

électronique

RADIO
PLANS

MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS

NUMERO 570 - MAI 1995

ANTENNE CADRE GONIO

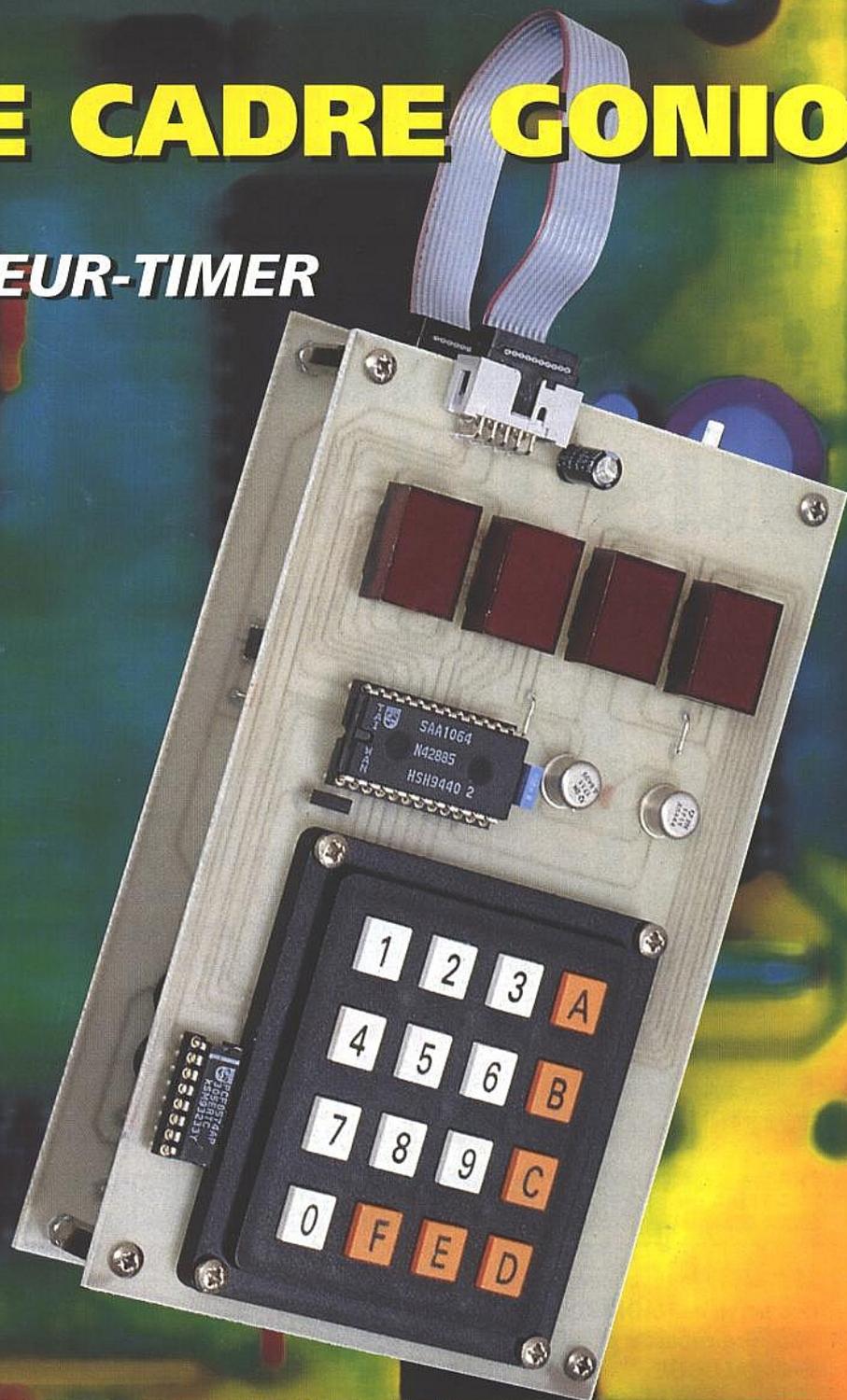
■ PROGRAMMATEUR-TIMER
HUIT VOIES

■ BALLAST
ÉLECTRONIQUE

■ LES MOSFET
EN RÉGIME
D'AVALANCHE

■ ESPION
POUR CARTES
À PUCES

■ SIMULATEUR
DE PRÉSENCE PROGRAMMABLE



T 2438 - 570 - 25.00 F



ETUDES ET CONCEPTION

- 11 BALLAST ÉLECTRONIQUE POUR TUBE FLUORESCENT 36 W
- 53 PROGRAMMATEUR-TIMER DOMESTIQUE I2C

RÉALISATION

- 23 SIMULATEUR DE PRÉSENCE PROGRAMMABLE
- 31 MODULES PFL/RECORD ET LIGNES STÉRÉO POUR MINI-RÉGIE
- 45 SYNTHÉTISEUR DE FRÉQUENCE À PLL.
- 77 ESPION POUR CARTES À PUCE
- 83 ANTENNE CADRE POUR RADIOGONIOMÉTRIE

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 20 MANUMESURE FÊTE SES TRENTE ANS
DICOMTECH ET LA COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

CIRCUITS D'APPLICATION

- 71 CHARGEUR RAPIDE POUR BATTERIE AU PLOMB AVEC LE BQ2003

TECHNIQUE

- 63 LES MOSFET EN RÉGIME D'AVALANCHE
- 87 LE CALCUL DES CONDENSATEURS DE FILTRAGE

C. A. O.

- 67 SIMULAT V 1.0

■ DÉES ET MÉTHODE

- 41 GESTION DES LCD PAR MICROCONTRÔLEUR SUR 4 BITS

■ NFOS

- 62 L'ÉLECTROTAMPON DE CIF : L'ÉLECTRODÉPOSITION SIMPLIFIÉE

- 76 DÉTECTEURS DE CHOCS CMS MURATA
INDUCTANCES DE MODE COMMUN CMS
RELAIS STATISTIQUE AVEC PROTECTION C.P. CLARE

- 82 BIBLIOGRAPHIE : «LE TUBE» DE E. BARSZCZEWSKI ET J.C. AHLINC
NOUVEAUX MATÉRIAUX FERRITE S.M.

- 92 TM, NOUVEAU RELAIS MINIATURE SCHRACK
QUATRE NOUVELLES CARTES CHEZ FRANÇAISE D'INSTRUMENTATION
RV. SYMPOSIUM TV MONTREUX



**Programmeur-timer domestique :
une réalisation qui rendra
de grands services.**

PAGE 53

ONT PARTICIPÉ À CE NUMÉRO :
J. ALARY, J.M. BALSSA, C. BASSO, J.P. CONDAMINES,
C. DJABIAN, A. GARRIGOU, P. GUEULLE, P. MORIN,
Ch. PANNEL, F. PARTY, J.L. VERN.

MENSUEL édité par PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F - 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40 - Télex : 220409 F

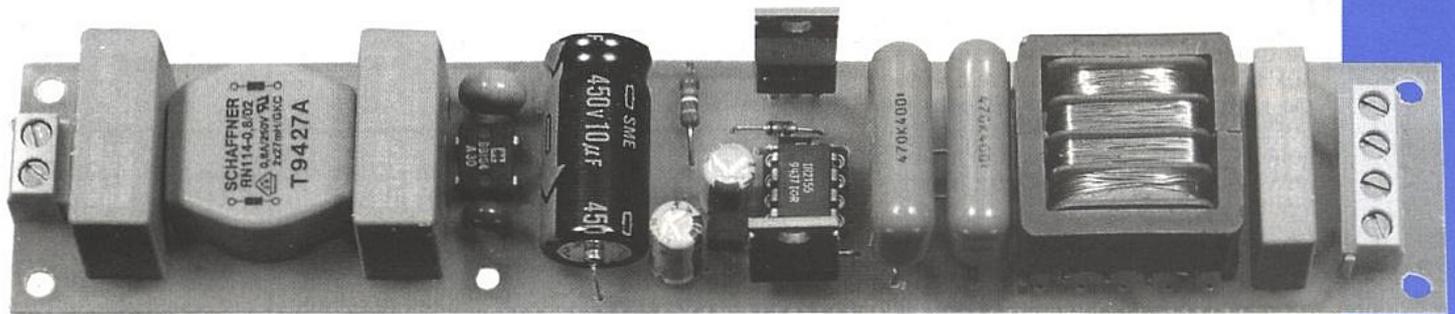
● Principaux Actionnaires : M. Jean-Pierre Ventillard - Mme Paule Ventillard ● Président-Directeur-Général, Directeur de la Publication : Jean-Pierre VENTILLARD ● Directeur de la Rédaction : Bernard FIGHIERA ● Rédacteur en Chef : Claude DUCROS ● Secrétaire de Rédaction : Annick Hérisson. ● Marketing/Ventes : Jean-Louis PARBOT - Tél. : 44.84.84.55. ● 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. : 44.84.84.85 - C.C.P. PARIS 37 93 60 ● Directeur Général : Jean-Pierre REITER ● Chef de publicité : Francine FIGHIERA ● Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT - Tél. : 44.84.85.16 ● Voir notre tarif «spécial abonnement». 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.
Électronique 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 38 900 exemplaires - Dépôt légal mai 95 - éditeur 1770 - Mensuel paraissant en fin de mois. - Distribué par S.A.E.M. Transports-Presses
Mise en page : J.L.C. - Photogravure : PMP/CE 75011 PARIS
Couverture : C. Evellin (CFC)



BALLAST ÉLECTRONIQUE POUR TUBES FLUORESCENTS



Les ballasts publiés dans notre numéro de juillet 94 ont rencontré un certain succès parmi les aquariophiles lecteurs de la revue. Cependant, la technologie ancienne mise en œuvre dans ces montages, rendait leur réalisation délicate. Ce mois-ci, grâce à un composant récemment introduit et parfaitement distribué, nous vous proposons de réaliser facilement un ballast électronique pour tube fluorescent 36W.

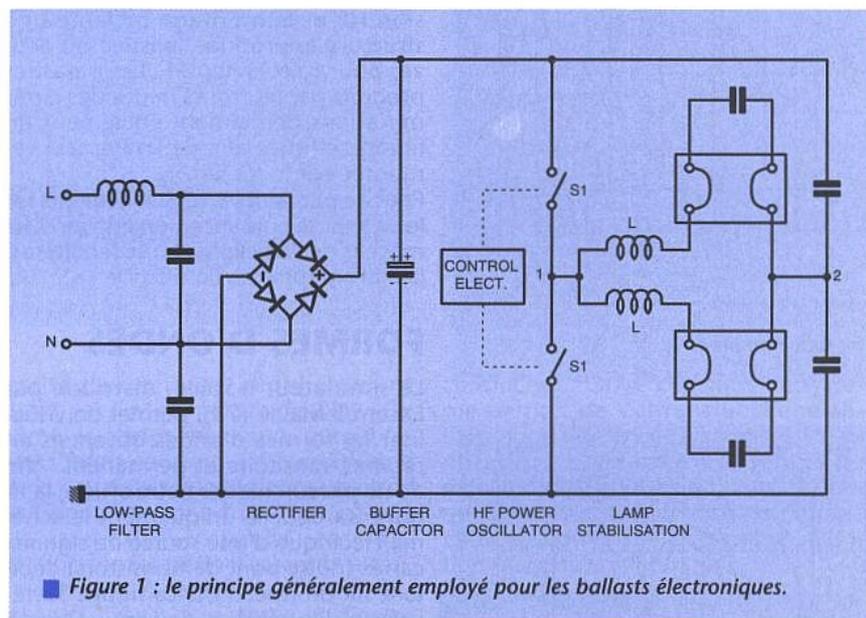
TECHNIQUE D'ALLUMAGE D'UN TUBE FLUORESCENT

La figure 1 illustre la méthode employée pour alimenter un tube fluorescent à partir du réseau EDF, version électronique. Il s'agit de délivrer des créneaux haute fréquence, généralement une trentaine de kHz, à un circuit LC.

Lors de la mise sous tension, le tube présente une impédance élevée et ne détériore pas le coefficient de qualité du réseau LC. Il apparaît alors une tension sinusoïdale très importante aux bornes de la lampe qui s'allume aussitôt. L'inductance série limite ensuite le courant circulant dans le tube et stabilise son régime de décharge. Le courant traversant le tube prend l'allure de portions d'exponentielles.

Cette méthode d'amorçage instantané présente le défaut de vieillir rapidement les électrodes du fluo lorsque l'utilisateur procède à de nombreux cycles d'allumage.

Pour juguler ce défaut, il convient de préchauffer les filaments avant l'ionisation de la lampe. Le moyen classique consiste à attaquer le réseau LC à l'aide d'une fréquence éloignée de sa résonance. En l'absence de surtension, un courant circule dans les fila-



ments sans que la lampe ne soit allumée. Après une demi-seconde environ, la fréquence d'excitation saute brusquement à sa valeur permanente et, lors du passage au sommet de la cloche, déclenche l'avalanche au sein du mélange gazeux : le tube s'éclaire. La maquette présentée ici préchauffe les électrodes avant l'allumage du tube.

LA SOLUTION HAUTE FRÉQUENCE

Piloter le tube fluorescent en haute fréquence présente des avantages. La figure 2a décrit les variations du flux lumineux en fonction de l'excitation de la lampe. On remarque que le rendement augmente rapidement au-dessus

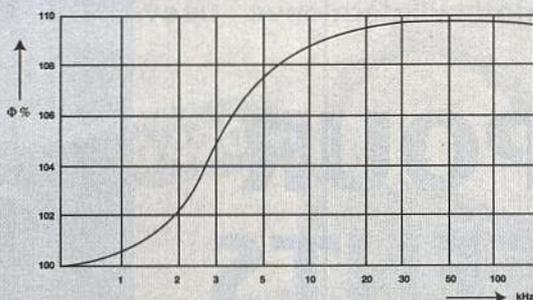


Figure 2a : flux lumineux en fonction.

de quelques kHz pour plafonner à 30kHz. Le gain en flux s'élève à 10% par rapport à la solution traditionnelle 50Hz. En conséquence, la puissance équivalente HF à fournir à une lampe 36W pour un flux lumineux équivalent à 50Hz, chutera sensiblement. La figure 2b dévoile les conversions BF-HF. Dans des ateliers équipés de milliers de luminaires, la solution HF représente un réel avantage en terme d'économie. De plus, le rendement d'un ballast électronique atteint 90% alors que son équivalent magnétique dépasse rarement 70%.

Cependant, le revers de la médaille se situe dans le facteur de puissance médiocre provoqué par la structure double alternance du montage. Dans un ballast classique 50Hz, le PF atteint facilement 0,95 à l'aide de quelques condensateurs de correction placés

Length of the lamp	150 cm		120 cm		60 cm		41,5 cm	
Lamp	TL'D 58W	TL'D 50W HF	TL'D 36W	TL'D 32W HF	TL'D 18W	TL'D 16W	PL-L 36W	
Operation	50 Hz	HF	50 Hz	HF	50 Hz	HF	50 Hz	HF
Lamp power (W)	58	50	36	32	18	16	36	32.5
Luminous flux (lm)	5400	5200	3450	3200	1450	1400	2900	2900
Luminous efficacy (lm/W) of the lamp	93	104	96	100	81	91	80.5	89

Figure 2b : puissances consommées en HF et 50 Hz selon un flux lumineux donné.

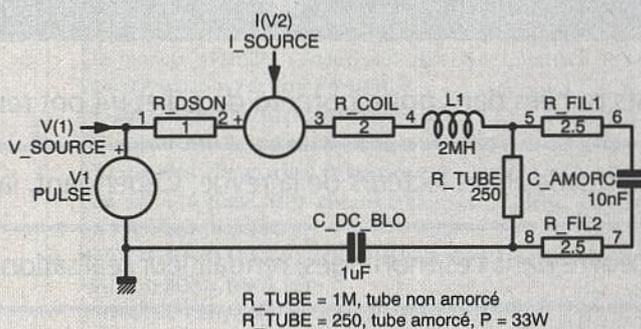


Figure 3a : simulation d'un générateur de signaux carré débitant sur circuit R, L, C.

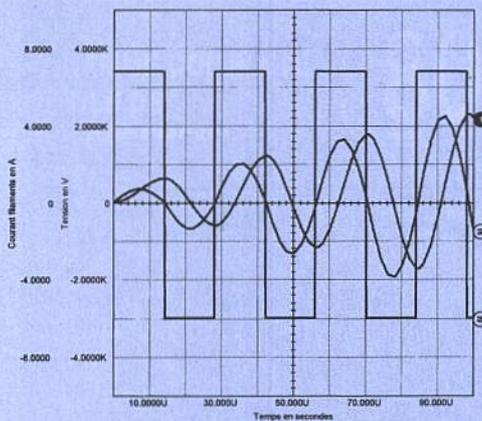


Figure 3b : tube non amorté.

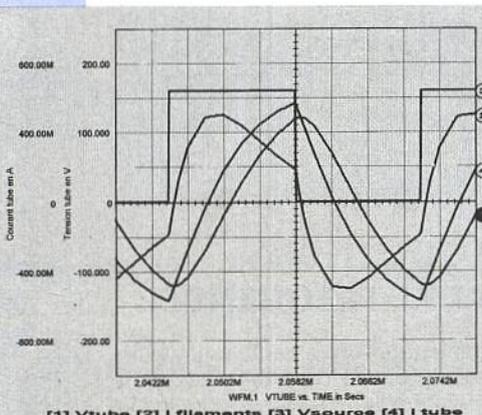


Figure 3c : tube amorté.

localement sur chaque appareil d'éclairage.

Il chute aux alentours de 0,6 en version HF et le montage réclame une structure appropriée, passive ou active, pour relever son PF. Les parasites produits par les fronts raides des commutations demandent également un filtrage efficace afin de limiter leur remontée sur le réseau.

Pour de plus amples renseignements sur le facteur de puissance, son origine et les moyens de l'améliorer, on se reportera à la bibliographie de fin d'article.

FORMES D'ONDES

Le simulateur IsSpice, distribué par Excem à Maule (78), permet de visualiser les formes d'ondes obtenues en régime transitoire et permanent. Afin de ne pas surcharger notre article, la figure 3a détaille uniquement le schéma électrique d'une source de signaux carrés (notre pont de transistors) débitant sur un réseau LC. La figure 3b représente le résultat de simulation en présence du tube non amorté, donc fortement impédant. Nous sommes proches de la résonance et l'on peut apprécier l'importance des grandeurs mises en jeu. En figure 3c, le tube est remplacé par une charge résistive (faiblement capacitive) qui charge désormais le réseau LC. La tension efficace chute à 100V environ, et le courant, non-sinusoïdal, tombe à son régime permanent. Si l'on remplaçait la source

par un pont de MOSFETs, tel que nous l'avons abordé dans ERP n°560, il serait possible d'évaluer avec précision les pertes dont les transistors sont le siège.

LA PRODUCTION DES SIGNAUX CARRÉS

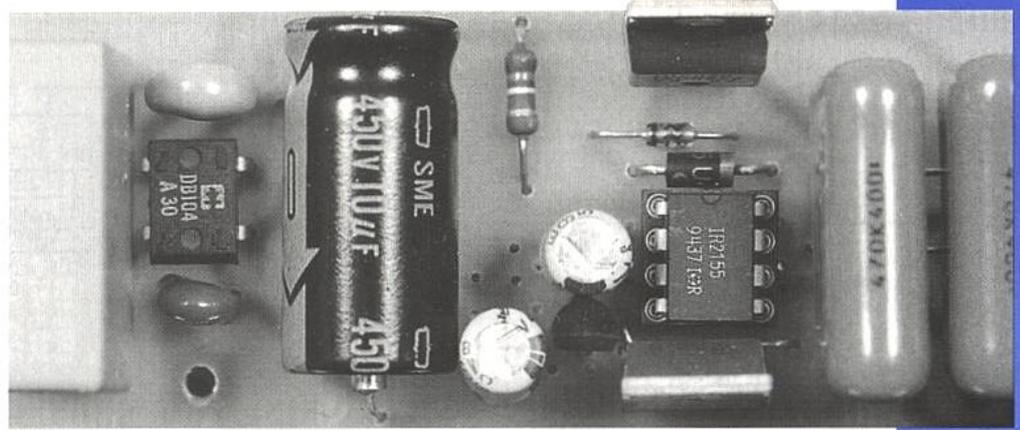
Deux schémas s'offrent actuellement au concepteur de ballast électronique. Le premier, visible en figure 4a, exploite une structure auto-oscillante. Le transformateur de courant provoque la réaction nécessaire à l'entretien des oscillations. Les transistors, MOS ou bipolaires, reçoivent les commandes adéquates grâce aux enroulements auxiliaires. Malgré son évidente simplicité de réalisation, ce montage présente quelques imperfections :

- absence de démarrage automatique, le diac doit déclencher l'ensemble dès la mise sous tension
- pilotage médiocre des MOSFETs de puissance
- transformateur de réalisation coûteuse
- peu ou pas de possibilité de gradation (variation du rapport cyclique délicat).

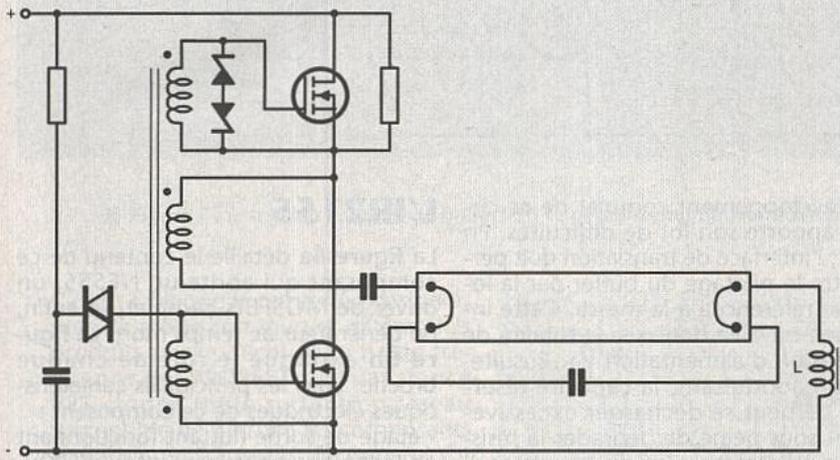
La principale difficulté réside dans l'attaque du MOSFET du haut (high side MOSFET) puisque sa source flotte totalement. Nous venons de le voir, les solutions à transformateur coûtent cher et limitent fortement les possibilités d'ajuster le rapport cyclique ou la fréquence de travail.

International-Rectifier propose depuis longtemps une panoplie complète de circuits intégrés spécialisés dans le pilotage des MOSFETs de puissance (MGDs, MOS Gate Drivers). Il s'agit de produits monolithiques capables de supporter des tensions élevées.

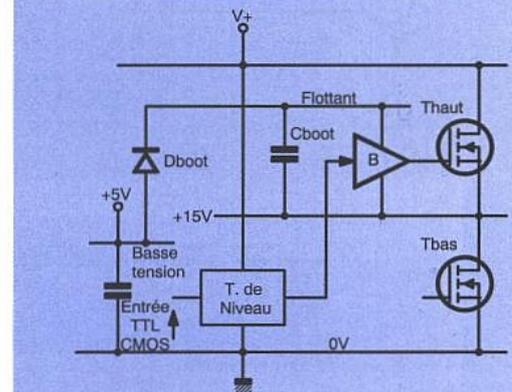
Ces éléments exploitent la méthode du bootstrapping qui autorise la commande aisée du MOSFET haut. La solution IR apparaît en figure 4b. A noter que ce schéma convient à de nombreuses applications telles que la commande de moteur en modulation de largeur d'impulsions (Pulse Width Modulation), l'amplification en classe D ...



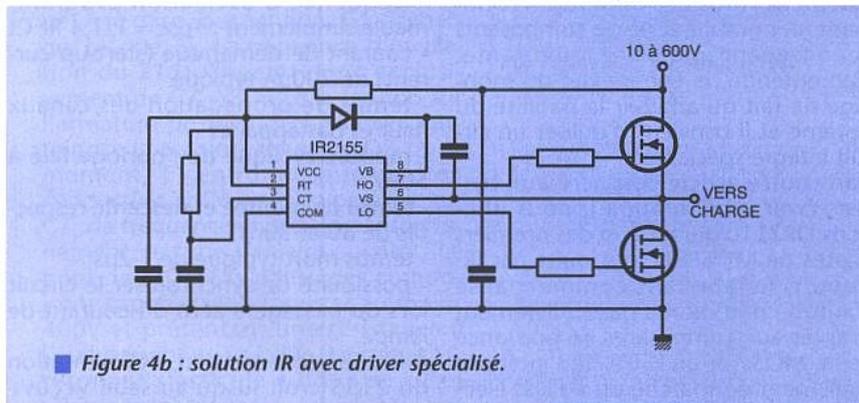
■ La paire de MOSFET piloté par l'IR2155.



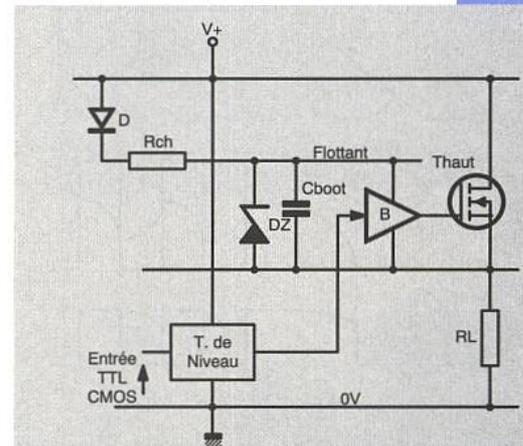
■ Figure 4a : structure généralement adoptée avec transformateur multi-enroulements.



■ Figure 5a : principe du driver en demi-pont.



■ Figure 4b : solution IR avec driver spécialisé.



■ Figure 5b : variante.

LA TECHNIQUE BOOTSTRAP

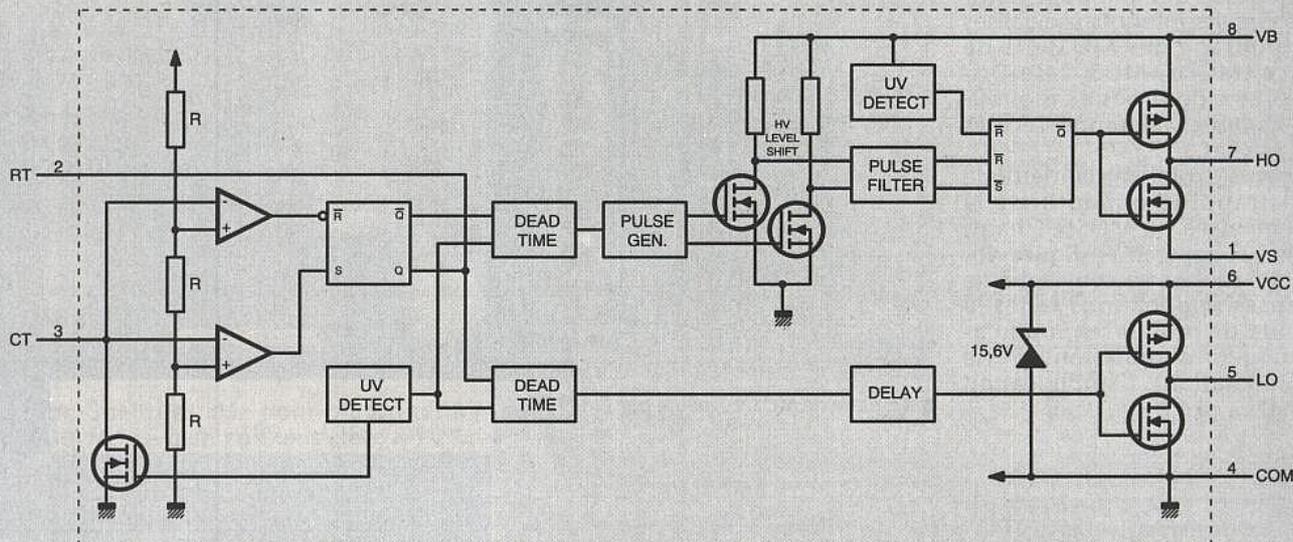
Cette méthode exploitée dans un demi-pont, revêt la forme de la figure 5a. Lorsque Qlow conduit, Cboot peut se charger à +15 V au travers de la diode et de ce transistor. Ensuite, Qlow se bloque tandis que Qhigh amorce sa conduction. Se faisant, sa tension de source augmente et, transférée via Cboot (pas de discontinuité de tension aux bornes d'un condensateur), polarise en inverse la diode Dboot. A cet instant, Cboot polarise de façon flottante l'espace grille-source de Qhigh qui peut alors pleinement conduire. Un buffer basse tension associé à un circuit de translation suffit à piloter Qhigh. On remarque immédiatement la né-

cessité de recharger régulièrement Cboot par l'intermédiaire de Qlow. De même, le temps maximum durant lequel Qhigh conduit, est conditionné par le courant que le buffer consomme sur Cboot. Le rapport cyclique associé à la valeur de la capacité réservoir, conditionne les performances finales. Il existe une variante à la solution exposée ci-dessus, présentée en figure 5b. Dans ce circuit, la tension flottante provient directement du rail haute tension. Le blocage de Qhigh autorise la charge de Cboot via une diode, une résistance et la charge. Une diode zener limite éventuellement la tension maximale appliquée au tampon aux alentours de +15V. La diode qui charge Cboot, évite en fait de décharger cette capacité réservoir dans l'espace drain-source du transistor Qhigh mis en

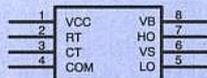
conduction. On le constate, ce système permet de s'affranchir d'une alimentation référencée à la masse. Les limitations concernent le temps de recharge de Cboot ainsi que la dissipation du montage. Ici aussi, le rapport cyclique borne les domaines d'utilisation de cette configuration.

UNE SOLUTION INTÉGRÉE

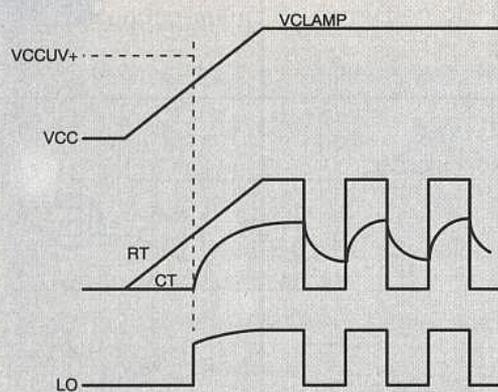
Pour des applications en demi-pont et dont la fréquence de travail ne dépasse pas le kilohertz, le montage bootstrap présente de nombreux avantages. Attention cependant à limiter le temps de conduction de Qhigh par un rapport cyclique approprié.



■ Figure 6a : structure interne de l'IR2155.



■ Figure 6b : brochage.



■ Figure 6c : les tensions de démarrage.

Le développement complet de ce circuit apporte son lot de difficultés. En effet, l'interface de translation doit permettre le pilotage du buffer par la logique référencée à la masse. Cette interface travaille donc sur la totalité de la tension d'alimentation $V+$. Ensuite, Qhigh conduisant, la capacité réservoir ne peut se décharger excessivement sous peine de dégrader la résistance à l'état passant du transistor. Il faut alors tenir compte de ce comportement pour arriver à un courant de pilotage suffisant lors des transitions. Finalement, tous ces impératifs réclament un nombre élevé de composants qui occupent une place importante. Bien entendu, la complexité du montage ne fait qu'affaiblir la fiabilité du système et il convient d'utiliser un circuit intégré spécialisé.

Dans notre article consacré aux ballasts (voir bibliographie), nous utilisons l'IR2110 qui fut l'un des premiers pilotes de MOSFETs introduits par IR. Depuis, le fabricant commercialise d'autres composants particulièrement adaptés aux composants de puissance genre MOSFETs ou IGBTs. IR s'intéresse également au marché du ballast électronique et produit, depuis maintenant un an, l'IR2155 que nous décrivons ci-après.

L'IR2155

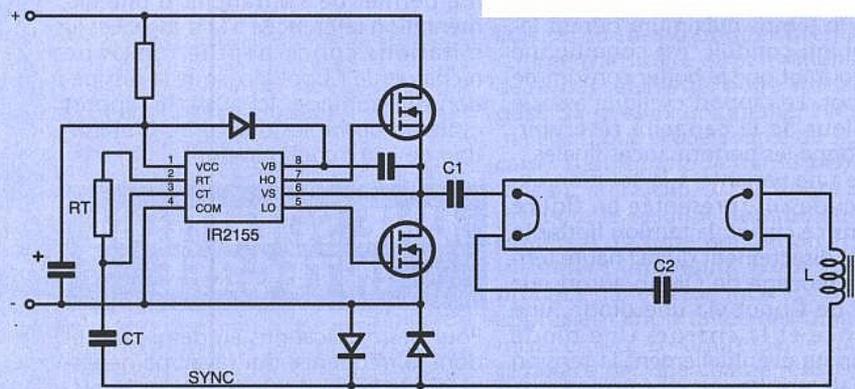
La figure 6a détaille le contenu de ce composant qui abrite un NE555, un driver de MOSFETs complet, et enfin, un générateur de temps mort. La figure 6b explique le rôle de chaque broche. Voici les principales caractéristiques électriques de ce composant :

- étage de sortie flottant fonctionnant en technique bootstrap, jusqu'à 600V
- Vcc écrêté en interne à 15V
- verrouillage des deux canaux en présence d'alimentation faible
- fréquence d'oscillation programmable simplement : $F_{osc} = 1/1,4 R_t C_t$
- courant de démarrage (start-up current) de 200µA typique
- temps de propagation des canaux haut et bas appariés
- rapport cyclique de l'horloge fixé à 50%
- temps de montée et descente respectifs de 80 et 30ns
- temps mort typique de 1,2µs
- possibilité de synchroniser le circuit lors du passage à zéro du courant de lampe.

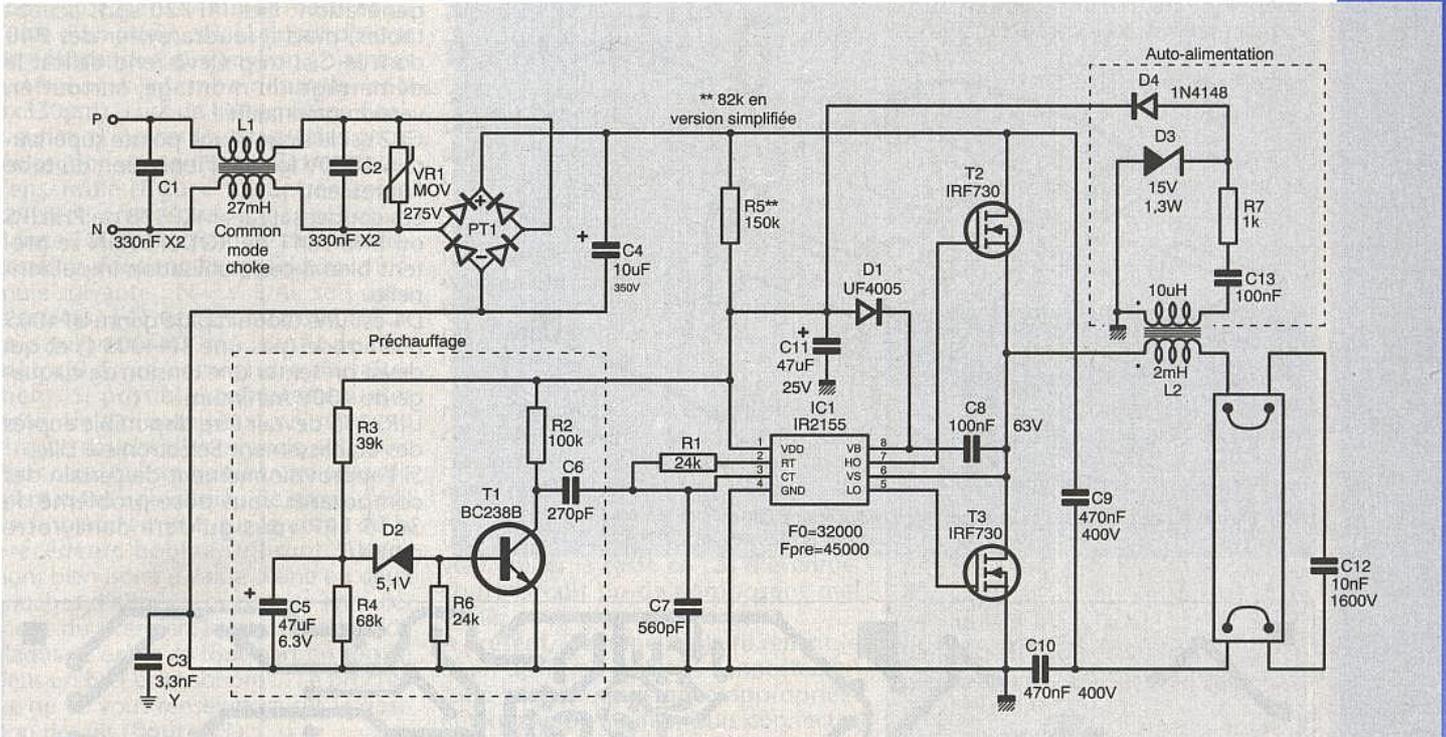
A la mise sous tension, l'alimentation du 2155 croît jusqu'au seuil V_{ccuv+} qui autorise alors le démarrage interne du circuit. Le condensateur C_t commence à se charger puis le régime permanent prend place, comme en témoigne la figure 6c. La figure 6d présente une application typique du 2155 en ballast synchronisé : au démarrage, L, C2 force le circuit à fonctionner à la résonance. Le tube s'amorce aussitôt, amortissant fortement C2. A ce moment, la fréquence d'oscillation du circuit intégré chute à la valeur imposée par les éléments R_t et C_t .

LE SCHÉMA ÉLECTRIQUE COMPLET

Il s'agit d'un ballast destiné à attaquer un tube fluorescent de 36W. La figure 7 dévoile son architecture. Débutions l'étude par l'entrée réseau. Le filtre articulé autour des éléments C1,

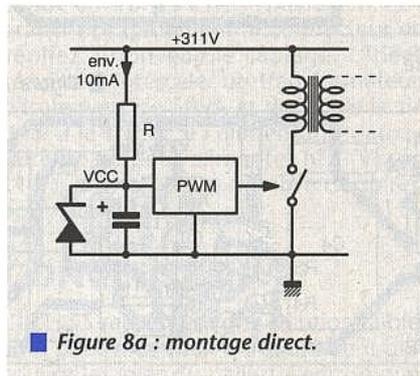


■ Figure 6d : structure pour amorçage immédiat sans préchauffage.

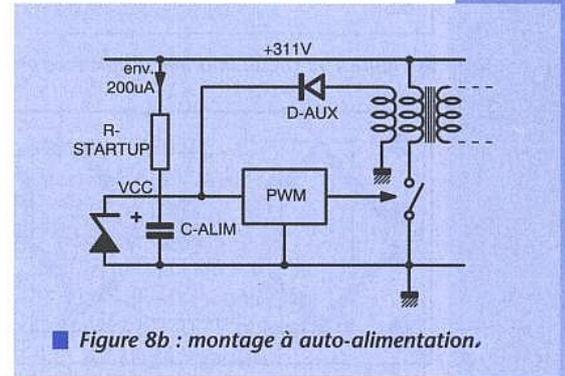


■ Figure 7 : le schéma complet du ballast 36 W avec préchauffage des électrodes.

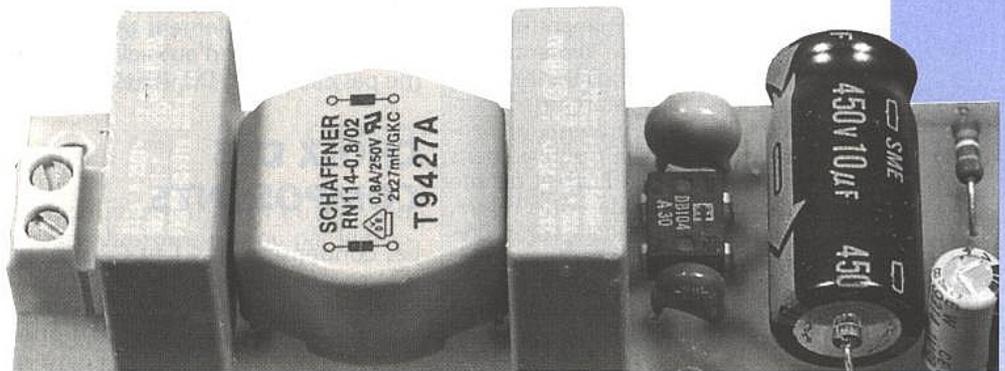
C2 et L1 bloque la remontée des parasites de mode commun et différentiels produits par le découpage haute fréquence des MOSFETs. La varistance VR1 stoppe toute surtension réseau susceptible de détruire les composants aval, dont le transistor découpeur. C4 lisse la tension d'entrée et assure un redressement à faible ondulation résiduelle. Le transistor T1 représente le cœur de notre système de préchauffage. A la mise sous tension, C5 déchargé, bloque T1. La fréquence d'oscillation du 2155 dépend donc exclusivement de C7. R3 hisse la tension sur l'armature positive de C5 jusqu'à atteindre la tension zener de D2. A ce moment, T1 entre brusquement en conduction et C6 vient en parallèle sur C7 : la fréquence chute alors instantanément, le tube s'éclaire aussitôt. Le pont de MOSFETs utilise des composants capables de supporter au moins 400V et présentant une résistance à l'état passant assez faible. Le circuit LC résonant s'articule autour de L2 et C12, centré sur environ 35kHz. Les condensateurs C10 et C9 coupent toute composante continue et soulagent C4 de résidus HF. A noter que seul C10 pourrait suffire, mais C4 serait alors traversé par une composante haute fréquence qui augmenterait son échauffement. D1 permet la mise en œuvre de la fonction bootstrap décrite précédemment. C8 joue le rôle de la capacité réservoir Cboot.



■ Figure 8a : montage direct.



■ Figure 8b : montage à auto-alimentation.



■ Le filtrage d'entrée absolument nécessaire.

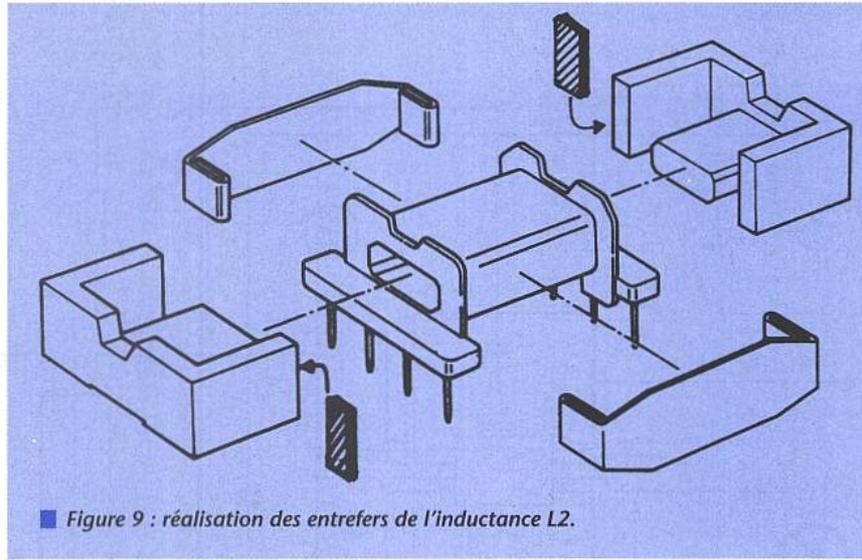
rant devra alors être intégralement délivré par R, au démarrage comme en régime permanent. Comme ce composant supporte la quasi-totalité du potentiel réseau, sa dissipation atteint aisément quelques watts, au détriment du rendement et de la fiabilité du montage final.

La figure 8b explique les moyens de réaliser une auto-alimentation et de s'affranchir du problème précédent. Au démarrage, C_alim est déchargé et le circuit principal IC1 ne peut démarrer. R_start_up commence alors à charger ce réservoir par un courant faible

(typiquement 200µA). Lorsque la tension d'alimentation atteint le seuil haut de IC1 (ou Vccuv+ pour le 2155), sa sortie commence à délivrer des impulsions au MOSFET T1 : C_alim se décharge puisque c'est lui, à présent, qui alimente le circuit intégré. Après quelques cycles, la tension auxiliaire augmente et vient, par le biais de D_aux, charger C_alim qui stoppe alors sa décroissance. La tension à ses bornes augmente jusqu'à atteindre l'écrêtage interne, ou celui imposé par une quelconque zener externe. L'avantage de cette méthode réside dans le

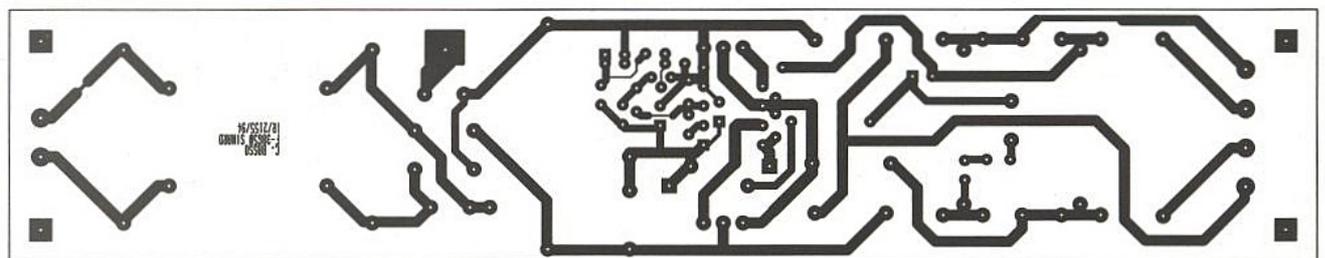
VERSION AUTO-ALIMENTÉE

La plupart des alimentations travaillant sur réseau exploitent le principe d'auto-alimentation. En figure 8a, il apparaît une alimentation à découpage réseau dépourvue d'enroulement auxiliaire. Supposons que le circuit réclame 10mA pour fonctionner. Ce cou-



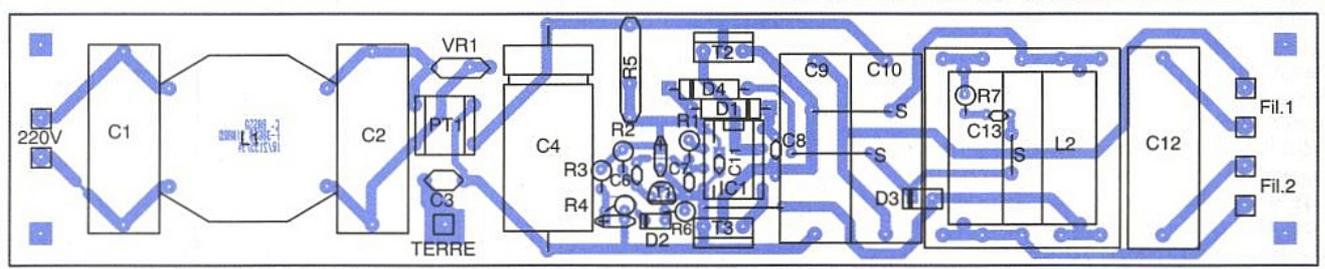
■ Figure 9 : réalisation des entrefers de l'inductance L2.

génération. Des IRF720 sont acceptables, mais il faudra éviter des 740 dont le Ciss trop élevé rend délicat le démarrage du montage, surtout en version préchauffée. C12 est le siège d'une pointe supérieure à 1000V lors de l'ionisation du tube fluorescent. Les condensateurs MKP378 de PHILIPS ou MKP1841 de RODERSTEIN se prêtent bien à cette utilisation impulsionnelle. D1 est une diode rapide genre UF4005 d'Unitrode (pas une 1N4005 !) et qui devra présenter une tension de claquage de 400V minimum. L'IR2155 devrait être disponible auprès des établissements Selectronic à Lille. Si l'approvisionnement de certains des composants vous pose problème, le 3615 ERP vous guidera dans votre quête.



■ Figure 10 : circuit imprimé simple face proposé.

■ Figure 11 : attention les CMS sont soudés côté cuivre.

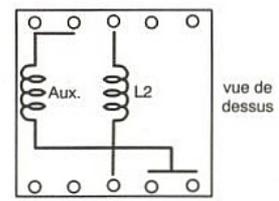


faible courant de charge délivré par Rstart_up nécessaire pour démarrer IC1. Une fois le régime permanent atteint, l'enroulement auxiliaire alimente seul le montage et le faible courant de départ ne pénalise plus Rstart_up. L'auteur a également présenté une solution à base de MOSFET publiée dans le magazine américain EDN et décrite dans le numéro 560 de votre revue. Cette solution déconnecte complètement Rstart_up dès que le régime permanent est atteint. L'auto-alimentation de la platine est confiée à une dizaine de spires enroulées en vrac sur le corps de L2. Le sens d'enroulement importe peu. Un doubleur de tension articulé autour de C13 et D3 suffit à alimenter convenablement IC1. D3 est obligatoire si l'on ne veut pas détruire le 2155 par une surtension importante lors de l'amorçage du tube. Nous verrons plus bas comment fabriquer le transformateur.

ses composants associés pour supprimer le préchauffage (C7 passera à 820pF) et l'enroulement auxiliaire de L2 pour se passer d'auto-alimentation (ne pas câbler D4, D3, R7 et C13).

CHOIX DES COMPOSANTS

Les condensateurs C1 et C2 supportent en permanence la tension réseau. Des modèles X2 sont donc fortement recommandés. Ces éléments supportent sans broncher des transitoires supérieurs au kilovolt, ce qui n'est pas le cas des classiques polyester 400V. Cependant, pour les essais, ces derniers composants conviendront parfaitement. Par contre, ces mêmes polyester permettront de réaliser le pont C10, C9, puisque ces deux éléments s'équilibrent chacun à 150V, environ. R5 encaisse la totalité du réseau redressé, soit près de 300V. Un modèle PRO1 de PHILIPS, qui tient 350V, sera adapté à cette utilisation. T2 et T3 découpent le réseau et doivent tenir au moins 400V. Après différents tests, nous recommandons plutôt des IRF730 de marque International-Rectifier, MOSFETS de troisième



■ Brochage de L2.

● Réalisation de L2

Dans ce type d'application, les composants bobinés représentent le point le plus délicat. Comme chaque fois, la bobine prête à l'emploi sera disponible auprès des établissements A.S.B dont l'adresse figure en fin d'article. L'inductance de 2mH utilise un ferrite EFD25 en 3F3, d'approvisionnement aisé. Le modèle stocké couramment présente une inductance spécifique de 1800 qui limite fortement le LI² admissible par le pot. En conséquence, pour supporter la pointe de 1,5A présente à l'amorçage (LI²=4mJ), il faut créer un entrefer (gap en anglais) dans le circuit magnétique. Pratiquement, les industriels utilisent les techniques d'électro-érosion ou meulage diamant afin d'usiner la jambe centrale et donc ménager un espace sur le trajet magnétique. A notre échelle, il suffira de réaliser deux petites cales de 330µm (avec du car-

ton rigide par exemple) mesurées à l'aide d'un pied à coulisse pour obtenir un entrefer de 1 mm environ (2 jambes extérieures + jambe centrale, soit $3 \times 330 \mu\text{m}$). Lors de l'assemblage final, il suffit d'insérer les deux cales entre les sections externes et clipser/coller l'ensemble (figure 9). Cet entrefer, converti en inductance spécifique, donne 100 nH. Le nombre de tours nécessaires s'obtient en appliquant la formule suivante : $N = \sqrt{L/AI}$, soit dans notre cas, 141 tours. L'intensité efficace atteignant 400 mA, du fil de diamètre 0,5 mm conviendra parfaitement. Si possible, compte tenu des potentiels mis en jeu, on séparera chaque couche d'une bande adhésive. Pour ceux qui souhaitent une auto-alimentation, une dizaine de spires de fil fin bobinées en vrac sur le corps de la précédente bobine suffiront. Attention, bien isoler à l'aide d'une ou deux couches d'adhésif, ce dernier enroulement du premier. Sinon, le risque de claquage existe et tout part en fumée dans un bref éclat sonore... Le brochage de L2 vous renseignera sur la position des fils (figure 11).

RÉALISATION PRATIQUE

La carte possède des dimensions qui autorisent son logement dans une réglette du commerce. Afin de faciliter la réalisation à ceux d'entre vous qui sont peu équipés, le circuit imprimé sera disponible percé et étamé auprès des établissements Imprelec dont l'adresse figure en fin d'article. Les tracés et implantations apparaissent aux figures 10 et 11. Respecter le routage des pistes ainsi que leur largeur.

De nombreux composants sont montés en surface côté cuivre. La soudure de ces éléments ne pose pas de difficulté particulière pourvu que l'on procède de la sorte : étamer les deux pastilles qui vont accueillir le CMS. Attraper le CMS à l'aide d'une pince brucelle et le positionner sur les pastilles étamées. Chauffer l'une des deux pastilles, le CMS se bloque. Déposer ensuite une goutte de soudure sur sa seconde armature et l'opération est achevée. Attention aux quatre straps situés devant T3, sous L2, et sous C9, C10. Selon la taille des composants en votre possession, il sera peut-être possible de les implanter classiquement plutôt que de les disposer côté soudures (C6 et C7, par exemple).

Nous vous conseillons d'acheter des réglettes fluorescentes du commerce de largeur confortable. Un perçage des rivets suffira à libérer le ballast magnétique.

Certains constructeurs intègrent directement le starter sur le connecteur de tube. Il vous suffira de démonter cet élément et de strapper soit le support, soit le starter lui-même.

La platine électronique prendra place au milieu en prenant soin de l'isoler convenablement du reste du châssis. Le réseau arrivera par un câble trois conducteurs dont la terre sera impérativement soudée à la carcasse métallique.

MISE SOUS TENSION DU MODULE

Avant de procéder à la mise sous tension, il convient d'abord d'appliquer du 12V (limité en courant) entre la masse et la broche 1 d'IC1. Des signaux carrés doivent apparaître sur sa pin 5. A présent, pour s'assurer du fonctionnement du 2155, câblez provisoirement un fil entre le drain de T2 et le +12V puis observez la sortie du pont en broche 6 du 2155. Celle-ci évolue normalement entre 0 et 12V. Le courant consommé par l'alimentation reste négligeable. Sur une version préchauffée, les carrés en sortie du pont passent de 45 à 32 kHz, 1 seconde après la mise sous tension. En cas de problème, vérifiez les composants autour de T1. La méthode exposée devrait limiter la casse en cas d'éventuel court-circuit ou de composant mal câblé.

A présent, débranchez le fil reliant le drain de T2 au +12V et connectez un tube néon de puissance appropriée. Retenez votre souffle, puis connectez la prise dans le réseau : le néon s'allume immédiatement, sauf en version préchauffée ou la séquence dure 1 seconde environ. S'il ne se passe rien, débranchez rapidement le connecteur et vérifiez à nouveau le câblage. L'idéal consiste à intercaler un transformateur d'isolement de 50VA et de suivre le signal à la trace. Si l'alimentation auxiliaire peine pour alimenter IC1 ($V_{cc} < 11 \text{ V}$), augmenter le nombre de spires bobinées sur L2.

CONCLUSION

L'IR2155 représente une solution faible coût pour tous ceux qui souhaitent découvrir les joies du ballast électronique (absence de papillotement, allumage franc, économie d'énergie...). De plus, sa facilité de mise en œuvre associée à la compacité du circuit résultant, devrait lui promettre un bel avenir dans le marché des lampes compactes.

