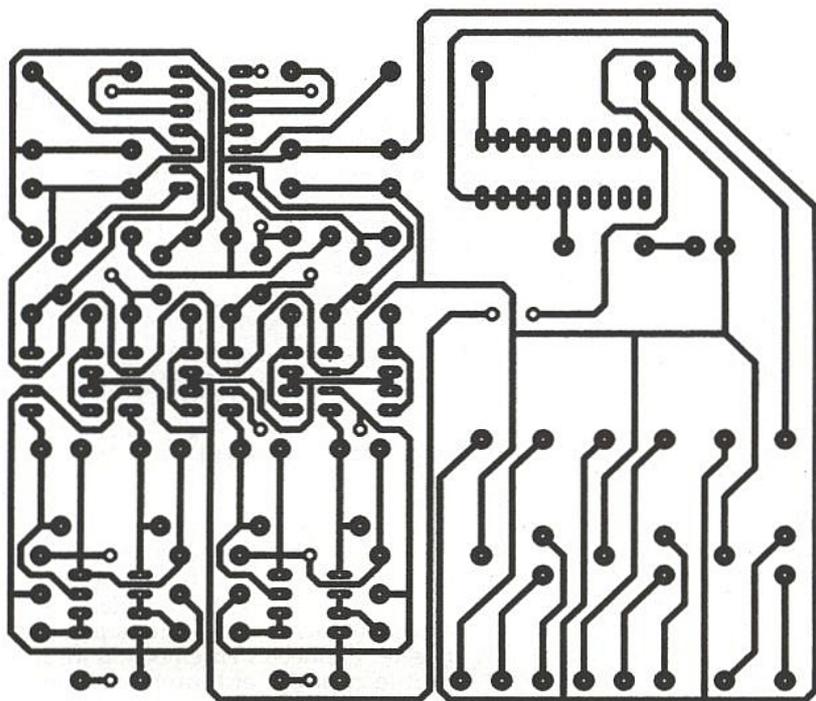
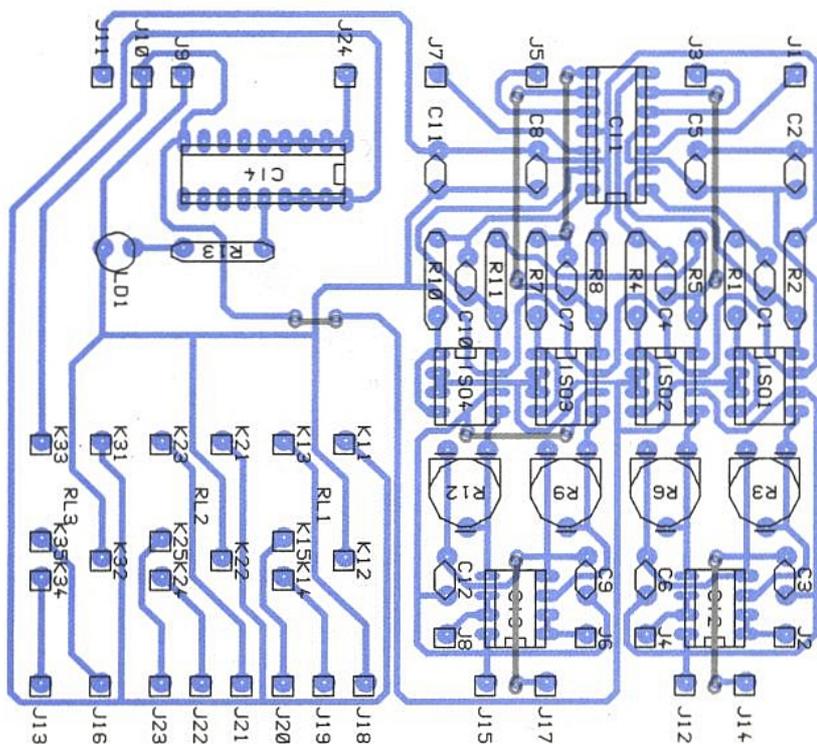


Figure 4 : le schéma de principe.

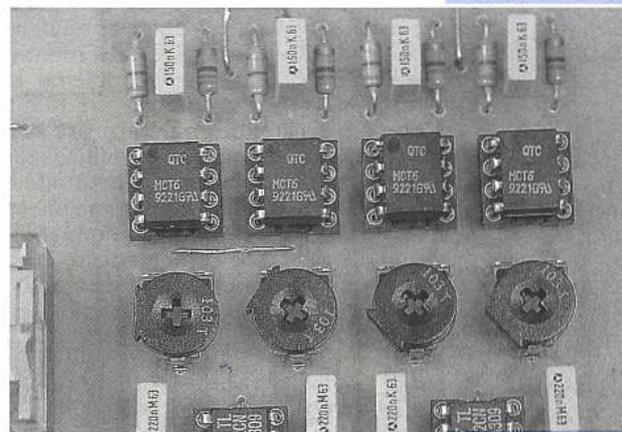


■ Figure 5 : le circuit simple face de la carte d'interface.

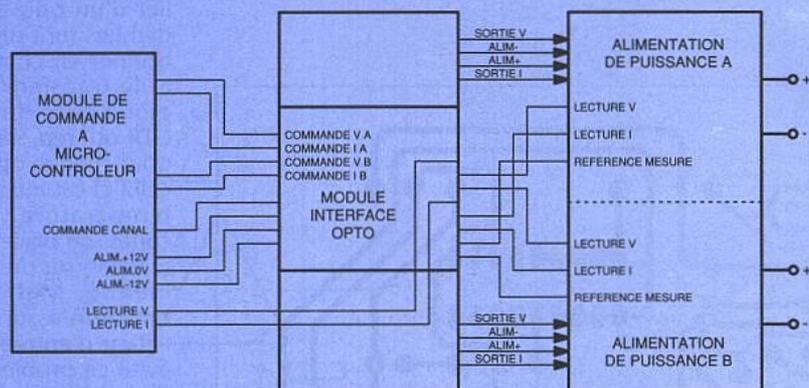


■ Figure 6 : l'implantation met en œuvre sept straps pour rester en simple face.

