

électronique

RADIO
PLANS

MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS

NUMERO 569 - AVRIL 1995

LE TRACEUR DE "KELLOG" HM 8042 HAMEG

■ **CURVIMÈTRE
POUR PC**

■ **DÉLESTEUR
ÉLECTRIQUE
A 68705**

■ **THERMOSTAT
PROGRAMMABLE
POUR CONVECTEUR**

■ **TÉLÉCOMMANDE IR
MULTI USAGES**



T 2438 - 569 - 25,00 F



ETUDES ET CONCEPTION

- 29 DEUX CORRECTEURS DE FACTEUR DE PUISSANCE
- 43 UN 421 ÉLECTRONIQUE AVEC ABEL
- 87 INTERFACE PC/LPT - I2C MULTIMASTER

RÉALISATION

- 9 CHIEN DE GARDE POUR 68705
- 11 THERMOSTAT PROGRAMMABLE À PIC 16C54
- 53 TÉLÉCOMMANDE IR MULTI RÉCEPTEURS
- 61 ALIMENTATION AUDIO POUR MINI RÉGIE
- 79 DÉLESTEUR SECTEUR À 68705 P3

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19 LE TRACEUR DE CARACTÉRISTIQUES HM 8042

TECHNIQUE

- 23 PROGRAMMATION DAISY CHAIN DES ISPLSI LATTICE

CIRCUITS D'APPLICATION

- 71 UN CURVIMÈTRE POUR PC AVEC LES CODEURS HPRG HEWLETT-PACKARD

C. A. O.

- 48 TINA : DIDACTICIEL DE SIMULATION FORMAT SPICE

DÉES ET MÉTHODE

- 41 GESTION D'AFFICHEUR LCD PAR MICROCONTRÔLEUR

INFOS

- 76 ÉMETTEURS IR HAUTE PUISSANCE HP
CARTE PC TR50 KRENZ
CATALOGUE 95/96 ÉLECTRONIQUE DIFFUSION

- 78 LES MULTIMÈTRES ASYC II MÉTRIX
LE GÉNÉRATEUR DE MIRES TV890 SIDER ÉVOLUE

- 94 LES ÉTIQUETTES DE SÉCURITÉ CIL
CODEURS OPTIQUES CMS À REFLEXION HP
CAN HAUTE VITESSE TMC 1275 RAYTHEON



Le traceur de «Kellog» HM8042 :
un complément du labo bien
pratique sinon indispensable.

PAGE 19

ONT PARTICIPÉ À CE NUMÉRO :
P. ACHERNARD, J. ALARY, C. BASSO, C. DJABIAN,
A. GARRIGOU, P. GUEULLE, P. MORIN, P. OGUIC,
Ph. ROBIN, R. SCHNEBELEN, L. TRANNOIS.

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 - Téléc. : 220409 F

● Principaux Actionnaires : M. Jean-Pierre 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 abonnements». Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2,80 F en timbres.

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

Électronique Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engagent que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés. «La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux lettres des articles 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 39 200 exemplaires - Dépôt légal avril 95 - éditeur 1768 - 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 -



UN CHIEN DE GARDE POUR LE 68705P3

Le chien de garde (watch-dog en anglais)

désigne le dispositif qui surveille en

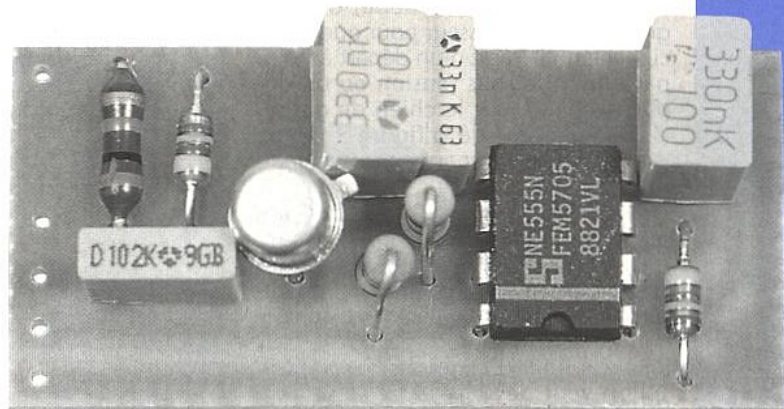
permanence le processeur pour intervenir

en cas de défaillance de celui-ci. Ce petit

montage permet d'équiper le 68705P3

ou tout autre microcontrôleur dont on souhaite améliorer la fiabilité de

fonctionnement dans certaines applications.



LA DÉMARCHE

En cas de parasite ou d'une micro-coupure secteur, le monochip peut dérailler et ne plus assurer la gestion qui lui incombe. C'est pas très gênant pour le contrôle d'une simple lampe d'éclairage, mais cela peut devenir très gênant sur un dispositif d'arrosage, de chauffage ou bien si la sirène d'alarme se bloque ad vitam aeternam !, une norme existe sur ce sujet. Le chien de garde suppose qu'il suffit de réinitialiser le monochip pour que tout rentre dans l'ordre. Le montage doit rester simple (pour ne pas tomber en panne) et être à l'écoute du processeur, il ne fait rien tant que celui-ci lui envoie le message «tout va bien». Si ce message n'est plus reçu, le chien de garde déclenche une remise à zéro du monochip.

LE SCHÉMA ÉLECTRIQUE

Pour pouvoir être facilement intégré dans une réalisation déjà existante, il a été étudié pour être le plus compact possible. Le montage est réalisé autour du circuit NE555 qui est monté en oscillateur (figure 1). La sortie RAZ doit être reliée à la patte RAZ du 68705P3, on doit alimenter le circuit et enfin faire un branchement de l'entrée E sur un point stratégique du circuit, s'il existe !, nous y reviendrons. A la mise sous tension la capacité de remise à zéro du monochip est déchargée, elle assure donc la RAZ du processeur. Sur la platine chien de garde, la capacité C3 est aussi déchargée, le chien de garde est inactif. Il restera dans cet état tant que la tension aux bornes de C3 sera inférieure au 2/3 de VCC (figure 2). Le transistor T1 décharge C3 à chaque front montant reçu sur E, c'est

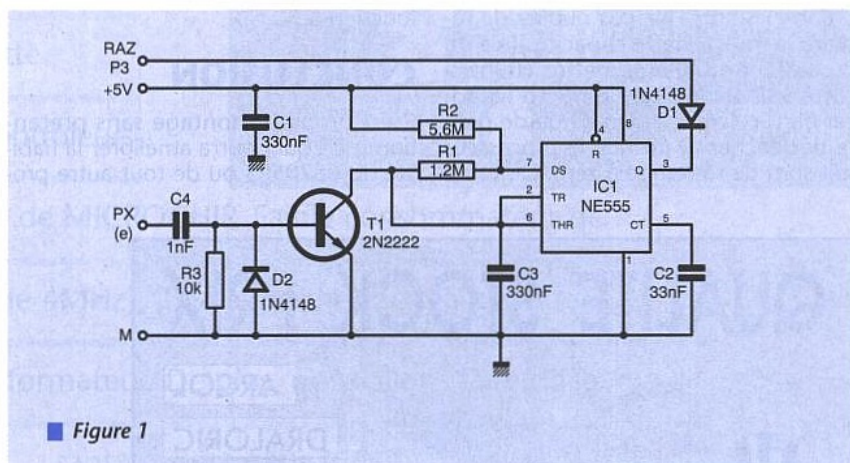


Figure 1

le message «tout va bien». Avec les valeurs de composants données, le processeur a trois secondes pour envoyer ce message lors de sa mise sous tension. Si la tension sur C3 dépasse la tension des 2/3 de Vcc le NE555 bascule et déclenche la RAZ du processeur. Le temps de RAZ est défini par R1. IC1 fonctionne alors en oscillateur, il va envoyer environ toutes les se-

condes une impulsion RAZ tant que le monochip n'aura pas répondu en envoyant une impulsion sur E avant la seconde. En résumé, le monochip doit envoyer une impulsion sur l'entrée E, au maximum, toutes les trois secondes, sauf en cas de RAZ dû au chien de garde où il n'a plus qu'une seconde pour signaler son bon fonctionnement.

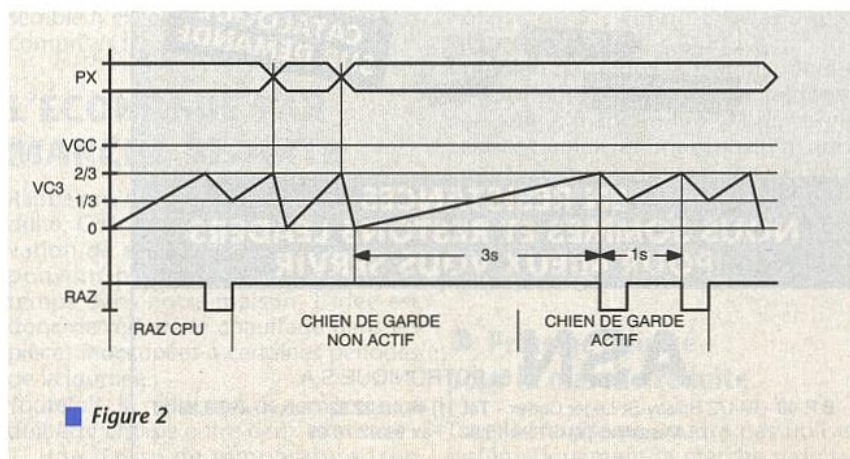


Figure 2

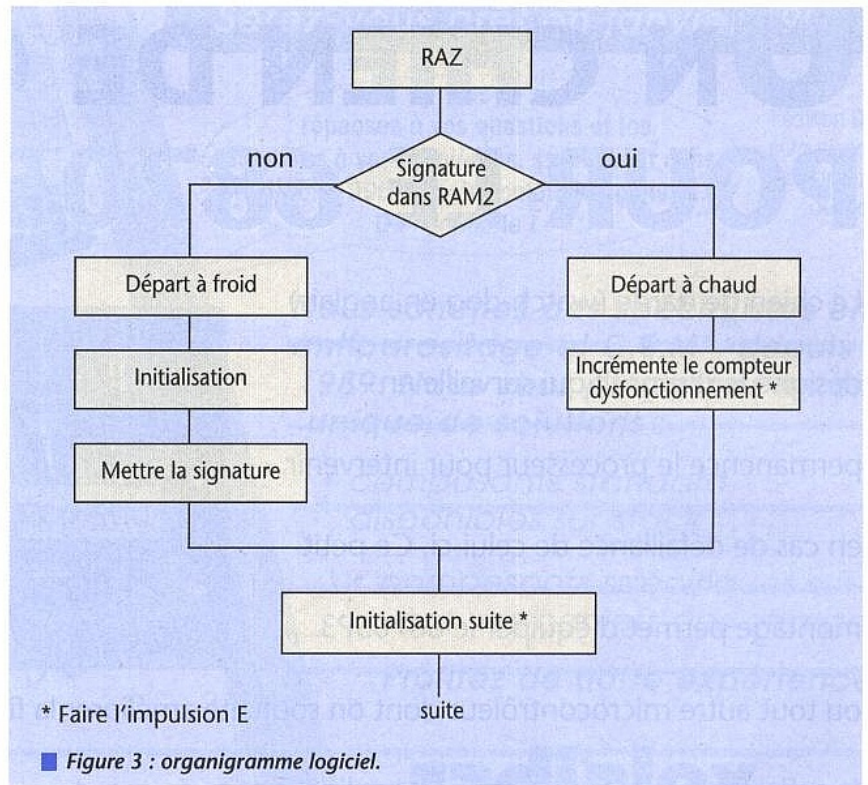
LE POINT STRATÉGIQUE

Il est facile à créer si l'on maîtrise le programme du monochip, il suffit d'ajouter un petit programme qui génère une impulsion sur un port du monochip. Ce programme sera appelé périodiquement. Enfin le nec plus ultra consiste à modifier le début du programme du processeur pour que celui-ci sache qu'il s'agit d'un départ à froid, par une mise sous tension ou un départ à chaud, par le chien de garde. L'organigramme de la figure 3 donne le plan logiciel pour arriver à ce tour de main.

Dans le cas contraire, il n'est pas rare que le processeur effectue périodiquement une action, il suffira de prendre la sortie de ce point comme point stratégique. Si les temps de une et trois secondes sont trop courts, pour les rallonger il suffit d'augmenter R1, R2, C3, si l'on veut des temps très longs on pourra utiliser la version CMOS du NE555.

LA RÉALISATION

Elle ne pose aucun problème, le petit montage peut se placer dans une réalisation existante. Ne pas oublier de réduire la valeur de la capacité RAZ du processeur 68705P3, mettre 100nF si cette valeur dépasse le micro Farad, car dans ce cas le chien de garde peut se déclencher avant que le processeur soit sorti de sa remise à zéro. De toute

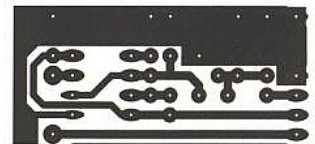


■ Figure 3 : organigramme logiciel.

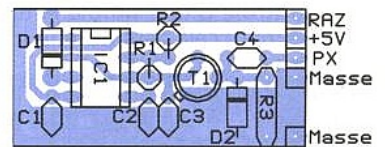
manière c'est facile à voir : plus rien ne fonctionne.

CONCLUSION

C'est un petit montage sans prétention mais qui pourra améliorer la fiabilité du 68705P3 ou de tout autre pro-



■ Figure 4



■ Figure 5

cesseur qui fonctionne dans un environnement parasité ou bien où le secteur est plus «volatile» que dans la capitale.

P. ACHERNARD

Attention les polarités de reset ou RAZ ne sont pas les mêmes suivant les familles de microcontrôleurs.

QUALITE STOCK PRIX

ARCOL

DRALORIC

HITANO

SFERNICE

SOVCOR

CATALOGUE SUR DEMANDE

EN RÉSTANCES
NOUS SOMMES ET RESTONS LEADERS
POUR MIEUX VOUS SERVIR

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

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1 : 1,2 MΩ
- R2 : 5,6 MΩ
- R3 : 10 kΩ

Condensateurs :

- C1, C3 : 330 nF
- C2 : 33 nF
- C4 : 1 nF

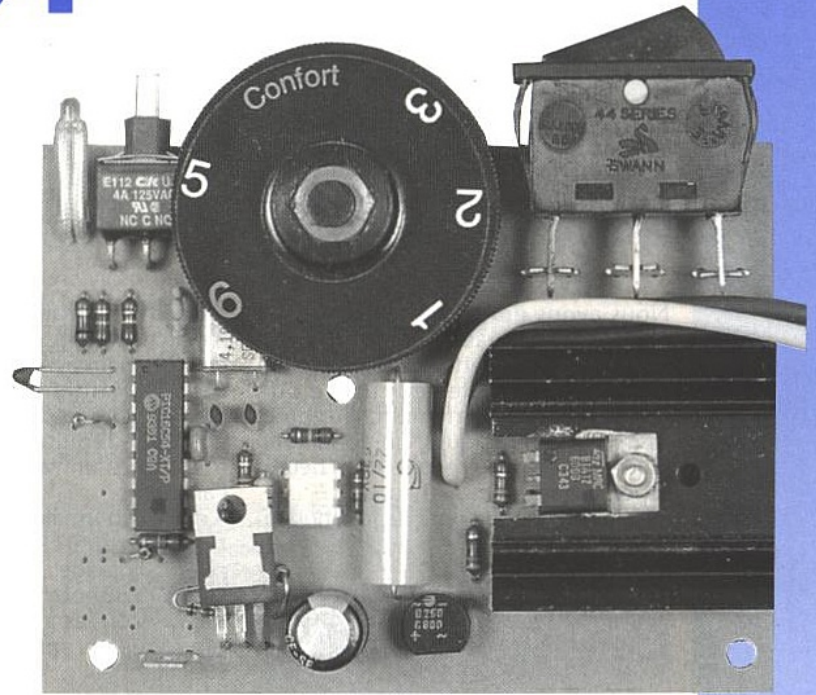
Semi-conducteurs :

- D1, D2 : 1N4148
- T1 : 2N2222
- IC1 : 555 (ou version CMOS)

THERMOSTAT AVEC ÉCONOMIE D'ÉNERGIE À PIC 16C54

Le thermostat que nous allons décrire est singulier à plus d'un titre. Jugez plutôt : tout d'abord, l'élément principal est un micro-contrôleur. Bien sûr, de nombreuses réalisations à base de ce type de circuit ont déjà été décrites. Mais ce montage n'aurait pas été possible sans cette nouvelle génération de microcontrôleurs

auquel appartient le PIC16C54 de MICROCHIP. Faible consommateur de courant (3mA avec un quartz de 4MHz), il nous permet de réaliser une alimentation secteur sans transformateur. De plus, nous allons faire de la conversion analogique/digitale ... sans convertisseur A/D !



Pour alimenter la résistance du chauffage, nous utiliserons un triac associé à un opto-triac à «zéro-crossing». Il commande le triac au passage à zéro du courant secteur et évite ainsi la génération de parasites sur le secteur. Le microcontrôleur gèrera une horloge interne afin que la température soit abaissée automatiquement lorsque vous n'occupez pas une pièce. L'économie d'énergie ainsi réalisée n'est pas négligeable !

Enfin, nous avons doté notre thermostat d'une commande extérieure par «fil pilote», procédé qui permet, à partir d'une centrale, de piloter les radiateurs selon des zones prédéfinies. Résumons-nous. Notre thermostat comprend donc :

- 1 microcontrôleur.
- 1 alimentation 220 V sans transformateur.
- 1 commande par triac et opto-triac.
- 1 horloge commandée par un pushoir et visualisée par une LED.
- 1 entrée pour fil pilote.

Nous allons le doter également de :

- 1 molette de réglage de la température bien évidemment.
- 1 thermistance pour la mesure de la température ambiante.
- 1 interrupteur d'arrêt/marche à voyant.

Tout cela tient dans un circuit imprimé de 74 x 98 mm et l'épaisseur de l'ensemble n'excède pas 24 mm, soudures comprises !

L'ÉCONOMIE PAR MARCHÉ RÉDUITE

Rappelons le principe de la marche réduite. Celle-ci est basée sur une observation de simple bon sens : nous ne pouvons pas être partout en même temps dans notre maison. L'idée est donc de réduire le chauffage dans les pièces inoccupées à certaines périodes de la journée. Toutefois, la réduction de température doit être choisie entre deux extrêmes :

1. une baisse de température trop

faible n'amène évidemment pas d'économie significative d'énergie électrique,

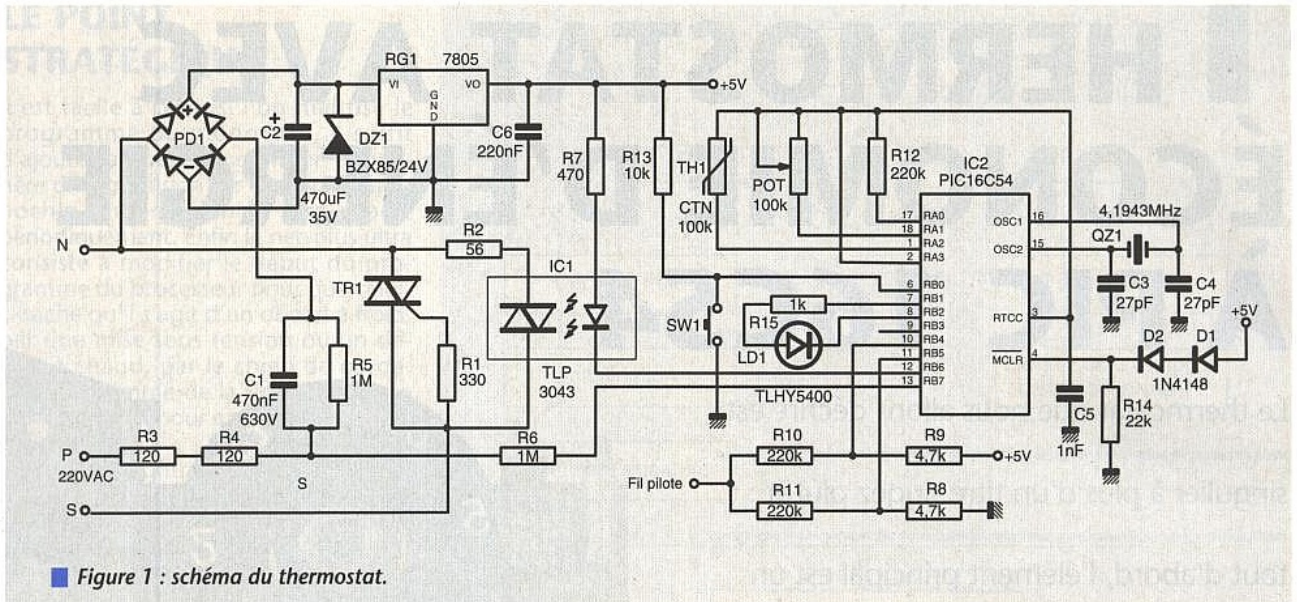
2. une baisse trop importante de la température nécessiterait une consommation trop importante d'énergie pour que la pièce retrouve sa température ordinaire.

Nous avons choisi une réduction de l'ordre de 5°, valeur couramment adoptée.

Combien de temps la marche réduite doit fonctionner ? Pour un salon ou une salle à manger, il n'y a personne pendant la nuit, en moyenne 8 heures. Il faut toutefois penser que la pièce doit être normalement chaude lorsqu'on se lève, soit environ une heure de chauffage. Il faut donc baisser la température pendant 7 heures.

● Principe adopté pour la marche réduite

Tout le monde ne voudra pas utiliser systématiquement la marche réduite.



■ Figure 1 : schéma du thermostat.

Nous avons donc prévu un poussoir permettant de valider ce fonctionnement. Quitte à mettre un poussoir, autant en faire le meilleur usage : un appui bref lance une marche réduite pour 7 heures uniques, un appui long lance une marche réduite de 7 heures répétées toutes les 24 heures. Une LED signale le type de fonctionnement :

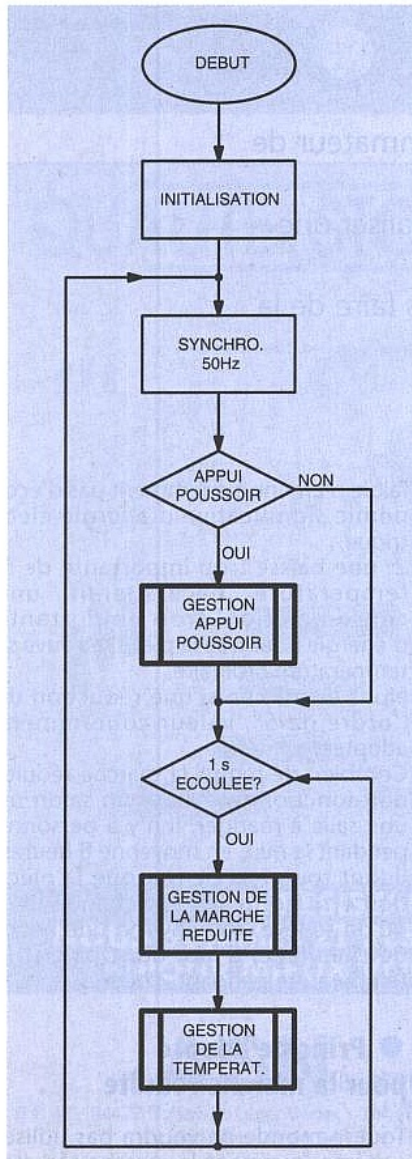
- marche normale : LED éteinte.
 - marche réduite de 7 heures uniques : clignotement avec un rapport cyclique de 50% (allumée 50% du temps, éteinte 50% restants).
 - marche réduite répétée : clignote avec un rapport de 66% pour l'allumage.
 - marche normale entre deux marches réduites répétées : rapport de 33% pour l'allumage.
- La LED clignote également pendant deux secondes à la mise sous tension pour indiquer que le microcontrôleur est OK.

4. l'arrêt.
- L'installation électrique doit comprendre un fil supplémentaire vers chaque radiateur, un même fil pouvant relier entre eux plusieurs radiateurs délimitant ainsi des zones. Ces zones seront pilotées à partir d'une centrale comprenant au moins une horloge et des interrupteurs permettant les quatre fonctions vues plus haut. Le signal sur le fil pilote est très simple à créer puisqu'il est basé sur la sinusoïde du secteur :
1. marche normale : pas de secteur.
 2. marche réduite : les deux alternances du secteur.
 3. marche en hors-gel : alternance négative du secteur.
 4. arrêt : alternance positive.
- Nous voyons qu'avec de simples diodes, la centrale sera des plus simple à réaliser et des moins coûteuses. Lorsque le fil pilote est utilisé avec la marche réduite par le poussoir, la priorité est donnée à l'économie d'énergie.

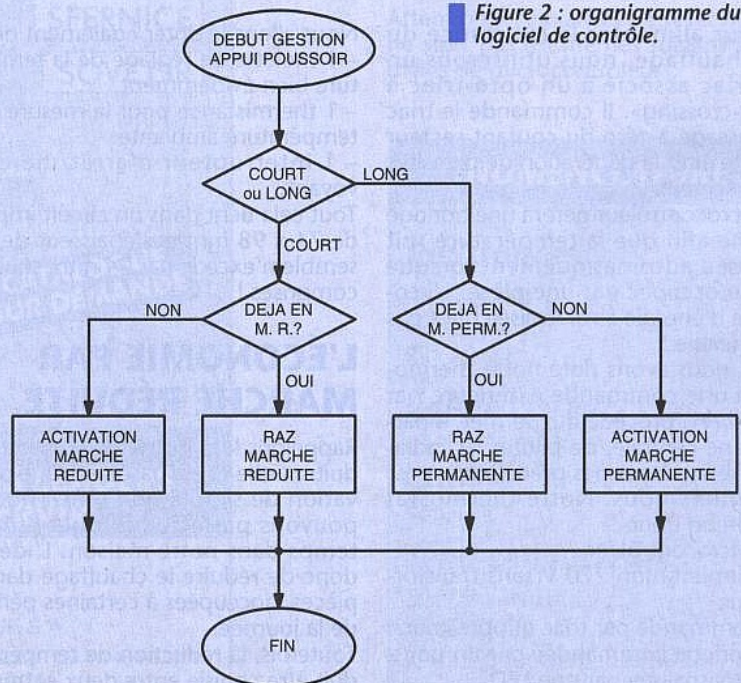
LE FIL PILOTE

Ce procédé permet de commander à distance les radiateurs selon quatre possibilités :

1. la marche normale.
2. la marche réduite.
3. la marche en hors-gel (température de chauffage à 5 ou 6°) qui évite le gel des tuyaux d'eau de la maison.



■ Figure 2 : organigramme du logiciel de contrôle.



DESCRIPTION

Nous nous référons au schéma complet de la figure 1.

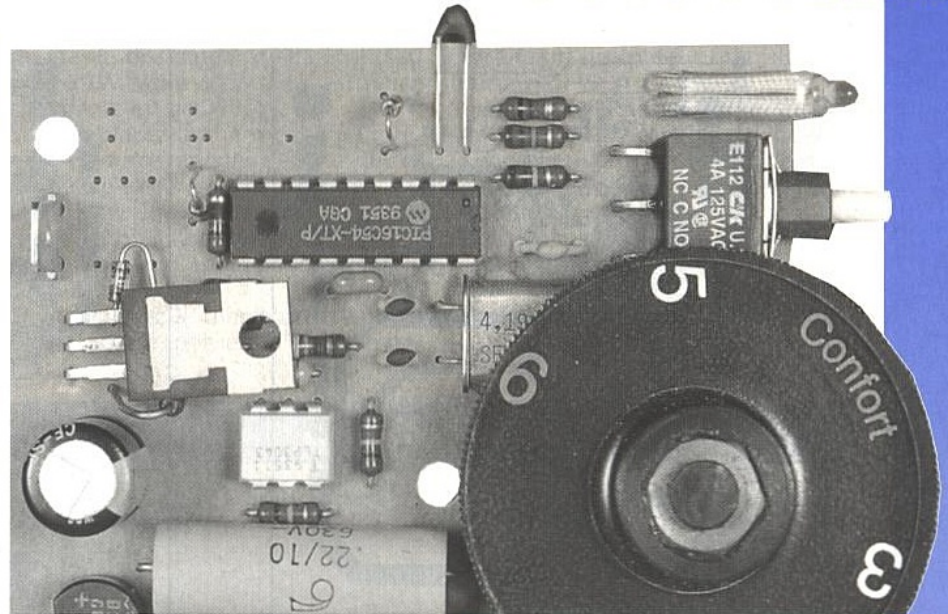
1/ L'ALIMENTATION SECTEUR SANS TRANSFORMATEUR

L'électronique utilise une tension de 5V continue et consomme entre 5 et 10 mA. Une alimentation sans transformateur convient très bien. Pour de plus amples informations, vous pouvez vous reporter au numéro 558 de mai 94 de «Electronique Radio Plans».

Le fil pilote nécessite une référence au neutre du secteur. Nous n'utiliserons donc qu'un condensateur pour chuter la tension. Nous préconisons un condensateur ayant une tension de service de 630V, le plus sûr étant de mettre un condensateur X2 supportant 250V directement à ses bornes. Ceux qui penseraient utiliser un composant avec une tension de service de 400V se préparent des surprises : le condensateur finira par percer et se mettre en court-circuit : adieu thermostat !

● Le schéma

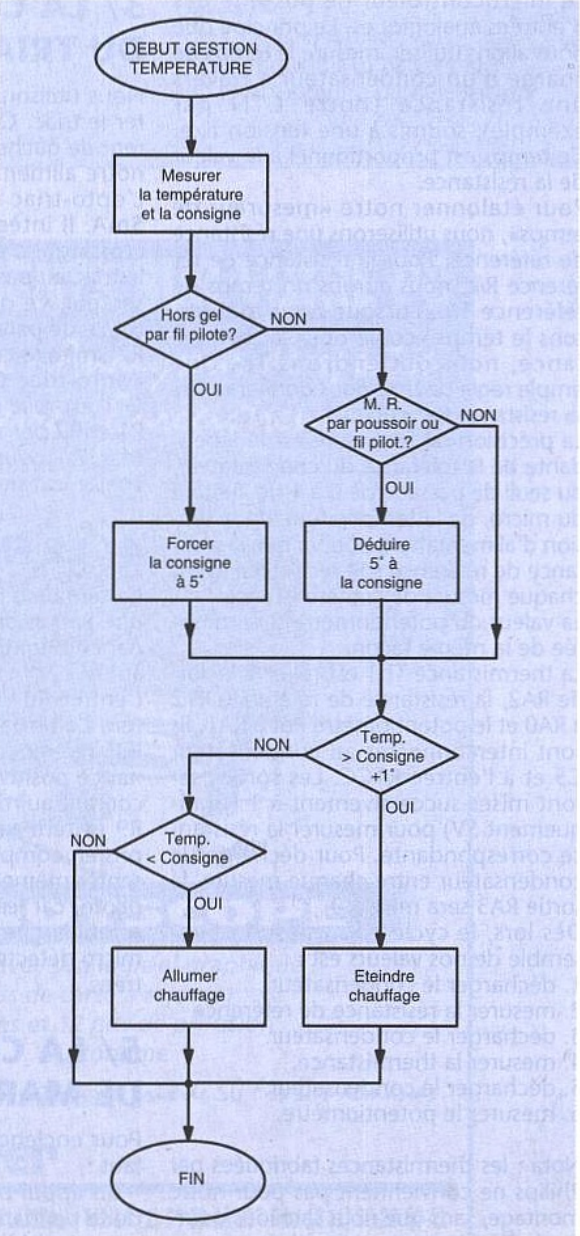
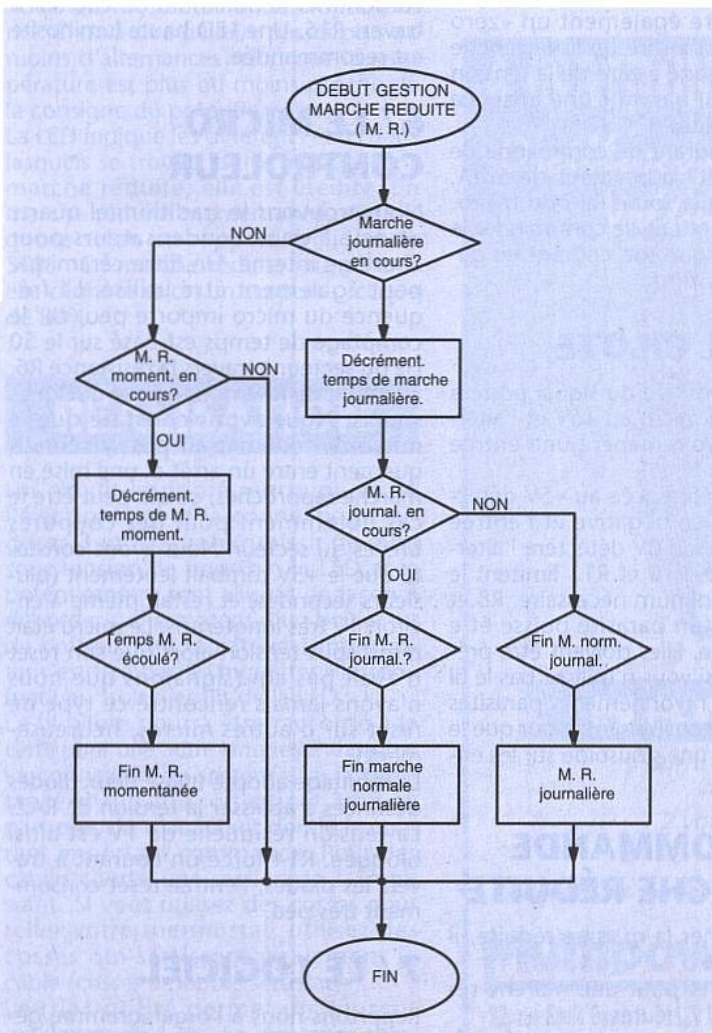
Nous trouvons donc notre condensateur C1 chargé d'abaisser l'essentiel de la tension secteur. R3 et R4 limitent l'in-

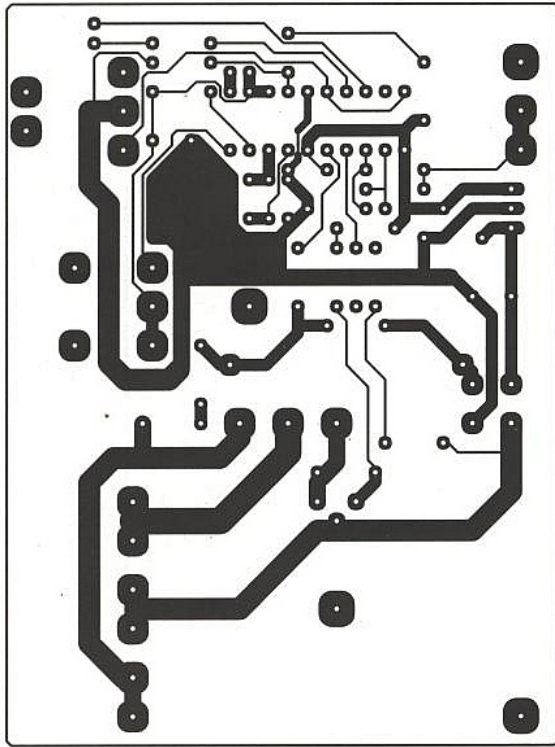


tensité du courant à une valeur raisonnable. R5 décharge C1 à la mise hors tension pour éviter à ceux qui auraient oublié que notre montage est branché sur le 220V, de revenir subitement à la dure réalité des lois de l'électricité. La suite est classique : pont de diodes PD1, condensateur de filtrage C2 et régulateur Rg1 5V. La tension à l'entrée de Rg1 ne doit pas dépasser 25V. La zener Dz1 de 22V est là pour ça. Elle écrête également les éventuels parasites secteur.

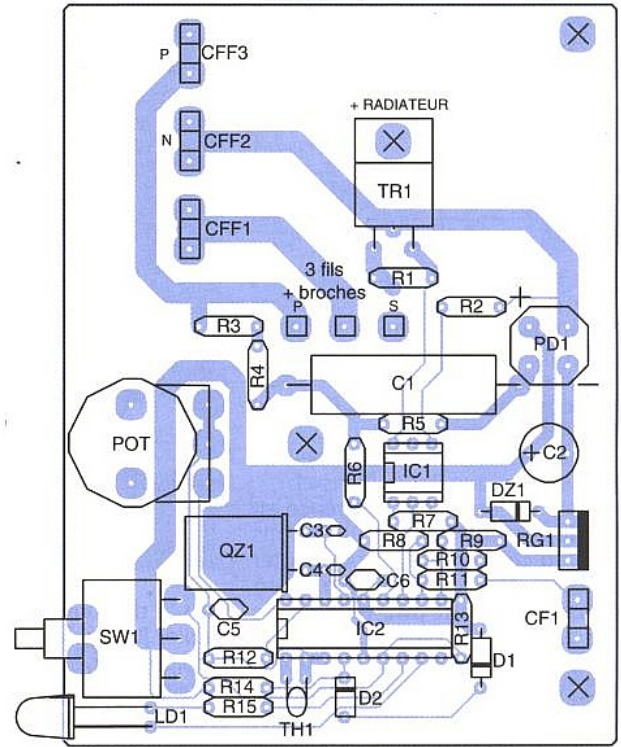
2/ LA MESURE DE TEMPÉRATURE

Cette partie fait appel à une thermistance ou résistance CTN, dont nous rappelons que la résistance diminue avec l'augmentation de température.