C. BASSO

Vous pouvez joindre l'auteur par Internet : basso@esrf.fr ou par le biais de CompuServe : 100126,177.

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

Imprelec
BP N°5 Le Villard
74550 Perrignier
Tél. : 50 72 46 26.

Bibliographie

General technical manual for HF ballasts, Philips Lighting
Electronic Ballasts using the cost-saving IR2155 Driver, AN-995, International-Rectifier
Réalisez deux ballasts électroniques pour tubes fluorescents, C. Basso, Electronique Radio-Plans n° 560

Structure et commande des tubes fluorescents, C. Basso, Electronique Radio-Plans n° 528

«Low-Cost MOSFET quashes Power Resistor», C. Basso, EDN Design Ideas, juin 94

La correction du facteur de puissance ; C. Basso, Electronique Radio-Plans n° 565 et 566.

NOMENCLATURE

Résistances 5%, 1/4 W sauf indications contraires :

R1 : 24 k Ω 1% CMS
R2 : 100 k Ω
R3 : 39 k Ω
R4 : 68 k Ω CMS
R5 : 150 k Ω PRO1 en version préchauffée, 82 k Ω PRO2 en version simplifiée
R6 : 22 k Ω CMS
R7 : 1 k Ω CMS

Condensateurs :

C1 : 330 nF X2
C2 : 330 nF X2
C3 : 3,3 nF Y
C4 : 10 μF 350 V axial
C5 : 47 μF 6,3 V radial
C6 : 270 pF CMS
C7 : 560 pF CMS
C8 : 0,1 μF MKT 63 V CMS
C9 : 0,47 μF 400 V polyester
C10 : 0,47 μF 400 V polyester
C11 : 47 μF 25 V radial
C12 : 10 nF 1600 V (voir texte)
C13 : 0,1 μF MKT 63 V CMS

Semi-conducteurs :

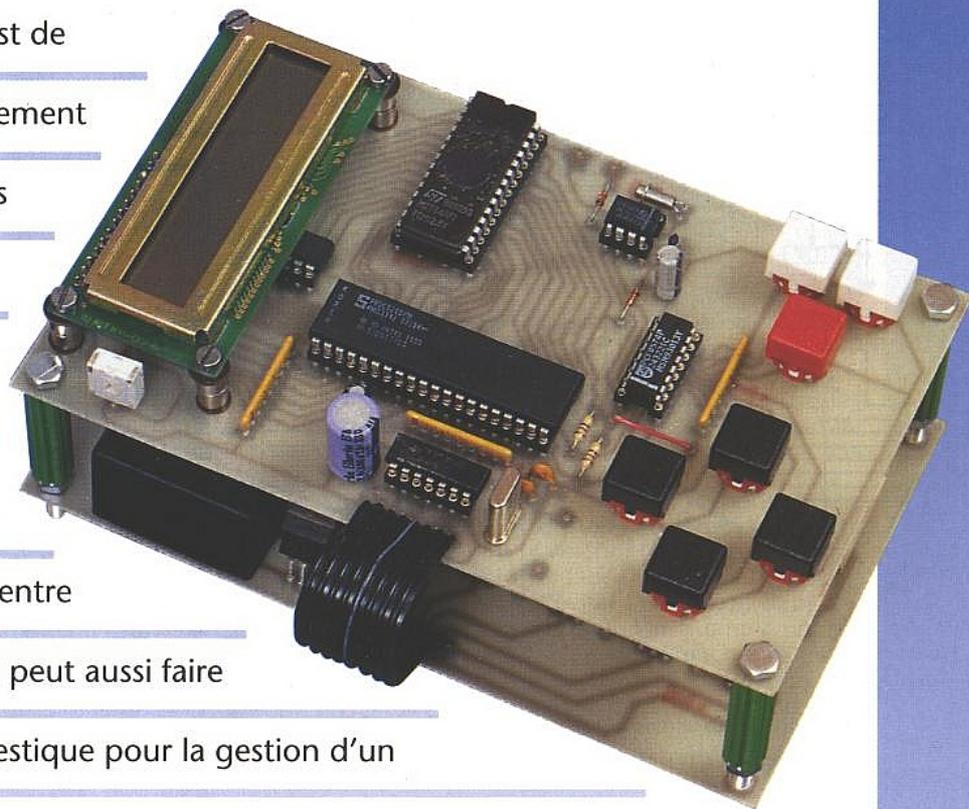
IC1 : IR2155 International-Rectifier
T1 : BC238B
T2 : IRF730 International-Rectifier
T3 : IRF730 International-Rectifier
D1 : UF4005
D2 : zener 5,1 V / 400 mW
D3 : zener 15 V / 1,3 W
D4 : 1N4148
PT1 : 1B04, 1B08 pont de diodes DIL 400 V / 1 A

Divers :

L1 : bobine de mode commun 2 x 27 mH, genre Schaffner RN114-0,8/02
L2 : EFD-36W/230 A.S.B self 2 mH @ 0,5 A sur pot EFD25 en 3F3, Al 100 (voir texte)
VR1 : varistance 275 V 20 joules V275LA4 Harris
3233-593-5276 Philips ou équivalent Siemens...
1 bornier 4 plots
1 bornier 2 plots.

SIMULATEUR DE PRÉSENCE

Le principe d'un tel dispositif est de commander dans votre appartement l'éclairage ou d'autres appareils électriques pendant votre absence. Le simulateur dispose de six sorties 220V et la possibilité d'introduire un facteur de probabilité compris entre 0 et 59 minutes à l'allumage. Il peut aussi faire office de programmeur domestique pour la gestion d'un aquarium, d'appareils ménagers ou encore de réveil-matin.



BESOINS FONCTIONNELS

La première chose à laquelle on pense pour un tel montage est la coupure de courant. Le simulateur doit dans ce cas d'une part conserver toute sa programmation et d'autre part rallumer ce qui doit l'être dès que l'électricité revient. L'horloge, elle devra tourner de façon à ne pas prendre de retard. Ces choix nous mettent à l'abri d'un défaut du secteur. Un autre point concerne les possibilités de programmation des prises. Il est utile de pouvoir allumer l'éclairage plusieurs fois dans une même journée. Dans le cas par exemple d'une cuisine, l'allumage se fait le matin à l'heure du petit déjeuner et le soir pendant le dîner. Cet exemple met en évidence un autre point qui pourrait faciliter la programmation. Il y a au cours d'une semaine des habitudes comme se lever le matin à 7h du lundi au vendredi ou encore dîner tous les jours à une heure fixe. Il est dans ce cas intéressant que le simulateur de présence puisse être programmé tant par jour que par période comme le week-end ou encore du lundi au vendredi. Cette façon de faire permet une simplification de la programmation mais aussi d'économiser de la mémoire. Au lieu d'utiliser 5 séquences pour allumer une chambre

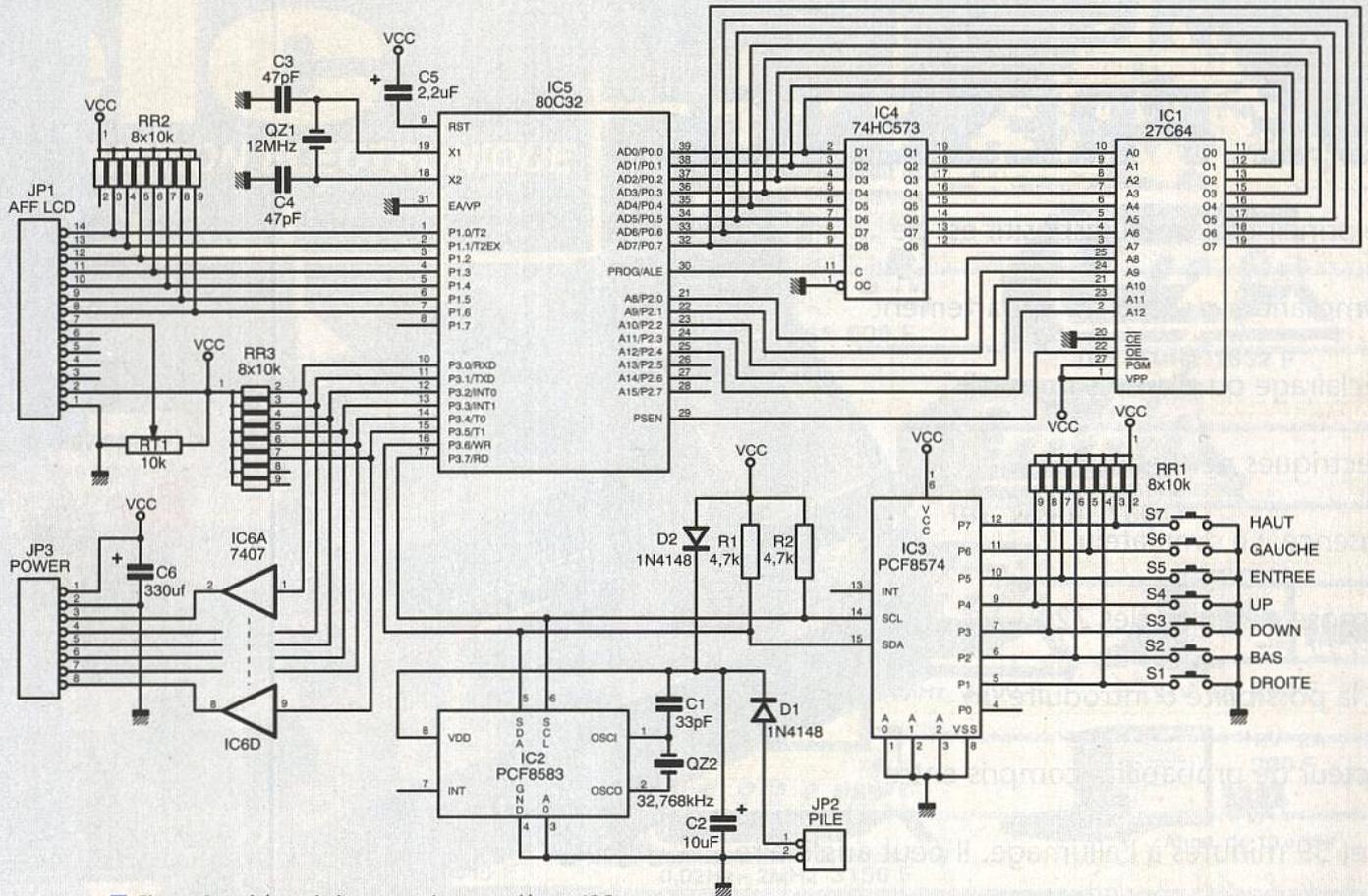
tous les matins du lundi au vendredi, on n'en utilise qu'une qui couvre une période allant du premier au cinquième jour de la semaine.

On ajoutera aux sept jours de la semaine trois périodes, l'une du lundi au vendredi, l'autre le week-end et enfin la semaine complète. Il y a cependant dans nos habitudes des décalages d'un jour à l'autre de quelques minutes. Il peut être intéressant dans ce cas d'ajouter à cette heure d'allumage un facteur de probabilité pour obtenir un éclairage à un moment différent pour chaque jour de la période. Un facteur de probabilité fixé à 10 minutes donne dans le cas d'un allumage programmé à 20h30 pour chaque jour une fourchette d'éclairage comprise entre 20h30 et 20h40. Pour une utilisation en tant que programmeur domestique un facteur égal à 0 ne devra pas influencer l'heure d'allumage. De cette façon le simulateur conserve une grande souplesse d'utilisation. Et enfin pour rester dans ce caractère multi usages, il faudra l'équiper de sorties 220 V commandées par triac et par relais avec des contacts secs pour d'autres tensions.

CHOIX TECHNIQUES

Le choix du composant I2C PCF8583 s'impose dans notre cas. Outre ses fonctions d'horloge, ce circuit dispose

d'une RAM. Il suffira de prévoir une alimentation par pile en cas de défaillance du secteur pour conserver à la fois une heure exacte ainsi que toutes les séquences déjà programmées. Ce composant communique via un bus I2C. Un microcontrôleur de la série des 8051 semblerait faire l'affaire. Les sorties à drain ouvert d'un 8032 sont bien pratiques pour communiquer en I2C. Elles permettent plus facilement de réaliser le ET logique câblé bien utile à ce bus. Un autre avantage est qu'il dispose déjà d'une petite RAM interne qui s'élève à 256 octets. Ce sera bien suffisant pour cette application. Ceci nous évitera l'utilisation d'une RAM externe. Le programme, lui, sera chargé dans une EPROM. Ce microcontrôleur dispose de 2 Ports de 8 E/S. Les deux autres étant un multiplexage comme d'habitude des bus de données et d'adresses. Un afficheur LCD de 2x16 caractères utilisera 7 lignes E/S s'il est commandé en 4 bits. Quant aux 6 prises, elles en utiliseront 6. Ce qui nous donne 15 lignes E/S avec les deux signaux SCL et SDA. Le 8032 en possède 16 et il n'y a toujours pas de clavier pour la programmation. On va profiter du bus I2C pour ajouter 8 E/S à l'aide d'un PCF8574. Ce circuit renseignera le 8032 sur l'état des 7 touches qui composent le clavier. Et maintenant pour la puissance, quatre des sorties seront faites à l'aide de triacs limités



■ Figure 1 : schéma de la carte microcontrôleur +I2C.

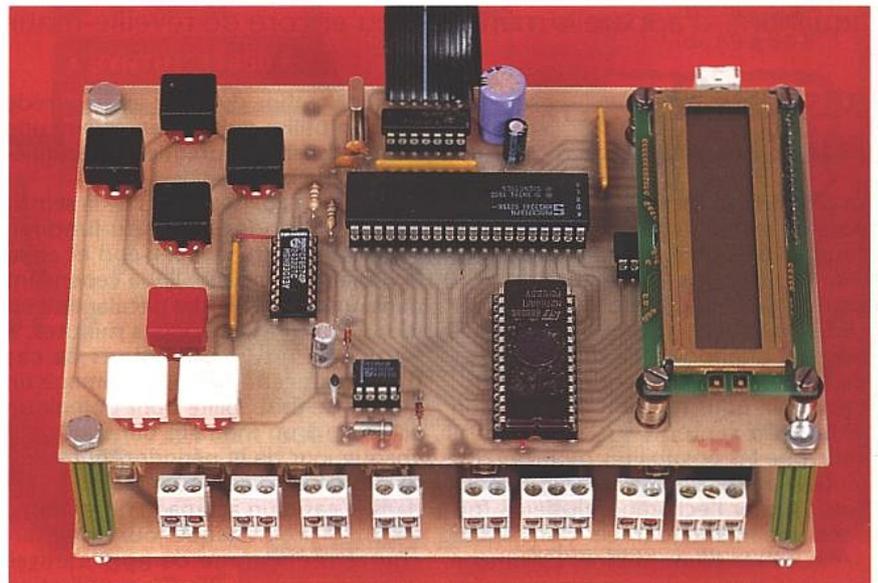
volontairement à 200 Watts. Les deux autres seront faites par des relais à deux contacts chacun. L'un commutera la phase pour des puissances toujours de 200 Watts maximum. L'autre contact sera sorti tel que pour commander d'autres équipements de votre choix et n'utilisant pas le 220V. De cette façon les sorties peuvent servir à plusieurs applications. Il va de soi qu'elles sont adaptables pour convenir à vos besoins. C'est la raison pour laquelle le montage sera fait sur deux cartes différentes. L'une comprendra la partie microcontrôleur, horloge, affichage et clavier et l'autre l'alimentation et la puissance qui pourra être modifiée suivant vos besoins.

LES SCHÉMAS

Ils sont comme vous pouvez le constater d'une grande simplicité.

La partie micro est composée du 80C32, d'un TTL 74HC573 et d'une EPROM 27C64 (figure 1).

L'afficheur est lui directement branché au port 1 du microcontrôleur dont il n'utilise que sept lignes. Pour le réglage du contraste de l'afficheur LCD, on ajustera la résistance variable RT1. Le Bus I2C lui est émulé à partir des lignes P3.6 pour SDA et P3.7 pour SCL. Il va directement vers l'horloge PCF8583 et le circuit E/S PCF8574. Le reste des lignes du port 3 commandent les prises sur la carte de puissance via le



■ Vue de la carte microcontrôleur-affichage.

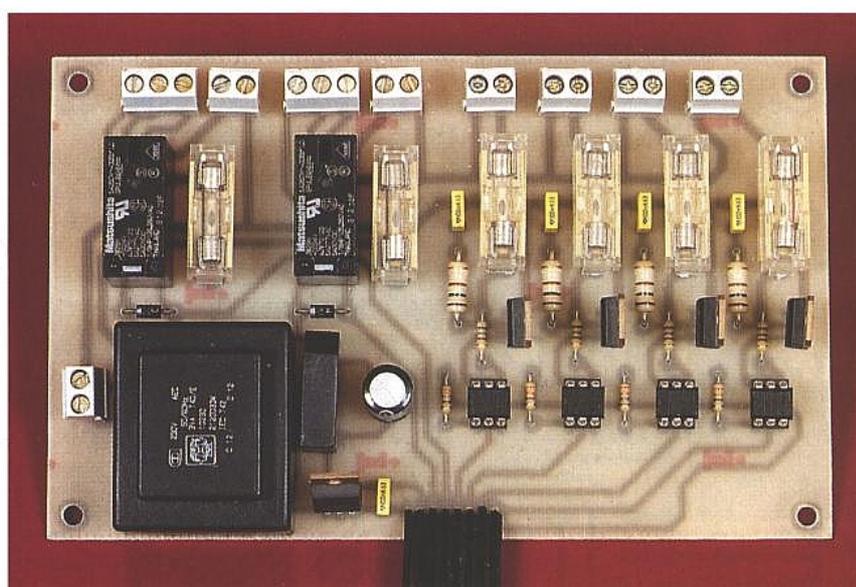
circuit 7407. Ce circuit a des sorties à collecteur ouvert. Pour la carte «prises» (figure 2), nous avons plusieurs types de commande. Les quatre sorties à triac sont commandées via des optotriacs. Les circuits MOC3020 nous isolent du secteur. Il est important de commander des charges uniquement résistives avec ces triacs sous peine de destruction. Pour des charges capacitatives ou inductives, il est préférable d'utiliser plutôt les sorties commandées par relais. Et pour d'autres tensions vous pouvez vous rabattre sur les

contacts secs. Il est aussi très important de ne pas dépasser les limites de ces relais. Enfin si la carte «prises» ne convient pas à vos besoins, n'hésitez pas à en refaire une en utilisant toutes les informations du paragraphe «autres applications».

LE PROGRAMME

Ce logiciel a été entièrement écrit en assembleur. Il est disponible sur le serveur ERP sous la forme de deux fichiers : BINARY.BIN qui contient le

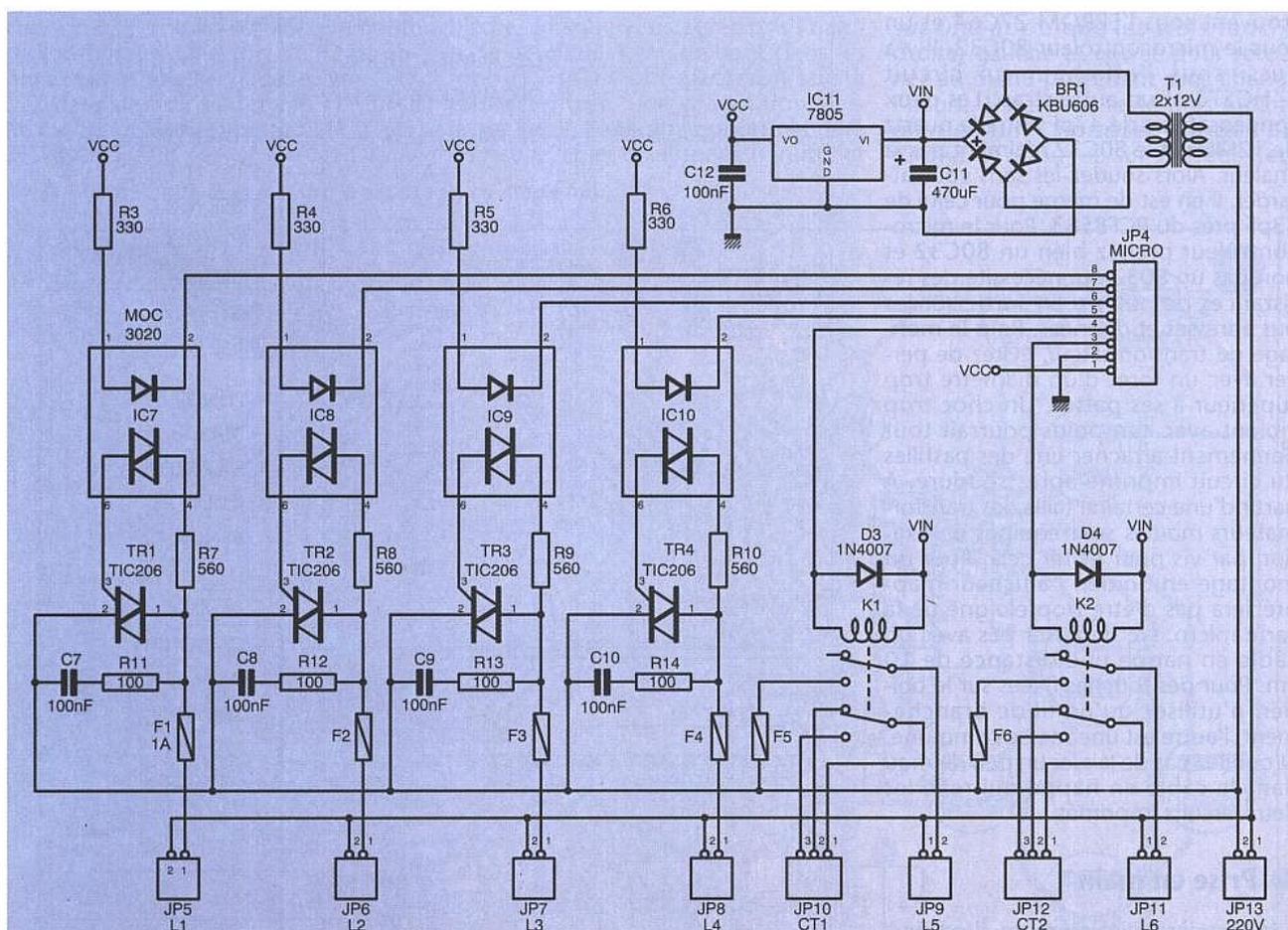
code binaire à charger en EPROM et TEST.LST qui lui est le listing en assembleur. Nous allons présenter les principales routines de gestion E/S qui peuvent vous être utiles pour vos propres études. La commande de l'afficheur est composée de 4 routines principales. Les sous-programmes ECRRS0, ECRRS1, LECRS0 et TSTBF4 permettent d'écrire et de lire dans les registres RS0 et RS1 de l'afficheur. L'initialisation de l'afficheur est faite en début du programme principal BEGIN. Il est aussitôt suivi par NEWCARAC qui se charge d'enregistrer une table de caractères définissables. Le contrôle du bus I2C est décomposé en 5 routines. DEBI2C et FINI2C s'occupent de générer les signaux de début et de fin de communication. SENDI2C et RECI2C, gèrent, elles, respectivement l'émission et la réception d'un octet. La routine SENDI2C se termine par l'attente d'un acquittement de la part de l'esclave qui peut être dans notre cas le PCF8574. Le PCF8583, lui, est commandé par plusieurs programmes. Pour la gestion des fonctions d'horloge, il y a principalement RDTIME, WRTIME, RDDAY et WRDAY. Et pour les fonctions de RAM, RDSEQ et WRSEQ. Côté utilisateur la programmation se fait par l'intermédiaire d'un petit menu (figure 3). Il offre au début trois choix possibles. Le premier ouvre un nouveau menu pour le réglage de l'horloge. Le deuxième sert à la programmation des prises. Le troisième exécute les cycles de commandes des prises. L'affichage de l'heure ne se fait pas sous la forme heures-minutes «XXh XXmn» mais par une graduation.



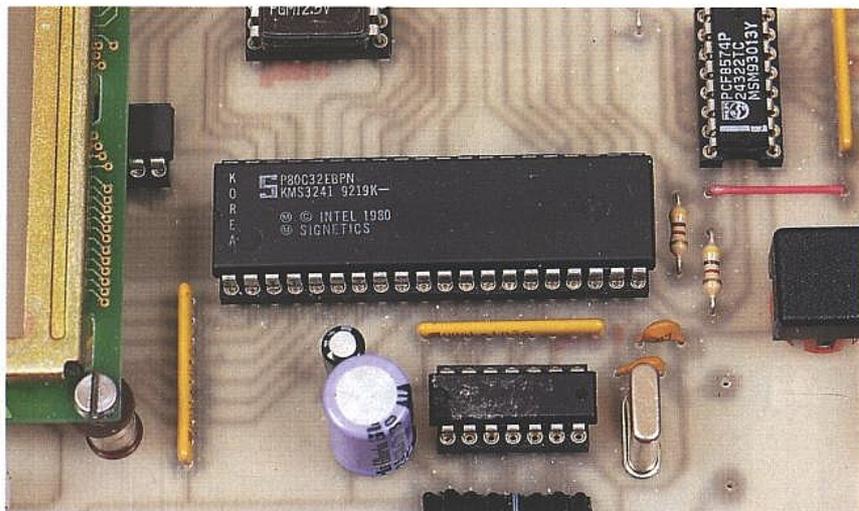
■ La carte commutation-puissance.

pas sous la forme heures-minutes «XXh XXmn» mais par une graduation. Sur la ligne du bas s'affiche une règle et celle du haut les grandeurs. L'ensemble défile d'une position vers la droite à chaque minute. Cette façon d'afficher le temps reste très proche de l'idée d'une minuterie et a permis d'éviter l'utilisation d'un clavier numérique. Par exemple pour la mise à l'heure, deux touches de direction font défiler cette graduation vers la droite ou la gauche avec une accélération du défilement si la touche reste pressée quelques instants. Ce

pas sous la forme heures-minutes «XXh XXmn» mais par une graduation. Sur la ligne du bas s'affiche une règle et celle du haut les grandeurs. L'ensemble défile d'une position vers la droite à chaque minute. Cette façon d'afficher le temps reste très proche de l'idée d'une minuterie et a permis d'éviter l'utilisation d'un clavier numérique. Par exemple pour la mise à l'heure, deux touches de direction font défiler cette graduation vers la droite ou la gauche avec une accélération du défilement si la touche reste pressée quelques instants. Ce



■ Figure 2 : schéma de la carte commutation-puissance.



■ Microcontrôleur et interface.

programme d'une taille qui avoisine les 8 Ko tiendra parfaitement dans une EPROM 2764.

MONTAGE ET RECOMMANDATIONS

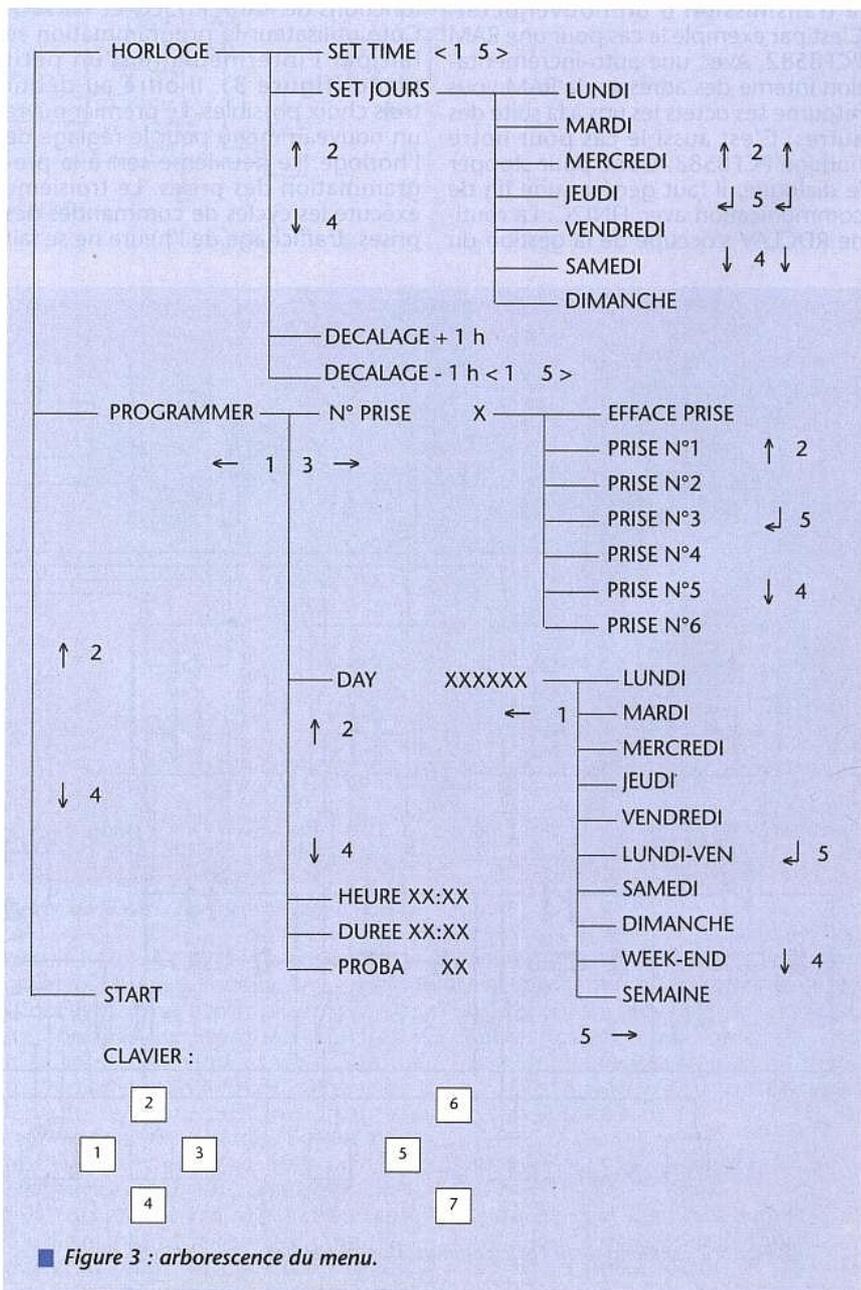
Toute réalisation commence par la fabrication du ou des circuits imprimés. Ici la chose vous a été facilitée au maximum avec deux circuits simple face (figures 4 à 7). Et pour vous éviter toute découpe ils sont au format europe 100 x 160 mm². Alors évitez-vous du travail en vous procurant des plaques présensibilisées de cette taille directement. Faites attention lors du montage, il y a plusieurs straps cachés. Deux se trouvent sous l'EPROM 27C64 et un sous le microcontrôleur 80C32. Il y a aussi sous l'afficheur un circuit 74HC573 et un autre strap. Les deux condensateurs de 47pF entre le quartz de 12MHz et le 80C32 n'aiment pas la chaleur. Alors soudez-les sans vous attarder. Il en est de même pour celui de 33pF près du PCF8583. Pour le microcontrôleur prenez bien un 80C32 et non pas un 8032 qui nécessite des résistances de pull-up en sortie sur les bus adresses et données. Pour le montage du transformateur, évitez de percer avec un foret d'un diamètre trop supérieur à ses pattes. Un choc trop violent avec son poids pourrait tout bonnement arracher une des pastilles du circuit imprimé après soudure. A partir d'une certaine taille, les transformateurs moulés sont équipés de fixation par vis pour éviter cela. Pour un montage en boîtier, l'afficheur n'appréciera pas d'être trop éloigné de la carte micro. Ne dépasser pas avec un câble en nappe une distance de 10 cm. Pour des touches fixées sur le boîtier, n'utilisez qu'un fil de branchement, l'autre est une masse commune. N'oubliez pas de laisser un peu de mou dans le câble en nappe qui relie les deux circuits imprimés.

● Prise en main

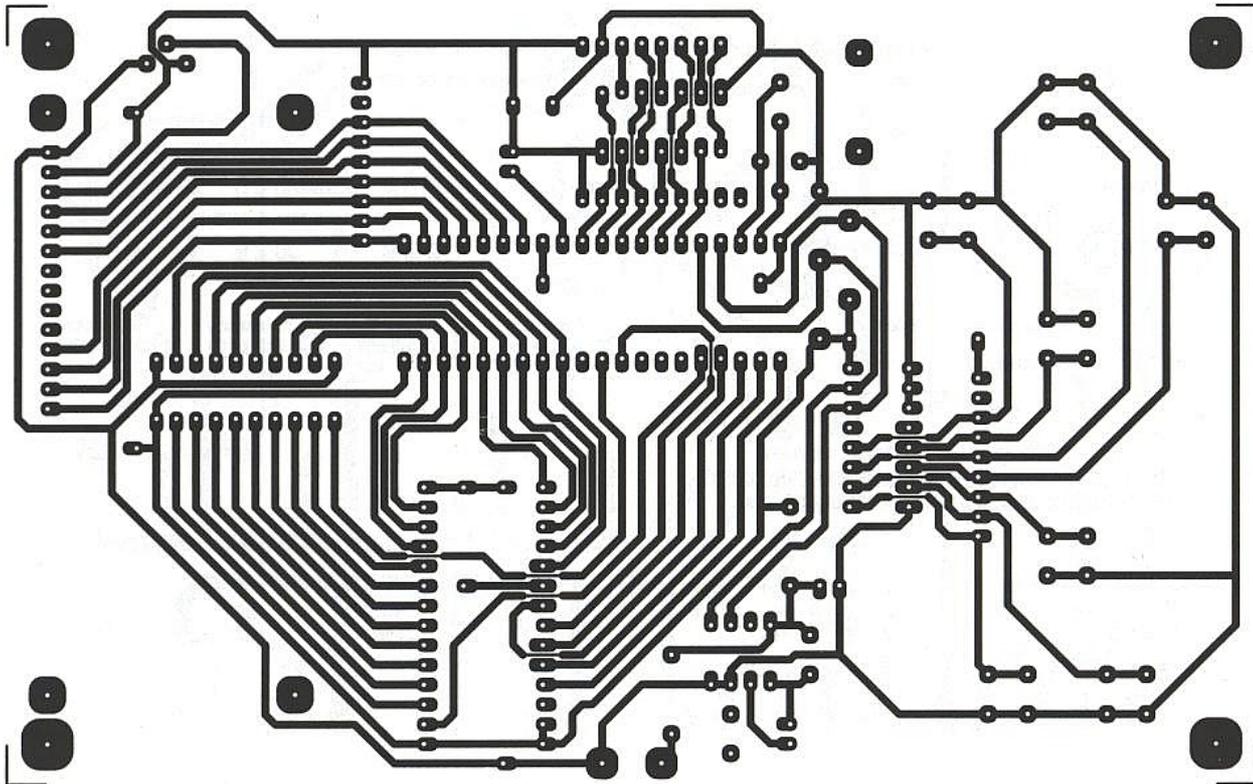
A la première mise en route, il est possible que vous n'ayez rien à la visu. N'oubliez pas alors d'ajuster la résistance potentiométrique à gauche de

l'afficheur. Une fois cela effectué, débri-chez le simulateur puis parmi les 4 touches de direction appuyez sur celles du haut et du bas et en même temps rebranchez l'ensemble. Le message «INIT SYSTEME» s'affiche. A la première mise en route, la mémoire est rem-

plie de données aléatoires. Cette opération initialise notre système en effaçant toutes ces données. Cette opération est obligatoire au premier branchement et elle peut être utilisée par la suite comme RAZ pour effacer les séquences déjà présentes en mémoire. La petite flèche à droite de l'afficheur indique que l'appareil attend votre confirmation. Une pression sur la touche «entrée» valide l'opération. Le choix d'une autre touche lancera le programme sans affecter la mémoire. Dans notre cas nous appuyons sur la touche entrée qui est la première à la droite des quatre de direction. On arrive sur un premier menu qui est composé de trois choix. HORLOGE et PROGRAMMER qui sont visibles sur l'afficheur et START le sera après une pression sur la touche bas. Sur les coins de l'afficheur se trouvent des petits triangles noirs. Chacun d'eux vous indiquent les directions possibles à prendre pour se déplacer dans les menus. D'une façon générale les touches haut et bas vous permettront de faire défiler les options possibles du menu en cours. La touche droite, elle,



■ Figure 3 : arborescence du menu.



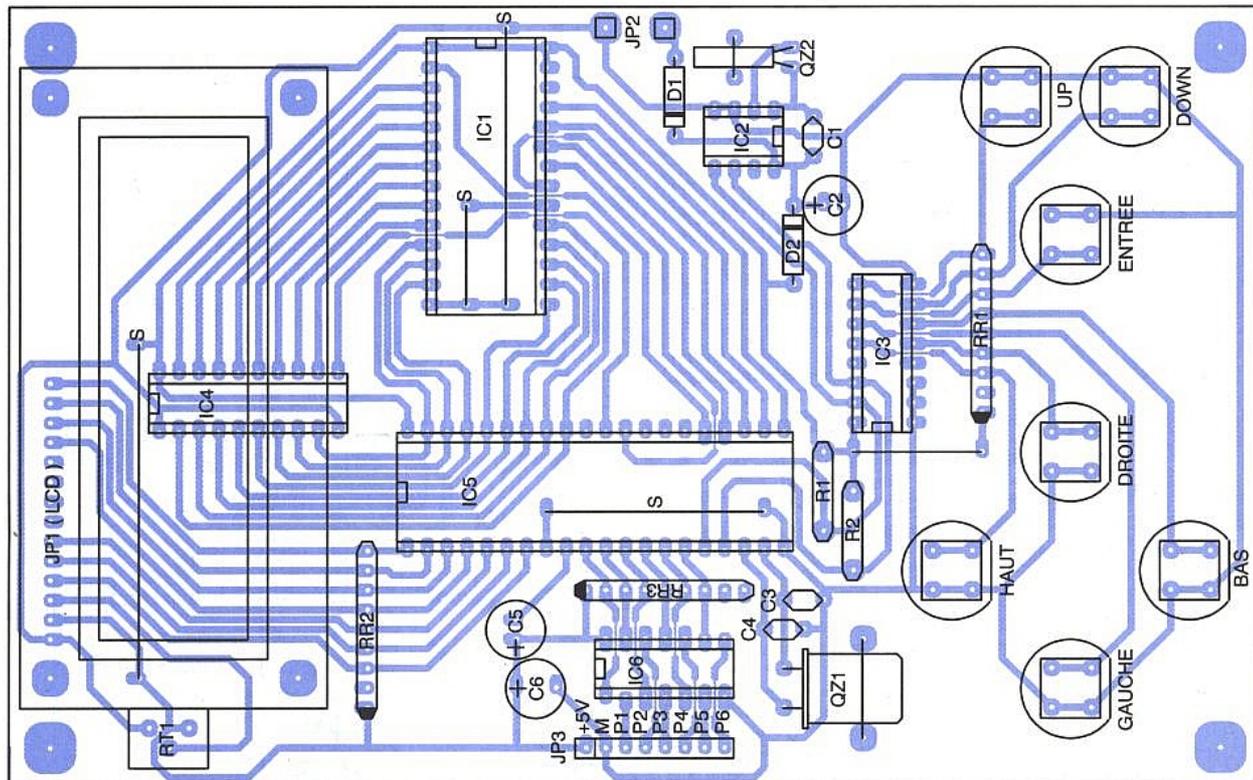
■ Figure 4 : carte microcontrôleur-affichage.

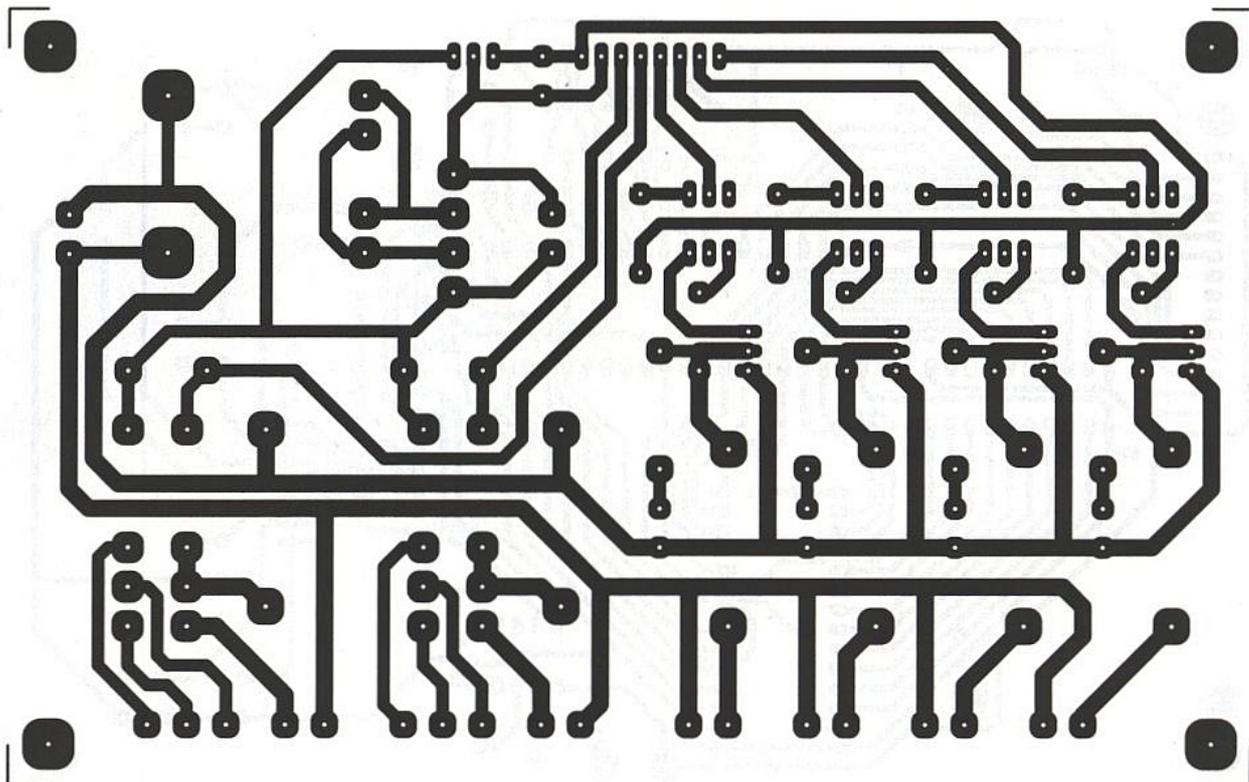
vous permettra de rentrer dans l'une de ces options. Celle de gauche correspondra à un retour en arrière. C'est à dire au menu antérieur. Afin de voir cela d'une façon pratique nous allons mettre notre système à l'heure. Il faut que vous ayez à la visu l'option HORLOGE sur la même ligne que le triangle en haut à gauche de l'afficheur. Toute option d'un menu que vous désirez valider doit se trouver sur la ligne haute de l'afficheur. Une fois cela fait appuyez sur la touche gauche. Vous entrez dans un nouveau menu composé de quatre options qui sont : SET TIME, SET JOURS, DECALAGE +1h et DECA-

LAGE -1h. L'Entrée dans l'option SET TIME ne se fait pas de la même manière que pour l'option HORLOGE. Lorsqu'on arrive sur une option pouvant modifier la programmation du système, il faut appuyer sur la touche entrée. Vous pouvez voir en haut à gauche non plus un triangle noir mais une petite flèche. Ce changement de touche vous évitera bien des problèmes lorsque vous aurez pris l'habitude de circuler rapidement dans les menus. Après une pression sur la touche entrée, une graduation s'affiche. Sur la ligne du haut on peut lire les heures et les dizaines de minutes et

sur la ligne du bas se trouve une règle graduée en minutes. Des actions sur les touches droite ou gauche font défiler cette règle. Une fois l'heure exacte placée au-dessus du petit rectangle noir représentant l'aiguille, appuyez sur entrée pour enregistrer l'heure. Le système retourne au menu antérieur. Si au contraire vous désirez sortir sans sauvegarder la nouvelle heure, pressez sur une autre que les trois touches droite, gauche et entrée pour retourner au menu précédant sans changer l'heure. Il ne nous reste plus qu'à régler le jour. Choisissez l'option SET JOURS et appuyez sur entrée. Cette

■ Figure 5 : attention aux straps nécessaires en simple face.





■ Figure 6 : carte puissance.

fois-ci le menu se compose des sept jours de la semaine. Vous n'avez qu'à choisir le bon puis appuyer sur entrée. Une action sur une autre touche que haut, bas et entrée renvoie toujours au menu précédant sans charger le nouveau jour.

Les options DECALAGE +1h et DECALAGE -1h sont à utiliser pour les décalages horaires. Elles ajoutent et retranchent respectivement une heure à l'horloge. L'option PROGRAMMER dans le menu de base permet d'enregistrer tous les paramètres d'une séquence. Ils sont composés du numéro

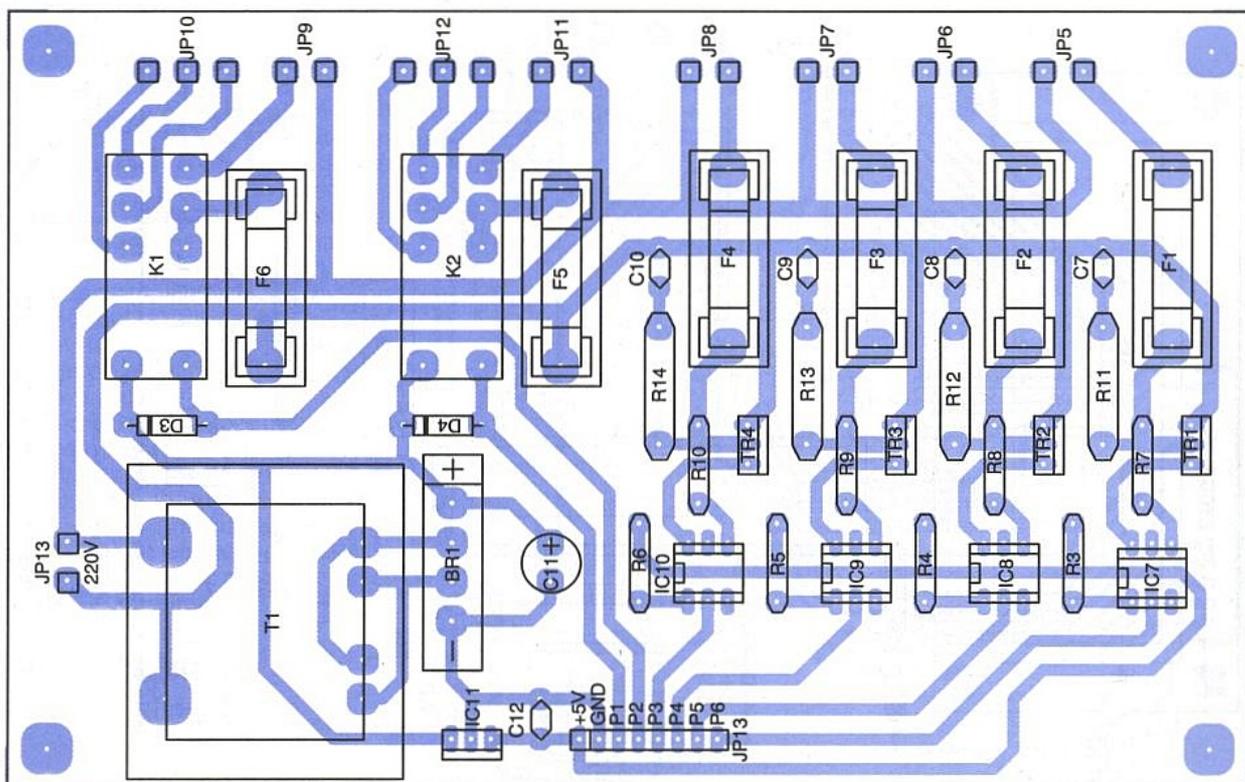
de prise, de la période, de l'heure d'allumage, de la durée et d'un facteur aléatoire. Le choix du numéro de prise va de 0 à 6. Le 0 indique aucune prise, la séquence ne commande aucune sortie. Ce 0 permet aussi de dévalider temporairement une séquence sans en effacer les autres paramètres. La période offre comme choix les jours de la semaine mais aussi du lundi au vendredi, le week-end et la semaine complète. Elle est en deuxième option dans le menu programme et est symbolisée par le message DAY.

L'option suivante est l'heure d'alluma-

ge et se règle comme l'horloge. Il en est de même pour la durée. Le facteur aléatoire d'allumage se règle lui entre 0 et 59 minutes. Si vous ne désirez pas vous en servir, laissez-le à 0 minute. L'utilisation du facteur de probabilité peut dans certaines circonstances faire se chevaucher deux séquences d'allumage d'une même prise. Cela ne pose aucun problème car le logiciel gère ce cas de figure.

Les deux touches up et down qui se trouvent à l'extrême gauche du clavier permettent de passer d'une séquence à l'autre. Elles ne sont actives que dans

■ Figure 7



NOMENCLATURE

CARTE MICRO

Résistances :

R1, R2 : 4,7k Ω 1/4W
 RR1, RR2, RR3 : 8x10k Ω
 RT1 : 10 k Ω

Condensateurs :

C1 : 33 pF céramique
 C2 : 10 μ F rad pol chimique
 C3, C4 : 47 pF céramique
 C5 : 2,2 μ F rad pol chimique
 C6 : 330 μ F rad pol chimique

Semi-conducteurs :

D1, D2 : 1N4148

Circuits intégrés :

IC1 : 27C64
 IC2 : PCF8583
 IC3 : PCF8574
 IC4 : 74HC573
 IC5 : 80C32
 IC6 : 7407

Divers :

S1 à S7 : touche D6
 coupleur pour 2 piles de 1,5V
 afficheur LCD 2x16 caractères
 10 cm câble nappe au pas 2,54
 Y1 : 12 MHz
 Y2 : 32,768 kHz

CARTE PRISES

Résistances :

R3 à R6 : 330 Ω 1/4W
 R7 à R10 : 560 Ω 1/4W
 R11 à R14 : 100 Ω 1W

Condensateurs :

C7 à C10, C12 : 100 nF plastique
 C11 : 1000 μ F rad pol chimique

Semi-conducteurs :

D3, D4 : 1N4007
 BR1 : KBU606
 T1 à T4 : TIC206M

Circuits intégrés :

IC7 à IC10 : MOC3020
 IC11 : 7805

Divers :

F1 à F6 : fusible 1A fast + support
 JP13, JP11, JP9, JP5 à JP8 : borniers de 2 contacts
 JP10, JP12 : bornier de 3 contacts
 TR1 : transformateur 2x12V 3VA
 K1, K2 : relais 2RT type RM224

le menu PROGRAMMATION et ne servent à rien d'autre. Pour la mise en route des séquences d'allumage, il suffit de choisir l'option START dans le premier menu.

Le système alors affiche l'heure toujours sous la forme d'une graduation. Les prises seront allumées dès la première minute écoulée. En cas de coupure secteur, si vous êtes en mode start, le système revient à la mise sous tension de lui-même sur ce mode. Il en est de même si vous vous trouvez dans la partie programmation. Autrement dit le programme sait à la remise sous tension s'il était en mode start ou pas.

AUTRES APPLICATIONS

Ce système peut faire office de programmeur domestique par exemple pour la gestion de l'éclairage de nuit d'une vitrine de magasin. A partir d'une certaine heure en fin de journée le passage n'étant plus important, on peut se permettre d'éteindre une partie de l'éclairage en vitrine. On peut aussi citer la gestion d'un aquarium en cas d'absence. Il y a un point très important qu'il ne faut pas négliger : quelle que soit votre application, prenez le temps de vérifier si la puissance commandée n'est pas supérieure à celle que peut débiter ce montage. Nous avons limité la puissance de nos sorties à 200W.

Les contacts secs d'après le constructeur ont un pouvoir de coupure de l'ordre de 5 Ampères pour une tension de 250 Volts en alternatif et 30 Volts en continu. Sachez qu'il vous est possible d'adapter les sorties à vos besoins en refaisant la carte puissance. Dans ce cas ayez présent à l'esprit que le 7407 est un sextuple tampon avec sorties de puissance à collecteur ouvert. Ses sorties ne sont pas des TTL standard. La sortie est faite avec un transistor dont l'émetteur est à la masse et le collecteur ouvert aboutit directement sur la patte du circuit intégré. Une sortie au 0 logique correspond à un état saturé du transistor et au 1 logique à un transistor bloqué.

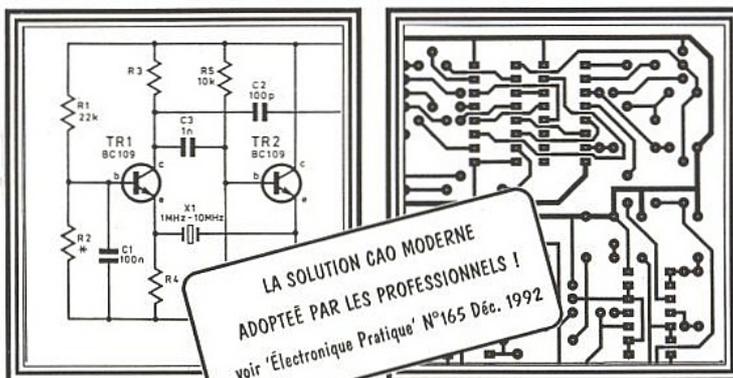
C'est par ce transistor que les deux relais sont directement commandés sous une tension de 17 Volts. Le constructeur donne pour ces circuits une tension maximum de 30 Volts pour un courant lui aussi maximum égale à 2,5 fois la sortance standard, c'est à dire 40 mA. On peut comparer ce circuit à un réseau de transistors dont les bases peuvent être commandées directement par des niveaux logiques sans résistance.

J.M BALSSA

Les fichiers concernant cette réalisation sont bien entendu disponibles sur notre serveur ou sur disquette formattée à nous adresser avec port de retour.

CAO	"CADPAK" = SAISIE DE SCHEMAS	SUR PC AT et '386/'486
	DESSIN ET ROUTAGE DE CIRCUITS-IMPRIMES	

NE SOYEZ PAS UN DINOSAURE..
 ...pour 1490 F TTC franco
 achetez "CADPAK"...



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 Démon contre chèque 50 Francs)

Multipower

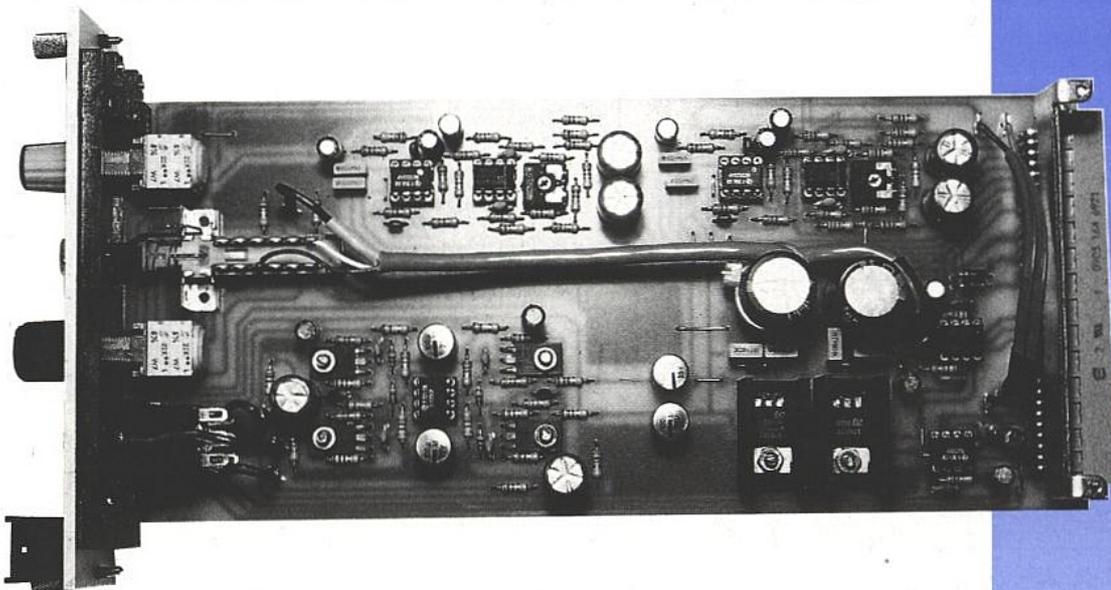
22 Rue Emile Baudot
 91120-Palaiseau
 Tel: (1) 69 30 13 79
 Fax: (1) 69 20 60 41

e
 RADIO
 PLANS

CARTES ENREGISTREMENT ET TROIS LIGNES STÉRÉO

Pour compléter et
quasiment terminer le
bac MIRKAS, voici
deux modules Europe
indispensables.