pleurs servent à deux canaux différents. Mais il en est autrement et ceci en raison du fonctionnement particulier d'un optocoupleur. En effet, ces derniers sont surtout prévus pour fonctionner en commutation numérique, et le transfert d'une tension analogique pose quelques problèmes. Le CTR qui représente le rapport I_c/I_f est pour chaque optocoupleur différent et celui-ci est aussi très dépendant de la température. Pour combler ces lacunes, on place une boucle de contre-réaction sur un optocoupleur de commande. Malheureusement, cette boucle n'assure pas l'isolation entre l'étage d'entrée et l'étage de sortie. On évite ce problème par l'utilisation de deux optocoupleurs sur le même substrat. L'un pour la boucle de régulation et l'autre qui est utilisé réellement en tant que sortie. Ils disposent, en effet, du même support et donc du même coefficient de température. Le CTR est aussi similaire pour les deux optocoupleurs. La tension d'entrée fournie à l'entrée + de l'amplificateur opérationnel TL084 est comparée en permanence à la tension appliquée à l'entrée inverseuse du TL084. Cette tension est celle qui provient d'un étage à optocoupleur. Celui-ci est polarisé par une résistance qui le place dans une plage de tensions de sortie acceptable. Si la tension fournie par l'optocoupleur est supérieure à celle de référence, la sortie de l'ampli-op diminue le courant de sortie dans la Led de commande de l'optocoupleur. Si, par contre, la tension fournie par l'optocoupleur est inférieure, l'ampli-op augmentera le courant de sortie. Un condensateur de 100 nF en contre-réaction sur l'ampli-op évitera toute suroscillation parasite due au déphasage assez important introduit par cette boucle à base d'optocoupleur. On a donc une régulation de cette moitié d'optocoupleur et, en cas de dérive thermique qui influencerait sur le CTR, le même processus serait appliqué et donc compenserait les fluctuations du composant. Cette partie assu-



■ L'interfaçage nécessite quatre doubles opto-coupleurs de type MCT6.



■ Figure 7 : l'interconnexion générale dans le cas de l'alimentation 2 X 40 V/3A.

re donc en parallèle la commande de l'optocoupleur chargée de commander réellement l'alimentation. Le courant d'attaque de la LED est le même que pour l'étage de régulation et les fluctuations thermiques se répercutent de la même façon sur les deux optocoupleurs. On dispose en définitive, en sortie, d'une tension qui est à peu près la même que pour l'optocoupleur de régulation. Elle diffère un peu car les diverses résistances de polarisation n'ont pas exactement la même valeur et les CTR de chacun des deux optocoupleurs, bien que sur le même substrat, ne sont pas forcément identiques.

On le rattrape par le potentiomètre ajustable sur l'étage de sortie. Une moitié de TL082 est disposée en étage tampon pour ne pas influencer la tension et le courant de fonctionnement de l'optocoupleur.

La lecture des tensions et intensités de sortie se fait donc directement sur la carte à microcontrôleur, mais après avoir été aiguillée par un ensemble de relais. On doit en effet, lors de la mesure, commuter les entrées tension et intensité mais aussi le point de référence de chaque alimentation. La mesure pourra donc se faire sans problème, la résistance interne de chaque relais étant négligeable par rapport à la haute impédance de l'amplificateur opérationnel de lecture sur le module afficheur. Le module de commande se chargera lui-même de la commutation du bon canal par l'intermédiaire d'un étage de puissance à base de transistors Darlingtons intégrés dans le ULN2803A.

LA RÉALISATION

Sur les figures 5 et 6, vous trouverez le dessin du circuit imprimé. Celui-ci ne pose pas de problème particulier. Il ne faudra pas oublier les sept straps disposés sur la carte et, plus particulièrement, les deux straps se trouvant sous les TL082 de sortie. La connexion aux autres modules se fait par l'intermédiaire de cosses poignard.

Le câblage des trois modules

Le câblage des trois modules, pour disposer de l'ensemble de l'alimentation, est représenté sur la figure 7. Il faut, toutefois, bien préciser que la plus extrême prudence est à respecter pour ne pas introduire de point de référence caché entre chacun des deux canaux de l'alimentation et du module de commande. Pour cela, toutes les connexions destinées au module de commande sont sur un côté tandis que vous pourrez trouver sur l'autre les branchements aux deux étages de puissance.

La mise au point de l'ensemble

Le module nécessite une phase de mise au point mais, rassurez-vous, minime. En effet, de par le principe utilisé dans le positionnement des diverses tensions de commande, le seul critère important se résume à la plage de sortie de ce module d'interface. Il faut en effet que la tension de sortie qui englobe la plage de commande soit 0:2V et 0:-5V. Pour cela, vous utiliserez directement le module de commande à microprocesseur. En positionnant la tension de sortie à 0 V, vous devez obtenir 0 V à la sortie de l'optocoupleur. Pour une valeur de sortie de 40 V, vous devez obtenir -5 V. Ces valeurs ne sont qu'indicatives et ne nécessitent pas une énorme précision. Vous pourrez tout aussi bien disposer en sortie d'une plage entre -0,5 V et 5,5 V, mais il faut que la plage 0 V:- 5 V soit toujours adressable. C'est-à-dire qu'une excursion entre -0,01 V et 4,98 V ne permet pas d'atteindre toute la plage de commande. Une plage de commande plus grande n'influe pas sur la plage de sortie, mais plutôt sur la précision. Vous aurez en effet moins de pas entre 0 V et -5 V.

CONCLUSION

Nous voilà donc à la fin de cette série d'articles autour de laquelle vous avez pu voir l'application de techniques très différentes. Chacun de ces modules est exploitable séparément et a sa propre finalité. Connectés ensemble, ils assurent le contrôle et l'interfaçage en toute sécurité d'une alimentation de puissance. L'électronique numérique demande parfois l'aide d'un peu d'analogique pour dévoiler toute sa puissance et son utilité. Voilà qui est fait !

P. de CARVALHO

NOMENCLATURE

Résistances

R1, R4, R7, R10 : 330 Ω
R2, R5, R8, R11 : 7,5 k Ω
R3, R6, R9, R12 : 10 k Ω Aj.
R13 : 1,1 k Ω

Condensateurs

C1, C4, C7, C10 : 100 nF
C2, C3, C5, C6, C8, C9, C11, C12 : 220 nF

Semi-conducteurs

ISO1, ISO2, ISO3, ISO4 : MCT6

Circuits intégrés

IC1 : TL084
IC2, IC3 : TL082
IC4 : ULN2803A

Divers

RL1 à RL3 : Relais National HB1-DCSV

LE DÉCAPAGE DES RESINES EPOXY

Bien que de plus en plus concurrencées

par des produits tels que les

polyuréthanes, les silicones, ou les

acryliques, les résines époxy (ou

époxydes) sont très largement

employées pour l'encapsulation de

composants et de sous-ensembles

électroniques, ainsi que pour le collage des CMS. Très appréciés pour leur

adhérence et pour leur haute résistance aux agressions les plus diverses,

ces produits sont évidemment difficiles à éliminer lorsqu'on souhaite dégager

les composants pour réparation ou simple examen. Même si le matériel de

décapage mécanique ou thermique a fait des progrès, les solvants chimiques

ne sont pas en reste et représentent bien souvent l'unique solution raisonnable.