■ Figure 3 : circuit imprimé en simple face.



■ Figure 4

Le microcontrôleur ne possède pas d'entrées analogiques. Le principe que nous allons utiliser, mesure le temps de charge d'un condensateur à travers une résistance (notre CTN par exemple), soumis à une tension fixe. Ce temps est proportionnel à la valeur de la résistance.

Pour étalonner notre « mesureur de temps », nous utiliserons une résistance de référence. Pour la résistance de référence $R_{réf}$, nous aurons un temps de référence $T_{réf}$. Lorsque nous mesurerons le temps écoulé pour la thermistance, nous obtiendrons T_{th} . Une simple règle de trois nous donnera alors sa résistance $R_{th} = (R_{réf} / T_{réf}) \times T_{th}$.

La précision de la mesure est indépendante de la tolérance du condensateur, du seuil de passage de 0 à 1 de l'entrée du micro, de la température, de la tension d'alimentation, pourvu que la résistance de référence soit recalculée avant chaque mesure de la thermistance.

La valeur du potentiomètre sera mesurée de la même façon.

La thermistance $Th1$ est reliée à la sortie RA2, la résistance de référence R12 à RA0 et le potentiomètre Pot à RA1. Ils sont interconnectés au condensateur C5 et à l'entrée RTCC. Les sorties seront mises successivement à 1 (pratiquement 5V) pour mesurer la résistance correspondante. Pour décharger le condensateur entre chaque mesure, la sortie RA3 sera mise à 0.

Dès lors, le cycle pour mesurer l'ensemble de nos valeurs est :

1. décharger le condensateur.
2. mesurer la résistance de référence
3. décharger le condensateur.
4. mesurer la thermistance.
5. décharger le condensateur.
6. mesurer le potentiomètre.

Nota : les thermistances fabriquées par Philips ne conviennent pas pour notre montage, sans que nous sachions pourquoi. Choisissez un autre fabricant.

3/ LA COMMANDE DU TRIAC

Nous utilisons un optotriac pour piloter le triac. Celui-ci demande un courant de gâchette de 25, voire 50mA et notre alimentation ne le permet pas. L'opto-triac utilisé ne nécessite que 5mA. Il intègre également un « zéro crossing », c'est-à-dire qu'il déclenche le triac au passage à zéro de la tension secteur, ce qui garantit une absence totale de parasites.

R7 limite le courant de commande de l'opto-triac Ot1 à la valeur de 5mA. Ot1 est relié à la sortie RB6 du micro. R1 et R2 permettent de commander le triac Tr1 pour que son courant de gâchette soit de 50mA.

4/ LE FIL PILOTE

L'alternance positive du signal portera une entrée du micro au +5V et l'alternance négative ramènera une entrée au 0V.

L'entrée RB4 référencée au +5V détectera l'alternance négative et l'entrée RB5 référencée au 0V détectera l'alternance positive. R10 et R11 limitent le courant au minimum nécessaire. R8 et R9 évitent qu'un parasite puisse être pris en compte. Elles doivent être présentes même si vous n'utilisez pas le fil pilote, car les rayonnements parasites seront largement suffisants pour que le micro détecte une sinusoïde sur les entrées.

5/ LA COMMANDE DE MARCHE RÉDUITE

Pour enclencher la marche réduite, il faut :

- un appui bref pour une marche réduite pendant 7 heures.
- un appui long pour une marche ré-

duite pendant 7 heures renouvelée toutes les 24 heures.

Pour supprimer la marche réduite, un nouvel appui bref suffit.

Le poussoir est relié à l'entrée RB3 du micro. La résistance R13 tire cette entrée au +5V. Un appui force l'entrée à 0. La LED, reliée à la sortie RB2, doit consommer le minimum de courant à travers R15. Une LED haute luminosité est recommandée.

6/ LE MICRO-CONTRÔLEUR

Nous trouvons le traditionnel quartz associé à deux condensateurs pour l'horloge interne. Un filtre céramique peut également être utilisé. La fréquence du micro importe peu, car le comptage de temps est basé sur le 50 Hz du secteur à travers la résistance R6. Le circuit de RAZ nous a posé quelques soucis. Nous avons constaté que le micro ne redémarrait pas systématiquement entre un arrêt et une mise en marche rapprochés, ce qui peut être le cas notamment pour des coupures brèves du secteur. Nous avons constaté que le +5V tombait lentement (plusieurs secondes) et restait même à environ 1V très longtemps. Le micro était remis sous tension alors que son reset n'avait pas agi (signalons que nous n'avons jamais rencontré ce type de reset sur d'autres micros, heureusement).

Le montage adopté utilise deux diodes destinées à abaisser la tension de RAZ. La tension résiduelle de 1V est ainsi bloquée. R14 force un courant à travers les diodes, l'entrée reset consommant très peu.

7/ LE LOGICIEL

Reportons-nous à l'organigramme général (figure 2). Nous voyons qu'après

l'initialisation, le micro se synchronise sur le secteur. C'est-à-dire qu'il attend la montée de l'alternance positive pour exécuter la suite du programme. De cette façon, nous pourrions faire un comptage de temps basé sur le secteur. La détection des alternances présentes sur le fil pilote se fait également à cet endroit.

Ensuite, la gestion du poussoir détermine si l'appui est court ou long. Puisque le programme passe à cet endroit à chaque alternance positive du secteur, il suffit de compter le nombre de fois qu'il y passe. A noter que les parasites sont ainsi filtrés également.

La prise en compte d'un éventuel appui ou de l'état du fil pilote, ainsi que la mesure de température s'effectue toutes les secondes, soit 50 périodes du secteur.

Le programme détermine alors s'il a affaire à une marche réduite momentanée (une seule fois) ou à une marche journalière. Selon le cas, il décrémente le compteur de temps concerné et change la marche réduite lorsque le temps est écoulé.

Ensuite les mesures des valeurs analogiques de la sonde et du potentiomètre sont effectuées. Selon l'état de la marche réduite, on soustrait ou non 5°. Le contrôle du hors-gel du fil pilote se fait avant. Il est ainsi prioritaire sur la marche réduite.

On peut voir qu'un différentiel de 1° évite un changement d'état du triac à chaque mesure de température. Pour les plus exigeants de nos lecteurs, il est tout à fait possible de faire fonctionner notre thermostat en mode proportionnel. C'est-à-dire de faire passer plus ou moins d'alternances selon que la température est plus ou moins proche de la consigne du potentiomètre.

La LED indique les différents états dans lesquels se trouve le thermostat. Sans marche réduite, elle est éteinte. En marche réduite momentanée, elle clignote selon un rapport cyclique de 50%. En marche réduite journalière, elle clignote selon un rapport cyclique de 30%.

RÉALISATION

Un circuit imprimé regroupe toute l'électronique et la connectique (figures 3 et 4). L'interrupteur de mise sous tension, le poussoir, la LED et le potentiomètre sont alignés de façon à déborder suffisamment d'un boîtier ou du coffret d'un radiateur. L'interrupteur est fixé par 3 languettes «faston» fendues. Isolez les fils de la LED.

Le fil pilote pourra être raccordé à la carte pour une autre languette «faston». La connexion au secteur et à la résistance chauffante sortent par 3 fils au plus près du triac, étant donné le courant important commandé. Pour des câbles courts, une section de 1,5mm² suffit. Si vous utilisez des cosses pour relier votre thermostat, utilisez des cosses qui sertissent également le câble (cosses à double sertissage).

Le triac utilisé permet un courant maximum de 12A. La résistance ther-

mique du dissipateur devra être d'au plus 6°/W, voire 4°/W si la résistance chauffante est de 2500W.

Si vous placez le thermostat à l'intérieur de votre radiateur, évitez que la résistance électrique chauffe le dissipateur. Evitez également que la thermistance ne soit influencée par cette résistance, donc le plus bas possible dans le coffret.

Si vous placez le thermostat dans un boîtier séparé, pensez à l'aération né-

cessaire au dissipateur thermique du triac.

Vous voilà en possession d'un thermostat électronique capable de vous faire économiser votre consommation EDF. Votre porte-monnaie s'en portera incontestablement mieux.

Pour terminer, n'oubliez jamais que ce montage est relié au secteur.

L. TRANNOIS

NOMENCLATURE

Résistances :

R1 : 330 Ω
R2 : 56 Ω
R3, R4 : 120 Ω
R5, R6 : 1 MΩ
R7 : 470 Ω
R8, R9 : 4,7 kΩ
R10, R11, R12 : 220 kΩ
R13 : 10 kΩ
R14 : 22 kΩ
R15 : 1 kΩ
Pot : 100 kΩ
TH1 : CTN 100 kΩ à 25° C

Condensateurs :

C1 : 470nF, 630 V
C2 : 470µF, 25 V
C3, C4 : 27pF
C5 : 1 nF
C6 : 220 nF

Semi-conducteurs :

PD1 : pont de diodes WO4
D1, D2 : 1N4148
DZ1 : zener BZX85C24V
LD1 : LED TLHY
TR1 : BTA12/700 B triac 12 A

Circuits intégrés :

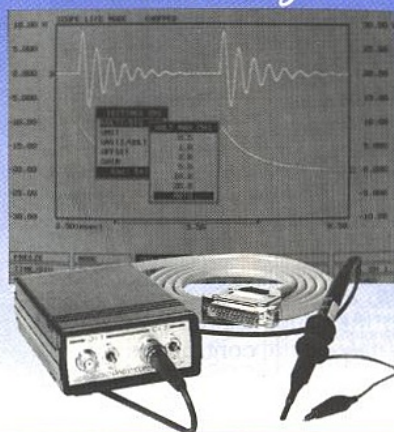
RG1 : 7805
IC1 : optotriac TLP 3043
IC2 : PIC 16C54

Divers :

QZ1 : quartz 4,1943 MHz
SW1 : poussoir E112 C et K
un interrupteur à bascule secteur.

4 INSTRUMENTS SUR VOTRE PC

Oscilloscope - Analyseur de spectre
Voltmètre - Enregistreur



HANDYSCOPE

Fourni avec son logiciel graphique
Pas de carte à rajouter
2 voies et 12 bits de précision
Autonome

Disquette de démonstration au prix de 50 Frs sur demande

Multipower

22, rue Emile Baudot - 91120 PALAISEAU - Tél: 16 (1) 69 30 13 79 - Fax: 16 (1) 69 20 60 41

LE TRACEUR DE CARACTÉRISTIQUES HAMEG HM 8042



Hameg, tout le monde connaît, principalement à cause de ses oscilloscopes, principalement analogiques, à l'excellent

rapport qualité/prix. Mais Hameg fabrique aussi toute une gamme d'appareils de laboratoire allant des alimentations aux générateurs en passant par les alimentations et compteurs, toujours avec le même souci de rapport performances-qualité/prix optimisé. Les appareils modulaires de la série 8000, conçus et fabriqués en France pour la plupart, entrent dans cette catégorie. Le traceur de caractéristiques de semi-conducteurs HM8042 est un des petits derniers de la famille qui compte déjà plus d'une vingtaine de produits.

Comme tous les appareils de la série 8000 : alimentations, générateurs, multimètres, compteurs-fréquencemètres, etc., le traceur de courbes caractéristiques 8042 nécessite l'adjonction d'un châssis alimentation 8001 dont il n'occupe qu'une moitié. On pourra donc lui juxtaposer simultanément tout autre appareil de table ou comme présenté sur les photographies un générateur de fonctions 8030.

L'extraction-insertion des «modules» tels le 8042 se fait très simplement grâce à un téton sur la face avant, le maintien étant assuré par l'usinage et le connecteur de fond de panier. Cette présentation allie à la fois esthétique grâce à l'homogénéité des façades des instruments de la série 8000, modularité et ergonomie. Les racks 8001 peuvent se superposer pour obtenir un encombrement minimum ou se transporter aisément grâce à la poi-

gnée latérale. Enfin tous les appareils de la série 8000 exploitent tout ou partie des alimentations standards du châssis 8001. Ce dernier peut donc servir à plusieurs modules, lesquels sont plus économiques puisque dégrèvés de la partie alimentation.

Ces quelques rappels effectués, revenons au 8042 proprement dit. Il s'agit d'un traceur de réseaux de kellog pour transistors bipolaires (NPN, PNP), effet de champ N ou P enrichissement ou déplétion et MOSFET, qui pourra aussi tracer les courbes caractéristiques des diodes signal, diodes zener ou encore des thyristors.

Il permet, via un oscilloscope exploité en X-Y (0,5 V/div. sur chaque axe), de visualiser les courbes et grâce à un ou deux curseurs d'afficher les valeurs statiques de polarisation et les paramètres dynamiques autour d'un point de polarisation. Trois gammes de tension, courant et puissance respectivement

2,20 et 200 mA - 2, 10, 40 V - 0,04, 0,4 et 4 W sont disponibles, ce qui autorise le test et la mesure des transistors petits signaux jusqu'à ceux de moyenne puissance.

L'appareil est protégé mais non le transistor sous test - en cas d'inversion de polarité ou encore de dépassement de son hyperbole d'équipuissance. L'utilisateur devra donc rester vigilant dans ses choix.

En cas de dépassement de gamme ou de fausse manipulation, le 8042 émet un bip sonore d'avertissement et passe off. A la mise sous tension le dispositif à tester est déconnecté. L'appui sur la touche DUT (Dispositif Under Test) le met sous tension d'après les choix de courant, tension, puissance effectués par les trois commutateurs à contacts fugitifs afférents (I_{max}, V_{max}, P_{max}). La polarité du transistor est choisie via le poussoir NPN/PNP (N ou P pour les effets de champs). Si la polarité, les

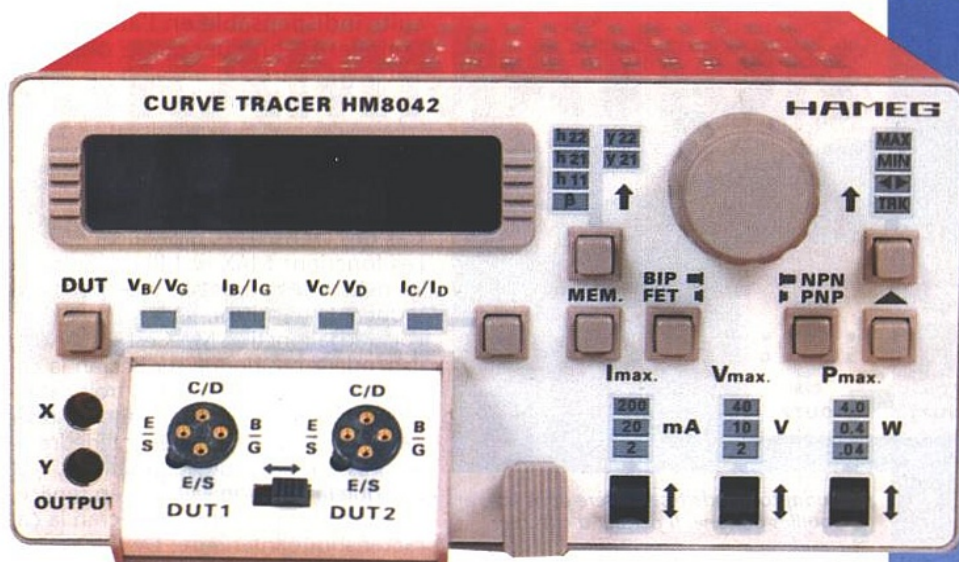
grandeurs de tests et le transistor sont bons, l'utilisateur peut alors via les touches à boucle de droite à côté de l'encodeur rotatif, sélectionner les échelles min-max, la position du curseur sur une courbe (◀▶) et le déplacement du curseur sur les différentes courbes (au nombre de cinq) par la touche ▲. Dans le cas de la mesure de h22 ou y22, la position tracking (TRK) permet de définir un delta de tension sur une courbe caractéristique par déplacement du segment validé (par min et max) le long de cette dernière. Dans le cas de la mesure de y21, h21, h11, deux curseurs au même point de tension peuvent être simultanément déplacés sur deux courbes contiguës pour obtenir un delta de courant de collecteur (ou de courant ou tension de base). Le choix des paramètres dynamiques et du gain statique (β) s'opère par la touche à boucle située sous les symboles des paramètres. Dans tous les cas un voyant LED vert rappelle la position courante des choix validés par les touches à boucle.

La sélection de l'affichage des grandeurs statiques s'effectue par la touche située à droite des voyants LED V_B/V_G , I_B/I_G , V_C/V_D , I_C/I_D . Il est évident qu'on ne peut afficher qu'une grandeur ou un paramètre à la fois, l'endroit de mesure étant toujours rappelé sur le scope par la position du ou des curseurs apparaissant en surbrillance (palier sur la dent de scie X).

L'afficheur quatre chiffres plus signe électroluminescent vert indique les unités pour les grandeurs ou paramètres dimensionnés : μA , mA, V, Ω , μS et un coefficient multiplicateur (X10, X100) en cas de besoin. Rappelons que β et h21 (rapport de courants) sont sans dimensions, que h22, y21, y22 s'expriment en μS ($\mu A/V$) et que h11 est homogène à une résistance.

Les plots de connexion sont soit des douilles banane femelle pour C(D), B(G), E(S), soit des supports d'insertion disposés sur un adaptateur de test. Ce dernier s'insère dans les trois douilles banane et permet l'insertion des deux dispositifs commutables par l'inverseur DUT1-DUT2. Cet adaptateur est conçu pour effectuer rapidement des comparaisons entre transistors d'un même type ou pour établir rapidement un appariement N/P. La touche MEM permet de figer un jeu de grandeurs de polarisation et le paramètre à mesurer sélectionné pour comparaison à un autre dispositif. L'affichage rappelle ce mode de travail (Δ) et donne l'écart sur ce paramètre uniquement en valeur absolue (plus signe) relativement à la valeur enregistrée.

Deux cordons fournis permettent de relier le 8042 à l'oscilloscope via les plots X et Y situés à gauche de la face avant, mais si ces cordons sont trop courts ou si l'utilisateur souhaite récupérer les sorties X, Y à d'autres fins, deux embases BNC situés à l'arrière du châssis 8001 relaient ces signaux. Par contre, il n'y a pas d'interface numérique (RS232 ou IEEE), les données traitées par le microcontrôleur interne et affichées ne peuvent donc pas être récupérées.



■ Une façade claire et esthétique. Le téton permet l'extraction du châssis 8001.

Principe de fonctionnement

Le 8042 fournit des dents de scie calibrées ($T \approx 2,4$ ms) en tension de collecteur ou de drain - négatives ou positives selon la polarité choisie, PNP (fet P) ou NPN (fet N) - et des paliers étalonnés négatifs ou positifs (cinq) en courant ou tension (I_B , V_G) de base ou grille ; l'émetteur ou la source sont référencés au zéro volt. Un curseur ou deux peuvent être déplacés le long d'une ou deux dents de scie contiguës et matérialisent les endroits de mesure (par conversion A/N) de V_{BE}/V_{CE} , I_B/I_G , V_C/V_D , I_C/I_D et le β (gain en courant statique pour un bipolaire), c'est-à-dire toutes les grandeurs statiques et par deux curseurs positionnés selon son choix sur le réseau, les caractéristiques dynamiques : h11, h21, h22 pour un transistor bipolaire et y21, y22 (gm, $1/\rho$) pour un FET ou un MOSFET.

Rappelons que les paramètres hybrides et admittances se définissent comme suit :

$$h_{11} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} (V_{CE} = \text{cte})$$

$$h_{12} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} (I_B = \text{cte})$$

(non accessible sur le HM 8042)

$$h_{21} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} (V_{CE} = \text{cte})$$

$$h_{22} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} (I_B = \text{cte})$$

$$y_{21} (\text{gm}) = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{GS}} (V_{DS} = \text{cte})$$

$$y_{22} (1/\rho) = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{DS}} (V_{GS} = \text{cte})$$

Il suffit donc de prendre deux points pour les grandeurs variables et de faire le rapport des différences, ce qui est effectué par le microcontrôleur.

Exemple : pour $V_{CE} = 5$ V = cte, on mesure pour deux valeurs de I_B contiguës, deux valeurs induites de I_C , alors

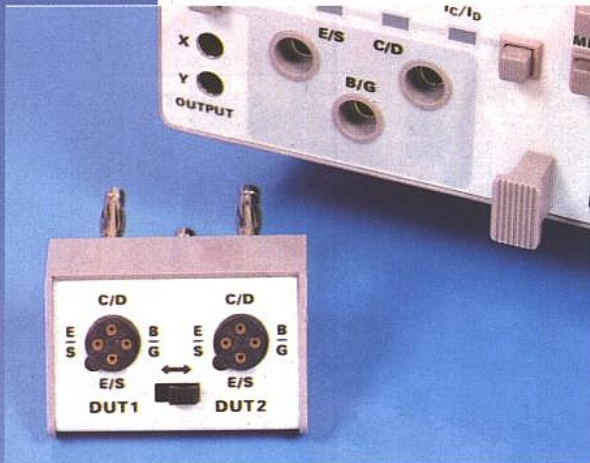
$$h_{21} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}} (\text{à } V_{CE} = 5 \text{ V})$$



■ Le 8042 est extrait du châssis 8001.

La face arrière du 8001 avec les BNC de relais des sorties de façade. Le connecteur mâle imprimé s'emboîte dans celui du 8001.





L'adaptateur de test s'insère dans les douilles banane. Il permet d'effectuer rapidement des comparaisons grâce à l'inverseur.

Dans le cas de diodes signal ou zener, on peut simplement en les connectant en C(D) et E(S) et en commutant la polarité, afficher la caractéristique directe et inverse (après un bon choix de I, V et P bien entendu).

Tous ces paramètres varient bien sûr pour une grande excursion, raison pour laquelle certains ne sont valables qu'en régime de petits signaux. Si on balaye le réseau de caractéristiques, on s'aperçoit de l'ordre de grandeur des variations, ce qui donne les bons choix de polarisation et les limites de validité. Pour les étudiants, cela s'avère très didactique et pour le concepteur des cir-

cuits indispensable en l'absence de données techniques sur le dispositif soit pour opérer du tri soit pour établir un domaine de validité.

● Disposition des caractéristiques

Cas des transistors bipolaires

Les fonctions MAX et MIN définissent les paliers de courant de base pour «attaquer» le transistor.

Lorsque la fonction MAX est en service, l'encodeur positionne sur l'écran la caractéristique supérieure. Les trois caractéristiques entre la caractéristique supérieure et la caractéristique inférieure se répartissent de façon automatique.

Lorsque la fonction MIN est en service, l'encodeur positionne sur l'écran la caractéristique inférieure. Les 3 caractéristiques entre la caractéristique supérieure et la caractéristique inférieure se répartissent de façon automatique.

A la mise sous tension, le pas de déplacement des caractéristiques MAX et MIN est à sa valeur minimum quelle que soit l'échelle sélectionnée (gamme 1). Le déplacement des courbes MAX et MIN est réalisé suivant 3 gammes :

Gamme	Valeur du pas de Ib	Nbre de pas
1	0,8 uA±10%	127
2	8 uA±10%	127
3	80 uA±10%	127

Cas des transistors à effet de champ

Dans le cas des transistors à effet de champ, les caractéristiques sont para-

métrées suivant Vg. Les fonctions MAX et MIN modifient les paliers de Vg permettant ainsi la visualisation d'un faisceau de caractéristiques sur l'oscilloscope.

Le déplacement des courbes MAX et MIN est réalisé en une seule gamme :

Excursion de Vg	Nbre de pas	Valeur du pas de Vg
-10V à +10 V	256	20V/256.

CONCLUSION

La construction soignée du HM8042 et sa grande simplicité d'exploitation en font un excellent appareil de complément au laboratoire. Son coût de 3380 F HT (avec cordons et support de tests) reste faible eu égard aux services qu'il rendra et à la qualité de sa conception. Une interface RS232 serait la bienvenue mais tel qu'il est et à ce prix le HM8042 constitue un bon investissement.

Rappelons que le châssis 8001 est indispensable mais qu'il pourra se partager avec un autre appareil. Son coût est de 1330 F HT.

Le 8042 reste dans la lignée des produits de la famille 8000 : de bonnes performances, une fabrication sérieuse et une garantie de deux ans.

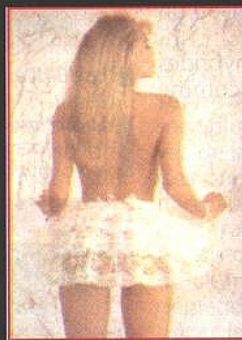
C.D.

Hameg France SARL
5-9, avenue de la République
94800 Villejuif
Tél. : (1) 46 77 81 51.

3617 TeleDisk

Recevez chez vous et sur disquette les logiciels que vous sélectionnez !

- Connectez-vous sur le serveur 3617 code TeleDisk
- Choisissez le format de votre disquette (parmi les 4 qui vous sont proposés)
- Copiez sur votre disquette les fichiers que vous sélectionnez après avoir éventuellement lu leur descriptif en français
- Laissez vos coordonnées pour recevoir la disquette que vous avez fabriqué



La liste des catégories de logiciels présents sur TeleDisk :

- Adultes-Only
- Anti-Virus
- Bureautique
- Communication
- Compression
- Educatifs
- Geoworks
- Graphisme
- Jeux
- Musique
- Programmation
- Ray-Tracing

Pour DOS et/ou WINDOWS



DERNIERES NOUVEAUTES

LATTICE

ISP Starter Kit de LATTICE	111.2670	1.008,10 ^F TTC
GAL 22V10 B10 LJ	111.2392	106,00 ^F TTC
LSI 1016-60 LJ	111.2388	124,00 ^F TTC

NOUVEAUX KITS

Kit PLATINE D'EXPERIMENTATION POUR ISP 1016

(Décrit dans ELEKTOR 11/94 - 940093)

Le complément idéal du Starter KIT LATTICE ci-dessus.

Le kit complet avec LSI 1016, supports spéciaux et logiciel - sans alim
111.8130 500,00^F TTC

Kit CHARGEUR D'ENTRETIEN POUR BATTERIE AUTO / MOTO EN HIVERNAGE

(Décrit dans ELEKTOR 11/94 - 940083)

Le kit complet (avec boîtier) 112.8250 370,00^F TTC

Modules AUREL

Modules OEM de transmission HF sur 433,92 MHz.
Technologie SAW. Modulation : AM

Emetteur TX-433 SAW	111.3763	185,00 ^F TTC
Récepteur professionnel STD 433	111.3767	375,00 ^F TTC
Récepteur économique RF 290 A5S	111.3771	110,00 ^F TTC

Prix par quantité et autres fréquences : Nous consulter.

Selectronic
L'UNIVERS ELECTRONIQUE

CONDITIONS
GENERALES
DE VENTE :

Voir nos
publicités
annexes.

3615 SELECTRO UN NOUVEAU SERVICE SUR NOTRE SERVEUR : La BBS de PARALLAX concernant le Basic Stamp, etc...

LA PROGRAMMATION «DAISY-CHAIN» DES COMPOSANTS isp LATTICE

Avec l'ispGAL22V10, puis les
ispGDS, et tout dernièrement
les ispLSI, nous avons fait
découvrir progressivement à
nos lecteurs l'ensemble des
composants LATTICE
programmables «en circuit»
(rappelons que le sigle «isp»
signifie «in system



programmable»). Le moment est maintenant venu de libérer toute la puissance
de cette technologie en passant à la programmation de cartes équipées de
plusieurs composants isp, avec ou sans panachage entre familles. Grâce à une
interconnexion spéciale dite «daisy-chain» et à des logiciels appropriés, la
manœuvre est particulièrement facile à exécuter, surtout si on prend la peine de
construire la carte-support qui va être décrite ici, complément logique de l'isp
Starter Kit que possèdent déjà beaucoup de nos lecteurs.

RÉCAPITULONS !

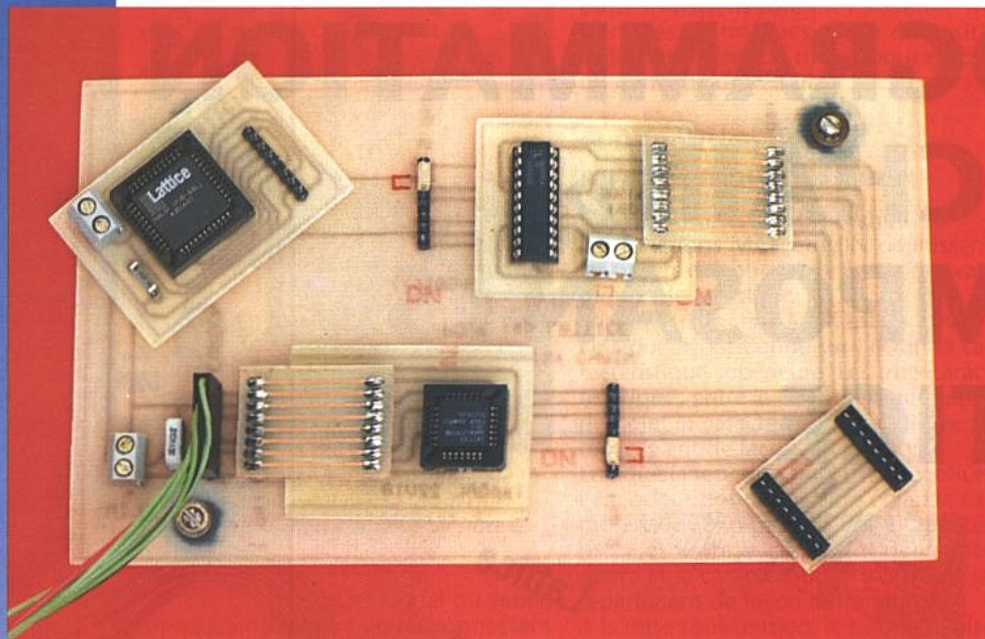
Dans l'état actuel des choses, la
gamme des composants isp se compose
des éléments suivants :

- l'ispGAL22V10, un GAL22V10 présenté exclusivement en boîtier PLCC à 28 broches et pouvant être programmé «en circuit» par simple téléchargement à travers un bus à quatre fils (voir ERP N° 562) ;

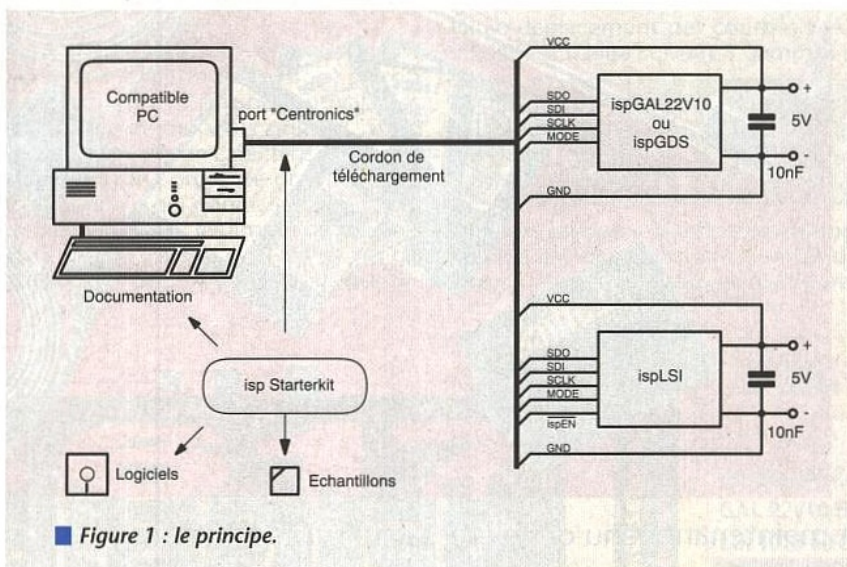
- la famille de «matrices logiques» ispGDS, astucieux composants téléchargeables qui remplacent avantageusement les «dipswitches» et autres cavaliers (voir ERP N° 565) ;
- la famille ispLSI, qui rassemble un grand choix d'EPLD de densités comprises entre 1000 et 14 000 portes, téléchargeables en circuit par un simple bus à cinq fils (voir ERP N° 567).

Tous ces composants sont basés sur

une technologie non volatile effaçable électriquement : même si on parle volontiers de «téléchargement» plutôt que de «programmation», ils ne perdent en aucune façon leur contenu à la mise hors tension. Ils ne nécessitent par contre pas à proprement parler de programmeur, puisque celui-ci est carrément intégré dans leur boîtier même : un simple cordon de liaison suffit pour les pro-



■ L'ensemble de programmation «Daisy-Chain».

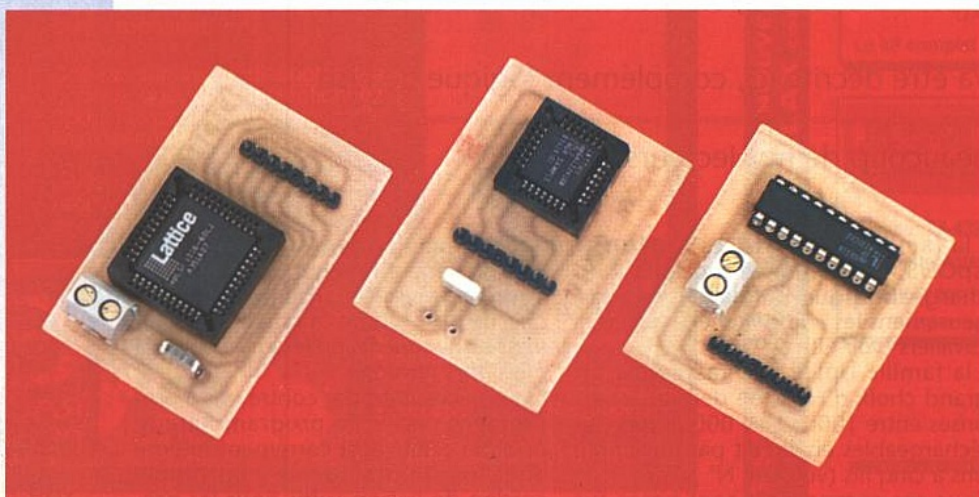


■ Figure 1 : le principe.

grammer, sous 5 volts, à partir du premier compatible PC venu. Mais l'opération peut tout aussi bien être exécutée par un processeur embarqué sur la carte applicative, à partir d'une EPROM, d'une disquette, ou de données reçues par modem. LATTICE fournit tous les logiciels néces-

saires à la mise en œuvre complète de ces composants (à l'exception du compilateur logique pour 22V10, couramment disponible par ailleurs), sous diverses formes dont la plus populaire est assurément l'isp Starter Kit. Pour une dépense très modique, cet ensemble de prise en main contient un

■ Quelques modules de programmation déjà décrits.



jeu de cordons de téléchargement, des échantillons des trois familles de composants isp, et tous les logiciels accompagnés d'une documentation exhaustive.

Au fur et à mesure de la présentation dans nos colonnes de ces trois familles de composants isp, nous avons décrit la construction d'adaptateurs de programmation permettant de manipuler efficacement avant même d'avoir développé une première carte applicative.

Typiquement, il s'agit de petits circuits imprimés rassemblant un connecteur pour le cordon de téléchargement, un bornier pour l'alimentation 5 volts, et un support approprié (PLCC ou DIP). Ils communiquent donc avec le port «Centronics» du PC par six ou sept fils (le huitième contact du connecteur de téléchargement est un détrompeur), selon le principe résumé à la figure 1. Les composants ispLSI nécessitent un fil spécifique (/ispEN) car leurs broches de téléchargement SDO, SDI, SCLK, et MODE ne sont pas réservées à ce seul usage comme sur les ispGAL et les ispGDS : elles servent d'entrées-sorties en fonctionnement normal !

L'application d'un niveau bas sur /ispEN place ainsi l'ispLSI en mode «téléchargement», le retour en mode de fonctionnement normal se faisant par remise au niveau haut de cette broche spécialisée.

PROGRAMMER PLUSIEURS COMPOSANTS isp À LA FOIS

Une même carte applicative d'une certaine complexité contiendra couramment plusieurs composants isp, n'appartenant pas nécessairement tous à une seule et même famille.

Pour une programmation à partir d'un compatible PC (en phase de développement, de production, ou même de mise à niveau), il est à l'évidence plus pratique de brancher puis débrancher une seule fois un unique connecteur plutôt que de renouveler l'opération pour chaque composant.

Si c'est le processeur de la carte applicative qui se charge du téléchargement, on imagine mal de consommer librement ses ressources d'entrée-sortie pour y relier chaque composant isp par un bus distinct.

Dans les deux cas, on souhaitera pourtant pouvoir reprogrammer à tout moment, si nécessaire, chaque composant isp indépendamment des autres... Le principe «daisy-chain» imaginé par LATTICE répond très exactement à ces préoccupations tout en étant extrêmement simple à appliquer grâce à des logiciels spécialisés.