Le premier (PFL/
Record), est en



mesure d'effectuer les mélanges du bus stéréo PFL sur une sortie casque,
mais aussi ceux du bus OUT pour deux sorties enregistrement :

l'une «domestique», l'autre «pro». Le second (LST) autorisera l'ajout de trois
lignes stéréo par unité sur ces bus, avec pour chaque : le niveau en façade, une
clé PFL et les gains ajustables en interne.

Ainsi, avec une ou plusieurs tranches MICU, plus MIRKALIM et ces deux modules, il sera permis de mélanger des micros -avec option phantom- à des lignes stéréo de diverses origines (laser, cassette, modulation vidéo, etc.). C'était le but que nous nous étions fixé.

PFL/RECORD

Bien qu'il soit d'une déroutante simplicité - comme on pourra le constater à l'examen du schéma présenté figure 1 -, ce module est en fait le cœur d'un système de mélange assez complet. Il offre en effet deux accès bus stéréo, un pour la pré-écoute, le second pour les voies «master». Il est plus aisé d'en comprendre le fonctionnement en s'attachant aux commandes disponibles en face avant et aux prises offertes à l'arrière. On dispose en façade d'un potentiomètre de volume général pour l'enregistrement et d'un circuit casque stéréo

complet, soit prise jack avec niveau réglable, associé à une clé pouvant commuter ce mode d'écoute entre les voies PFL sélectionnées (au besoin mélangées) et les sorties MASTER.

En face arrière, on trouvera trois sorties enregistrement : une stéréo asymétrique sur jack, parfaitement adaptée aux machines domestiques n'aimant pas trop les forts niveaux (ici - 10dBu en moyenne) ; deux sorties symétriques (L et R) sur XLR à +4 dBu, enfin un report sur carte mère des voies Master asymétriques avant tout réglage de niveau.

On aura sans doute remarqué que les sorties «enregistrement» symétriques et asymétriques sont asservies au même potentiomètre général : P2 (duo). Il n'y aura donc pas indépendance de ces prises mais ceci ne devrait poser aucun problème majeur en exploitation : il y a presque toujours la possibilité de régler chacune des voies sur les enregistreurs, ce qui par voie de conséquence se traduit à la fois par une adaptation idéale de chaque machine

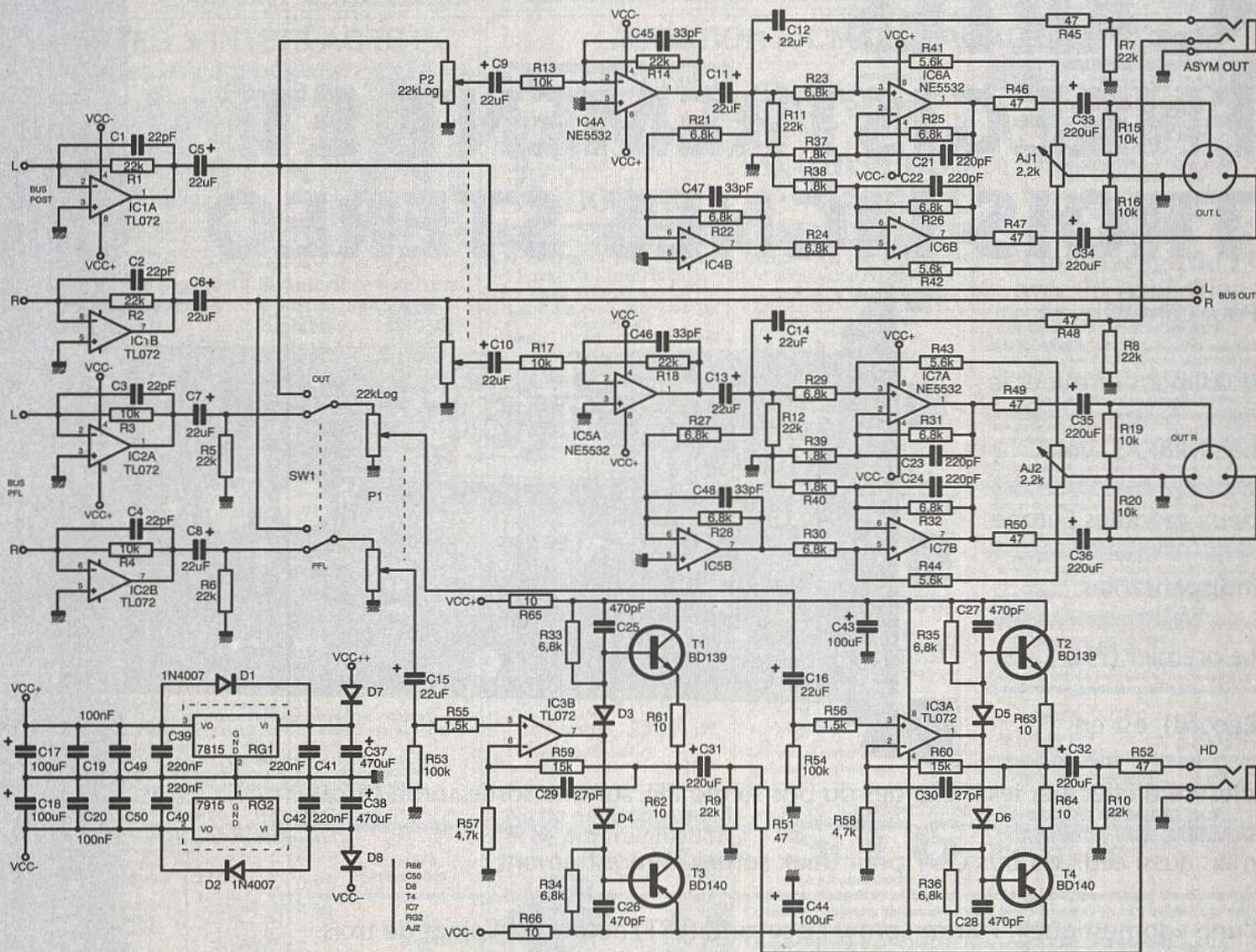
tout en autorisant une éventuelle correction d'équilibrage L/R (balance).

Par ailleurs, on pourra très bien - dans un premier temps - utiliser la sortie asymétrique pour enregistrer et les sorties symétriques pour diffuser. Dans ce cas, il ne faudra plus toucher à P2 et le niveau sonore en diffusion sera uniquement réglé par le potentiomètre de volume de l'amplificateur.

Avec un ampli de chaîne HI-FI (ampli-préampli), il sera judicieux de séparer ces deux étages en se mettant en mode Monitoring, afin de récupérer toutes les sélections d'entrées existantes pour les ajouter (par une ligne stéréo) aux modules Mirkas, tout en gardant la possibilité de diffusion et d'enregistrement.

Le dernier module MIRKOUT offrira quant à lui de nombreuses autres fonctions à usage tant domestique que professionnel.

Le terme «bus out» retenu pour les reports sur carte mère des sorties de mélanges master dans IC1 est un peu impropre. En fait, ces reports master directs sont destinés à ce module très



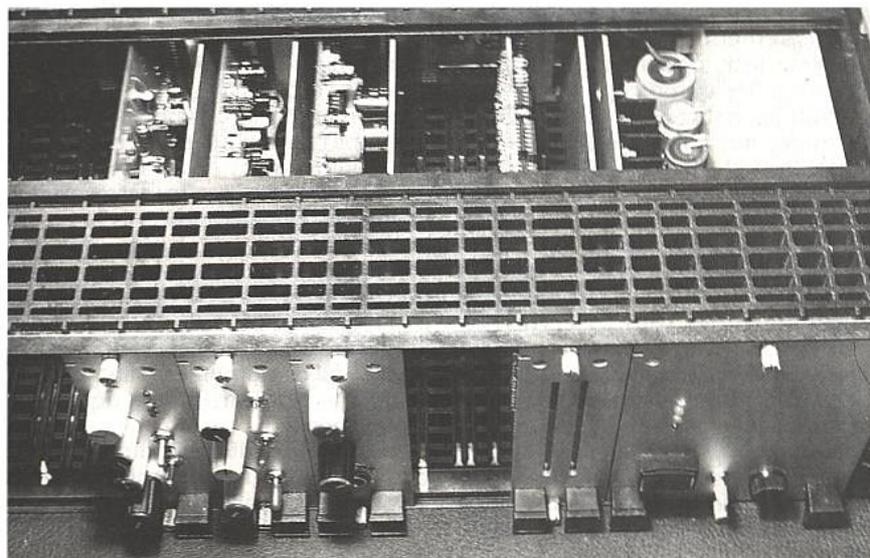
■ Figure 1 : schéma PFL/record.

spécial, mais aussi à envoyer vers SAS les modulations finales utiles. Une paire de straps provisoires sur la carte mère rendra SAS actif sur un ensemble complet. Toutefois des «ponts» seront toujours possibles, comme par exemple figer SAS sur ASYM OUT afin de surveiller la modulation record, une

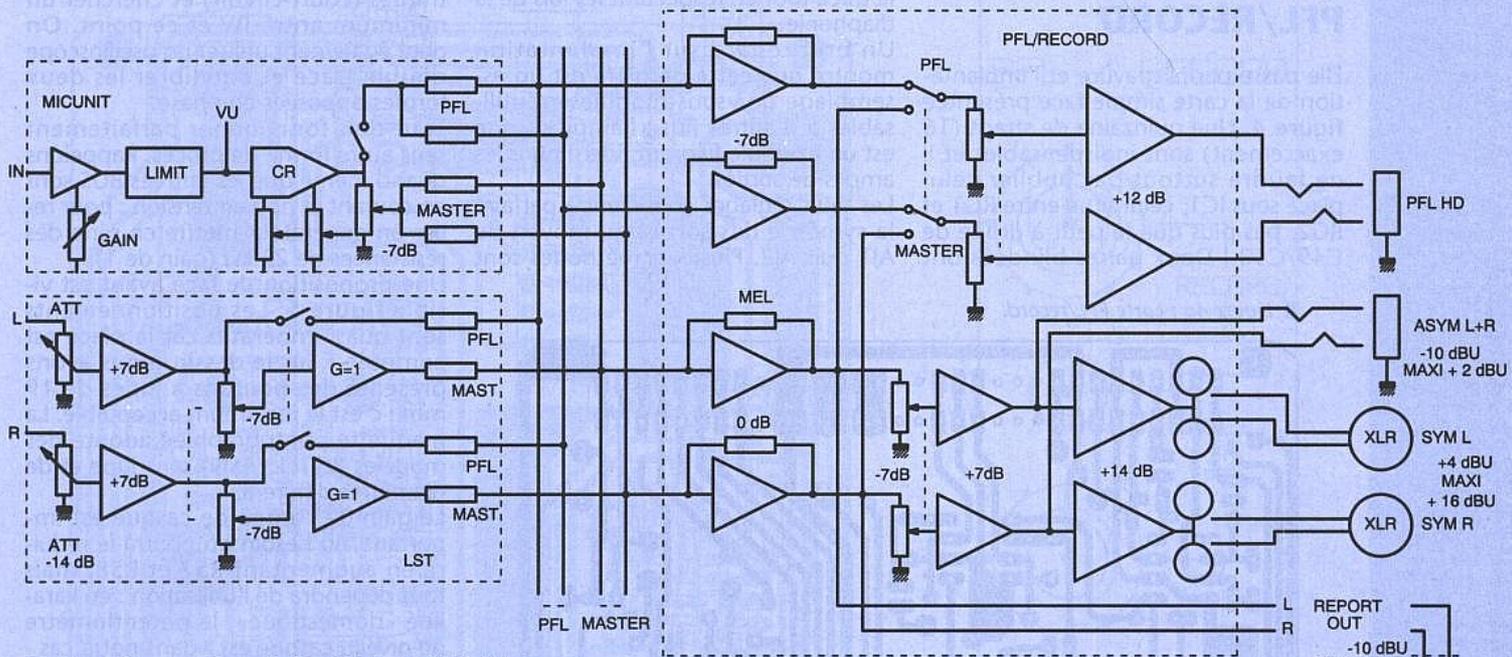
commutation étant également envisageable en face arrière. Sur la carte PFL proprement dite, détourner «BUS OUT» vers le commun de SW1 serait un jeu d'enfant si on y trouvait intérêt : cette clé a pour fonction de basculer les amplis du casque entre le bus master (brut de réglage de

niveau) et le bus PFL assujéti aux clés de sélection de pré-écoute. Dans certains cas ce pourrait être utile afin de surveiller outre les PFL de tranches, un retour d'enregistrement (3 têtes) câblé sur une voie stéréo, mais nous verrons que ceci est permis aussi grâce à la seule PFL et un soin tout particulier du diagramme des niveaux.

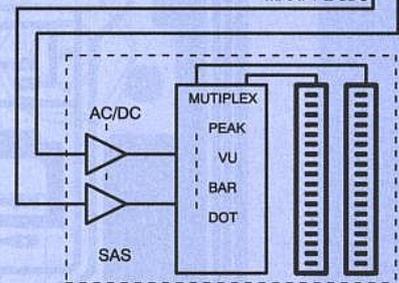
■ Occupation du rack avec les modules décrits.



Le système est ouvert, et on pourrait même envisager de commuter SAS par une clé ajoutée dans ce module PFL/RECORD : il y a la place mécanique et des transits restent libres sur le connecteur). ATTENTION toutefois de ne pas toucher au bus PHANTOM +48V ! C'est la seule réserve. La clé SW1 va donc permettre d'écouter au casque soit les sélections PFL soit le bus MASTER. Sans autre forme de procès, on devrait savoir qu'il y aura des niveaux différents car les PFL sont avant «fader» et le Master post-fader. Cet écart est lié à la réserve adoptée pour les «faders» qui - dans notre cas - sont des potentiomètres rotatifs. A notre avis, 6 ou 7 dB sont ici largement suffisants : il nous semble inutile de prendre une garde plus importante quand on dispose d'un ajustage de gain en continu sur les voies Micros et que les correcteurs de tonalité sont



■ Figure 2 : synoptique de l'architecture réalisable.



protégés par un limiteur interne. Si les lignes stéréo sont à leur tour raisonnablement adaptées (nous verrons qu'il sera permis sur la carte LST d'éviter les excès dans les deux sens : surmodulation/ sous modulation), toutes les combinaisons devraient être acceptables sans «gaspiller» trop de gain. Dans de telles conditions, il est alors concevable de pré-équilibrer les mélanges PFL (en réduisant le gain de 6 ou 7 dB dans IC2). C'est ce que nous avons fait : $R3 = R4 = 10 \text{ k}\Omega$. Si un tel écart est respecté, un basculement entre PFL et MASTER devrait éviter des sautes de niveaux désagréables (que l'on corrige généralement en triturant le potentiomètre de volume casque), mais aussi permettre une confrontation record/play d'un enregistreur 3 têtes à gain de 1, par une simple lecture PFL d'une ligne stéréo.

La figure 2 montre l'architecture de tout ce qui sera possible à la fin de ces lignes, l'alimentation ayant été décrite le mois dernier. On y retrouve le synoptique extrêmement simplifié du préampli micro (ERP n° 568) couplé aux deux cartes proposées ici, soit PFL/RECORD et LST (dans le cas précis réduit à une seule ligne stéréo parmi 3). La figure 3 va permettre de suivre les niveaux. En simplifiant, on peut admettre que du bus master à ASY out, le régime moyen est fixé à -10 dBU, valeur adaptée aux machines domestiques et semi-professionnelles. Ceci prend pour convention un recul de 7 dB dans les potentiomètres de volume des tranches mais aussi des sorties RECORD, donc un «bus PFL» de 7 dB supérieur soit -3 dBU. L'ampli de mélange PFL ayant été rendu affaiblisseur de 7 dB, on retrouve alors l'équilibre, et on peut constater que si on enregistre en sortie ASY à -10 dBU, une récupération de lecture sur ligne stéréo à -10 dBU autorisera la fonction monitoring sans ouverture des lignes de sorties. Pour fonctionner correctement, il faut bien étudier le dia-

gramme des niveaux et adopter pour une voie ouverte à «zéro» cette réserve de 7 dB dans les «faders». Pour des potentiomètres rotatifs log, ceci correspond à environ 3/4 de la course soit à peu près 3 heures.

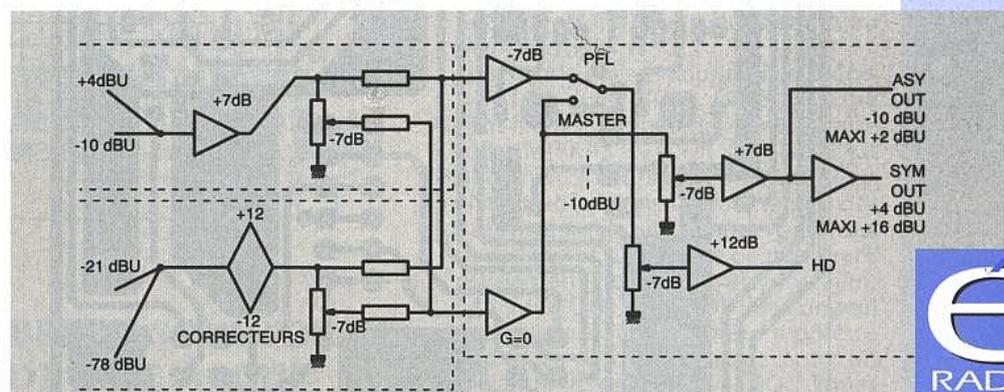
On ne manquera pas de remarquer qu'il en sera de même sur un enregistreur à +4 dBU (SYM out) si les lignes stéréo sont également calibrées à cette valeur.

Certains pourront s'étonner que les faders soient quasiment utilisés en «tout ou rien». C'est pourtant le cas bien souvent en sonorisation : les tirettes sont par défaut au «zéro» voie ouverte ou au repos, voie OFF, très rarement en positions intermédiaires, les ajustements étant faits directement sur les gains d'entrées. On pourrait même parfois se poser des questions quant à leur utilité : une ouverture ou fermeture de voie temporisée et programmable (réduction par exemple du mélangeur automatique décrit dans ERP n° 504) serait fréquemment tout à fait en mesure de se substituer à un fader. Mais remplacer un potentiomètre de volume par un inter pourrait être mal pris. Attention, nous parlons de sonori-

sation, pas de mix en studio, c'est évident !

Sans parfois l'avouer, bon nombre de sonorisateurs ne travaillent-ils pas avec la clé on/off des voies et le preset, fader ouvert ?

Tout ceci confirme néanmoins qu'une bonne organisation du diagramme des niveaux est en mesure de faire accepter la convention « fader au zéro à -7dB » comme un état stable. Combien de fois l'auteur a-t-il modifié des consoles du commerce afin d'équilibrer Master/ PFL quitte à booster de quelques dB les amplis de casque afin de permettre une couverture des bruits ambiants, autant en position Master que PFL ?



■ Figure 3 : diagramme des niveaux.

RÉALISATION PFL/RECORD

Elle passe par la gravure et l'implantation de la carte simple face présentée **figure 4**. Une quinzaine de straps (16 exactement) sont indispensables et il ne faudra surtout pas oublier celui placé sous IC1, celui situé entre RG1 et RG2, pas plus que le petit à droite de C49/C50 ! Deux paires blindées ont

également simplifié considérablement le tracé tout en respectant les lois de la diaphonie.

Un bref regard sur l'implantation montre que cette dernière est un assemblage de «sous-modules» réutilisables à d'autres fins : l'ampli casque est un exemple flagrant, idem pour les amplis de sorties.

Les seuls réglages consistent à parfaire la symétrie des sorties au moyen de AJ1 puis AJ2. Plusieurs méthodes sont

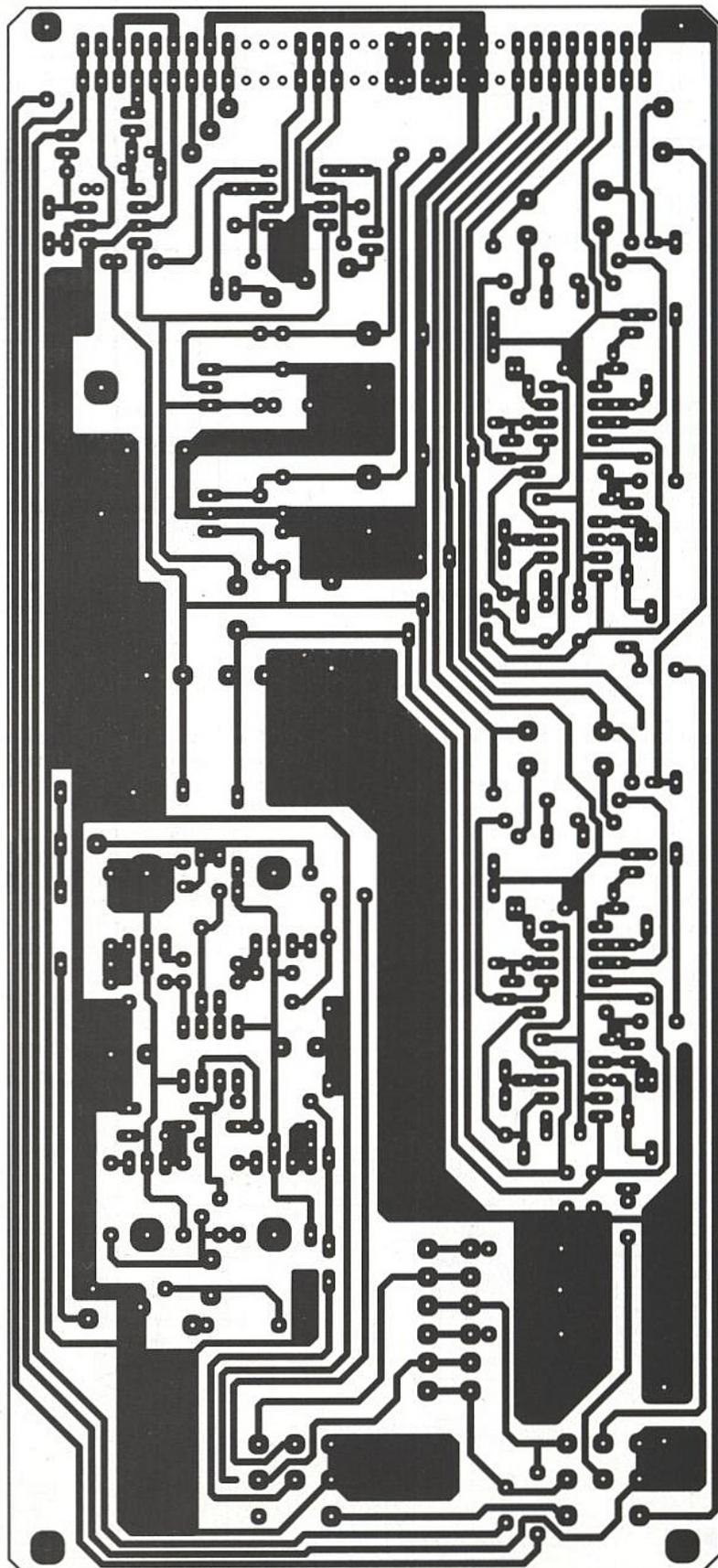
possibles : relier les deux voies symétriques (court-circuit) et chercher un minimum entre 0V et ce point. On peut également utiliser un oscilloscope double trace et équilibrer les deux formes opposées en phase.

Tout doit fonctionner parfaitement sans autre forme de procès. Rappelons quand même que les entrées BUS sont en courant et non en tension : pour relier un générateur mettre en série des résistances de 22 kΩ (gain de 1) !

Une proposition de face avant est visible **figure 5**. Les positionnements sont quasi impératifs car la place est comptée ! Sur le dessin, nous avons présenté des boutons à jupes de 19 mm : c'est le maximum acceptable. La maquette photographiée adopte des modèles RITTEL (ASN) sans jupe et de diamètres différents.

Le gain de l'ampli de casque est important. Au besoin on pourra le réduire en augmentant R57 et R58, mais tout dépendra de l'utilisation : en karaoké «domestique», le potentiomètre de niveau casque est - dans notre cas - à 2 heures en moyenne. Pour une PFL sono (pression acoustique extérieure importante), pousser jusqu'à 5 heures est fréquent. Surtout ne pas abuser SVP !

■ **Figure 4a** : carte PFL/record.



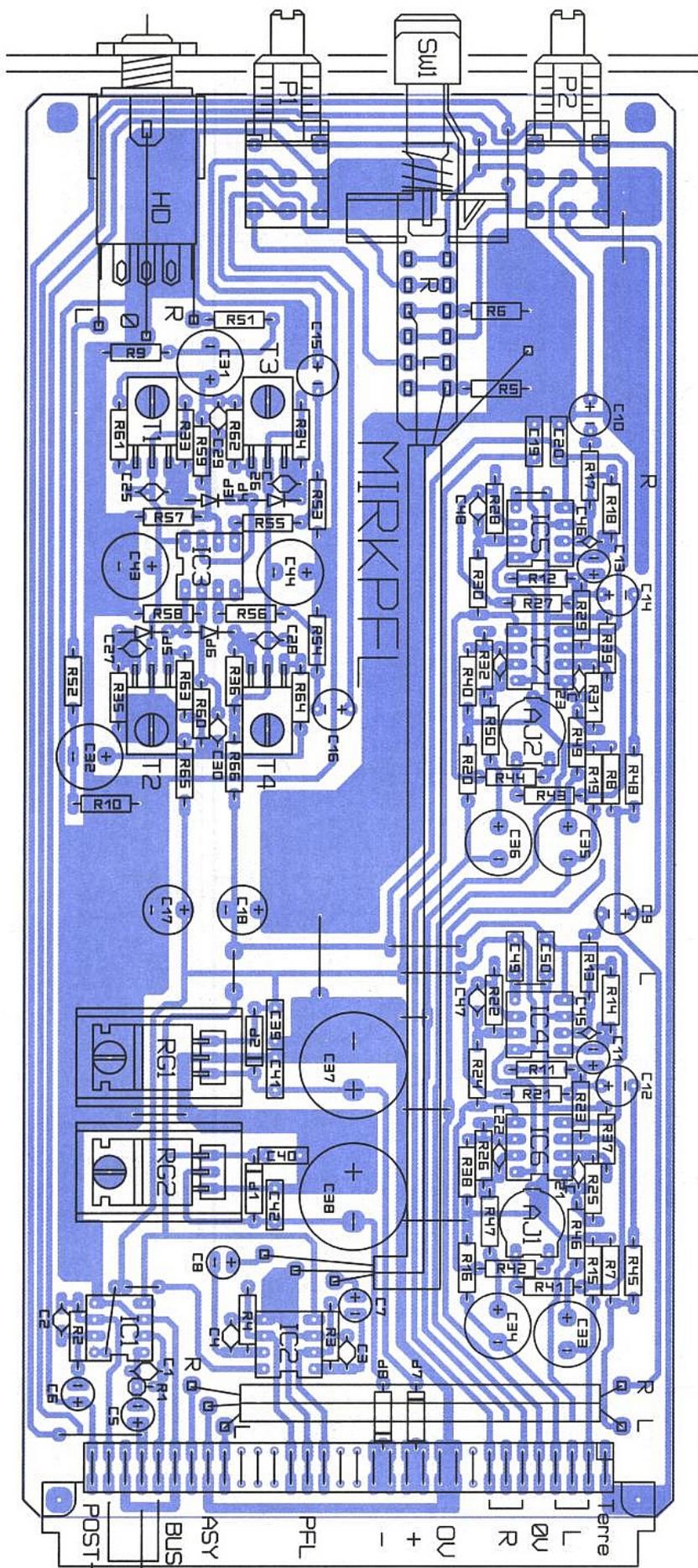
MIRKLST

Le second module présenté ici est en mesure d'accepter trois lignes stéréo. Notre toute première idée était de se contenter de 2 unités un peu plus complètes que celles adoptées ici, mais le passage à 3 s'est quasiment imposé pour diverses raisons. Tout d'abord il est fréquent en petite sonorisation de vouloir raccorder une platine laser, un lecteur de cassette et une table tourne-disque. A ce sujet rappelons quand même qu'un pré-ampli RIAA externe sera indispensable (BLACK par exemple ou AC DISCO), sauf si la platine est équipée de son propre préampli (rare).

Avec seulement deux unités par module, la construction de 2 modules était presque incontournable, surtout si on voulait bénéficier en usage domestique d'une écoute PFL comme monitoring.

Ainsi pour du montage vidéo, diapo ou cinéma, deux sources musicales ou de bruitages plus un contrôle d'enregistrement se satisferont désormais d'un seul module 8TE. Le bac pourra alors être assemblé en 5 micros, 3 lignes stéréo ou 4 micros, 6 lignes stéréo, ce qui est loin d'être ridicule. L'idée de proposer une autre carte très utile capable d'accepter un micro ET une ligne stéréo n'a pas été abandonnée. Un jour peut-être fera-t-elle l'objet d'une brève réalisation compatible ?

Son intérêt serait évident car on arriverait alors à 5 micros plus 4 lignes stéréo (sans oublier PFL/RECORD, le module OUT à venir, SAS et l'alim), le tout dans 3U. Une bonne base pour une petite radio privée ou l'animation de kermesses ; une petite troupe de théâtre, un cabaret, etc. Comme nous

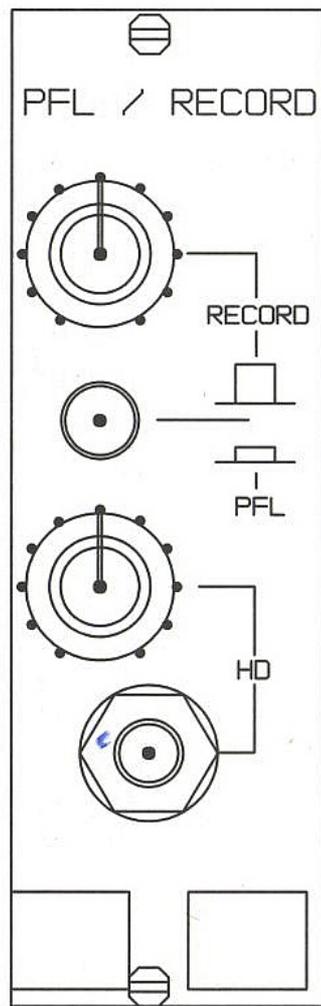


■ Figure 4b : attention aux straps.

avons aussi en projet une amplification de puissance modulable EUROPE, chacun devrait pouvoir alors agencer un système exactement conforme à ses besoins (même en HI-FI d'appartement) avec la garantie d'extensions aisées.

BREAK SOUS FORME DE MISE À JOUR

Deux questions principales nous ont été posées par de fidèles lecteurs passionnés d'audio.



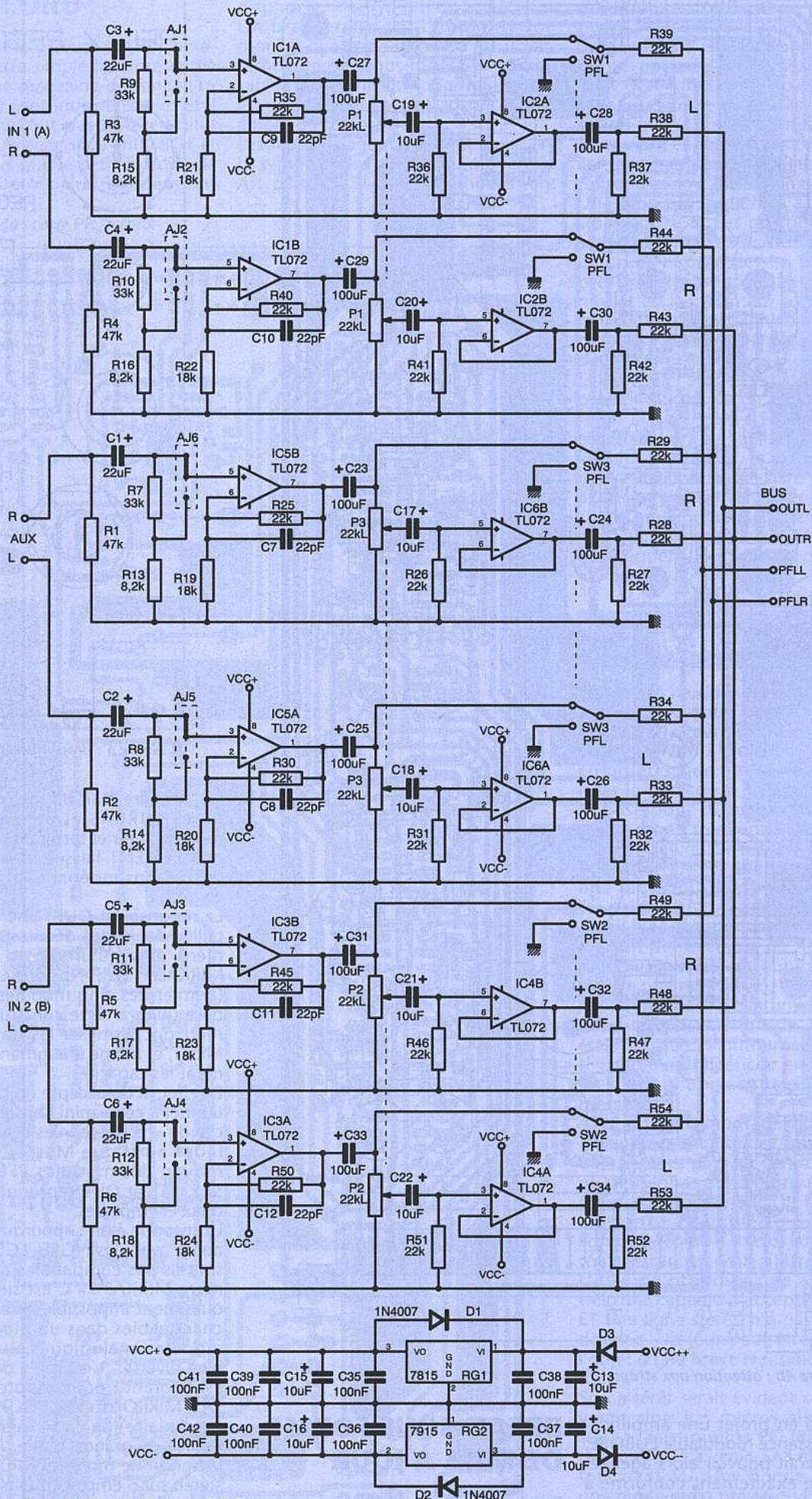
■ Figure 5 : proposition de façade.

La première était de savoir si nos modules MIRKAS étaient en mesure de compléter et terminer la réalisation de CLEMENT laissée sans suite pour des raisons indépendantes de notre volonté.

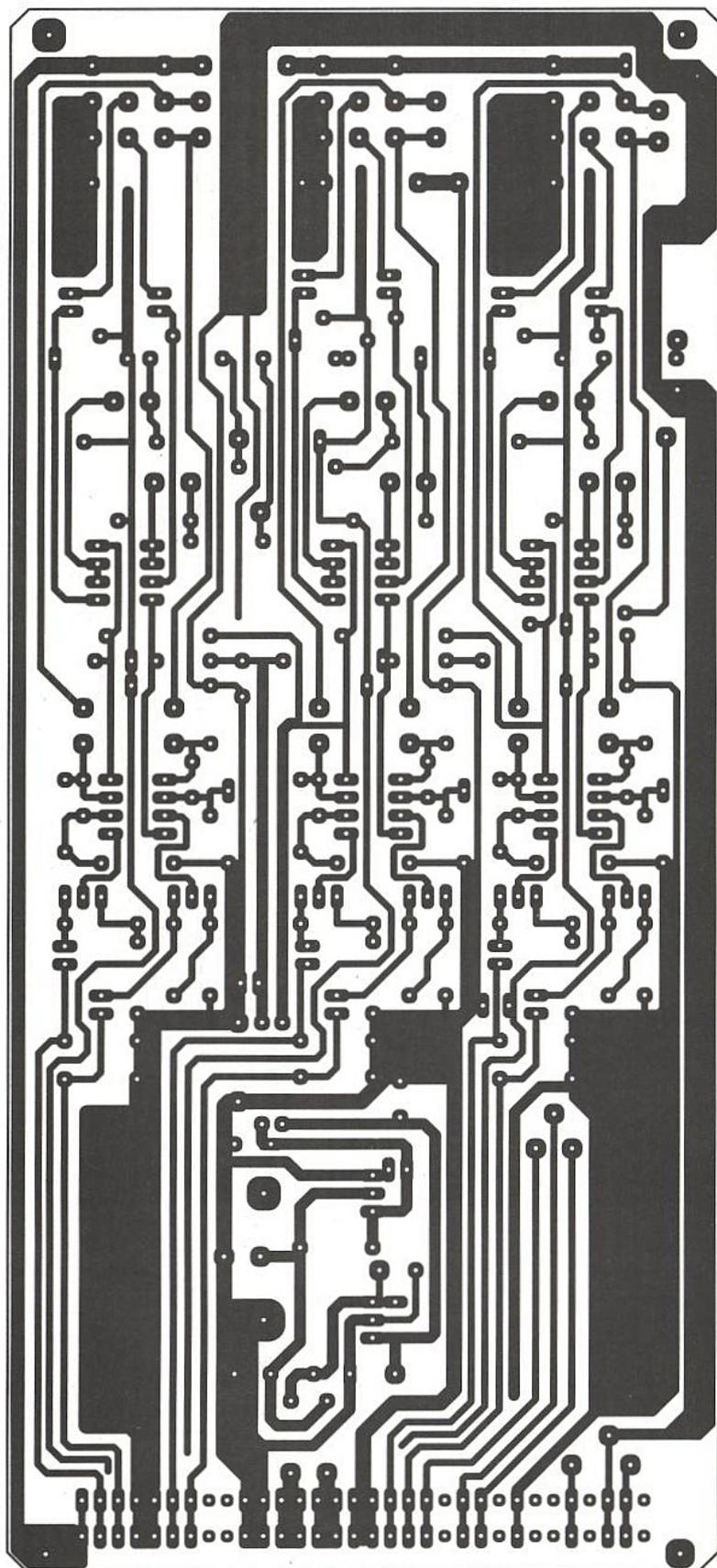
La réponse est OUI : une analyse détaillée des cartes décrites dans ce numéro, ainsi qu'un regard attentif sur MIRKALIM (ERP N° 569) et MIRKOUT (dernier des cinq modules Europe de base utiles à cette construction), permettront d'utiliser les tranches CLEMENT, et même d'augmenter notablement les capacités.

En effet, si on accepte un bac 3U additionnel à cette mini console, il sera facile de «récupérer» les bus pré et post fader ainsi que Master 1 et 2 ; au moyen des modules PFL/RECORD, SAS, LST et OUT reproduits en un ou deux exemplaires.

La seconde était : «pourquoi les précédents modules NGSE, LCSE, LC2E ne sont-ils pas compatibles avec la carte mère MIRKAS ?» C'est simple : il est quasiment impossible de rendre interchangeables dans un même bac des modules analogiques aux fonctions bien diverses. L'exemple de notre rack est flagrant : pour adopter une alim, SAS, MIRKOUT et PFL/OUT (en un seul exemplaire), la carte mère a dû être dédiée en grande partie. Accepter un mélange de modules MICRO / lignes stéréo sur 6 emplacements a conduit à faire des concessions (le moins possible), mais des choix quand même ! Toutefois une carte de fond de panier



■ Figure 6 : schéma LST (lignes stéréo).



■ Figure 7a : circuit imprimé LST.

peut se redessiner, et insérer un ou deux modules NGSE (noise gate stéréo) ou autres, ne poserait d'autre problème qu'une adaptation de cette dernière.

Le schéma proposé figure 6 convient aux 3 voies stéréo annoncées mais peut se réduire - dans son principe - au 1/6 ème. Le tracé de la seule voie IN1 (A) L, dévoile (à l'alimentation près) le traitement identique aux six lignes. En oubliant l'atténuateur AJ1, on

constate que IC1A est figé au gain de $1 + (R35/R21)$ soit 2,2, donc environ + 7 dB.

Ceci est conforme au diagramme annoncé figure 3, et il en est de même pour l'atténuateur noté AJ1 (.. AJ6). En fait ce dernier est matérialisé par un inverseur calibré de telle sorte qu'il autorise ou non un affaiblissement avant IC1A de 14 dB, afin d'accepter des modulations aux standards +4 / -10 dBu. C'est un exemple ! Si on souhaite 0 / -

10 il sera facile d'effectuer l'adaptation, en n'oubliant pas toutefois de modifier les sorties symétriques de MIRKPFL si on désire profiter du « monitoring/PFL » dans de bonnes conditions.

Au besoin, l'implantation permettrait de remplacer AJ1 par un ajustable de 47k Ω (en supprimant R9), mais ce serait s'engager dans une voie bien délicate : le but de AJ1 est d'offrir deux standards au plus vite. Au moment des balances on adapte le module en fonction des sources raccordées, et choisir entre deux valeurs typiques bien calibrées nous a semblé plus simple que bricoler un ajustable, la carte fragilement enfichée sur un prolongateur, et réglée soit au générateur, soit au « pif ». Toutes les machines que nous avons pu brancher sur ces lignes se sont parfaitement adaptées aux deux positions offertes.

Surtout ne pas oublier de basculer deux inters à la fois !

Le reste du montage est sans mystère : une clé PFL et un départ bus. Le raccordement à la carte PFL/RECORD décrite précédemment est simple et évident. La particularité de ce module étant d'être compatible avec MICUNIT, son usage mérite quelques remarques. Les entrées stéréo 1 et 2 sont sur les XLR A et B, et la troisième prend la place du jack d'insert. Bien entendu les deux switches PHANTOM et « panoramique » sont sans effet. Ceci ne pose d'autre problème que de prévoir des câbles XLR et Jack. Une éventuelle sérigraphie de la face arrière pourra rappeler les doubles fonctions de chacune des prises : Micro A / Ligne 1, Micro B (phase réverse) / Ligne 2, INSERT / Ligne 3.

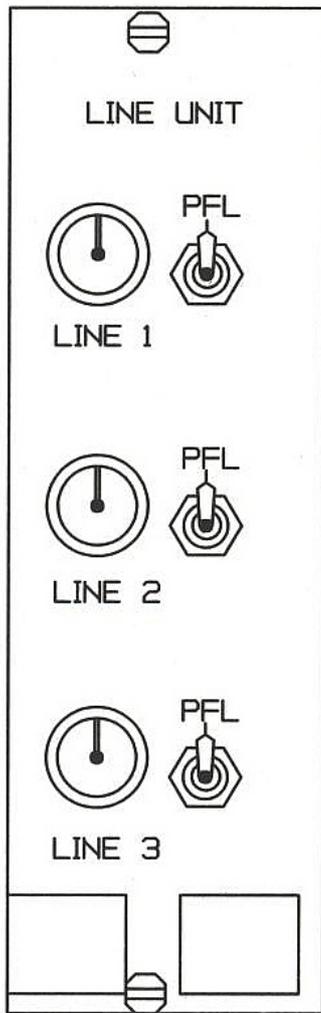
RÉALISATION

La carte est visible figure 7. 18 straps sont cette fois nécessaires pour se passer du double face mais aussi pour réduire la diaphonie. Le câblage des trois clés PFL se fera directement sur les inters. C'est pourquoi R29/34/39/44 et 49/54 ne sont pas sur le circuit imprimé : les bus sont directement créés derrière SW1 à SW3 et renvoyés par câbles blindés aux cosses PLF situées à droite de R2.

Pour les bus de sorties, il faudra également relier par fils blindés la paire R/L au dessus de R48 et celle en dessous de R28 aux cosses prévues en bas et à l'arrière de la carte, tout près du connecteur. C'est le prix à payer pour rester en simple face et garantir des performances correctes.

Dans un premier temps, les bus de sorties avaient été imprimés et faisaient de nombreux détours, mais les résultats se sont avérés nettement inacceptables : importante diaphonie. Une version en double face a été exclue car il semble que vous soyez nombreux à ne pas aimer cette technique pourtant aussi simple que le mono face !

Une proposition de gravure avant est donnée figure 8. L'emplacement des clés PFL nous a posé mille questions. En effet, pour LINE 3 il était impossible de descendre vers les poignées. Décaler SW1 et 2 était envisageable mais on



■ Figure 8 : module lignes (LST).

cassait alors la symétrie de l'ensemble. Par ailleurs (et c'est ce qui a troublé le plus l'auteur), les commandes actives PFL se font ici en levant les clés, alors que sur le module Micro c'est en les descendant. Il y a à ceci une «loi» toute personnelle : quand les clés sont au repos, l'auteur veut qu'il reste un maximum de place autour des boutons. D'autre part, il ne faut pas pouvoir basculer une clé par inadvertance en tournant un bouton proche.

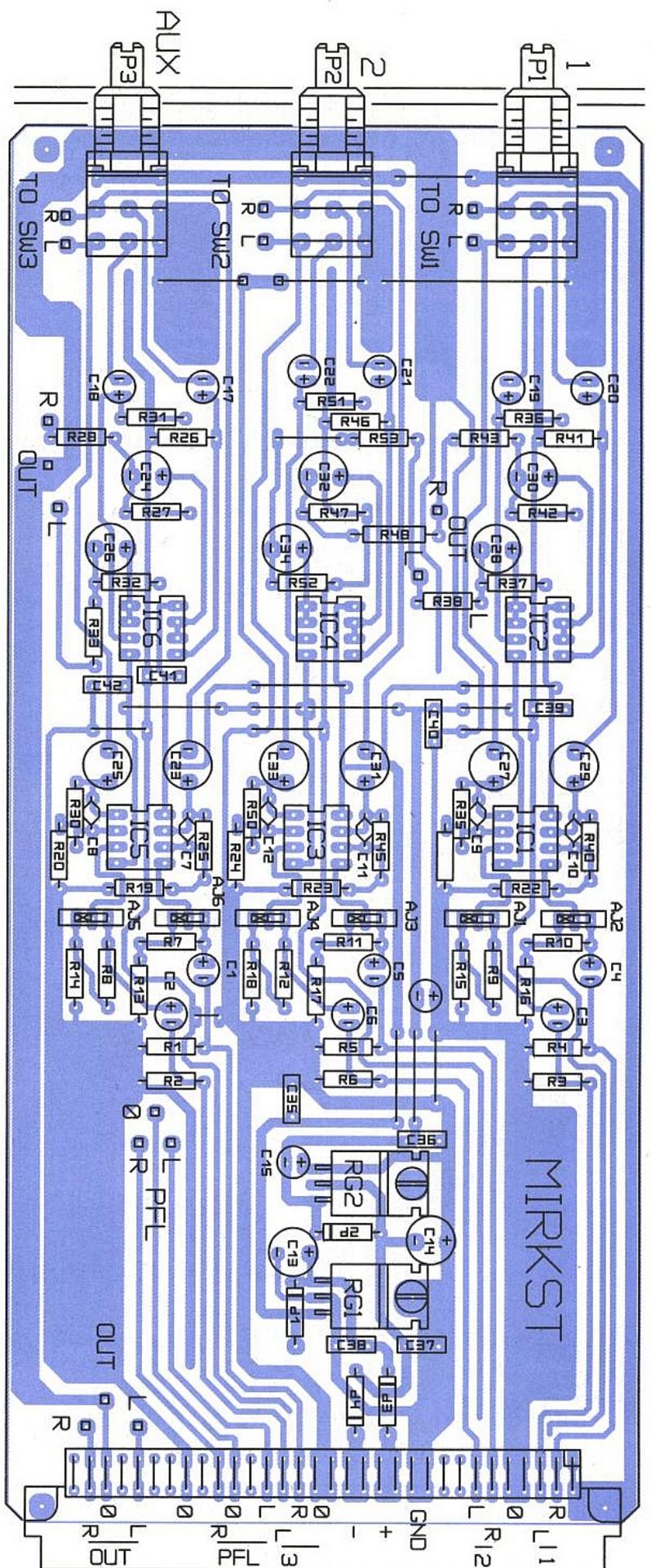
Pour la carte Micro, la clé étant au-dessus du master le «repos» s'imposait vers le haut ; ici, étant obligé d'être à peine en dessous par manque de place, cette logique conduit à l'inverse !

Une solution aurait consisté à tourner tous ces switches de 90°, mais pour aller les rechercher une fois tirés à gauche «bonjour»...

Chacun fera à son goût, et c'est une des raisons qui nous ont conduit à laisser ces clés en câblage traditionnel. Pour aller au bout des choses, on pourrait penser qu'un poussoir résoudre le problème, mais - s'il est fugitif - ce n'est absolument pas pratique : une main pour bloquer la PFL, une autre pour le repérage ou les réglages. De plus, un mélange PFL est parfois très instructif (phases).

S'il était non fugitif, il faudrait impérativement prévoir une signalisation sinon ce serait l'enfer pour procéder à une RAZ de toutes les PFL.

Il est important de constater que de petits détails peuvent parfois prendre une ampleur (et un temps) considé-



■ Figure 7b

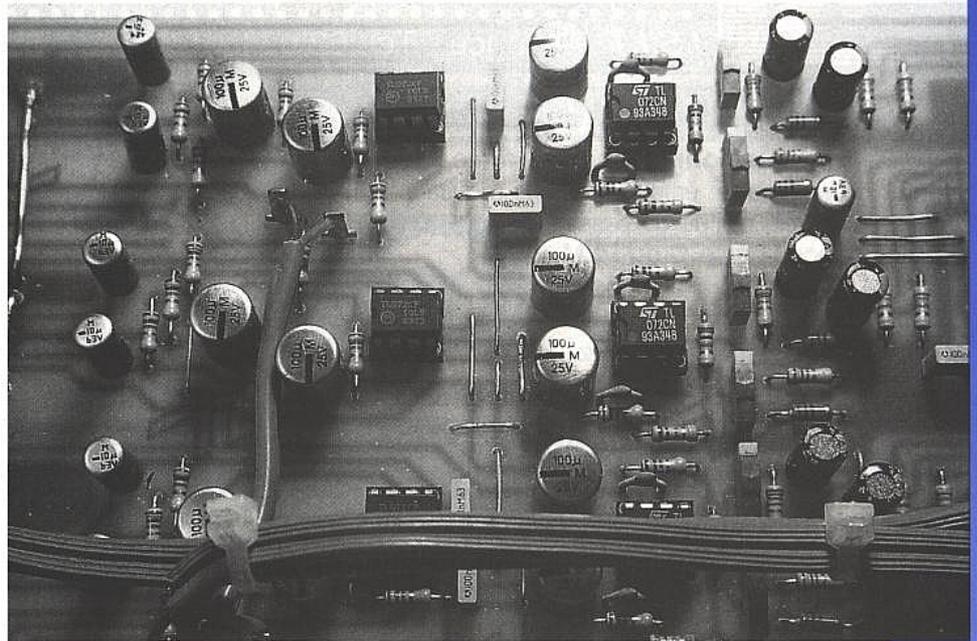
rables, si on veut tenir compte dans une étude à la fois de l'aspect économique et du confort d'utilisation. Juste un exemple que tout le monde connaît : activer une macro sur un clavier de PC avec Ctrl F9 exige l'usage des deux mains, donc de lâcher la souris ! C'est idiot : le clavier de l'AM-

STRAD 1640 était beaucoup plus judicieux avec son bloc de touches de fonctions situé à l'extrême gauche. Le pouce pour Ctrl, Shift ou ALT et quatre doigts de libres pour sélectionner la touche de fonction, la main droite garde alors toujours le contrôle de la souris. Pour une même tâche, avec un

même logiciel, on peut économiser jusqu'à 20 % en temps, l'exaspération en moins. Une bonne étude d'ergonomie n'est donc pas secondaire.

MISE EN ROUTE

Comme le module MIRKST ne nécessite aucun réglage, il est alors possible d'insérer désormais dans le bac les 4 (ou 5) modules principaux : de droite à gauche l'alim, SAS (option), laisser un espace vide pour MIRKOUT, puis PFL/RECORD. Tout le reste accepte (dans notre formule) des modules d'entrées, soit Micro soit Lignes stéréo. Il ne reste plus qu'à jouer avec MIRKAS : un laser «musique seule» sur une ligne, un micro sur MICUNIT et la fonction Karaoke est active dans d'excellentes conditions (un casque commuté en Master rend l'ensemble autonome). Bien entendu les sorties RECORD sont utilisables à la fois pour un enregistrement mais aussi pour une diffusion publique sur la chaîne HI-FI du salon.



■ Gros plan sur la carte LST.

NOMENCLATURE

MIRKPFL

Résistances :

R1, R2, R5 à R12, R14, R18 = 22 k Ω
 R3, R4, R13, R15 à R17, R19 et
 R20 = 10 k Ω
 R21 à R36 : 6,8 k Ω
 R37 à R40 : 1,8 k Ω
 R41 à R44 : 5,6 k Ω
 R45 à R52 : 47 Ω
 R53, R54 : 100 k Ω
 R55, R56 : 1,5 k Ω
 R57, R58 : 4,7 k Ω
 R59, R60 : 15 k Ω
 R61 à R66 : 10 Ω
 Ajustables
 AJ1 = AJ2 : 2,2 k Ω

Condensateurs :

C1 à C4 : 22 pF
 C5 à C16 : 22 μ F 25V
 C17, C18, C43, C44 : 100 μ F 25V
 C19, C20, C49, C50 : 100 nF
 MILFEUIL
 C21 à C24 : 220 pF
 C25 à C28 : 470 pF
 C29, C30 : 27 pF
 C31 à C36 : 220 μ F 25V
 C37, C38 : 470 μ F 40V
 C39 à C42 : 220 nF MILFEUIL
 C45 à C48 : 33 pF

Semiconducteurs :

D1, D2, D7, D8 : 1N4007
 D3 à D6 : 1N4148
 T1, T2 : BD139
 T3, T4 : BD140
 IC1 à IC5 : TL072
 IC6 et IC7 : NE5532
 RG1 : 7815 + radiateur
 RG2 : 7915 + radiateur

Divers :

P1, P2 : DUO 22 k Ω SFERNICE P11 + boutons
 SW1 := SCHADOW 3 inv + bâti + bouton FA
 7 supports 8 broches, 1 x 41612 ac mâle coudé + porte carte double 3U 8TE + blindage
 1 jack stéréo isolé
 9 cosses

MIRKLST

Résistances :

R1 à R6 : 47 k Ω
 R7 à R12 : 33 k Ω
 R13 à R18 : 8,2 k Ω
 R19 à R24 : 18 k Ω
 R25 à R54 : 22 k Ω

Potentiomètres :

P1 à P3 : DUO 22k Log P11 SFERNICE

Condensateurs :

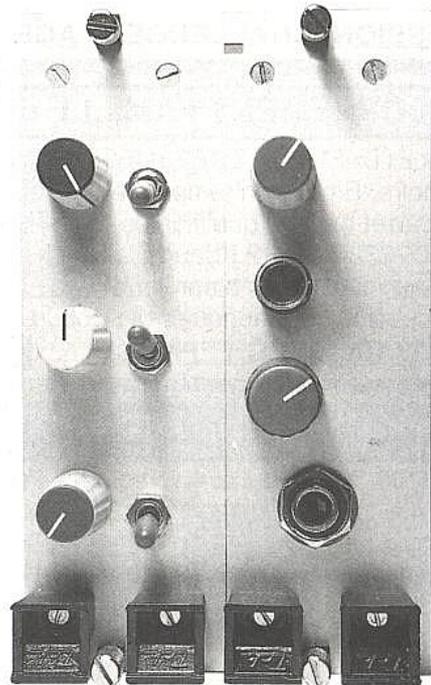
C1 à C6 : 22 μ F 25V
 C7 à C12 : 22 pF
 C13 à C22 : 10 μ F 63V
 C23 à C34 : 100 μ F 25V
 C35 à C42 : 100 nF MILFEUIL

Semiconducteurs :

IC1 à IC6 : TL072
 RG1 : 7815
 RG2 : 7915
 D1 à D4 : 1N4007

Divers :

SW1 à SW3 : inverseurs bipolaires
 AJ1 à AJ3 : inverseurs Secmé pour Cl.
 41612 ac mâle coudé + porte carte double 3U 8TE + blindage
 6 supports IC 8 broches
 11 cosses



■ Les deux modules côte à côte.