Les trois principales méthodes

Selon la nature du problème à résoudre, on peut envisager de faire appel à l'une ou l'autre des trois techniques suivantes, voire à une combinaison de celles-ci: attaque mécanique, thermique, ou chimique. Le choix sera dicté par la nature et l'épaisseur de la matière à éliminer, mais surtout par les exigences relatives à la préservation des composants enrobés: on ne traitera évidemment pas de la même façon un circuit intégré "chip on board" raccordé par des fils arachnéens, et un module ne contenant guère que des transistors de puissance en boîtier métallique!

L'attaque mécanique, la plus brutale mais aussi la plus universelle, est généralement menée à l'aide de petites

fraises montées sur un flexible motorisé ou une mini-perceuse.

Certaines résines sont formulées de façon à déjouer ce genre de manœuvre, tout simplement par incorporation d'une poudre abrasive capable de détruire l'outil au premier contact. Acceptable dans le cas de composants robustes entourés d'une forte épaisseur de résine, cette méthode présente l'avantage de pouvoir être appliquée de façon très localisée.

Une amélioration décisive lui a été apportée par PACE (représenté par TEKELEC), sous la forme du système "PROBE-BRAKE": moyennant le branchement d'un fil de masse sur une connexion du module à dépoter, tout contact de la fraise avec un conducteur interne est immédiatement détecté et entraîne le blocage instantané de l'outil.

Les procédés thermiques nécessitent le recours à des températures élevées (jusqu'à 700°C), sensiblement supérieures à celle d'un fer à souder ordinaire et qui ne doivent surtout pas se communiquer aux composants à dégager.

On opère donc généralement à l'aide de "scalpels chauffants" dont la lame fine et pointue permet un travail assez précis, sous réserve d'un bon tour de main.

Certains outils à air chaud, capables de produire un jet très fin et à haute température, peuvent également rendre service, notamment pour le décollage des CMS.

Mais les méthodes chimiques demeurent, moyennant le choix de produits parfaitement adaptés au but poursuivi, les moins brutales et les plus rapides, tout en n'exigeant souvent aucune dextérité particulière.

COMMENT DISSOUDRE LES EPOXY

Dissoudre est un bien grand mot en ce qui concerne les enrobages époxydes durcis, car solidifiés par réaction d'un durcisseur avec la résine proprement dite, ces produits sont très résistants à beaucoup de produits chimiques.

Les solvants utilisables opèreront plutôt par effritement ou ramollissement que par dissolution proprement dite. Il en résultera souvent un gonflement qui, générateur de contraintes mécaniques sur les composants enrobés, nécessitera des précautions accrues lorsque ceux-ci seront particulièrement fragiles (apporter le strict minimum de produit, et renouveler l'application autant de fois que nécessaire). Dans l'ensemble, les époxydes ne résistent pas très bien aux acides: on peut obtenir des résultats, mais pas particulièrement rapides, avec de l'acide acétique concentré froid, avec de l'acide sulfurique concentré chaud, ou avec de l'eau régale (80% d'acide chlorhydrique et 20% d'acide nitrique). Mais ces réactifs puissants sont loin d'être inoffensifs pour les composants enrobés, ni d'ailleurs pour l'opérateur...

Des formules spéciales ont donc été développées par l'industrie chimique, dans le double but d'accélérer le processus et de protéger les composants à dégager. Et de plus en plus, certains fa-

bricants cherchent aussi à préserver l'environnement et le confort de l'utilisateur.

La plupart des producteurs de résines d'enrobage ont mis au point leur propre solvant, qui agit évidemment aussi sur un certain nombre de matériaux concurrents. Offerts surtout à des fins de nettoyage du matériel d'application, ils ne sont pas forcément très sélectifs et peuvent avoir certains effets indésirables sur les composants fragiles.

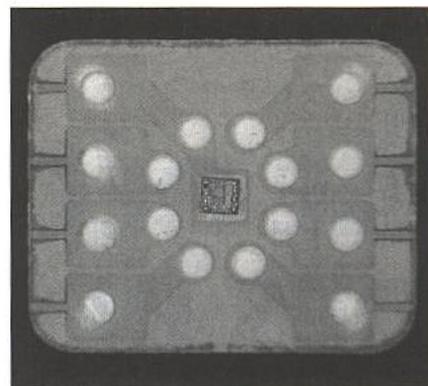
Un exemple d'un tel produit, particulièrement actif mais d'une assez bonne sélectivité, est l'ECCOSTRIP 93 de GRACE ELECTRONIC MATERIALS (représenté par Emerson et Cuming France). Il présente l'avantage d'être utilisable à température ambiante.

Mais les produits spécifiques adaptés au dégagement de composants enrobés sont surtout disponibles auprès de fabricants spécialisés. Utilisables à froid ou à chaud suivant leur composition, leur variété permet de résoudre la plupart des problèmes pratiques, moyennant une assistance technique si nécessaire.

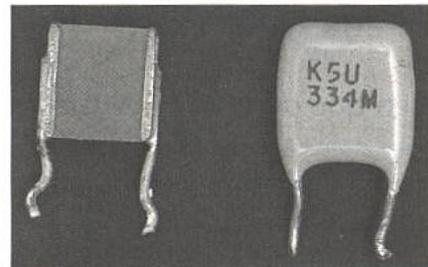
ELECO PRODUITS dispose en particulier de la gamme des solvants PANASOLVE, qui réunit un vaste choix de produits à usage électronique ou industriel.

Le tableau de la figure 1 rassemble les principaux solvants de la marque susceptibles d'être utilisés pour l'élimination des enrobages époxy en électronique générale.

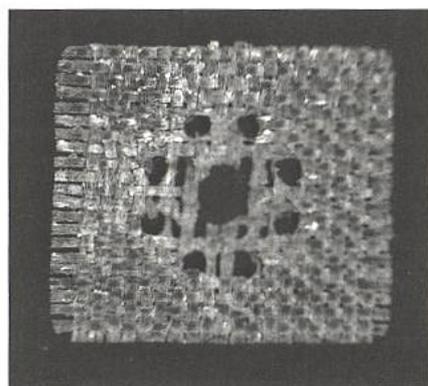
Certains sont très sélectifs, au point qu'ils n'attaqueront pas toutes les fa-



Panasolve 180 à chaud :
la puce a été libérée mais pas décollée.



Panasolve 180/185 à chaud.



EPOXY	ENLEVEMENT DE RELEVEMENTS DE CARTES	DESENROBAGE DE MODULES	DESENCAPSULATION DE COMPOSANTS
BASE ETHER DE PROPYLENE-GLYCOL : PANASOLVE 710 PANASOLVE 711 PANASOLVE 750		X X X	X X X
BASE ETHER D'ETHYLENE-GLYCOL : PANASOLVE PLUS PANASOLVE PLUS SG PANASOLVE PLUS 500		X X X	X X X
BASE CHLORURE DE METHYLENE : PANASOLVE 160	X	X	X
BASE N-METHYL PYRROLIDONE : PANASOLVE NMP PANASOLVE 180 PANASOLVE 185 PANASOLVE 185 SG		X X X X	X X X X
FORMULATIONS SPECIALES : PANASOLVE DECAP PANASOLVE 100 PANASOLVE 699	X	X X	X X

Figure 1 : les solvants Panasolve.

milles d'époxydes: les PANASOLVE PLUS, par exemple, ne dissoudront guère que les époxy à durcisseur anhydre, et encore à chaud (100°C).