D'un point de vue matériel, tout repose sur l'agencement décrit à la figure 2, les composants concernés étant bien entendu supposés alimentés normalement sous 5 volts.

Les signaux SCLK, MODE, et s'il y a lieu /ispEN sont distribués en parallèle sur tous les boîtiers concernés. tandis

qu'une boucle série est réalisée avec les signaux SDO et SDI.

Il faut donc relier la sortie SDI du cordon de téléchargement à la broche SDI du premier composant isp de la chaîne, la sortie SDO de celui-ci à l'entrée SDI du suivant, et ainsi de suite jusqu'au dernier dont la sortie SDO rejoindra l'entrée SDO du cordon : pouvait-on faire plus simple ?

Bien entendu, tout composant éventuellement absent de la chaîne devra être remplacé par une liaison directe entre ses broches SDI et SDO, afin d'assurer la continuité de la chaîne.

Sur le plan logiciel, pas question évidemment de se servir des programmes destinés au téléchargement de composants isolés ! Mais LATTICE offre maintenant deux fort beaux outils permettant de programmer des composants isp indifféremment à l'unité ou en « daisy-chain » : l'un, assez rustique, fonctionnant sous DOS et l'autre opérant sous WINDOWS 3.1x avec toute la convivialité qu'on est en droit d'en attendre.

Naturellement, ces logiciels sont compatibles avec tous les isp Starter Kits, et peuvent avantageusement être ajoutés aux plus anciens, qui ne les contenaient pas encore.

Capables d'analyser la composition de la chaîne pour indiquer quels composants elle contient et dans quel ordre, ils sont capables d'effacer, programmer, vérifier, ou lire à volonté tout ou partie des composants isp installés. Une option « no operation » permet bien sûr de laisser tel ou tel composant intact pendant qu'on en programme ou efface d'autres.

En effet, chaque membre de la famille isp possède un code d'identification qui lui est propre, et que peut lire le logiciel de téléchargement : la figure 3 rassemble les codes des ispLSI les plus courants, tandis qu'on apprendra avec intérêt que l'identifiant de l'ispGAL22V10 est 08h (00001000), et ceux des ispGDS 14, 18, et 22 respectivement 70h, 71h, et 72h.

Et pour les applications nécessitant le téléchargement de composants isp par un processeur embarqué, la disquette « ispCode » contient toutes les routines nécessaires pour programmer facilement, en langage C, le fonctionnement de la « daisy-chain ».

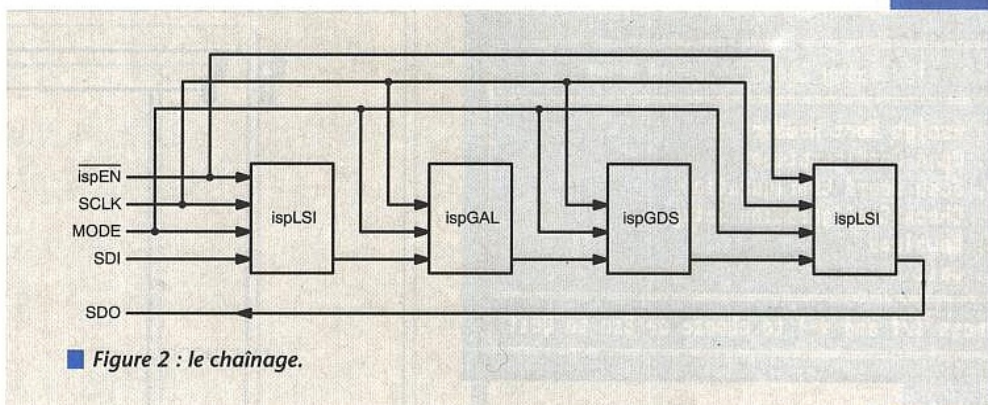


Figure 2 : le chaînage.

CIRCUIT	MSB	LSB
ispLSI 1016	00000001	
ispLSI 1024	00000010	
ispLSI 1032	00000011	
ispLSI 1048	00000100	
ispLSI 1048C	00000101	
ispLSI 2032	00010101	
ispLSI 3256	00100010	

Figure 3

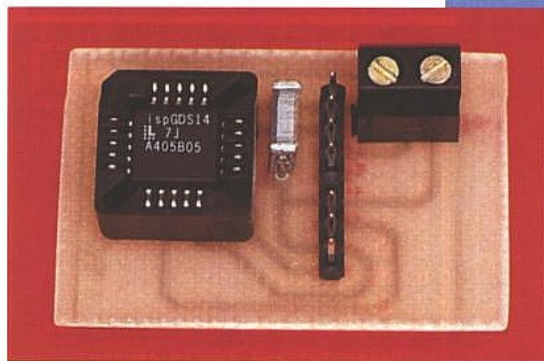
posons ici la réalisation est destinée à recevoir simultanément jusqu'à quatre des modules déjà décrits, et se branche tout simplement au bout du câble de téléchargement du Starter Kit comme n'importe lequel de ces modules.

Bien que les logiciels supportent jusqu'à trente composants isp par daisy-chain, il est conseillé de ne pas en brancher plus de huit sur le cordon de téléchargement, cela pour des raisons de qualité de signal.

Quatre emplacements suffiront d'ailleurs dans la plupart des cas, notamment pour réunir sur la même carte les trois échantillons que contiennent normalement les isp Starter Kits : un 22V10, un GDS14, et un LSI 2032 ou parfois 1016.

Avant de fournir les plans de cette carte, nous allons compléter notre série de modules par une version PLCC de celui destiné à l'ispGDS14, seulement développé jusqu'à maintenant en version DIL.

Tous les échantillons du kit auront ainsi



Le nouveau module de programmation pour ispGDS 14 en boîtier PLCC.

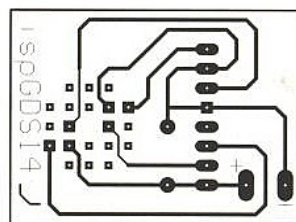


Figure 4

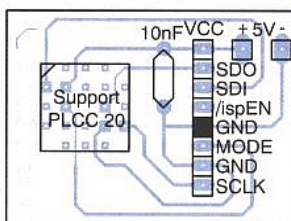


Figure 5

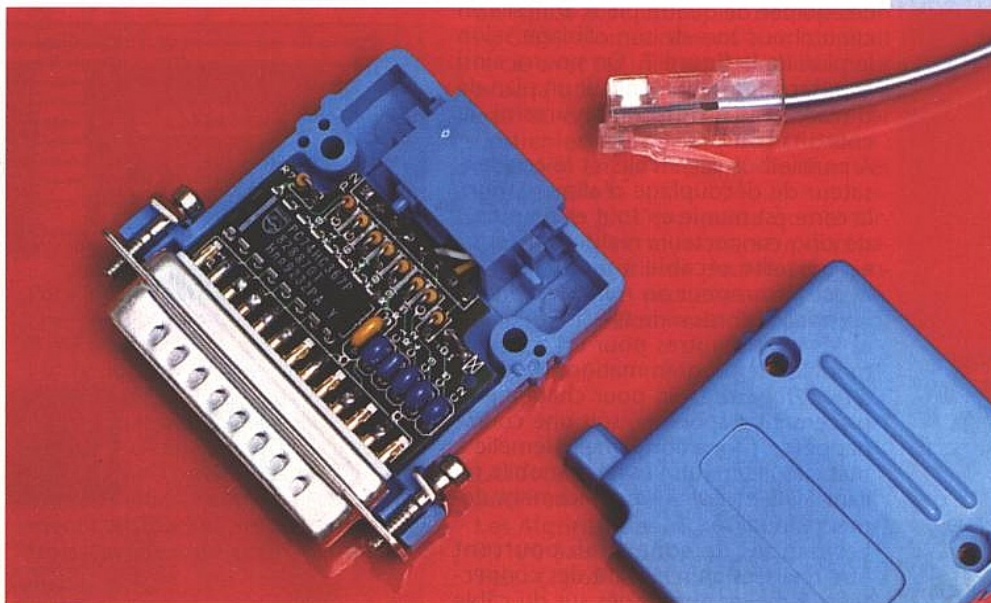
Tous les échantillons du kit auront ainsi

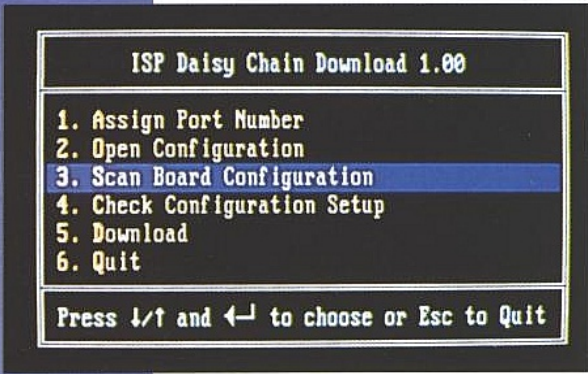
Le cordon de téléchargement du starter kit.

RÉALISATION D'UNE CARTE DE PROGRAMMATION «DAISY-CHAIN»

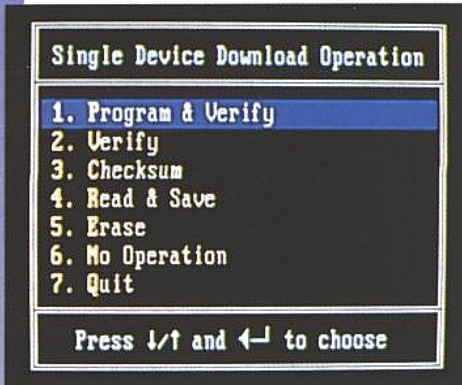
Bien que les logiciels « daisy-chain » permettent d'opérer, avec un confort sérieusement accru, sur les modules de programmation individuels que nous avons décrits jusqu'à présent, il serait dommage de se passer de la possibilité de traiter plusieurs composants isp à la fois sans pour autant disposer encore d'une carte applicative en bonne et due forme.

La carte-support dont nous vous pro-





■ Exploitation sous DOS.



leur module (celui du LS12032 convient aussi au LS11016), et il serait facile d'en créer d'autres pour n'importe quel composant isp existant ou à venir.

Le tracé de son circuit imprimé apparaît à la **figure 4**, et son plan d'implantation à la **figure 5**. Le connecteur sera réalisé comme à l'accoutumée avec un tronçon de barrette sécable à picots carrés, dont on arrachera ou coupera celui correspondant au détrompeur de la fiche du cordon.

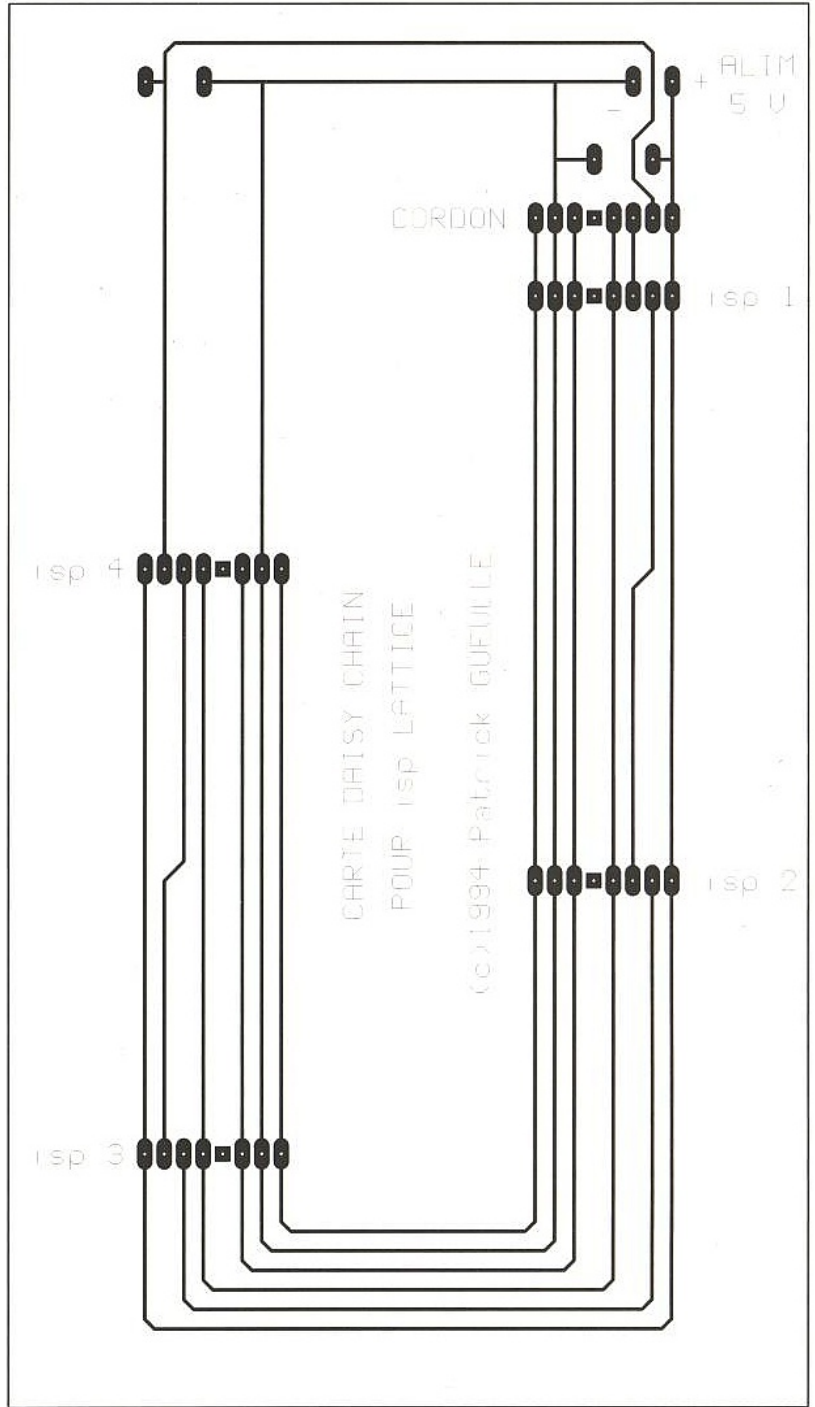
Il ne sera pas nécessaire de monter le bornier 5 volts si ce module doit être utilisé uniquement en liaison avec la carte «daisy-chain», celle-ci se chargeant de la distribution de l'alimentation aux différents modules qu'elle héberge.

Cette nouvelle carte sera gravée selon le tracé de la **figure 6**, et de préférence équipée de quatre pieds adhésifs en caoutchouc lors de son câblage selon le plan de la **figure 7**. On pourra ainsi la poser commodément sur un plan de travail, sans risques de rayures ni de courts-circuits.

A part le bornier 5 volts et le condensateur de découplage d'alimentation, la carte est munie en tout et pour tout de cinq connecteurs réalisés eux aussi en barrette sécable à picots carrés, avec détrompeur au même endroit : un pour le cordon de téléchargement, et les quatre autres pour un à quatre modules de programmation.

Il faut donc prévoir, pour chaque emplacement disponible, soit une courte nappe de connexion femelle-femelle à huit circuits, soit un cavalier mobile reliant SDO et SDI si l'emplacement demeure inutilisé.

Les nappes de connexion pourront être réalisées en sertissant des connecteurs femelles appropriés sur du câble



■ Figure 6



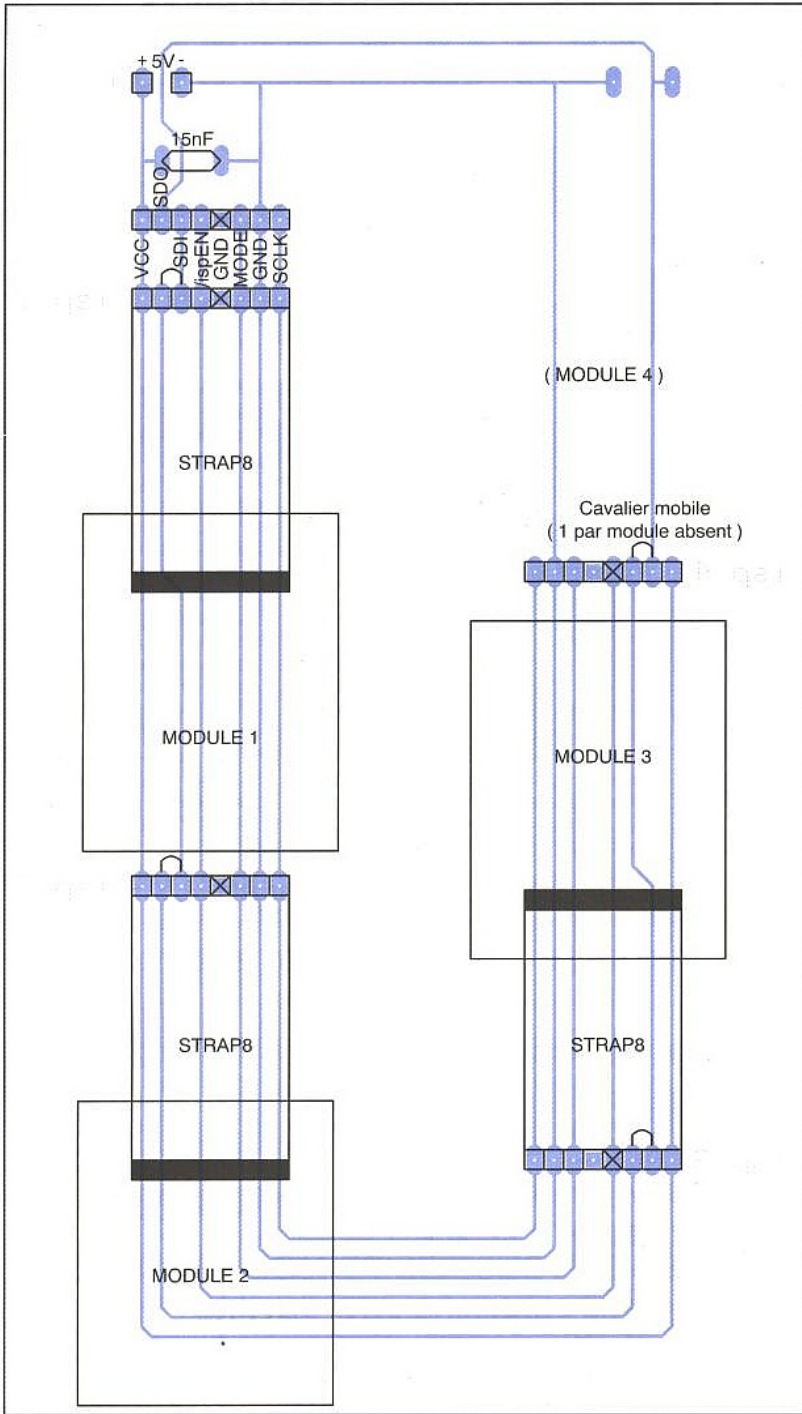


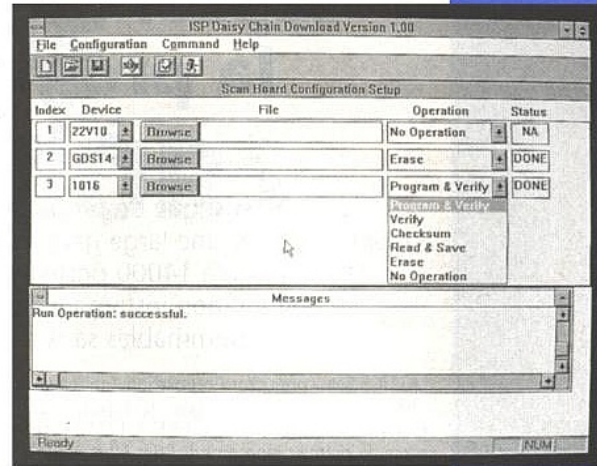
Figure 7



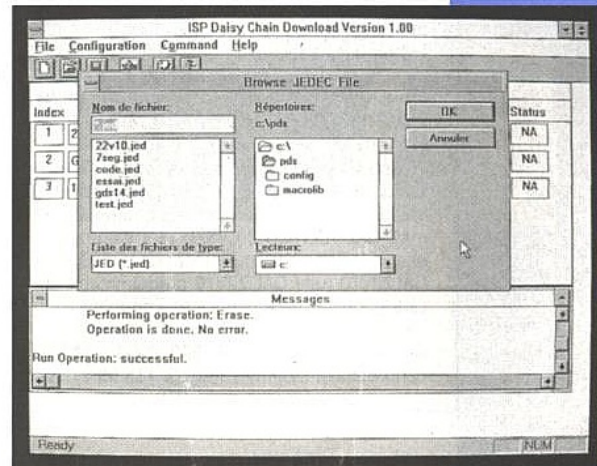
Figure 8

plat, ou en gravant de petits circuits imprimés dont le tracé de la **figure 8** réunit trois exemplaires (à séparer par sciage). Ils seront équipés, après perçage, de deux tronçons de barrette séparable à contacts femelles, hélas moins courante chez les revendeurs que celle à picots mâles. Une solution de rechange consiste à couper en deux des supports DIL 16 broches à contacts lyre, mais c'est un peu juste en hauteur.

Pour peu qu'on prenne le soin de boucher le contact servant de détrompeur, il n'y aura guère à craindre de monter les modules à l'envers sur la carte. Le premier essai de la carte-support pourra tout de même se faire, par mesure de précaution, avec un seul composant isp (par exemple le GDS14 PLCC monté sur son module nouvellement construit) et, ne les oublions pas, trois cavaliers de court-circuit SDO-SDI.



Exploitation sous Windows.



La carte étant alimentée sous 5 volts, l'opération «scan» doit détecter la présence de cet unique ispGDS14 évidemment en première (et dernière !) position. On pourra alors, carte hors tension, ajouter d'autres modules à la place des cavaliers et commencer à expérimenter les fonctions d'effacement, programmation, lecture, et vérification individuelles ou par lots. Avant toute tentative de programmation, il faut bien entendu préparer des fichiers JEDEC vraisemblables pour chaque composant à essayer (ne pas tenter de programmer, par exemple, un ispLSI avec un fichier destiné à un ispGDS). Contrairement à ce qui était le cas avec les utilitaires simplifiés pour programmation individuelle, il n'y a pas lieu de transiter manuellement par un fichier en format «ispSTREAM» : c'est déjà en soi une simplification très appréciable ! Beaucoup plus compacte que le format JEDEC, cette forme sera dorénavant surtout utilisée pour la programmation par un processeur embarqué, grâce à la bibliothèque de routines ispCode.

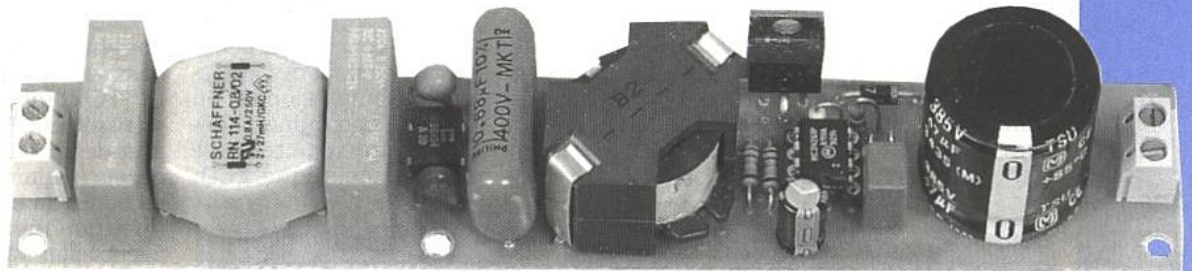
Patrick GUEULLE

LATTICE Semiconducteurs
Bâtiment Homère
Les Algorithmes
91190 Saint-Aubin
Tél. : (1) 69 33 22 77



CONCEPTION DE DEUX CORRECTEURS DE FACTEUR DE PUISSANCE

A la suite des récentes publications



consacrées à la correction du facteur de puissance, nous vous proposons la réalisation d'un système PFC actif architecturé autour de composants spécialisés.

Les deux maquettes présentées dans les lignes qui suivent, illustrent pleinement les différentes techniques décrites en détail au cours des mois précédents.

LE FACTEUR DE PUISSANCE, QUELQUES RAPPELS

Un correcteur de facteur de puissance, Power Factor Corrector en anglais, désigne un système capable de ramener le rapport des puissances moyenne (W) sur apparente (VA) consommées par un équipement, à une valeur proche de 1 : facteur de puissance (PF) = W/VA. Autrement dit, il incombe au PFC de transformer un récepteur quelconque alimenté sur le réseau, en un système offrant une image purement résistive : tension et courant sinusoïdaux en phase ou encore, rapport tension/courant constant le long d'une période secteur.

Un facteur de puissance médiocre conduit au déséquilibre du fil de neutre en système triphasé, engendre l'échauffement des conducteurs en leur imposant un courant efficace important, provoque la circulation de courants harmoniques susceptibles de perturber les électroniques voisines, déclenche des couples oscillatoires dans les machines tournantes ...

La correction du facteur de puissance concerne plus particulièrement les alimentations à découpage dont l'étage d'entrée absorbe du courant sous la forme de pics (figure 1). Le PF ainsi obtenu ne dépasse généralement pas 0,6. L'action du PFC va donc consister à

forcer le courant d'entrée afin d'épouser la tension sinusoïdale qui lui donne naissance.

LA TECHNIQUE DU RÉGULATEUR ÉLEVATEUR

Il existe une multitude de techniques disponibles pour la correction du facteur de puissance. Celle qui nous intéresse, convient parfaitement à la réalisation de convertisseurs moyenne puissance (<500W) sans pour autant présenter des difficultés insurmon-

servissant son enveloppe à la demi-sinusoïde redressée. Pour ce faire, un circuit intégré spécialisé pilote le MOSFET T1 et contrôle en permanence la forme du courant produit en son sein. On distingue alors deux périodes de fonctionnement du MOSFET : un temps de conduction T_{on} et un temps de blocage T_{off} . L'élaboration du T_{on} dépend de la technologie retenue lors de la conception du circuit PFC. Motorola et d'autres (ST, SIEMENS ...) travaillent en mode courant crête. Cela signifie que la valeur instantanée de la consigne qui, une fois atteinte stoppe le MOSFET, correspond à une combinaison de la sinusoïde d'entrée et de la

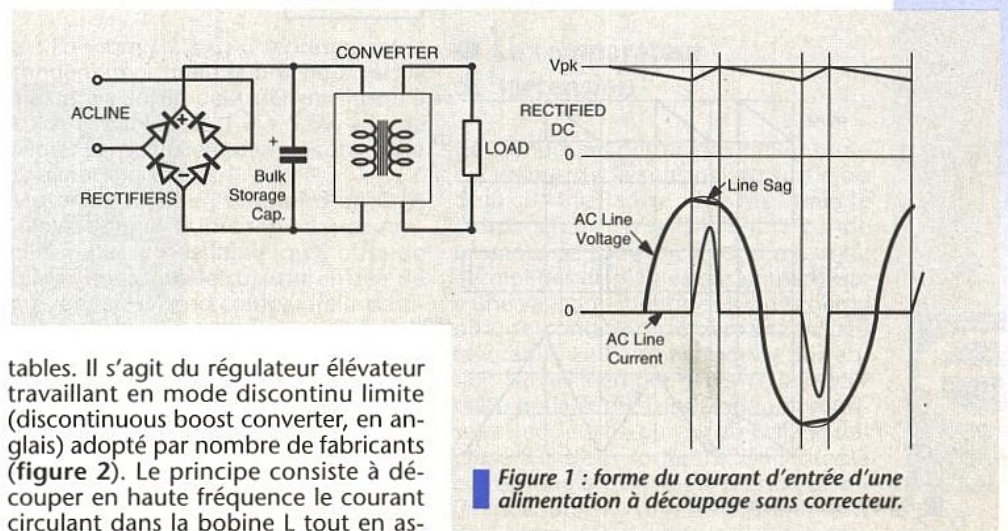


Figure 1 : forme du courant d'entrée d'une alimentation à découpage sans correcteur.

tables. Il s'agit du régulateur élévateur travaillant en mode discontinu limite (discontinuous boost converter, en anglais) adopté par nombre de fabricants (figure 2). Le principe consiste à découper en haute fréquence le courant circulant dans la bobine L tout en as-

Version Motorola MC34261/262P



tion de sortie du convertisseur. Lorsque cette dernière présente la stabilité requise, la consigne devient sinusoïdale comme l'intensité qui traverse l'inductance du convertisseur. UNITRODE retient une technique différente qui consiste à mo-

dule le Ton en fonction de la tension de sortie. Lorsque l'ensemble atteint son point de fonctionnement, soit une sortie constante, le Ton reste fixe au cours de la demi-période réseau et le courant de l'inductance devient sinusoïdal. La mise en œuvre du Toff reste commune, indépendamment du constructeur. Le montage utilise la technique ZCD,

Zero Current Detection qui consiste à rétablir la conduction du transistor lorsque le courant de l'inductance est tombé à zéro. Les figures 3a et 3b représentent les solutions évoquées précédemment ainsi que leurs formes d'onde associées.

CARACTÉRISTIQUES D'UN PFC

Un PFC s'emploie essentiellement comme un pré-régulateur délivrant un potentiel continu à une alimentation à découpage classique. La figure 4 vous montre la transformation d'un convertisseur classique de faible PF, équipé ensuite d'un correcteur adéquat.

Selon sa conception, le PFC peut offrir une entrée tension universelle s'étalant de 85 à 260VAC.

Le PFC comporte deux boucles d'asservissement. La première, rapide, permet de suivre les variations sinusoïdales de la tension d'entrée. La seconde, de bande passante généralement limitée à 20Hz, compense les éventuelles variations en sortie, sans pour autant réagir à l'ondulation 100Hz présente sur le condensateur réservoir.

Un PFC incorpore, en principe, un système de sécurité destiné à museler toute surtension en sortie du pré-régulateur. Cette dernière peut apparaître lors de la mise sous tension (overshoot) ou lorsque le PFC fonctionne en l'absence de charge. Si le composant ne comporte pas ce type de protection, la tension de sortie grimpera jusqu'à claquer un élément du PFC (MOSFET, diode ...) ou encore un composant du convertisseur aval.

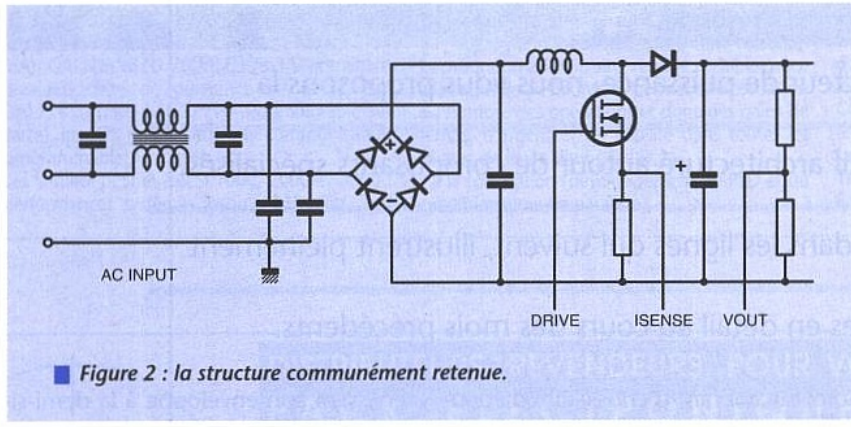


Figure 2 : la structure communément retenue.

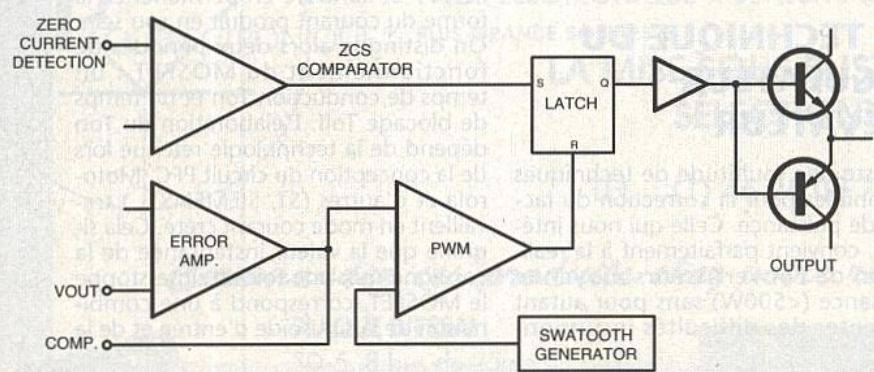


Figure 3a : structure à ZCD.

LES CIRCUITS INTÉGRÉS SPÉCIALISÉS

Dans le but de faciliter les approvisionnements, nous avons retenu deux fabricants, Motorola et SGS-Thomson, dont les structures intégrées offrent une quasi-totale compatibilité. En conséquence, il sera possible d'embrocher sur notre maquette d'évaluation, un MC34261/262P de Motorola ou un L6560 de ST.

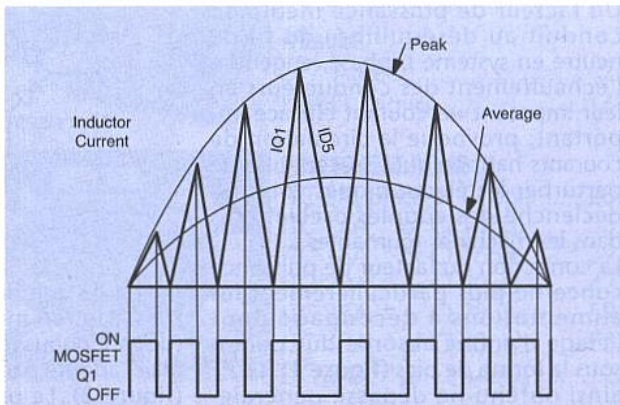
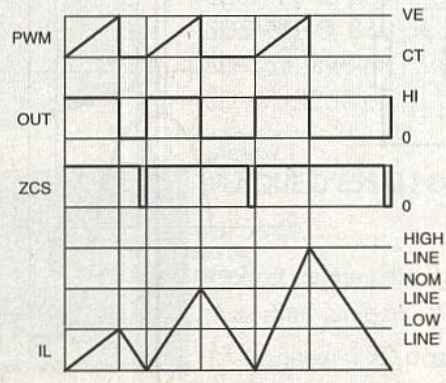


Figure 3b : formes d'ondes associées.

Un second montage exploitant les nouveaux TOP Switch de Power Integration sera également abordé.

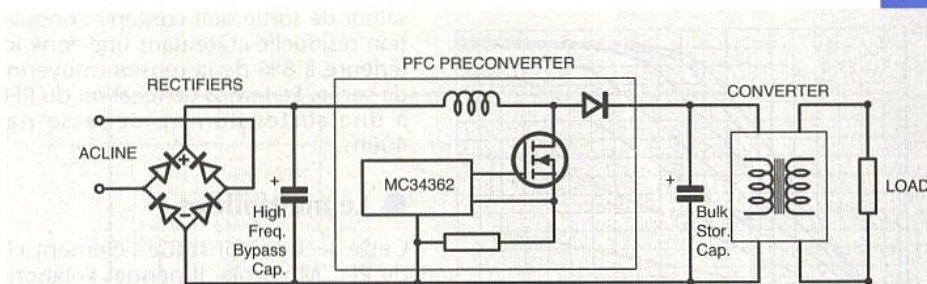
LE MC34262P DE MOTOROLA

Le constructeur américain propose ce circuit en encapsulation minidip ou SO-8, dont la figure 5 dévoile l'architecture simplifiée. Il s'agit en fait d'une version améliorée de son prédécesseur, le 34261 qui, lui, n'intégrait pas de protection en surtension. Chez Motorola, le déclenchement de ce dispositif ne peut être ajusté et correspond à 8% de la valeur moyenne de sortie. Si l'utilisateur fixe à 400V cette dernière, la protection agira à 432V. La figure 6 illustre les résultats obtenus au démarrage avec et sans protection de surtension.