Le seul risque que vous encourez est d'être très demandé pendant les fêtes d'été !

CONCLUSION

L'ajout du dernier module (MIRKOUT) à cet ensemble, va décupler encore les possibilités tant pour les petites sonorisations que les chaînes domestiques. C'est une surprise ! Réservez donc un emplacement pour en profiter : il serait dommage de s'en priver. Une astuce pour conclure. Si comme l'auteur vous optez pour un bac CHALLENGER, les emplacements pour chaque module ne sont pas évidents. Aussi, des marques faites au correcteur blanc sont fort utiles et très pratiques. Bon travail et beaucoup de plaisir.

GESTION DE LCD SUR 4 BITS

Nous avons vu le mois dernier comment connecter et gérer un module afficheur LCD sur un bus 8 bits. Ce montage est adéquat sur des systèmes disposant de mémoire externe et d'un décodage d'adresses sur lequel on peut prélever une ligne pour commander la validation du LCD. Cette disposition montre ses limitations lorsque l'on désire déporter l'afficheur à une distance importante (plus de quelques centimètres). En effet, le bus de données du microprocesseur est relié directement à l'afficheur, aussi, lorsque l'on augmente

la distance entre l'afficheur et le contrôleur, les capacités parasites augmentent, et, très rapidement la charge sur le bus devient trop importante pour que le microcontrôleur puisse continuer à fonctionner.

On peut alors utiliser des buffers de bus mais on court le danger d'augmenter considérablement le rayonnement généré par le système, ce qui, en ces temps de normalisation sur les perturbations dues aux rayonnements électromagnétiques, n'est pas recommandé.

Pour diminuer le rayonnement associé à la liaison microcontrôleur-afficheur, on gèrera donc celui-ci par l'intermédiaire d'un port d'entrées/sorties. Les signaux évoluant moins rapidement, le rayonnement sera plus faible, et, par ailleurs, on pourra déporter l'afficheur LCD à une distance beaucoup plus importante.

Les afficheurs LCD peuvent fonctionner selon deux modes : le mode huit bits et le mode quatre bits. Le mode huit bits est le mode que nous avons

Instructions	RS	RW	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Description	Durée
Clear display	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	Efface l'afficheur et curseur en position «home»	5ms
Return home	0	0	0	0	0	0	0	0	1	X	Curseur «home», si l'affichage était déplacé, le remet dans l'état initial, DD Ram inchangée	5ms
Entry mode set	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S	Définit le sens de déplacement et si l'affichage se déplace ou non	120µs
Display on/off control	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B	Valide ou invalide l'afficheur (D), le curseur (C), et le clignotement du curseur (B)	120µs
Cursor and display shift	0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	X	X	Déplace le curseur et l'affichage sans changer la DD RAM	120µs
Function set	0	0	0	0	1	DL	N	F	X	X	Définit la taille de l'interface, le nombre de ligne, la taille des fontes	120µs
Set CG RAM address	0	0	0	1	A5	A4	A3	A2	A1	A0	Valide l'adresse de la CG RAM. Les données de la CG RAM sont envoyées après cette commande.	120µs
Set DD RAM address	0	0	1	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	Valide l'adresse de la DD RAM. Les données de la DD RAM sont envoyées après cette commande	120µs
Read busy flag & address	0	1	BF	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	Lit le flag busy et l'adresse courante (de la DD RAM ou CG RAM)	1µs
Write data to CG or DD RAM	1	0	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Ecrit des données dans la DD RAM ou la CG RAM	120µs
Read data	1	1	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Lit les données de la DD RAM ou de la CG RAM	120µs

I/D = 1 : Incrément

S = 1 : L'afficheur accompagne le curseur dans le déplacement

S/C = 1 : Afficheur se déplace, S/C = 0 : le curseur se déplace

R/L = 1 : Déplacement vers la droite, R/L = 0 : vers la gauche

DL = 1 : Interface 8 bits, DL = 0 : interface 4 bits

N = 1 : 2 (ou 4) lignes, N = 0 : 1 ligne

F = 1 : caractères 5 X 10, F = 0 : 5 X 7

BF = 1 : Occupé, BF = 0 : accepte une instruction

DD RAM : mémoire d'affichage, CG RAM : mémoire générateur de caractères

■ Tableau 1

utilisé le mois dernier. Comme nous choisissons maintenant de connecter l'afficheur à un port d'entrées/sorties (P1 par exemple), il est souhaitable de connecter l'afficheur de façon à minimiser le nombre de liaisons. Nous allons donc connecter l'afficheur en mode quatre bits. Dans ce mode, seuls les quatre bits de poids fort de l'afficheur sont utilisés pour transmettre les données et pour les lire. Les lignes E, RW et RS sont connectées comme dans le mode huit bits, ce qui porte à sept le nombre de liaisons (hors alimentation) entre l'afficheur LCD et le microcontrôleur. La sélection du mode de fonctionnement de l'afficheur se fait à l'initialisation. Pendant celle-ci, on force l'afficheur dans le mode huit bits, puis quand on est sûr que celui-ci est valide, le mode quatre bits est validé. Comme on ne sait pas au début de l'initialisation si l'afficheur est positionné en huit ou quatre bits, il est nécessaire d'envoyer la commande de passage en mode huit bits plusieurs fois de façon à ce que celle-ci soit comprise, que le mode de départ soit quatre ou huit bits. Une fois le mode initialisé, les données sont écrites ou lues en envoyant séquentiellement les quatre bits de poids fort suivi des quatre bits de poids faible. Une impulsion positive doit être envoyée sur la ligne E pour valider chaque demi-octet (appelés nibbles). La ligne RW indique si l'on fait une écriture ou une lecture, la ligne RS indique si on envoie une commande ou un caractère. Le **tableau 1** résume les opérations que l'on peut effectuer avec les afficheurs LCD ainsi que la durée maximum de ces opérations. On notera cependant le point suivant : les modules afficheurs LCD utilisent pour leur gestion interne un microcontrôleur qui est initialisé lors de la mise sous tension. Lorsque l'on travaille dans des milieux parasités ou sur des systèmes alimentés par batterie, il peut arriver que le contrôleur du LCD soit ré-initialisé alors que le microcontrôleur qui contient l'application ne l'est pas (ou inversement). Si on travaille en mode quatre bits, il peut donc y avoir une désynchronisation de l'afficheur et du microcontrôleur. Ce que le microcontrôleur transmet comme étant les quatre bits de poids fort est compris par le LCD comme étant les quatre bits de poids faible. En général le système se bloquera assez rapidement, lorsque le signal busy ne sera plus reconnu. Il est donc souhaitable de gérer un timer pendant la scrutation du signal busy pour ré-initialiser l'afficheur si celui-ci ne répond plus. On peut aussi dans certains cas ré-initialiser systématiquement le LCD périodiquement.

Vous trouverez dans le **listing 1** toutes les routines de base permettant de gérer l'afficheur LCD en mode quatre bits par l'intermédiaire d'un port, ici le port P1. Toutes ces routines sont compatibles avec celles du mois précédent, et donc les routines de haut niveau qui utilisent celles-ci fonctionnent indifféremment avec les unes ou les autres.

```
PORT_LCD EQU P1
E BIT PORT_LCD.4
RS BIT PORT_LCD.5
BITRS BIT PORT_LCD.6
40H EQU ; position du bit RS precedent
```

```
; ROUTINES DE BAS NIVEAU DE GESTION DE LCD ALPHANUMERIQUE EN MODE 4 BITS
; Ces routines sont compatibles avec les routines développées pour être
; utilisées avec le lcd directement sur le bus.
; Le lcd est utilisé en mode 4 bits. Trois lignes de contrôles sont utilisées
; Toute les lignes (données et contrôles) aboutissent au même port (PORT_LCD)
; Le huitième bit du port est configuré en entrée
```

```
; Brochage du LCD (attention, peut varier d'un lcd à l'autre)
; LCD -> GND +5V V0 RS R/W E D0 D1 D2 D3 D4 D5 D6 D7
; 8051-> P1.6 P1.5 P1.4 — — — P1.0 P1.1 P1.2 P1.3
```

```
; Lit l'adresse courante (position du curseur)
```

```
lcd_read_cur:
    ACALL chk_busy ; attend la libération du lcd
; lit les deux nibbles (demi-octet) dans R7 et A.
; Si RS = 0, les bits de poids faibles sont l'adresse curseur et le bit 7 busy
; Si RS = 1, l'octet lu est le caractère courant (à la position du curseur).
read_lcd_byte:
    ORL A, #0FH ; port en lecture (a 1)
    SETB RW ; lcd en lecture
    SETB E
    MOV A, PORT_LCD ; prend la donnée LCD
    CLR E ; pulse sur E pour lire le MSB
    ANL A, #0FH ; dans le MSB
    SWAP A ; sauve A dans R7
    MOV R7, A
    SETB E
    MOV A, PORT_LCD ; lit le LSB
    CLR E ; pulse sur E pour lire le LSB
    ANL A, #0FH ; efface le MSB inutile
    ORL A, R7 ; ajoute le MSB sauvegardé
    MOV R7, A ; et sort avec l'octet dans A et R7
    RET
```

```
; Attend la libération du lcd
```

```
chk_busy:
    MOV A, R7 ; sauve R7 (mieux que PUSH AR7)
    PUSH ACC ; lcd contrôle
    CLR RS
chk_0:
    ACALL read_lcd_byte ; bit busy a 1, attend
    JB ACC, ACC.7, chk_0 ; restaure l'ancien R7
    POP ACC ; à sa place
    XCH A, R7
    RET
```

```
; Lit le caractère à l'adresse courante (position du curseur)
```

```
lcd_read:
    ACALL chk_busy ; attend la libération du lcd
    SETB RS ; lit un caractère et non l'adresse
    AJMP read_lcd_byte ; et relit la valeur du curseur
```

```
; Affiche le caractère R7 à l'adresse courante. L'adresse courante est
; incrementée
```

```
lcd_outch:
    ACALL chk_busy ; attend la libération du lcd
    MOV A, R7 ; restaure le caractère à envoyer
    SWAP A ; prend le msb
    ACALL lcd_o0 ; envoi le MSB
    MOV A, R7 ; prend le LSB
    ANL A, #0FH ; met a zero E, RS, RW
    ORL A, #BITRS ; (lcd en ecriture de data)
    AJMP lcd_c1 ; valide le lsb
```

```
; Envoie sur l'afficheur le caractère de controle R7
```

```
lcd_ctrl:
    ACALL chk_busy ; attend la libération du lcd
    MOV A, R7 ; restaure le caractère à envoyer
    SWAP A ; prend le msb
    ACALL lcd_c0 ; envoi le MSB
    MOV A, R7 ; prend le lsb
    ANL A, #0FH ; met à zéro E, RS, RW
    SETB ACC.7 ; bit 7 du port en entrée
    MOV PORT_LCD, A ; et valide le lsb
    SETB E ; sur le lcd
    CLR E
    RET
```

```
; Initialise l'afficheur en deux lignes (ou quatre lignes) 4 bits
```

```
; Pendant la phase d'initialisation, l'afficheur est dans un état instable
; on ne peut pas tester la ligne busy. Une temporisation est donc faite
; entre deux envois de demi caractères
; La première ligne (0,1,0,0,1) n'est la que pour faire un effacement propre
; en cas de réinitialisation, que l'on redemarre en huit bits ou en quatre
; bits (même en cas de décalage des deux nibble du au port en tri-state)
```

```
LCD_TAB_INIT:
    DB 0,1,0,0,1 ; uniquement pour effacer au début
    DB 3,3,3 ; force le lcd en 8 bits
    DB 2 ; 20H passe de 8 bits en 4 bits
; à partir d'ici, on pourrait utiliser busy (lcd_ctrl)
    DB 2,8,0,0CH ; 28H, 0CH : 4bits, 2lignes, disp on
    DB 0,6,0,1 ; 06H, 01H : curseur incr, clscr
```

```
LCD_TAB_END:
    LCD_TAB EQU LCD_TAB_END-LCD_TAB_INIT
```

```
temp:
    MOV R7, #0 ; lance une tempo
tempo:
    MOV ACC, #60
tempo1:
    DJNZ R7, tempo1
    DJNZ ACC, tempo1
    RET
```

```
lcd_init:
```

```
    MOV R0, #LCD_TAB ; nbr d'octets dans LCD_TAB_INIT
    CLR C
    MOV A, #LCD_TAB
    SUBB A, R0 ; de 0 a LCD_TAB-1
    MOV DPTR, #LCD_TAB_INIT ; octets d'initialisation
    MOVC A, @A+DPTR ; prend l'octet suivant de LCD_TAB_INIT
    ACALL lcd_c1 ; et l'envoie sur le lcd
    ACALL temp
    DJNZ R0, lcdini ; si reste des octets continue
    RET
```

```
; ROUTINES DE HAUT NIVEAU
```

```
; envoie un octet en hexa sur l'afficheur
```

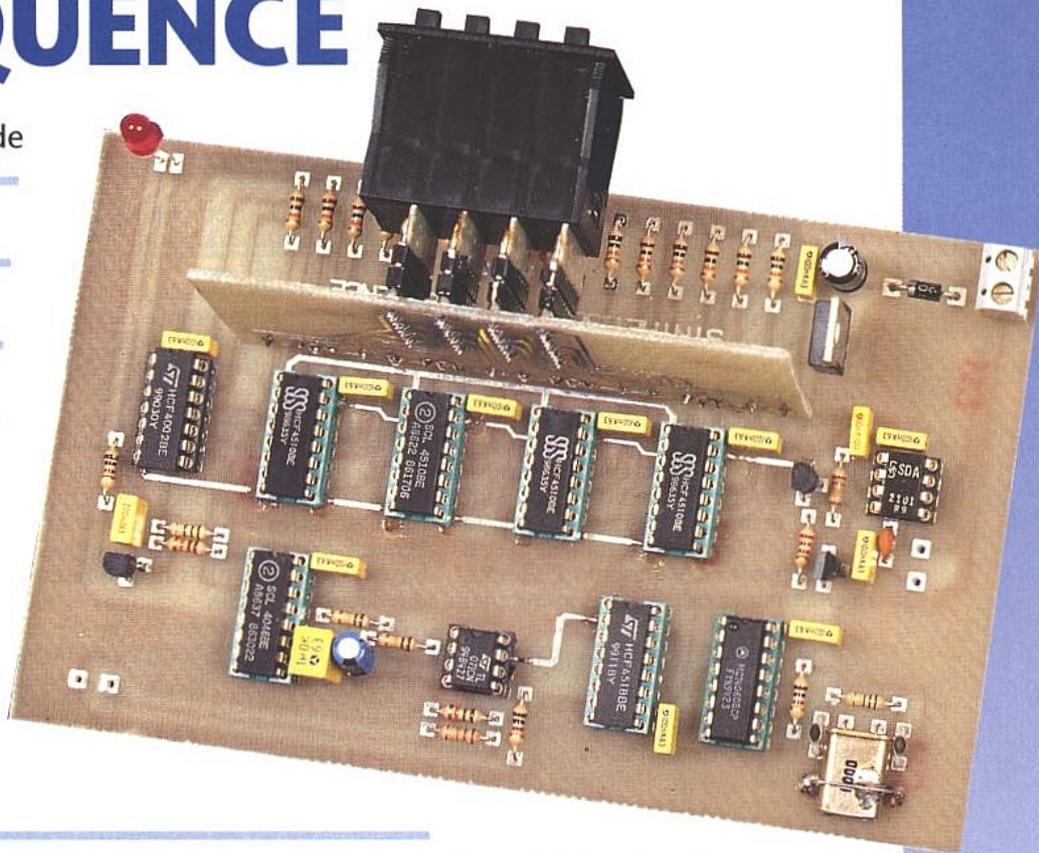
```
lcdhex:
    MOV A, R7
    PUSH ACC
    SWAP A
    ACALL lcdnib ; MSB
    POP ACC ; restaure le LSB
```

```
; converti et envoie le nibble
```

```
lcdnib:
    ANL A, #0FH
    ADD A, #90H
    DA A ; mystères du décimal adjust ...
    ADDC A, #40H
    A
    MOV R7, A ; dans R7 un caractère 0..9 ou A..F
    AJMP lcd_outch
```

UN SYNTHÉTISEUR À PLL POUR GÉNÉRATEUR DE FRÉQUENCE

Cette réalisation ne joue pas de la musique ! Son rôle est de stabiliser le V.C.O. (Voltage Controlled Oscillator) d'un générateur de fréquence. Des circuits spécialisés chez différents fabricants (Motorola, Plessey, Philips, etc.) réalisent cette fonction.



Notre but est de vous exposer le principe de la synthèse par l'emploi de circuits intégrés classiques. Ce montage, de par sa simplicité, pourra être modifié à votre gré pour d'autres gammes de fréquences.

La fréquence demandée au générateur doit être stable. Afin d'éviter tout décalage en fonction de la température, des variations des composants, etc., la synthèse de fréquence est l'un des moyens les plus faciles à mettre en œuvre pour y arriver. Cette synthèse de fréquence est obtenue grâce à un système de boucle à verrouillage de phase appelée aussi PLL (Phase Locked Loop). Cette technique, connue depuis les années 30 et maintes fois décrite dans la revue, fut utilisée à l'origine dans la synchronisation des circuits radar. Le synthétiseur proposé permet le contrôle de fréquences allant de 10kHz à 300MHz.

LA TECHNIQUE

Le synthétiseur de fréquence est aujourd'hui le système le plus élégant, délivrant un grand nombre de fréquences de sortie avec la précision et la stabilité d'un seul quartz de référence. Depuis plusieurs années, des circuits intégrés allant du V.C.O. (Voltage

Controlled Oscillator) au synthétiseur utilisant des compteurs-décompteurs à 14 étages en passant aussi par les prédiviseurs ont envahi le marché. Aujourd'hui une autre technique dont nous avons déjà parlé tend à remplacer les synthétiseurs PLL : il s'agit de la synthèse numérique directe ou DDS.

LE PRINCIPE

Le principe de base de la synthèse de fréquence consiste à comparer la phase d'un signal de référence avec celle d'un oscillateur local commandé par une tension appelée V.C.O. (Voltage Controlled Oscillator).

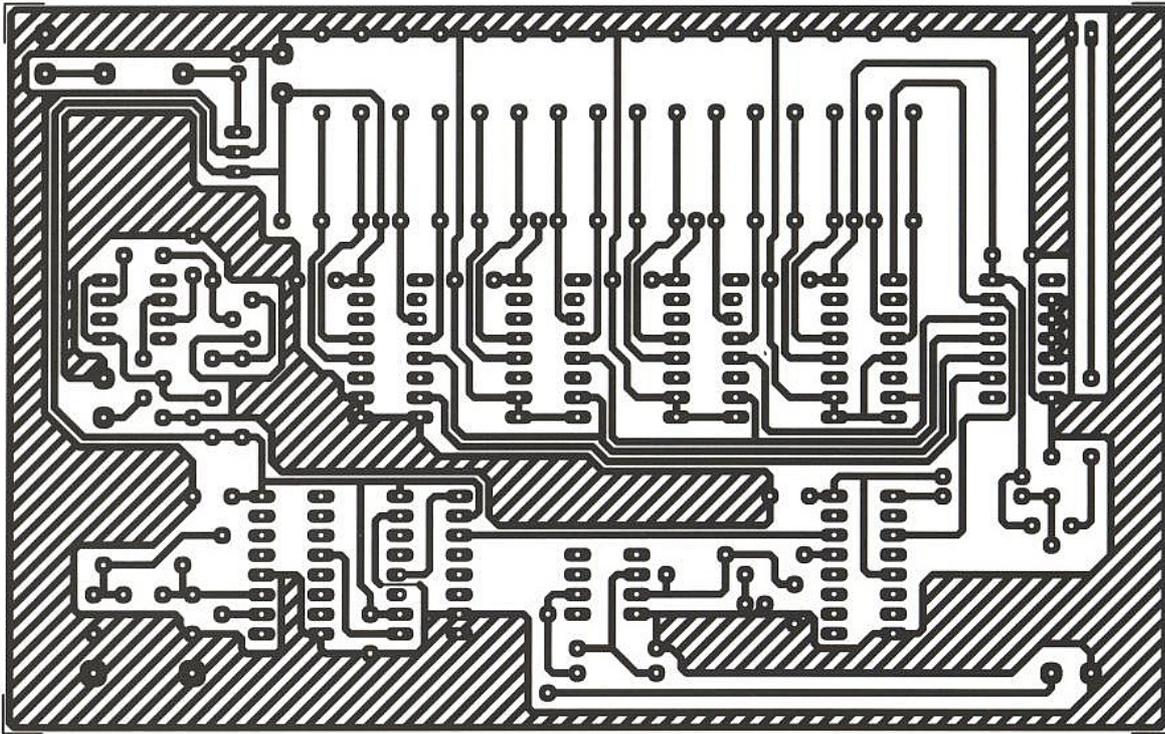
Si les deux signaux diffèrent en phase, donc en fréquence instantanée, le circuit de comparaison génère une tension d'erreur qui, appliquée au V.C.O., tend à minimiser l'écart d'origine. Une nouvelle comparaison est effectuée diminuant encore l'écart et le processus se poursuit jusqu'à ce que la coïncidence soit effective.

Le système continue néanmoins à surveiller tout écart de phase intempestif. Pour faire coïncider les deux fréquences tout en ayant la possibilité de couvrir une large gamme de fréquence, la boucle est associée à une chaîne de diviseurs programmables.

Pour obtenir ce résultat, il existe différents moyens de fabriquer une PLL dont voici le récapitulatif :

- PLL directe : la fréquence de sortie est un multiple de la fréquence de référence $f_s = N \cdot f_r$. Le V.C.O. et le diviseur programmable fonctionnent à la fréquence de sortie.

- PLL à multiplication de fréquence : la fréquence de référence est divisée (par 4 par exemple) et la sortie du V.C.O. est multipliée par 4. Dans ce cas les circuits multiplicateurs nécessitent d'être accordés, ce qui n'est pas un inconvénient si la fréquence de sortie est fixe. Cela le devient si la bande à couvrir est supérieure à quelques pour cent. En effet, un circuit multiplicateur doit avoir un coefficient de surtension élevé, donc une bande passante étroite-



■ Figure 2 : carte principale côté cuivre.

avec des circuits intégrés TTL ou CMOS.

Pour certains de ces circuits, il existe deux valeurs de division. La sélection de cette valeur est réalisée en mettant les pattes de programmation à l'état bas ou haut en fonction des données constructeur.

En général, le niveau d'entrée de ces circuits, afin de leur assurer un fonctionnement non erratique, doit être compris entre 400 et 800mV crête à crête.

Pour notre montage, nous avons retenu un SDA 2101, diviseur par 64.

● Les diviseurs programmables

Nous savons ce qu'est un diviseur : si nous faisons entrer dans un circuit N impulsions, nous recueillerons N/p impulsions en sortie, p étant le facteur de division.

Il existe des diviseurs à rapport fixe tels que les flip-flops ou bascules qui divisent par deux la fréquence des signaux d'entrée, des diviseurs par 10, douze ou en puissance de 2.

Mais ce qui est surtout intéressant, c'est de pouvoir faire varier ce rapport de division à volonté. On dit alors que ces compteurs sont programmables.

Le diviseur programmable est à chaque fois positionné à la suite du prédiviseur ou «prescaler». Il est généralement réalisé à l'aide de circuits intégrés logiques traditionnels. Le choix entre les circuits CMOS ou TTL se résume à la tension et consommation d'alimentation et à la vitesse.

● L'oscillateur de référence

Ce dernier doit fournir une fréquence fixe la plus stable possible.

Cette fréquence est pilotée par un quartz de 1MHz. Cette fréquence de base est construite autour de l'oscilla-

teur du CD4060 et est divisée par des diviseurs fixes.

Cette fréquence de comparaison sert de référence avec celle venant du diviseur programmable. Elle doit donc être du même ordre de grandeur. Elle conditionne la stabilité de l'émetteur ainsi que de la fréquence centrale d'émission.

Une instabilité de cette fréquence provoquerait un décalage de comparaison donc un glissement de fréquence du V.C.O.

● Le comparateur de phase

Rappelons brièvement ce qu'est un déphasage : lorsque deux fonctions sinusoïdales de même fréquence ont leur origine (leur départ) au même instant et le même sens de progression, on dit qu'elles sont en phase, quelle qu'en soit l'amplitude. Nous remarquons que le passage à l'amplitude 0 a lieu au même instant.

Si les origines sont décalées, il s'ensuit un décalage de phase, celui-ci étant indépendant de l'amplitude de l'onde, et exprimée en radians ou en degrés.

La comparaison des deux fréquences, une de 10kHz et la seconde avoisinant 10kHz, est effectuée à l'intérieur d'un CD4046.

La fonction première du CD4046 est un V.C.O. traduit par Oscillateur Contrôlé en Tension. La seconde fonction est le comparateur de phase. C'est uniquement cette seconde partie du circuit qui sera utilisée ici.

Nous aurions pu tout aussi bien réaliser cette fonction avec un MC4044. Ce circuit intégré, fabriqué par Motorola, n'assure que cette fonction de comparaison phase/fréquence. Or, à l'heure actuelle, ce circuit reste mal distribué et est d'un coût très élevé. Son homologue, le CD 4046 assure très bien cette fonction.

Le signal d'asservissement a une allure

de signal numérique. Il est donc nécessaire de le «lisser» par un filtre pour obtenir une composante continue.

● Le filtre de boucle

Le filtre de boucle intègre donc le signal d'erreur, issu de la comparaison des signaux à 10kHz dans le CD4046. Il peut être réalisé avec des composants passifs ou bien en mode actif à l'aide d'un amplificateur opérationnel. Il est habituellement fait appel à un filtre dit en «T» donc en mode passif. L'amplificateur opérationnel est utilisé dans un cas bien précis. Certains V.C.O. nécessitent une tension de commande d'erreur supérieure à la tension que peut délivrer le comparateur «phase/ fréquence».

Le filtre permet d'atténuer la fréquence de comparaison de 1,5625kHz et d'intégrer cette fréquence. Un circuit additionnel «d'anti-pompage» ou amortissement peut être présent afin d'améliorer la stabilité de l'asservissement.

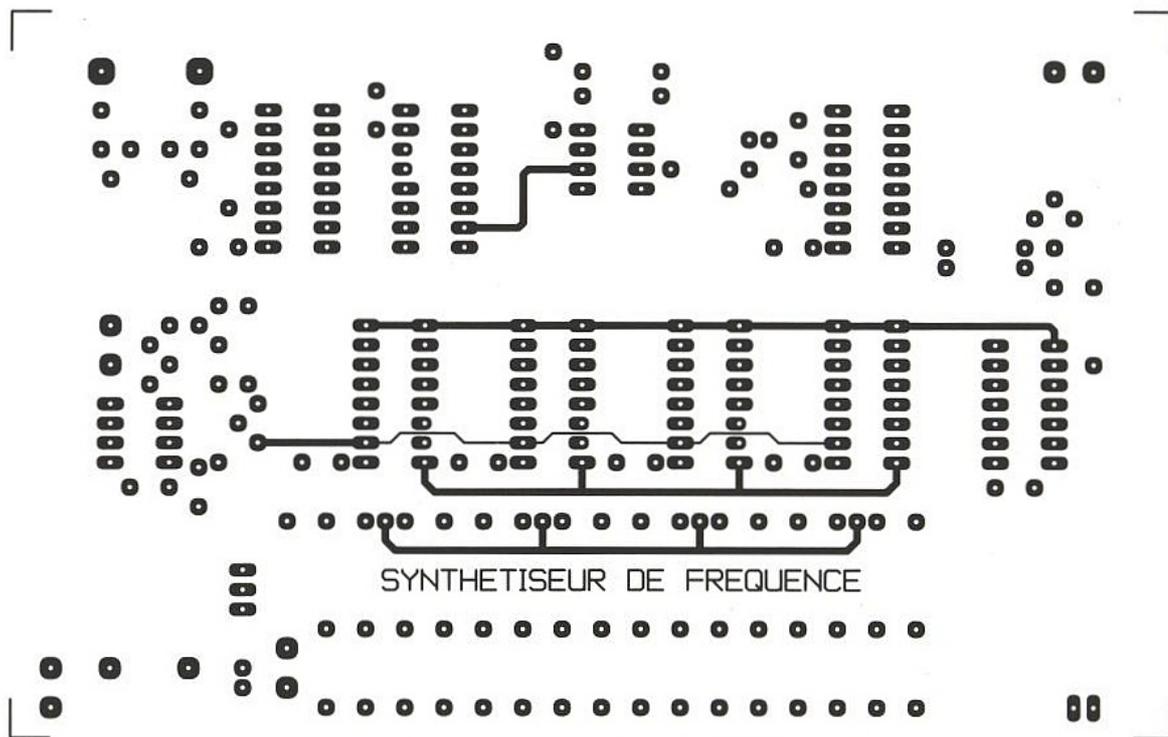
LE SDA2101

Le SDA 2101, en boîtier 8 broches, divise par «64» toute fréquence comprise entre 80 MHz et 1GHz dont l'amplitude minimum vaut 2mV crête à crête.

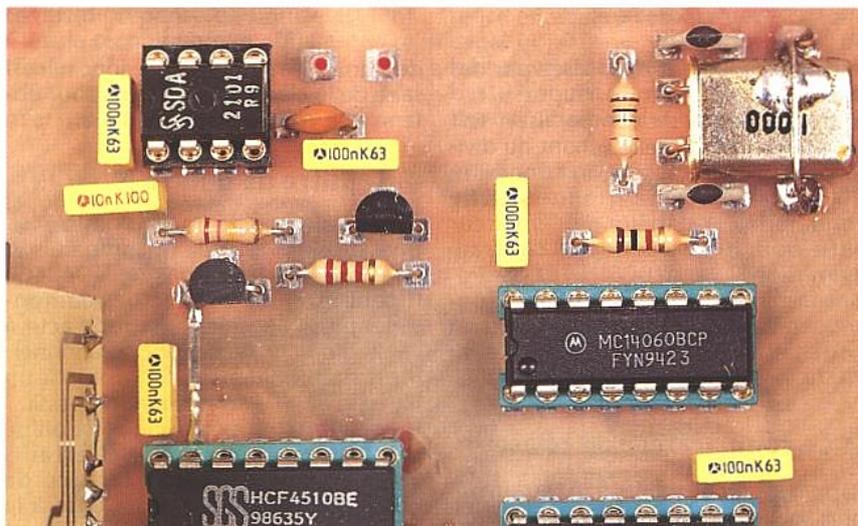
Ce composant est utilisé dans les récepteurs de télévision utilisant la technique d'accord par un synthétiseur de fréquence. Il contient un préamplificateur et un diviseur ECL avec un facteur de division par 64.

Le préamplificateur possède une entrée VHF/UHF et une entrée de référence. L'entrée de référence doit être mise à la masse par un condensateur. Le diviseur est composé de bascules flip flop.

Sa tension d'alimentation doit être de 5 volts.



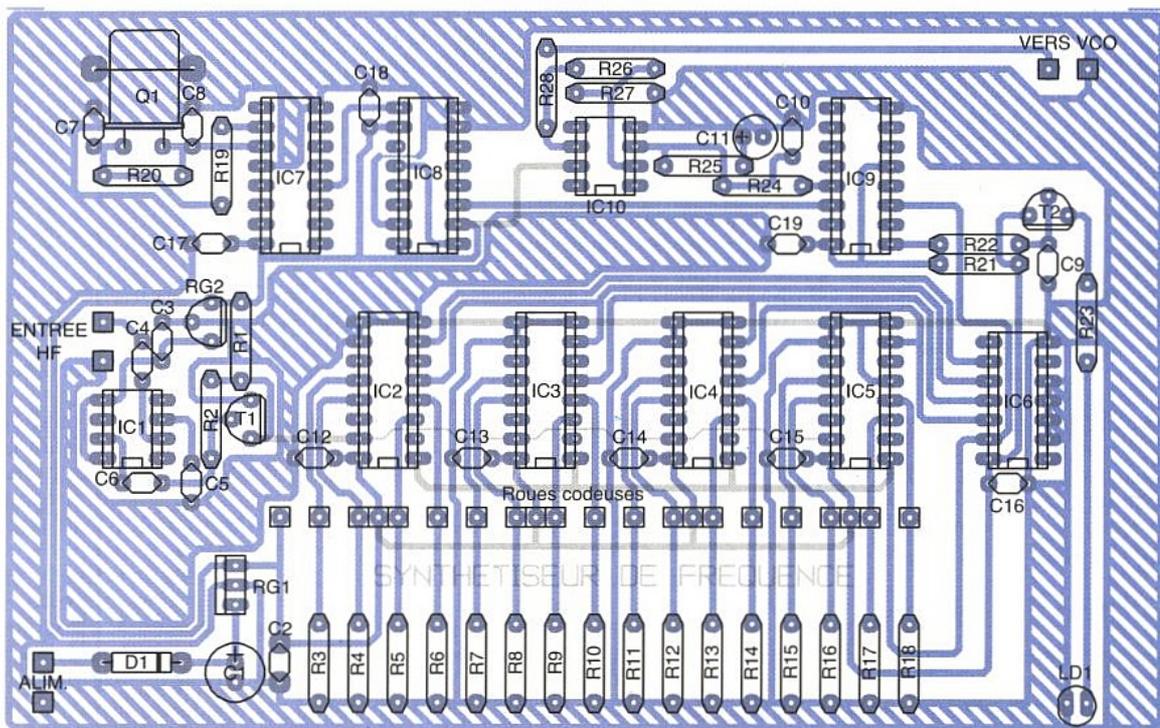
■ Figure 3 : côté composants.



LE SCHÉMA

Il est disponible en figure 1.
 La fréquence de comparaison venant du V.C.O. entre sur C1 vers le prédiviseur IC1, SDA2101. C1 supprime toute composante continue venant du V.C.O. RG2 adapte la tension d'alimentation du montage de 15 volts vers 5volts, tension compatible pour IC1.
 T1, BC548, permet une amplification ainsi qu'une remise en forme du signal HF divisé par 64. Ce signal est dirigé vers les diviseurs programmables, IC2 à IC5, CD4510.

■ Prédiviseur et fréquence de référence.



■ Figure 4 : implantation de la carte principale.

Ce signal compatible CMOS arrive sur toutes les entrées «Clock», patte 15 des CD4510.

IC2 à IC5 gèrent respectivement les centaines de MHz, les dizaines de MHz, les MHz et le dernier, les centaines de kHz.

La broche 9 (Binaire/décimal) commande le fonctionnement du circuit intégré. Au «1» logique, le compteur fonctionne en binaire, à «0», en décimal. Nous décomptons en décimal. La broche 10, de la même façon, conditionne la montée/descente (up/down) : up = 1, down = 0. Dans notre cas, nous descendons.

L'entrée prépositionnement (broche 1) mise à 1 permet le passage des informations présentes sur A1, A2, A3, A4. Par l'intermédiaire des roues codeuses, nous prépositionnons les compteurs au nombre souhaité. Cela signifie que si nous codons le chiffre 4 sur les entrées, en binaire 1 sur C et 0 sur A, B, D et que nous rebouclons la sortie avec l'entrée «Preset»-prépositionnement-, lorsque le compteur parvient à 0, il est remis aussitôt à 4, chiffre prépositionné.

Or dans notre schéma, nous avons monté plusieurs décompteurs en cascade. Nous avons à gauche les centaines de kHz et à droite les centaines de MHz. Si nous affichons 8750, nous allons diviser les impulsions d'entrée par 8750 ou autrement dit, une seule impulsion en sortie pour par groupe de 8750 impulsions en entrée. Le rebouclage d'un décompteur est produit par la mise en cascade de la sortie «carry out» avec l'entrée chargement «preset enable» des compteurs.

Pour qu'il y ait prépositionnement, il faut au CD4510 un niveau 1 sur preset enable. Il suffit d'intercaler une porte inverseuse. C'est la fonction de IC6, un CD4002.

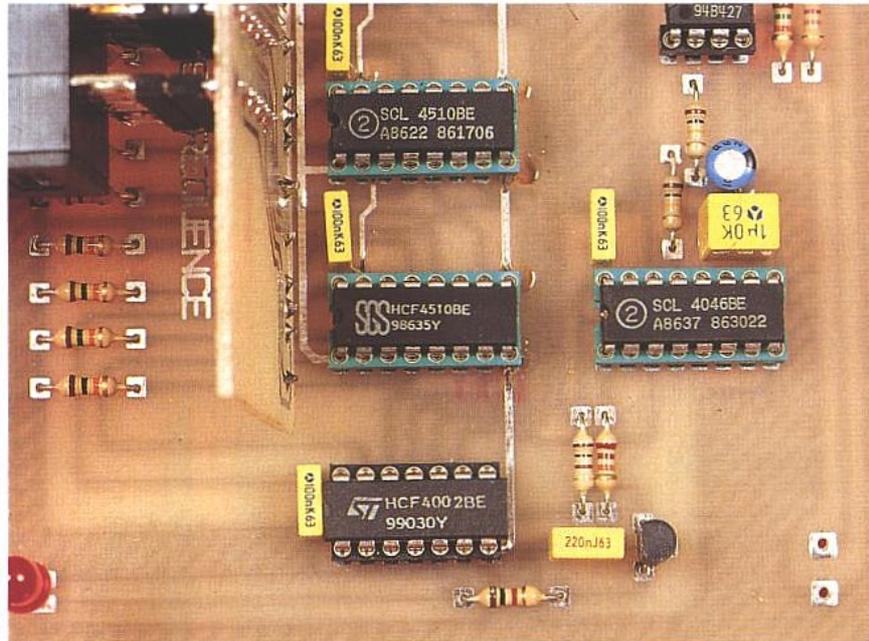
L'oscillateur de référence est réalisé sur la base de l'oscillateur de IC7, un CD4060. Le signal de 1MHz est divisé par 64, toujours à l'intérieur de ce même circuit intégré. Nous obtenons donc une fréquence de 15,625kHz en patte 6, Q7.

Une division par 2 puis par 5 de ce signal est réalisée dans IC8, un CD4518. Un signal de 1,5625kHz est disponible en patte 3 de ce circuit.

La comparaison de phase/fréquence est effectuée dans le CD4046, IC9. Le signal de l'oscillateur de référence arrive en broche 13. Celui du diviseur programmable en broche 3.

La tension d'erreur est disponible en broche 14. Une visualisation du verrouillage de la PLL est prévue par un transistor T2, BC547. Si LD1 est allumée, le verrouillage est effectif ce qui signifie que votre V.C.O. oscille à la fréquence affichée par les roues codeuses. Si cette LED reste sans éclat, il n'en est rien.

Le filtre de boucle est réalisé autour de l'amplificateur opérationnel IC. Il permet d'atténuer la fréquence de comparaison qui est de 1,5625kHz. Une fréquence plus faible provoquerait un bruit de phase audible à l'émission. La valeur des composants est calculée de façon à intégrer le signal de 1,5625kHz et de donner un gain au signal issu du

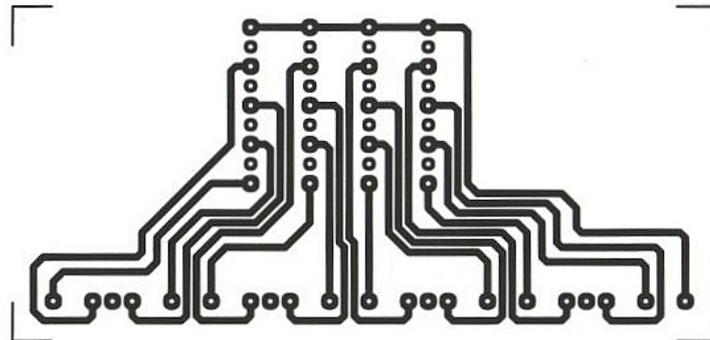


CD4046. Ce filtre permet une tension de correction de 1 volt à 11 volts.

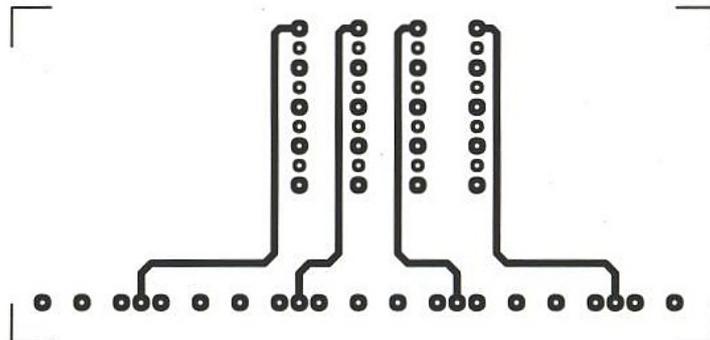
Nous venons de passer en revue tout le schéma électronique, il est temps de faire chauffer le fer à souder pour passer à la réalisation.

RÉALISATION

Le montage est composé de deux plaques double face. Une circuit imprimé supporte toute l'électronique, le second uniquement les roues codeuses.

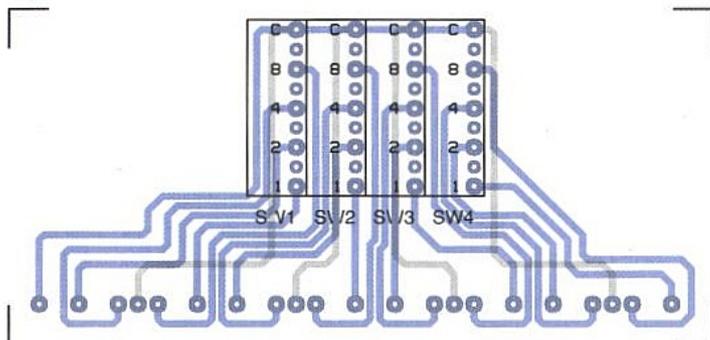


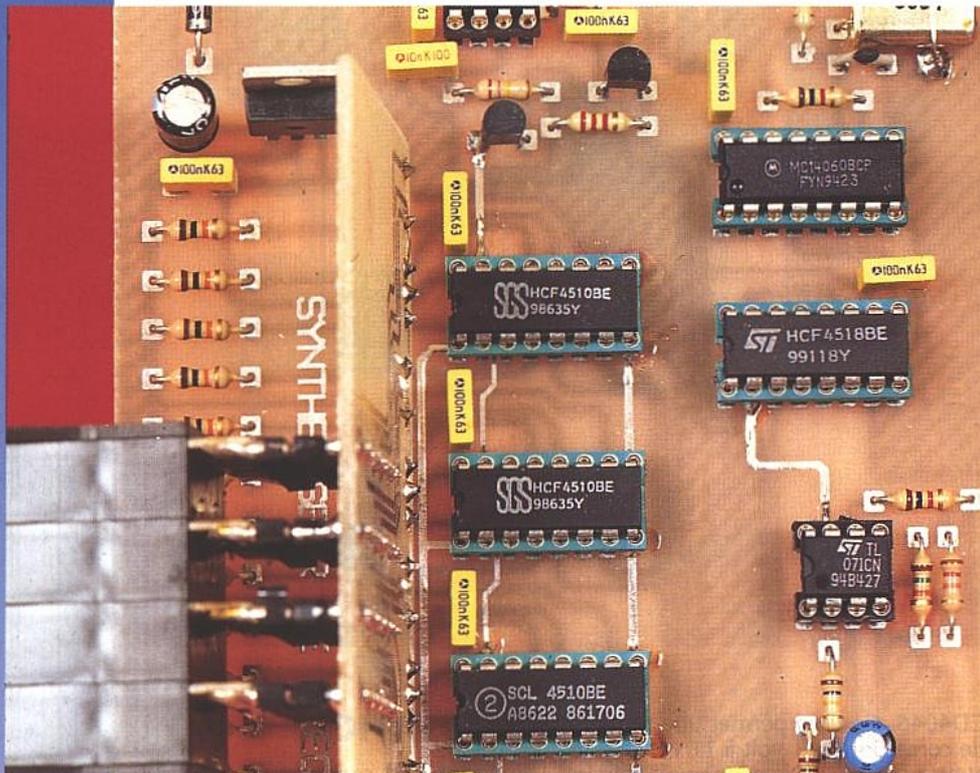
■ Figure 5 : côté soudures carte roues codeuses.



■ Figure 6 : côté composants.

■ Figure 7





Le circuit imprimé double face sera reproduit par la méthode dite photographique. Une méthode simple consiste à insoler puis révéler une première face. Ensuite, il faut recouvrir cette première face par du ruban adhésif de conditionnement de couleur brun. La seconde face peut maintenant être insolée puis révélée. Cette technique a fait ses preuves auprès de l'auteur, c'est pourquoi il n'hésite pas à vous en donner la recette.

Le tracé des pistes de la carte mère, côté cuivre, est donné en **figure 2** tandis que celui côté composants est représenté **figure 3**. Celui supportant les roues codeuses, en **figures 5 et 6**.

Le montage des composants sur la platine ne nécessite pas de grands commentaires. L'implantation des deux cartes respectives vous est donnée en **figures 4 et 7**. Veillez tout de même à la bonne orientation des supports des différents circuits intégrés. N'oubliez pas de «ponter» les liaisons de la face inférieure à la face supérieure en venant déposer un point de soudure où il se doit.

La liaison de la carte mère à la carte «affichage» est réalisée avec des connexions de fortune, bouts de pattes de résistances. Les roues codeuses peuvent être rendues amovibles par une liaison fabriquée à partir de barrettes sécables. Pour cela souder sur la platine d'affichage des rangées de 9 picots provenant de supports tulipe sécables. Sur les emplacements des roues codeuses, soudez également ce même type de connecteur mais de type mâle-mâle. Les photographies peuvent vous aider à comprendre le système de connexion. Cette technique est à prendre en compte si vous souhaitez incorporer les roues codeuses dans une face avant. Elles pourront ainsi être désolidarisées de leur platine assurant ainsi un passage sans une opération de dessoudage.

MISE EN ROUTE

Vérifiez, avant d'insérer les circuits intégrés sur leur support, les bonnes tensions d'alimentation, à savoir 12 V pour tous les circuits CMOS et 5V sur la patte 8 du SDA2101.

La liaison entre la sortie du V.C.O. et l'entrée du prédiviseur doit être effectuée impérativement avec du câble blindé de 50 Ohms. La liaison entre l'entrée du V.C.O. et la sortie de l'amplificateur opérationnel IC sera également en câble blindé.

Si votre LED n'indique pas de verrouillage, voici une technique permettant la recherche de la panne :

- vérifiez à l'aide d'un multimètre, permettant la mesure de fréquence, l'arrivée du 1,5625kHz sur la patte 13 du CD4046. Si ce n'est pas le cas, votre quartz de l'oscillateur de référence n'oscille pas ou bien votre CD4518 ne divise pas par 10.

- sans oscilloscope, il est difficile de déterminer si le prédiviseur ou le diviseur programmable est en cause. En effet, le rapport cyclique de ces fréquences n'est pas de 50%. La solution de dépannage consiste à extraire la fréquence de 15,625kHz de l'oscillateur local en patte 3 du CD4060. Venir le connecter sur la piste reliant toutes les entrées clock, broche 15, des diviseurs programmables. Il faudra préalablement enlever de son support IC1, le SDA2101. Le 1,5625kHz arrivant toujours en patte 13 du CD4046, afficher 10 (0010) aux roues codeuses. Votre LED de verrouillage doit s'allumer. Votre diviseur programmable n'est pas en cause.

- Pour s'assurer du bon rapport de division de prédiviseur, il vous est possible de connecter un fréquence-mètre réalisé autour d'un circuit spécialisé «ICM7226» et de quelques composants annexes.

CONCLUSION

De par sa simplicité et les nombreuses explications liées au fonctionnement de la synthèse de fréquence, le contrôle d'un V.C.O. est maintenant possible à tout amateur électronique sans avoir recours à l'utilisation des circuits intégrés spécialisés dans cette fonction comme ceux proposés dans la série des 14515x de chez Motorola.

Le V.C.O. pourra être réalisé avec un circuit qui ne nécessite pas beaucoup de composants externes, le MC 1648 par exemple peut travailler jusqu'à 225MHz.

F. PARTY

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1 : 2,2k Ω
- R2 : 270k Ω
- R3 à R18 : 10k Ω
- R19, R23, R28 : 1k Ω
- R20 : 1M Ω
- R21 : 100 Ω
- R22 : 22k Ω
- R24, R25 : 100k Ω
- R26 : 12k Ω
- R27 : 15k Ω

Condensateurs :

- C1 : 100 μ F/25V radial
- C2, C3, C6, C12 à C19 : 100nF pas de 5,08
- C4 : 100pF céramique
- C5 : 10nF pas de 5,08
- C7, C8 : 33pF céramique
- C9 : 220nF pas de 5,08
- C10 : 1 μ F pas de 5,08
- C11 : 2,2 μ F/63V radial

Semi-conducteurs :

- IC1 : SDA 2101
- IC2 à IC5 : CD4510
- IC6 : CD4002
- IC7 : CD4060
- IC8 : CD4518
- IC9 : CD4046
- IC10 : TL071

Circuits intégrés :

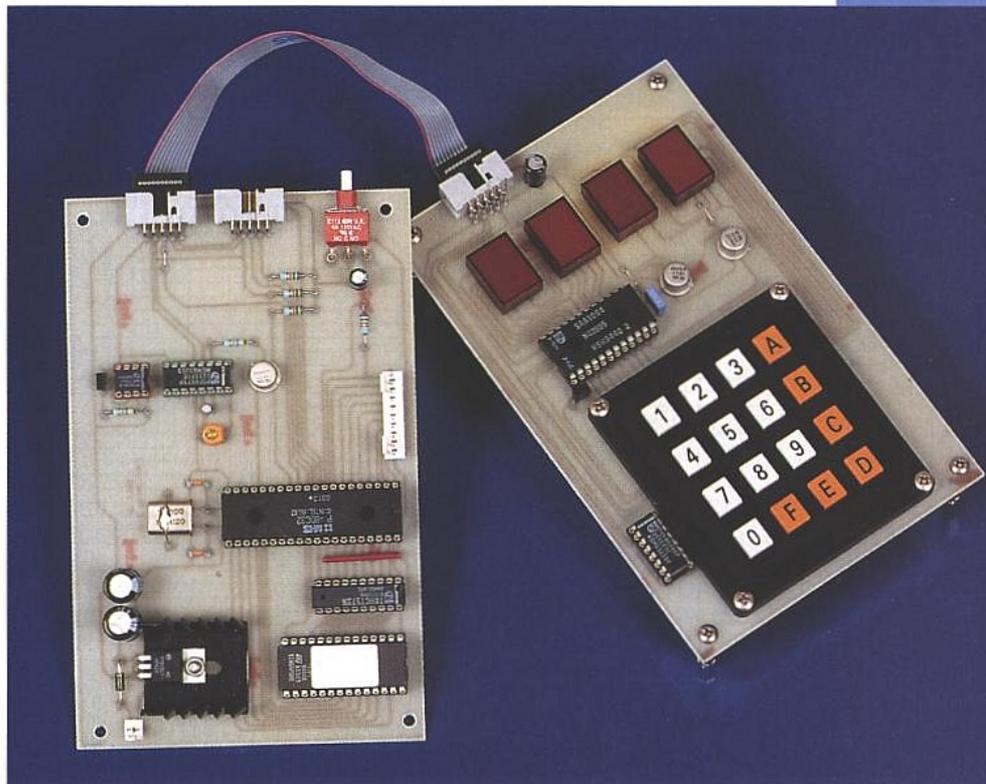
- T1 : BC548
- T2 : BC547
- RG1 : 7815
- RG2 : 78L05
- D1 : 1N4001
- LD1 : LED 5mm

Divers :

- Q1 : Quartz 1MHz
- SW1 à SW4 : roues codeuses décimales
- 1 bornier 2 points
- 2 supports 8 broches
- 1 supports 14 broches
- 7 supports 16 broches

PROGRAMMATEUR DOMESTIQUE

Commander automatiquement
des appareils électriques est
désormais une chose très
répandue. Les solutions
possibles sont légion et
l'utilisateur a bien du mal à
faire son choix parmi tous les
appareils disponibles. Nous
allons encore ajouter à la
confusion en vous proposant



ce mois-ci un nouveau programmeur domestique. Le programmeur que nous vous proposons vous permettra, dans un premier temps, de commander huit appareils distincts. Dans les prochains mois nous vous proposerons des modules d'extension qui vous permettront de satisfaire au mieux toutes vos exigences en la matière.

Le module que nous décrivons ce mois-ci se compose d'un terminal de programmation associé à une platine de commutation équipée de triacs. Le terminal de programmation pourra être utilisé avec des modules d'extension que nous vous proposerons ultérieurement. Cette architecture a été retenue pour se différencier des solutions organisées autour d'un bus.

L'utilisation d'un bus de communication entre divers équipements est certes séduisante puisqu'elle permet de tout commander à partir d'un équipement central. En contrepartie il est nécessaire de tirer des câbles partout où il y a un équipement à commander. En dehors de l'aspect plus ou moins contraignant du passage des fils (si on souhaite préserver l'esthétique des lieux), il se pose le problème

de la distance possible. On peut bien sur ralentir la vitesse de transfert des informations sur le bus pour augmenter la distance acceptable, mais le problème est tout de même posé. De plus, dans le cas où le nombre des équipements à contrôler est important, le problème du nombre d'adresses accessibles via le bus peut se poser.