PANASOLVE 160, pour sa part, détruira également (mais obligatoirement à froid) les époxy à durcisseur amine mais pas les résines dites "de transfert" qu'il faudra soumettre à PANASOLVE DECAP (à 150°C).

D'autres sont peu sélectifs, mais parfois encore plus puissants: ainsi, les formules à base de N-méthyl pyrrolidone (en particulier PANASOLVE 180 et 185) attaquent même (à chaud) le stratifié verre époxy des circuits imprimés!

Malgré leur grande efficacité, ces produits récents présentent l'immense avantage d'être non polluants, pratiquement inodores et quasiment non toxiques. C'est un progrès notable par rapport aux formules à base d'acide acétique et de chlorure de méthylène, dangereuses et désagréables à utiliser. Lors de nos essais (voir photos), nous avons découvert qu'ils pouvaient aussi bien désenrober complètement un condensateur céramique qu'extraire la puce d'une télécarte, et cela en quelques minutes à 90°C.

Ces produits restent par contre sans effet sur l'époxy "B", celui-là même que l'on utilise très largement pour mouler les boîtiers de circuits intégrés, mais qui pourrait bien céder progressivement la place à des résines plus modernes comme les polybutadiènes, mieux adaptées aux puces de plus en plus grandes.

Il faudra alors sans doute encore de nouveaux solvants!

UNE METHODOLOGIE PRATIQUE

Tout cela est très beau en théorie, mais l'électronicien que la chimie des plastiques ne passionne pas vraiment risque bien de demeurer plutôt perplexe face à un enrobage dont il ignore tout de la nature (peut-être d'ailleurs n'est-ce même pas de l'époxy!)

Dans la plupart des cas, des essais préliminaires s'imposent, soit sur une pièce-témoin s'il s'agit de désenrober des composants discrets, soit sur un prélèvement de matière pratiqué mécaniquement dans l'enrobage du module à dépoter.

Si les échantillons ne sont pas comptés, il est même possible de mener simultanément plusieurs de ces tests, car certains peuvent prendre des heures.

Notre expérience personnelle, notamment en matière de micromodules de cartes à puce, nous pousse à conseiller de commencer par une immersion dans du PANASOLVE 160 ou de l'EC-COSTRIP 93 à température ambiante. Le récipient idéal pour ce genre de manipulation est un emballage de cartouche de film 24x36 de marque FUJI (petite boîte en polyéthylène transparent, matière qui résiste à la totalité des solvants considérés, et dont le couvercle est particulièrement étanche, li-

mitant l'évaporation et l'émission d'odeurs).

Si aucune attaque visible ne se manifeste dans l'heure qui suit, on peut abandonner définitivement cette famille de produits: il va falloir opérer à chaud!

On essaiera alors du PANASOLVE 180 ou 185 au fond d'un tube à essais plongé dans de l'eau en ébullition (technique du "bain-marie").

Faute d'une désagrégation dans l'heure, on passera à un chauffage direct sur une flamme, jusqu'à l'ébullition du solvant (soit environ 200°C). Si rien ne se passe toujours dans les heures qui suivent (au maximum 4), on peut encore essayer PANASOLVE DECAP, mais il faudra sans doute se résoudre à employer, avec un soin minutieux, une méthode mécanique ou thermique.

Mais peut-être n'est-on pas en présence d'époxy! En cas de doute, on fera un essai avec PANASOLVE PLUS, d'abord à froid pendant 24 heures, puis à 100°C pendant 2 à 3 heures.

L'inconvénient des solvants agissant à chaud est un risque de déformation de certaines pièces, même non attachables par le produit. On s'efforcera donc, après essais, d'opérer à la température la plus basse compatible avec un délai de décapage raisonnable.

Notons de toute façon que, selon la composition de la résine à désagréger, les temps de réaction peuvent s'échelonner de quelques dizaines de minutes à plus de 24 heures par millimètre d'épaisseur!

Il importe de surveiller régulièrement

les progrès de l'attaque, d'où la commodité d'utiliser un récipient transparent.

Dès que l'on commence à apercevoir les composants internes, il est prudent d'interrompre les opérations, de rincer soigneusement la pièce à l'eau, et de s'assurer que l'attaque se limite à la résine d'enrobage: il serait en effet encore temps de changer de produit ou de technique!

Si les composants à dégager sont particulièrement fragiles (fils de connexion d'une puce, par exemple), il faut éliminer très fréquemment les particules de résine désagrégée, avant qu'elles ne commencent à gonfler dangereusement.

Si un rinçage périodique ne suffit pas, on peut à la rigueur se servir d'un pinceau très fin et très doux, ou mieux d'un système d'aspiration capable d'absorber un peu d'eau.

CONCLUSION

Même si elles exigent du temps, de la minutie, et des produits parfois très spécifiques, ces méthodes permettent de venir à bout de beaucoup de résines époxy et donc de réparer ou inspecter des circuits complètement enrobés.

Leur principal avantage est de ne nécessiter aucun matériel spécial, et de ne pas présenter de risque sérieux pour un opérateur qui respecte les précautions élémentaires du travail avec des produits chimiques.

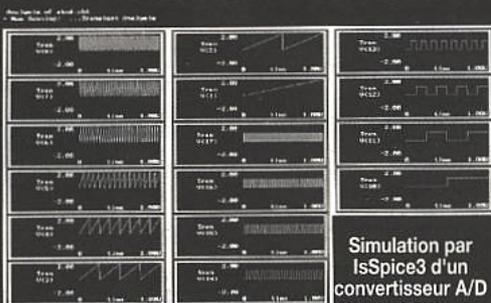
Elles vous serviront très certainement un jour ou l'autre!

Patrick GUEULLE

SIMULATION ÉLECTRONIQUE MIXTE

IsSpice3 affiche les signaux pendant les calculs !