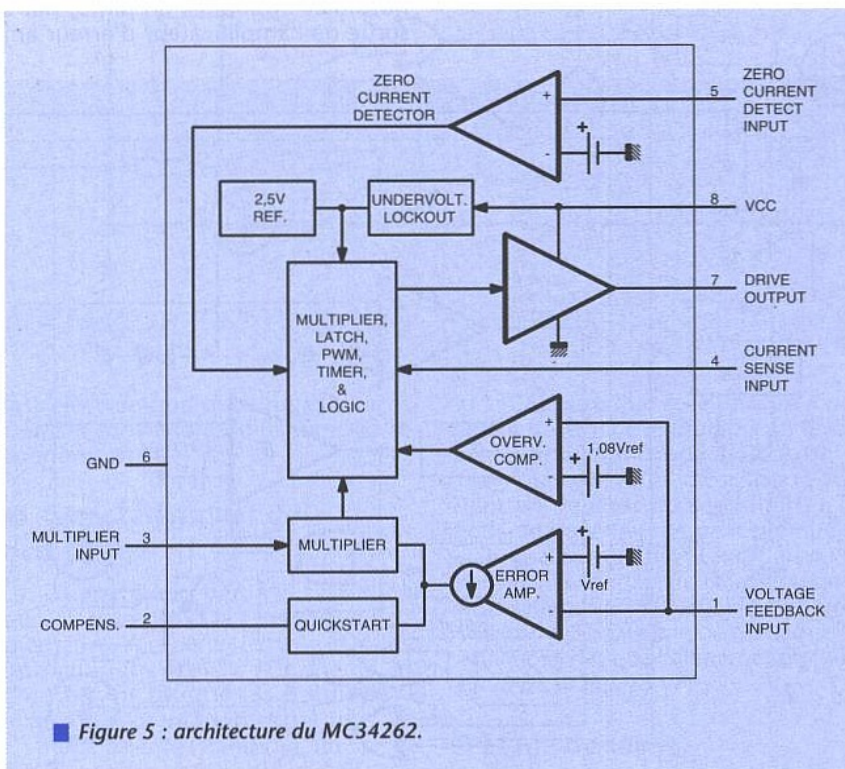
Le fonctionnement du 34262 se rapproche de celui de l'UC3842, contrôleur en mode courant couramment utilisé en industrie. Dans ce circuit, le courant de drain croît jusqu'à égaler la consigne imposée par l'amplificateur d'erreur, puis, en mode discontinu, il retombe à zéro pour y rester jusqu'au cycle suivant. Le 34262 opère différemment puisque la consigne de courant provient d'une fraction de la tension d'entrée, une demi-sinusoïde redressée, multipliée ensuite par la sortie de l'amplificateur d'erreur. En conséquence, il s'agit d'une consigne sinusoïdale dont l'amplitude varie en fonction des demandes de la sortie. Au démarrage, le circuit intégré force la conduction du MOSFET. Un courant prend naissance dans son drain. Lorsque celui-ci atteint la butée imposée par la consigne, la bascule RS interne reçoit un ordre de remise à zéro et invalide la grille du composant : le courant entame sa chute jusqu'à annulation. A ce moment, le circuit ZCD informe la bascule RS qui remet le MOSFET en conduction jusqu'au cycle suivant. On obtient alors les courbes de la figure 3b.

● L'amplificateur d'erreur

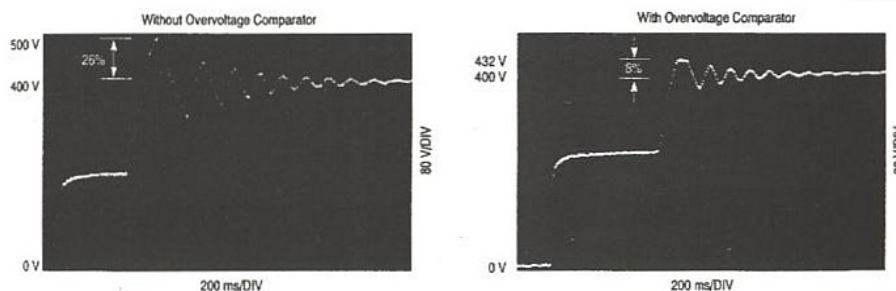
Il s'agit d'un amplificateur à transconductance de pente gm égale à 100 μmhos dont l'une des entrées et la sortie se trouvent respectivement aux broches 1 et 2. L'entrée non-inverseuse reçoit directement la référence interne 2,5V à +/- 2%. De façon classique, la sortie du pré-régulateur transite au travers d'un diviseur de précision avant d'arriver sur l'amplificateur d'erreur. Le courant de polarisation s'établit à 0,5μA et peut causer une erreur de régulation au cas où la résistance supérieure du pont possède une valeur trop élevée. La sortie de l'amplificateur de différence rejoint l'une des entrées du multiplieur analogique, tout en autorisant une compensation de la bande passante générale via la pin 2. Typiquement, la réponse ne doit pas dépasser 20Hz si l'on souhaite éviter tout fonctionnement erratique lié à la composante résiduelle 100Hz présente en sortie. La coupure haute s'obtient par la formule suivant



■ Figure 4 : adjonction d'un préconvertisseur correcteur de cos φ.



■ Figure 5 : architecture du MC34262.



■ Figure 6 : déclenchement de la protection en surtension.

te : $F_o = gm / 2 \cdot \pi \cdot C$, C représentant le condensateur tirant la broche 2 vers la masse. La sortie peut délivrer jusqu'à 10μA et évolue de 1,7 à 5,6V, afin de piloter le multiplieur dans la totalité de sa gamme d'entrée.

Motorola justifie l'emploi d'un OTA (Operational Transconductance Amplifier) par la possibilité qu'il offre de câbler en parallèle sur son entrée de mesure, un second comparateur destiné à tronquer toute élévation de la sortie. Ce n'était pas le cas dans le 34261 où ce dernier incorporait un amplificateur d'erreur traditionnel nécessitant un réseau de contre-réaction. Ici, seul le condensateur tirant la broche 2 à la masse module la largeur de bande, et ne perturbe aucunement le réseau diviseur.

● Le comparateur de surtension

Ce composant permet de limiter toute excursion de la tension de sortie au delà d'une zone définie par le constructeur. En fait, la faible bande passante de l'amplificateur d'erreur ne permet pas de réagir suffisamment vite à une variation intempestive de charge où une condition de démarrage peu favorable. Le comparateur de surtension surveille en permanence la valeur crête de la sortie (ondulation comprise) et déclenche au cas où celle-ci dépasse 8% de la sortie. Le seuil interne correspond à 1,08 fois la tension de référence interne. Afin de prévenir tout déclenchement fantaisiste, le conden-

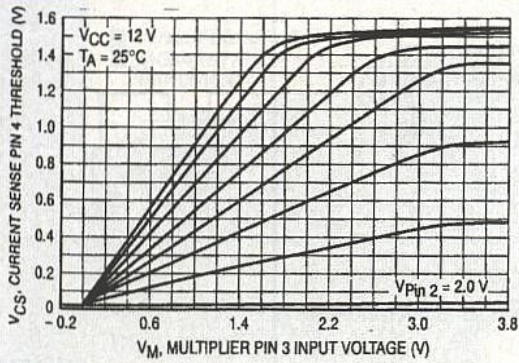


Figure 7

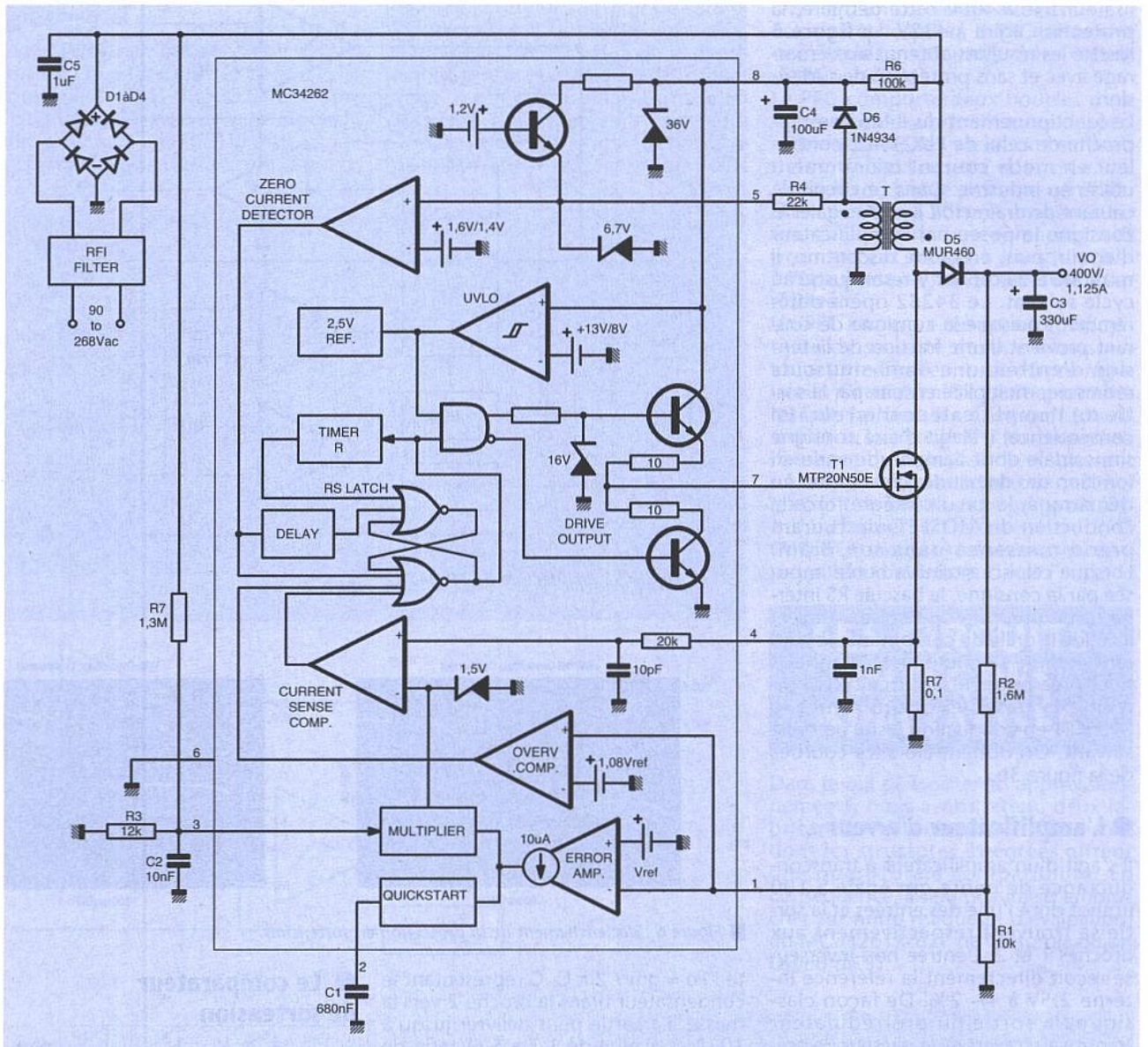
sateur de sortie doit contenir l'ondulation résiduelle crête dans une zone inférieure à 8% de la tension moyenne de sortie. Le temps de réaction du PFC à une surtension ne dépasse pas 400ns.

Le multiplicateur

Cette section constitue l'élément clé du PFC Motorola. Il permet l'élaboration de la consigne de courant circulant dans le MOSFET découpeur. Cette dernière s'obtient en multipliant une fraction de la tension d'entrée demi-sinusoïdale appliquée en pin 3, par la sortie de l'amplificateur d'erreur am-

putée du seuil de déclenchement du multiplicateur $V_{th}(M)$. Soit : $V_{multi} = 0,66 \cdot V_{pin(3)} \cdot (V_{pin(2)} - V_{th}(M))$. Le figure 7 décrit le comportement de cet élément.

Il est possible de diminuer la distorsion de Cusp en agissant sur le fonctionnement du PFC au voisinage de zéro. La méthode proposée par Motorola consiste à rajouter un offset aux circuits multiplicateur et détecteur de courant. La formule suivante, précise à 10%, prend en compte les décalages de tension internes au 34262 : $V_{multi} = 0,544 \cdot V_{pin(3)} \cdot (V_{pin(2)} - V_{th}(M)) + 0,0417 \cdot (V_{pin(2)} - V_{th}(M))$, avec $V_{th}(M) = 1,991V$.



Power Factor Controller Test Data

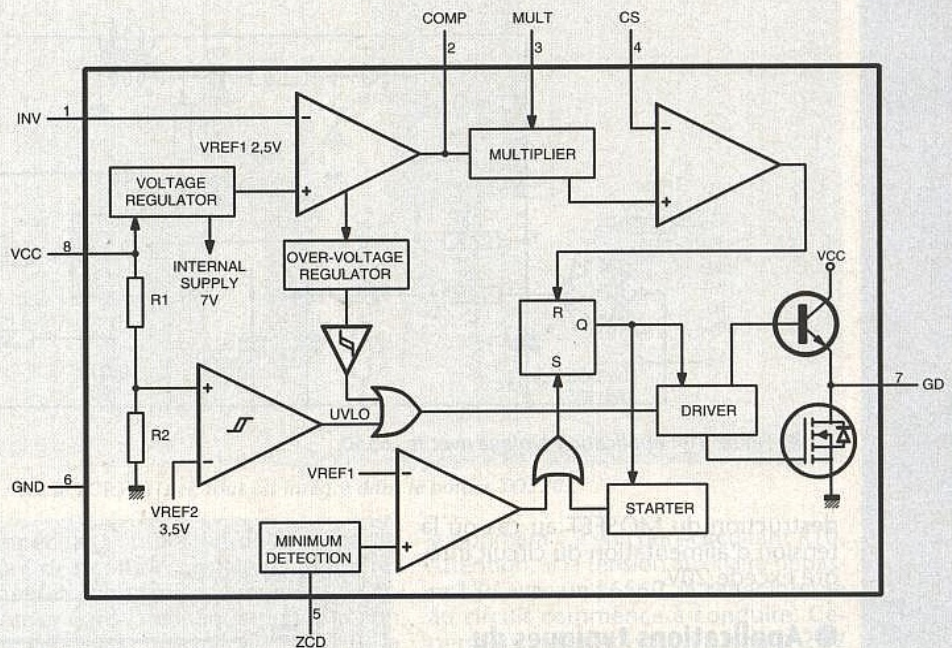
V _{rms}	P _{in}	PF	I _{fund}	AC Line Input					DC Output				
				Current Harmonic Distortion (% I _{fund})					V _{O(p-p)}	V _O	I _O	P _O	η(%)
THD	2	3	5	7									
90	489.5	0.990	5.53	2.2	0.10	1.5	0.25	0.83	8.8	395.5	1.14	450.9	92.1
120	475.1	0.998	3.94	2.5	0.12	0.29	0.62	0.52	8.8	395.5	1.14	450.9	94.9
138	470.6	0.998	3.38	2.1	0.06	0.70	1.1	0.41	8.8	395.5	1.14	450.9	95.8
180	463.4	0.998	2.57	4.1	0.21	2.0	1.6	0.71	8.9	395.5	1.14	450.9	97.3
240	460.1	0.996	1.91	4.8	0.14	4.3	2.2	0.63	8.9	395.5	1.14	450.9	98.0
268	459.1	0.995	1.72	5.8	0.10	5.0	2.5	0.61	8.9	395.5	1.14	450.9	98.2

Figure 8 : application typique du 34262 avec les résultats obtenus.

● Le détecteur de zéro (ZCD)

Le MC34262 travaille en mode discontinu limite, dans lequel le redémarrage du transistor découpeur intervient lors de l'annulation du courant d'inductance. Cette façon de fonctionner présente deux avantages : le MOSFET ne peut être remis en conduction avant la nullité du courant d'inductance, ce qui limite les pertes au blocage de la diode. Enfin, l'absence de temps mort entre chaque commutation bride l'intensité crête traversant le MOSFET à deux fois la valeur moyenne du courant d'entrée.

Le détecteur de courant reçoit ses informations d'un enroulement bobiné sur l'inductance principale. Sa sortie devient active lorsque cette tension auxiliaire passe en dessous de 1,4V. Un hystérésis de 200mV prévient tout déclenchement intempestif. Deux écrêteurs internes protègent le circuit contre les surtensions (> 6,7V) et les éventuelles injections dans le substrat (< 0,7V). Le temps de propagation du ZCD s'établit typiquement à 320ns.



■ Figure 9 : architecture du L6560 ST.

● Détecteur de courant

L'image du courant inductif s'obtient en insérant un shunt dans la source du MOSFET. Cette technique peut cependant gêner le détecteur de courant puisque le pic produit par la commande de grille se retrouve également sur ce shunt. L'adjonction d'un simple réseau RC suffit à juguler ce problème. Le détecteur de courant laisse l'intensité grimper jusqu'à la valeur définie par : $I_{l(pk)} = I_{in} (4)$ (threshold / Rshunt) et coupe immédiatement le MOSFET avec un retard maximum de 250ns. Dans des conditions particulières, au démarrage ou en présence d'une charge trop faible, la consigne de courant peut augmenter fortement et entraîner la saturation immédiate du ferrite constituant l'inductance. Pour empêcher ce phénomène destructif, le constructeur a rajouté une limitation de consigne à 1,5V typique, bloquant toute montée de courant au delà de : $1,5 / R_{shunt}$. Bien entendu, il convient d'utiliser les valeurs extrêmes fournies par Motorola : $V_{limit\ max} = 1,85V$ et $V_{limit\ mini} = 1,35V$.

Le 34262 incorpore un réseau RC interne destiné à supprimer tout pic parasite susceptible de déclencher le détecteur de courant. Dans la majorité des cas, ce réseau suffit. Cependant pour les fortes puissances ou en présence de charge bruyante, telle un bal-

last électronique pour tubes fluorescents, il conviendra de rajouter un second réseau RC.

● Caractéristiques de démarrage

Un comparateur inhibe le circuit à la mise sous tension le temps que l'alimentation soit correctement établie à un minimum de 13V. De même, ce composant bloque les oscillations lorsque l'alimentation chute sous 8V. En mode attente (stand-by), un Vcc de 7 V engendre un courant d'alimentation inférieur à 400µA maxi (start-up de 250µA typique). Cet hystérésis important, associé au faible courant de démarrage, facilite la mise en œuvre de bootstraps et destine le 34262 à évoluer au sein de PFC travaillant sur une large gamme de tension d'entrée. Une diode zener 36V protège le circuit contre d'éventuelles surtensions tout comme une polarisation excessive de sa capacité de découplage.

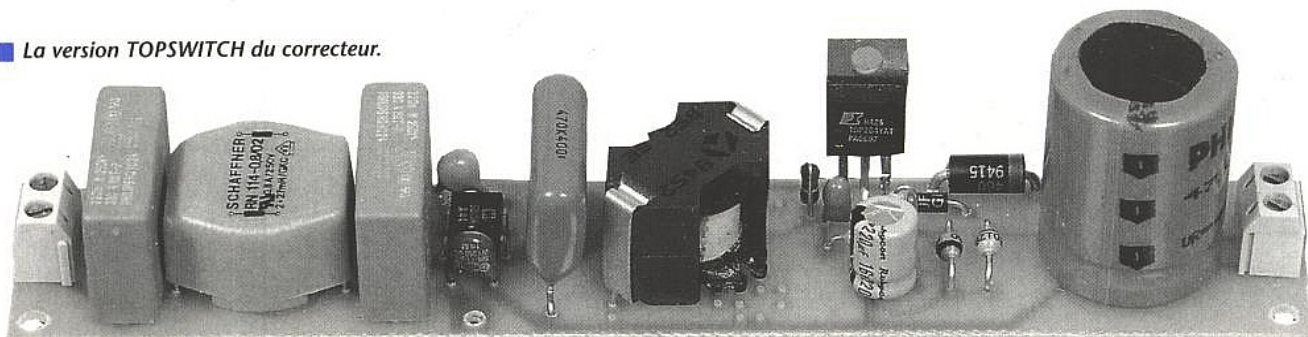
Un circuit de démarrage rapide (quickstart) optimise le fonctionnement du circuit à la mise sous tension. Lorsque l'utilisateur connecte le PFC au réseau, le condensateur de compensation C1 est déchargé, maintenant la sortie de l'amplificateur d'erreur en dessous du seuil de déclenchement du multiplieur $V_{th}(M)$. Au cas où l'alimentation atteint la tension de démarrage

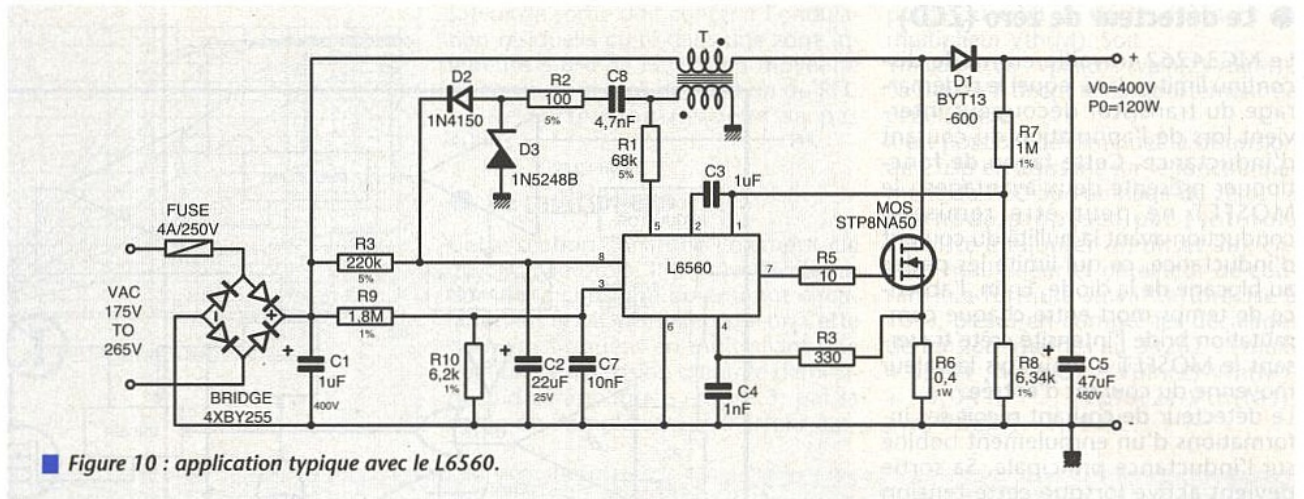
du 34262 alors que celle de C1 n'a pas encore déclenché le multiplieur, le circuit va hoqueter (traduction de «hiccup») puisque, faute d'oscillation (C1 étant en dessous du seuil limite), la diode de bootstrap ne peut prendre le relais et alimenter le PFC via l'enroulement auxiliaire. Le circuit «quickstart» va précharger C1 à 1,7V, juste en dessous du seuil limite afin de démarrer les oscillations dès que l'alimentation franchit la barre des 13 volts.

● Etage de sortie

Le 34262 contient un étage de sortie totem-pole, spécifiquement conçu pour délivrer ou absorber des pointes de courant jusqu'à 500mA. Les temps de montée et descente atteignent 50ns sur une charge capacitive de 1nF. Un circuit interne maintient l'étage de sortie en mode absorption tant que la tension d'alimentation n'est pas correctement établie. Cette caractéristique permet de s'affranchir d'une résistance supplémentaire, nécessaire au maintien à la masse de la grille du MOSFET durant cette période transitoire. Les résistances intégrées de 10 Ω limitent la conduction simultanée des transistors (cross-conduction) tout en réduisant les perturbations engendrées par des transitions trop rapides. Un second écrêteur limite à 16V le Vgs et évite la

■ La version TOPSWITCH du correcteur.





■ Figure 10 : application typique avec le L6560.

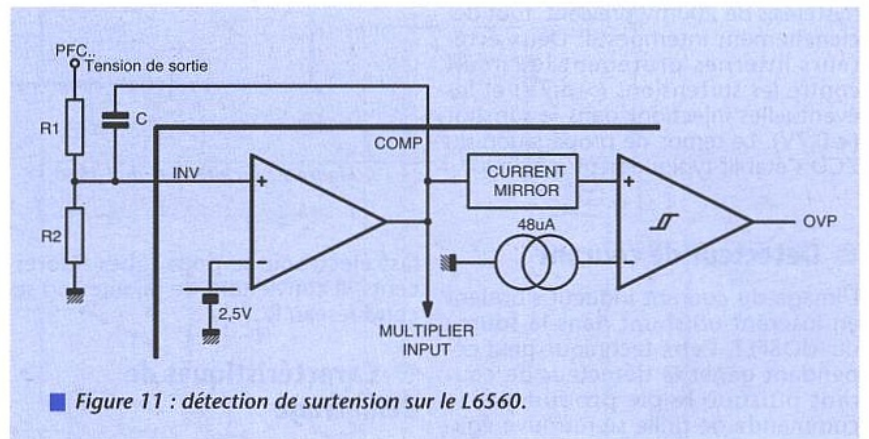
destruction du MOSFET au cas où la tension d'alimentation du circuit intégré excède 20V.

● Applications typiques du MC34262

La figure 8 reprend l'application type du MC34262 selon Motorola. Le symbole du circuit dévoile totalement ses entrailles où l'on retrouve les composants étudiés ci-dessus. Le tableau du bas évoque les mesures effectuées par le fabricant et prouve les excellents résultats obtenus à l'aide de ce circuit intégré. La simplicité de réalisation conduit également à une mise en œuvre économique. Nous verrons plus bas comment calculer les différents éléments.

LE L6560 DE SGS-THOMSON

Le circuit ST diffère légèrement du 34262 comme en témoigne la figure 9 qui présente une vue détaillée de son architecture interne. Le schéma d'application typique se trouve en figure 10. On remarquera la présence d'éléments supplémentaires placés autour du circuit : le filtre RC obligatoire sur l'entrée détecteur de courant, la diode zener destinée à écrêter l'alimentation et enfin, une résistance de grille. L'alimentation auxiliaire exploite un dou-



■ Figure 11 : détection de surtension sur le L6560.

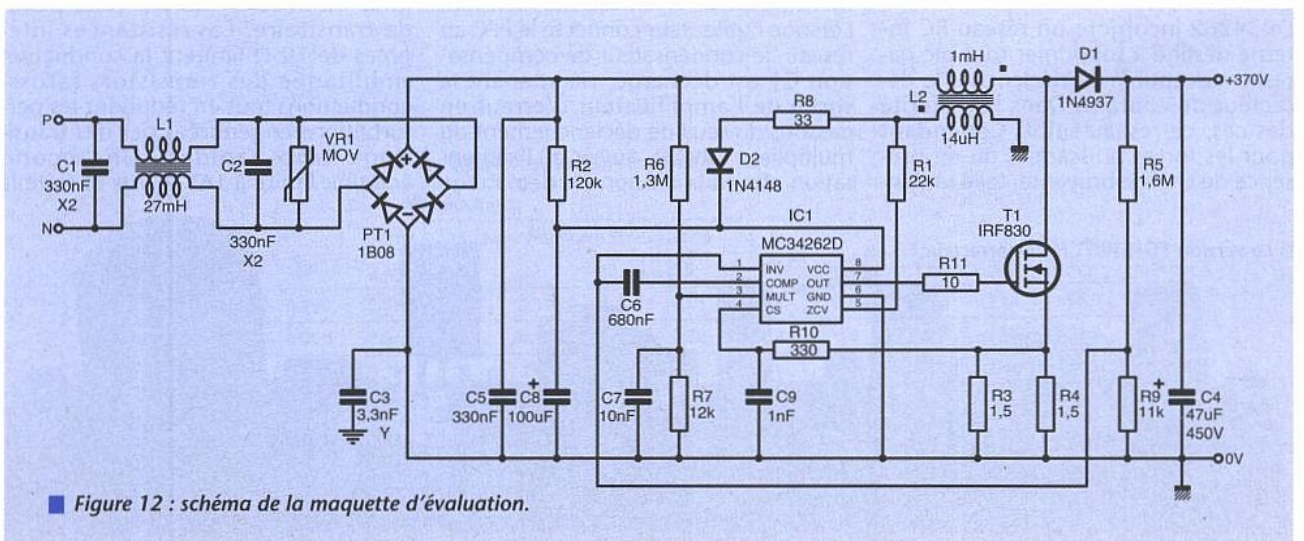
bleur de tension bien qu'un simple redressement mono-alternance convienne également. Le circuit démarre à 14,5V. La consommation chute à quelques 3,5mA contre 20mA pour le 34262.

● Le détecteur de surtension

Le moniteur de surtension permet, cette fois, d'ajuster son domaine d'activité grâce à sa construction particulière, décrite en figure 11. La tension de sortie dépend classiquement du rapport résistif des éléments R1 et R2. En régime permanent, le courant traversant le pont s'écrit :

$$I_{sc} = (V_{outsc} - 2,5) / R1 \text{ ou encore, } I_{sc} = 2,5 / R2, \text{ le suffixe sc désignant un ré-}$$

gime établi (steady-state condition). Après stabilisation, il n'existe aucune variation de tension aux bornes de C1, celui-ci ne subit aucun courant. A présent, si une surtension prend naissance en sortie du PFC, suppression de la charge, mise sous tension, le courant dans R1 devient : $I_{R1} = (V_{out} - 2,5) / R1 = (V_{outsc} + \Delta V_{out} - 2,5) / R1 = I_{sc} + I$. Puisque le courant de R2 ne peut changer, ce dernier traverse forcément C1. Un comparateur associé à un miroir de courant surveille alors cette intensité transitoire et déclenche, si celle-ci dépasse 40µA, le blocage du MOSFET découpeur. La valeur de surtension maximale, OVP, dépend alors uniquement de la valeur de R1 : $OVP = R1 \times 40\mu A$. Le déclenchement de la protection



■ Figure 12 : schéma de la maquette d'évaluation.

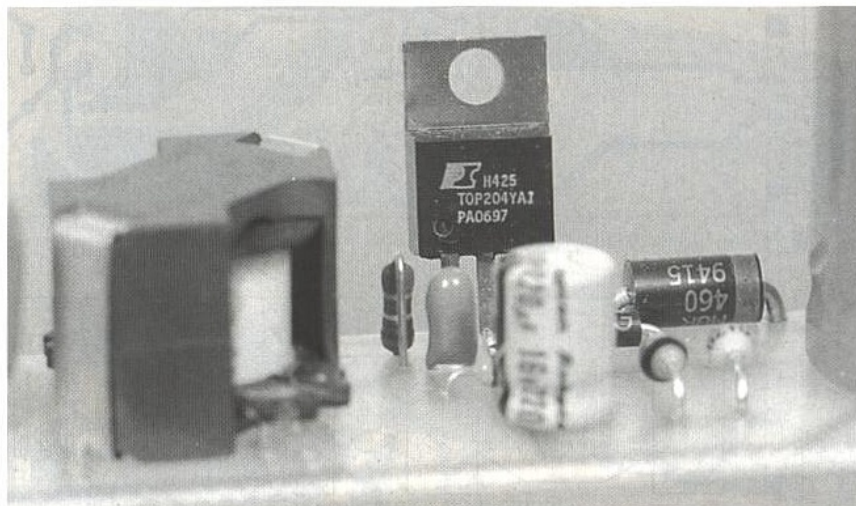
peut ainsi être ajusté indépendamment de la tension de sortie. La précision offerte par le circuit protecteur s'établit à 7% de l'OVP. Par exemple, $V = 60V \pm 4,2V$. La précision intrinsèque du L6560 autorise une tension de sortie précise à 2%, par exemple $400V \pm 8V$. Durant une surtension, le L6560 dévalide son pilote de MOSFET ainsi que tous les blocs internes (sauf l'écrêtage du ZCD), de façon à réduire sa consommation.

Le seul reproche que l'on puisse formuler concerne l'overshoot important introduit par la structure d'intégrateur pur. Cependant, le fait de réduire le gain de cet intégrateur en câblant une résistance d' $1M\Omega$ en parallèle sur C1 résout ce désagrément.

Le reste du circuit se comporte de façon similaire à ce que nous avons décrit auparavant.

● La maquette d'évaluation

Le schéma que nous avons expérimenté, vous est proposé en figure 12. Il permet, moyennant quelques modifications mineures de passer du circuit ST au composant Motorola. En débutant la description par la gauche, on rencontre le filtre de ligne secteur constitué d'une inductance de mode commun associée à deux condensateurs de type X2. Ces éléments sont prévus pour tenir le réseau en permanence et encaisser des surtensions importantes. Une fois de plus, la self de fuite de L1 combinée à C1 réalise un filtre efficace et affranchit le concepteur de rajouter une vraie bobine de mode différentiel. C3 écoule à la terre les parasites de mode commun refoulés par L1. La varistance VR1 protège le circuit aval en court-circuitant les éventuelles impulsions destructrices véhiculées par le secteur. Le pont de diodes, un modèle supportant 400V inverses ou plus, s'occupe du redressement double-alternance. Un mot à son sujet. A la mise sous tension, C4 complètement déchargé réclame un fort courant pour élever son potentiel à la valeur de départ ($V_{in}\sqrt{2}$). Ce courant transitoire, généralement important, peut entraîner la destruction immédiate du pont. De plus, les gens qui travaillent sur transformateur d'isolement ne voient pas ce phénomène la plupart du temps, puisque la résistance interne associée à l'inductance de fuite (couplage primaire/secondaire médiocre) de cet élément, bride naturellement tout excès d'intensité. En conséquence, il conviendra d'effectuer des essais sur réseau en vraie grandeur ou alors choisir un pont caractérisé par un I_{fsm} élevé. Nous avons trouvé des ponts miniatures FACON (ASN Electronique) capables de supporter jusqu'à 50A en impulsions. Il subsiste également la solution classique qui consiste à insérer dans la ligne réseau une simple résistance ou encore une CTN. SIEMENS préconise une solution intéressante à base de thyristor, valable pour les très fortes puissances (figure 13). Le condensateur C5 limite au maximum la remontée de parasites différentiels mais, malheureusement, contribue à la dégradation du facteur de puissance en



■ Avec le TOPSWITCH, tout est intégré dans le boîtier TO220.

empêchant la tension délivrée par le pont de retomber parfaitement à zéro. En effet, il ne faut aucunement se retrouver dans la configuration que l'on souhaite éviter, à savoir, un lissage de la tension redressée par ce condensateur d'entrée.

En progressant dans le schéma électrique, il apparaît les éléments de démarrage, R2 et C8. R2 hisse la tension de C8 jusqu'à atteindre la tension minimale exigée par le circuit intégré. C8 devra présenter un réservoir suffisamment important afin d'assurer correctement l'entrée en oscillation du composant. Faute de réserve, le montage hoquettera. Après mise en route du PFC, la tension auxiliaire délivrée par L2 suffit à alimenter le circuit via D2 et R8, qui limite le courant dans la puce en cas d'éventuelle surtension. Nous verrons plus bas les précautions imposées par le L6560. Le multiplieur reçoit sa consigne demi-sinusoidale au travers du réseau R7, R6. L'amplificateur d'erreur perçoit une fraction de la tension de sortie, par l'intermédiaire du diviseur de précision R5, R9. La bande passante dépend de C6, calculé pour couper à 20Hz. Le détecteur de zéro obtient des informations grâce à R1. Enfin, l'image du courant crête circulant dans le MOSFET, parvient au PFC après un filtrage sommaire, réalisé par R10, C9.

● Passer d'un contrôleur à un autre

Le schéma présenté tel quel, convient au L6560 ou au MC34261, ancêtre du 34262. Le fait de placer ce dernier implique certaines modifications permises par le circuit imprimé. C6 se câble entre la masse et la broche 2 et l'on peut strapper R8, R11. Eventuellement, selon la charge, on

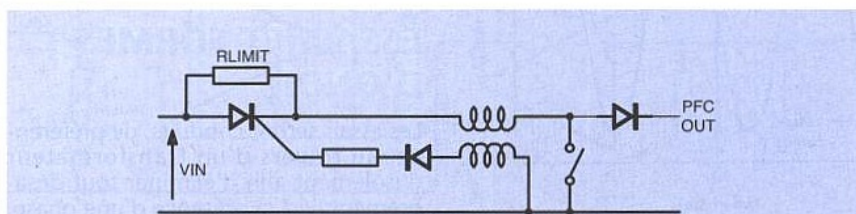
supprimera C9 en court-circuitant R10. Attention, si la tension auxiliaire dépasse 18V avec un L6560, la zener interne au circuit commence à conduire. Cependant, sa dispersion jusqu'à 22V peut laisser l'alimentation monter à cette valeur et le PFC détruira rapidement l'espace grille-source du MOSFET. Pour éviter cette situation, on rajoutera une zener extérieure de 16V entre les broches 8 et 6 du circuit.

● Réalisation pratique

Le circuit complet tient sur une carte aux dimensions modestes, dont les tracé et implantation apparaissent respectivement en figures 14a et 14b. Le routage final, fruit de plusieurs essais, tient compte des impératifs liés au câblage de puissance. La faible largeur de carte, 28mm, devrait faciliter son intégration au sein de systèmes étroits (réglette fluorescente). La technologie CMS, retenue pour divers composants, se justifie par la nécessité de tirer des pistes courtes, donc moins sensibles aux rayonnements parasites. Attention au strap sous le circuit intégré.

Le tracé original est prévu pour accueillir un 34261P (attention, pas de protection en surtension) ou bien un L6560 (voir schéma en figure 12). Si vous souhaitez souder un 34262P, il faudra couper la petite piste reliant l'une des armatures de C6 à la masse via R9, et ponter la pastille afin de la connecter à la pin 1 du circuit intégré (schéma en figure 8).

Le transformateur L2, réalisé sur un pot RM10, sera disponible auprès de l'Atelier Spécial de Bobinage dont l'adresse figure en fin d'article. Cependant, le lecteur désireux d'entreprendre sa construction trouvera dans le texte (annexe voir fin d'article) tous les élé-



■ Figure 13 : limitation de transitoire de mise sous tension selon Siemens.

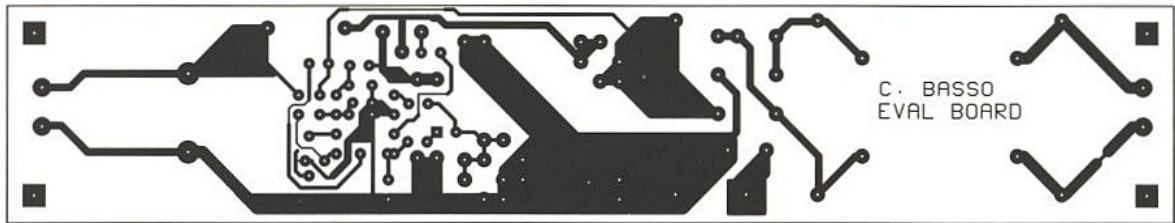


Figure 14a : version 34261/262 P - L6560.