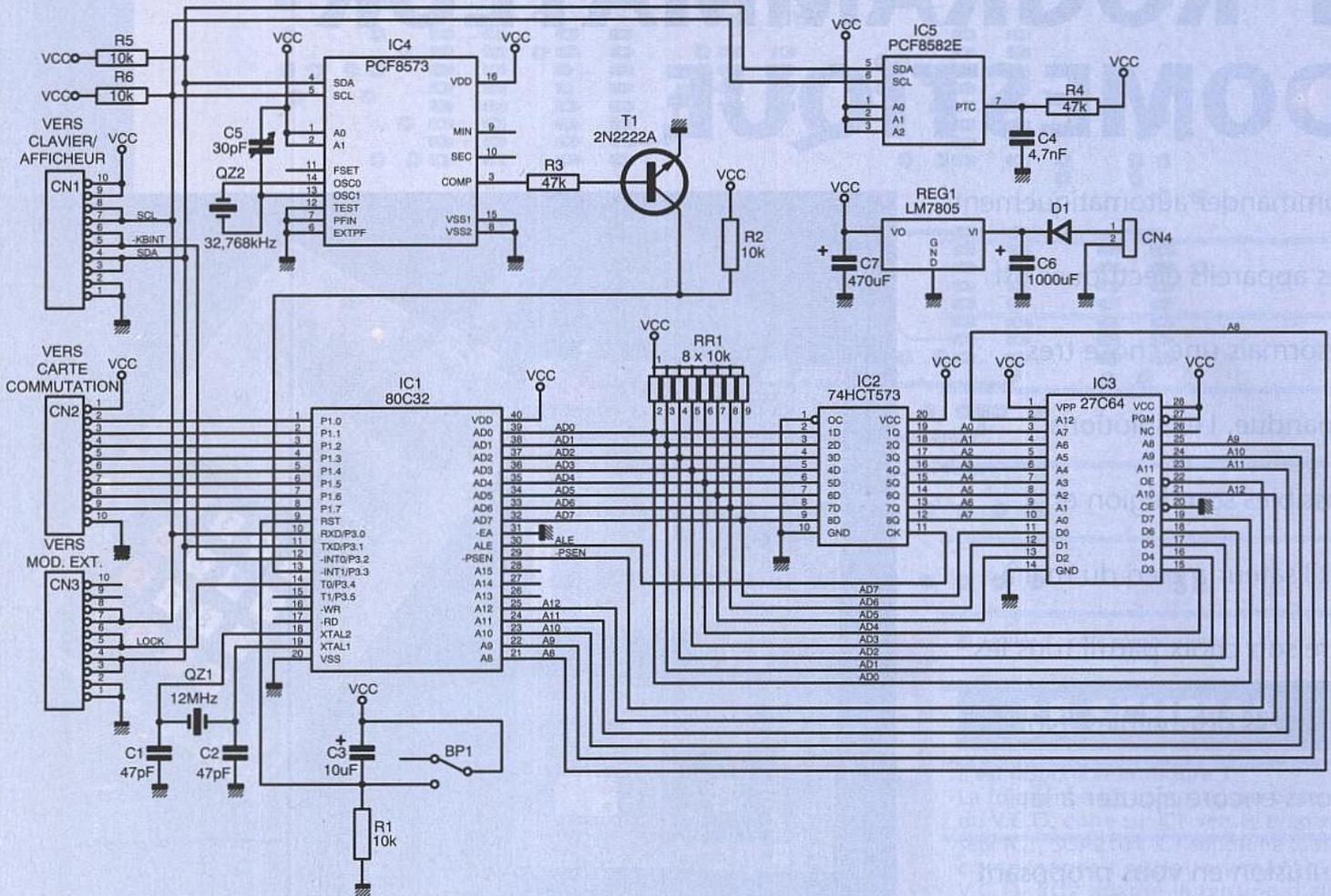
La solution que nous avons retenue consiste à utiliser des appareils de commandes autonomes, que vous pourrez implanter là où bon vous semble, sans aucune contrainte de distance ou d'adresse.

Ces appareils pourront se programmer à l'aide du terminal que nous décrivons ce mois-ci. Et accessoirement le terminal pourra lui-même être utilisé en poste fixe, couplé à une platine de commutation.

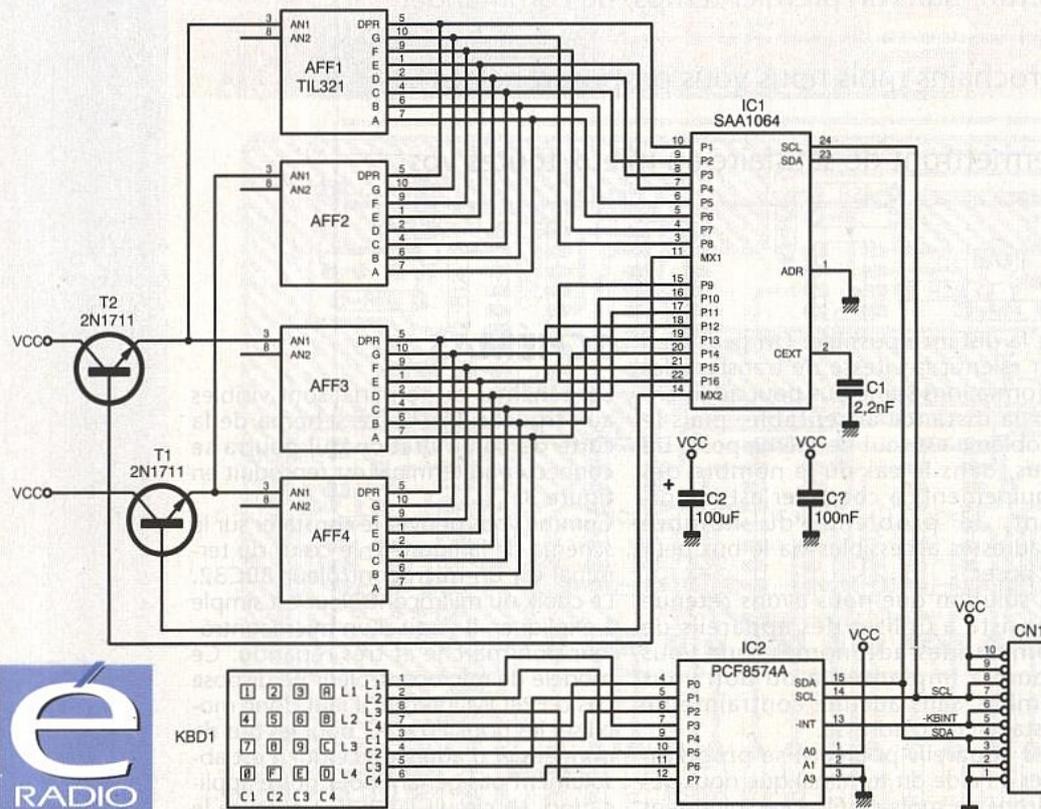
SCHÉMAS

Les schémas du terminal sont visibles aux figures 1 et 2. Le schéma de la carte de commutation qui pourra se connecter au terminal est reproduit en figure 3.

Comme vous pouvez le constater sur le schéma de la figure 1, le cœur du terminal est un microcontrôleur 80C32. Le choix du microcontrôleur est simple à expliquer. Il s'agit d'un microcontrôleur bon marché et très répandu. Ce modèle de microcontrôleur ne dispose pas d'EPROM interne. Il faut donc mobiliser les ports P0 et P2 pour les bus de données et d'adresses, ce qui n'est absolument pas gênant pour notre application. Le circuit latch IC2 capture le poids faible du bus des adresses qui est multiplexé avec le bus des données sur le port P0. Le circuit IC2 est synchroni-



■ Figure 1 : carte microcontrôleur/horloge.



■ Figure 2 : carte clavier/affichage.

sé par le signal -PSEN du microcontrôleur. Le réseau résistif RR1 est nécessaire en raison de la configuration à drain ouvert du port P0 du microcontrôleur. Si vous êtes attentif, vous aurez peut-être noté avec stupeur que les bus d'adresses et de données sont reliés à l'EPROM IC3 dans le désordre le plus total. Vous êtes donc en droit de vous demander si ce montage a vraiment fonctionné un jour. Eh bien oui ! Cela fonctionne malgré tout. Il suffit de programmer l'EPROM IC3 avec un contenu mis dans le désordre voulu pour rétablir l'ordre nécessaire au microcontrôleur. Une sorte de remise en ordre virtuelle quoi ! Cela fonctionne à merveille et permet de se passer d'un circuit double face, ce qui vaut bien quelques efforts (efforts consentis par l'auteur, car les lecteurs n'auront qu'à programmer l'EPROM avec le contenu du fichier adéquat). Cette subtilité est relativement simple à mettre en œuvre tant qu'il s'agit de connecter une seule EPROM aux bus du microcontrôleur. A la rigueur il est possible de connecter à la fois une EPROM et une RAM statique en adoptant une distribution légèrement différente. Mais dès qu'il est nécessaire d'ajouter des circuits périphériques, il vaut mieux revenir à une distribution des bus dans un ordre naturel et oublier le routage en simple face. Toujours dans le but de simplifier au

maximum le dessin du circuit imprimé, en vue de rester en simple face, les circuits périphériques utilisés seront des circuits I2C. Il serait dommage de perdre le bénéfice des astuces mises en œuvre au niveau du microcontrôleur à cause de circuits périphériques qui nécessiteraient un circuit double face. Le microcontrôleur 80C32 ne dispose pas en interne de la logique nécessaire au bus I2C. Mais si vous lisez ces pages régulièrement, vous ne serez pas surpris d'apprendre que toute la gestion du bus I2C peut se faire par le logiciel, tout du moins dans le mode mono-master.

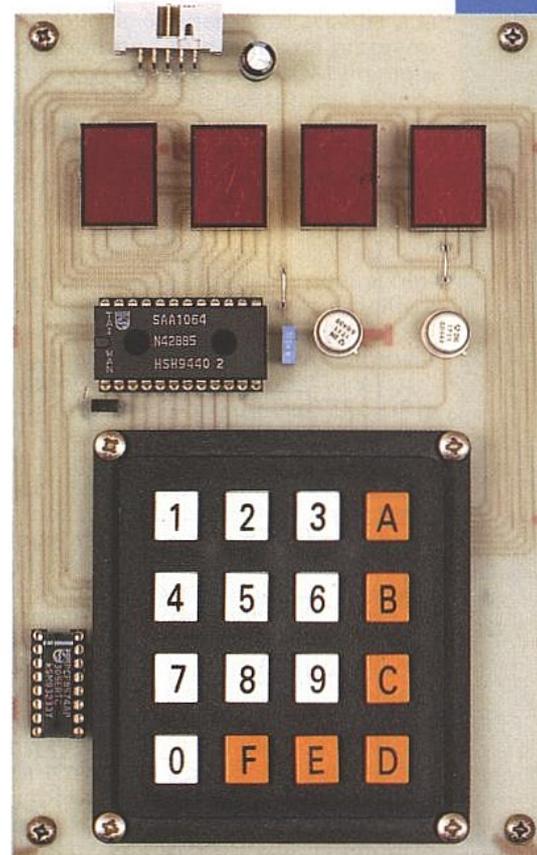
Le circuit d'horloge n'est autre qu'un bon vieux PCF8573. Certes le PCF8573 n'est pas le dernier cri en matière d'horloge mais il est tout de même moitié moins cher par rapport au PCF8583. Eu égard à l'usage que nous allons faire du circuit d'horloge, le PCF8573 sera largement suffisant.

La fréquence de l'oscillateur interne du circuit IC4 sera imposée par le quartz Y1. Il s'agit d'un modèle très répandu en boîtier Mini-cyl, et bon marché de surcroît. Le condensateur C5 permet d'affiner la fréquence de l'oscillateur, de façon à limiter au maximum la dérive de l'horloge interne dans le temps. La sortie du comparateur interne du PCF8573 (IC4) commande le transistor T1 en vue de piloter une ligne d'interruption du microcontrôleur. Notre terminal n'est pas prévu pour un fonctionnement sur pile ou batterie. Aussi le circuit d'horloge n'est pas sauvegardé. Nous vous proposerons ultérieurement

des modules équipés d'une petite batterie de sauvegarde.

La programmation du module sera sauvegardée dans une EEPROM pour libérer au maximum la RAM interne du microcontrôleur. En effet la RAM interne du microcontrôleur sera abondamment sollicitée par la pile eu égard au nombre de sous-programmes appelés et aux nombres de variables à sauver sur la pile. Une EEPROM de type PCF8582 (IC5) est donc tout indiquée pour notre application. Le réseau R4/C4 est nécessaire pour générer le signal d'horloge interne de l'EEPROM. Vous aurez sûrement noté que les lignes d'adressage des circuits IC4 et IC5 sont portées au niveau haut. Ceci permettra au terminal de distinguer le module interne et les modules externes au moment d'effectuer la programmation de ceux-ci.

Le bus I2C interne sera distribué à la carte clavier/afficheurs via le connecteur CN1. Les lignes d'alimentation seront aussi distribuées, ainsi qu'une ligne d'interruption du microcontrôleur, pour la gestion du clavier. Les futurs modules externes sont connectés temporairement au même bus I2C via le connecteur CN3. Les modules externes étant autonomes, ils ne seront connectés au terminal que le temps de mettre à jour la programmation de leur EEPROM. Etant donné que l'accès aux modules externes se fera via le bus I2C en mode mono-master, le signal LOCK, distribué sur CN3, informera lesdits modules de laisser le bus libre, le temps d'effectuer les actions néces-



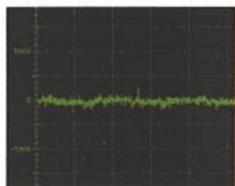
■ Carte clavier/affichage.

saies. Enfin en vue d'une utilisation en poste fixe, le port P1 du microcontrôleur pourra piloter une carte de commutation dont le schéma est donné en figure 3.

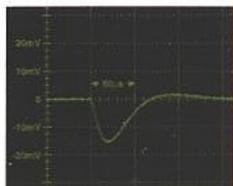
Votre budget va adorer cette alimentation.



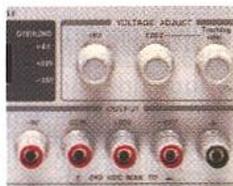
Vos circuits aussi.



Un bruit négligeable qui ne perturbera pas vos circuits.



Grande capacité à réagir aux surcharges instantanées.



Une régulation ultra-précise de 0,01% vous assure une sortie stable, même quand la tension secteur varie.

Avec le HP E3630A, budget petit ne rime plus avec compromis.

Bruit négligeable, régulation ultra-précise, prompt réponse transitoire... Le HP E3630A vous offre un cocktail hors du commun pratiquement introuvable ailleurs. Et avec une protection contre survoltages, surcharges et courts-circuits, vous n'aurez plus à vous inquiéter pour vos circuits.

Dans cette famille d'alimentations, il est aisé de trouver son bonheur.

Le HP E3630A fait partie de la famille HP E3600, dont tous les modèles offrent un rapport qualité/prix exceptionnel. Alors avec toute cette gamme, vous êtes assuré de trouver celle qui correspondra exactement à ce que vous recherchez. De plus, elles bénéficient toutes d'une garantie de trois ans.

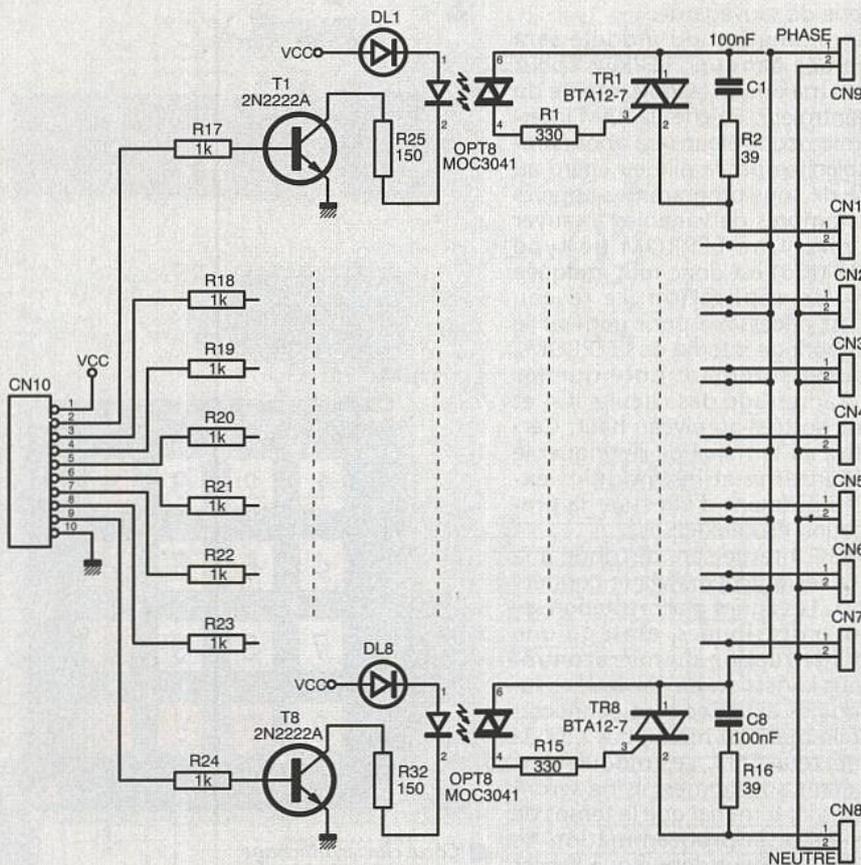
Pour en savoir plus, appelez HP DIRECT au (1) 69 82 60 20 et pour la Suisse Romande au 022-780 44 85.

Vous pourrez dialoguer avec un ingénieur expert des différentes options qui s'offrent à vous, et faire le bon choix en fonction de vos besoins spécifiques. Vos circuits et votre budget vous en seront éternellement reconnaissants.

*Prix indicatif au 1.03.95.

Il est temps de passer à Hewlett-Packard.

 **HEWLETT®
PACKARD**



■ Figure 3 : schéma de la platine de commutation.

lumineux pour une intensité moindre. Le contrôle des lignes du clavier sera confié à un PCF8574A, cela va de soi. L'intérêt principal de ce circuit est de disposer d'une sortie d'interruption qui est active dès que l'état des lignes P0 à P7 change. C'est exactement la fonction recherchée pour gérer le clavier. Notez un point très important : les circuits PCF8574 et PCF8574A ne répondent pas aux mêmes adresses sur le bus I2C. Vous trouverez donc deux fichiers pour programmer l'EPRON du microcontrôleur, selon le circuit que vous pourrez vous procurer (si vous n'en avez pas déjà dans vos fonds de tiroirs).

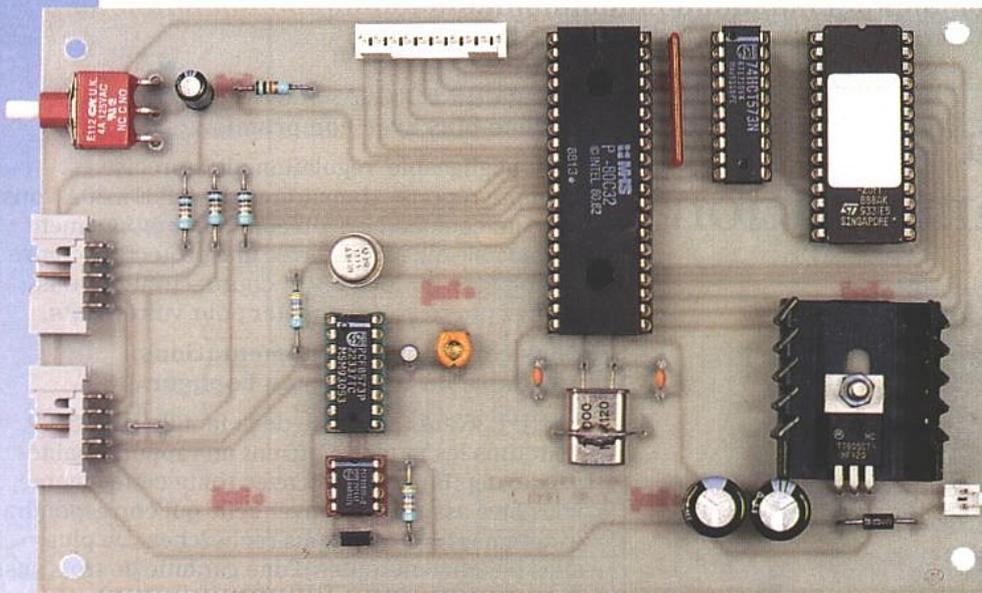
Il nous reste à aborder le schéma de la carte de commutation de la figure 3. Grâce à l'emploi des opto-triacs MOC3041, le schéma de la carte de commutation est très simple. Rappelons que les MOC3041 intègrent un dispositif de détection de passage de la tension à 0 pour commander le triac interne.

Ceci permet de commuter des charges résistives sans créer de perturbations sur les lignes électriques. Les cellules RC auront un intérêt pour commander des charges de nature inductive, si vous utilisez un autre modèle d'opto-triac (sans détection du passage par 0 de tension).

Les LED DL1 à DL8 permettent de visualiser l'état de commande des différents canaux, sans consommer d'énergie supplémentaire puisqu'elles sont en série avec celles des opto-triacs. Les transistors utilisés pour commander les opto-triacs (T1 à T8) seront pilotés directement par le port P1 du microcontrôleur via CN10. Notez au passage que lors de l'initialisation du microcontrôleur, les sorties du port P1 passent au niveau haut. Tous les canaux seront donc commandés pendant la phase d'initialisation du microcontrôleur. La première action demandée par le programme sera justement de désactiver tous les canaux. Mais il vaut mieux le savoir au cas où l'on envisage de commander des machines tournantes avec ce montage. D'autres modules que nous proposerons plus tard ne présenteront pas ce défaut.

Les cartes seront alimentées par une tension continue allant de 9VDC à 12VDC qui n'a pas besoin d'être stabilisée puisque REG1 s'en chargera. Une tension correctement filtrée fera très bien l'affaire. C'est le cas, par exemple, de la tension fournie par de nombreux petits blocs d'alimentation d'appoint pour calculatrices. La diode D1 permet de protéger le montage en cas d'inversion du connecteur d'alimentation.

Vous noterez que le découplage des lignes d'alimentation est plutôt sommaire, pour simplifier le dessin du circuit imprimé et éviter les straps (ou pire encore : le double face). Les essais menés dans un environnement électrique moyennement perturbé n'ont pas démontré la nécessité d'un découplage élaboré. Dans un environnement agressif (proche de moteurs électriques par exemple), il sera cependant utile de rajouter des petits condensateurs de 100nF entre les pattes d'alimentation des circuits IC1, IC2 et IC3.



■ Carte microcontrôleur/horloge.

Abordons maintenant le schéma de la carte clavier/afficheurs (figure 2). Comme vous pouvez vous en douter, le choix des circuits nécessaires est relativement simple. La gestion de l'affichage sera confiée au bien sympathique SAA1064 (IC1). Ce circuit dispose de toute la logique nécessaire pour commander 4 afficheurs 7 segments, à anodes communes. Notez au passage que le circuit dispose de sources de courant contrôlées ce qui permet de se dispenser de résistances de protection pour les afficheurs, d'où un gain de place important. De plus la luminosité des afficheurs peut être modifiée par logiciel, avec les implications

que cela entraîne sur la consommation de l'ensemble. Les afficheurs seront nécessairement multiplexés, au rythme de l'horloge interne dérivée du condensateur C1.

Les afficheurs proposés sur le schéma sont des TIL321. Ces afficheurs ne sont plus distribués depuis longtemps. C'est seulement le brochage des afficheurs qui est à retenir pour le schéma. L'auteur ayant encore quelques TIL321 dans ses tiroirs, il n'a pas pu résister à l'envie de tester le circuit SAA1064 avec ces afficheurs, quelque peu gourmands en énergie. Vous pourrez avantageusement utiliser des HDSP-5551 tout aussi bon marché mais bien plus

RÉALISATION

Les dessins des circuits imprimés à réaliser et les vues d'implantation associées sont reproduits aux figures 4 à 9. Comme d'habitude, procurez-vous les composants avant de dessiner les circuits, au cas où il vous faudrait adapter un peu l'implantation. Ceci concerne en particulier le clavier. Si vous souhaitez utiliser un autre modèle, vous aurez sûrement à adapter légèrement l'implantation pour respecter la connexion des lignes et des colonnes dans l'ordre reconnu par le logiciel.

Il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation. Soyez tout de même attentifs au sens des condensateurs et des circuits intégrés. Il est préférable de monter les circuits intégrés sur supports, et de vérifier la présence de la tension d'alimentation VCC sur les supports, avant insertion des circuits.

Vous noterez la présence de quelques straps qu'il vaut mieux implanter en premier (1 strap sur la carte principale et 2 straps sur la carte d'affichage).

Le régulateur REG1 sera monté sur un radiateur ayant une résistance thermique inférieure à 17°C/W pour éviter d'atteindre une température de jonction trop élevée.

L'EPROM IC3 sera programmée avec l'un des fichiers «TIMER1.ROM» ou «TIMER1A.ROM» disponibles sur Minitel. Le fichier «TIMER1A.ROM» s'utilise avec un circuit PCF8574A implanté sur la carte clavier afficheur, tandis que le

fichier «TIMER1.ROM» s'utilise avec un PCF8574. Choisissez donc le bon fichier au moment de programmer l'EPROM IC3. Au pire vous pourrez effacer l'EPROM et recommencer la programmation de cette dernière, en cas d'inversion des fichiers. A défaut de télécharger les fichiers vous pourrez vous les procurer sur une disquette en écrivant à la rédaction (sans oublier l'enveloppe self-adressée correctement affranchie pour le retour).

La fréquence du circuit d'horloge peut être ajustée grâce à C5. Pour éviter de perturber l'oscillateur lors la mesure, il faut mesurer la fréquence du signal disponible sur la patte 11 du PCF8573 (IC4). Ajustez C5 pour obtenir 128 Hz le plus précisément possible. Notez au passage qu'il est préférable d'ajuster C5 à l'aide d'un petit tournevis en plastique (pour éviter de perturber le réglage avec des capacités parasites introduites par un tournevis en métal). Avec un réglage précis vous pourrez espérer une dérive de l'horloge d'environ 5 minutes par an.

UTILISATION DU PROGRAMMATEUR DOMESTIQUE

Toute la programmation de l'appareil s'effectue à partir du clavier. Aussi les quelques lignes qui suivent demandent un peu d'attention. Les touches «A» à «F» du clavier ont une fonction précise, comme indiquée ci-après :

La touche «A» permet d'accéder à la programmation des pas de programme contenus dans l'EEPROM du montage (aussi pour les futures extensions).

La touche «B» permet de mettre à jour la date et l'heure du module (aussi pour les futures extensions).

La touche «C» permet de changer la luminosité de l'afficheur.

La touche «D» est utilisée pour accepter le paramètre affiché et modifié à partir du clavier.

La touche «E» est utilisée pour abandonner la saisie en cours.

La touche «F» permet de choisir le mode de mise en veille de l'appareil.

A la mise sous tension, ou après appui sur le bouton poussoir BP1, l'appareil teste tous les segments des afficheurs puis affiche le message «CLR». A cet instant l'appareil attend une confirmation pour effacer tous les pas de programmation contenus dans l'EEPROM du module. La touche «D» est attendue pour accepter de tout effacer. Notez au passage que l'effacement complet de l'EEPROM est aussi accompagné de la mise à zéro de l'horloge interne. Vous aurez donc tout intérêt à procéder immédiatement à la mise à jour l'heure interne du module via la touche de fonction «B». N'importe quelle autre touche permet de passer à la suite. L'appareil passe alors en état d'attente d'une commande, et affiche le message «-» (un tiret à droite).

Voyons quelles sont les étapes qui se succèdent selon la fonction demandée. La mise à jour d'un pas de

Ces multimètres mesurent ce qu'aucun autre ne peut mesurer.



Fonctions communes à tous les multimètres de la série HP 970

Calculs sophistiqués (Min/Max avec temps, % rel.)
Fréquence
Continuité
Diode/Diode auto
Température haute définition
Certificat d'étalonnage

HP 971A L'efficacité à l'état brut

Affichage: 4000 points
Précision DC de base: 0,3%
Réponse en fréquence: 1 kHz
Affichage avec "Bargraph"



HP 972A Son point fort: les signaux de faible amplitude

Affichage: 4000 points
Précision DC de base: 0,2%
Réponse en fréquence: 20 kHz
Capacité: jusqu'à 1000 µF
Double affichage digital et "Bargraph"
Gamme la plus basse: 40 mV AC et DC



HP 973A Pour des tests polyvalents

Affichage: 4000 points
Précision DC de base: 0,1%
Réponse en fréquence: 20 kHz
Affichage relatif dB et dBm
Résolution: 0,1 dB
Capacité: jusqu'à 1000 µF
Température thermocouple
Double affichage digital et "Bargraph"
Mesure efficace vrai



HP 974A Quand la précision est primordiale

Affichage 49999 points
Précision DC de base: 0,05%
Réponse en fréquence: 100 kHz
Mesure efficace vrai
Affichage relatif dB et dBm

Votre sens des valeurs.

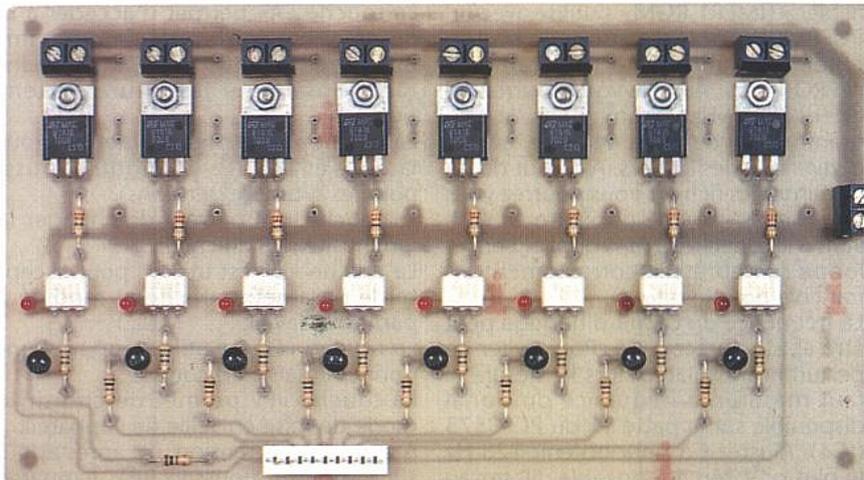
Que vous offrent les multimètres de la série HP 970 que vous ne pourriez trouver ailleurs dans la même gamme de prix?

Beaucoup de fonctions en plus. Si vous avez un bon sens des valeurs, faire votre choix ne devrait pas être trop difficile!

Pour en savoir plus, appelez
HP DIRECT au (1) 69 82 60 20 et pour
la Suisse Romande au 022-780 44 85.

Il est temps de passer à
Hewlett-Packard.





■ Carte de commutation.

grammation d'un module se décompose comme suit (commande accessible par la touche «A») :

L'appareil demande tout d'abord quel module doit être reprogrammé. Le message «- 0» indique la sélection du module 0 (module interne), pour commencer. Les futurs modules que nous décrirons, dans un prochain article, seront accessibles par les n°1 à 3 (modules externes). Nous les détaillerons une prochaine fois. Utilisez les touches numériques pour modifier le n° de module, si nécessaire. Ensuite appuyez sur la touche «D» pour valider la saisie, ou bien utilisez la touche «E» pour abandonner la fonction et revenir au menu d'attente d'une commande. Si vous avez choisi un module externe et que ce dernier n'est pas relié au terminal de saisie via le connecteur CN3, vous verrez apparaître le message «Err». Chaque fois que vous verrez ce message, vous devrez utiliser la touche «E» pour effacer le message. Selon le niveau de programmation, l'appareil vous proposera de recommencer la saisie du paramètre qui a entraîné le message d'erreur, ou bien vous reviendrez au menu de départ (attente d'une commande).

Une fois le choix du module validé, l'appareil vous demande quel pas de programme vous voulez éditer. Le message «P 00» apparaît alors sur l'afficheur. Vous disposez de 51 pas de programmation (0 à 50). Une fois la saisie du n° de pas effectuée appuyez sur la touche «D» pour valider. Ici aussi l'appareil affichera le message «Err» si le n° de pas est erroné. Utilisez la touche «E» pour effacer le message et recommencer la saisie du paramètre. Pour abandonner la fonction en cours appuyez de nouveau sur la touche «E». Une fois le pas validé, l'appareil vous demande le type d'action que ce pas de programme entraînera. Le message «A 0» vous invite à choisir le paramètre souhaité (toujours avec les mêmes actions des touches «D» et «E»). Pour programmer l'extinction individuelle d'un canal utilisez le paramètre «0». Pour programmer l'allumage individuel d'un canal, utilisez le paramètre «1». Pour programmer l'extinction de tous les canaux, utilisez le paramètre «2». Pour programmer l'allumage de tous les canaux, utilisez le paramètre «3». Enfin pour effacer le pas de pro-

grammation, utilisez le paramètre «9». L'appareil vous demande ensuite une confirmation en affichant le message «CLP» et attend la touche «D». Toute autre touche appuyée entraîne l'abandon de l'effacement.

Lors de l'effacement du pas de programmation, l'appareil fait le tour de tous les pas de programmation pour mettre

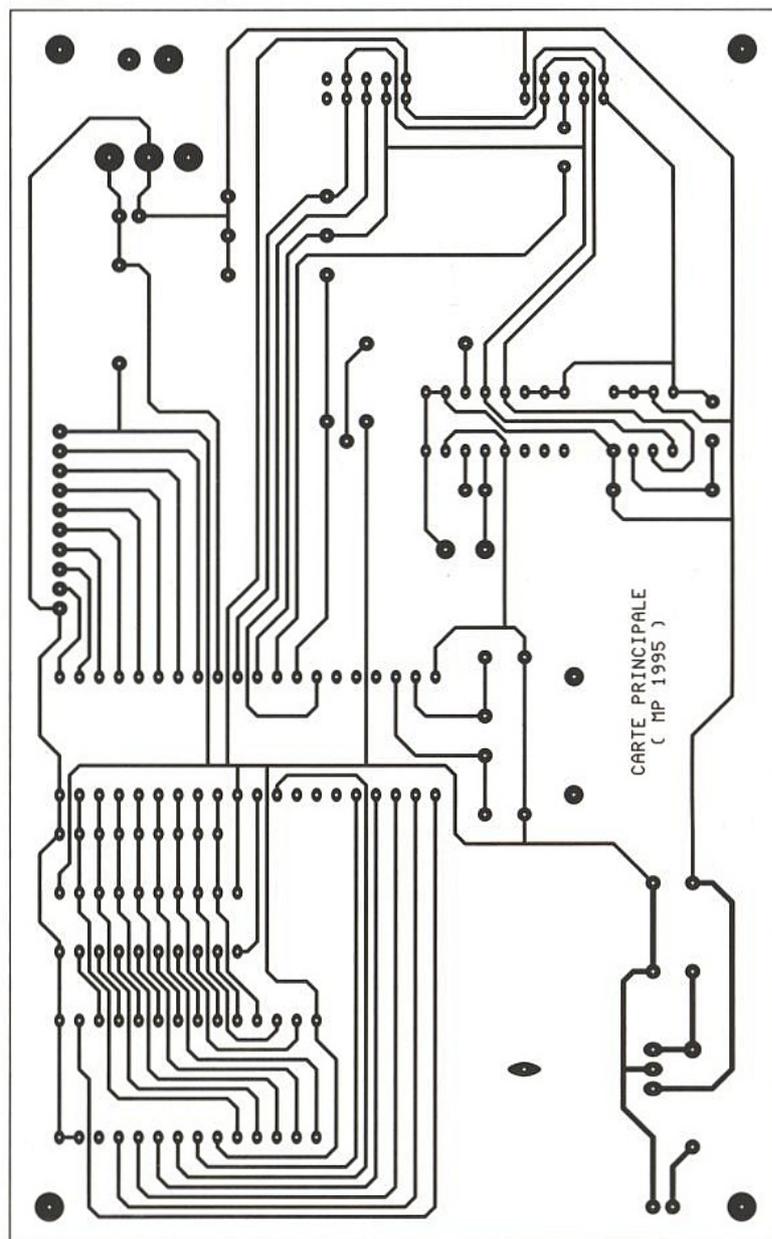
automatiquement à jour la prochaine alarme.

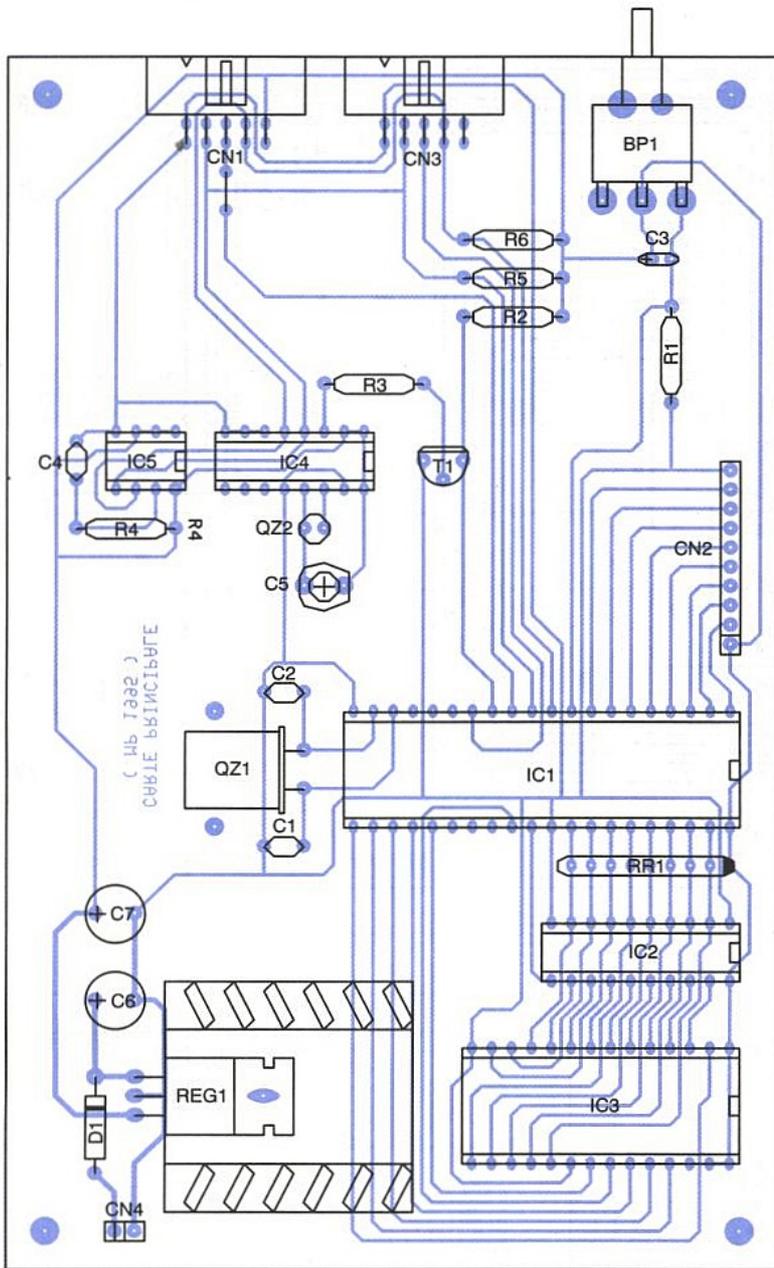
Une fois l'action validée, l'appareil vous demande quel canal est concerné par l'action demandée. Le message «C 0» vous invite à saisir le canal voulu. Notez que vous ne pouvez sélectionner qu'un seul canal par pas de programmation. Notez aussi que pour les actions «2» et «3», le n° du canal n'a aucune importance.

Si vous souhaitez programmer une action sur plusieurs canaux à la même heure vous devrez utiliser des pas de programme distincts. Lorsque l'heure programmée sera atteinte l'appareil scrutera tous les pas de programmes. L'appareil exécute les actions demandées dans l'ordre naturel des pas de programmes. Il s'écoulera quelques dixièmes de seconde entre les différentes actions programmées à la même heure. Il est utile de le savoir si les actions demandées ont un lien entre elles (par exemple arrêt et mise en marche de machines tournantes).

Une fois le canal validé l'appareil vous demande le type de programmation souhaité : Annuel ou Quotidien. Le message «T 0» vous invite à choisir le

■ Figure 4 : circuit imprimé de la carte microcontrôleur.





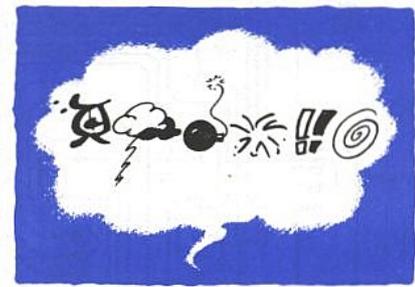
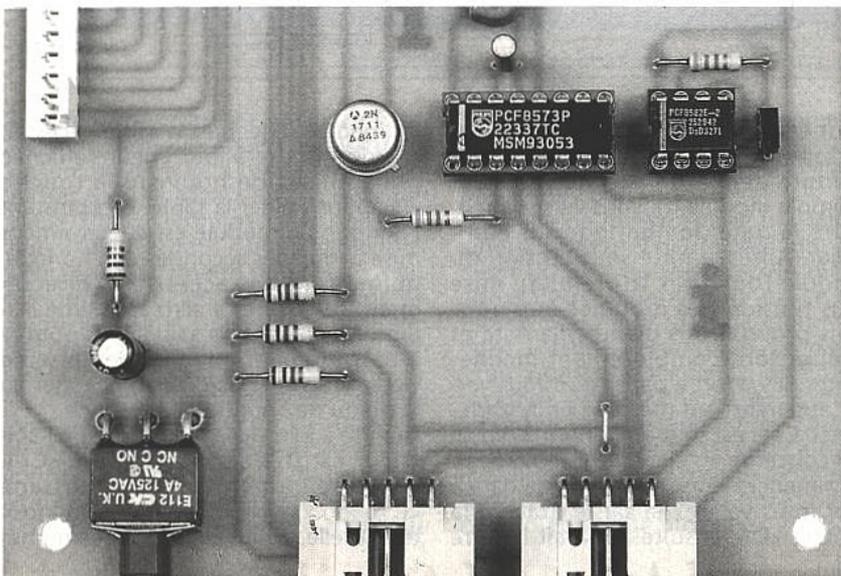
■ Figure 5 : implantation de la carte microcontrôleur (1 strap).

paramètre. Le type «0» correspond à une programmation annuelle, tandis que le type «1» correspond à une programmation quotidienne. Il aurait bien entendu été utile de disposer aussi de paramètre pour une programmation hebdomadaire et mensuelle. Ce sera

peut-être le cas pour une future version du programme, mais avec une légère réduction du nombre de pas de programmation. C'est une possibilité à l'étude.

Une fois le type d'action validée, vous devrez saisir la date et l'heure du pas

■ L'horloge et l'EEPROM I2C.



... si vous avez
tout essayé...
connectez-vous sur le

3615 ERP

Le serveur minitel
d'Electronique Radio Plans

Vous pourrez :

- ➔ **télécharger** les fichiers free-ware du B.B.S. Philips : assembleurs, fichiers pour I2C, RC5, fichiers d'application pour micro-contrôleurs de la famille 8051 (C51, 52, C552, C751, 752...) et également tous les fichiers de la revue et notamment ceux du mois en cours



et maintenant
les fichiers des
circuits imprimés
en EPS

- ➔ **trouver** les composants «introuvables» en consultant notre carnet d'adresses
- ➔ **consulter et proposer** vos petites annonces pour vendre ou acheter tout matériel électronique
- ➔ **rechercher** un article déjà paru dans la liste des sommaires des numéros précédents
- ➔ **dialoguer** grâce à la messagerie et ouvrir votre boîte aux lettres personnelle pour recevoir vos réponses
- ➔ **vous abonner** à E.R.P. au moyen de votre carte bancaire ou par chèque et recevoir ainsi 12 numéros et le cadeau d'abonnement

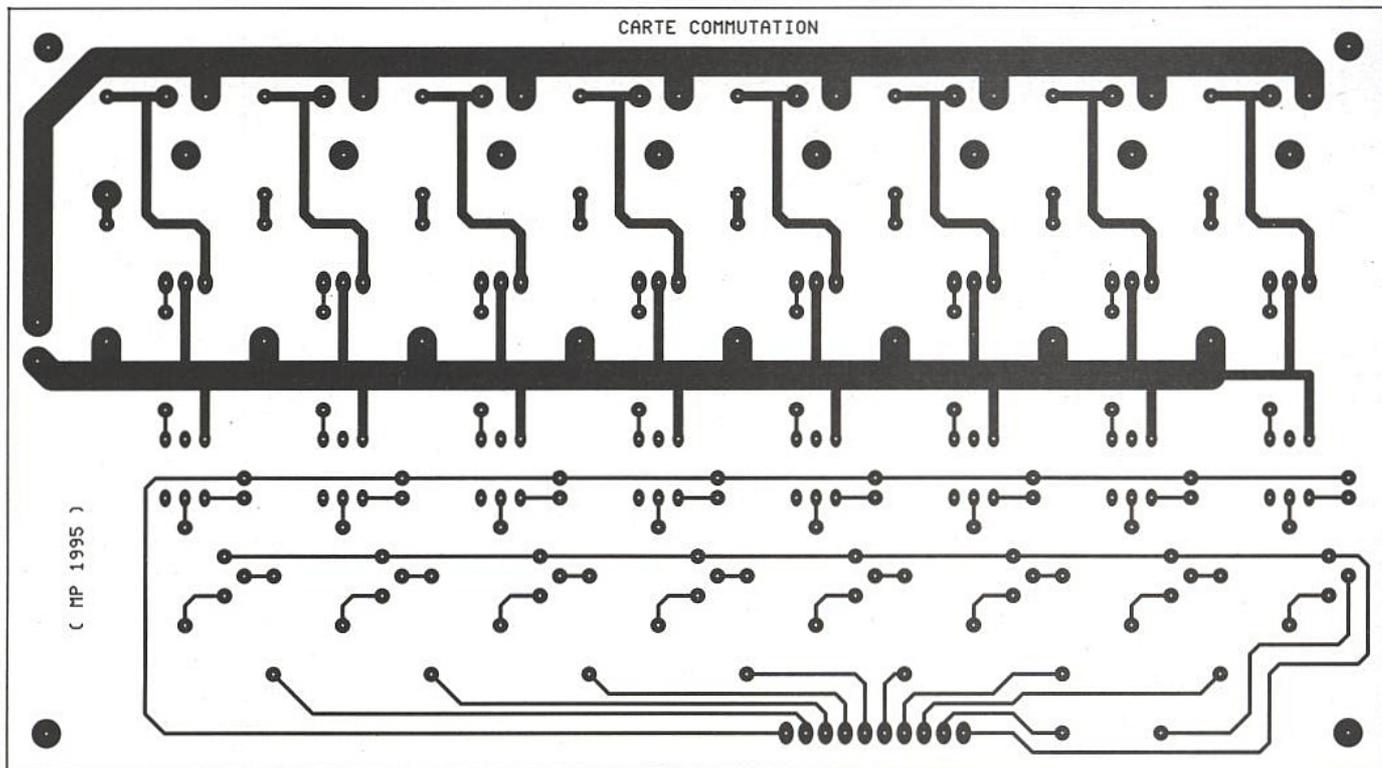
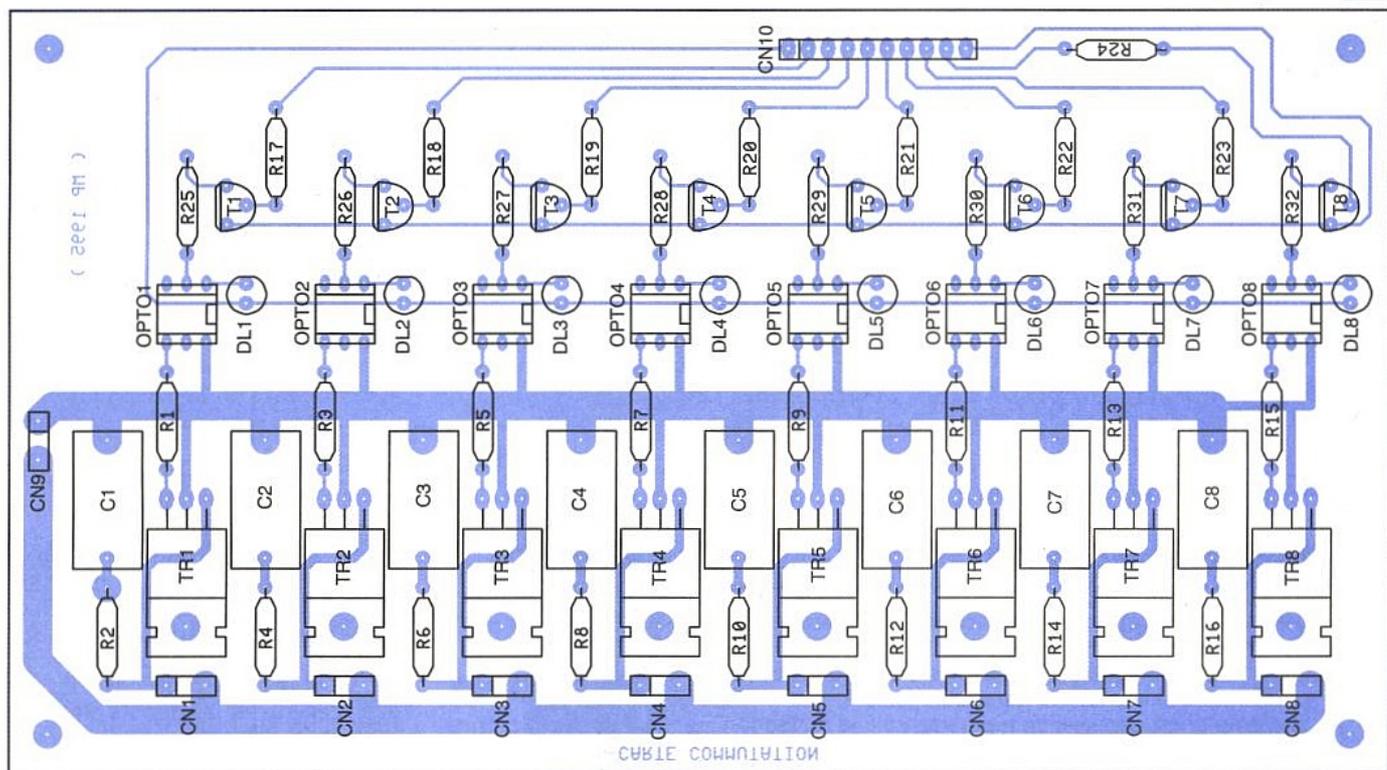


Figure 8 : CI carte commutation.

Figure 9



riques pour changer le paramètre. Avec les afficheurs choisis le paramètre de luminosité n'aura pas besoin de dépasser 3 ou 4. Mais s'il vous reste des vieux TIL321 (comme ceux que l'auteur a essayés) vous aurez sûrement recours à un paramètre supérieur. La saisie du paramètre devient valide en appuyant sur la touche «D». Une fois encore, pour abandonner la saisie utilisez la touche «E».

La mise en veille du montage propose 3 modes. Après appui sur la touche «F» le message «r 0» apparaît pour vous inviter à saisir le mode de repos de votre choix. Le mode 0 affiche l'heure courante en permanence. Lorsque

l'heure d'un des pas de programmation valide est atteinte le message « - - » apparaît un bref instant, puis la veille reprend son cours.

Le mode de mise en veille n°1 affiche alternativement l'heure courante puis l'état du port de sortie P1 du microcontrôleur (aussi visible grâce aux diodes LED de la carte de commutation). Lorsque l'heure d'un des pas de programmation valide est atteinte le message « - - » apparaît un bref instant, puis la veille reprend son cours. Enfin le mode de mise en veille n°2 (saisie de 2 à 9 en réalité) permet de mettre en veille l'afficheur et le microcontrôleur pour diminuer au maxi-

mum la consommation du module. N'importe quelle touche appuyée permet de sortir de la veille. Bien entendu l'horloge interne réveillera automatiquement le module, lequel se rendormira tout seul une fois les actions des pas de programmation effectuées. Une fois encore le message « - - » apparaîtra un bref instant sur l'afficheur avant que la veille reprenne son cours. Il ne vous reste plus qu'à passer à l'action pour monter vos modules, en attendant la description des autres modules dans un prochain article.

NOMENCLATURE

CARTE CPU

Résistances :

R1, R2, R5, R6 : 10 k Ω 1/4W 5%
R3, R4 : 47 k Ω 1/4W 5%
RR1 : Réseau résistif 8x10k Ω en boîtier SIL

Condensateurs :

C1, C2 : Condensateur céramique 47pF, pas 5,08mm
C3 : 10 μ F / 25 Volts, sorties radiales
C4 : 4,7nF
C5 : 30pF
C6 : 1000 μ F / 25 Volts, sorties radiales
C7 : 470 μ F / 25 Volts, sorties radiales

Semi-conducteurs :

D1 : 1N4001
T1 : 2N2222A

Circuits intégrés :

IC1 : Microcontrôleur INTEL 80C32 (12MHz)
IC2 : 74HCT573
IC3 : EPROM 27C64 (temps d'accès 200ns)
IC4 : PCF8573
IC5 : PCF8582E
REG1 : Régulateur LM7805 (5V) en boîtier TO220

Divers :

BP1 : Bouton-poussoir, coudé, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence C&K E112SD1AQE)

CN1, CN3 : Connecteur série HE10, 10 contacts mâles, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence 3M 2510-5002).

CN2 : Barrette mini-KK, 10 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence MOLEX 22-27-2101

CN4 : Barrette mini-KK, 2 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence MOLEX 22-27-2021.

Y1 : Quartz 32,768 kHz en boîtier Mini-Cyl

QZ1 : Quartz 12MHz en boîtier HC49/U

CARTE

CLAVIER/AFFICHEURS

Condensateurs :

C1 : 2,2nF
C2 : 100 μ F / 25 Volts, sorties radiales
C3 : 100nF

Semi-conducteurs :

T1, T2 : 2N1711
IC1 : SAA1064
IC2 : PCF8574A

Divers :

CN1 : connecteur série HE10, 10 contacts mâles, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence 3M 2510-5002)
KBD1 : Clavier 16 touches référence LUCAS 627035-003

AFF1, AFF2, AFF3, AFF4 : Afficheurs 7 segments faible consommation, à anodes communes, référence HDSP-5551 (même brochage que TIL321)

CARTE DE COMMUTATION

Résistances :

R1, R3, R5, R7, R9, R11, R13, R15 : 330 Ω 1/4W 5%
R2, R4, R6, R8, R10, R12, R14, R16 : 39 Ω 1/2W 5%
R17, R18, R19, R20, R21, R22, R23, R24 : 1k Ω 1/4W 5%
R25, R26, R27, R28, R29, R30, R31, R32 : 150 Ω 1/4W 5%

Condensateurs :

C1 à C8 : 100nF

Semi-conducteurs :

DL1 à DL8 : Diodes LED rouge 3mm
OPT1 à OPT8 : Opto-triacs MOC3041
T1 à T8 : 2N2222A (ou n'importe quel autre npn : BC109...)
TR1 à TR8 : Triacs BTA12-7

Divers :

CN1 à CN9 : Borniers à vis au pas de 5,08mm
CN10 : Barrette mini-KK, 10 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence MOLEX 22-27-2101.

inf

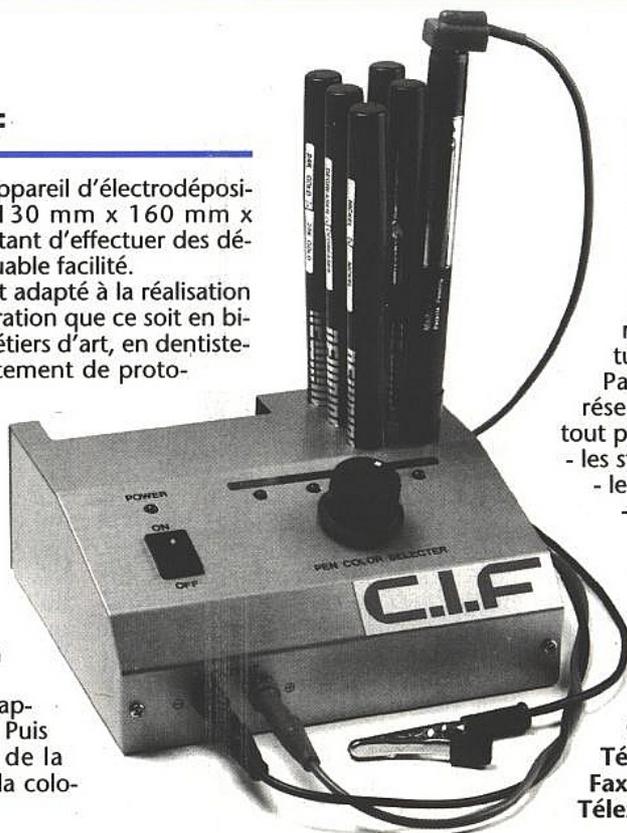
L'électro-tampon CIF

L'électro-tampon est un petit appareil d'électrodéposition portatif (dimensions : 130 mm x 160 mm x 90 mm, poids : 1,6 kg) permettant d'effectuer des dépôts localisés avec une remarquable facilité.