- Entrée de schémas
- Simulation SPICE
- Bibliothèques de modèles
- Monte Carlo
- Oscilloscope logiciel
- Prix ABORDABLES



Simulation par IsSpice3 d'un convertisseur A/D

ENVIRONNEMENT INTÉGRÉ - UTILISATION AISÉE

Les progiciels ICAPS pour PC ou MAC permettent de dessiner un circuit mixte analogique/digital et d'évaluer ses performances avant de le construire réellement. Un ensemble ICAP est composé de quatre modules principaux :

- **SPICENET**, outil dédié à la saisie de schémas.
- **PRESPICE**, qui comprend, entre autres, des bibliothèques de composants très complètes.
- **ISSPICE**, noyau de calcul SPICE, effectue des analyses AC, DC, transitoire, time noise, pole-zero,.... La nouvelle version IsSpice3, basée sur le SPICE 3E.2 de Berkeley, permet en plus d'évaluer des expressions booléennes et des multipôles définis par une simple équation.
- **INTUSCOPE**, oscilloscope logiciel, affiche, manipule et effectue des opérations sur les courbes obtenues aux différents nœuds après simulation. Il existe plusieurs versions ICAPS, à partir de 9800 F H.T. ICAP est un produit de la société INTUSOFT.

Documentation, disquette de démonstration, information technique ou commerciale, Services d'ingénierie, Contactez-nous !



EXCEM
Département
Produits Informatiques
12, chemin des Hauts de
Clairefontaine 78580 MAULE
Tél. : (1) 34 75 13 65
Fax : (1) 34 75 13 66

CAO

"CADPAK" = SAISIE DE SCHEMAS



DESSIN ET ROUTAGE DE CIRCUITS-IMPRIMES

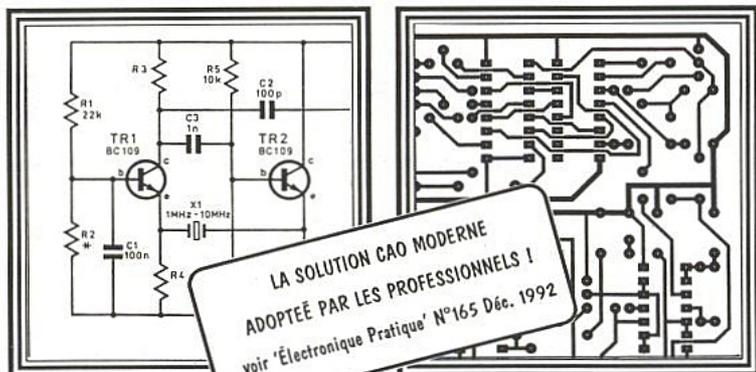
SUR PC AT

et

'386/'486

NE SOYEZ PAS UN DINOSAURE..

...pour 1490 F TTC franco achetez "CADPAK"...



LA SOLUTION CAO MODERNE
ADOPTÉE PAR LES PROFESSIONNELS !
voir 'Électronique Pratique' N°165 Déc. 1992

Interface utilisateur graphique moderne (icônes et souris)-Ecrans CGA, EGA, VGA, SVGA, avec ZOOMS - Export de fichiers vers PAO/TT - PCB en simple et double-face - Bibliothèques standards et CMS (extensibles par l'utilisateur) - Sorties sur matricielles, Lasers, plotters, Gerber, perçage à CN. NOTICE EN FRANCAIS. (version Démo contre chèque 50 Francs)

Multipower

22 Rue Emile Baudot
91120-Palaiseau
Tel: (1) 69 30 13 79
Fax: (1) 69 30 60 41

LA CARTE D'INTERFACE UNIVERSELLE ADS232

La carte d'interface universelle ADS232

de la société ADS permet de résoudre

un des problèmes auquel est confronté

le concepteur d'un système devant

commander des actionneurs déportés,

comme par exemple, dans un

ensemble domotique. L'écriture de

l'applicatif dans un langage de haut niveau (BASIC ou C) et la réalisation de

la partie matérielle donne plus d'enthousiasme que l'écriture, en

assembleur, des programmes de commande ; cette carte permet

d'éviter cette contrainte.

Les fonctionnalités de la carte ADS232

La carte permet la lecture de dix entrées ANALOGIQUES. Elle possède 3 ports configurables en entrées/sorties ou pour le contrôle de moteurs PAS à PAS. Il est aussi possible de faire des mesures relatives Résistance-Capacité. Un générateur d'impulsions de largeur variable (PWM) autorise une commande par découpage. Le dialogue avec la carte s'effectue avec un ordinateur ou un terminal par une liaison série. Le logiciel moniteur de la carte dialogue en ASCII, c'est cette partie, la plus intéressante de cette carte, que nous détaillerons, mais commençons par le début.

LA CARTE DISPONIBLE EN KIT

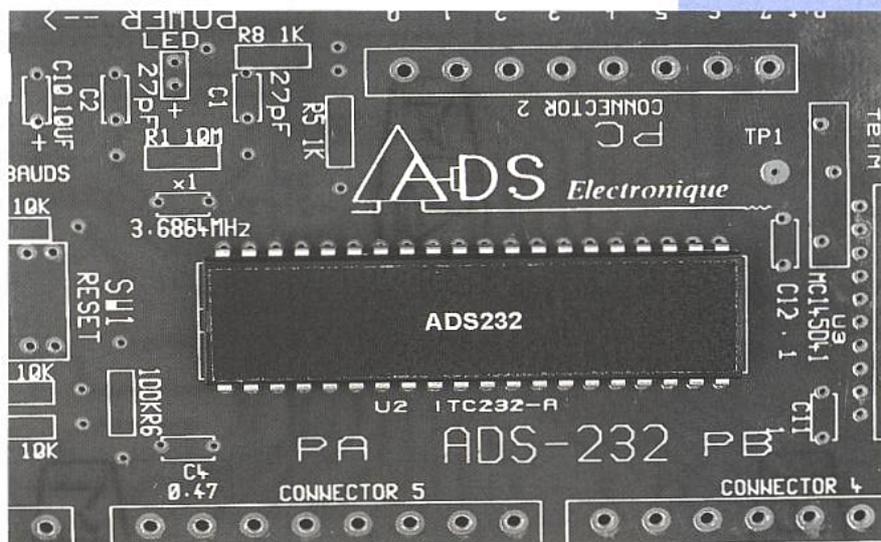
Le Kit se compose du circuit imprimé, des composants nécessaires, d'une disquette et de la documentation. Celle-ci se décompose en deux parties : la notice de montage et la description des commandes moniteur. L'une et

l'autre étant très complètes. Le microprocesseur ADS232 constitue le coeur de cette platine ; ce circuit est piloté par un quartz de 3,6864 MHz, c'est à l'évidence un monochip de la famille MOTOROLA (voir figure 1). Un MAX232 assure la liaison en RS232 avec l'ordinateur hôte ou un terminal. Le troisième circuit intégré U3 de la platine assure la conversion Analogique/numérique des dix entrées analogiques. Trois fils sont nécessaires pour le dialogue entre celui-ci et le monochip, MOTOROLA a développé un bus rapide (PSI) pour le transfert de données entre ses circuits et les monochips de sa famille. Enfin un LM7805 assure l'alimentation du montage, un radiateur n'est pas nécessaire compte tenu de la consommation. La notice indique l'ordre de montage des composants, elle précise aussi qu'une inversion de tension serait fatale à la carte... Le connecteur d'alimentation ne possédant pas de détrompeur, l'adjonction d'une diode de protection sera de bonne augure. La notice d'assemblage nous informe aussi sur la tension maximale admissible sur les entrées (5 V), une résistance de 10 K Ω en série sur les entrées analo-

giques assurera une bonne protection.