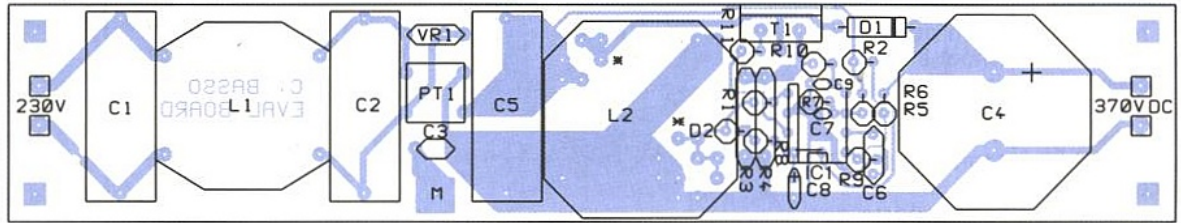


Figure 14b

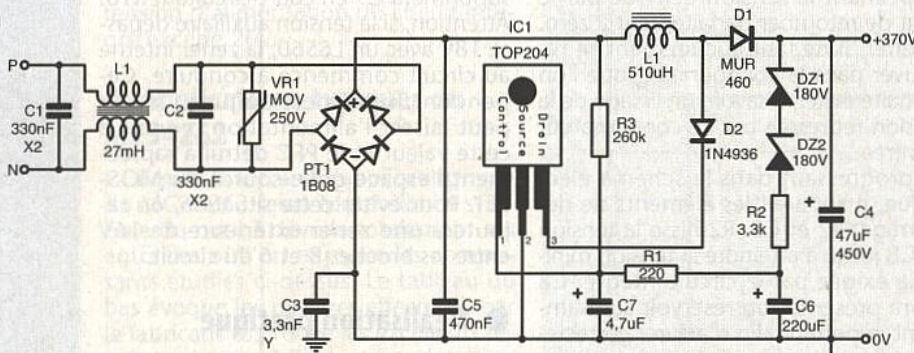


Figure 15 : schéma de la version TOPSWITCH.

câblées en série feront l'affaire. Après la mise sous tension, le PFC démarre, le temps de hisser la tension de C8 à une valeur adéquate. Si ce laps de temps (environ 500ms) vous paraît trop important, il sera toujours possible de baisser R2 (91k Ω) ou C8 (47 μ F).

LE TOPSWITCH DE POWER INTEGRATION

Power Integration est un fabricant de semi-conducteurs américain, spécialisé dans les composants de puissance actifs. Cette société avait déjà fait l'objet d'un article consacré à ses contrôleurs PWM incorporant sur la puce, en boî-

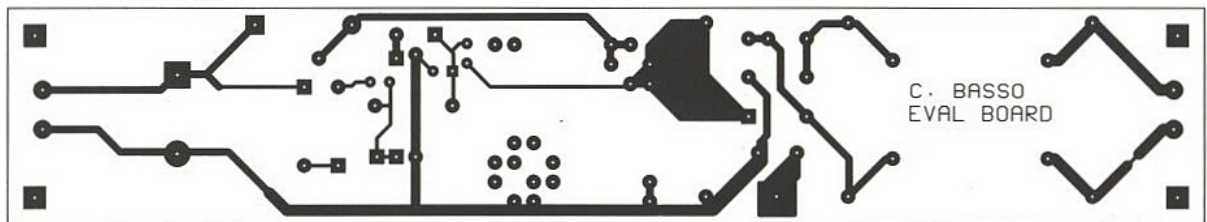


Figure 16a : version TOPSWITCH.

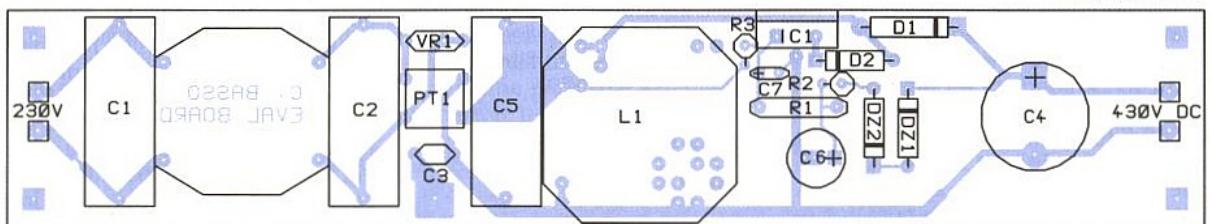


Figure 16b

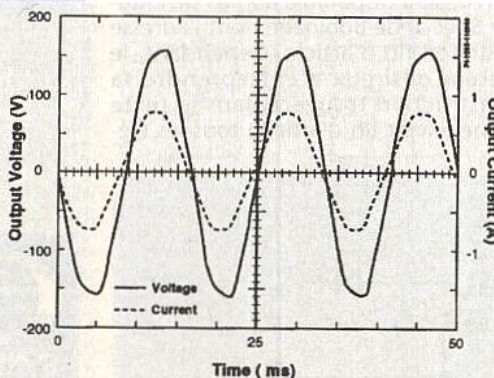


Figure 17 : formes d'onde tension/courant obtenus avec le TOPSWITCH.

ments nécessaires. Les gens intéressés par une puissance inférieure (72W), pourront toujours se rabattre sur un pot RM8 dont la référence A.S.B figure en nomenclature. Le circuit imprimé accepte les deux versions.

ESSAIS ET FORMES D'ONDE

Les essais seront conduits, de préférence, au travers d'un transformateur d'isolement afin d'éliminer tout désagrément lié à la présence d'une phase. Comme il n'est pas toujours aisé de trouver des charges de puissance haute tension, deux ampoules 220V

tier DIL, un MOSFET de puissance haute tension. Cette architecture permet de simplifier à l'extrême la conception d'une alimentation à découpage directe sur réseau.

PI vient récemment d'introduire la famille TOPSwitch, petite merveille d'intégration regroupant un contrôleur PWM associé à sa toute sa logique de commande et un MOSFET 500V, le tout encapsulé dans un boîtier TO220 ... trois broches. Les applications de ces convertisseurs sont très nombreuses, notamment en alimentations murales faible coût sur lesquelles nous reviendrons prochainement. En tant que système PWM complet, le TOPSwitch se prête parfaitement à la

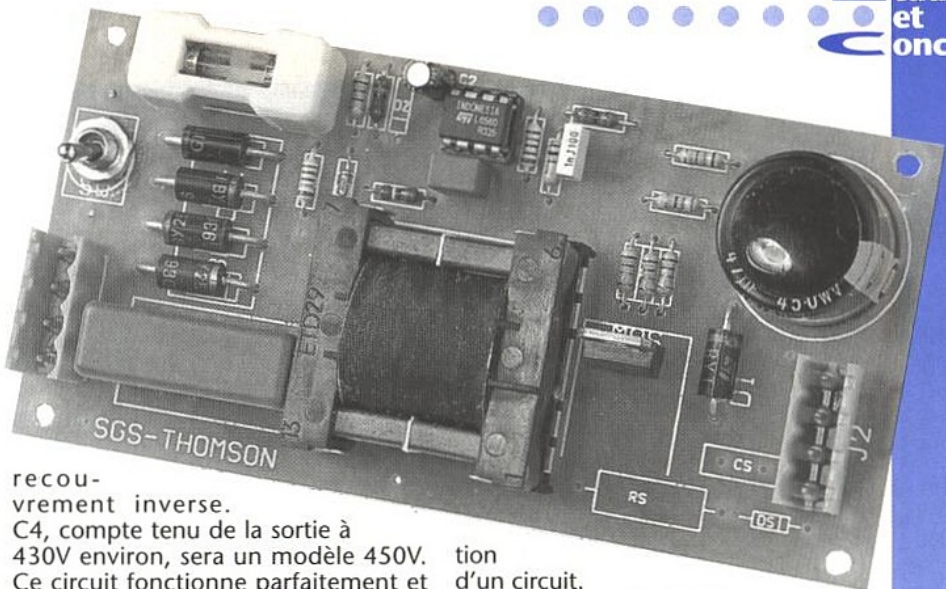
mise en œuvre d'un correcteur de facteur de puissance actif. Le principe repose sur un convertisseur élévateur dépourvu cependant de tout contrôle de courant (ZCD et courant max). La sinusoïde d'entrée module le générateur PWM et, après application de cette stratégie au MOSFET découpeur, le courant d'entrée devient sinusoïdal. La figure 15 représente le schéma de principe nécessaire pour fabriquer un correcteur PFC à partir d'un TOP Switch. R1 assure la modulation sinusoïdale alors que les composants périphériques limitent la tension de sortie à 430V (DZ1, DZ2) et stabilisent la boucle de régulation.

Le TOPSwitch autorise des configurations plus complètes, décrites en détail dans la Design Aid DA-7, disponible auprès du distributeur français de PI, AXESS Technology.

● Réalisation pratique et choix des composants

Le PFC tient sur une carte simple face de faible encombrement dont les tracés et implantation apparaissent aux figures 16a et 16b.

L'inductance L1 de 510µH sera bobinée sur un pot ferrite RM8 AI100, ou disponible complète auprès d'A.S.B. On utilisera des zeners 3W pour DZ1 et DZ2, soudées éloignées du circuit imprimé. La diode D1 réclame un modèle rapide, genre MUR460, à l'exclusion d'une 1N4937 employée dans notre maquette précédente. Nous ne sommes plus en mode discontinu limite et les pertes OFF s'accroissent, nécessitant une diode à faible temps de

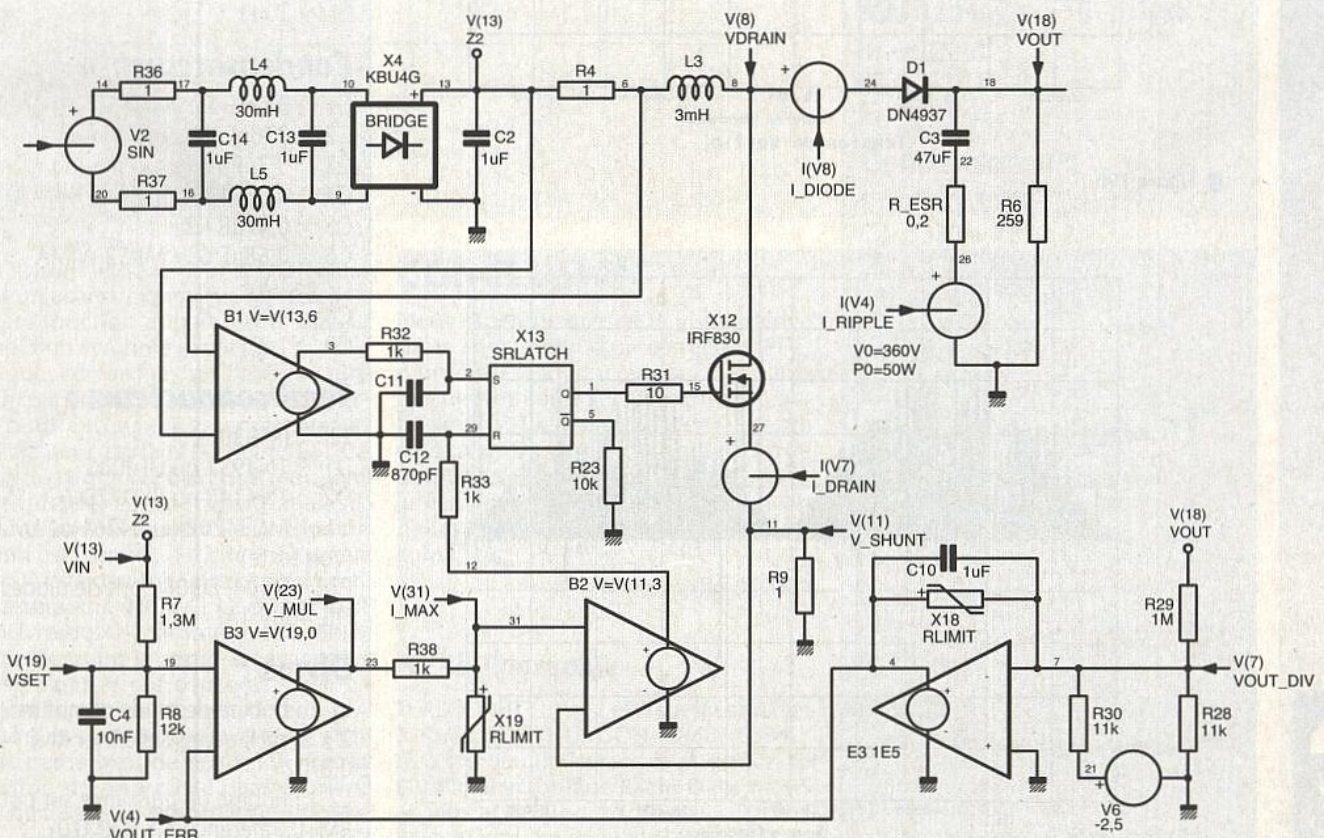


recouvrement inverse. C4, compte tenu de la sortie à 430V environ, sera un modèle 450V. Ce circuit fonctionne parfaitement et offre des performances intéressantes, comme en témoigne la figure 17. Le tablier du TOPSwitch correspond à la source du MOSFET interne et ne rayonne donc plus de parasites comme c'est le cas avec un MOS classique, dont le drain au boîtier véhicule d'importants dV/dt. Le circuit de régulation sommaire dérive avec la température, et pour des applications nécessitant un minimum de stabilité, on se reportera à d'autres schémas du constructeur.

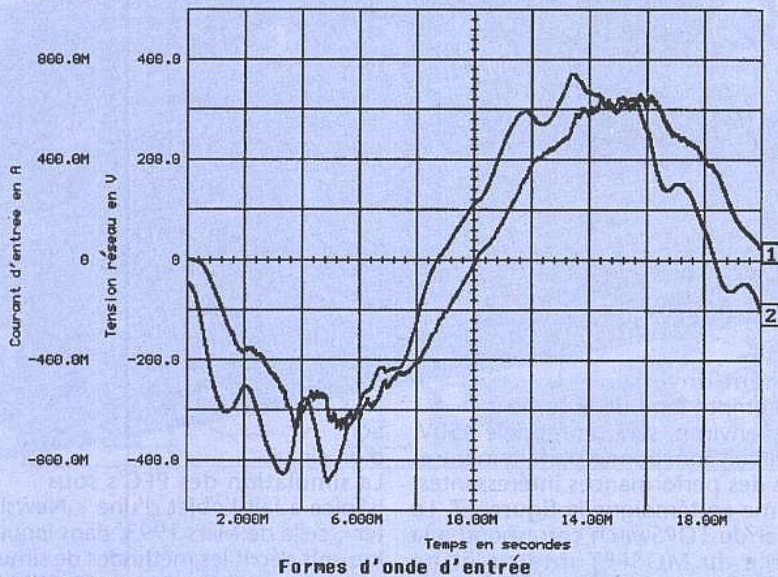
LA SIMULATION D'UN CORRECTEUR PFC SOUS ISSPICE

Faute de place, nous ne pouvons malheureusement pas nous apesantir sur cette étape passionnante de la concep-

tion d'un circuit. La simulation des PFC's sous IsSpice a fait l'objet d'une « Newsletter », celle de Mars 1993, dans laquelle Intusoft décrit les méthodes de simulation mises en œuvre pour modéliser le comportement d'un PFC (courbes de réponse AC, facteur de puissance ...). On pourra se procurer ce document auprès d'EXCEM, distributeur français du logiciel. Les simulations évoquées ci-dessus ne permettent pas d'obtenir le fonctionnement en commutation des différents éléments. Nous avons étudié un montage capable de mettre en valeur les différents points abordés au cours de cet article. En fait, nous sommes inspirés de l'architecture du 34262P qui prend la forme de la figure 18, après saisie sous SpiceNet. Inutile de préciser que ces simulations, compte tenu des nombreuses commutations HF, réclament des temps de cal-



■ Figure 18 : schéma de simulation d'un PFC sous ISSPICE.



■ Figure 19a

$$I_{\text{eff}} = 0,506 \text{ A}$$

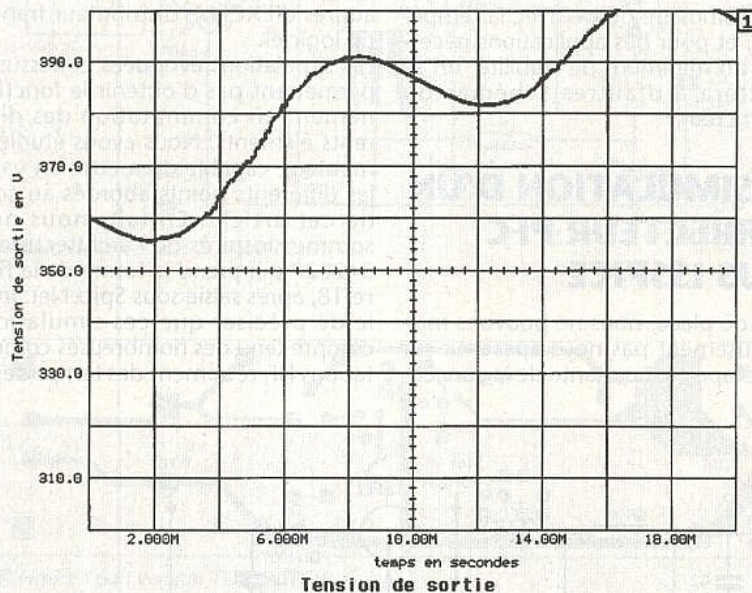
$$V_{\text{eff}} = 220,9 \text{ V}$$

$$VA = 111,77$$

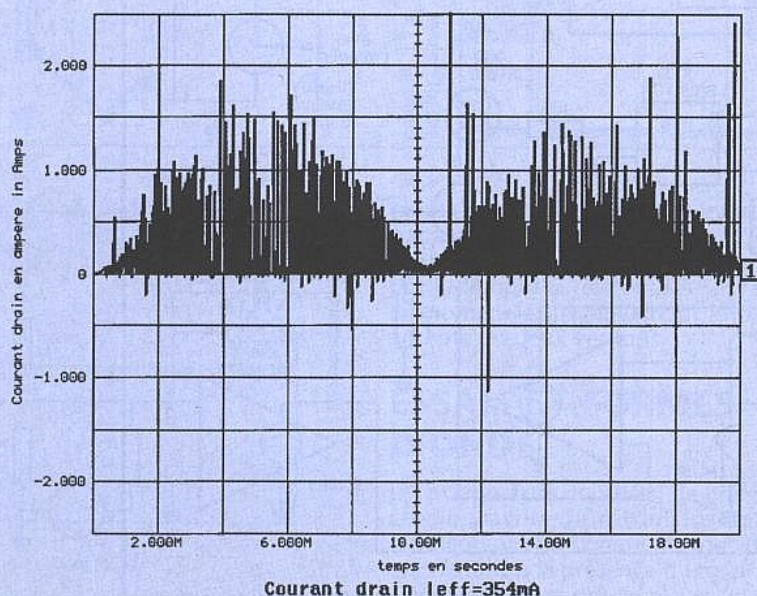
$$W = 110,6$$

$$PF = \frac{W}{VA} = 0,989$$

cul monstrueux, à moins de posséder une configuration performante. L'avantage du schéma obtenu réside dans l'utilisation de composants réels et permet ainsi d'apprécier les pertes



■ Figure 19b



■ Figure 19c

NOMENCLATURE Version 34262-L6560

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

- R1 : 22k Ω , CMS
- R2 : 120k Ω 1W, PRO1 Philips
- R3 : 1,8 Ω
- R4 : 1,8 Ω
- R5 : 1,6M Ω VR25 1% (haute tension)
- R6 : 1,3M Ω VR25 (haute tension)
- R7 : 12k Ω CMS
- R8 : 33 Ω CMS
- R9 : 11k Ω 1% CMS
- R10 : 330 Ω CMS
- R11 : 10 Ω

Condensateurs :

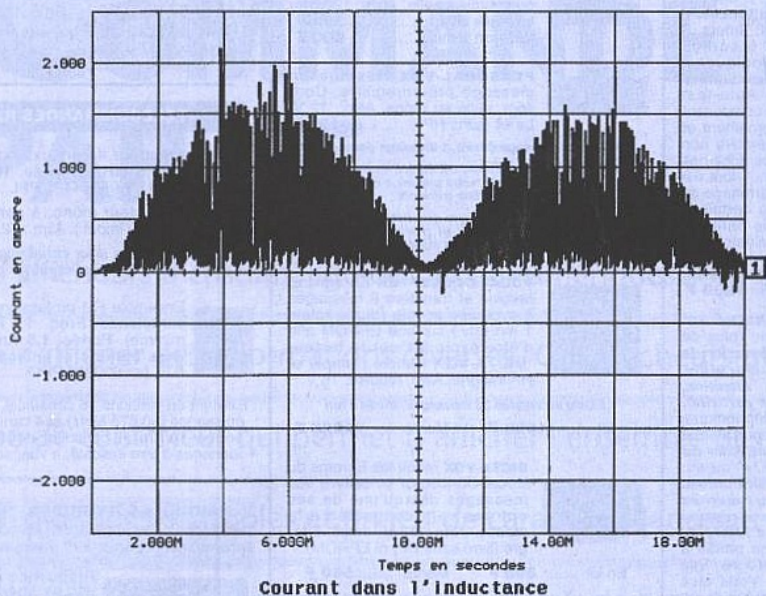
- C1 : 330nF X2
- C2 : 330nF X2
- C3 : 3,3nF Y
- C4 : 47 μ F 400V Snap-In
- C5 : 0,47 μ F X2
- C6 : 0,68 μ F 63V MKS2 WIMA
- C7 : 10nF
- C8 : 100 μ F 25V
- C9 : 1nF

Semi-conducteurs :

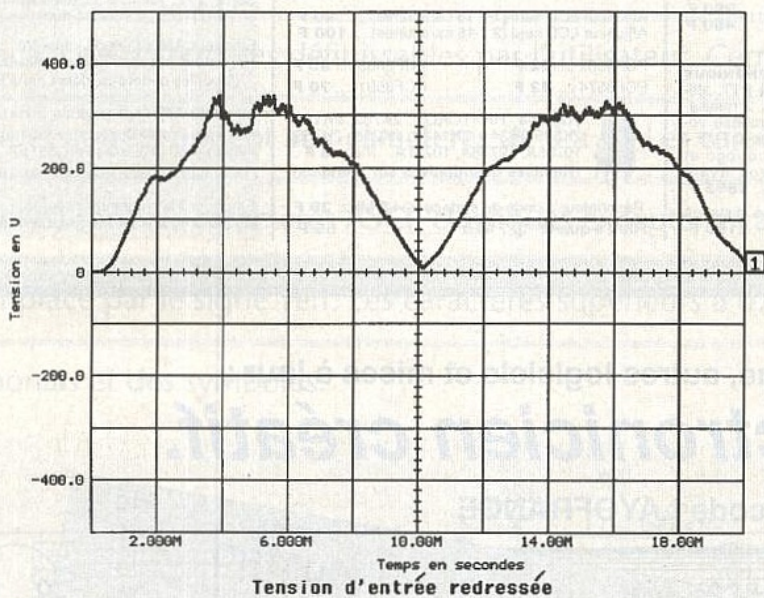
- T1 : IRF830
- D1 : 1N4937 ou UF4005
- D2 : 1N4148 ou BYD77D (CMS)
- U1 : MC34262 ou 34261 ou L6560 (voir texte)
- PT1 : DB04, DB08 pont de diodes DIL 400V 1A

Divers :

- L1 : bobine de mode commun 2 x 27mH, genre Schaffner RN114-0.8/02
- L2 : bobine de puissance sur pot RM10, référence A.S.B RM10-PFC/120W ou RM8-PFC/72W (voir texte)



■ Figure 19d



■ Figure 19e

dont ils sont le siège. Il présente également un aspect didactique intéressant, chaque fonction apparaissant sous la forme d'un symbole explicite.

Quelques remarques sur l'architecture du circuit simulé. L'amplificateur d'erreur bâtit autour d'E3, représente un amplificateur parfait, de gain 1E5. Ce genre de structure, bien que réduisant drastiquement les temps d'analyse, présente une sortie dont l'excursion de tension est illimitée. En effet, si l'erreur différentielle d'entrée atteint 1V, la sortie passera à ... 100kV ! Le composant RLIMIT résout élégamment ce problème, en écrétant la sortie à des valeurs choisies par le concepteur, sans influencer le comportement du composant. La mesure du courant crête s'effectue par le biais du shunt R9 alors la détection de zéro passe par l'élément B1, associé à la résistance R4. La figure 19a à e détaille certains résultats obtenus après simulation que l'on pourra comparer à ceux relevés à l'oscilloscope.

CONCLUSION

Nous espérons que cette visite guidée sur la conception d'un correcteur PFC, permettra aux concepteurs de se forger une opinion sur la technique actuelle ainsi que les moyens de la mettre en œuvre. La maquette décrite offre de nombreuses possibilités, comme nous le verrons plus tard en décrivant un ballast électronique équipé d'un tel correcteur.

Christophe BASSO

● Bibliographie

TURBOSWITCH™ in a PFC boost converter, B. RIVET, SGS-THOMSON, AN603/0394
La correction du facteur de puissance, C. BASSO, *Electronique Radio-Plans* n°565 et 566
Power factor controllers, Data sheet du MC34261/2P, MOTOROLA
Power factor corrector, Data sheet du L6560, SGS-THOMSON

Technical notes on aluminium electrolytic capacitors, NICHICON, CAT. 8101A
Power factor controllers Design Elements Calculation, MOTOROLA, Calculation note
Power factor controllers MOSFET on-time losses, MOTOROLA, Calculation note
Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance, J.-P FERRIEUX, F. FOREST, MASSON

Atelier Spécial de Bobinage

125, cours Jean-Jaurès
38130 ECHIROLLES
Tél. : 76 23 02 24
Fax : 76 22 64 89

EXCEM

12, chemin des Hauts de Clarefontaine
78580 MAULE
Tél. : (1) 34 75 13 65
Fax : (1) 34 75 13 66
Logiciel de simulation ISSPICE

AXESS Technology

ZAC de VAULORIN
9, rue Marcelin Berthelot
91320 WISSOUS
Tél. : (1) 60 11 11 10
Fax : (1) 60 11 67 54

TOPSwitch, Power Integration et condensateurs faible ESR OSCON-SANYO.

Nous tenons à la disposition des lecteurs désireux d'approfondir le sujet, le texte relatif au calcul des éléments que, pour raison d'encombrement, nous n'avons pas inséré dans cet article.

NOMENCLATURE Version TOPSwitch

Résistances 5% 1/4W :

R1 : 220 Ω
R2 : 3,3kΩ
R3 : 260kΩ

Condensateurs :

C1 : 330nF X2
C2 : 330nF X2
C3 : 3,3nF Y
C4 : 47μF 450V Snap-In
C5 : 0,47μF X2
C6 : 220μF 16V radial
C7 : 4,7μF 16V radial

Semi-conducteurs :

IC1 : TOP204 Power-Integration
D1 : MUR460 Motorola
D2 : 1N4936 ou UF4005
DZ1 : diode zener 180V 3W
DZ2 : diode zener 180V 3W
PT1 : 1B04, 1B08 pont de diodes
DIL 400V 1A

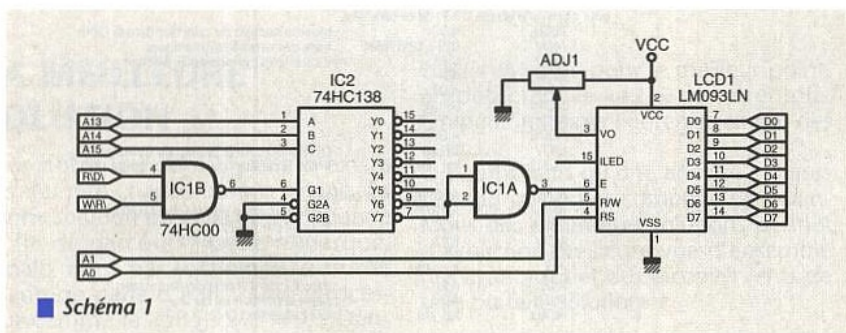
Divers :

L1 : bobine de mode commun
2 x 27mH, genre Schaffner
RN114-0.8/02
L2 : bobine de puissance sur pot
RM8, référence A.S.B RM8-TOP100
(voir texte)

COMMANDE DE LCD PAR μ C

Les afficheurs à cristaux liquides alphanumériques sont universellement utilisés pour afficher des informations diverses. Ces afficheurs utilisent tous le même type de contrôleur qui permet d'afficher l'ensemble des caractères ASCII ainsi que quelques symboles et un jeu de caractères Japonais stylisé. Les caractères accentués français ne font pas partie du jeu de ces contrôleurs.

Fort heureusement on peut tout de même afficher tous les caractères désirés grâce à des caractères définissables par l'utilisateur. Ceux-ci sont au nombre de huit et correspondent aux caractères de 020H à 07DH (inclus) sont les caractères ASCII classiques excepté le caractère \ qui est remplacé par le signe Yen. Les caractères supérieurs à 07DH sont des caractères Japonais et des symboles.



■ Schéma 1

La routine `lcdputchar` permet de convertir les caractères IBM-PC pour les afficher sur le LCD. Certains caractères sont simplement transcodés, les caractères IBM-PC dont le code se trouve dans la table `IBM_LCD` sont simplement traduits dans l'équivalent LCD (table `IBM_CAR`). La majorité des caractères accentués ne sont pas disponibles dans le jeu de caractères associé au contrôleur LCD. Les caractères IBM-PC dont le code est dans la table `IBM` sont recréés avec le bitmap associé présent dans la table `PATTERN`. Ces caractères sont créés dans une matrice 5 X 8, chaque ligne de huit octets de la table `PATTERN` correspond au caractère IBM-PC dont on désire recréer la forme. Cette forme est recréée de haut en bas, seul les cinq bits de poids les plus faibles étant représentatifs. On pourra créer n'importe

quelle forme en ajoutant (ou en modifiant) huit octets à la table `PATTERN` et en ajoutant à la table `IBM` le code du caractère auquel on souhaite associer la nouvelle forme créée. Les tables `IBM_LCD` et `IBM` contiennent les codes des caractères utilisés sous DOS. Nos lecteurs qui développent des logiciels sous Windows ou sous un autre système d'exploitation devront modifier ces tables en conséquence.

La routine `lcdputchar` ne gère pas les caractères de déplacement de curseur. Il est facile de modifier `lcdputchar` pour lui faire prendre en compte ces caractères de contrôle. Le seul point délicat est que le même contrôleur sert à gérer des afficheurs de type différent. Ainsi les afficheurs 2 X 16, 2 X 20, 4 X 16, 4 X 20 utilisent le même contrôleur et l'adresse qui correspond au 17ème caractère sur un afficheur de deux lignes

de vingt caractères, correspond au premier caractère de la troisième ligne sur un afficheur de quatre lignes de seize caractères. Ces modifications dépendent donc du type d'afficheur choisi.

Le sous-programme `lcd_str` affiche une chaîne de caractères pointée par le `DPTR` en utilisant `lcdputchar`. La fin de la chaîne est indiquée par le caractère zéro (comme dans le cas du langage C).

Ces différents sous-programmes font appel à des sous-programmes plus simples qui constituent les routines de bas niveau. L'afficheur à cristaux liquides sera connecté sur le bus du 8051 suivant le schéma 1. Contrairement à ce que l'on pourrait penser, il ne faut pas relier la ligne R/W du LCD à la ligne WR du microprocesseur. En effet, les timings respectifs de l'afficheur et du microprocesseur ne permettent pas cet arrangement. La solution la plus simple est de relier RS et R/W à des lignes d'adresses, la ligne E (qui joue le rôle d'un chip select) est connectée au décodage d'adresses et est validée à la lecture et à l'écriture. Normalement, l'impulsion positive envoyée sur la ligne E devrait durer au moins 450ns. En fait, cette ligne s'accommode de d'impulsion de durée plus courte, on pourra donc sans inconvénient utiliser un microcontrôleur cadencé à 12 MHz.