Son emploi est particulièrement adapté à la réalisation de travaux de retouche et réparation que ce soit en bijouterie, orfèvrerie, et autres métiers d'art, en dentisterie ou en électronique, au traitement de prototypes (circuits imprimés, objets décoratifs divers, etc.) au revêtement de petites séries de pièces.

Ses seuls accessoires sont des stylos-réservoirs contenant chacun la solution adaptée au type de dépôt à effectuer. Son utilisation ne nécessite aucune compétence technique ni aucune préparation particulière.

L'utilisateur n'a qu'à brancher l'appareil sur le secteur (220 volts). Puis il nettoie la surface à traiter de la même manière que s'il devait la colorier au crayon de couleur.



Cette opération terminée, il rince la pièce à l'eau claire. Ensuite, il effectue le dépôt désiré en procédant de même que pour l'opération de nettoyage. Les résultats obtenus sont excellents et les dépôts effectués ne se différencient pas de ceux réalisés par les méthodes habituelles.

Parmi la large gamme de stylos-réservoirs, l'électronicien retiendra tout particulièrement :

- les stylos à argenter ;
- les stylos à nickeler ;
- les stylos à déposer du nickel noir ;
- les stylos à cuivrer ;
- les stylos à étamer.

CIF le Circuit Imprimé Français

11, rue Charles-Michels

92220 Bagneux

Tél. : 45 47 48 00

Fax : 45 47 16 14

Télex : 631446F.

AIRE DE SÉCURITÉ DES MOSFET EN RÉGIME D'AVALANCHE

Tous les circuits électroniques sont susceptibles d'affronter des surtensions transitoires, les plus dangereuses d'entre elles s'insinuent le plus souvent au cœur des montages via leur source d'énergie. Les circuits de contrôle et de conversion de puissance sont très vulnérables car ils

sont toujours situés près de leur source d'alimentation. De ce fait, le concepteur devra prévoir un système de protection ou s'attendre à des défaillances de son application en cours de vie. Harris fabrique et fournit des parasurtenseurs, de nombreuses informations concernant ce sujet sont disponibles dans le data book SSD-450 «Transient Voltage Suppression Devices».

Harris offre en outre aux utilisateurs des transistors MOSFET de puissance aptes à résister aux phénomènes de destruction en régime d'avalanche, c'est-à-dire capable de dissiper une énergie importante dans ce mode de fonctionnement, le terme le plus souvent employé pour définir cette caractéristique est ROBUSTESSE. Pour assister le concepteur dans son étude, Harris a élaboré un système qui permet de vérifier si un transistor MOSFET de puissance peut ou non supporter de façon fiable les conditions d'avalanche sur charge inductive sans limitation de surtension. Quoique Blackburn (1) ait clairement démontré que le niveau de stress induit par UIS (unclamped inductive switching), commutation inductive sans écrêtage, n'est pas directement lié à l'énergie, de nombreux fabricants de transistor MOSFET de puissance persistent à spécifier leurs composants en terme de capacité en énergie sous des conditions bien définies.

Hélas, ce terme de capacité en énergie varie avec les conditions de fonctionne-

ment et d'utilisation. Le concepteur n'a donc aucune référence de calcul pour définir si le composant de puissance reste ou non dans ses limites tolérées.

MÉCANISME DE DÉFAILLANCE

Les premiers transistors MOSFET de puissance n'étaient pas conçus de façon «robuste».

Leurs défaillances en avalanche provenaient de la mise en conduction du transistor bipolaire parasite présent dans chaque cellule de leur structure. La figure 1 montre une vue en coupe d'une cellule unitaire d'un transistor MOSFET canal N. Lorsque une telle structure est soumise à un régime d'avalanche (c'est-à-dire dès que la tension maximale est dépassée d'une certaine valeur) le transistor bipolaire est placé dans un mode VCEr, donc s'échauffe rapidement.

Du fait du coefficient résistif positif, la tension induite d'avalanche base-émetteur augmente.

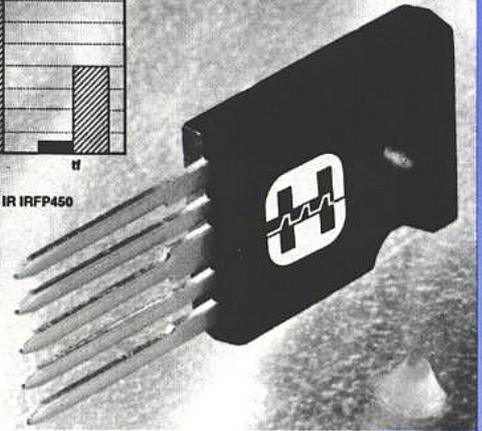
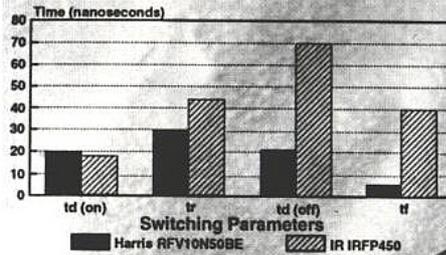
Simultanément, la tension base-émetteur pour laquelle le transistor sera polarisé en direct diminue à cause du coefficient de température négatif du VBE.

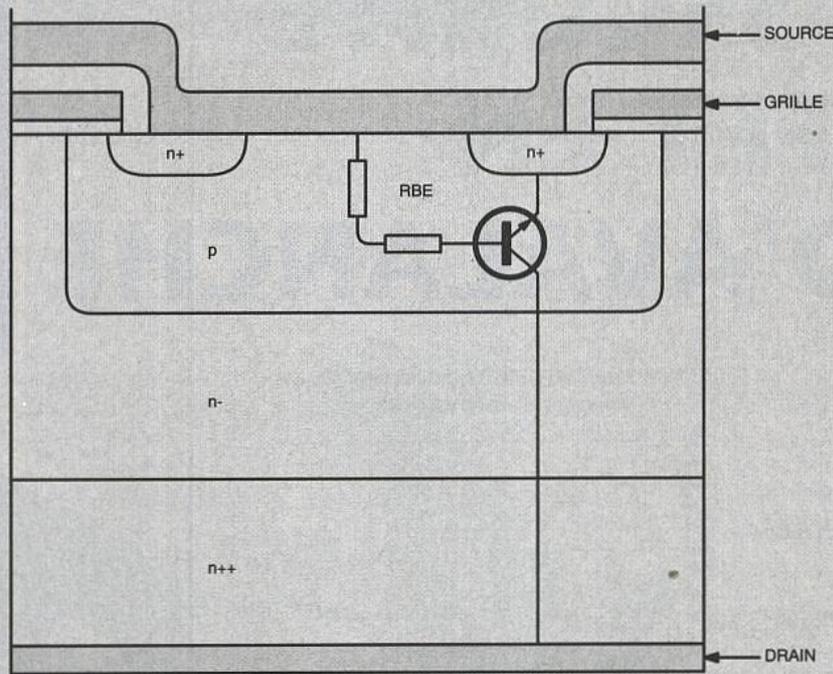
Si une condition de polarisation directe est atteinte, le composant entre dans une phase de défaillance. Les mesures de Blackburn ont démontré que ce mode de défaillance est une fonction du courant d'avalanche et de la température de jonction, mais non relative à l'énergie.

Les technologies modernes dites «Robustes» se sont améliorées à un tel point que le composant se dégrade encore mais pour d'autres mécanismes. De fait, la mise en conduction du transistor bipolaire parasite est complètement annulée, la défaillance est induite de façon thermique.

Au départ du phénomène d'avalanche toute formation de point chaud peut initialiser la formation d'un filament de courant ayant pour caractéristique une résistance négative. A haute densité de courant, cela peut conduire à la formation d'un mesoplasma, un second cla-

TYPICAL SWITCHING TIME COMPARISON
HARRIS RFV10N50BE VS. COMPETITION





■ Figure 1 : structure VDMOS d'une cellule indiquant le transistor bipolaire parasite.

Quand le rapport K est important ($K > 30$), les équations du cas 1 se réduisent à celles du cas 2 et 3. Ceci peut s'accomplir mathématiquement en substituant les séries d'expansion : $\ln(1+x) = x - x^2/2 + \dots$, le premier terme est uniquement utilisé pour TAV, tandis que deux termes sont requis pour EAS et PAS (AVa).

Le temps en avalanche (TAV) est un paramètre important pour un composant robuste. L'analyse des expressions pour TAV du tableau 1 amène les observations suivantes :

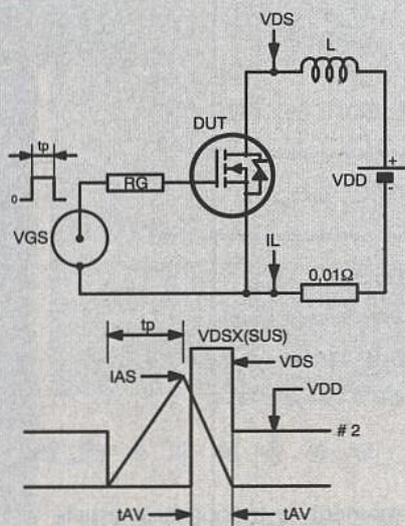
- 1) la résistance en série réduit le degré de contrainte en avalanche du composant,
- 2) une tension d'alimentation proche de la tension d'avalanche du transistor augmente TAV, augmente le stress et réduit le courant permissif d'avalanche,
- 3) quand la tension d'alimentation est égale à zéro, le TAV varie inversement avec la tension d'avalanche du composant.

La société «Integrated Technology Corporation» USA, Arizona, fabrique des équipements de tests qui fonctionnent suivant ce principe :

quand un transistor entre en régime d'avalanche, la tension d'alimentation est déconnectée et le courant commuté à travers une diode en antiparallèle. Les transistors testés de cette manière recevront la même énergie thermique et ceci indépendamment des variations propres de leurs tensions d'avalanche.

Les équations du tableau 1 supposent que la tension d'avalanche est constante. Dans un test réel, elle ne l'est pas. De façon pratique (confirmé par tests), la tension d'avalanche est dans tous les cas supérieure à 30 % de la valeur de BVDS.

Harris a choisi d'utiliser VDSX(SUS) dans les équations de TAV des courbes de spécifications pour les composants, à une valeur égale à 1,3 fois la tension de claquage pour de faibles valeurs de courant.



■ Figure 2 : courbe d'aire de sécurité (mono impulsion) sur charge inductive sans limitation de tension.

faillance. Les résultats de test UIS de ces transistors montrent que le courant de défaillance en fonction du temps en avalanche évolue de façon négative suivant un rapport approximatif de pente 1/2 (ceci en fonction du tracé des lieux géométriques de destruction en graphique log-log).

La défaillance du composant n'est pas seulement inversement proportionnelle comme elle devrait l'être dans le cas d'une énergie constante. Harris fournit les courbes de spécification en température de départ de jonction à + 25 et + 150 deg C.

CIRCUIT DE TEST ET FORMES D'ONDES

(Figure 2)

Le modèle de circuit utilisé pour décrire le test UIS est une simple combinaison en série d'une inductance et d'une résistance dans laquelle l'alimentation et la tension d'avalanche du transistor sont supposées être constantes.

Toutes les équations qui résultent d'une analyse mathématique sont listées dans le **tableau 1**. Les équations du cas 1 sont pour les cas généraux. Le facteur K est le rapport de la tension aux bornes de l'inducteur et de la résistance par la chute de tension aux bornes de celle-ci.

quage (second breakdown) et la défaillance.

S'il y a transfert de chaleur du filament vers le substrat, le temps pour arriver à l'avalanche secondaire est inversement proportionnel au carré du courant. La série MEGAFET de Harris semi-conducteur spécifie ce mode de dé-

■ Tableau 1

Cas	Conditions		Durée d'avalanche	Energie d'avalanche	Puissance moyenne d'avalanche
	VDD	R	TAV	Eas	PAS(AVE) = (Eas/TAX)
1	VDD	R	$(L/R)\ln[1/\ln(1+1/K)-K]$	$(LIASVDSX(SUS)/R)[1-K\ln(1+1/K)]$	$[IASVDSX(SUS)][1/\ln(1+1/K)-K]$
-	0	R	-	-	-
2	VDD	0	$LIAS/(VDSX(SUS)-VDD)$	$LIAS^2/2(1-VDD/VDSX(SUS))$	$IASVDSX(SUS)/2$
3	0	0	$LIAS/(VDSX(SUS))$	$LI^2IAS^2/2$	$IASVDSX(SUS)/2$

UTILISATION DE LA COURBE D'ARE DE SECURITE EN AVALANCHE

La spécification (UIS) pour un transistor MOSFET est représentée **figure 3**. Ce graphique est composé d'un axe vertical pour la valeur maximale du

courant d'avalanche en fonction du temps en avalanche TAV pris comme axe horizontal. Deux lignes sont montrées, une à 25° C et l'autre à la température maximale de jonction.

Il est très facile dans la plupart des applications de déterminer le courant d'avalanche et le temps en avalanche en utilisant une sonde de courant. Si le temps en avalanche et le courant d'avalanche reportés sur le graphique tombent au-dessus et à droite de la ligne à 25° C, l'application n'est pas dans les limites UIS permises par le composant et il y a un risque de défaillance. Si le temps ou le courant reporté sont à gauche et en dessous de la droite spécifiée à la température de jonction maximale, alors l'application est dans les normes permises, il n'y a aucun risque de défaillance.

Pour analyser les cas où la température de départ et le temps en avalanche tombent entre la ligne + 25° C et la température de jonction maximale, il est tout d'abord nécessaire de déterminer la température de jonction du transistor MOSFET au début de l'impulsion UIS.

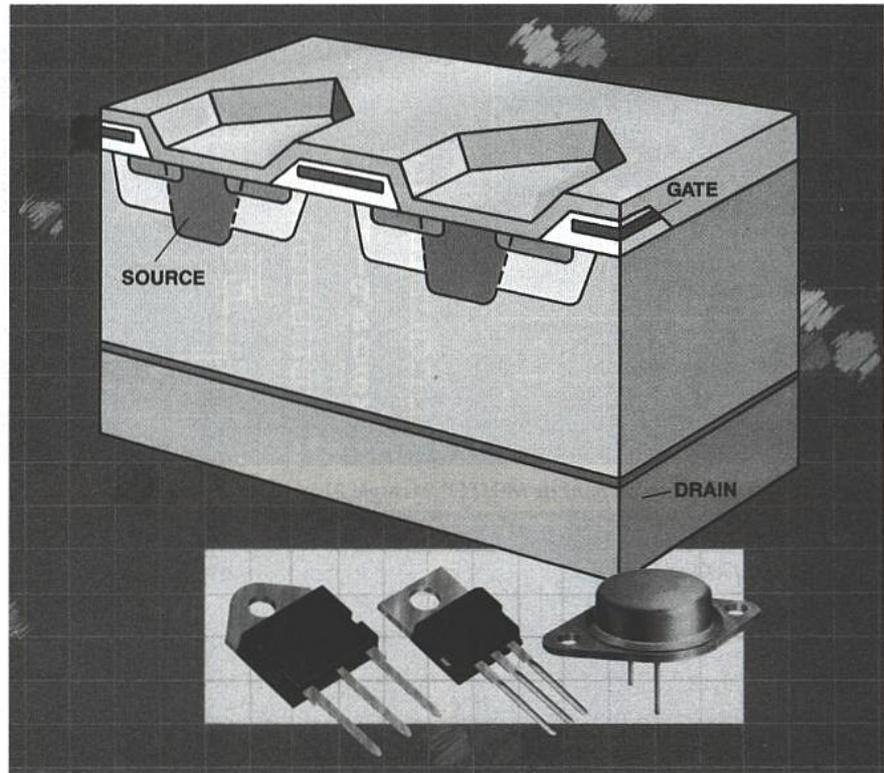
Si la contrainte UIS se présente après une longue période de conduction, il est suffisant de mesurer la température du boîtier et du transistor et de calculer l'augmentation de température entre boîtier et jonction à partir de la dissipation et de la résistance thermique du composant. Dès que la température de jonction au départ de l'impulsion est déterminée, il est possible d'extrapoler à partir des deux courbes, la tenue UIS à cette température.

Stoltenburg (2) et Blackburn ont montré que la capacité UIS $I^2AS \times TAV$ est une simple fonction linéaire de la température. Ceci permet une extrapolation directe de la capacité UIS du composant à la température de jonction calculée. Il suffit alors simplement de comparer la capacité calculée de la contrainte en question de façon à déterminer si le composant est utilisé dans ses limites. Cette simple approche permet à l'utilisateur de définir si son application est sans danger vis-à-vis de n'importe quelle impulsion UIS (une seule impulsion).

IMPULSIONS MULTIPLES OU RÉPÉTITIVES

La courbe d'aire de sécurité (mono-impulsion) de la figure 3 est tout à fait applicable pour les impulsions répétitives par l'emploi de la technique de superposition telle que communément utilisée dans l'évaluation impulsionnelle répétitive de l'aire de sécurité.

Chaque impulsion UIS est considérée comme un cas séparé et évaluée comme tel. Il est seulement nécessaire de déterminer IAV (courant d'avalanche), TAV (temps en avalanche) et TJ (température de jonction au départ de l'impulsion), exactement comme dans le cas d'une impulsion unique. Très souvent la dernière impulsion d'une série présente la température de jonction la plus élevée et, partant, re-



Structure en coupe des MOSFET Harris.

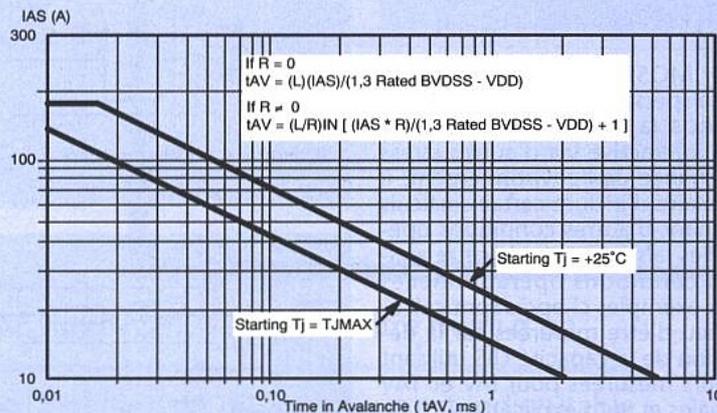


Figure 3 : courbe d'aire de sécurité (mono impulsion) sur charge inductive sans limitation de tension.

présente le stress le plus important. Si le transistor MOSFET est à l'intérieur de l'aire de sécurité spécifiée pour cette impulsion, il l'est certainement pour les impulsions précédentes pour lesquelles la température de jonction est plus faible.

Habituellement, la variation de la température de jonction d'un transistor MOSFET pendant une période répétitive est très faible. Le composant présentant une capacité thermique, cette température ne variera pas instantanément, donc le fait d'utiliser la température de jonction moyenne comme température de départ pour évaluer le stress d'avalanche n'implique pas une erreur appréciable. Dans les autres cas où la période est longue, d'autres moyens doivent être utilisés pour déterminer la température de jonction de départ de l'impulsion UIS.

EXEMPLES

Les deux exemples donnés ci-après sont définis de façon à illustrer les techniques utilisées pour calculer si un

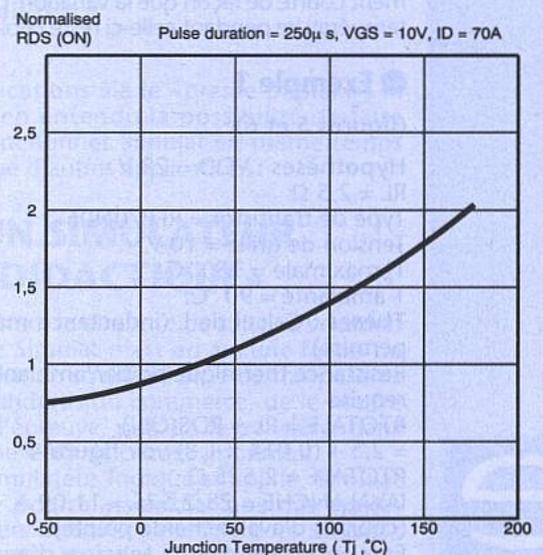
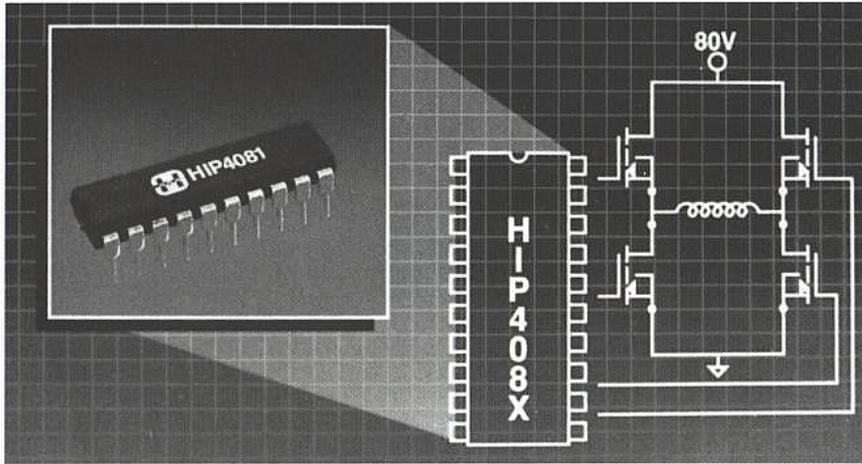
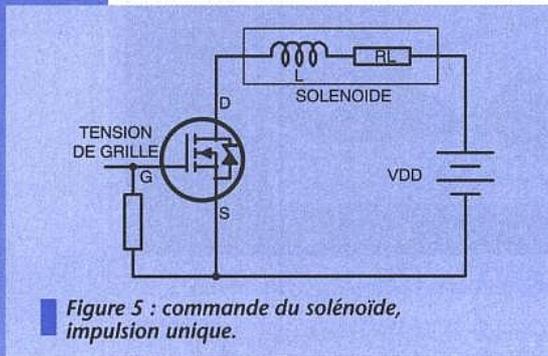


Figure 4 : température de jonction en fonction de RDS (ON) normalisée.



■ Circuit de commande de pont de MOSFET (exemple 2)



■ Figure 5 : commande du solénoïde, impulsion unique.

transistor MOSFET est à l'intérieur ou non de sa spécification UIS.
Du fait que la capacité UIS est une fonction interactive via d'autres stress en provenance de l'environnement, il est nécessaire d'inclure certains calculs mentionnant d'autres conditions opérationnelles faisant partie de cette analyse. Les conditions opérationnelles des deux exemples ci-après sont calculées au lieu d'être mesurées car la détermination de la capacité UIS utilisant des valeurs mesurées pour IAV et TAV sont triviales et auto explicatives.
Le premier exemple est un stress provoqué par une impulsion unique avec un temps suffisant entre d'autres impulsions de façon à n'obtenir aucune interaction. Dans le second, la période est suffisamment courte de façon que la variation de température pendant celle-ci reste faible.

● Exemple 1

(figures 5 et 6)

Hypothèses : VDD = 28 V

RL = 2,5 Ω

Type de transistor = RFP70N06

Tension de grille = 10 V

Tj maximale = 150 °C

T ambiante = 90 °C.

Thèses : Calcul de L (inductance max permise)

Résistance thermique boîtier/ambiante requise

RTOTALE = RL + RDS(ON)

= 2,5 + (0,014 x 1,8) voir figure 4

RTOTALE = 2,525 Ω

IAVALANCHE = 28/2,525 = 11,09 A

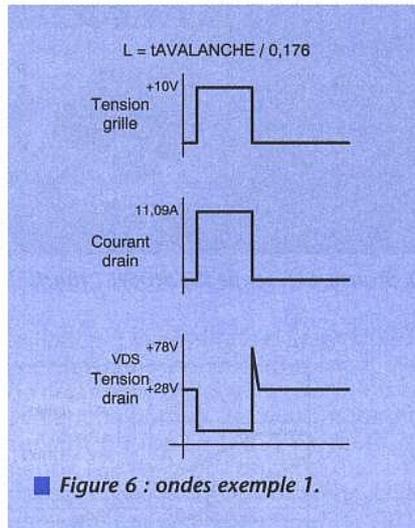
(courant d'avalanche de pointe).

En supposant que la tension d'avalanche est égale à la tension BVDSS

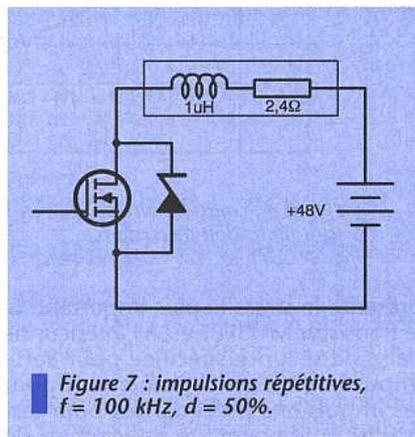
multipliée par 1,3, nous pouvons écrire :

Vavalanche = 60 x 1,3 = 78 V

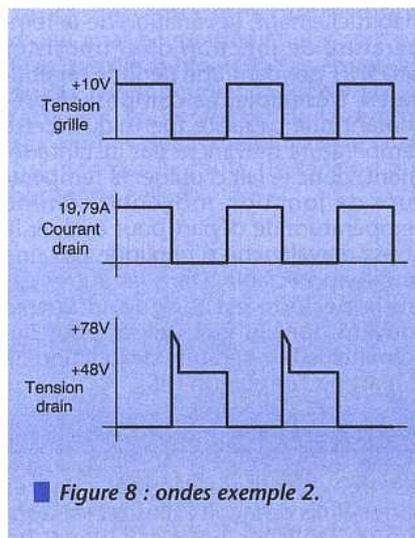
Tavalanche = (L/R)ln(1+1/K)



■ Figure 6 : ondes exemple 1.



■ Figure 7 : impulsions répétitives, f = 100 kHz, d = 50%.



■ Figure 8 : ondes exemple 2.

$$(L/R) \times \ln[(I_{AV} \times R)/(V_{AV} - V_{DD}) + 1]$$

$$T_{avalanche} = (L/2,5) \times \ln[(11,09 \times 2,5)/(78-28)+1]$$

$$L = T_{avalanche} / 0,176.$$

FORME D'ONDE

En se référant à la courbe UIS (voir figure 3) à 150 °C et 11,9 A, nous lisons un temps d'avalanche permis de 1,5 ms. Ceci nous donne une inductance maximale permise de :

$$L = (1,5E - 3) / 0,176 = 8,53mH.$$

Maintenant pour calculer la résistance thermique du refroidisseur requis :

$$P_D = (I^2 \times R) = (11,09)^2 \times 0,025 = 3,07 \text{ watts}$$

$$\theta_{CA} = [T_{JMAX} - (P_D \times \theta_{JC}) - T_A] / P_D$$

$$= [150 - (3,07 \times 1) - 90] / 3,07$$

$$\approx 18,5^\circ C/W (\theta_{CA} \text{ requise})$$

● Exemple 2

(figures 7 et 8)

Circuit de commande (régulateur à découpage) F = 100 kHz.

Hypothèses :

Fréquence = 100 kHz

Rapport cyclique = 50%

RL = 2,4 Ω

Vdd = 48 V

T ambiante = 40 °C

To = 150 °C (température de jonction maximale)

L = 1µH (inductance de fuite)

Transistor MOSFET = RFP70N06.

FORME D'ONDE

Thèses :

Déterminer si le transistor MOSFET est à l'intérieur de sa spécification UIS.

Quelle est la θca requise ?

lavalanche = Vdd/(RL + Rds(on))

lavalanche = 48/(2,4 + (0,014 x 1,8))

voir figure 2

lavalanche = 19,79 A

Tavalanche =

(L/R) x Ln(I_{AV} x R)/(V_{AV} - V_{DD}) + 1

Tavalanche = ((1E-6)/2,4) x 0,96

Tavalanche = 0,395µs

En utilisant la courbe UIS (voir figure 1) à 19,79 amps, nous déterminons que le composant a une capacité en temps d'avalanche de 500 µs à 150 °C.

Calcul de la résistance thermique du refroidisseur :

Eavalanche =

(I x V_{AV} x L)/R x (1 - (V_{AV} - V_{DD})/I_{AV} x R) x Ln[1 + I_{AV} x R/(V_{AV} - V_{DD}) + 1]

E_{av} = 614µJ par avalanche

Pavalanche = Eavalanche x f

Pavalanche = 614 x 100 x 10⁻³

Pavalanche = 61,40 W

Pconduction = (I_{AV}² x Rds(on))/2

Pc = (17,792)x0,025)/2

Pc = 4,93 W

Ptotale = Pc + Pav

Ptotale = 61,40 + 3,96 = 65,36 W

θca = (Tjmax - Ptotal.θjc - Tambiante) / Ptotale

θca = ((150 - 65,36 - 40) / 65,36

θca = 0,683°C/W (il est évident que le refroidisseur représente un point plus critique que la capacité UIS du transistor).

R. LAHAYE

SIMULAT V1.0 : UN PETIT SIMULATEUR LOGIQUE SOUS WINDOWS

Chacun sait que la simulation logique sur PC peut remplacer avantageusement le câblage de maquettes pour l'apprentissage des bases de l'électronique digitale.

Mais il n'y a pas grand-chose de commun entre les besoins d'un développeur d'applications industrielles et ceux d'un formateur ou d'un autodidacte !

Débarassé de tout le superflu coûteux, Simulat V1.0 est par contre muni d'un

certain nombre de fonctions originales dont l'intérêt pédagogique est indiscutable.

Fonctionnant sous Windows, il bénéficie en outre d'une bonne ergonomie et de

vastes possibilités de création de logigrammes de fort bonne qualité.

UNE APPLICATION WINDOWS

Nos lecteurs habituels savent bien qu'en matière de logiciels à vocation technique, nous avons un petit faible pour ceux qui fonctionnent sous DOS, et quelques préjugés à l'encontre de Windows. Mais l'évolution est rapide en informatique, et force nous est de reconnaître que l'environnement Windows 3.1 convient admirablement à Simulat V1.0.

Destiné à faire fonctionner «au ralenti» (10 Hz au maximum) des modèles de systèmes logiques pas trop complexes, un tel produit n'aurait que faire de l'avantage du DOS en matière de rapidité.

Du côté des besoins en espace disque et en mémoire, Simulat V1.0 tournera sans problème sur tout compatible PC

capable d'héberger Windows 3.1. Ce sera typiquement un 386 ou un 486 doté d'au moins 2 Mo de RAM, d'une carte EGA ou VGA et d'une souris.

Un espace libre de 3,6 Mo est nécessaire sur le disque dur dont le logiciel occupe environ 2,5 Mo.

Pas question donc d'utiliser Simulat avec un vieil XT à écran CGA et sans disque dur, chose que permettent encore certains produits concurrents tournant sous DOS.

En contrepartie, le fonctionnement sous Windows apporte un confort d'utilisation digne de logiciels infiniment plus coûteux : installation automatisée, puissant système d'aide contextuelle, compatibilité assurée avec toute imprimante fonctionnant déjà en mode graphique avec d'autres applications Windows, etc.

Et n'oublions pas les possibilités d'exportation de schémas vers d'autres ap-

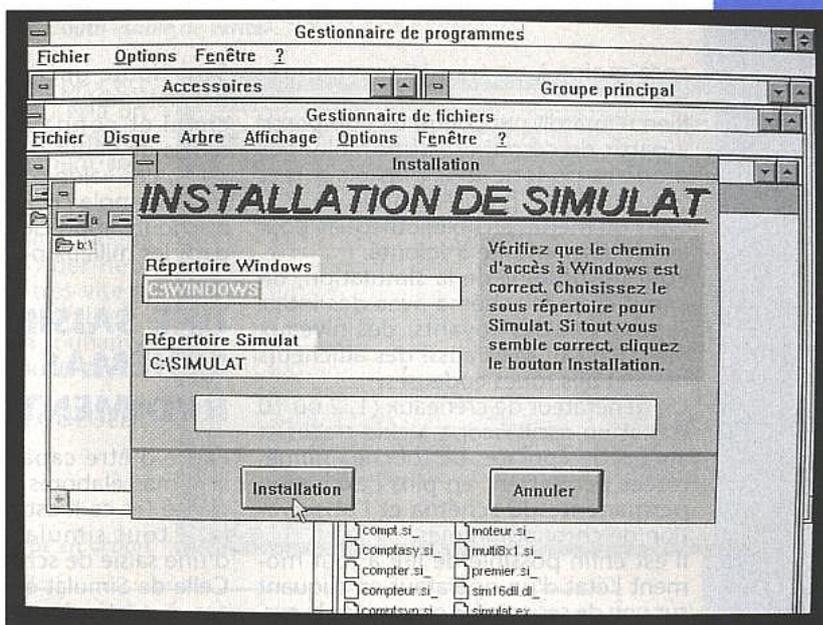
plications via le «presse-papiers», ni bien entendu la possibilité de faire fonctionner Simulat en même temps que d'autres applications.

UN SIMULATEUR «DIDACTIQUE»

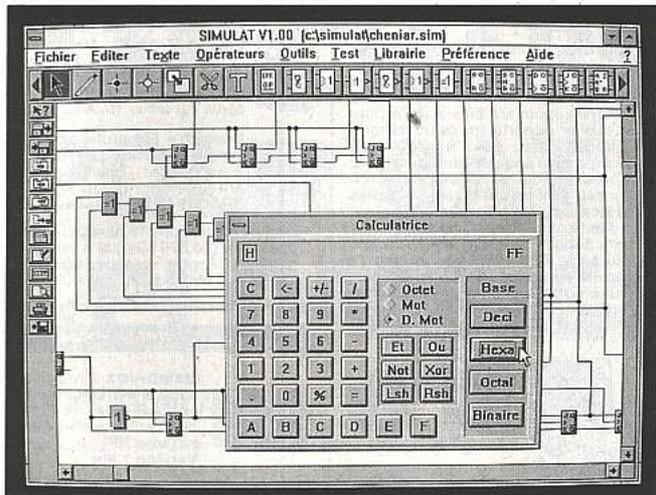
Autant le dire tout de suite, la vocation de Simulat n'est en aucune façon de saisir un schéma à base de composants standards du commerce, de le mettre à l'épreuve, puis de le transférer dans une CAO de circuits imprimés.

Simulateur logique simplifié, Simulat ne pourra assembler que des opérateurs de base ou des fonctions simples : portes, bascules, additionneurs, multiplexeurs, démultiplexeurs, temporisateurs ou compteurs.

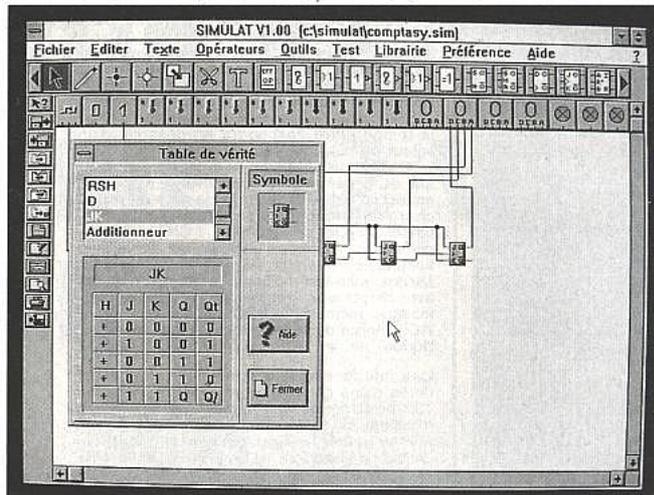
Pas question donc d'associer directement un 4017 à quelque 4011, et en-



L'installation sous
Windows 3.1.



■ L'outil «calculatrice».



■ L'outil «table de vérité».

Au lieu de déclencher brutalement l'impression d'un schéma souvent plus grand que l'écran, sans trop savoir comment celui-ci se positionnera par rapport à la feuille de papier, l'utilisateur peut demander une pré-visualisation à l'occasion de laquelle il demeure possible de changer d'échelle, de cadrage, et d'orientation.

A ce stade, il est même encore temps de préciser si on souhaite respecter des marges, et de demander l'impression d'un cadre ou d'un cartouche.

Quelle que soit l'imprimante disponible, depuis la matricielle à 9 aiguilles jusqu'à la laser Postscript en passant par les «jets d'encre», on est assuré d'obtenir la meilleure qualité dont elle est capable. L'idéal pour réaliser des supports de cours à photocopier ou des transparents pour rétroprojection.

Bien entendu, et c'est là un des avantages décisifs de Windows, un schéma dessiné avec Simulat peut aussi être «exporté» vers un traitement de texte tel que Write, pour insertion dans n'importe quel document en cours d'élaboration.

UNE DIFFUSION «À DEUX VITESSES»

Compte tenu de la qualité de sa réalisation et de celle de son manuel (en français !), Simulat V1.0 peut rivaliser avec bien des logiciels nettement plus coûteux.

Développé par un programmeur indépendant (Jean-Pierre Strzalka), Simulat est cependant diffusé d'une façon originale : au produit complet commercialisé par l'éditeur Geisoft (108, rue Damrémont, 75018 Paris) s'ajoute une version «shareware» limitée à 50 symboles (opérateurs, intersections et lignes de liaison) et dépourvue d'aide contextuelle. Suffisante pour faire connaissance avec le produit, elle ne permet guère de l'utiliser de façon vraiment utile.

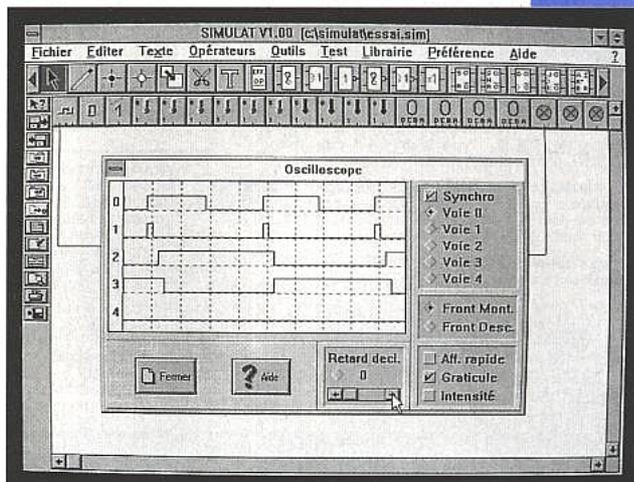
Elle se répand actuellement par différents canaux dont Onyx, Mldata et DPTTool-club, y compris dans le cadre d'une collection de CD-ROM éditée par JC Les Pleyades.

Le paiement direct à l'auteur d'une contribution de 500 F donne droit à une version complète identique à celle

du commerce (dont le prix est sensiblement le même) et à un manuel imprimé dont la présentation est particulièrement soignée.

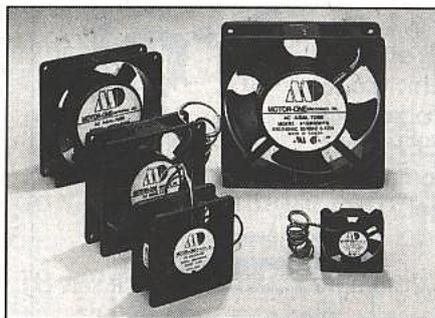
Précisons qu'il est accompagné d'une notice de «prise en main rapide» (4 pages A5) permettant de commencer très vite à obtenir des résultats tangibles : une initiative que l'on souhaiterait voir imiter plus souvent.

Patrick GUEULLE



■ L'oscilloscope en action.

QUALITÉ STOCK PRIX



Ventilateurs Courant Alternatif 220 - 115 VAC

120 x 120 x 38 mm
120 x 120 x 25 mm
92 x 92 x 38 mm
92 x 92 x 25 mm
80 x 80 x 38 mm
80 x 80 x 25 mm
150ø x 172 x 38.5 mm
150ø x 172 x 55 mm

Ventilateurs Courant Continu 5 - 12 - 24 - 48 VCC

120 x 120 x 38 mm
120 x 120 x 25 mm
92 x 92 x 25 mm
80 x 80 x 38 mm
80 x 80 x 25 mm
60 x 60 x 25 mm
60 x 60 x 23 mm
60 x 60 x 18 mm
40 x 40 x 20 mm
40 x 40 x 18 mm
40 x 40 x 13 mm
40 x 40 x 10 mm
25 x 25 x 10 mm

CATALOGUE
SUR DEMANDE

ASN ELECTRONIQUE S.A.

B.P.48 - 94472 Boissy-St-Léger Cedex
Tél. (1) 45.10.22.22 - Fax (1) 45.98.38.15
Marseille : Tél. 91.94.15.92 - Fax 91.42.70.99

BURSPUB 2149-1

e
RADIO
PLANS

UN CHARGEUR RAPIDE POUR BATTERIE 12 V «PLOMB-GELIFIÉ»

Si la charge rapide est une

opération désormais courante

en matière d'accumulateurs

NiCd ou NiMH, elle se

pratique beaucoup plus

rarement avec les batteries

au plomb étanches, dites

«gélifiées». C'est dommage,

car ces accus ne sont plus aussi lourds qu'autrefois, tandis qu'ils coûtent

sensiblement moins cher que des cadmium-nickel de même capacité sans souffrir

de leur fameux «effet de mémoire». Le chargeur dont nous vous proposons la

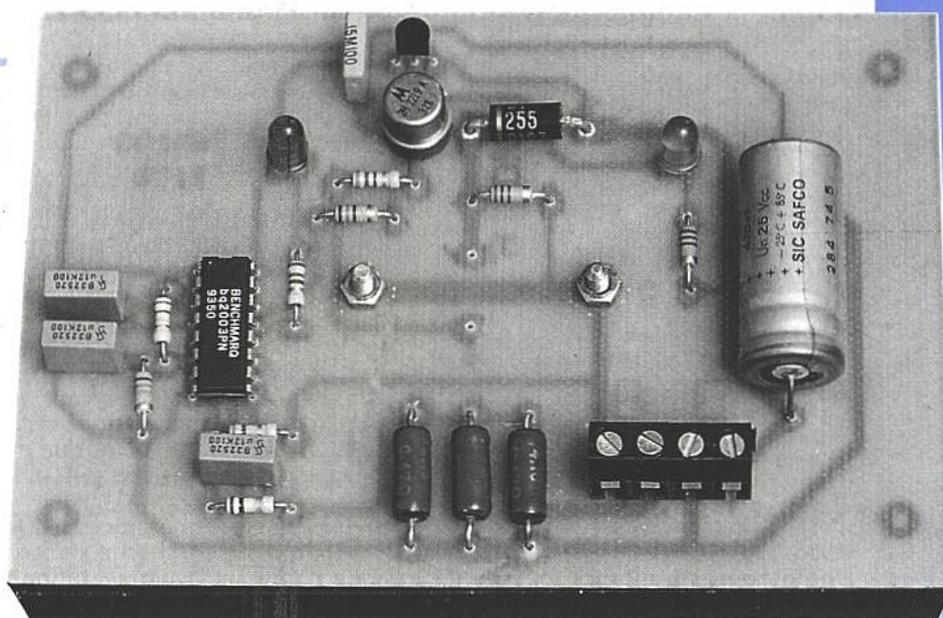
réalisation permet d'amener à sa pleine charge en moins de quatre heures

n'importe quelle batterie «plomb-gélifié» 12 V de capacité comprise entre 2 et

6,5 Ah, cela à partir d'une simple alimentation 18 à 24 V continu. Le circuit intégré

spécial autour duquel nous l'avons développé est le garant de sa sécurité de

fonctionnement, la charge rapide n'étant pas toujours sans danger !



LES PLUS ET LES MOINS DES ACCUS AU PLOMB

L'élément rechargeable au plomb est le type d'accumulateur le plus ancien, ce qui ne l'empêche pas d'être encore très largement utilisé notamment dans les batteries de véhicules et dans les petits accus dits «gélifiés».

Un élément «plomb-acide» se compose de deux électrodes en plomb (ou maintenant en alliage plomb-calcium, plus léger) baignant dans de l'acide

sulfurique dilué. Le processus de charge fait apparaître des oxydes de plomb de natures différentes (l'un gris et l'autre rouge) sur les deux électrodes : rendues dissymétriques, celles-ci se comporteront comme une pile jusqu'à ce que le processus de décharge rétablisse la symétrie d'origine.

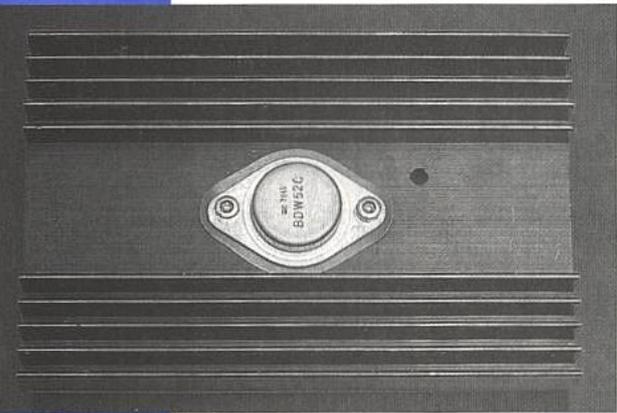
En pratique, cette symétrie n'est jamais totale, ce qui fait que tous les accus au plomb du commerce sont «polarisés» : ils possèdent une borne positive et une négative, qu'il ne saurait être question d'invertir.

La tension nominale d'un élément

plomb-acide est de 2 V (il y en a donc six dans une batterie 12 V), mais elle atteint facilement 2,3 V quand l'accu est bien chargé.

Il est important de toujours stocker les accus au plomb parfaitement chargés, mais il convient également de leur épargner les surcharges : le dégagement gazeux qui en résulte abrège notablement leur durée de vie et consomme de l'eau.

Inversement, une décharge par trop «profonde» risque d'endommager irréversiblement n'importe quel modèle d'accu au plomb, surtout si celui-ci



Le radiateur du BDW52C occupe la surface de la carte.

cès des batteries au plomb à «électrolyte gélifié» qui, équipées d'un système de recombinaison des gaz, sont étanches et donc capables de fonctionner dans toutes les positions.

Attention toutefois, une «soupape de sûreté» est tout de même prévue, et ce genre de batterie risque donc toujours de couler en cas d'incident grave de charge ou de décharge.

Le modèle «ACCU-CF» 12 V 6,5 Ah de VARTA (ou son équivalent dans d'autres marques comme YUASA) est le type même de la batterie plomb-électrolyte gélifié idéale pour le secours ou l'usage occasionnel : petits outillages, convertisseurs 220 V de faible puissance, éclairage, télévision portable, équipements de reportage image et son, ordinateurs, matériel de mesure, émetteurs-récepteurs, systèmes d'alarme, etc.

Malgré des dimensions et un poids fort raisonnables, il peut débiter l'équivalent de 650 mA pendant dix heures, à partir d'une charge complète. Son prix, enfin, reste relativement accessible.

Pour pouvoir disposer à tout moment et en totalité de cette appréciable réserve d'énergie, il faut bien sûr faire suivre immédiatement chaque utilisation d'une recharge, autant que possible rapide, suffisante mais surtout pas excessive.

Fort heureusement, le processus électrochimique de surcharge s'accompagne d'une nette augmentation de tension qu'il est facile de détecter pour interrompre l'opération.

Dans le cas d'un accu 12 V 6,5 Ah, une charge normale (dite «au dixième») durerait une quinzaine d'heures sous une tension constante de 14,4 à 15 V, avec une limitation de courant à 650 mA.

Une charge d'entretien appliquée en permanence devrait par contre se faire sous 13,5 V à 13,8 V seulement, avec limitation du courant à 65 mA au maximum. En réalité d'ailleurs, le

courant chuterait de lui-même très en dessous de cette valeur dès la pleine charge atteinte.

UN CHARGEUR «4 HEURES»

Pourquoi adopter un régime de charge en quatre heures alors que nous avons déjà décrit des chargeurs NiCd se contentant d'une à deux heures seulement ?

Tout simplement parce qu'une batterie au plomb étanche ne supporterait pas un tel traitement : YUASA n'autorise que des recharges sous 25% de la capacité horaire, tandis que VARTA tolère jusqu'à 30%.

Pour un accu presque complètement déchargé, cela mène à un temps de recharge de l'ordre de quatre heures. Mais en pratique, il faudra plutôt un peu moins puisqu'il est formellement déconseillé de mettre un accu au plomb complètement «à plat».

Tout le problème sera donc de détecter très précisément le point de fin de charge, car à ce régime de «C/4» l'accu se met à «bouillir» furieusement dans les secondes qui suivent le début de la surcharge !

S'il existe maintenant d'innombrables circuits intégrés pour chargeurs rapides offrant toutes les sécurités voulues, rares sont ceux qui conviennent au couple plomb-acide puisque la mode est de plus en plus aux NiCd et NiMH.

Le BQ2003 de BENCHMARK est l'un de ceux-ci, qui présente en outre l'avantage d'être disponible en France (chez NEWTEK) depuis près de deux ans.

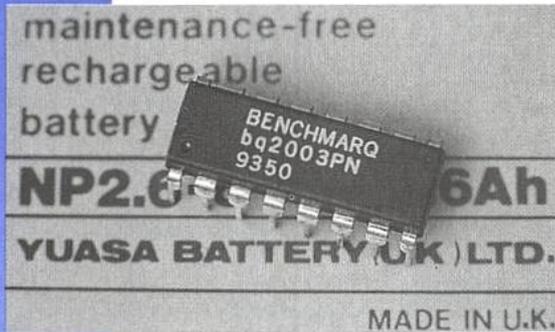
Avec un accu au plomb, il va falloir faire fonctionner le BQ2003 en quelque sorte «à l'envers» : pas question en effet de prendre comme critère de fin de charge l'inversion de sens de la variation de tension aux bornes de la batterie, qui avec le couple plomb-acide ne peut guère servir que d'ultime sécurité avant l'explosion !

Il faut par contre détecter avec exactitude le franchissement d'un seuil fixé à 2,5 V par élément (soit 15 V pour une batterie 12 V) et doubler cette détection par un «hors-temps» supérieur d'environ 50% à la durée de charge choisie (6 heures pour une charge à C/4).

Le BQ2003 fait tout cela fort bien, grâce à des ressources internes que détaille le synoptique de la figure 1.

Deux d'entre elles demeureront inutilisées dans le cadre de notre application :
- le dispositif de décharge avant la charge, très utile pour lutter contre l'effet «de mémoire» des accus CdNi mais superflu avec les batteries au plomb ;
- le système de surveillance de la température, lui aussi surtout utile avec les accus CdNi et NiMH.

Cela se traduit, sur le schéma de la figure 2, par deux broches laissées «en l'air» : celle chargée normalement de piloter un transistor de décharge (DIS), et celle destinée au voyant d'alarme de température (TEMP).



n'est pas rechargé dans les meilleurs délais.

Une batterie au plomb, même dite «sans entretien», est donc un composant relativement délicat, qu'il importe de charger et décharger avec soin.

Par contre, c'est un générateur fiable, capable de délivrer de très fortes pointes de courant (démarrage de moteurs) ou de rester en attente pendant des années pour peu qu'on lui applique une charge d'entretien (blocs d'alimentation de secours).

A capacité donnée, l'accu au plomb est aussi la solution «rechargeable» la moins coûteuse. Cela explique le suc-

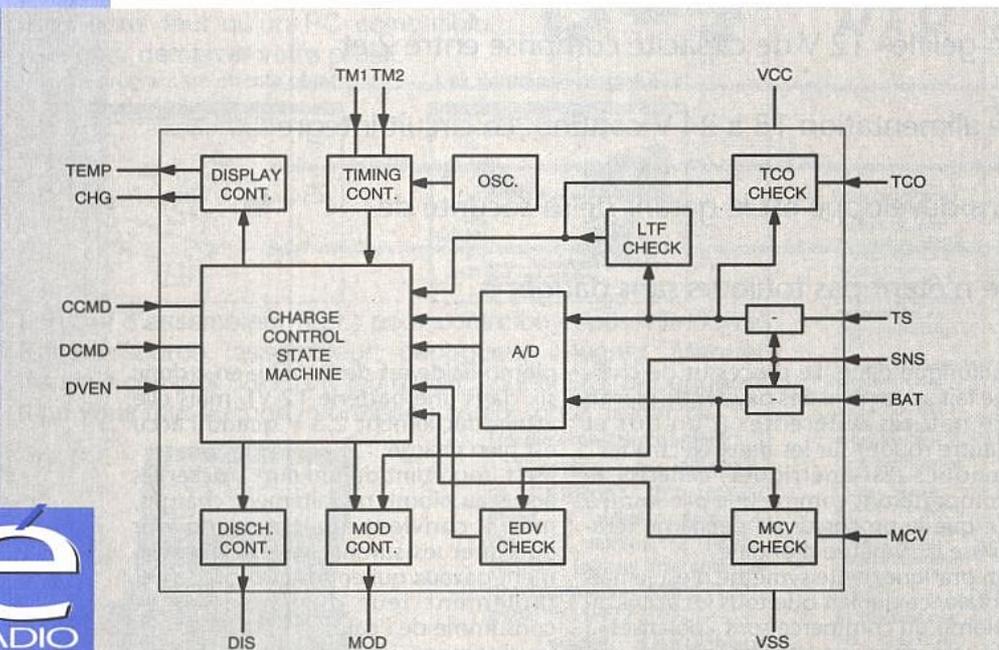


Figure 1 : synoptique interne du BQ 2003.

Le circuit de mesure de température est rendu inopérant en reliant son entrée (TS) à une tension fixe lui faisant «voir» une température considérée comme normale.

La régulation du courant de charge fait appel à un shunt placé en série avec la batterie (une à trois résistances de $0,47 \Omega$ couplées en parallèle), et à un transistor découpeur piloté par le BQ2003.

Commandé par un 2N2219, ce BDW52C applique à la batterie des impulsions d'une durée d'environ 2 microsecondes, suffisamment courtes pour ne pas nécessiter de limitation du courant de crête.