Le moniteur

Le dialogue s'effectue avec un terminal ou en basic sous PC (des exemples sont donnés dans la documentation pour le Qbasic), il suffit d'ouvrir une COM puis de passer les commandes. Pour effectuer les premiers pas, la disquette PC contient un programme simulateur de terminal. Le moniteur ergonomique permet une prise rapide de contrôle. Après un appui sur le bouton RESET, on doit voir apparaître le message d'accueil "Welcome to the ITC232-A ? or h for help". Le moniteur indique alors qu'il est prêt à recevoir une commande par l'envoi du prompt >. Les anglophones pourront taper sur le ? et ranger la documentation écrite en français. Le message OOOOOKKKK (sic les visiteurs) ou OK plus froidement signale que la commande a correctement été exécutée, sinon un ?n apparaît avec le chiffre de l'erreur. La touche 'ESCAPE' avorte une commande. Un message d'erreur en clair peut être obtenu, toutefois par option il peut être inhibé. Concrètement, une appli-



cation écrite en BASIC devra envoyer des commandes et analyser les réponses, la suppression des messages d'erreurs en clair allègera le programme, le ?n contenant la même information. Différents formats peuvent être utilisés pour les nombres. Le mode décimal est pris par défaut et est toujours utilisé pour des valeurs supérieures à 255. Les commandes sont constituées d'une suite de lettres, abréviations de

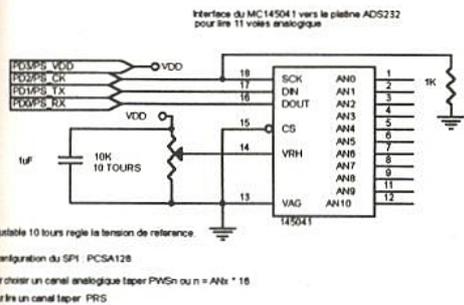
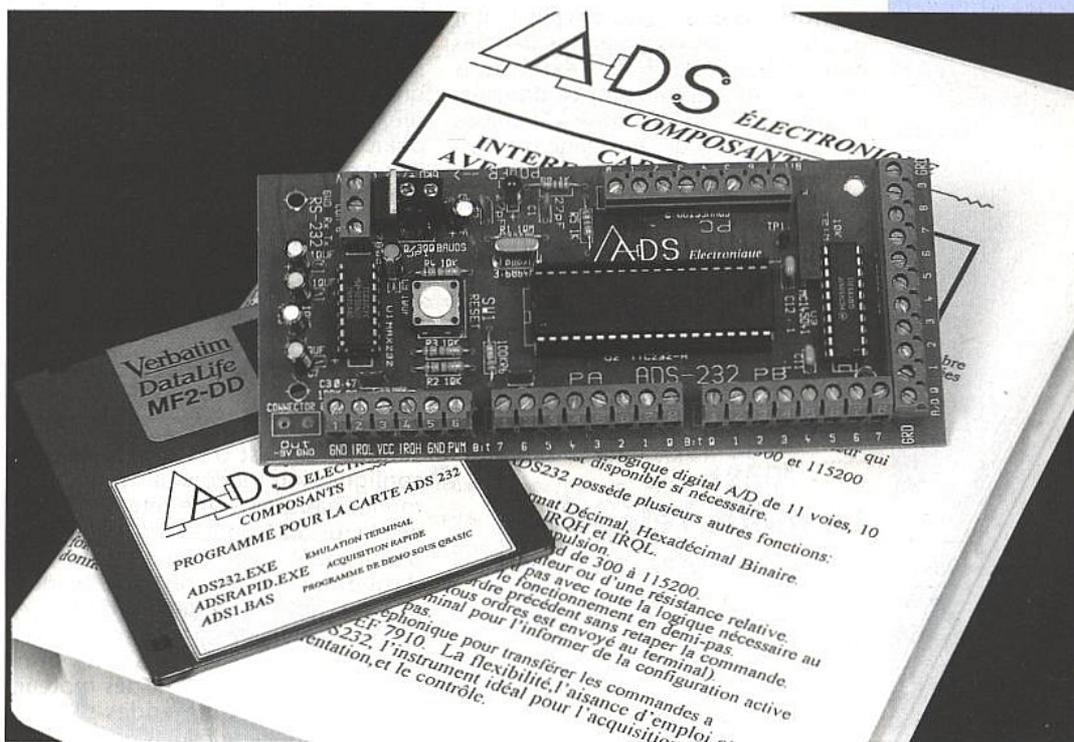


Figure 2 : le MC145041 et le Bus PSI.



BRANCHEMENT DIRECT SUR LA LIGNE TELEPHONIQUE EN UTILISANT UN CIRCUIT MODEM EF7910

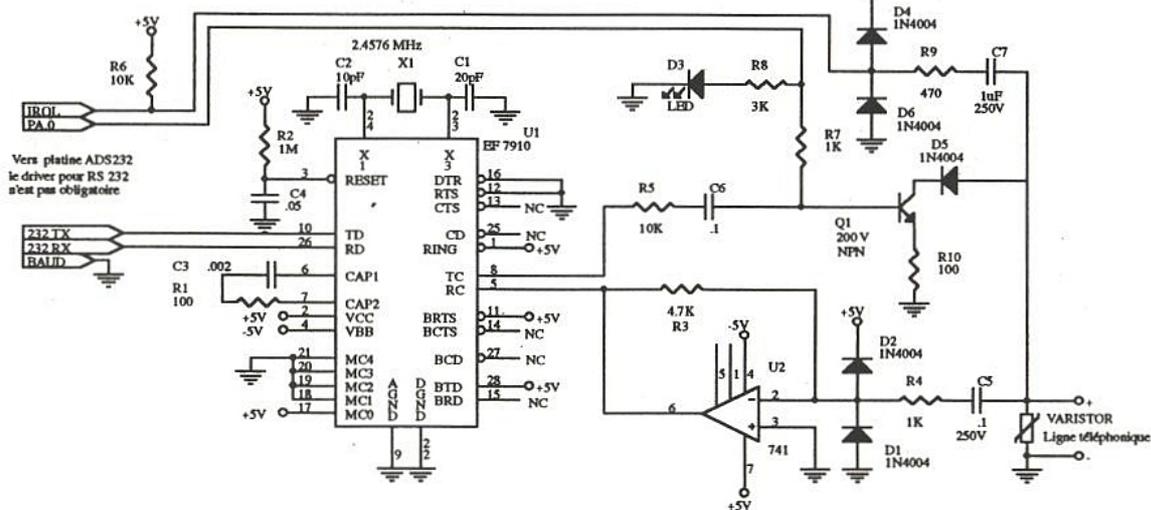


Figure 3 : schéma d'exemple pour le modem.

la commande, et des paramètres ; certaines commandes requièrent le passage par des chiffres (vitesse, nombre de pas, etc.).