Le présent listing (au verso) est disponible sur le serveur ERP.

```

CSEG AT 0
JMP START
; ROUTINES DE BAS NIVEAU DE GESTION DE LCD ALPHANUMERIQUE
; 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
; R051 -> A0 A1 DEC D0 D1 D2 D3 D4 D5 D6 D7
; La ligne DEC génère un pulse POSITIF pour chaque accès en lecture et en
; écriture dans les quatres adresse de base ADR_LCD+0..+3
ADR_LCD+0 écriture caractère contrôle
ADR_LCD+1 écriture caractère (affichable)
ADR_LCD+2 lecture du bit busy (7) et de l'adresse courante
ADR_LCD+3 lecture du caractère affiche courant
ADR_LCD EQU OFFC0H ; adresse de base du lcd
; l'adresse de base doit être modifiée en fonction du décodage d'adresse choisi
; Lit le caractère courant (à la position du curseur)
lcd_read:
PUSH DPL
PUSH DPH
MOV DPTR,#ADR_LCD+2 ; lecture du bit occupé
lcdr0: MOVX A,@DPTR
JB ACC.7,lcdr0 ; attend la libération du lcd
INC DPTR ; ADR_LCD+3
MOVX A,@DPTR
MOV R7,A
AJMP lcdres ; restaure DPTR et sort
; Lit l'adresse courante (position du curseur)
lcd_read_cur:
PUSH DPL
PUSH DPH
MOV DPTR,#ADR_LCD+2 ; lecture du bit occupé
lcdre0: MOVX A,@DPTR
JB ACC.7,lcdre0 ; attend la libération du lcd
MOV R7,A
AJMP lcdres ; restaure DPTR et sort
; Affiche le caractère R7 à l'adresse courante. L'adresse courante est
; incrémentée
lcd_outch:
PUSH DPL
PUSH DPH
MOV DPTR,#ADR_LCD+2
lcdou0: MOVX A,@DPTR
JB ACC.7,lcdou0 ; tant que occupé
; XBYTE[ADR_LCD+1] = C;
MOV DPTR,#ADR_LCD+1
MOV A,R7
MOVX @DPTR,A ; envoie le caractère
AJMP lcdres ; restaure DPTR et sort
; Envoie sur l'afficheur le caractère de contrôle R7
; A modifié
R7 = 01H ; efface écran
R7 = 03H ; curseur au début de l'écran
R7 = 06H ; adresse incrémentée après écriture
R7 = 08H ; afficheur inactif
R7 = 0CH ; curseur invisible (afficheur actif)
R7 = 0EH ; curseur visible fixe
R7 = 0FH ; curseur visible clignotant
; Si le huitième bit de R7 est à 1, positionne l'adresse courante (gotoxy)
; le caractère de l'adresse courante peut être lu avec lcd_read
; Si le huitième bit de R7 est 0 et le 7ième bit à 1 (0x80 > R7 >= 0x40),
; positionne l'adresse du générateur de caractère. La première ligne commence
; à l'adresse 0x80, la deuxième à 0xC0, la troisième à 0x94, la quatrième
; à 0xD4.
lcd_ctrl:
PUSH DPL
PUSH DPH
MOV DPTR,#ADR_LCD+2
lcdou1: MOVX A,@DPTR
JB ACC.7,lcdou1 ; tant que occupé
MOV DPTR,#ADR_LCD
MOVX @DPTR,A ; envoie le caractère de contrôle
MOV DPTR,#ADR_LCD+2
lcdou2: MOVX A,@DPTR
JB ACC.7,lcdou2 ; puis attend la libération
; théoriquement inutile mais parfois
lcdres: POP DPH
POP DPL
RET
; Initialise l'afficheur en deux lignes (ou quatre lignes) 8 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 caractères
LCD_TAB_INIT:
DB 033H,033H,033H,038H,00CH,006H,001H
lcd_init:
MOV R0,#0FFH
lcdini: INC R0
MOV A,R0
MOV DPTR,#LCD_TAB_INIT
MOVC A,@A+DPTR
JZ lcdini0
MOV DPTR,#ADR_LCD
MOVX @DPTR,A
MOV R7,#0
tempo: MOV ACC,#60 ; tempo
tempo1: DJNZ ACC,tempo1 ; tempo R7,tempo1
DJNZ ACC,tempo1
AJMP lcdini
lcdini0: RET
; ROUTINES DE HAUT NIVEAU
; lcdputchar effectue un transcoding des caractères IBM accentués et autres
; de manière à pouvoir afficher un caractère équivalent sur l'afficheur LCD
; Les caractères suivants sont simplement transcodés :
; à<epsilon>µ<sigma>v<epsilon>ñ<sup>0</sup>
; ∞∂∑π<sup>±</sup> *∞1A,
; le caractère 0x1A est représentable (flèche droite) mais indique une fin de
; fichier il ne faut donc pas le visualiser dans un fichier texte ibm
; les codes suivants sont les codes des caractères IBM DOS pour lesquels il
; existe un équivalent direct dans le jeu LCD
IBM_LCD:
DB 084H,0E1H,0EEH,0E6H,0E5H,0FBH,09BH,09CH,09DH,0A4H,094H,0E9H
DB 0ECB,0EAH,081H,0E4H,0E3H,0F6H,0DBH,0F9H,0FBH,01AH,01BH,000H
; caractères équivalents aux caractères précédents avec le jeu LCD
IBM_CAR:
DB 0E1H,0E2H,0E3H,0E4H,0E5H,0E8H,0ECH,0EDH,0SCH,0EEH,0EFH,0F2H
DB 0F3H,0F4H,0F5H,0F6H,0F7H,0FDH,0FFH,0A5H,0DFH,07EH,07FH,0DBH
; Les caractères suivants doivent être recrés :
; éèèàçüïò
; ÅÄÅzEUäÖ
; ÿÑáüïò
; flèche haut-bas, flèche haut, flèche bas, \-, triangle, pointe droite,
; pointe gauche
; les codes suivants sont les codes des caractères IBM DOS pour lesquels il
; est nécessaire de recréer les caractères
IBM:
DB 082H,08AH,08BH,085H,087H,097H,08CH,093H ; français
DB 092H,08FH,08EH,091H,090H,09AH,086H,099H ; europe du nord
DB 0ADH,0A8H,0A5H,0A0H,0A1H,0A3H,08DH,095H ; europe du sud
DB 012H,018H,019H,05CH,07EH,07FH,010H,011H ; flèches et divers
DB 000H
; Bitmap associés aux nouveaux caractères
PATTERN:
DB 004H,002H,00EH,011H,01FH,010H,00EH,000H ; e accent grave
DB 004H,008H,00EH,011H,01FH,010H,00EH,000H ; e accent aigu
DB 004H,00AH,00EH,011H,01FH,010H,00EH,000H ; e accent circonflexe
DB 004H,002H,00EH,001H,00FH,011H,00FH,000H ; a accent grave
DB 000H,000H,00EH,011H,010H,00EH,004H,000H ; c cedille
DB 004H,002H,011H,011H,011H,013H,00DH,000H ; u accent grave
DB 004H,00AH,00CH,004H,004H,004H,00FH,000H ; i accent circonflexe
DB 004H,00AH,00EH,011H,011H,011H,00EH,000H ; o accent circonflexe

```

```

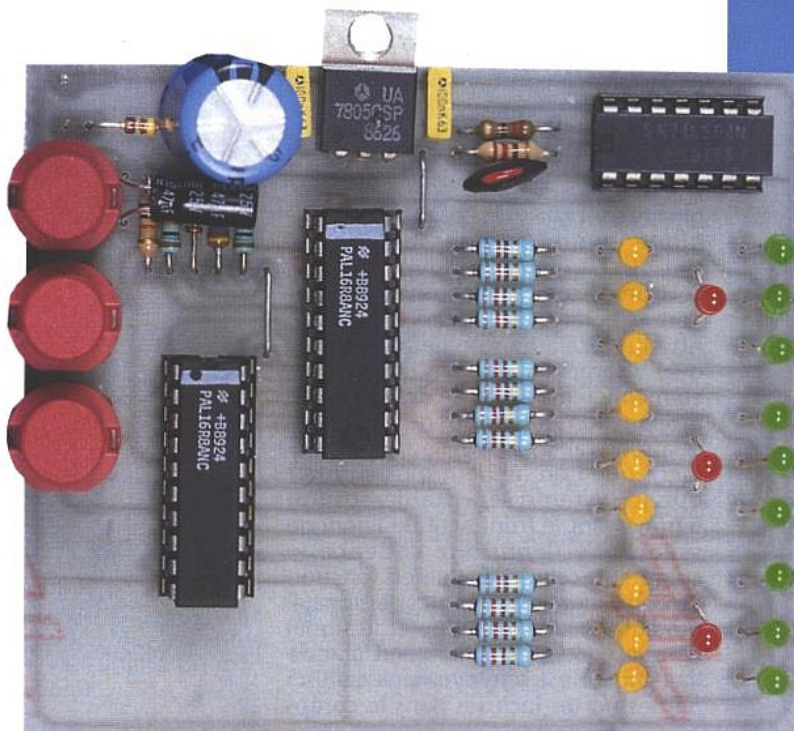
DB 00FH,014H,014H,017H,01CH,014H,017H,000H ; AE
DB 00EH,00AH,00EH,011H,01FH,011H,011H,000H ; A avec un rond
DB 00AH,00EH,00EH,011H,01FH,011H,011H,000H ; A tréma
DB 000H,00EH,00EH,005H,00EH,00EH,014H,00FH,000H ; ae
DB 004H,008H,01FH,010H,01EH,010H,01FH,000H ; E accent aigu
DB 011H,000H,011H,011H,011H,011H,00EH,000H ; U tréma
DB 00EH,00AH,00EH,001H,00FH,011H,00FH,000H ; a avec un rond
DB 00AH,00EH,011H,011H,011H,011H,00EH,000H ; O tréma
DB 004H,000H,004H,004H,004H,004H,004H,000H ; a l'envers
DB 004H,000H,004H,008H,010H,011H,00EH,000H ; ? à l'envers
DB 00EH,000H,011H,019H,015H,013H,011H,000H ; N tilde
DB 004H,008H,00EH,001H,00FH,011H,00FH,000H ; u accent aigu
DB 004H,008H,00CH,004H,004H,004H,00FH,000H ; u accent aigu
DB 004H,008H,011H,011H,011H,013H,00DH,000H ; u accent aigu
DB 004H,002H,00CH,004H,004H,004H,00FH,000H ; i accent grave
DB 004H,002H,00EH,011H,011H,011H,00EH,000H ; o accent grave
DB 004H,00EH,01FH,004H,004H,01FH,00EH,004H ; flèche haut-bas
DB 004H,00EH,01FH,004H,004H,004H,004H,004H ; flèche haute
DB 004H,004H,004H,004H,004H,01FH,00EH,004H ; flèche basse
DB 000H,010H,008H,004H,002H,001H,000H,000H ; backslash
DB 000H,000H,008H,015H,002H,000H,000H,000H ; tilde
DB 000H,000H,000H,004H,00AH,011H,01FH,000H ; petit triangle
DB 008H,00CH,00EH,00FH,00EH,00CH,008H,000H ; pointe gauche
DB 002H,006H,00EH,01EH,00EH,006H,002H,000H ; pointe droite
; Cherche dans la table de caractère si le caractère R7 existe. Si oui, revient
; avec la position du caractère dans A, sinon revient avec A = -1. La table est
; pointée par le DPTR
scan_car:
MOV R0,#0FFH
scan0: INC R0 ; caractère suivant
MOV A,R0
MOVC A,@A+DPTR ; prend le caractère dans la table
JZ scan1 ; fin de table, echec
XRL A,R7
JNZ scan0 ; si différent, caractère suivant
MOV A,R0 ; renvoie la valeur dans A
scan1: MOV A,#0FFH ; echec, renvoie -1
RET
; Affiche un caractère R7. Si ce caractère n'est pas un caractère ASCII
; cherche si c'est un caractère ayant un équivalent dans le jeu de caractère
; du contrôleur LCD. Si ce n'est pas le cas cherche dans la table des
; caractères dont le bitmap est disponible ; si le caractère est trouvé, le
; nouveau caractère est redéfini avec pour adresse le lsb de l'index de
; recherche dans la table. Les caractères ont été groupés de manière à éviter
; que de façon courante deux caractères aient la même adresse.
; Ainsi e accent circonflexe, A tréma, N tilde et flèche basse auront
; l'adresse 2, aussi, si on affiche A tréma puis N tilde, le A tréma sera
; redéfini en N tilde.
lcdputchar:
MOV A,#R7
XRL lcdpu1 ; backslash redéfini
JZ MOV A,#020H ; backslash
ADD A,R7 ; backslash
JNC lcdpu0 ; si < 0x20, regarde si redéfini ou transcode
MOV A,#07EH ; si 0x20 <= car < 0x7E
ADD A,R7 ; si 0x20 <= car < 0x7E
JNC lcdpu3 ; affiche directement
lcdpu0: MOV DPTR,#IBM_LCD ; caractère à transcoder ?
ACALL scan_car
XRL A,#-1
JZ lcdpu1
XRL A,#-1
MOV DPTR,#IBM_CAR ; oui, peut être caractère à redéfinir
MOVC A,@A+DPTR ; prend le caractère LCD équivalent
MOV R7,A
AJMP lcdpu3 ; l'affiche puis sort
lcdpu1: MOV DPTR,#IBM ; table des caractères à redéfinir
ACALL scan_car ; caractère dans la table ?
MOV R7,# ; (si caractère non défini, espace)
XRL A,#-1
JZ lcdpu3 ; caractère non défini
XRL A,#-1
; caractère à programmer trouvé, le nouveau caractère sera le caractère ayant
; pour numéro le lsb (de 0 à 7) de ce caractère.
PUSH ACC ; sauve le numéro du caractère dans la table
MOV DPTR,#PATTERN ; table des caractères graphiques
MOVC B,#8 ; 8 caractères par caractères à définir
MUL A,DPL
MOV DPL,A
MOV A,B
ADDC A,DPH
MOV DPH,A ; DPTR pointe sur le bitmap du caractère
ACALL lcd_read_cur ; prend la position courante du curseur (R7)
POP ACC ; restaure le caractère
ANL A,#07H ; garde le numéro du nouveau caractère
PUSH ACC ; le sauve (de 0 à 7)
MOV B,#8 ; calcule l'adresse sur le lcd
MUL A,B
ORL A,#040H ; du caractère à programmer
XCH A,R7 ; dans R7, dans A position du curseur
PUSH ACC ; sauve la position du curseur
ACALL lcd_ctrl ; fixe l'adresse
MOV R0,#0FFH
lcdpu2: INC R0 ; pour R0 variant de 0 à 7
MOV A,R0
MOVC A,@A+DPTR ; prend la ligne suivante du bitmap
MOV R7,A
ACALL lcd_outch ; envoie le bitmap
CJNE R0,#7,lcdpu2 ; puis boucle
POP ACC ; restaure la position du curseur
ORL A,#080H
MOV R7,A
ACALL lcd_ctrl ; et revalide la position
POP ACC ; restaure le caractère à afficher (0 à 7)
R7,A
lcdpu3: ACALL lcd_outch ; et l'affiche
RET
; Affiche le message en ROM pointé par le DPTR
; DPTR, R7, R0, ACC, B, changés.
lcd_str:
CLR A
MOVC A,@A+DPTR ; prend le caractère suivant
JZ putst0 ; fin de chaîne, sort
INC DPTR ; pointe sur le caractère suivant
PUSH DPL ; sauve le pointeur sur les caractères
PUSH DPH
MOV R7,A
ACALL lcdputchar ; affiche le caractère
POP DPH ; restaure le pointeur
POP A
AJMP lcd_str ; et boucle
putst0: RET
MESSAGE:
DB 'éèèàçüïò'
DB 0
START: MOV SP,#40H ; initialise le stack
ACALL lcd_init ; initialise le LCD (2 ou 4 lignes 8 bits)
MOV DPTR,#MESSAGE
MOV lcd_str
ACALL lcd_str ; affiche le message
MOV R7,#0FH ; curseur clignotant
ACALL lcd_ctrl
AJMP st0
st0: AJMP st0 ; boucle infinie
END

```



L'AUTOMATE PAR L'EXEMPLE : UN 421 EN LANGAGE ABEL

Un problème peut toujours avoir plusieurs solutions. Le jeu du 421 n'est qu'un prétexte pour illustrer ce propos, en faire l'étude et utiliser ABEL que nous vous avons présenté dans le numéro 567. Nous allons passer en revue les solutions possibles, et donc plus particulièrement celles utilisant des circuits programmables (PAL). La vitesse et la complexité des systèmes impose



souvent l'utilisation de ces circuits programmables ou bien d'ASIC à l'heure actuelle.

LA MEILLEURE SOLUTION

Pour notre jeu du 421, elle n'existe pas. Au pire chacun aura la sienne. La bonne solution est celle qui fonctionne en fin de parcours ; cette remarque, banale, n'est pas totalement absurde quand on parle d'ASIC ou de processeur comme le «585,999999»... Dans notre cas, la vitesse n'étant pas le facteur important, une solution informatique par microcontrôleur pourrait parfaitement convenir ; elle est souple, extensible, et elle fonctionnera même après une difficile mise au point du logiciel, surtout si ce n'est pas la tasse de thé du concepteur.

LES «REVENDECATIONS»

Ce terme très usité dans le domaine désigne clairement ce que l'on va demander au système. Le jeu du 421 se fera à l'aide de trois dispositifs d'affichage qui reprendront le logotype d'un dé ; trois boutons permettront de simuler le lancer des dés. Nous nous en tiendrons là pour nos revendications ; en fait avec une solution souple (informatique) on pourrait, par exemple,

classer la sortie pour le meilleur point, en détectant le «421» par exemple. On peut imaginer l'enregistrement des coups...

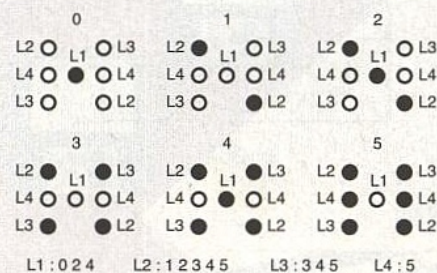
On comprend qu'une analyse exhaustive (au mieux) et complète des avantages des différentes solutions permet d'avoir une meilleure vue d'ensemble des avantages et des inconvénients de telle ou telle solution.

L'ÉTUDE

On commence par l'analyse du dé et des différents états possible comme le montre la figure 1. Sept LED seront nécessaires par dé, on remarque rapidement que certaines s'illuminent toujours ensemble, cette singularité permet déjà une simplification. Pour les six états nous n'aurons que quatre sorties L1, L2, L3, L4 à mettre à jour. Les trois dés fonctionnent de la même manière, une seconde singularité qui permet de décomposer la machine (421) en trois parties identiques.

● La solution simple

La figure 2 donne une solution «simple» possible, il ne faut jamais oublier ce type de solution, parce qu'elle



■ Figure 1 : l'alphabet du dé.

est en général plus «fiable». Pour chaque étage on utilise un compteur en anneau, (genre CD4017) qui fait passer à un chaque sortie successivement. Une matrice de LED permet le contrôle de L1, L2, L3, L4. Dans notre étude nous l'écartons, elle utilise plus de composants que la solution à base de PAL ; ce dispositif n'est pas un automate au sens strict puisqu'il faut arrêter l'horloge, enfin c'est une solution «très particulière» pour ce jeu.

LES AUTOMATES

Toutes les solutions, même la précédente, font appel à un automate ou machine à états. Nous allons donc

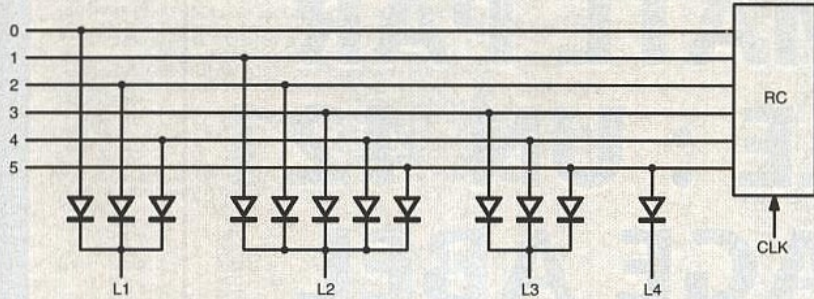


Figure 2 : une solution simple.

commencer par nous intéresser à ce dispositif. La figure 3 représente la solution réalisée en version discrète «TTL,CMOS». Un compteur par 6, compte 0,1,2,3,4,5. Les sorties codées binaire sont analysées par un réseau logique afin de générer les signaux L1,L2,L3,L4.

Les sorties sont asynchrones par rapport à l'horloge.

Attention cela ne signifie pas que les quatre sorties ne sont pas mises à jour en même temps à cause des temps de propagation dans les portes bien que cela soit vrai. Cela signifie très exactement que l'on ne peut plus affirmer que le système sera stable epsilon temps avant le front actif de l'horloge synchrone. L'horloge cadence le compteur, celui-ci évolue en fonction de deux stimuli synchrones, le signal E qui autorise le comptage et le signal LD qui reboucle le compteur. L'état de l'automate est renvoyé dans celui-ci par les portes incluses dans le comp-

teur. Le circuit logique interne est défini pour le faire évoluer. Les entrées E et LD influent le compteur en le bloquant et en le forçant à zéro. L'entrée RAZ du compteur est incluse dans l'automate du compteur, si elle est synchrone c'est préférable.

● Architecture classique

Le schéma de la figure 4 donne l'architecture de l'automate ; le circuit combinatoire C1 contient les circuits de rebouclage. Le circuit C2 contient la logique nécessaire à l'affichage. La sor-

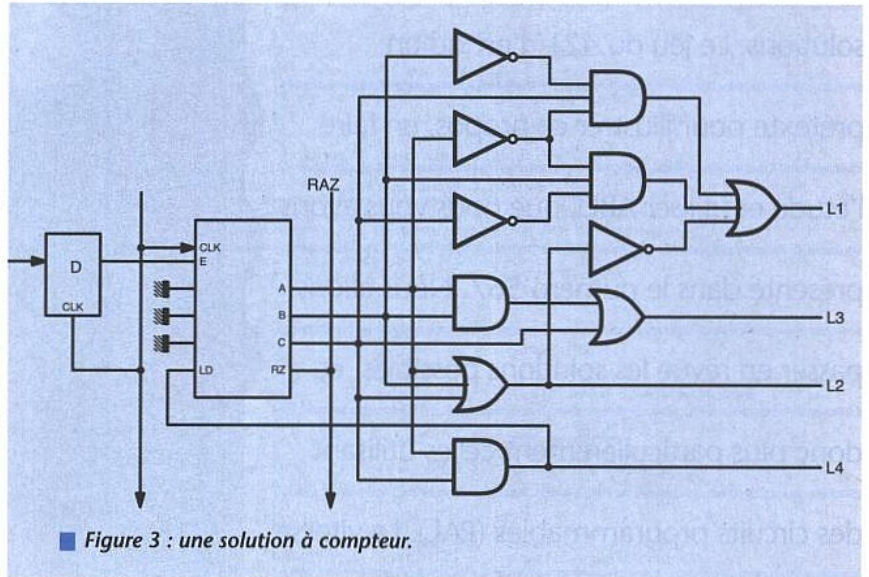


Figure 3 : une solution à compteur.

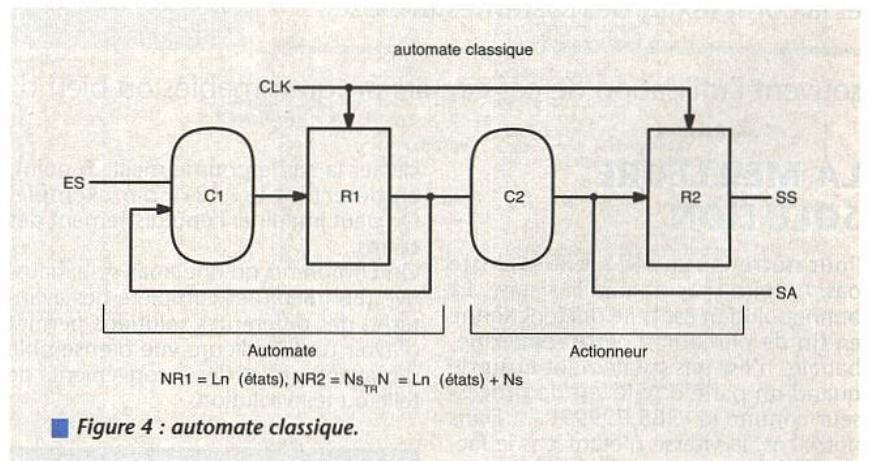


Figure 4 : automate classique.



ACER INDUSTRIE

SUPRATOR

Transformateurs variables



Régulation constante
Primaire 220 V

Type	Puissance VA	Tension Second.
M3 250	150	0-250
M4 250	200	0-250
M5 250	350	0-250
M6 250	500	0-250
M7 250	750	0-250
M8 250	1100	0-250
M9 250	1600	0-250
M10 250	2200	0-250

et tout type sur demande

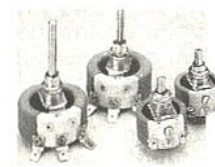
Transformateurs toriques

de 18 VA à 3,3 KVA - Primaire 220 V - Secondaire 2 x 6 V à 2 x 60 V - Spéciaux : sur demande.



Potentiomètres

bobinés de 1 à 1000 W



documentation sur demande

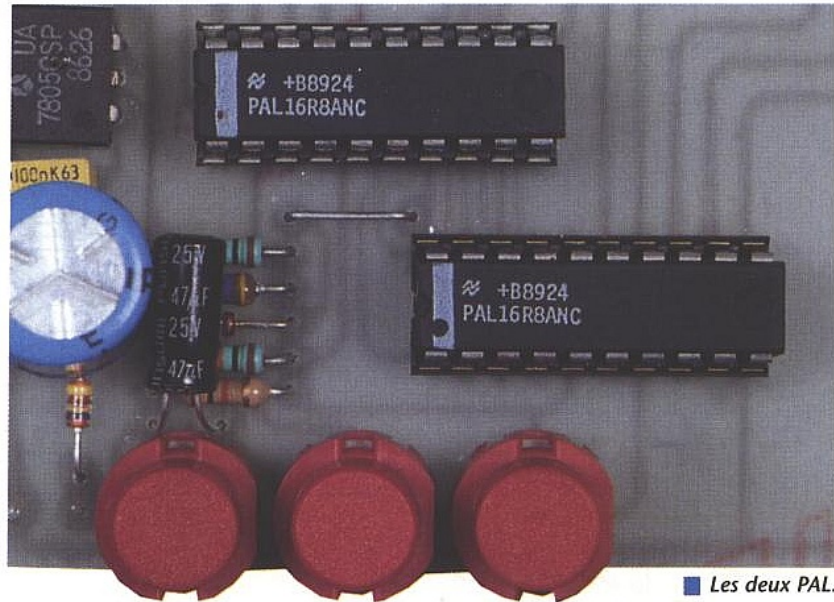
MACHINE A GRAVER V
Monobloc 200 x 300



ACER industrie
42, rue de Chabrol
75010 PARIS

Tél. : 47 70 28 31
Fax : 42 46 86 29

tie est asynchrone par Sa et synchrone en Ss ; on remarque qu'il y a un retard d'un coup d'horloge, pour rester synchrone, sur ces sorties. Le nombre de bascules nécessaires pour cette structure est parfaitement défini. Du côté de l'automate, il faut Nr registre avec $Nr=Ln(\text{états})$. Trois bascules pour 8 états, quatre pour 16 ..., il faut ensuite Ns registres pour les S sorties. En général on parallélise C2 avec C1, afin de ne pas avoir le retard d'un coup d'horloge. Sous ABEL, C2 est décrit pour chaque état avec le mot clé WITH. Le groupe C1 par le IF THEN. Dans cette architecture, l'alphabet de l'automate contient $2 \exp N$ lettres. Il est optimisé pour utiliser un maximum de lettres. En clair le nombre d'états possible « colle » au plus près au nombre d'états nécessaires (six dans notre cas avec un alphabet de 7 lettres). Il y a bien deux groupes combinatoires C1 et C2.



■ Les deux PAL.

● **Architecture libre**

C'est toujours un automate, mais on redéfinit l'alphabet. La figure 5 illustre le principe. Cette solution est moins usitée que la précédente ; avec elle, on ne peut pas définir rapidement le nombre de bascules nécessaire, sauf dans des cas particuliers. Le jeu du 421 fait partie de ces cas. En effet la sortie Ss est unique pour chaque état, c'est bijectif. En clair, à chaque combinaison des LED correspond un et un seul chiffre ; ce n'est pas toujours évident, (pour les jeux de cartes, la valeur de l'as et le dix par exemple).

En électronique c'est encore plus critique, par exemple dans les circuits de gestion de la mémoire d'un processeur. L'automate pourra prendre plusieurs états alors que les signaux d'activation resteront dans le même état comme les signaux R/W, RAS, CAS, d'une mémoire dynamique lors d'un accès à un périphérique. Au pire, le nombre de registres sera égal au nombre de l'automate classique avec les sorties synchrones. Dans la figure 5 on a découpé le registre R3 en deux. Avec le nombre de lettres optimisé de l'automate classique on aurait $R3 = R1+R2$, c'est la version parallèle citée auparavant. Pour le cas du 421 nous aurions

$R3=7$. En redéfinissant l'alphabet, il ne faudra que quatre bascules et nous sortirons en « synchrone ». La logique « C2 » n'existe plus. La nouvelle logique C3 reprend la logique de C1, la description de l'automate est identique à la précédente. Au niveau ABEL, il faut changer la partie DECLARATION du registre qui aura quatre bascules [...] et l'équivalence état-valeur du registre. On peut choisir cette configuration lorsque les signaux de sortie tendent vers un alphabet ; cette solution réduit le nombre de bascules, enfin avantage non négligeable, la lisibilité du programme est améliorée.

LE PROGRAMME DU PAL

Le jeu du 421 contient trois automates. Deux sont totalement implémentés dans chaque PAL 16R8, le troisième est réparti entre les deux PAL. Le nombre 421 s'affiche à l'initialisation, c'est ce qui distingue les automates. Pour réaliser ce troisième automate, on commence par le décrire sous forme d'automate, puis on le teste. Avec ABEL on transforme cette structure en équivalent équations.

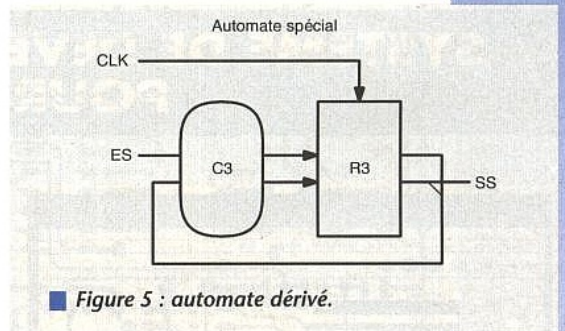
Ces équations sont greffées dans les deux PAL.

La figure 6 donne le programme du PAL 1 pour exemple, on y trouve la partie automate, puis la partie équations de l'automate réparti.

Le dé deux est réparti sur les deux PAL. Pour gérer correctement le bouton poussoir sur les deux PAL, le signal bouton poussoir est resynchronisé par une bascule avant d'être appliqué aux PAL.

● **Test de l'automate**

Il est absolument nécessaire de tester l'automate avant de passer à la phase de

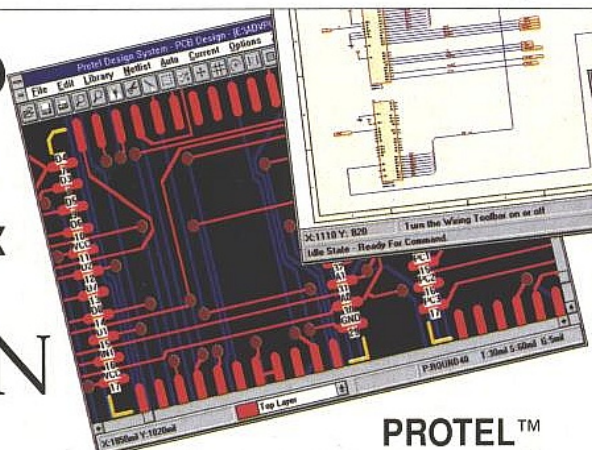


■ Figure 5 : automate dérivé.

La CAO et l'IAO électroniques sous Windows au meilleur prix

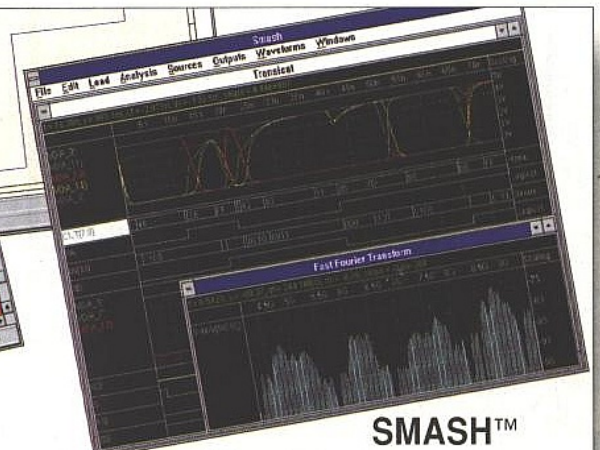
DOLPHIN
INTEGRATION

8, ch. des Clos
B.P. 65 ZIRST
38242 Meylan
France
tel. 76 41 10 96
fax 76 90 29 65



PROTEL™

Conception de circuits imprimés avec éditeur de schémas, placement et routage automatiques intégrés. Rétroannotation et sondage. Echange de fichiers avec OrCAD™. Lecture de fichiers Gerber™ et DXF™.



SMASH™

Simulateur mixte mult niveau, compatible SPICE, VERILOG et C. Pour la simulation de cartes et d'ASIC. Recomposition interactive. Egalement disponible sous Windows NT, Macintosh™, PowerPC et UNIX.

« DEUX QUATRE
« SIX UN SIX
« QUATRE DEUX UN,DEUX,QUATRE,SIX

declarations
zfx1 DEVICE 'p16r8';

«Etat machine des DES:
ZERO=0;UN=^b0001; DEUX=^b0010; TROIS=^b0011;
QUATRE=^b0100; CINQ=^b0101; SIX=^b0110; SEPT=^b0111;
HUIT=^b1000; NEUF=^b1001; DIX=^b1010; ONZE=^b1011;
DOUZE=^b1100; TREIZE=^b1101; QUATORZE=^b1110; QUINZE=^b1111;
DUN=UN; DDEUX=DEUX; DTROIS=TROIS; DQUATRE=QUATRE; DCINQ=SEPT; DSIX=QUATORZE;

«Entree de controle
HORLOGE pin 1;
!RAZ pin 7;
!AUTO pin 11;

«gestion DE1
!STJDE1 pin 5;
D1A,D1B,D1C,D1D pin 14,15,12,13 istype 'reg,invert';
RDE1=[D1D,D1C,D1B,D1A];

«gestion DE2
STJDEP pin 2;
D2A,D2B pin 4,3;
D2C,D2D pin 19,18 istype 'reg,invert';

equations
«l'entree CLK va sur les
RDE1.clk= HORLOGE;
RDE1.oe = AUTO;

State_diagram RDE1; «donne le 1 de 421

State ZERO: GOTO DUN;
State QUATRE: GOTO DUN;
State CINQ: GOTO DUN;
State HUIT: GOTO DUN;
State NEUF: GOTO DUN;
State DIX: GOTO DUN;
State ONZE: GOTO DUN;
State DOUZE: GOTO DUN;
State TREIZE: GOTO DUN;
State QUINZE: GOTO DUN;

State DUN: IF (STJDE1&!RAZ) THEN DDEUX; «comptage
IF (!STJDE1&!RAZ) THEN DUN; «memoire
IF (RAZ) THEN DUN; «RAZ

State DDEUX: IF (STJDE1&!RAZ) THEN DTROIS; «comptage
IF (!STJDE1&!RAZ) THEN DDEUX; «memoire
IF (RAZ) THEN DUN; «RAZ

State DTROIS: IF (STJDE1&!RAZ) THEN DQUATRE; «comptage
IF (!STJDE1&!RAZ) THEN DTROIS; «memoire
IF (RAZ) THEN DUN; «RAZ

State DQUATRE: IF (STJDE1&!RAZ) THEN DCINQ; «comptage
IF (!STJDE1&!RAZ) THEN DQUATRE; «memoire
IF (RAZ) THEN DUN; «RAZ

State DCINQ: IF (STJDE1&!RAZ) THEN DSIX; «comptage
IF (!STJDE1&!RAZ) THEN DCINQ; «memoire
IF (RAZ) THEN DUN; «RAZ

State DSIX: IF (STJDE1&!RAZ) THEN DUN; «comptage
IF (!STJDE1&!RAZ) THEN DSIX; «memoire
IF (RAZ) THEN DUN; «RAZ

equations
ID2C := (RAZ
D2D.FB & D2A
D2D.FB & ID2C.FB
STJDEP & D2D.FB
!STJDEP & ID2C.FB
ID2B
ID2C.FB & !D2A);

D2C.C = (HORLOGE);

D2C.OE = (AUTO);

ID2D := (RAZ
D2D.FB & D2A
STJDEP & D2D.FB
ID2B
STJDEP & !D2A
!STJDEP & D2A
ID2C.FB
!STJDEP & !D2D.FB
!D2D.FB & !D2A);

D2D.C = (HORLOGE);

D2D.OE = (AUTO);

«test du DE1
test_vectors(!AUTO,HORLOGE,RAZ,STJDE1)->[RDE1])

0..c.,1,0->DUN; «jeu
0..c.,1,0->DUN; «RAZ UN
0..c.,1,0->DUN; «RAZ UN
0..c.,0,0->DUN; «memoire UN
0..c.,0,0->DUN; «memoire UN
0..c.,0,1->DDEUX; «jeu
0..c.,0,1->DTROIS; «jeu
0..c.,0,1->DQUATRE; «jeu
0..c.,0,1->DCINQ; «jeu
0..c.,0,1->DSIX; «jeu
0..c.,0,1->DUN; «jeu
0..c.,0,1->DDEUX; «jeu
0..c.,0,1->DTROIS; «jeu
0..c.,0,1->DQUATRE; «jeu
0..c.,0,1->DCINQ; «jeu
0..c.,0,1->DSIX; «jeu
0..c.,0,0->DSIX; «memoire SIX
0..c.,0,0->DSIX; «memoire SIX
0..c.,0,1->DUN; «jeu
0..c.,0,1->DDEUX; «jeu
0..c.,0,0->DDEUX; «jeu
0..c.,0,0->DDEUX; «jeu

End

NOMENCLATURE

Résistances :

R1, R2, R3 : 10 kΩ
R4 : 4,7 kΩ
R5, R6 : 220 Ω
R7 à R18 : 820 Ω

Condensateurs :

C1 : 47 μF
C2 : 47 nF
C3, C4 : 100 nF
C5 : 470 μF

Semi-conducteurs :

DEL1 à DEL 21 : LED 3 mm
D1 : 1N4148
D2 : 1N4001

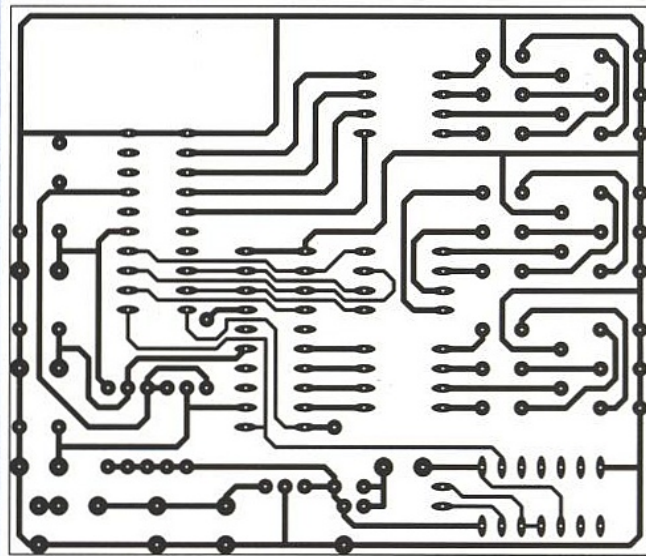
Circuits intégrés :

IC1, IC2 : PAL 16R8
IC3 : 74LS04
IC4 : 7805

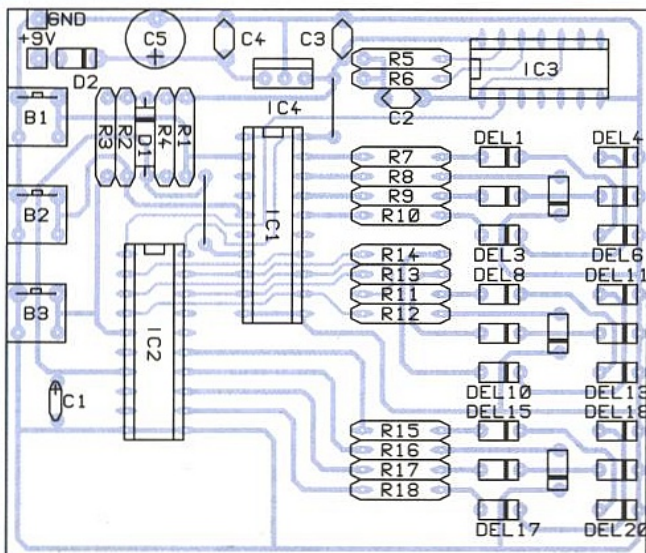
Divers :

Trois poussoirs.

NDRL : les fichiers source des deux PAL ainsi que les fichiers JEDEC de programmation correspondants sont disponibles sur le 3615 ERP.