C'est la valeur moyenne du courant de charge qui est régulée, en fonction de la tension lue aux bornes du shunt, en espaçant plus ou moins ces impulsions : il n'y a même pas besoin de self, contrairement à la plupart des régulateurs à découpage !

Le régime de charge en quatre heures (le plus lent disponible sur le BQ2003, capable si nécessaire de charger en un quart d'heure) est programmé en mettant à la masse les broches de «mode» TM1 et TM2.

Le seuil de fin de charge est fixé, pour sa part, au moyen de deux ponts de résistances calculés avec le plus grand soin ($56 \text{ k}\Omega / 27 \text{ k}\Omega$ et $820 \text{ k}\Omega / 100 \text{ k}\Omega$). Inutile de préciser que toute modification de ces valeurs (normalisées E12 et donc faciles à se procurer) pourrait rendre le montage dangereux.

Réalisé sur ces bases, le chargeur rapide se comportera de la façon suivante : sous tension (24 V continu) en l'absence de batterie, le voyant vert (marche) sera allumé et le voyant rouge (contrôle de charge) éteint.

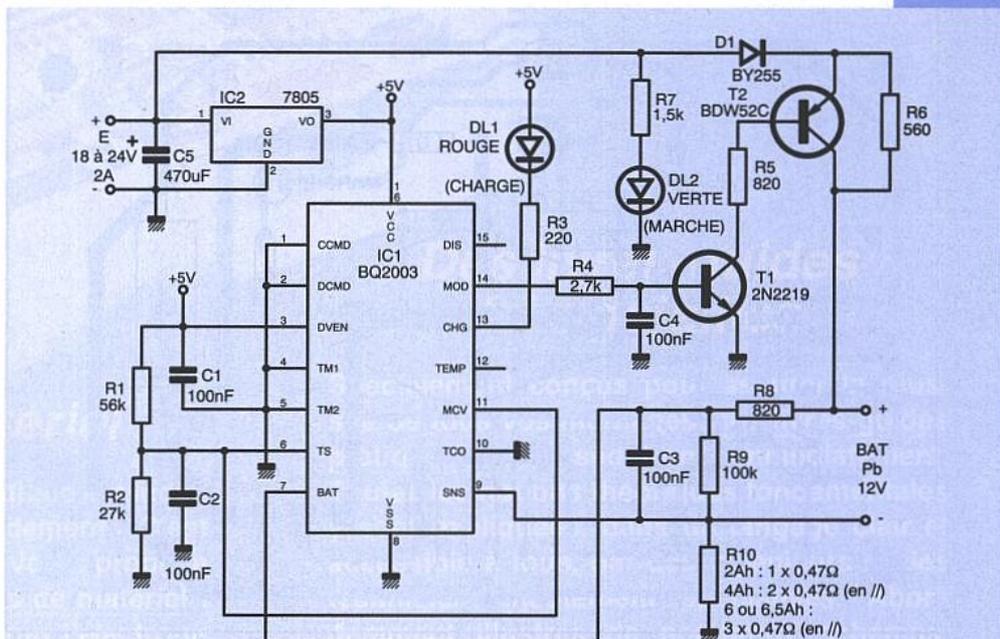
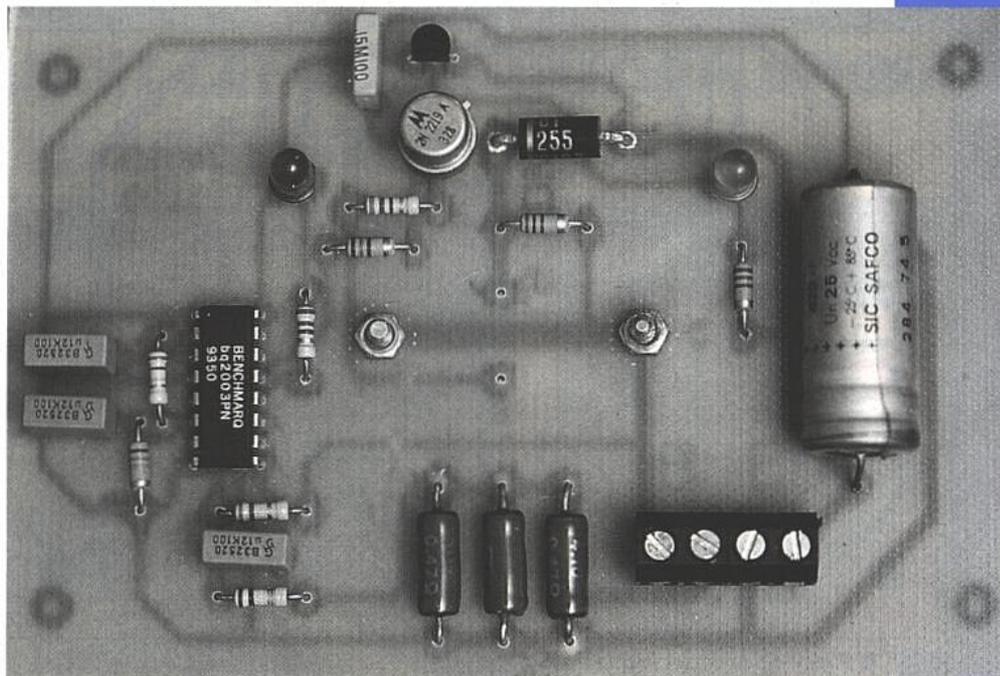
Même chose en présence d'une batterie excessivement déchargée (moins de 9 V) ou en court-circuit.

Dans le premier cas, toutefois, une très légère charge de «remise en forme» sera appliquée par la résistance de 560Ω montée en parallèle sur le transistor découpeur.

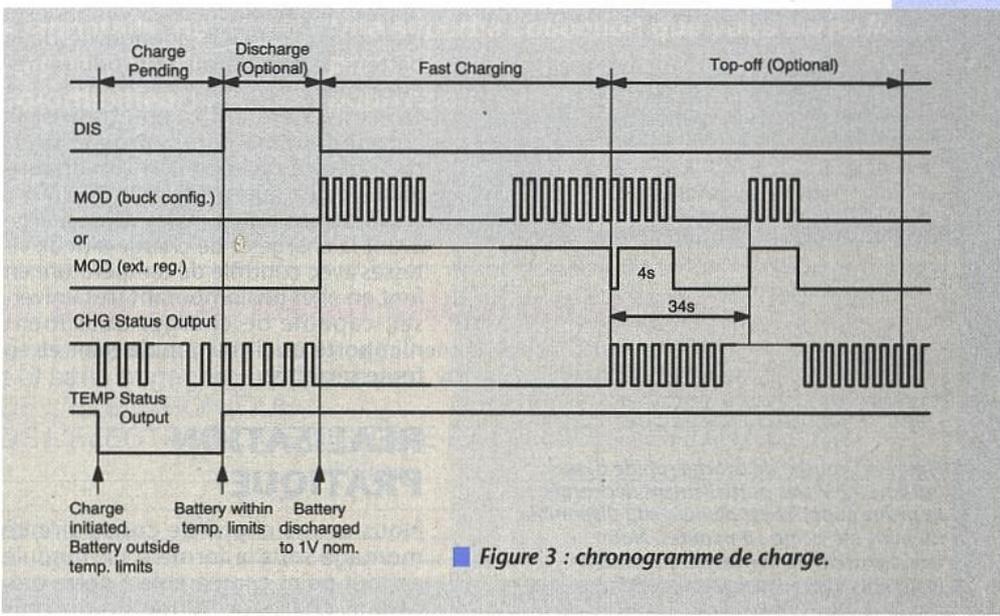
Pendant ce temps, le voyant rouge émettra de brefs éclairs (1/8 s toutes les 1,5 s). Si la batterie est encore sauvable, sa tension remontera progressivement à 9 V et un processus de charge rapide commencera alors automatiquement en toute sécurité. Mais cela peut prendre de quelques minutes à plusieurs heures ou même quelques jours !

Naturellement, le chargeur entre immédiatement en action si on le met sous tension en présence d'une batterie 12 V pas trop profondément déchargée : après une seconde environ d'extinction (le temps nécessaire aux tests préliminaires), le voyant rouge s'allume en continu, signalant qu'une charge rapide est en cours.

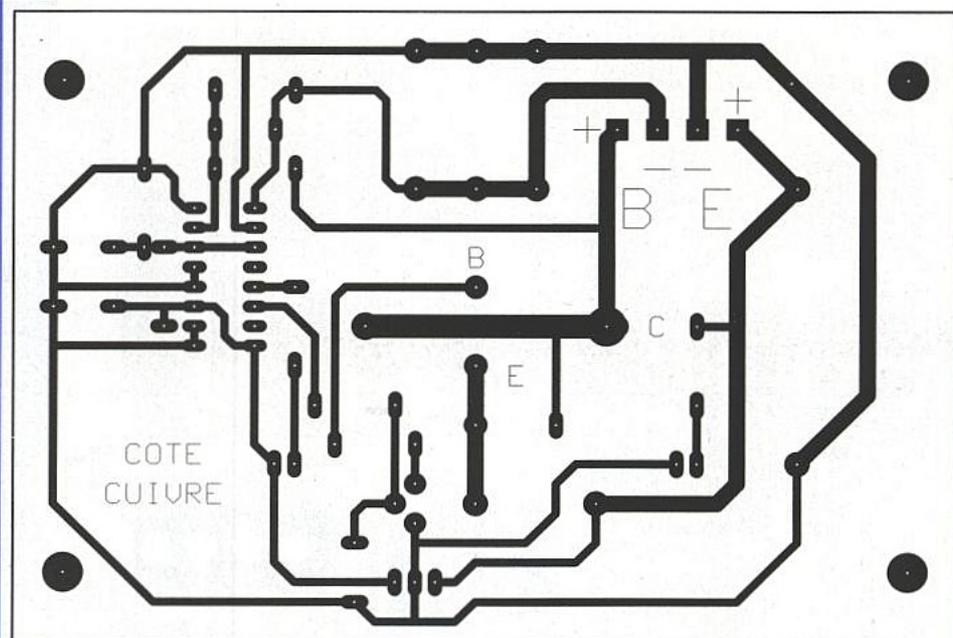
Dès que la batterie arrive à pleine charge (parfois au bout de quelques minutes seulement si elle n'était qu'un peu déchargée), le voyant rouge se met à clignoter rapidement (1/8 s d'allumage pour 1/8 s d'extinction), tandis qu'une charge d'entretien très modérée demeure appliquée par la résistance de 560Ω , afin de



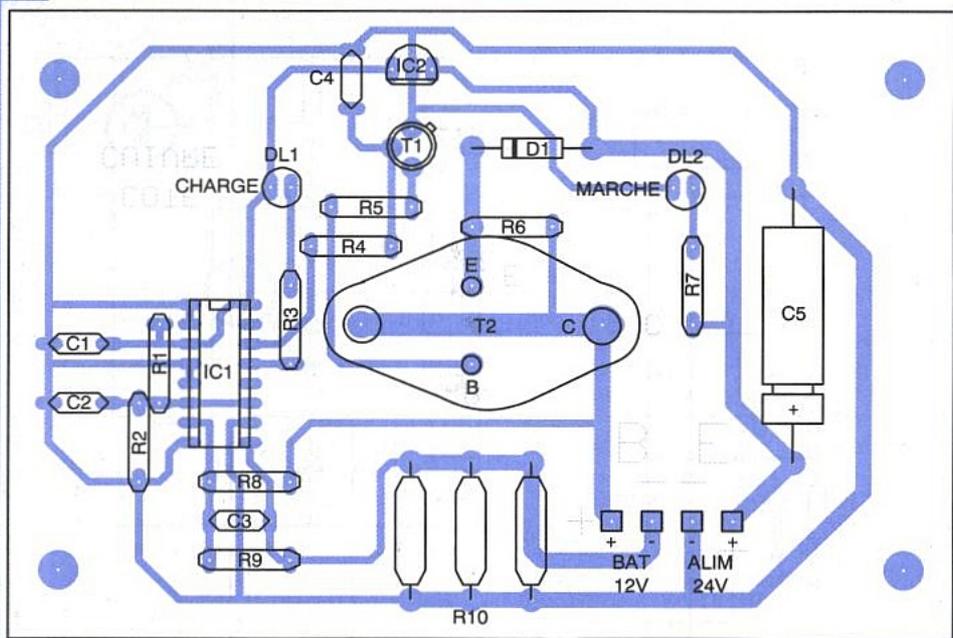
■ Figure 2 : le schéma complet.



■ Figure 3 : chronogramme de charge.



■ Figure 4 : un circuit imprimé très simple.



■ Figure 5

garder à la batterie sa pleine capacité. On notera qu'il n'est pas recommandé de mettre en charge rapide une batterie déjà complètement chargée, car le

chargeur ne s'arrêterait qu'au bout d'un peu plus de deux minutes (137 secondes pour être précis).

C'est tolérable de façon occasionnelle, mais préjudiciable à la longévité de la batterie si cela devait se produire fréquemment.

On constatera enfin, en étudiant le chronogramme complet de la figure 3, que ce cycle est une version simplifiée de ce que sait faire le BQ2003 : ses fonctions optionnelles de décharge avant la charge et de charge à deux vitesses avec contrôle de température en font en effet un composant très universel, capable de charger quasiment n'importe quoi très rapidement et en toute sécurité.

RÉALISATION PRATIQUE

Nous avons choisi de construire ce montage sous la forme d'un module en tout point comparable à notre précédent chargeur rapide pour accus

NiCd et NiMH : une carte de 8 x 12 cm boulonnée au dos d'un morceau de profilé refroidisseur «S25» de mêmes dimensions, et munie d'un robuste bornier à vis pour la batterie et la source d'énergie.

Fixé sur ce refroidisseur, le BDW52C sera raccordé au côté cuivre du circuit imprimé par deux courts fils souples (base et émetteur) et par deux entretoises filetées de 3 x 6 mm (collecteur relié au boîtier).

La figure 4 fournit le tracé des pistes de la carte nécessaire, sur laquelle on montera les composants voulus d'après le plan de la figure 5, en coupant leurs picots au ras des soudures pour éviter tout court-circuit avec le refroidisseur.

Selon la capacité de la batterie à recharger, on montera entre une et trois résistances de 0,47 Ω : une seule pour 2 Ah, deux pour 4 Ah, et trois pour 6 ou 6,5 Ah.

Qu'il nous soit permis d'insister encore une fois : ce montage a dû être calculé avec soin, et pourrait devenir dangereux si des libertés étaient prises avec nos préconisations.

Mais réalisé correctement et associé à une alimentation 24 V capable de débiter 2 ampères (gros bloc secteur ou batterie de véhicule), ce sera le complément idéal du convertisseur autonome 220 V 50 VA décrit dans notre ouvrage «ALIMENTATIONS À PILES ET ACCUS» (paru aux Editions ETSF) : grâce à sa batterie 12 V 6,5 Ah, quatre petites heures de charge donneront en effet droit à une bonne heure et demi de 220 V 50 Hz sous 40 W loin de toute prise de courant.

Patrick GUEULLE

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1 : 56kΩ
- R2 : 27kΩ
- R3 : 220Ω
- R4 : 2,7kΩ
- R5, R8 : 820Ω
- R6 : 560Ω
- R7 : 1,5kΩ
- R9 : 100kΩ
- R10* : 0,47*Ω (voir texte et figure 2).

Condensateurs :

- C1, C2, C3, C4 : 100nF
- C5 : 470μF

Circuits intégrés :

- IC1 : BQ2003
- IC2 : 7805

Semi-conducteurs :

- DL1 : LED rouge
- DL2 : LED verte
- D1 : BY255
- T1 : 2N2219
- T2 : BDW52C

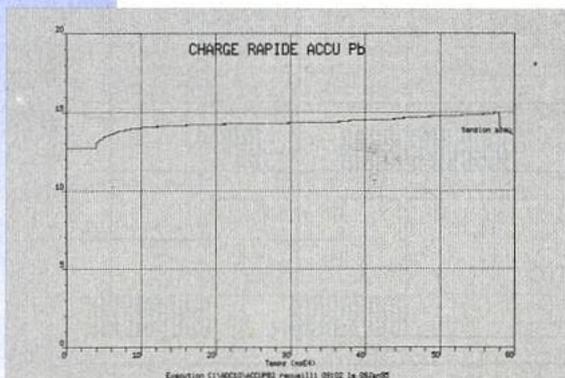


Figure 6 : courbe de charge rapide d'une batterie 12 V très partiellement déchargée : la pleine capacité est de nouveau disponible au bout d'à peine 10 minutes. Noter l'accélération de la montée en tension lorsqu'on approche du seuil de 15 V.

UN ESPION DE CARTES À PUCE

Que ne donnerait-on pas,

parfois, pour savoir ce que

peuvent bien se dire les cartes

à puce et les lecteurs dans

lesquels on les introduit ?

Aussi surprenant que cela

puisse paraître, il suffit pourtant

la plupart du temps d'un

montage extrêmement simple

et de quelques lignes de BASIC pour «espionner» une carte bancaire, de

téléphone, ou de télévision à péage. Encore plus fort, on peut même songer à

simuler, avec guère plus de moyens, le dialogue ainsi intercepté ! Bien entendu,

nous ne prenons la liberté d'écrire ces lignes que parce que nous avons pu

vérifier qu'une telle démarche ne remet nullement en cause la sécurité des

applications «carte» correctement protégées. L'un des buts de cet article est

précisément de permettre à nos lecteurs de se faire une idée personnelle sur la

question : après tout, on croit ce qu'on voit, n'est-ce pas ?

UNE SIMPLE INTERFACE POUR PC

Une carte à microprocesseur (dite «asynchrone» par opposition aux cartes à puce «synchrones» que sont, par exemple, les télécartes) n'est finalement rien d'autre qu'un petit système micro-informatique, avec mémoire et unité centrale, capable de communiquer avec son lecteur par une liaison série bidirectionnelle.

A condition de «faire l'impasse» sur une bonne partie des subtilités de la norme ISO 7816-3, celles-là mêmes

que ne peut en aucune façon se permettre d'ignorer un développeur d'applications «sensibles», on peut considérer que le fonctionnement d'une carte asynchrone se résume la plupart du temps à des échanges d'octets à 9600 bauds.

Dans ces conditions, il est évidemment fort tentant de chercher à interfacer cartes à puce, lecteurs, et ports RS232 de PC.

Eh bien c'est très exactement ce que fait le petit montage dont la **figure 1** dévoile le schéma !

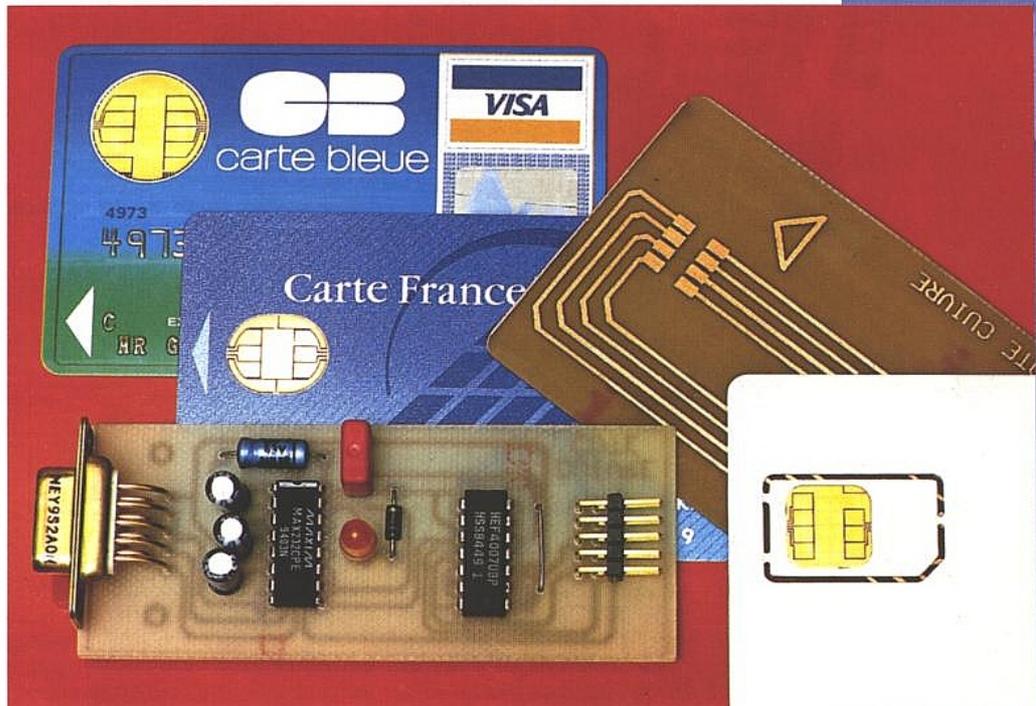
On pourra s'étonner du fait qu'il ne gère que quatre des six à huit contacts

dont dispose normalement un connecteur de carte à puce.

En réalité, les cartes asynchrones n'utilisent dans leur immense majorité que six contacts, dont un affecté à la tension V_{pp} que nous n'avons à vrai dire guère besoin de surveiller.

Plus surprenante est l'absence de la connexion d'horloge, mais elle s'explique fort bien : le PC règle son port série sur 9600 bauds à partir de sa propre horloge, ce qui lui permet d'ignorer superbement le signal «CLK» provenant du lecteur.

Ce n'est évidemment guère orthodoxe vis-à-vis de la norme ISO (qui prévoit





■ Le montage très simple malgré ses possibilités.

bien, le moment venu, simuler au moins partiellement une carte à microprocesseur !

Cette configuration matérielle reconstitue en effet aussi fidèlement que possible la structure à « drain ouvert » des cartes à puce normalisées.

Converti lui aussi en niveaux RS232, le signal de remise à zéro de la carte (RESET) est relayé vers le PC par la ligne

DCD (Carrier Detect) du port série : cela permettra au logiciel de détecter les demandes de remise à zéro formulées par le lecteur de cartes, voire même d'y répondre s'il n'y a pas de vraie carte pour le faire.

On notera que ces affectations de signaux sont compatibles avec celles de certaines « fausses cartes » encore plus rudimentaires dont les plans circulent depuis peu sur INTERNET, et donc avec les logiciels éventuellement disponibles pour elles.

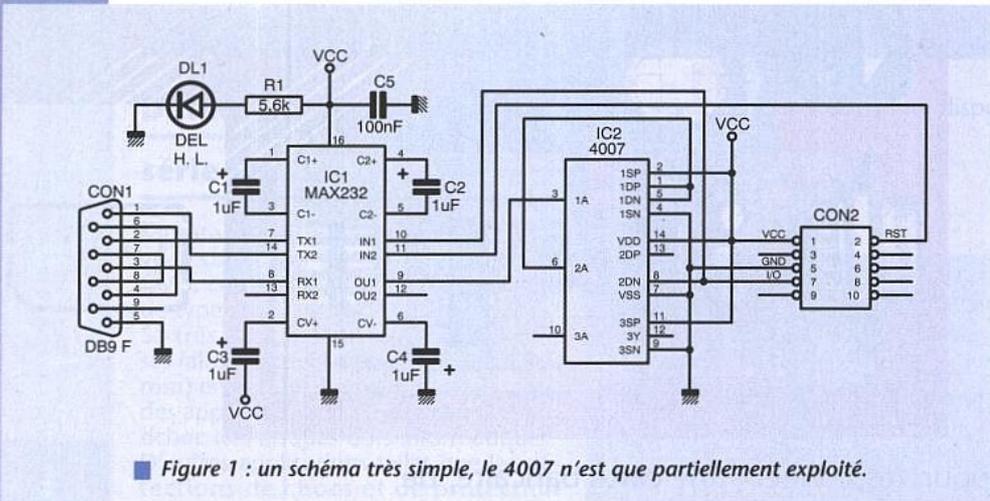
Assemblé sur un petit circuit imprimé dont la figure 2 fournit les plans, le montage est muni de deux connecteurs :

- une embase DB9 femelle destinée à venir s'enficher, directement ou par l'intermédiaire d'un adaptateur DB9-DB25, dans le port COM1 : du PC (attention, n'utiliser en aucun cas une embase mâle et un cordon double femelle !)

- un connecteur HE10 femelle compatible avec l'ensemble des éléments de la « boîte à outils pour cartes à puce » décrite dans notre ouvrage « CARTES A PUCE » paru aux Editions ETSF : connecteurs de cartes, « fausses cartes » en circuit imprimé, et bien entendu lecteur de cartes.

Il est naturellement vital que la correspondance de brochage soit assurée entre tous ces éléments. Ce sera automatiquement le cas si on sertit deux ou trois fiches HE10 mâles à dix contacts dans le même sens sur un morceau de câble en nappe à dix conducteurs, et si on utilise en tant que réceptacles des tronçons de barrettes sécables à picots carrés soudés.

En effet, l'ergot de détrompage des



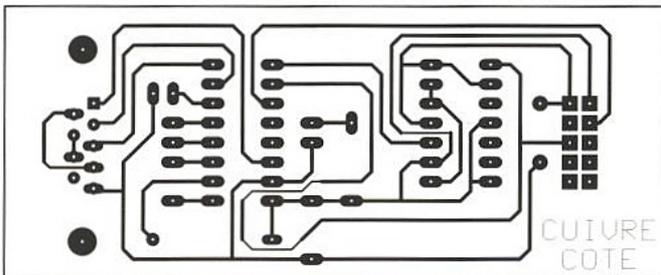
■ Figure 1 : un schéma très simple, le 4007 n'est que partiellement exploité.

des possibilités de changement de fréquence d'horloge et de rythme de modulation), mais l'expérience montre que c'est acceptable dans la grande majorité des cas susceptibles de nous intéresser.

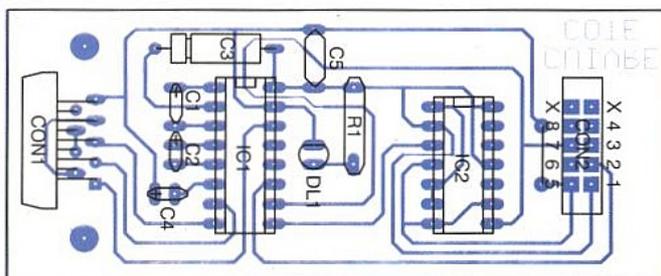
La pièce maîtresse du montage est un circuit intégré MAX232 qui, alimenté par le +5 volts venant du lecteur de cartes, reconstitue les niveaux +12 volts et -12 volts compatibles avec le port RS232. Le cas échéant, on pourra

lui préférer sa nouvelle version « faible consommation » (MAX232A) puisque le montage « vole » son alimentation sur le Vcc de la carte.

Le MAX232 est secondé par un CD4007, chargé de multiplexer sur l'unique ligne d'entrée-sortie (bidirectionnelle) de la carte, les données circulant séparément sur les lignes TXD et RXD de la RS232 : cela laisse supposer qu'après avoir servi passivement d'espion, le même montage pourrait



■ Figure 2 : circuit imprimé et implantation.



```

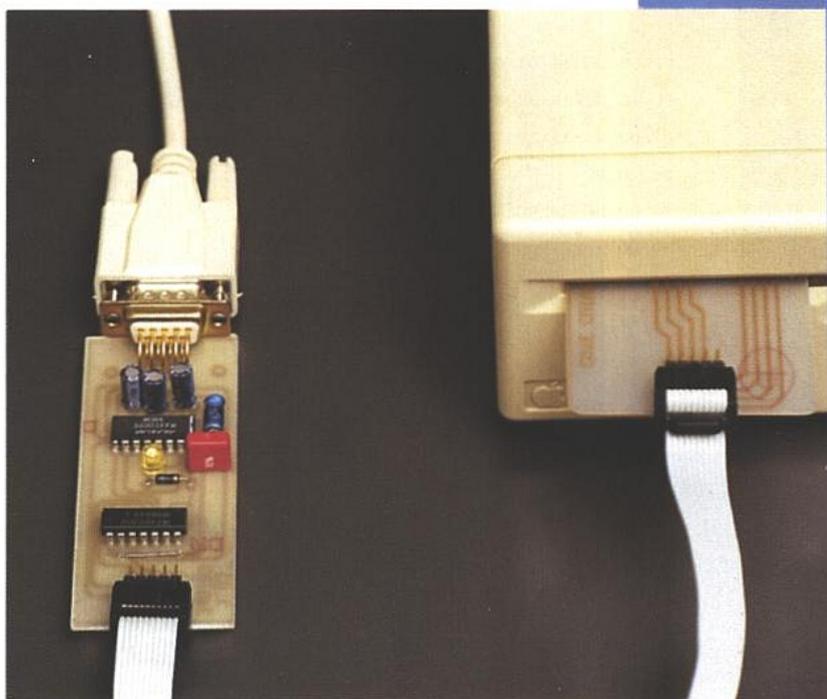
10 REM ----- ESPION.BAS -----
20 OPEN "COM1:9600,n,8,2" AS #1
30 E = INP(&H3FE) AND 128
40 IF E<>128 THEN 30
50 GOSUB 70
60 END
70 IF LOC(1)<>0 THEN GOSUB 90
80 GOTO 70
90 IF LOC(1)=0 THEN RETURN
100 ON ERROR GOTO 300
110 C#=INPUT$(LOC(1),#1): PRINT
120 FOR K=1 TO LEN(C#)
130 N=ASC(MID$(C#,K,1))
140 M=255
150 IF N>127 THEN N=N-128:M=M-1
160 IF N>63 THEN N=N-64:M=M-2
170 IF N>31 THEN N=N-32:M=M-4
180 IF N>15 THEN N=N-16:M=M-8
190 IF N>7 THEN N=N-8:M=M-16
200 IF N>3 THEN N=N-4:M=M-32
210 IF N>1 THEN N=N-2:M=M-64
220 IF N>0 THEN M=M-128
230 D$=HEX$(M)+" "
240 IF LEN(D$)<3 THEN D$="0"+D$
250 PRINT D$;
260 NEXT K
270 IF LOC(1)<>0 THEN C#=INPUT$(LOC(1),#1):GOTO 120
280 PRINT
290 RETURN
300 RESUME
310 REM (c)1995 Patrick GUEULLE
    
```

■ Figure 3 : espion.BAS

```

10 REM ----- CB2PIN.BAS -----
20 KEY OFF:CLS
30 INPUT "CODE HEXA présenté à la carte: ".P$:K$=""
40 FOR F=1 TO LEN(P$)
50 M$="&h"+MID$(P$,F,1)
60 M=VAL(M$)
70 D=0
80 IF M>7 THEN D=1:M=M-8
90 GOSUB 300
100 IF M>3 THEN D=1:M=M-4
110 GOSUB 300
120 IF M>1 THEN D=1:M=M-2
130 GOSUB 300
140 D=M:GOSUB 300
150 NEXT F
160 K$=MID$(K$,3,LEN(K$)-16)
170 PRINT:PRINT"PIN = ";
180 FOR F=1 TO LEN(K$) STEP 4
190 D$=MID$(K$,F,4)
200 A=0
210 FOR G=1 TO 4
220 B$=MID$(D$,5-G,1)
230 IF B$="1" THEN A=A+2^(G-1)
240 NEXT G
250 A$=HEX$(A)
260 PRINT A$;
270 NEXT F
280 PRINT:PRINT:PRINT
290 END
300 IF D=0 THEN K$=K$+"0"
310 IF D=1 THEN K$=K$+"1"
320 D=0:RETURN
330 REM (c)1995 Patrick GUEULLE
    
```

■ Figure 4 : CB2PIN.BAS.



■ Raccordements au PC et à la «fausse carte».

fiches HE10 viendra alors buter sur le circuit imprimé en cas de tentative d'insertion dans le mauvais sens.

COMMENT SE «METTRE À L'ÉCOUTE» :

Une bonne plateforme d'expérimentation comprendra, outre le présent montage, un lecteur de cartes à puce connecté à son propre compatible PC.

Il sera en effet prudent de ne s'attaquer que dans un deuxième temps à des équipements disponibles à domicile tels que MINITEL à lecteur de cartes, téléphone portable GSM, terminal de paiement, ou décodeur de télévision. Il faut donc en principe deux micro-ordinateurs pour manipuler confortablement, mais l'un d'entre eux (de préférence l'espion) pourra sans problème être un vieil XT à 8086 ou encore un portable.

Sur le plan matériel, l'adaptation est extrêmement simple : il suffit de sertir une troisième fiche HE10 à dix contacts, toujours dans le même sens, à peu près au milieu d'un cordon reliant une «fausse carte» en circuit imprimé à un connecteur de carte.

On branchera, c'est évident, cette troisième fiche sur le présent montage. La vraie carte à puce (carte bancaire ou PASTEL de préférence périmée) étant maintenant insérée dans le connecteur relié au cordon, il suffit d'introduire à sa place la «fausse carte» dans le lecteur dont on désire étudier le comportement : tout se retrouve fort simplement connecté en parallèle.

A condition d'avoir été lancé avant toute émission de demande de reset de la carte par le lecteur, le très simple logiciel de la figure 3 (ESPION.BAS) va alors afficher (en hexadécimal) tous les octets circulant entre le lecteur et la carte.

On remarquera que le port série du PC est ouvert en mode «N», c'est à dire

sans bit de parité, mais avec deux bits de stop.

Les cartes à puce ISO 7816 utilisent pourtant un protocole à parité paire (E). La raison de cette entorse à la norme est que le GWBASIC n'admet pas de bit de parité lorsqu'il est programmé avec des mots de huit bits. Or, nous tenions à utiliser ce langage, disponible sur virtuellement tous les PC.

Pour que notre version GWBASIC puisse tout de même fonctionner correctement, il nous a fallu y inclure une routine de traitement des erreurs de parité, qui se contente d'ailleurs de les contourner sans autre forme de procès (ON ERROR, RESUME).

On pourra toutefois avantageusement compiler ce programme sous TURBO-BASIC, langage moins regardant sur la programmation du port série, après avoir modifié la ligne 40 avec les réglages 9600, E, 8, 2.

On remarquera aussi toute une routine

de transcodage d'octets qui permute, à la réception, les bits de poids forts avec ceux de poids faibles, tout en les complémentant. C'est ce qu'on appelle une conversion en «convention ISO inverse», les cartes à puce communiquant en général bit de poids fort en tête et «1» logique représenté par un niveau bas.

Déclenchant un retour à la ligne dès que le flot de données s'interrompt, même brièvement, ce programme permet dans une certaine mesure de distinguer la provenance de tel ou tel groupe d'octets (venant du lecteur ou de la carte).

```

CODE HEXA présenté à la carte: 95107111
PIN = 5441
Ok
    
```

■ Figure 5.

■ L'espion et ses divers accessoires.



Rappelons que trois présentations de codes erronés suffisent pour bloquer la carte, même lors de telles manipulations «sur table» !

Une fois le bon code présenté et ratifié, la lecture de la zone «protégée» devient possible.

Si on commence la lecture à l'adresse 0260h, on tombera sur une zone à FFh dont une plus ou moins grande partie, au début, est à 00h. C'est le compteur de présentations de codes confidentiels, dans lequel un bit est mis à zéro lors de chaque transaction (c'est lui qui, parfois, peut se «saturer»). Des bits à 1 dans cette zone trahiraient des tentatives plus ou moins anciennes de présentation de codes erronés.

Le décryptage de cette zone pourrait par conséquent servir à surveiller une éventuelle utilisation d'une carte bancaire à l'insu de son porteur : cela peut assurément être utile !

La figure 6 reproduit (exception faite des octets par trop personnels, que le titulaire de la carte a soigneusement gommés) ce qu'affiche le logiciel «ESPION.BAS» pendant le dialogue retranscrit aux figures 7, 8 et 9.

On constatera avec intérêt qu'on retrouve entre le lecteur et la carte le même flot de données qu'entre le lecteur et le PC qui le pilote, débarrassé toutefois de certains octets ne concernant que le coupleur.

Nous renvoyons à notre livre déjà cité ceux de nos lecteurs désireux de décrypter le dialogue entre le PC et le lecteur, car c'est aux seuls échanges carte-lecteur que nous allons nous intéresser ici.

C'est à ce niveau de nos investigations qu'un minimum de connaissance de la norme ISO 7816-3 (publique par définition) va se révéler nécessaire.

Celle-ci stipule en particulier que tout échange entre la carte et le lecteur doit commencer par l'émission, par ce dernier, d'un mot de cinq octets appelé «entête», dont la structure est la suivante : CLA ; INS ; A1 ; A2 ; L.

CLA est ce qu'on appelle la «classe ISO» reconnue par la carte : la plupart du temps égal à 00h, cet octet vaut BCH dans le cas particulier des cartes BULL CP8 (notamment les Cartes Bancaires et PASTEL).

INS est le «code opération» de l'instruction que le lecteur adresse à la carte. Chaque famille de cartes a son propre vocabulaire d'instructions, mais les codes INS des instructions les plus courantes sont communs à pratiquement toutes les cartes :

- lecture directe en mémoire : B0h
- écriture directe en mémoire : D0h
- présentation de code confidentiel : 20h.

A1 et A2 sont deux «références» (en pratique deux octets désignant une adresse mémoire) indiquant où doit agir l'instruction. A1 = 09h et A2 = 48h correspondent par exemple au début d'une zone intéressante de la mémoire des cartes bancaires, et à lecture libre (nous l'avons déjà lue à la figure 7).

L indique le nombre d'octets concernés par l'instruction, 0 correspondant par exception à 256 octets dans le cas des instructions «sortantes» (demandes d'émission de données par la carte).



■ Quelques cartes à puce asynchrones (BULL CP8).

Avant que le lecteur ne puisse transmettre la suite de son message (en principe L octets), la carte doit lui adresser ce qu'on appelle un «octet de procédure». S'il s'agit d'une répétition de l'octet INS, éventuellement complété et avec un bit de poids faible pouvant être inversé, alors c'est une invitation pour le lecteur à transmettre les L octets restants (données à écrire en mémoire, code confidentiel à présenter, etc.)

Les diverses variantes possibles permettent à la carte de demander au lecteur l'application ou non d'une tension de programmation Vpp.

Lorsque les L octets de données ont été transmis (s'il y en a) soit par la carte, soit par le lecteur (selon le sens de l'instruction, sortante ou entrante), la carte doit encore émettre un compte-rendu.

La plupart du temps, il s'agit de deux octets baptisés SW1 et SW2. SW1 peut prendre les valeurs 6Xh ou 9Xh (X pouvant être n'importe quel quartet hexa).

SW1 = 90h et SW2 = 00h indiquent que l'instruction a été exécutée avec succès ; 90 00 est donc le compte-rendu le plus fréquemment reçu, mais si tel n'est pas le cas, SW1 peut renseigner sur la nature du problème survenu :

- 6Eh : la carte ne supporte pas cette classe ISO ;
- 6Dh : code INS non programmé ou invalide ;
- 6Bh : référence incorrecte ;
- 67h : longueur L incorrecte ;
- 6Fh : pas de diagnostic précis.

Les autres valeurs de SW1, ainsi que la signification de SW2, ne sont pas spécifiées par la norme ISO 7816-3, mais relèvent de chaque application.

POUR ALLER PLUS LOIN

Bien entendu, «aller plus loin» signifie s'attaquer à la simulation (les professionnels disent plus volontiers «émulation») de telle ou telle carte dont on aura consciencieusement espionné le

fonctionnement, ou sur laquelle on possèdera une documentation suffisamment précise.

Aussi surprenant que cela puisse paraître de prime abord, on arrive à se procurer sans difficulté majeure des manuels très complets sur les cartes BULL CP8, les cartes COS (GEMPLUS), et même sur l'application «Carte Bancaire».

Cela prouve l'entière confiance des fabricants et des émetteurs dans l'inviolabilité de leurs cartes, protégées par de puissants algorithmes cryptographiques (TELEPASS, DES, et parfois même RSA).

Même après un minutieux espionnage, il ne faut guère espérer reproduire la réponse d'une carte à un mot aléatoire qu'elle reçoit de son lecteur, et dont l'élaboration fait appel à des données secrètes non lisibles depuis l'extérieur de la carte.

Mais il n'est nullement interdit de souhaiter s'en convaincre par soi-même... Nous pourrions donc bien revenir prochainement sur la question !

Patrick GUEULLE

NOMENCLATURE

Résistances :

R1 : 5,6k Ω

Condensateurs :

C1 à C4 : 1 μ F

C5 : 100 nF

Semi-conducteurs :

IC1 : MAX 232

IC2 : CD4007

DL1 : LED

Divers :

1 connecteur DB9 femelle pour CI

1 connecteur 10 points (2 x 5) HE 10.

ANTENNE CADRE ET RADIOGONIOMÉTRIE

L'antenne cadre, dont les premiers développements et

l'utilisation datent de quelques

décennies, constitue un type

particulier d'antenne

réceptrice à

encombrement réduit.

Élément clef d'une

chaîne de radiolocalisation, elle

intervient aujourd'hui pour différentes applications, tel que le secourisme, la

navigation, ou bien encore la «chasse au renard», discipline technico-sportive

qui consiste à retrouver au plus vite, en compétition avec d'autres équipes, un

émetteur préalablement dissimulé. Sensible aux variations du champ

magnétique, forme duale du doublet électrique, elle convient également très

bien pour la réception des ondes décamétriques.

LA RADIOGONIOMÉTRIE

La radiogoniométrie, est une méthode de localisation qui utilise des moyens radios. Considérons par exemple (figure 1), un émetteur que l'on souhaite repérer et placé au point A. Un premier récepteur à cadre orientable, distant de A et situé en B, indique une première direction ou droite, sur laquelle se trouve l'émetteur. Un deuxième système de réception, situé en C et suffisamment éloigné du point B, permettra de tracer une seconde droite. L'intersection des droites détermine alors la position recherchée.

Une façon d'améliorer la précision est d'effectuer, non pas deux relevés, mais trois, en mettant en œuvre un troisième récepteur. L'intersection des trois droites délimitera ainsi un triangle au centre duquel se trouve l'émetteur. C'est la méthode dite de triangulation. Mais il est aussi possible d'utiliser un

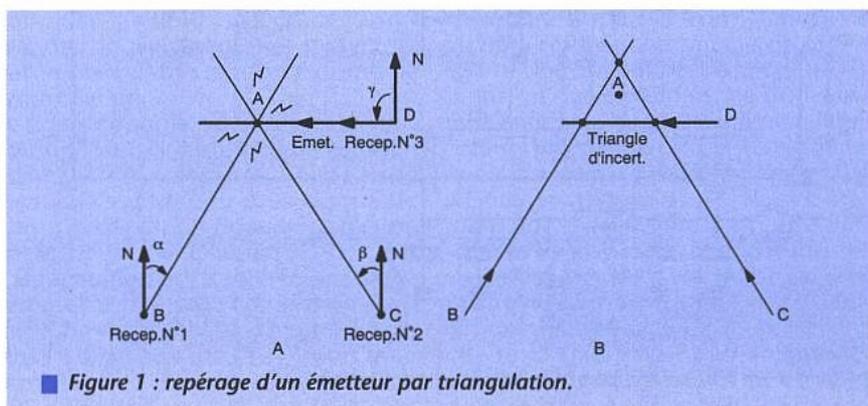
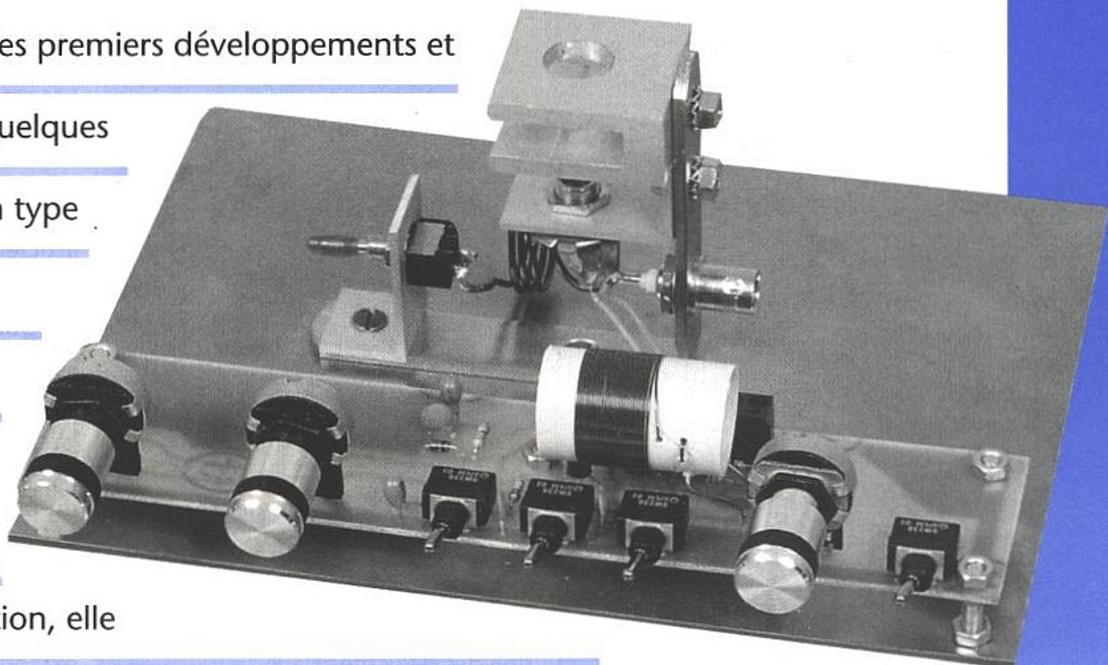
seul récepteur mobile et de réaliser des relevés successifs.

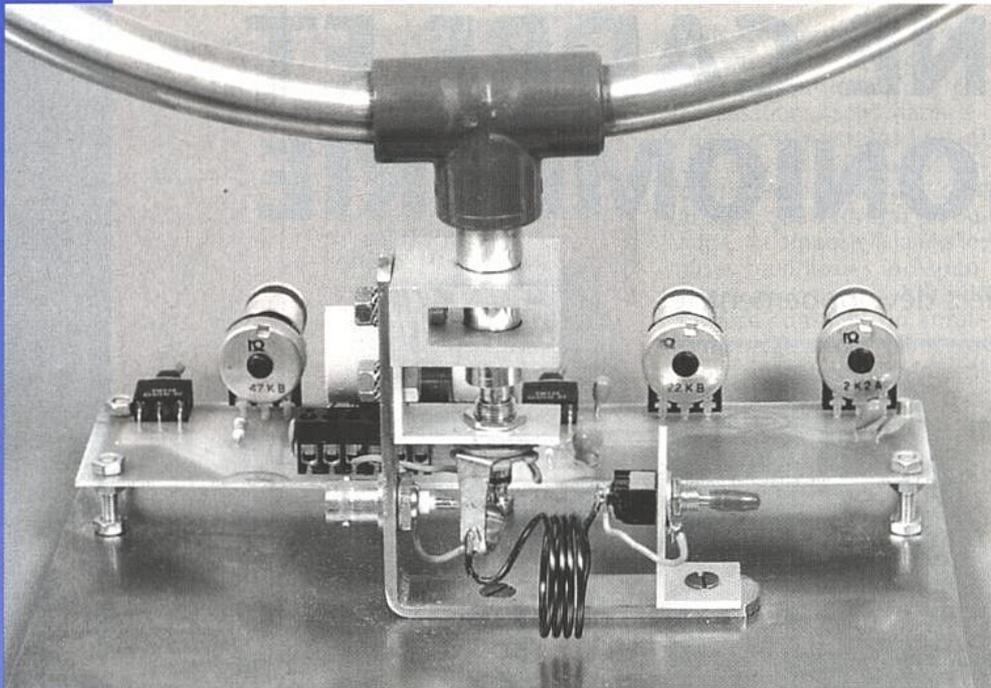
Enfin, pour faciliter le repérage, il existe une technique qui consiste à coupler une antenne fouet avec le cadre, cela désymétrise le diagramme de rayonnement de la boucle et permet d'obtenir, en plus de la direction, d'une information relative au sens.

UTILISATION DU CADRE POUR LES OC

Parmi les quelques facteurs qui nuisent à la qualité d'un système de réception, la transmodulation ou intermodulation intervient en bonne place.

Ce phénomène prend généralement





■ L'antenne orientable sur son socle.

Champ électrique	$E = \frac{120\pi^2}{d} N \frac{S}{\lambda^2} \cos \theta$
Résistance de rayonnement	$R = 31200 N \left(\frac{S}{\lambda^2}\right)^2$
Tension induite	$\vartheta = 2\pi E N \frac{S}{\lambda} \cos \theta$

■ Figure 2 : quelques données théoriques relatives à l'antenne cadre.

naissance au sein du premier étage d'un récepteur, en amont de la chaîne de réception. Il résulte des caractéristiques non linéaires des éléments actifs qui sont source d'interférences. La transmodulation de type A consiste, par combinaison de deux signaux de fréquences éloignées, à la génération d'un troisième signal, ou signal pertur-

bateur, dans la bande de fréquence captée par le récepteur. L'autre type, la B, est issue du produit de signaux de fréquences voisines (quelques dizaines de khz), ce qui conduit à des effets spéciaux diverses, tel que la superposition des deux modulations. Comme précisé plus haut, c'est la surcharge des étages d'entrée qui est à l'origine de ces phénomènes. Aussi, une façon de remédier au problème, est de réduire la sensibilité amont et de faire jouer la sélectivité au mieux, dès la source, c'est à dire sur l'antenne. Hors cette fonction convient généralement très bien à l'antenne cadre, dont la sensibilité est réduite par rapport au dipôle demi-onde et qui bénéficie, une fois accordée, d'une bonne sélectivité. Sélectivité accrue par la possibilité d'orienter la boucle, ce qui améliore, par conséquent, le pouvoir de séparation.

De plus, de par sa nature magnétique, le cadre présente une bonne immunité aux différentes perturbations de type électriques (bruits galactiques, atmosphériques et industriels) qui sont prédominantes en deçà de 50 MHz. Cela constitue un facteur supplémentaire en faveur de l'utilisation du cadre pour les ondes hectométriques et décamétriques.

DONNÉES THÉORIQUES SUR L'ANTENNE CADRE

La figure 2 résume les principales caractéristiques de l'antenne cadre (Cf article sur les antennes ERP N°568). Ces données correspondent à un cadre dont le diamètre est très inférieur à la longueur d'onde, cela permet de maintenir le courant à une valeur constante sur tout le périmètre de la boucle.

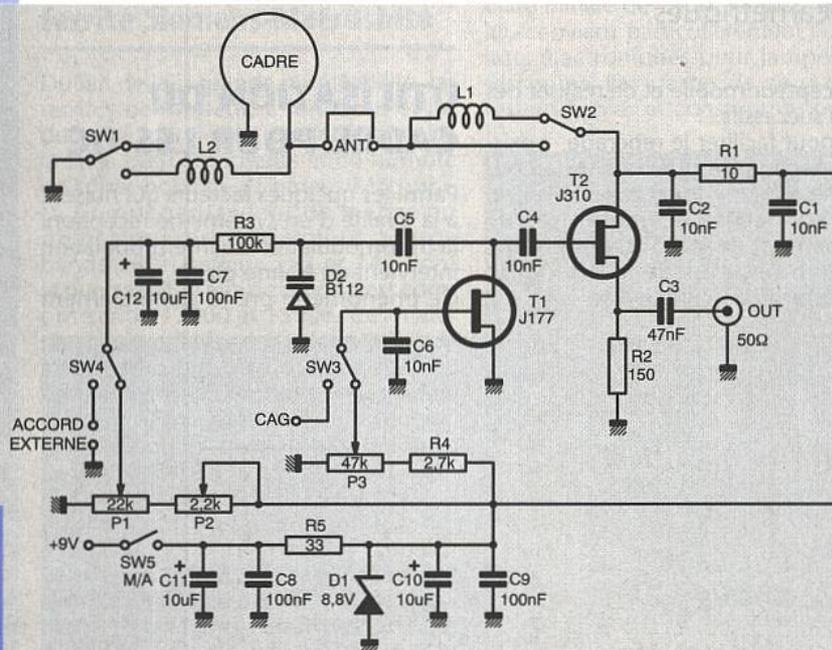
Les champs magnétiques et électriques s'établissent classiquement à partir du potentiel vecteur retardé A et du potentiel scalaire retardé V. Ici, le potentiel vecteur peut s'exprimer sous la forme d'un rotationnel du moment magnétique de la boucle et par suite, il découle des conditions de Lorentz, que le potentiel scalaire est nul. La résistance de rayonnement s'obtient à partir du calcul de la puissance moyenne rayonnée à travers une surface englobant la source, en intégrant le vecteur de Poynting. La tension induite aux bornes du cadre s'évalue à l'aide de la Loi de Faraday. Enfin, par symétrie, le diagramme de rayonnement est similaire à celui du doublet électrique, seule la polarisation des champs magnétiques et électriques se trouvent inversées.

Des indications supplémentaires sur les détails des calculs, pourront se trouver par exemple dans : «ONDES ÉLECTRO-MAGNETIQUES» de M. JOUGUET.

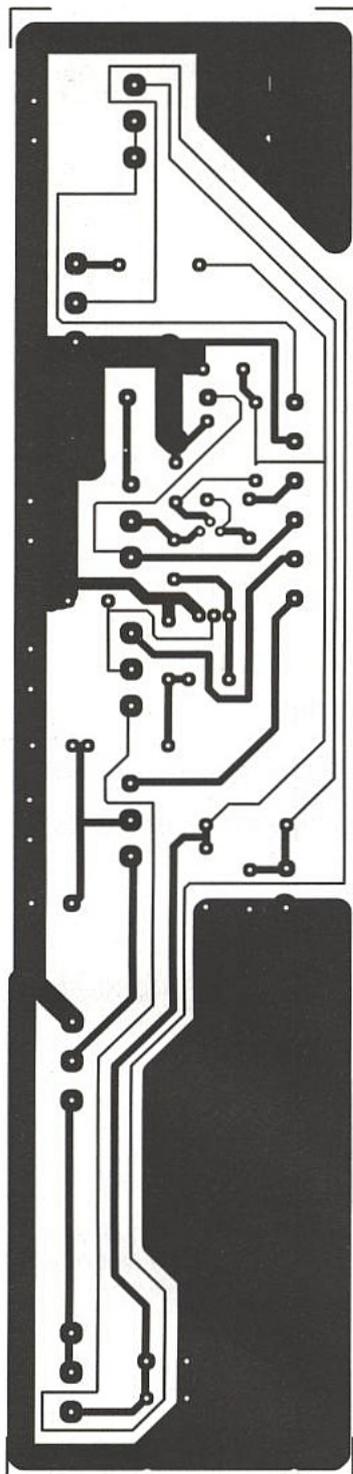
UNE ANTENNE CADRE ACCORDABLE (2MHz-30MHz)

La figure 3 représente le schéma électrique du système réalisé. L'inductance du collecteur d'ondes, d'environ 6µH est accordée avec une diode varicap de type BB112. La plage de variation de capacité s'étend de 40pF à 540pF, capacités parasites comprises. Cela correspond à une couverture en fréquence qui va approximativement de 3MHz à 10MHz. Aussi, pour étendre la gamme couverte, il est nécessaire de commuter des inductances supplémentaires avec le cadre. Combinées soit en série, soit en parallèle, elles permettent de décaler le spectre de réception respectivement vers le bas et vers le haut.

C'est le rôle joué par L1 et L2. L1 qui correspond à la self de gamme inférieure intervient comme un cadre additionnel au cadre principal. A cet effet, la self est bobinée sur air et il est possible de lui adjoindre un bâton de



■ Figure 3 : le schéma complet avec accord et adaptation.