Les ports

Le microcontrôleur dispose de trois ports : PA,PB,PC. D'une manière générale il est possible de les utiliser en entrées ou en sorties pour chaque broche PXY ; ainsi "PCA 128" configure PA8 en entrée, les autres PAX en sorties car on a affecté un "un" à PA1...P7 et un

"zero" à PA8(P[ort] C[ommande] A[B ou C] [valeur]) ; on peut tout aussi bien le déclarer en binaire ou en hexadécimal. Toujours par des commandes de ce type : P<ort> X<commande W ou R> < A,B,C > <Valeur>, il est possible de lire ou d'écrire dans les trois ports. L'utilisation de moteurs pas à pas requièssonne les 4 bits de poids fort des ports pour chaque moteur. De même la mesure de circuits R, C (quatre maximum) nécessite PC0,1,2,3. Le moniteur peut gérer une liaison téléphonique, dans ce cas PA0,

l'IRQL et 232TX et 232RX sont utilisés. Enfin le port D se charge de la gestion de 232TX et 232RX et du bus SPI.

Le convertisseur A/D 10 voies 8 bits

Le MC145041 est utilisé à cette fin sur la platine ADS232, la figure 2 donne un éclaté du montage. Le moniteur connaît uniquement des commandes relatives au bus SPI. Pour lire une valeur sur une des voies, il faut envoyer

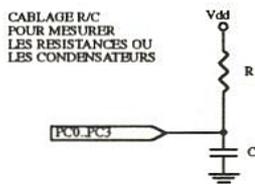
les ordres de gestion du bus SPI. Plutôt que d'avoir des commandes dédiées pour le MC145041, des extensions sont possibles en utilisant ce principe. La patte 15 (CS\) est mise à la masse par une gestion de décodage d'adresse appropriée (en utilisant des PXX), il est possible d'ajouter des circuits compatibles avec ce BUS SPI. La commande P(ort) C(onfigure) S(erial) puis R(ead) W(rite) A(II) VALEUR permet toutes les configurations des circuits SPI. En fait cette commande va directement écrire VALEUR dans le registre SPI du monochip. Pour l'utilisation du MC145041, il suffit de passer les commandes comme indiqué dans la notice...

Le mode téléphone

Le moniteur ADS232 est mis dans ce mode en plaçant BAUDS à la masse, la figure 4 donne le schéma électrique du modem. Le dialogue s'effectue à une vitesse de 300 bauds, le moniteur gère la prise de ligne ainsi que des "timeout" ou temps maxima de réponse pour éviter un blocage de la ligne. Pour faire raccrocher l'ADS il suffit de lui envoyer le caractère BELL (07) sonnette!. Toutes les commandes du moniteur sont actives. Le schéma électrique du modem a sa simplicité pour lui, toutefois il est préférable d'avoir une ISOLATION GALVANIQUE avec la ligne téléphonique privée bien entendu (ne parlons même pas de ligne publique!). Hormis un montage par couplage acoustique, tous les montages d'interface ligne doivent assurer cette isolation avec un transformateur ligne.

La mesure de R ou de C

Il est possible de mesurer avec PC0..PC3 la valeur de résistances ou de capacités. La mesure est indicative, mais en choisissant des valeurs de R élevées on peut atteindre une bonne précision. Le principe de mesure est simple, la broche est mise à la masse un court instant pour décharger la capacité (figure 4), on mesure le temps



■ Figure 4 : mesure de RC.

que met celle-ci à se recharger: l'entrée passant à nouveau à 1. L'erreur se situe sur le point de basculement 0->1 qui n'est pas très précis, de toute manière sur les capacités... En fait si le point de basculement n'est pas précis, il doit être "fidèle", il suffit de créer une table de correction dans le programme BASIC, R peut être remplacée par un capteur (Température...) pour avoir une "jauge" en plus des dix entrées analogiques.

Les moteurs pas à pas

Le moniteur est très souple dans sa configuration : il connaît les moteurs monophasiques (type tête de lecture de Floppy 5,25 pouces) ou les moteurs biphasiques (type tête de lecture de disque dur) et peut les faire avancer par demi-pas. La figure 5 donne les configurations de câblage classiques. La notice jointe revient sur les principes de fonctionnement des moteurs pas à pas. Les commandes sont du type "SAL10" pour faire tourner le moteur "A" à gauche (L) de 10 pas (Step). D'autres variantes existent dans lesquelles la vitesse et le temps d'arrêt peuvent être précisés. Ce temps permet un freinage du moteur, puis une coupure du courant afin d'éviter une consommation et un échauffement inutiles du moteur. Lors du fonctionnement des moteurs, la sortie PWM est gelée (bloquée dans son état).

Le mode PWM

Quand on souhaite fournir de l'énergie graduellement à une charge avec une perte minimale dans les circuits de commande, on utilise les montages à découpage. Dans ce mode, les pertes se situent uniquement pendant les commutations du transistor hacheur. Le monochip peut générer un signal rectangulaire dans une gamme de fré-

quences comprise entre 10 Hz et 10 kHz et avec un rapport cyclique compris entre 0 et 100 % par pas de 1 % pour les fréquences entre 10 et 220 Hz, après le pas devient plus grossier.

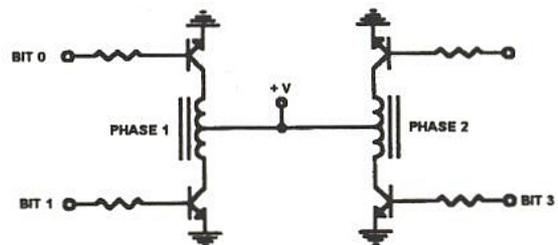
Les autres commandes

La commande RESET produit le même effet que l'appui sur le bouton reset de la carte. Elle est très utile dans le mode «TELEPHONE» lorsqu'on n'a pas le bras long ! La commande «AGAIN» répète la dernière commande passée, BAUDS RATE permet de choisir la vitesse entre 300 et 115200 bits/s. A 115200 bits/s, il est possible d'effectuer environ 1000 conversions A/D par seconde. Comme nous l'avons vu, pour simplifier l'analyse des messages lors du contrôle de la carte par un programme, la commande CRAP permet de configurer le dialogue. Les interruptions renvoient un L pour l'IRQ et un H pour IRQH, elles sont sensibles à des fronts respectivement descendants et montants.