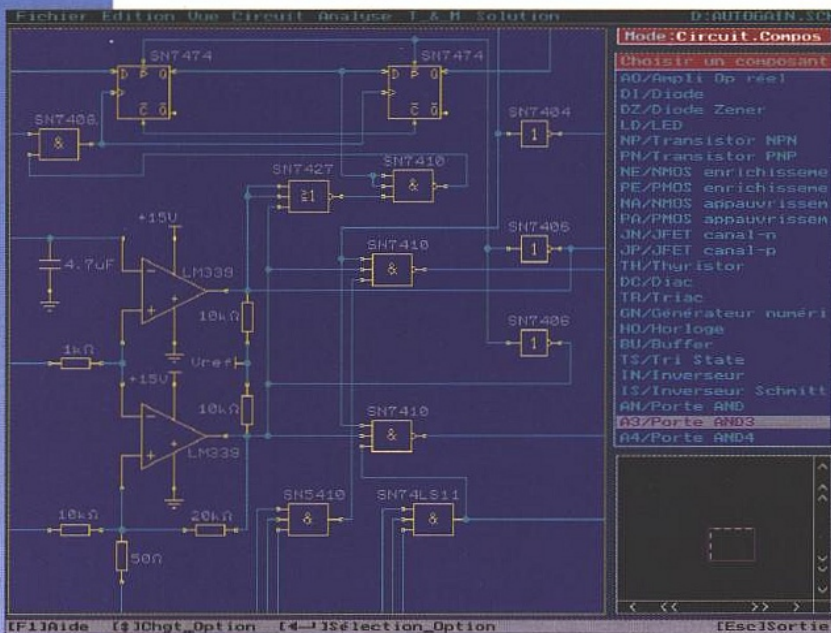


■ Carte de l'application 421.



TINA V 3.0

LA SIMULATION À L'ÉCOLE... ET AILLEURS



C'est en 1991 que BCD-I nous a

présenté TINA dans sa première

version. Pour son entrée officielle dans

le monde très fermé de la FAO, ce

logiciel n'était pas dépourvu

d'arguments. Cependant nous avons

émis à l'époque un certain nombre de

réserves, certaines mineures telle la

qualité du graphisme par exemple, d'autres plus importantes comme la

limitation des modèles et le manque d'ouverture vers des simulateurs

universellement exploités.

Beaucoup de travail sans doute, et l'aide des machines dont la montée en puissance favorise les moyens d'expression des développeurs ont permis la finalisation d'un produit qui va bien au delà des buts fixés. Logiciel d'apprentissage, TINA a dorénavant sa place dans n'importe quel bureau d'étude. Relativement modeste en besoins matériels, son moteur permet désormais l'étude et la simulation de circuits complexes avec l'utilisation de modèles réels ; le soft offre une compatibilité totale en entrée et en sortie avec les netlists de PSpice, et les fichiers de routage d'Orcad.

UN LOGICIEL PLUS GOURMET QUE GOURMAND

Tina accepte de tourner sur n'importe quel 386, c'est dire à quel point il (ou elle) fait preuve de bonne volonté. L'utilisateur soucieux de son temps prendra toutefois la précaution de s'assurer le concours d'un coprocesseur, et s'il est réellement pressé, il pourra envisager la participation d'un 486 bon chic bon genre, style DX 4/100 voire

un Pentium débarrassé de ses maladies de jeunesse. Bien que sa contribution ne soit pas indispensable, une souris apportera une saine ambiance à la fête. Décidément très convivial(e), Tina s'ouvrira aux réseaux sur présentation d'un agrément Novell NetWare au moins égal à 2.12 ou NetBios. Il nous faut ici, une fois n'est pas coutume, saluer le travail du distributeur en France qui nous propose un manuel absolument remarquable. Clair et précis, il détaille point par point dans un ordre rigoureux toutes les fonctions du logiciel ; chacun des chapitre est suivi d'exercices. Vous l'aurez compris, il ne s'agit pas là d'un simple manuel d'utilisation, mais bien d'un cours d'électronique et de simulation.

CE QUI SE CONÇOIT CLAIREMENT S'ÉNONCE AISÉMENT

La prise en main de Tina est des plus simple. Bon nombre de raccourcis claviers à la mnémotechnique aisée autorisent un accès rapide aux fonctions les plus courantes ; un gros effort a été effectué

pour dégager l'utilisateur de tout souci logiciel, tant au niveau du dessin lors de la création d'un circuit, qu'au moment de son évaluation et des corrections à y apporter. La précision dans la conception d'un circuit étant un élément essentiel à la fiabilité d'une simulation, la mise en place de chaque composant est suivie par l'affichage d'une fenêtre de dialogue dans laquelle il convient de spécifier toutes les caractéristiques du composant. Ce principe s'applique aux instruments de mesure, aux générateurs et aux alimentations. Dans ces conditions il est en principe impossible d'oublier le moindre paramètre ; par la suite, chaque élément d'un dessin apparaît accompagné de son étiquette caractéristique, étiquette paramétrable à tout moment.

UNE STRUCTURE MODULAIRE

Tina se compose de plusieurs modules fonctionnels interactifs dont nous allons faire le détail. Le premier module

est bien entendu l'éditeur de schémas/netlist. C'est un éditeur graphique à affichage vectoriel qui permet de travailler selon plusieurs niveaux de zoom. Il dispose de nombreuses fonctions avancées procurant une grande aisance tout particulièrement au cours de la réalisation de schémas importants (sélectionner, couper, coller, copier, déplacer). Le placement des points de connexion est automatique. Les dessins ainsi que les résultats d'analyse peuvent être exportés aux formats PCX, DXF, HPGL, WMF et Postscript, ou bien être directement imprimés. Comme nous le disions en préambule, ils peuvent être exportés en netlistSpice ou vers différents systèmes de routage. Totalement compatible Spice, Tina sait aussi analyser une netlist importée depuis PSpice par exemple.

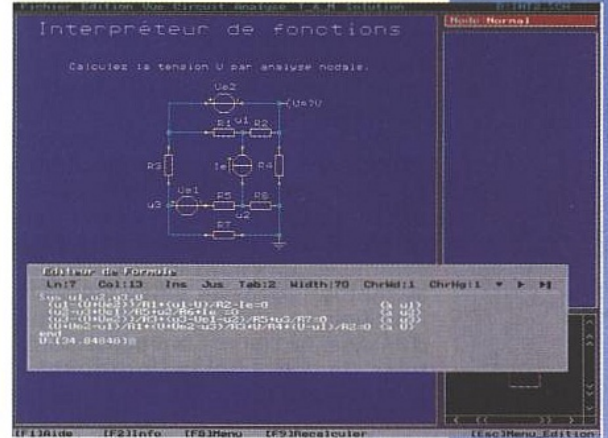
Le second module est un éditeur de texte pouvant être utilisé pour commenter circuits ou résultats d'analyse. Attributs et polices de caractères de blocs texte sont réglables lors de l'exportation graphique des schémas. Troisième module, et non des moindres, l'interpréteur de fonction procédural dont le langage de programmation est voisin du Pascal ; il permet de résoudre les problèmes d'équations linéaires, d'intégrer ou de différentier des fonctions, et enfin de tracer et d'étudier des fonctions réelles ou complexes. Le tracé des fonctions s'effectue en transfert DC, dans le plan de Bode, de Nyquist, ou dans le domaine temporel.

L'interpréteur permet également de définir des excitations analogiques ou numériques arbitraires à partir de fonctions continues ou discrètes.

Vient ensuite la bibliothèque des modèles et composants, analogiques ou numériques, idéaux ou réels. Bien étoffée, elle est évidemment modifiable afin d'être mise à jour. Les composants sont paramétrables, y compris à l'intérieur d'un schéma, et les analyses peuvent s'effectuer en mode multiple avec variation d'un paramètre, ou de la température. Tina dispose aussi d'un mode optimisation qui permet d'obtenir une valeur cible exprimée sous forme de tension, courant, puissance ou impédance. Ces calculs s'effectuent aussi bien en mode DC que AC.

● **Les circuits analogiques**

Venons - en maintenant aux moteurs d'analyse. Tout d'abord l'analyse des circuits analogiques. L'analyse en mode DC permet le calcul du point de fonctionnement d'un circuit, et l'affichage des tensions, courants, puissances et résistances aux différents nœuds du circuit. Il est aussi possible de calculer la caractéristique de transfert entre une entrée et plusieurs sorties exprimée en tension, courant, puissance ou résistance équivalente. L'analyse AC pour sa part permet le calcul de la réponse des circuits analogiques en régime sinusoïdal permanent, avec affichage des expressions complexes des tensions, courants, impédances, admittances et puissances,

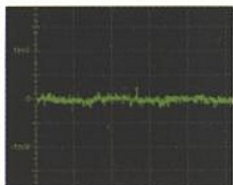


toujours aux différents nœuds du circuit. Tina effectue automatiquement la linéarisation autour du point de fonc-

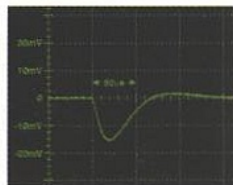
Votre budget va adorer cette alimentation.



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.

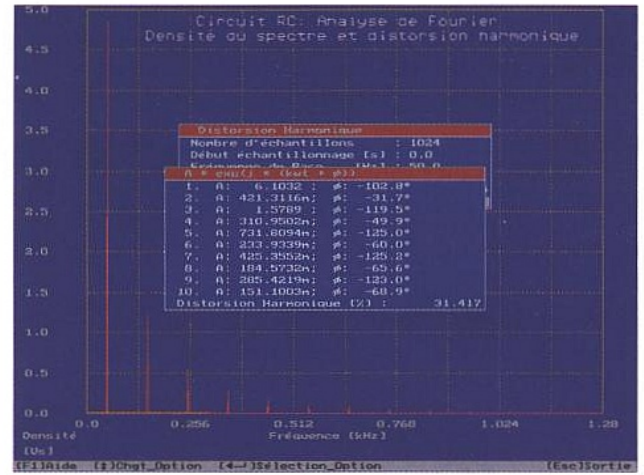
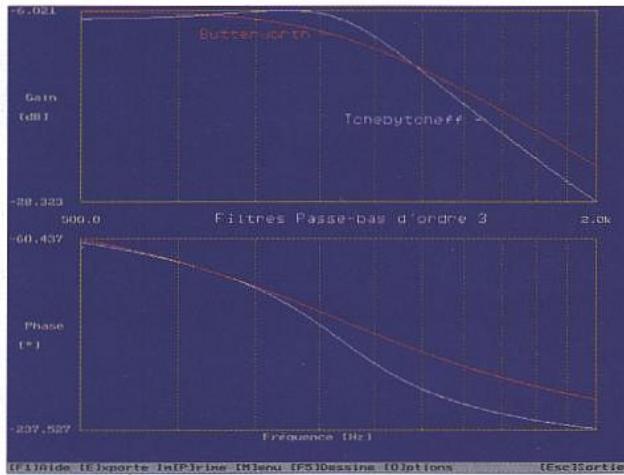
Pour en savoir plus, appelez HP DIRECT au (1) 69 82 60 20 et pour la Suisse Romande au 022-780 44 85.

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.





tionnement des circuits non linéaires. Il est possible d'afficher sur un même écran les courbes de gain et de phase du diagramme de Bode, et d'effectuer le calcul des diagrammes de Nyquist et des délais de groupe entre une entrée et plusieurs sorties d'un circuit. L'interpréteur de fonctions vient à point pour le tracé de fonctions complexes comme les fonctions de transfert, les asymptotes, dans les différents plans. Pour finir, le mode transitoire permet d'analyser facilement la réponse transitoire des circuits analogiques ou mixtes dans une période de temps donnée. Les signaux d'excitation auront les formes types - carré, triangle, sinus, trapèze, échelon, tous paramétrables - ou seront définis comme signaux arbitraires grâce à l'interpréteur de fonctions ou générateur de stimuli. Ce dernier autorise le tracé de fonctions temporelles, enveloppes d'amortissement dérivée en un point, etc... Lorsque les circuits sont linéaires, Tina sait calculer les fonctions algébriques suivantes : expression du point de fonctionnement DC, expression de la résistance équivalente, expression de la fonction de transfert, valeur complexe des pôles et des zéros, expression de l'impédance équivalente, expression de la tension ou du courant en régime sinusoïdal permanent, expression de la tension ou du courant en régime transitoire. L'interpréteur de fonction permet le traitement de ces équations pour de plus amples calculs. Notons que les variables du circuit sont traitées sous forme symbolique ou numérique. Le calcul du bruit d'un circuit est réali-

sé par modélisation du bruit équivalent par un bruit blanc contenant toutes les composantes fréquentielles avec la même densité spectrale. Les éléments résistifs sont considérés comme des sources de bruit générant un courant de bruit thermique parallèle équivalent. Comme les effets de toutes les sources de bruit sont calculés à la sortie du circuit, puis à son entrée au moyen de la fonction de transfert, les calculs permettent d'obtenir le bruit en sortie ainsi que sa puissance, le bruit à l'entrée, et bien sûr le rapport signal sur bruit. Pour ce qui concerne les signaux dont la réponse a été étudiée dans le domaine temporel, Tina permet de calculer les coefficients de la série de Fourier, et la distorsion harmonique des signaux périodiques selon la FFT (transformée de Fourier rapide discrète). La série de Fourier est présentée soit sous forme exponentielle (densité spectrale et phase) soit sous forme trigonométrique (parties réelle et imaginaire). Tous les paramètres sont ajustables : période d'échantillonnage, nombre d'échantillons, quantité d'harmoniques à observer. Le logiciel sait aussi calculer le spectre continu des signaux non-périodiques, et l'afficher en deux graphes représentant l'amplitude et la phase, ou l'amplitude des composantes sinus et cosinus du spectre. La tolérance des composants peut être définie individuellement ou par groupe. Les modèles permettent de choisir entre des distributions uniformes, gaussiennes et générales, ce dernier mode autorisant la définition de tolérances asymétriques ou par groupe. Deux méthodes d'analyse sont disponibles, la

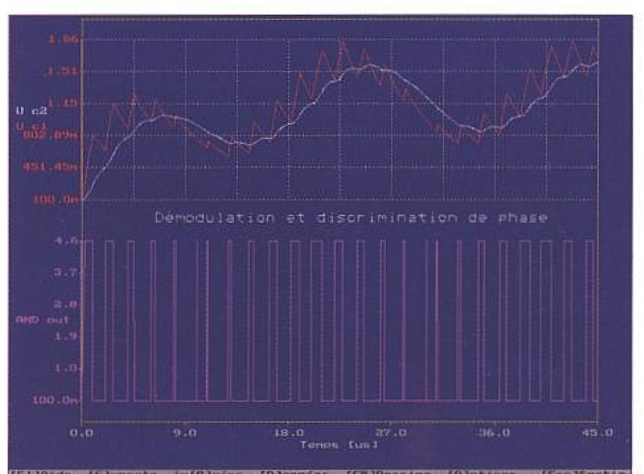
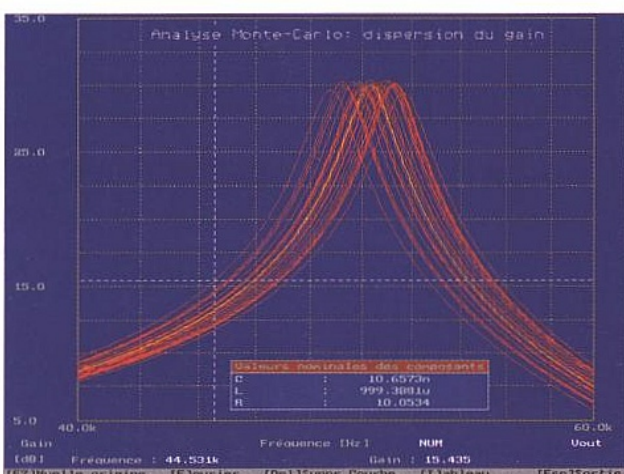
méthode de la valeur extrême, ou la méthode Monte-Carlo ; pour chacune des méthodes on obtiendra les jeux des valeurs des paramètres des composants, ainsi que l'affichage de la réponse du circuit pour chaque jeu de valeurs. On utilisera le mode tolérance pour l'analyse des caractéristiques de transfert DC, des diagrammes de Bode, Nyquist et délais de groupe, la réponse transitoire et l'analyse du bruit. Tina permet pour finir de procéder à deux types d'analyses thermiques : une analyse en mode multiple qui s'applique aux cas cités précédemment, et l'analyse de la stabilité thermique du point de fonctionnement DC.

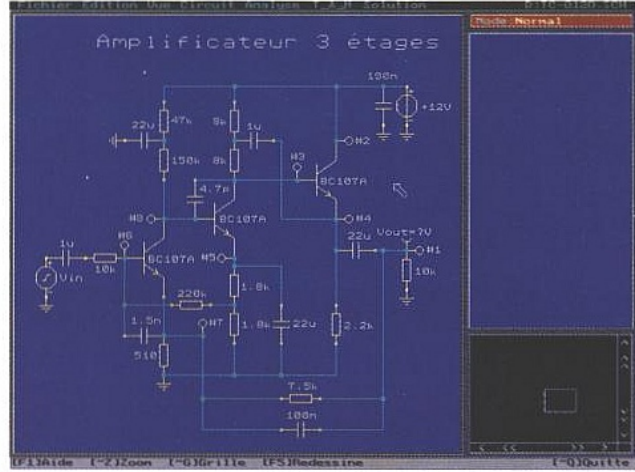
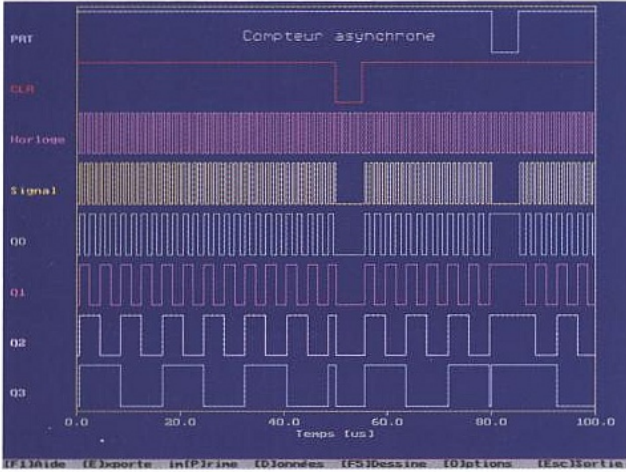
● Les circuits numériques

Lors de l'étude des circuits numériques, le logiciel calcule et affiche l'état logique de chacun des noeuds d'un circuit, et le fonctionnement du circuit peut être étudié pas à pas ; le moteur de simulation tient compte de tous les événements, qu'ils soient fugitifs ou transitoires, et en conserve la trace. Les excitateurs peuvent prendre toutes formes : horloges, générateurs numériques, ou signaux quelconques définis grâce à l'interpréteur de fonctions. On peut bien sûr afficher les diagrammes de temps des circuits numériques ; les courbes sont affichées voie par voie.

● Les circuits mixtes

Confronté(e) à des circuits comportant à la fois des composants analogiques et numériques, Tina effectue un calcul prenant en compte les modèles analo-





giques des composants numériques. Les courant et tension de chaque noeud sont alors calculés comme une fonction continue du temps au lieu de ne considérer que des changements de niveau logique. Tous les modes d'excitation sont utilisables pour ce type de circuit.

Les extensions

TINALab est une carte d'acquisition installable dans n'importe quel slot de PC (8bits). Complément idéal du soft elle comporte un générateur de fonctions BF, une voie d'acquisition et une interface numérique. Entièrement programmable depuis le logiciel, elle permet de comparer les courbes générées par le simulateur avec les mesures

réelles. Signalons l'existence d'un boîtier d'expérimentation disposant de plusieurs tensions d'alimentation, d'une platine de montage, d'un slot d'insertion de circuit, d'une entrée dédiée au générateur de fonction TINALab et de 16 canaux de mesure multiplexés. Les professeurs seront certainement heureux d'apprendre que BCD I tient à leur disposition un ensemble «manuel et disquettes» contenant 600 exercices (et leurs solutions), logiciel intégrable dans TINA et pouvant fonctionner en mode examen.

EN BREF

Tina est un logiciel étonnant, car il parvient avec un égal bonheur à remplir d'une part, sa fonction première essen-

tiellement pédagogique, et d'autre part à satisfaire aux impératifs de la simulation électronique analogique, numérique ou mixte ; à tel point qu'il est bien difficile de le classer dans l'une ou l'autre catégorie ; un autre point fort réside dans sa tempérance en ressource machine.

Tarif éducation nationale, centres de formation et particuliers :
Version monoposte : 6600 F. H.T.
5 postes : 21000 F. H.T.
établissement et réseau: 33000 F. H.T.
Carte TinaLab : 7780 F. H.T.
Boîtier Ebox : 5700 F. H.T.

BCD-I 4, Rue René Barthélémy
92120 - Montrouge
Tel : 40 92 08 07
Fax : 40 92 12 11

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 pF
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 pF
Température thermocouple
Double affichage digital et "Bargraph"
Mesure efficace vrai



HP 974A
Quand la précision est primordiale

Affichage: 19999 points
Précision DC de base: 0,05%
Réponse en fréquence: 100 kHz
Mesure efficace vrai
Affichage relatif dB et dBm

© 1995 Hewlett-Packard Co.

Votre sens des valeurs.

Que vous offrent les multimètres de la série HP 970 que vous ne pourrez 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.



TÉLÉCOMMANDE

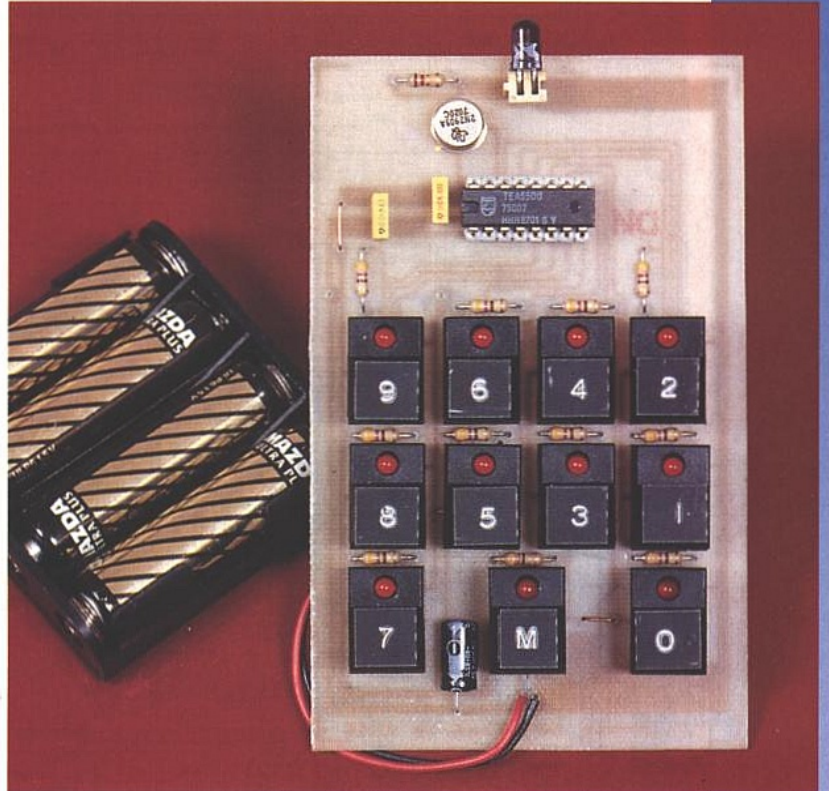
IR MULTI FONCTIONS

Il existe de nombreux circuits intégrés dédiés à la réalisation de télécommandes à rayonnement infrarouge.

Leur mise en œuvre est d'une grande simplicité et permet la fabrication, à peu de frais, de montages performants.

La réalisation décrite dans cet article, outre l'émetteur, vous propose divers récepteurs dont chacun sera destiné à un usage différent. Le lecteur intéressé

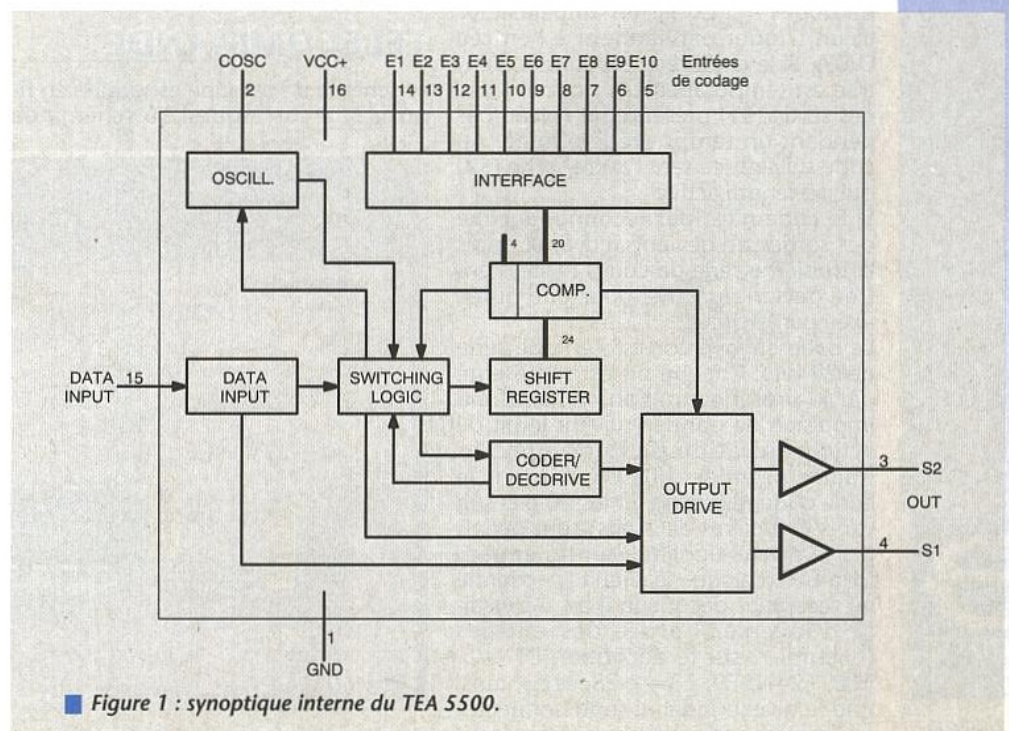
pourra, en se reportant au schéma de base, concevoir d'autres montages destinés à un but précis, le nombre de récepteurs pouvant être de plusieurs centaines pour un même émetteur.



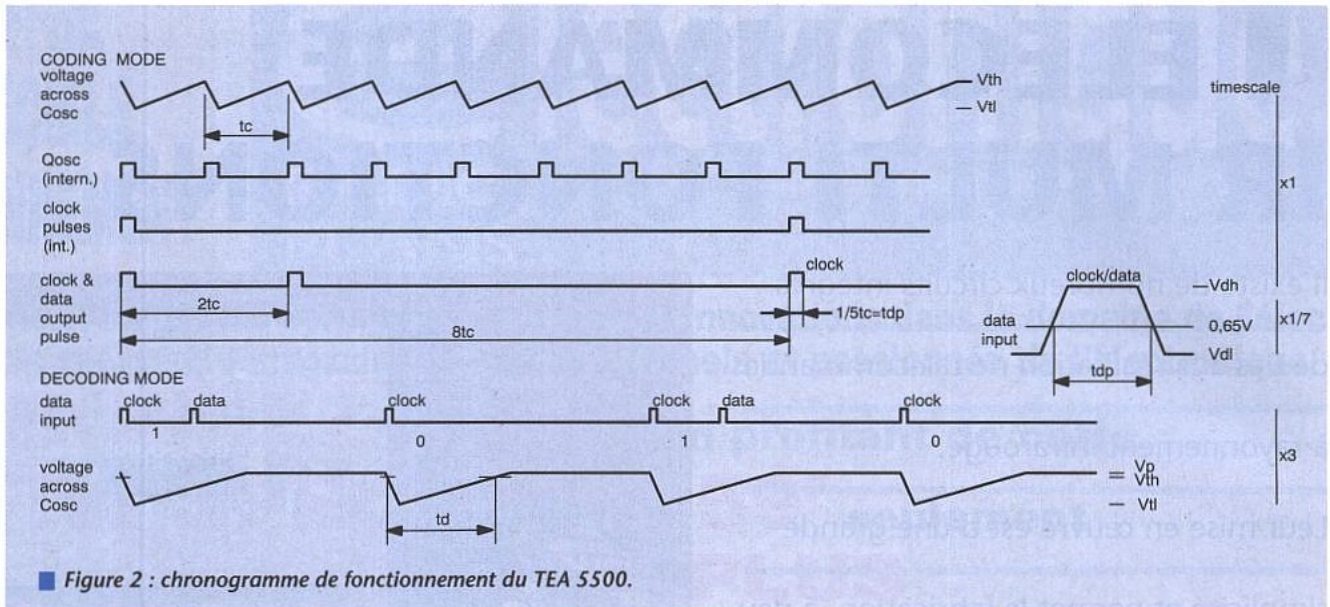
LE CIRCUIT INTÉGRÉ TEA5500

Le circuit intégré TEA5500 est un circuit qui peut être utilisé soit en codeur soit en décodeur dans l'émission et la réception de rayons infrarouges. Il peut transmettre et recevoir un code extrêmement complexe et permet ainsi la conception de télécommandes d'une très grande fiabilité. Le schéma interne du circuit est donné en figure 1. Le code transmis est généré par la mise à un niveau bien précis de ses entrées E1 à E10. Ces dernières peuvent être positionnées à 1 (connectées au +VCC), à 0 (connectées à la masse) ou bien laissées déconnectées. Cela permet un grand nombre de combinaisons possibles puisqu'il atteint $3^{10}-2$ possibilités. Le «-2» correspond à deux configurations interdites par le circuit : E1 à E10 connectées au +VCC et E1 à E9 au +VCC et E10 à la masse.

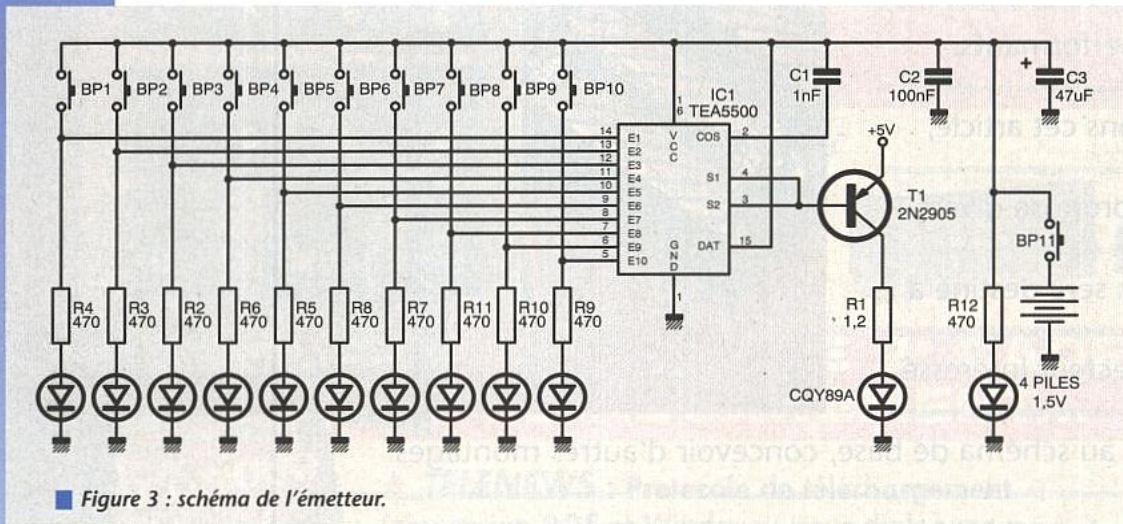
Dans le mode codeur, le TEA5500 voit son entrée DATA connectée au + alimentation, et ses deux sorties S1 et S2 commande un transistor PNP qui ali-



■ Figure 1 : synoptique interne du TEA 5500.



■ Figure 2 : chronogramme de fonctionnement du TEA 5500.



■ Figure 3 : schéma de l'émetteur.

mente la diode d'émission. A chaque commande, le codeur émet automatiquement trois trames de codes puis stoppe l'émission.

Dans le mode décodeur, les rayons infrarouges traités par un amplificateur et un trigger parviennent à l'entrée DATA. Si le code reçu est correct, l'entrée est temporairement close et l'une des sorties (S1) présente un niveau bas pendant un temps prédéterminé. Au code suivant, ce sera l'autre sortie (S2) qui deviendra active.

Si le code n'est pas reconnu, aucune des sorties ne devient active, et après la troisième série de codes reçue, l'entrée devient inactive pour une durée fixée par le circuit.

Le code envoyé consiste en une série de 24 bits. Chaque bit est représenté par la présence ou l'absence d'une impulsion de donnée suivant le bit de synchronisation de l'horloge. Les quatre premiers bits constituent le code d'identification, et les 20 bits suivants (10 paires de 2 bits) sont définis par le niveau appliqué sur les entrées E1 à E10. Lorsque le circuit fonctionne en récepteur décodeur, il est nécessaire d'inverser l'ordre des entrées (exemple : sur le décodeur, E1 → E10, E2 → E9, E3 → E8, etc.), ainsi que le niveau indéfini (non connecté) qui correspondra au niveau bas. La fi-

gure 2 représente le diagramme de fonctionnement du circuit en codeur et en décodeur.

L'ÉMETTEUR DE TÉLÉCOMMANDE

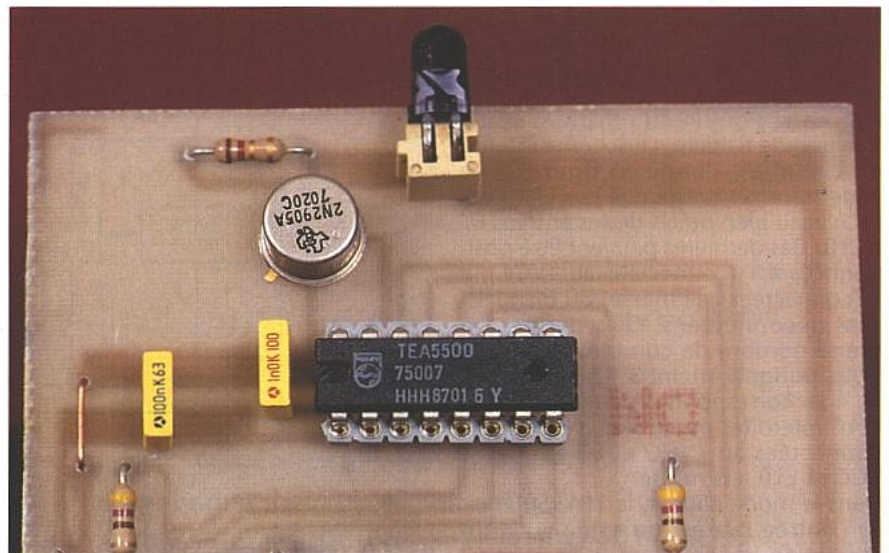
Le schéma de principe est donné en figure 3. Il correspond au schéma de

mise en œuvre fourni par le fabricant. Le condensateur C1 de 1 nF est utilisé par l'oscillateur interne du circuit afin de générer les bits de synchronisation. L'alimentation est fournie par quatre piles de 1,5V mises en série. Nous n'avons bien entendu pas utilisé tous les codes possibles.

Nous n'avons pourvu notre télécommande que de 11 canaux afin de pouvoir utiliser des touches à un seul contact travail (touches DIGITAST à LED incorporée). Ce nombre nous paraît malgré tout suffisant pour une utilisation courante.

La touche BP11 permet l'alimentation du circuit et correspond également à un code (toutes les entrées non connectées). Si l'on désire un code différent, il suffit d'appuyer en premier lieu sur l'une des touches BP1 à BP10, puis d'appuyer sur le bouton BP11.

Afin d'augmenter sensiblement la puissance d'émission, une résistance de même valeur pourra être connectée aux bornes de R1. La totalité du circuit



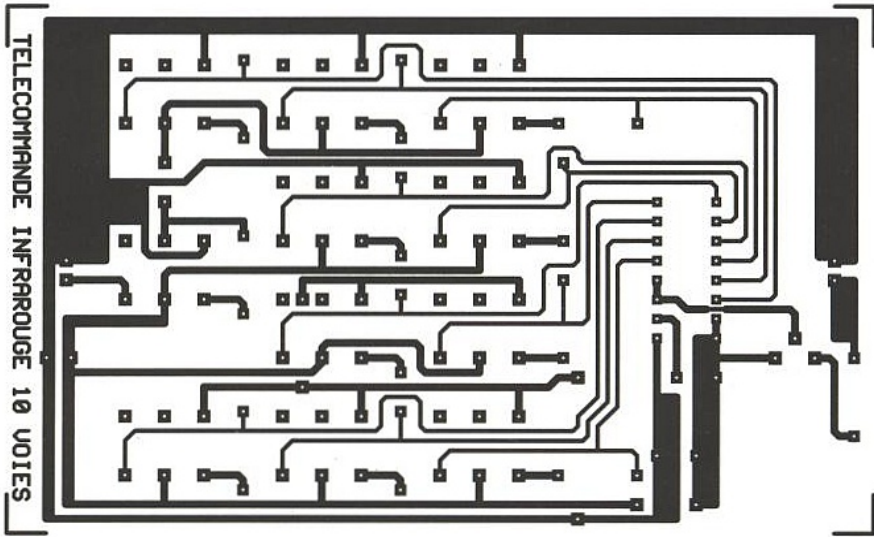
■ Le circuit codeur et la LED d'émission.

est découplée par les condensateurs C2 et C3, respectivement de 100nF et 47µF.