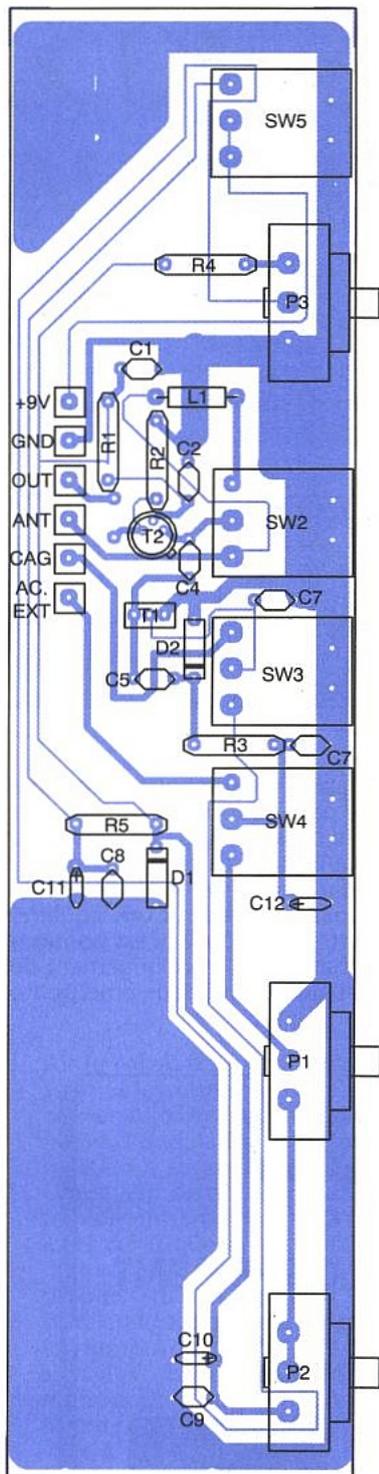


■ Figure 4 : circuit imprimé.

ferrite, pour capter les ondes hectométriques.

Une commande de gain, mise en œuvre par l'intermédiaire d'un transistor FET canal P interviendra, en présence de signaux de forte puissance, pour limiter le niveau, afin de ne pas saturer l'étage d'entrée. Le gain se réglera soit directement par P3, soit, après commutation de SW3, par une tension de commande externe, pour le contrôle automatique du gain.

Utilisé en régime de résistance commandée, le J177 amortit plus ou moins le circuit accordé en fonction de la tension de grille qui lui est appliquée. Pour compenser la non-linéarité de la loi qui relie V_g à la résistance du canal, nous utilisons un potentiomètre logarithmique. A la place du J177, vous pouvez également utiliser un 2N5460.

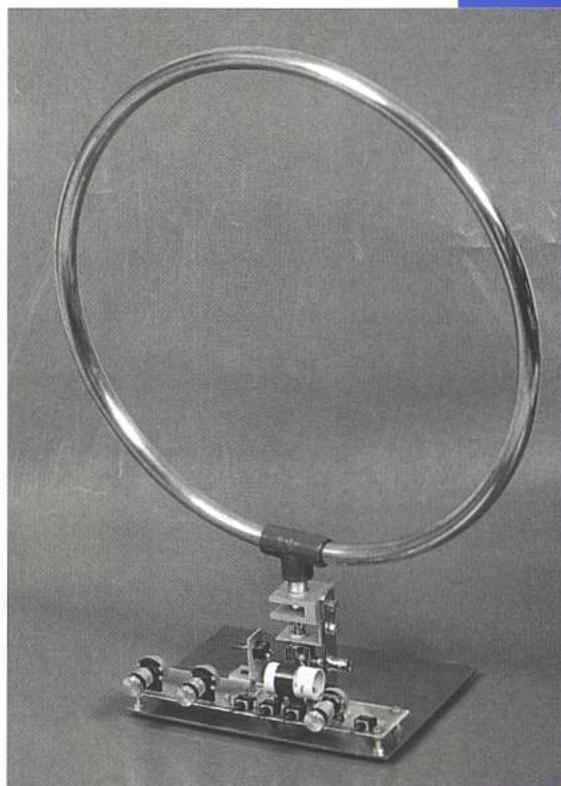


■ Figure 5 : implantation, attention T1 et T2 sont câblés côté cuivre.

Ce réglage de gain peut aussi être considéré comme un réducteur de sélectivité, facilitant la mise au point lorsque les commandes d'accord récepteur et d'accord antenne seront découplées. Le couplage de ces commandes pouvant toutefois s'effectuer par le biais d'une tension externe de syntonisation.

Le signal de sortie est prélevé à la source du J310 qui fait office de tampon adaptateur d'impédance. L'impédance de sortie vaut à peu près cinquante ohms, l'adaptation rigoureuse n'étant pas ici un facteur critique.

L'alimentation est stabilisée par diode zener et le montage consomme environ 20 mA sous 9V. Vous pouvez également alimenter sous 12V, après avoir remplacé R5 par une résistance de 100 ohms.



■ L'ensemble opérationnel.

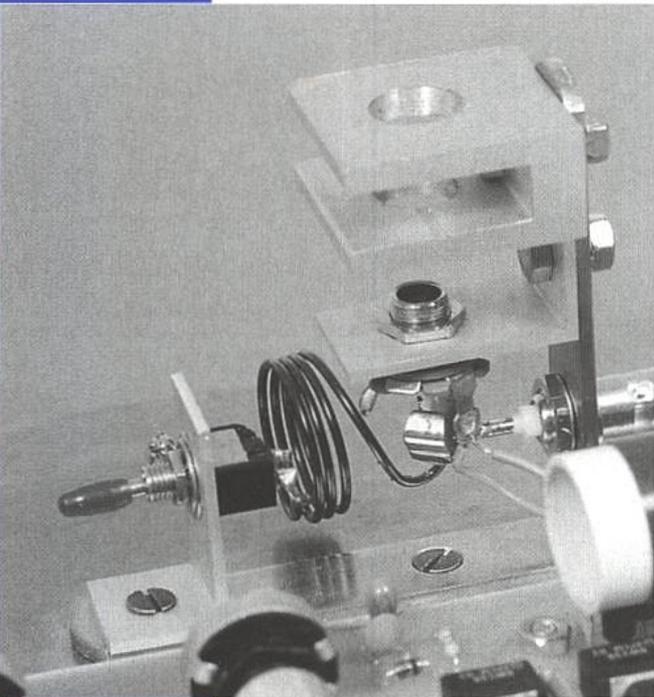


■ Gros plan sur la terminaison.

RÉALISATION

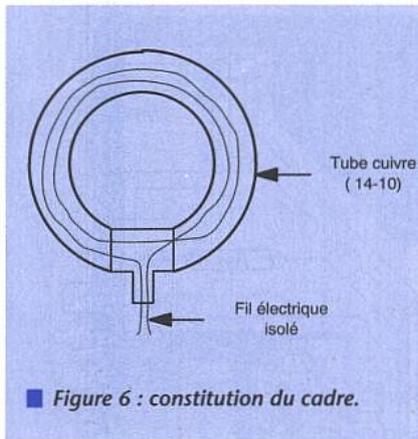
Le tracé du circuit imprimé et l'implantation sont représentés respectivement sur les figures 4 et 5. La self L1 est confectionnée à l'aide de 30 Tours de fil de cuivre émaillé 4/10 bobinées sur un mandrin creux en plastique de 2cm de diamètre. L2 est constituée de 4 spires, de fil de cuivre émaillé 15/10, enroulées sur air, avec un diamètre de 25mm.

Le cadre est réalisé à partir de tuyau de cuivre pré-enroulé (14mm-16mm), de façon à former une boucle de rayon 18cm. Une fois coupées à la bonne dimension, les terminaisons du tuyau sont enfilées dans un té hydraulique (16mm), après avoir préalablement bobiné une spire de fil électrique isolé à l'intérieur (figure 6). Les deux extrémités libres de la spire sont passées à travers la troisième branche du té. L'élément clef du pivot utilise un Jack mono 6,35mm. Le corps du Jack connecté au té à l'aide d'un raccord cuivre (14/12). Ces deux éléments sont soudés ensemble, à l'extérieur, sur tout le pourtour du joint. La section



■ Gros plan sur le socle réceptacle.

de fort diamètre du raccord est fixée sur le té en plastique par collage (cyano). Les deux bouts de fil passent à l'intérieur du Jack. Un des fils (masse), une fois coupé à la bonne longueur et dénudé, est soudé dans le corps du Jack. Le deuxième fil est soudé sur la partie douille du Jack qui est vissée sur son support (ne soudez pas les deux fils sur la douille, car les deux brins en-



■ Figure 6 : constitution du cadre.

Cadre seul	3,5MHz - 10MHz
Cadre en série avec L1	2MHz - 6MHz
Cadre en parallèle avec L2	10MHz - 30 MHz

■ Figure 7 : gammes couvertes.

tortillés après vissage, introduirait une capacité parasite supplémentaire). Cet ensemble constitue la partie mobile du cadre. La partie fixe du pivot est supportée par une pièce en U, percée de part en part et vissée sur une équerre. L'élément femelle du Jack est positionné plus bas, dans le prolongement de l'axe, à l'aide d'une deuxième petite équerre.

CONCLUSION

L'antenne ainsi réalisée permet de couvrir l'ensemble des gammes ondes courtes (figure 7). La couverture de gammes différentes reste possible, en modifiant les caractéristiques (diamètre, nombre de tours de fil) du collecteur d'onde et des selfs L1 et L2. Bénéficiant de l'effet de surtension apporté par l'accord du cadre, la sensibilité reste correcte, même lorsque le cadre est combiné avec une inductance additionnelle.

Pour parfaire l'ensemble et obtenir un gain équivalent à celui d'une antenne doublet, il pourra être avantageux, dans des conditions de réception difficile, d'adjoindre au cadre un ensemble amplificateur/filtre passe-bas.

J.P. CONDAMINES

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1 : 10Ω
- R2 : 150Ω
- R3 : 100kΩ
- R4 : 2,7kΩ
- R5 : 33Ω
- P1 : 22kΩ linéaire
- P2 : 2,2kΩ linéaire
- P3 : 47kΩ logarithmique

Condensateurs :

- C1, C2, C4, C5, C6 : 10 nF céramique
- C3 : 47 nF céramique
- C7, C8, C9 : 100 nF céramique
- C10, C11, C12 : 10 μF 25V tantale boule

Inductances :

- L1 : 30 tours de fil de cuivre émaillé 4/10, bobinés sur mandrin Ø 20mm
- L2 : 4 spires de fil de cuivre émaillé 15/10, bobinés sur air Ø 25mm

Semi-conducteurs :

- D1 : diode zener 8,2V 1/2W ou 1W
- D2 : diode varicap BB112
- T1 : FET canal P-J177 ou 2N 5460
- T2 : J310

Divers :

- Sw1, Sw2, Sw3, Sw4, Sw5 inverseurs
- Tube de cuivre recuit pré-enroulé 14-16mm
- Té hydraulique en plastique 16mm
- Raccord cuivre 14-12mm
- jack métallique mono 6,35mm mâle et femelle
- Une équerre 80x80mm
- Un élément en U (type support de tringle à rideaux)

NOHAU

EMULATEURS ET CHAINES DE DEVELOPPEMENT

SUR PC, HP9000/700, SUN4 SOUS DOS, UNIX, WINDOWS

NOUVEAU
CIRCUITS A INTERFACE
CAN SUPPORTES !
ex : PHILIPS 80C592 et 80C598
MOTOROLA 68HC11P2



POUR FAMILLES : **8051, 80196**
68CH11, 68CH16, 683XX

EMULATIONS

OUTILS ET INSTRUMENTS ELECTRONIQUES

A13 Burospace - Chemin de Gizy - 91572 Bièvres Cedex - FRANCE
Tél. : (1) 69.41.28.01 - Télécopie : (1) 60.19.29.50

LE CALCUL DES CONDENSATEURS DE FILTRAGE

La conception d'une alimentation, quelle que soit la technique mise en œuvre, débute par l'étude de son redresseur d'entrée. L'article qui suit décrit le détail des calculs permettant d'estimer les différentes contraintes subies par le condensateur de lissage et facilitera le choix du modèle adéquat.

PRINCIPE DU FILTRAGE

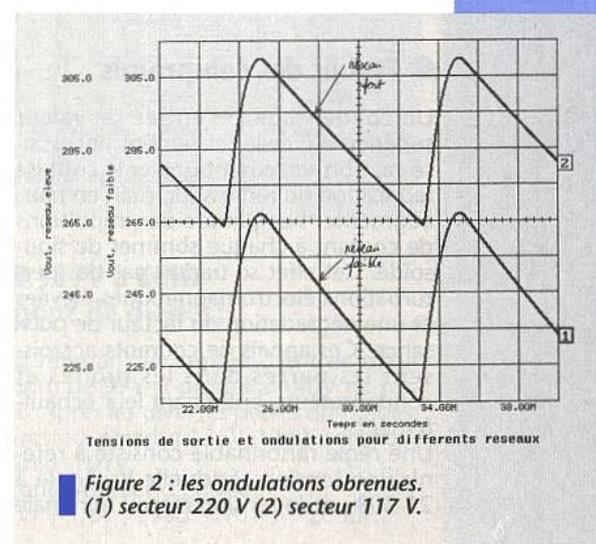
La figure 1 illustre la structure de redressement la plus couramment rencontrée dans les schémas d'alimentation. Ce montage autorise le redressement direct du réseau mais il convient également aux systèmes exploitant un transformateur abaisseur. Le dessin comporte un interrupteur qui laisse à l'utilisateur le choix de la tension secteur. En mode 230V, les deux condensateurs C1 et C2 sont connectés en série et l'ensemble fonctionne en redresseur classique. Par contre, la sélection du mode 117V transforme le circuit en doubleur de tension, de telle sorte que V_{out} , tension de sortie continue, présente une valeur grossièrement égale à celle obtenue en mode 230V. L'insertion d'un correcteur PFC permettrait de corriger l'inconvénient lié au sélecteur, en offrant une entrée universelle s'étalant, sans interruption, de 95 à 260VAC.

Le rôle du condensateur d'entrée

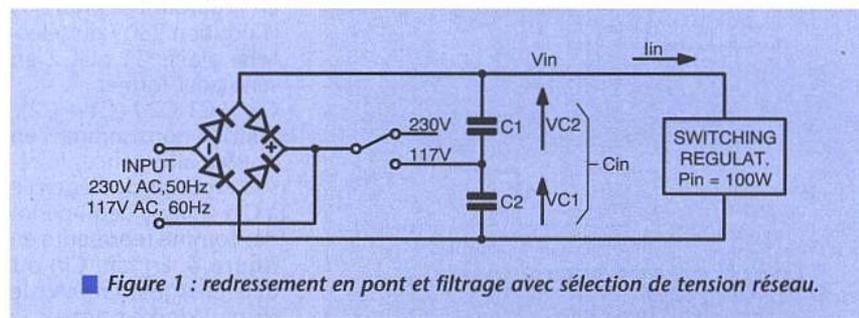
Le condensateur C_{in} conditionne l'amplitude de l'ondulation résiduelle 100 ou 120Hz notée V_r , présente dans la sortie continue V_{out} . En présence d'un réseau faible, V_r détermine la valeur continue minimale V_{out} , délivrée par le redresseur. Dans le cas d'un régulateur à découpage, la tension d'entrée la plus faible influe considérablement

sur le calcul du transformateur abaisseur. Si le condensateur C_{in} ne peut convenablement filtrer la tension alternative, l'ondulation V_r contraint le régulateur à augmenter son rapport cyclique afin de maintenir constante sa tension de sortie. La chute de V_{out} va alors contribuer à augmenter le courant primaire crête dans l'interrupteur de puissance et entraîner des pertes supplémentaires au sein du montage. La figure 2 représente le résultat d'une simulation IsSpice de la sortie d'un redresseur pour deux tensions réseau différentes, la puissance moyenne délivrée à la charge restant constante. Dans le premier cas, sur secteur élevé, V_r atteint 47Vpp avec V_{out} à 287V (courbe [1]). Par contre, sur secteur faible, après réaction du régulateur pour maintenir la sortie constante, V_r monte à 54Vpp et V_{out} chute à 242 volts (courbe [2]).

Les graphiques présentés proviennent d'IntuScope, l'oscilloscope logiciel livré avec l'ensemble de simulation ICAPS/Windows développé par Intu-



soft et représenté en France par EXCEM (MAULE, 78). Dans cet exemple, la puissance de sortie doit rester constante à 100W, pour les deux configurations réseau. Il s'agit en fait



d'ajuster la charge Rload, afin de parvenir au résultat désiré. Le problème provient du fait que la tension varie en fonction de la charge ... Plutôt que de procéder par simulations approchées en modifiant chaque fois, à la main, la valeur de Rload, exploitons le langage de programmation mis au point par Intusoft, l'Interactive Command Language, l'ICL. Cet outil permet de relancer dynamiquement la simulation, sans retourner au schéma, et en repartant avec de nouvelles valeurs de composants. Il est également possible de procéder à des variations simultanées de groupes de composants, dans le but d'accorder un filtre actif, par exemple. La programmation est fort simple, comme en témoignent les lignes suivantes :

```
dowhile mean(@Rload[P]) <= 100 ; tant que la puissance moyenne de R1 est <= à 100W
alter @Rload[resistance] = @Rload[resistance] - 10 ; diminue la valeur ohmique de R1 de 10(
print @Rload[resistance] mean(@Rload[P]) ; affiche les valeurs de puissance et de résistance
tran 1ms 50ms ; lance une analyse transitoire
end
```

Le logiciel démarre ses calculs et rafraîchit les courbes à l'écran à chaque lancement. Il est possible d'accumuler les simulations et de les étudier plus tard sous IntuScope. Lorsque IsSpice atteint la limite imposée, il s'arrête et rend la main à l'utilisateur. L'ICL contient de nombreuses instructions, des fonctions mathématiques (MIN, MAX, SIN, MEAN, RMS ...) et simplifie grandement les mises au point de circuits électroniques.

● Établir des compromis

Un condensateur d'entrée de valeur supérieure à celle réellement nécessaire va, non seulement grever le coût de fabrication du redresseur, mais en plus, augmenter l'amplitude des impulsions de courant à chaque sommet de sinusoïde. Cet effet se traduit par des perturbations électromagnétiques élevées et une dégradation du facteur de puissance. Ces appels de courants accroissent les pertes dans les diodes et condensateurs, entraînant leur échauffement. Une règle raisonnable consiste à retenir une tension résiduelle Vr, égale à 25-30% de la tension réseau minimale

(cas le plus défavorable). La figure 3 représente des calculs menés selon différentes configurations : 117V en pont, associé à une tension minimale de 100V, et 117V en doubleur ou 230V en pont, lié à une tension minimale de 200V. Les trois cas utilisent une charge absorbant 100W.

ÉQUATIONS ET CALCULS

Puisque dans une alimentation à découpage la majorité des pertes (commutations, fer ...) se situent en aval du redresseur, ce dernier doit supporter la totalité de la puissance fournie. Ainsi, pour un régulateur qui délivre 90W à une charge quelconque avec un rende-

différence d'énergie pour amener son potentiel à Vpeak. Le secteur délivre donc $\Delta W = W_{peak} - W_{min}$ pendant chaque demi-période. Comme l'énergie stockée dans un condensateur s'écrit $W = 1/2 C \cdot V^2$, il vient alors : $W_{in}/2 = 1/2 \cdot C_{in} \cdot V_{peak}^2 - 1/2 \cdot C_{in} \cdot V_{min}^2$, soit, après mise en facteur et simplification, $W_{in} = C_{in} \cdot (V_{peak}^2 - V_{min}^2)$. Le calcul de Cin s'obtient ensuite par : $C_{in} = W_{in} / (V_{peak}^2 - V_{min}^2)$.

Le graphique de la figure 4 montre que le temps tc nécessaire à la recharge du condensateur, s'obtient lorsque les deux courbes tension réseau et tension filtrée se chevauchent, soit à partir de $t = t_x$, jusqu'à $t = t_c + t_x$. Durant ce laps de temps, l'équation décrivant la montée de tension aux bornes de Cin vaut :

$$V_{min} = V_{pk} \cdot \cos(2\pi f \cdot t_c),$$

ce qui permet de calculer $t_c = \cos^{-1}(V_{min}/V_{pk}) / 2\pi f$.

En considérant un courant de charge parfaitement rectangulaire d'amplitude de ichg constante durant tc : $\Delta Q = ichg \cdot \Delta t = \Delta V \cdot C$, soit $ichg = C \cdot (V_{pk} - V_{min}) / t_c$.

		117V BRIDGE (60Hz)	117V DOUBLER (60Hz)	230V BRIDGE (50Hz)	
RMS Line Voltage	Vac	99-135	99-135	195-265	V
Peak Line Voltage	Vpk	140-191	280-382	276-375	V
Max Ripple Voltage	Vr	40	80	76	V
DC Input Voltage	Vin	100-191	200-382	200-375	V
Input Capacitance	*Cin	203	80	61	µF
Doubler Capacitance	*C1, C2	-	160	(122)	µF
Charging Time	tc	1.954	2.275	2.345	ms
Peak Charge Current	*ichg	3.64	3.28	1.82	A
RMS AC Chrg Current	*Ichg	1.54	1.126	.771	A

Figure 3 : résultats en 117 V pont et doubleur, 220 V en pont pour une charge de 100 W.

ment de 90%, le redresseur d'entrée encaisse une puissance de 100W. Le rôle du condensateur d'entrée consiste à emmagasiner l'énergie pendant la phase ascendante de la sinusoïde réseau, puis de la restituer à la charge en attendant la crête suivante. La tension résiduelle doit rester suffisamment faible afin de maintenir Vout à une valeur admissible par le convertisseur aval. Ainsi, pour une charge de 100W et en négligeant les pertes, l'énergie fournie par le réseau s'écrit : $W_{in} = P_{in} / f$. Soit, pour une fréquence de 50Hz, $W_{in} = 2,0$ Joules (Watt-secondes). En présence d'un réseau 60Hz, cette énergie fléchirait à 1,66 Joules.

● Pont redresseur à double alternance

En regardant la figure 1, la position 230V du sélecteur place C1 et C2 en série pour former $C_{in} = C1 \cdot C2 / (C1 + C2)$. Puisque nous sommes en double alternance, le réseau fournit de l'énergie à Cin chaque demi-période, comme représenté en figure 4. En fait, Cin est déjà chargé à Vmin et le réseau doit apporter la

D'après la figure 5, il est possible d'écrire : $I_{total}(t) = I_{cap}(t) + I_{load}$. Pour obtenir la valeur efficace d'une fonction, il convient d'abord de l'élever au carré, puis d'évaluer sa valeur moyenne sur une période, et, enfin, d'en extraire la racine carrée. Appliqué à notre équation, il vient :

$$I_{total}^2(t) = I_{cap}^2(t) + I_{load}^2 + 2 \cdot I_{cap}(t) \cdot I_{load}$$

Prenons la moyenne de chaque élément, soit :

$$I_{total}^2(t) = I_{cap}^2(t) + I_{load}^2 + 2 \cdot I_{cap}(t) \cdot I_{load}$$

Le terme croisé comporte une constante, 2.Iload, multipliée par la valeur moyenne du courant circulant dans Cin. Comme il ne peut circuler de courant continu dans un condensateur, Icap(t) est nul. D'où l'expression finale du courant RMS total :

$$I_{totalRMS} = \sqrt{I_{condRMS}^2 + I_{loadDC}^2}$$

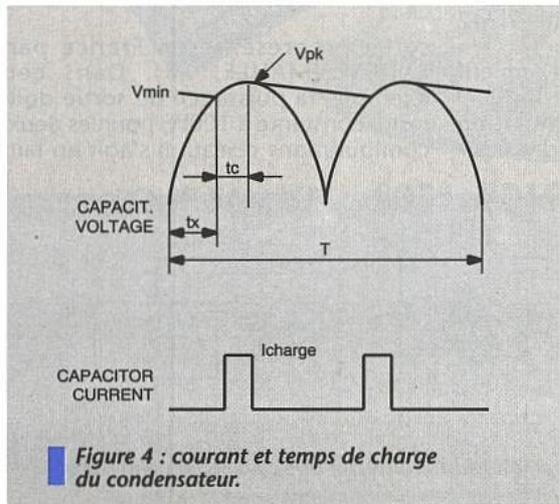
La figure 6 rappelle les expressions des valeurs efficace, moyenne, facteur de forme et facteur de crête pour un signal carré. En figure 4, il apparaît deux impulsions dans une période réseau, d'où l'expression du courant efficace échauffant Cin :

$$I_{condRMS} = \sqrt{ichg^2 \cdot 2 \cdot t_c / T - (ichg \cdot t_c \cdot 2 / T)^2}$$

soit, après introduction de f :

$$I_{condRMS} = ichg \cdot \sqrt{2 \cdot t_c \cdot f - (t_c \cdot 2 \cdot f)^2}$$

Ce courant RMS traversant Cin contribue à son échauffement par le biais de sa résistance série équivalente (ESR). Signalons que cette équation n'est juste qu'à condition de considérer le



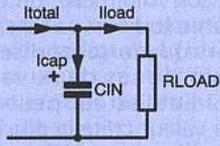
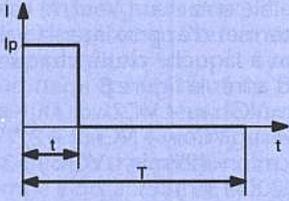


Figure 5 : répartition des courants.



$I_{eff} = I_p \times \sqrt{t/T} = I_p \times \sqrt{d}$
 $I_{moy} = I_p \times t/T = I_p \times d$
 $F_{forme} = I_{eff} / I_{moy} = 1 / \sqrt{d}$
 $F_{crête} = I_{peak} / I_{eff} = 1 / \sqrt{d}$
 (I_{moy} : courant moyen redressé)

Figure 6 : rappel des définitions I_{eff} , I_{moy} ...

courant Iload parfaitement continu et exempt d'ondulation, ce qui nous a autorisé à supprimer le terme croisé précédemment. En fait, le convertisseur à découpage aval décharge C_{in} par l'intermédiaire d'impulsions haute fréquence. La composante alternative du courant de décharge, I_{disRMS} , accroît les pertes dans C_{in} et provoque son élévation de température. La sélection du condensateur doit donc inclure ce paramètre et orienter le concepteur vers un modèle capable de supporter le courant RMS total :

$I_{condRMS_{total}} = \sqrt{I_{condRMS}^2 + I_{disRMS}^2}$
 La contribution du courant de décharge dépend fortement de son facteur de forme. En effet, un montage qui consomme un courant dont le facteur de forme se rapproche de 1, place l'alimentation dans un cas très proche de celui d'une charge résistive. Or, en présence d'un réseau faible, hypothèse de tous nos calculs, le convertisseur PWM va corriger le manque de tension d'entrée en augmentant le rapport cyclique de l'élément découpeur. Le courant consommé I_{disRMS} présentera alors un facteur de forme proche de 1 et pourra donc être négligé dans certaines configurations. Nous verrons plus bas qu'il convient tout de même de procéder aux calculs complets afin d'englober la totalité des paramètres et retenir un condensateur acceptant tous les cas de figure.

CALCULS DES PARAMÈTRES POUR DIVERSES CONFIGURATIONS

● 230V à 50Hz (pont de diodes)

Nous avons vu auparavant que l'ondulation résiduelle était maximale en présence d'un réseau faible. Si nous retenons 195V comme limite basse de

fonctionnement, la tension crête correspondante V_{pk} sera de $195 \cdot \sqrt{2} = 276V$. Après les diverses chutes de tension liées aux redresseurs et pertes dans les filtres secteur, utilisons 270V. En choisissant V_r à 25% de cette valeur, l'ondulation oscillera entre 270 pour V_{pk} et 270-25% pour V_{min} , soit 202V. Pour 100W et 50Hz, les résultats sont les suivants :

Condensateur d'entrée :
 $C_{in} = 2 / (270^2 - 202^2) = 62\mu F$
 Temps de charge :
 $t_c = \cos^{-1}(202/270) / 2 \cdot 3,14 \cdot 50 = 2,3ms$ (calcul du cos en radians).
 Courant de charge crête :
 $I_{chg} = 62\mu F \cdot (270-202) / 2,3ms = 1,83A$ peak
 Courant RMS :
 $t_c \cdot 2 \cdot f = 100 \cdot t_c = 0,23$ soit
 $I_{condRMS} = 1,83 \cdot \sqrt{0,23 \cdot 0,23} = 0,77A$ rms.
 Ondulation résiduelle à 100Hz.

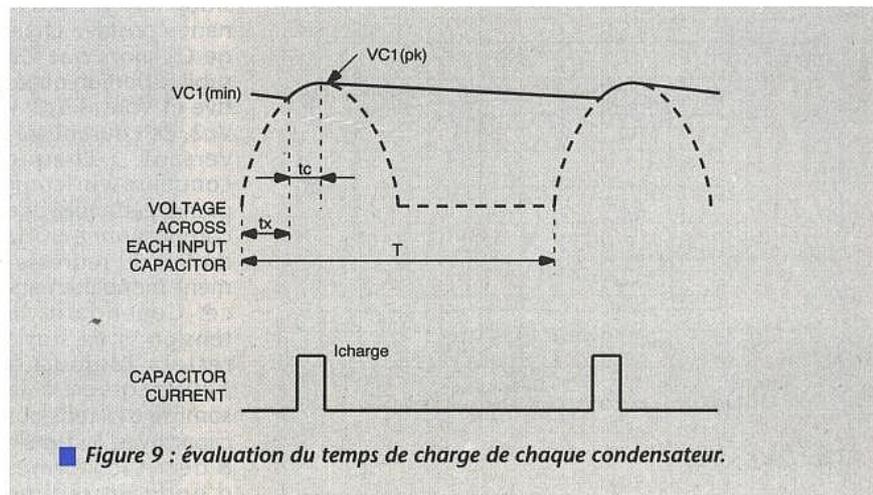


Figure 9 : évaluation du temps de charge de chaque condensateur.

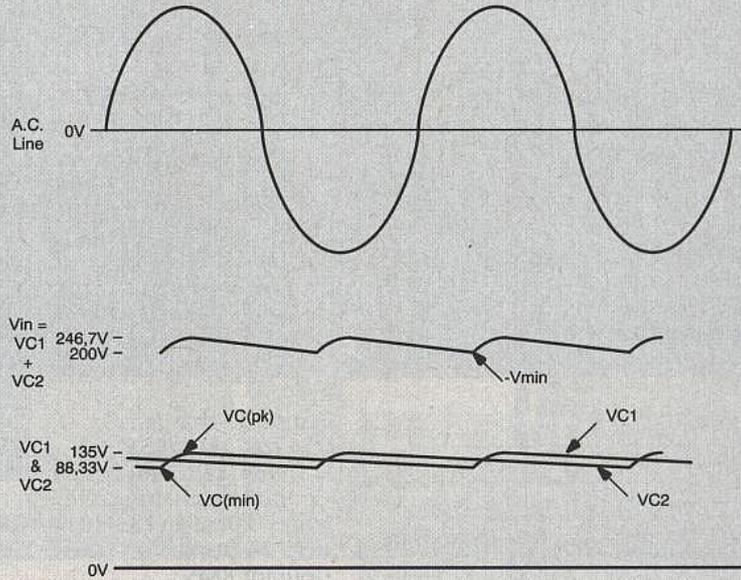


Figure 8 : formes d'ondes aux bornes des condensateurs en régime permanent.

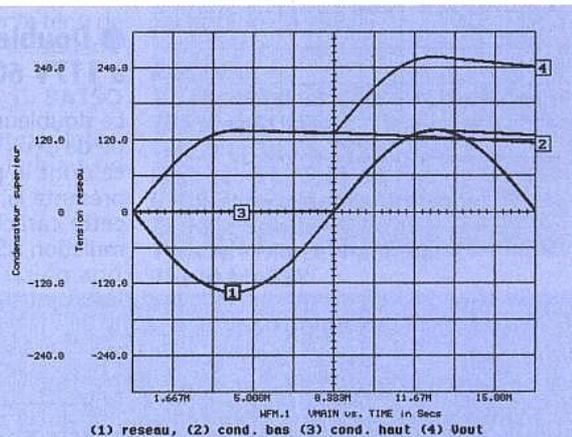


Figure 7 : simulation du doubleur.

● 117V à 60Hz (pont de diodes)

En retenant un réseau d'entrée minimum de 99V, il produira 140V en sortie. Après les diverses pertes ohmiques, il restera environ 135V (V_{pk}), soit pour V_{min} , 101V.

Condensateur d'entrée :
 $C_{in} = 1,67 / (135^2 - 101^2) = 208\mu F$.

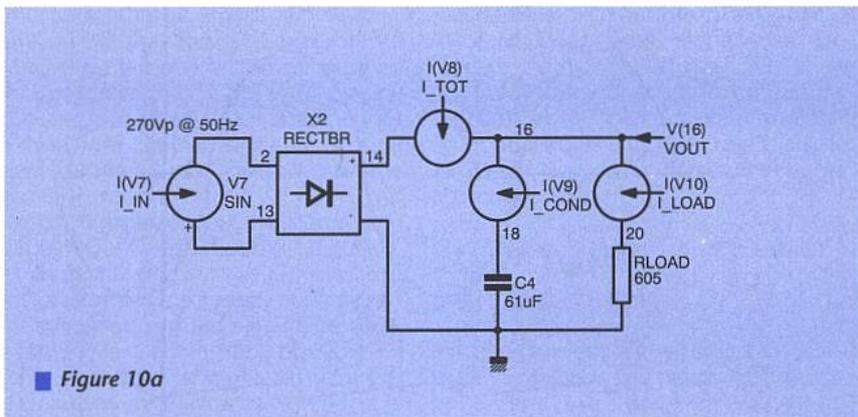
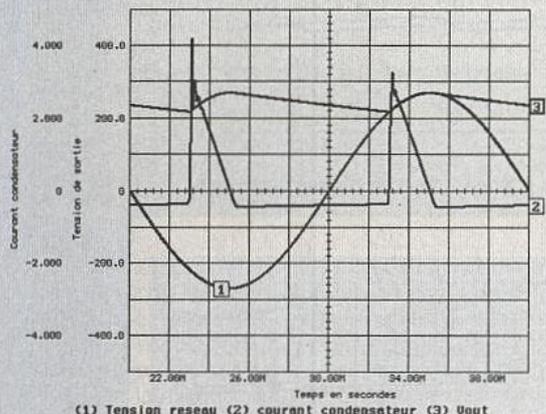


Figure 10a

Temps de charge :
 $t_c = \cos^{-1}(101/135) / 2 \cdot 3,14 \cdot 60 = 1,9\text{ms}$ (calcul du cos en radians)
 Courant de charge crête :
 $i_{chg} = 208\mu\text{F} \cdot (135-101) / 1,9\text{ms} = 3,72\text{A peak}$
 Courant RMS :
 $t_c \cdot 2 \cdot f = 120$. $t_c = 0,228$ soit
 $I_{condRMS} = 3,72 \cdot \sqrt{0,228 - 0,228^2} = 1,56\text{A rms}$.
 Ondulation résiduelle à 120Hz.

● Doubleur de tension à 117V 60Hz

Le doubleur fonctionne selon le principe de deux redresseurs simple alternance dont le potentiel de sortie V_{out} représente la somme. La figure 7 illustre cette caractéristique à l'aide d'une simulation IsSpice du montage de la figure



(1) Tension réseau (2) courant condensateur (3) Vout

Figure 10b

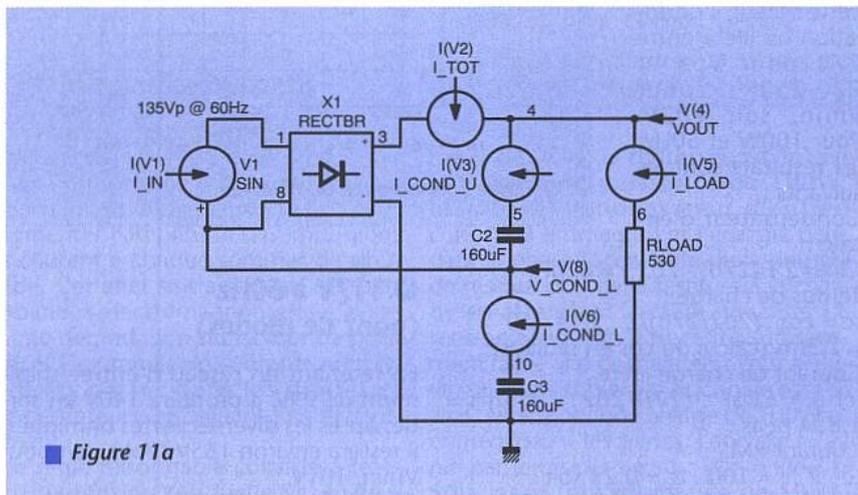
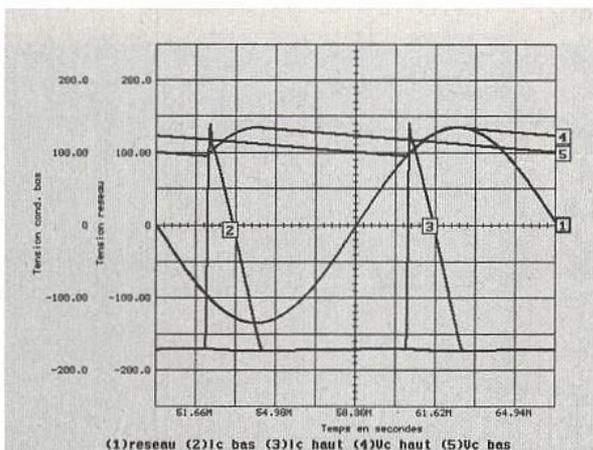


Figure 11a



(1) réseau (2) c bas (3) c haut (4) c bas (5) c haut

Figure 11b

permanent. Lorsque la sinusoïde réseau passe par son minimum, un condensateur présente toujours sa tension la plus faible alors que le second se trouve à mi-chemin de ses deux valeurs extrêmes. Si l'utilisateur peut aisément calculer la valeur crête la plus élevée de chaque condensateur $V_{réseau} \cdot \sqrt{2}$, soit 135V (après soustractions des différentes pertes), il est en outre de sa valeur minimale. En fait, si l'on se fixe à 200V la tension minimale de l'ondulation totale entachant V_{out} , le calcul suivant permet d'approximer la valeur de tension à laquelle chute chaque réservoir : d'après la figure 8

$$V_{min} = VC1_{MIN} + VC2_{AVG}$$

$$= VC_{MIN} + (VC_{MIN} + VC_{PK}) / 2,$$

$$\text{soit } V_{cmin} = (2V_{min} - VC_{PK}) / 3$$

$$= 2 \cdot (200-135) / 3$$

$$= 88,3\text{V. Il est alors simple de calculer la valeur crête de l'ondulation finale de sortie :}$$

$$V_{pk(out)} = VC1_{PK} + VC2_{AVG} = 135 + 88,3 + (135+88,3) / 2 = 246,7\text{V.}$$

$C1$ et $C2$ se déchargent tous les deux lors d'un cycle complet et doivent fournir la moitié de l'énergie consommée par le régulateur aval durant une période secteur. L'équation menant à leur valeur est identique à celle précédemment établie :

$$C1 = C2 = W / (VC_{pk} - VC_{min}^2)$$

$$= 1,66 / (135^2 - 88,3^2) = 160\mu\text{F. } C_{in}, \text{ la combinaison de } C1 \text{ et } C2, \text{ vaut } 80\mu\text{F. Il est important de noter que le doubleur 117V réclame un condensateur } C_{in} \text{ de valeur supérieure à celle demandée par le fonctionnement en pont 230V. Ainsi, en opération multi réseaux, le calcul en doubleur 117V conditionnera la taille du réservoir } C_{in}.$$

La figure 9 permet d'évaluer t_c , le temps de charge affectant chaque condensateur. Cette fois, en simple alternance, une seule impulsion apparaît sur une période réseau. Le calcul de t_c vient alors :
 $VC1_{MIN} = VC1_{PK} \cos(2\pi \cdot f \cdot t_c)$, d'où
 $t_c = (\cos^{-1} \cdot (VC1_{MIN} / VC1_{PK})) / 2\pi \cdot f$
 $= \cos^{-1}(88,3/135) / 377$
 $= 2,275\text{ms}$ (cos en radians).

La valeur crête du courant de charge s'obtient par :
 $i_{chg} = C(V_{pk} - V_{min}) / t_c$
 $= 160\mu\text{F} (135-88,3) / 2,275\text{ms} = 3,28\text{A}$.
 On en déduit la valeur RMS totale échauffant $C1$ et $C2$:

$$I_{condRMS} = i_{chg} \sqrt{t_c \cdot f - (t_c \cdot f)^2}$$

Le 2 a disparu puisqu'il n'y a plus qu'une seule impulsion sur T . Après application numérique,
 $I_{condRMS} = 3,28 \cdot \sqrt{0,1365 - 0,1365^2} = 1,126\text{A rms}$.

LES SIMULATIONS SOUS ISSPICE

Le logiciel de simulation IsSpice offre l'avantage de vérifier la validité des hypothèses émises lors des calculs. Les figures 10a, 11a et 12a, décrivent les montages étudiés dans les lignes précédentes. En figure 10b, IntuScope nous permet d'apprécier les signaux intéressants de la structure en pont de la figure 10a, dont les sondes placées sur le schéma indiquent à IsSpice de sauvegarder les valeurs. Pour une charge résistive de 100W associée à un ré-

re 1, sélecteur en position 117V. L'alternance positive charge $C1$ alors que $C2$ subit la portion négative et $V_{out} = V_{c1} + V_{c2}$. Le courant traversant chaque condensateur comprend, cette fois, une composante à 60Hz du fait du redressement monoalternance. Cependant, la tension V_r de sortie restera toujours à 120Hz grâce à la somme des tensions capacitives. La figure 8 décrit les formes d'onde en régime

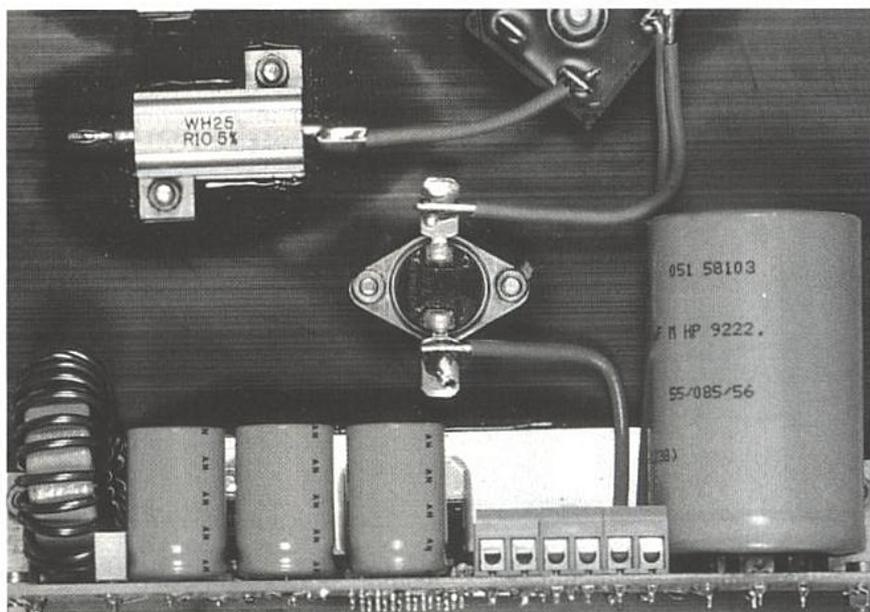
seau de 190Veff, le courant efficace qui parcourt C4 s'élève à 877mA rms. La version doubleur se comporte selon le graphique de la **figure 11b** et permet de mesurer un courant efficace circulant au travers des deux réservoirs atteignant 1,2A rms.

Si à présent, comme en **figure 12a**, nous remplaçons notre charge résistive par des impulsions de courant découpées à 2500 Hz ($P_{in}=100W$), les courbes de la **figure 12b** prennent naissance (montage en pont). Le courant de charge se présente sous la forme de carrés au rapport cyclique «d» d'un demi (palier haut de 200µs, période 400µs). Le facteur de forme atteint $1/\sqrt{d}$, soit 1,414 (voir figure 6). Le courant efficace traversant notre réservoir grimpe alors à 955mA. Si à présent la largeur des impulsions chute à 50µs, le facteur de forme augmente à 2,82. L'intensité parcourant le condensateur de filtrage progresse alors jusqu'à 1,3Arms. La **figure 12c** représente le spectre de courant, $d=0,5$, qui conditionnera le choix du réservoir. Rappelons que l'Equivalent Serial Resistor du condensateur varie avec la fréquence, comme les pertes associées, et que les constructeurs spécifient des coefficients de correction selon celle-ci. On se reportera à l'article consacré à la fabrication d'un PFC qui aborde ce problème en détail (voir bibliographie). Le calcul de la puissance absorbée au réseau s'effectue simplement par le produit temporel des grandeurs d'entrées. Une moyenne sur la période conduit ensuite à la puissance réelle.

CONCLUSION

Ces derniers exemples prouvent à quel point il est important d'embrasser la totalité des paramètres affectant le fonctionnement du redresseur. En effet, le condensateur de filtrage subit des contraintes susceptibles de varier dans un rapport deux selon la structure du courant délivré. Cet élément conditionne, en grande partie, la durée de vie du montage final, il serait dommage de négliger son dimensionnement.

IsSpice permet au concepteur de couvrir l'ensemble des configurations, en s'affranchissant des calculs fastidieux liés à la complexité des formes d'onde.



Cet article provient d'une note d'application parue dans un Power Supply Design Seminar d'UNITRODE dont la référence figure ci-dessous. Son acquisition est vivement conseillée, compte tenu de la somme d'informations qu'il contient.

Conception d'un correcteur de facteur de puissance, C. BASSO, Electronique Radio-Plans, avril 1995. SwitcherCAD, User's manual, Linear-Technology, 1992.

C. BASSO

Vous pouvez joindre l'auteur par Internet : basso@esrf.fr ou par le biais de CompuServe : 100126,177.

Bibliographie

Line Input AC to DC conversion and Input filter capacitor selection, UNITRODE, SEM-500.

EXCEM

12, chemin des Hauts de Clarefontaine 78580 MAULE

Tél. : (1) 34 75 13 65

Fax : (1) 34 75 13 66.

UNIREP représente Unitrode ZI de la Bonde

1 bis rue Marcel Paul. Bat B 91300 MASSY

Tél. : (1) 69 20 03 64

Fax : (1) 69 20 00 61.

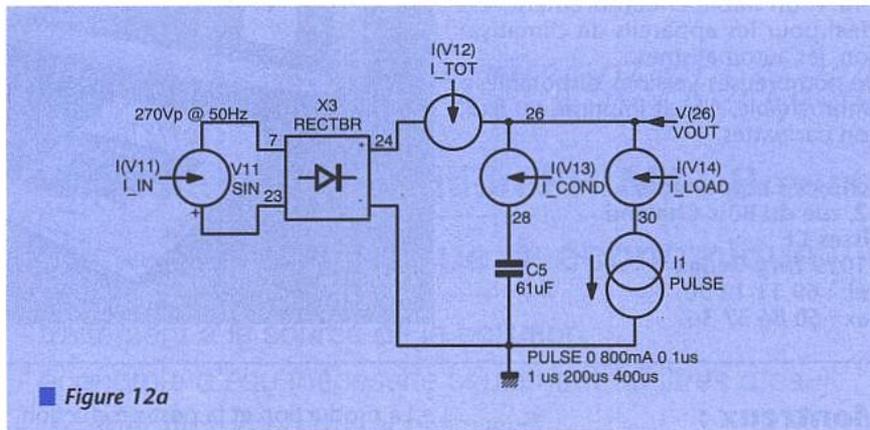


Figure 12a

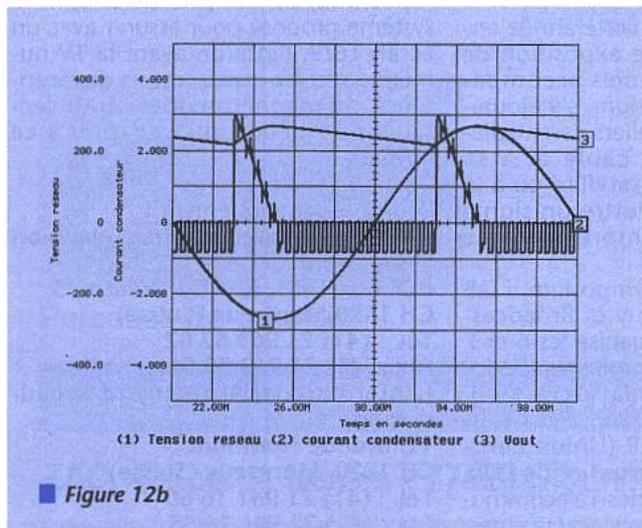


Figure 12b

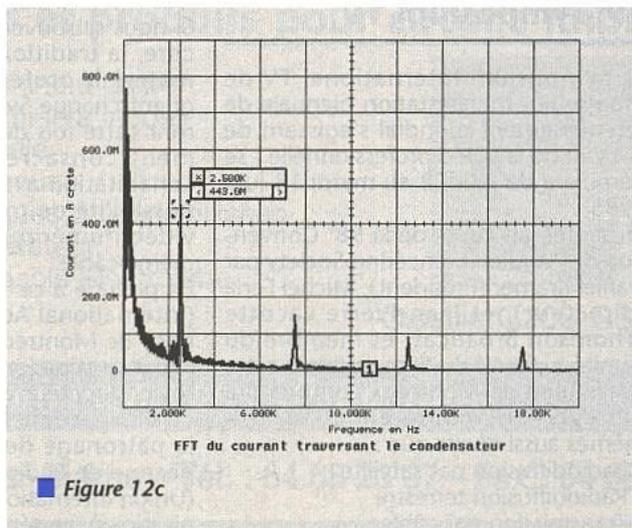


Figure 12c

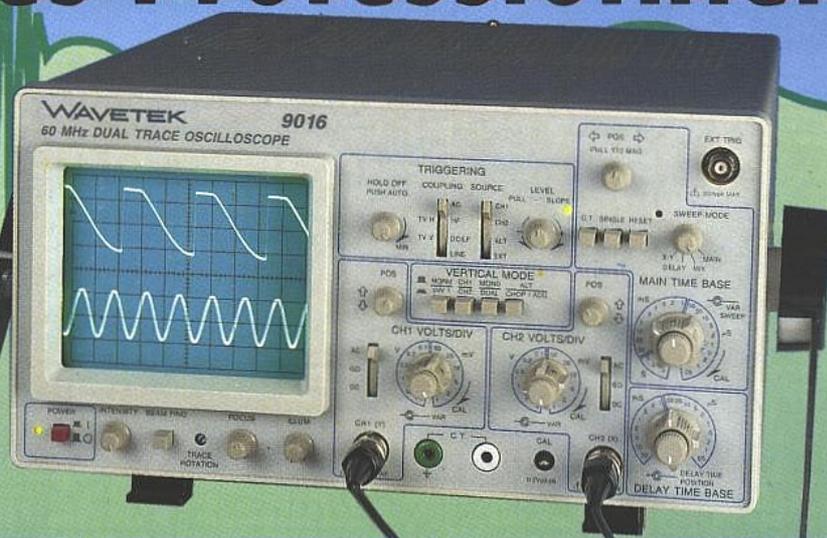
Oscilloscopes Professionnels

BI-Wavetek présente une gamme complète d'oscilloscopes robustes, fiables et économiques de 20MHz à 60MHz;

Analogiques

Digitaux

Tous les oscilloscopes BI-Wavetek sont livrés avec 2 sondes x1/x10



9012E

- 2 x 20 MHz
- Testeur de composants
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,05µs/div
- Déclenchement alterné

3795 F TTC

9020E

- 2 x 20 MHz
- Testeur de composants
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,01µs/div
- Balayage retardé

3 990 F TTC

9016E

- 2 x 60 MHz
- Double base de temps
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,05µs/div
- Déclenchement TV

8090 F TTC

9302E

- Mémoire numérique
- 2 x 20 MHz
- Base de temps 0,5µs/div; x 100 en mode numérique
- Mode 'Roll'
- Sortie analogique

7650 F TTC

Générateurs de Signaux

BI-Wavetek c'est aussi une gamme de générateurs de fonctions à faible distorsion, polyvalents, stables et souples d'emploi, dans une gamme de 0.2Hz à 2MHz.

FG2AE

1995 F TTC

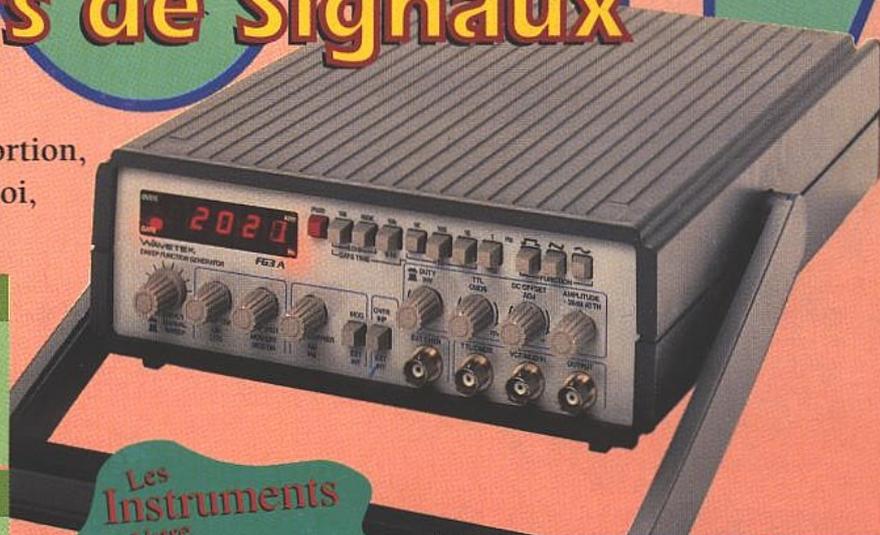
- 7 calibres de 0,2 Hz à 2 MHz
- Sortie: carrée, sinus, triangle, pulse
- Rapport cyclique variable
- Entrée VCF, Atténuation fixe, variable

FG3BE

3095 F TTC

Toutes les fonctions du FG2AE, plus:

- Compteur de fréquences internes et externes jusqu'à 100MHz
- Modulation de fréquence et d'amplitude
- Balayage linéaire ou logarithmique



Les Instruments de Votre Exigence

BI-WAVETEK

Electronique - Diffusion

59100
59000
59500
59300
59140
62000
69008
34400
92240

ROUBAIX
LILLE
DOUAI
VALENCIENNES
DUNKERQUE
ARRAS
LYON
LUNEL
MALAKOFF

15, rue de Rome
234, rue des Postes
16, rue de la Croix-d'Or
39, avenue de Saint-Amand
19, rue du Dr Lemaire
50, avenue Lobbedez
45, rue Maryse-Bastie
155, boulevard Louis-Blanc
43, rue Victor Hugo

Tél. : 20 70 23 42
Tél. : 20 30 97 96
Tél. : 27 87 70 71
Tél. : 27 30 97 71
Tél. : 28 66 60 90
Tél. : 21 71 18 81
Tél. : 78 76 90 91
Tél. : 67 83 26 90
Tél. : (1) 46 57 68 33

Fax : 20 70 38 46
Fax : 20 30 97 96
Fax : 27 87 70 71
Fax : 27 30 97 71
Fax : 28 59 27 63
Fax : 21 71 18 81
Fax : 78 00 37 99
Fax : 67 71 62 33
Fax : (1) 46 57 27 40