CONCLUSION

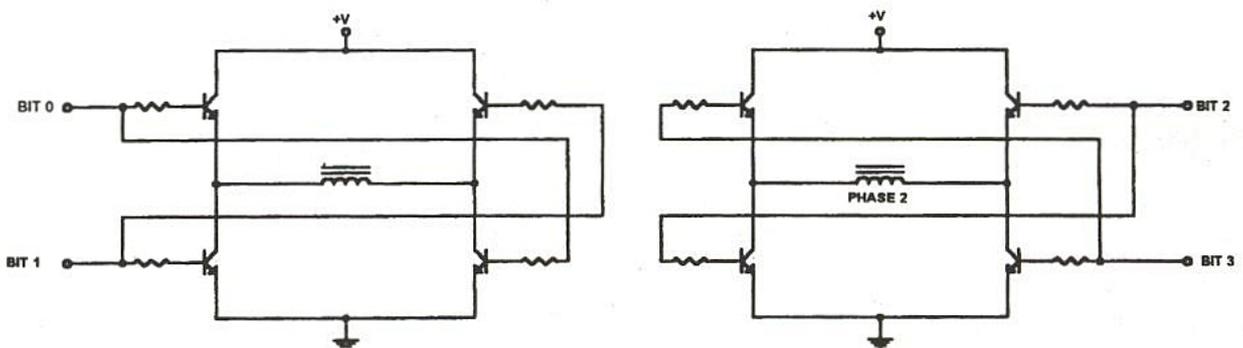
La platine ADS232 permet de disposer rapidement des fonctionnalités nécessaires à la commande d'actionneurs de différents types et les informations de retour par le convertisseur et les ports configurés en entrées. Le concepteur n'a plus qu'à réaliser le module aval, constitué par le câblage du système ainsi que la partie amont : l'écriture avec un langage de haut niveau (C,BASIC) du programme applicatif. La mise au point du HARWARE est facilitée par le mode terminal qui permet un pilotage manuel de la carte.

Moteur monophasique (Floppy).



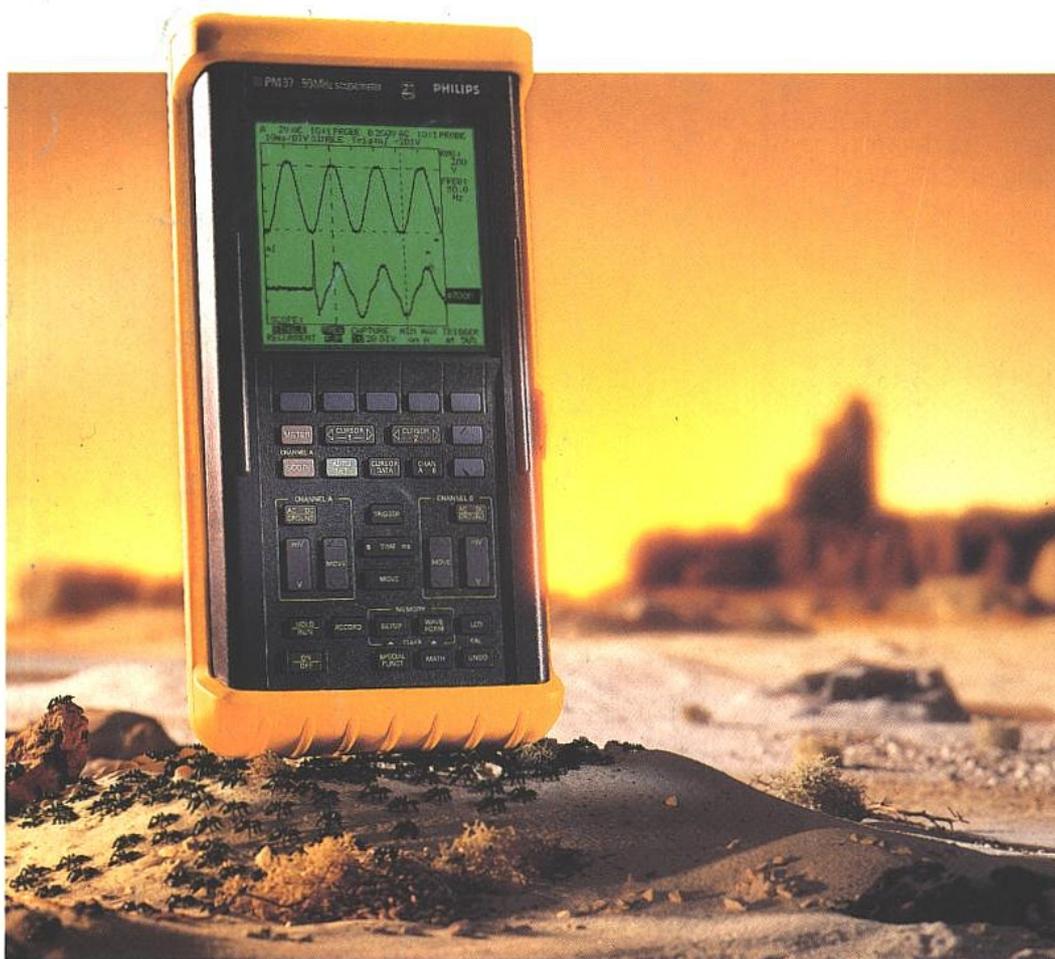
Moteur biphasique (disque dur).

■ Figure 5 : interface pour moteur pas à pas.



L'Oscilloscope qui vous accompagne partout

Le ScopeMeter™ est unique au monde. Ce nouveau concept associe les fonctions d'un oscilloscope puissant et d'un multimètre haut de gamme dans un seul appareil portable. Il est spécialement conçu pour faciliter les interventions et les tests rapides sur le terrain : ne pesant que 1,8 kg, robuste, résistant à l'eau et aux poussières, il a une autonomie de 4 heures.



C'est un oscilloscope numérique

- 2 voies 50 MHz
- 25 Méga-échantillons/s
- Fonctions mémoires et curseurs
- Enregistrement des phénomènes lents 60s/div avec capture de parasites de 40 ns
- Autoset : sélection automatique de la sensibilité, base de temps, déclenchement
- Sondes hautes sécurité, protection jusqu'à 600V rms
- Large écran LCD rétro-éclairé

C'est un multimètre numérique

- 3 000 points
- Mesure de valeurs efficaces vraies AC et AC+DC jusqu'à 5 MHz
- Mode enregistrement Min/Max/Moyenne avec affichage des temps relatifs
- Touch Hold®
- Affichage simultané oscillo/multimètre

C'est un fréquencemètre

- Affichage des fréquences sur 4 digits



Le ScopeMeter™

Il est indispensable

FLUKE.