La diode d'émission de rayons infrarouges sera du type préconisé par le fabricant du circuit : une CQY89A.

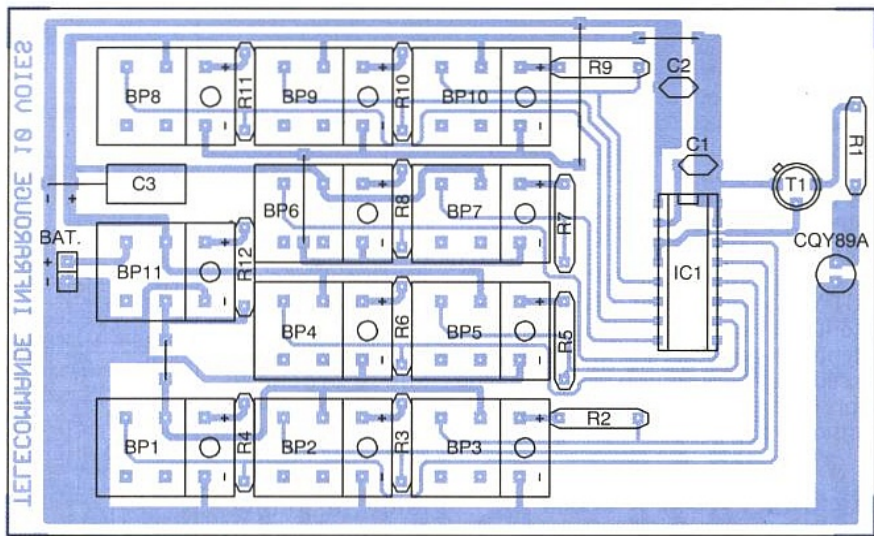
● La réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 4**. On utilisera le schéma de la **figure 5** pour l'implantation des composants. Pour le câblage, on ne signalera que l'obligation de souder les résistances avant les touches DIGITAST. Le TEA5500 pourra être mis en place sur un support. Les essais se limitent à peu de choses. On reliera la base de T1 à l'oscilloscope et on vérifiera, à la mise sous tension de la présence du train d'impulsions, ce qui correspondra à un bon fonctionnement du montage.



■ Figure 4 : circuit imprimé de l'émetteur.

■ Figure 5



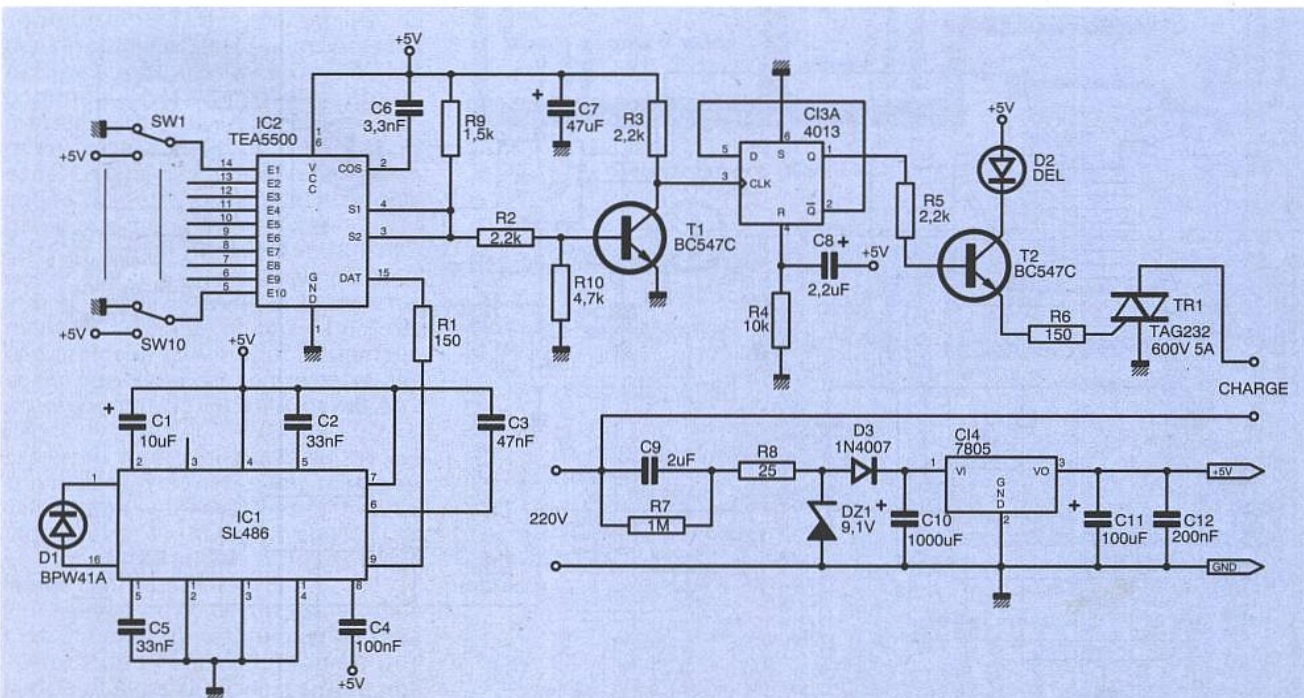
LES RÉCEPTEURS

Plutôt que d'utiliser un amplificateur à haut gain restant toujours très sensible aux conditions d'éclairage externes (lampes à incandescence) ainsi qu'un trigger destiné à mettre en forme les signaux avant d'attaquer le TEA5500, nous avons jugé préférable d'utiliser un préamplificateur d'IR. La portée du système est ainsi pratiquement doublée et les conditions externes ne sont plus prises en compte par le récepteur. Le prix de revient n'est pas non plus augmenté pour autant puisque le SL486 est disponible aux alentours de 25 F et cela, chez un grand nombre de revendeurs.

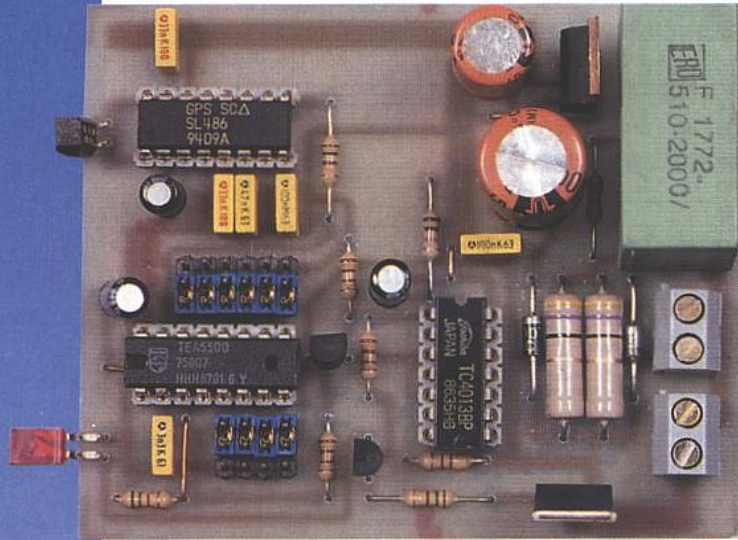
Tel que configuré dans les trois circuits de réception, le SL486, grâce aux composants périphériques qui lui sont connectés, présente une fréquence de coupure basse égale à 2kHz, et ce, sur ses quatre étages d'amplification.

C'est ce qui lui confère une grande immunité à la lumière parasite, ainsi que la commande automatique de gain qui lui permet de s'adapter à la lumière

ambiante. De plus, la diode réceptrice est connectée à l'entrée d'un circuit de façon à ce que tout signal commun aux deux broches de cette diode soit



■ Figure 6 : récepteur à triac pour charge 220 V.



■ Récepteur à triac.

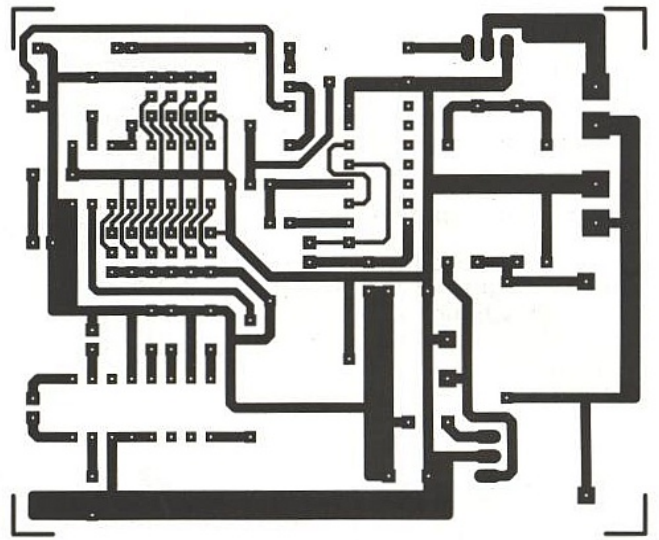
rejeté. C'est ce qui accroît la stabilité de fonctionnement du circuit. Un dernier détail que nous nous devons de signaler est la présence à l'intérieur du SL486, d'un régulateur de tension. Lorsque le circuit est alimenté par une tension ne dépassant pas 9V, les broches 14 et 13 (respectivement INPUT et OUTPUT GROUND) sont connectées à la masse et les broches 4 et 7 (respectivement INPUT et OUTPUT VCC) sont reliées à la ligne d'alimentation positive. Si l'on désire alimenter le circuit à l'aide d'une tension excédant +9V (jusqu'à +18V), on utilise alors le régulateur interne qui portera la tension à une valeur nominale de 6,4V.

RÉCEPTEUR POUR COMMANDE D'ÉCLAIRAGE 220V

Le schéma est représenté en figure 6. Le circuit intégré SL486 polarise la

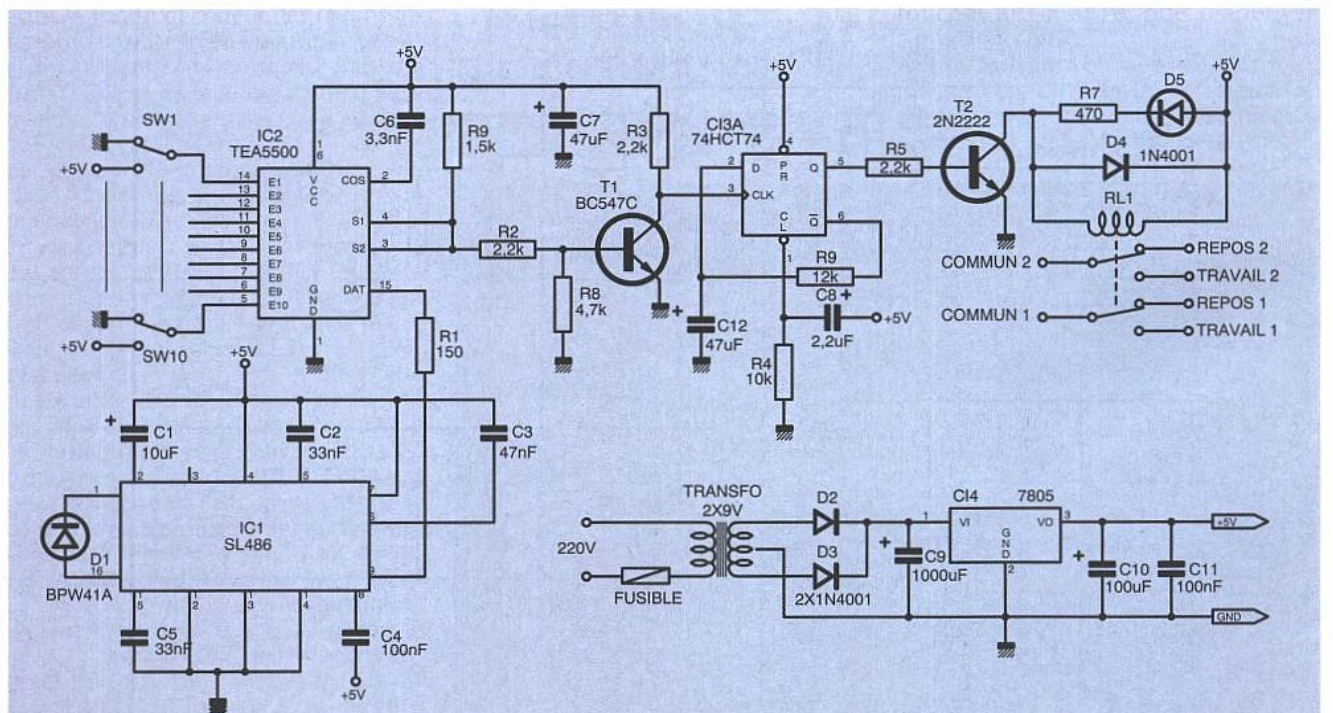
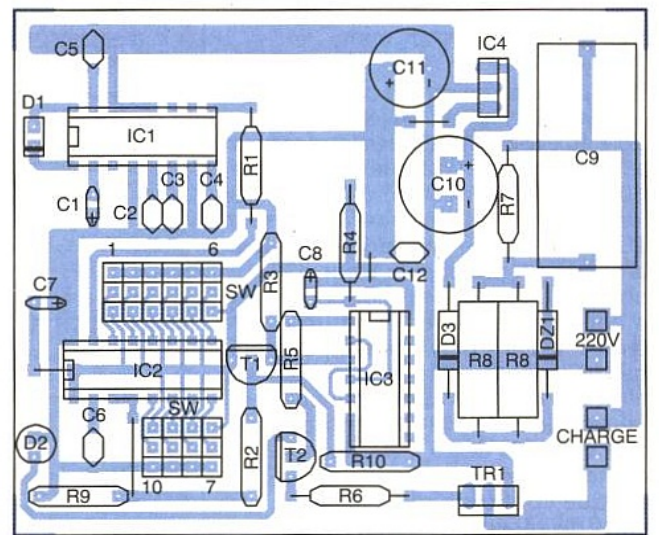
diode réceptrice D1 (BPW41A) en inverse à une tension nominale de 0,65V. A la réception d'un rayonnement infrarouge, le courant inverse de cette diode augmente fortement, et c'est ce signal qui est traité par le circuit préamplificateur. Sur sa broche 9 sont disponibles des signaux mis en forme et présentant des fronts raides et d'une amplitude pratiquement égale à la tension d'alimentation. Ces créneaux sont utilisables directement par le TEA5500. Le circuit décodeur reçoit les informa-

tions sur sa broche DATA. Ses entrées E1 à E10 sont connectées à des commutateurs qui permettent d'appliquer sur ces broches les niveaux choi-



■ Figure 7 : CI du récepteur à triac.

■ Figure 8



■ Figure 9 : schéma du récepteur polyvalent à relais.

sis qui correspondront aux codes d'émission. Les deux sorties S1 et S2 sont reliées l'une à l'autre, ce qui permet l'exécution immédiate dès que l'ordre de commutation a été envoyé. Ces sorties étant de type collecteurs ouverts, il est nécessaire d'utiliser une résistance de rappel (R9 de 1,5 kohms). Le créneau négatif disponible est inversé par le transistor T1 qui commande l'entrée CLOCK d'une bascule RS. Un dispositif de remise à zéro de cette dernière a été prévu afin de positionner la sortie Q à 0 lors de la mise sous tension du montage (R4 et C8).

Le transistor T2, lorsqu'il reçoit le créneau positif, devient passant et commande la mise en conduction du triac TR1 qui alimente la lampe qui sera connectée au circuit. Une diode DEL insérée dans le collecteur du transistor signale la mise en conduction de ce dernier.

L'alimentation n'utilise pas de transformateur, et est réalisée directement sur le secteur 220V. La limitation de la tension secteur est confiée au condensateur C9 et à la diode zéner DZ1. La résistance R7 en parallèle sur le condensateur de 2µF permet la décharge plus rapide de ce dernier lorsque le montage est déconnecté du secteur. La résistance R8 protège DZ1 lors de la mise sous tension du circuit. La tension alternative est ensuite redressée par la diode D3 et lissée par le condensateur C10 de 1000µF.

Cette tension continue est régulée par le circuit C14 qui fournit une tension positive de +5V qui sera utilisée par les circuits intégrés.

● La réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en figure 7 et celui de l'implantation l'est en figure 8. La diode zéner sera un modèle d'une puissance de 1,3W, et la résistance R8 sera constituée par la mise en parallèle de deux résistances de 47 ohms pouvant dissiper une puissance de 1W. Les commutateurs SW1 à SW10 utiliseront des picots sur lesquels on insérera des cavaliers afin de configurer le code. Le type de diode réceptrice préconisé doit être respecté et sera obligatoirement une BPW41A.

Le triac sera un modèle pouvant supporter une tension minimale de 400V et un courant de 4A. Pour le branchement d'une lampe, il ne sera pas nécessaire de le munir d'un dissipateur, ce qui deviendra par contre nécessaire si un courant de 3A à 4A devait être débité.

Les essais sont très limités puisqu'aucun réglage n'est nécessaire, mis à part celui du code à l'aide des commutateurs SW1 à SW10. On enverra le code et l'on constatera l'allumage de la lampe connectée en sortie.

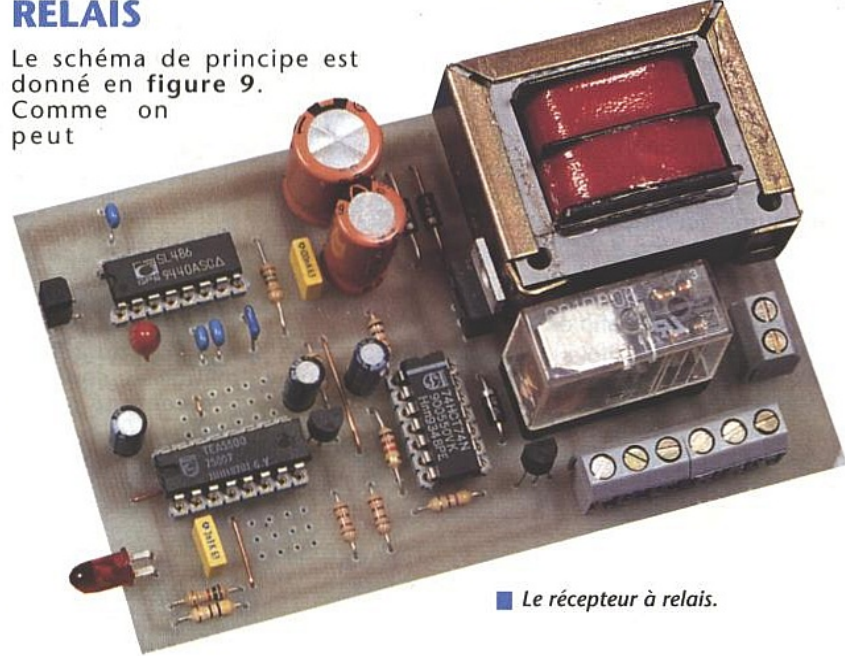
L'utilisation de ce circuit est laissée à l'imagination du réalisateur. Elle sera surtout dédiée à l'allumage d'une lampe d'accès difficile, comme une lanterne de perron ou un éclairage de sous-sol.

NOTE. Comme pour tout montage relié directement au secteur, il convient de manipuler la platine avec précaution lorsque celle-ci est sous tension.

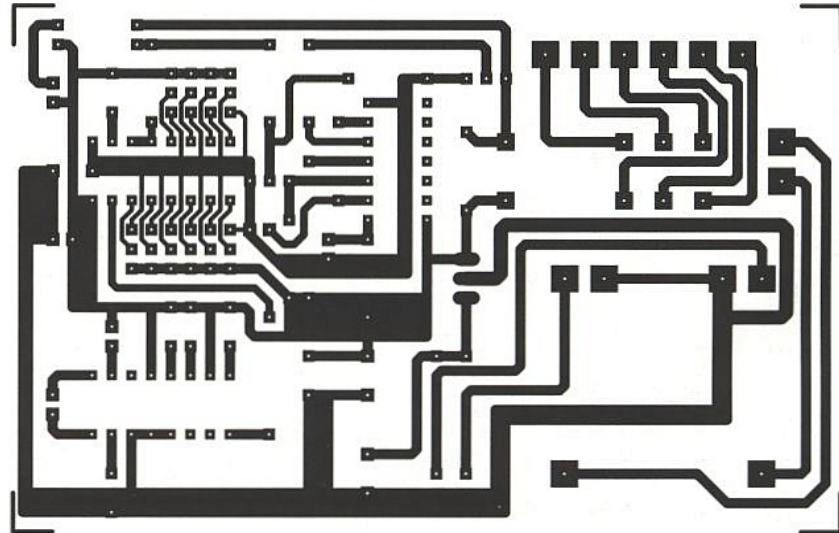
RÉCEPTEUR POUR COMMANDE À RELAIS

Le schéma de principe est donné en figure 9. Comme on peut

le constater, ce montage, comme les trois récepteurs, possède la même configuration d'entrée constituée par le préamplificateur et le décodeur. Nous n'y reviendrons donc pas. Le transistor commande la bascule RS par l'inversion du signal de sortie du TEA5500. Ce dernier ainsi que le SL486 n'appréciant probablement

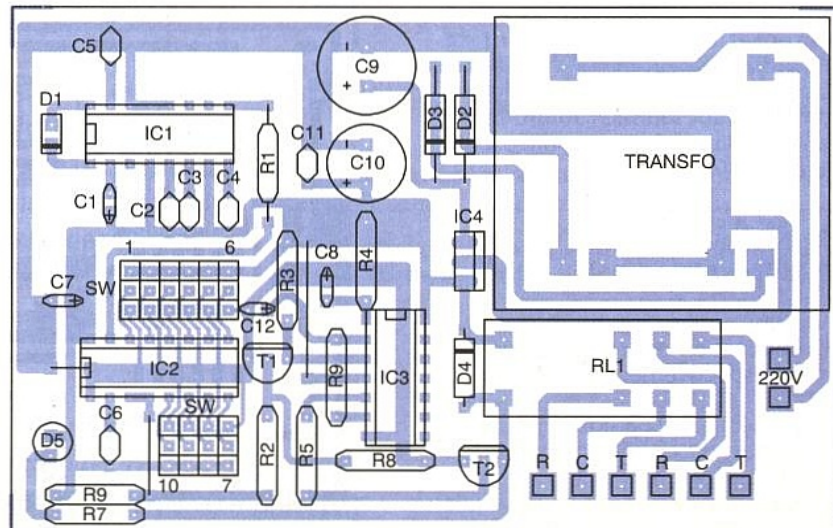


■ Le récepteur à relais.



■ Figure 10 : CI du récepteur à relais.

■ Figure 11

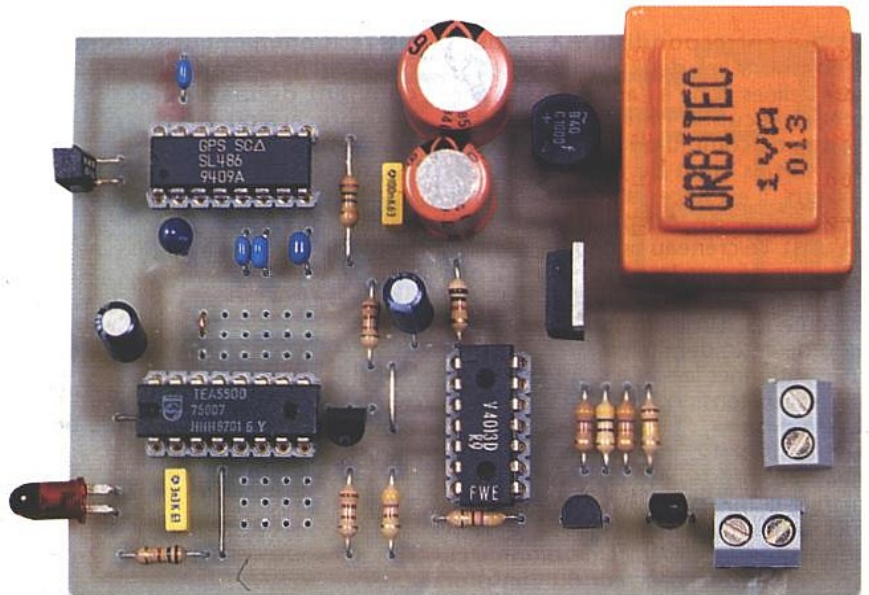


pas les parasites engendrés par le fonctionnement du relais, il s'est avéré nécessaire d'adjointre un circuit supplémentaire à la bascule 74HCT74. Ce circuit consiste en une résistance et un condensateur (R9 et C12), destinés à retarder le passage au niveau bas de la broche 2 (entrée D) de la bascule. Ainsi, après avoir reçu le signal de commande, et la sortie Q étant passée à 1, une arrivée d'impulsions parasites ne provoquera pas un nouveau basculement, l'entrée D n'étant pas encore au niveau requis.

Le transistor T2 commande la mise sous tension du relais RL1 qui est un modèle à deux contacts repos - travail. Ces derniers devront être en mesure de commuter un ampérage plus ou moins important selon la tâche qui leur sera confiée.

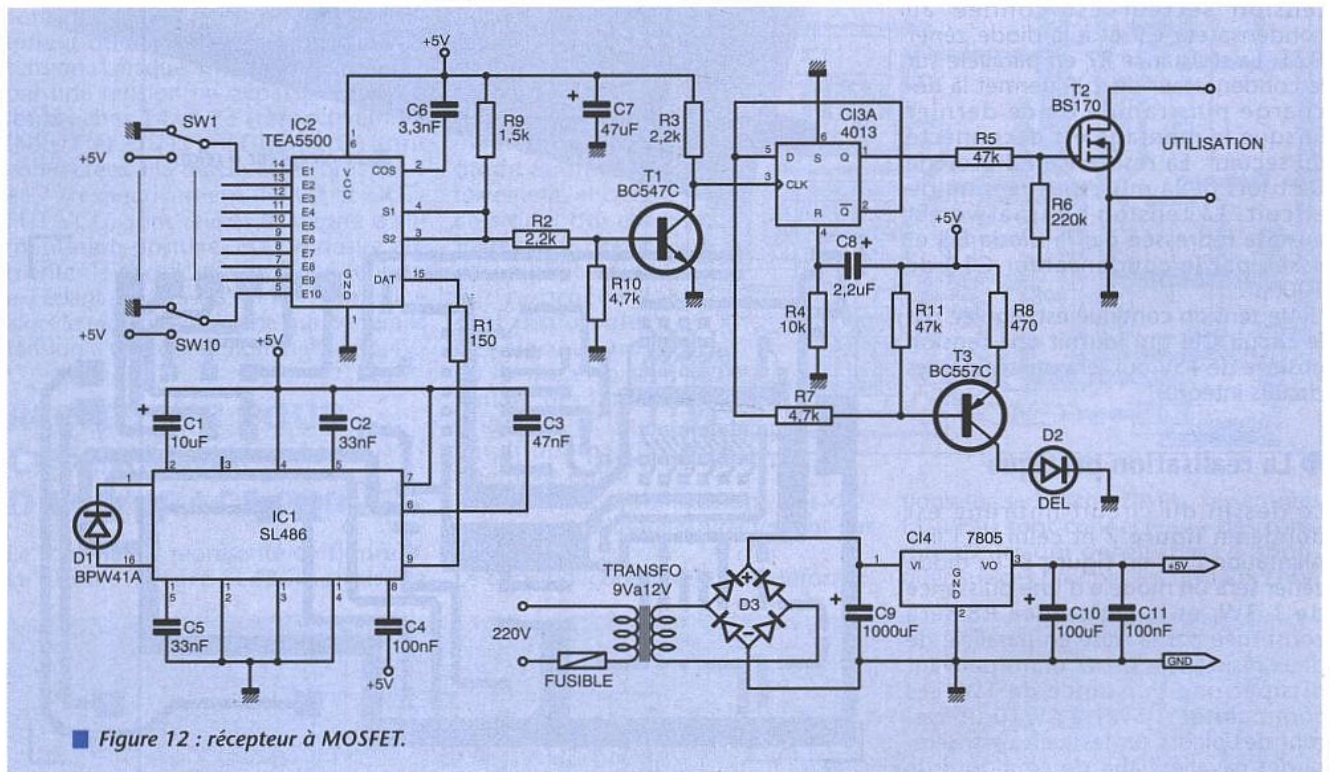
Une diode DEL est mise en parallèle avec la bobine du relais afin de signaler l'état de ce dernier.

L'alimentation du circuit est confiée cette fois à un transformateur, une ali-



vis, tout comme l'arrivée du 220V. Pour la programmation du code du TEA5500, il a également été prévu

l'implantation de picots à souder. Ces derniers ne sont pas obligatoires si la programmation ne doit pas être modi-



■ Figure 12 : récepteur à MOSFET.

■ Figure 13 : CI du récepteur à MOSFET.

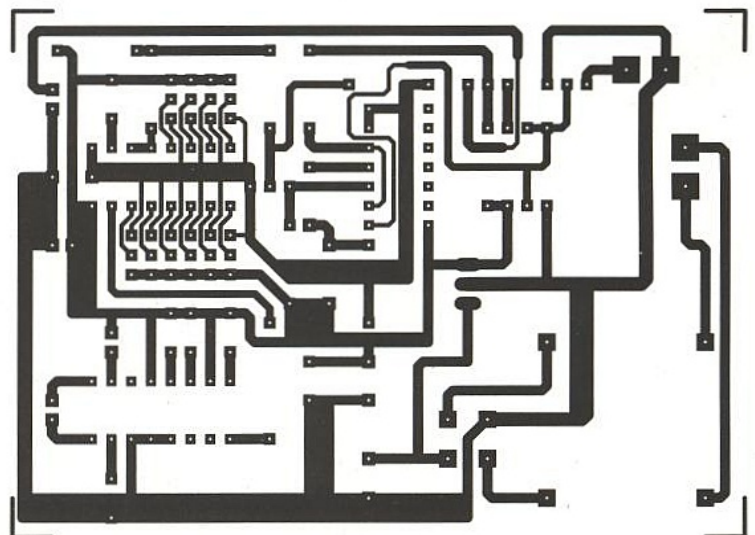
mentation directe sur secteur ne pouvant débiter le courant nécessaire à l'alimentation du relais dont la consommation peut atteindre 100mA. Le transformateur est un modèle miniature pouvant fournir 150mA. La régulation de la tension est confiée à un circuit LM7805.

LA RÉALISATION PRATIQUE

Les dessins du circuit imprimé et celui de l'implantation des composants sont donnés respectivement en figures 10 et 11.

Rien de spécial n'est à signaler quant à la réalisation du circuit imprimé et du câblage de la platine.

Les six sorties des contacts du relais sont disponibles sur un bornier à



fiée. On peut effectivement relier la broche souhaitée au + alimentation, et connecter les autres à la masse à l'aide de pont de soudures du côté pistes, ces dernières étant très proches l'une de l'autre.

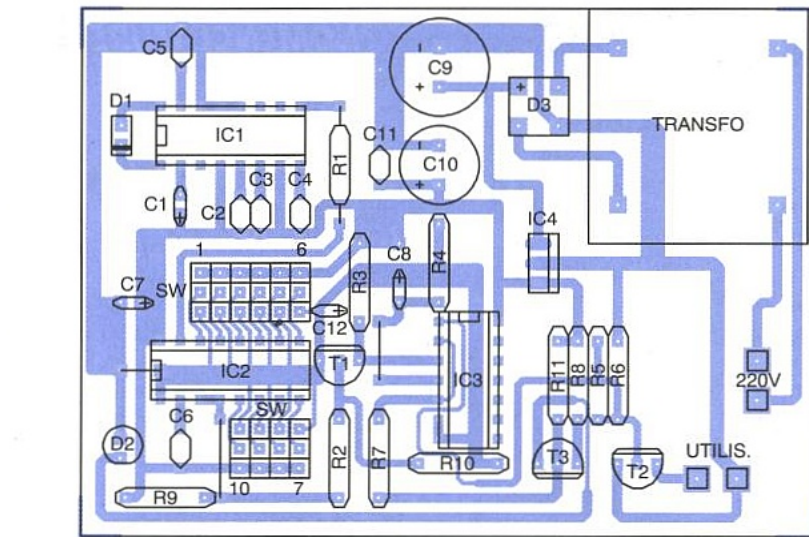
Les essais se feront à l'aide de l'émetteur. On constatera un collage franc du relais après l'envoi de l'ordre. Si ce collage n'était pas obtenu ou que des tressautements du relais avaient lieu, cela proviendrait du fait que la bascule reçoit plusieurs impulsions. Il suffirait alors d'augmenter la valeur de la résistance R9, pour que tout rentre dans l'ordre.

L'utilisation de ce récepteur sera plus particulièrement réservée à la commutation de charges consommant un ampérage important.

RÉCEPTEUR POUR COMMUTATION D'UN CIRCUIT ÉLECTRONIQUE

Le schéma de principe est représenté en figure 12. Ce récepteur présente évidemment le même circuit d'entrée que ses prédécesseurs.

La diode DEL de signalisation de mise en fonctionnement est connectée à la sortie Q/ de la bascule. La sortie Q commande la mise en conduction d'un transistor MOSFET qui possède la particularité de présenter une très grande résistance drain - source lorsqu'il ne conduit pas et une résistance quasiment nulle lorsqu'il passe en conduction.



■ Figure 14

qu'il ne conduit pas et une résistance quasiment nulle lorsqu'il passe en conduction.

Ce récepteur pourra ainsi être utilisé pour une commutation quelconque sur un circuit électronique. Un bon exemple est la coupure du son d'une chaîne HI-FI en connectant les sorties du transistor entre la masse et le curseur du potentiomètre de volume.

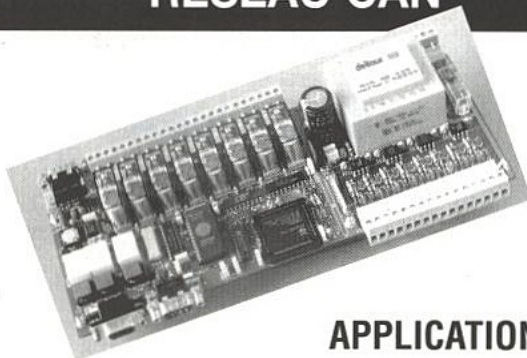
Le transistor BS170 peut également supporter un courant assez important et peut de ce fait être utilisé pour une commutation devant laisser passer un courant non négligeable sous une tension de repos inférieure à 25 V.

L'alimentation, bien que le montage ne consomme que quelques milliampères, sera obligatoirement réalisée à l'aide d'un transformateur d'alimentation, afin de réaliser une isolation parfaite entre le circuit et les lignes du secteur.

● La réalisation pratique

Les dessins du circuit imprimé et de l'implantation sont donnés aux figures 13 et 14. Le transformateur d'alimentation sera un modèle miniature de 9V 1VA, largement suffisant pour l'utilisation envisagée. Les sorties du transistor

CARTE 8 ENTREES/8 SORTIES RESEAU CAN



- VITESSE : jusqu'à 1 Mbauds
- DISTANCE : jusqu'à 10 km

APPLICATIONS :
 Cette carte permet d'agir directement sur des actionneurs et de renvoyer l'état des capteurs grâce à un protocole garantissant la sécurité des données dans des applications multi-maîtres.

Le Regain
 69780 TOUSSIEU
 Tél. : 72 48 01 70
 Fax : 72 48 01 71



CATALOGUE Selectronic "SPECIAL SECURITE"

Nous nous sommes enfin décidés à le faire...

Et pour nous faire pardonner, il est GRATUIT !

(pour ceux qui nous le demanderont... - les autres n'auront qu'à l'acheter !)

POUR UNE INSTALLATION SERIEUSE ET FIABLE !

Pour le recevoir, il vous suffit de nous retourner le coupon ci-dessous par courrier ou par Télécopie, à : **Selectronic - B.P. 513 - 59022 LILLE Cedex** ■ Télécopie : 20.52.12.04

OUI, je désire recevoir, enfin et sans obligation d'achat, le catalogue **Selectronic "SPECIAL SECURITE"** à l'adresse suivante : **ERP 4/95**

NOM : Prénom :

N° : RUE :

Code postal : VILLE :

NOMENCLATURE

ÉMETTEUR

Résistances :

R1 : 1,2 Ω
R2 à R12 : 470 Ω

Condensateurs :

C1 : 1nF
C2 : 100 nF
C3 : 47 μF 16 volts

Semi-conducteurs :

T1 : 2N2905
D1 : CQY89A

Circuit intégré :

TEA5500

Divers :

11 touches DIGITAST avec DEL incorporée
1 coupleur de 4 piles 1,5V type R6

RÉCEPTEUR À TRIAC

Résistances :

R1, R6 : 150 Ω
R2, R3, R5 : 2,2 kΩ
R4 : 10 kΩ
R7 : 1MΩ
R8 : 2 X 47 Ω 1W
R9 : 1,5 kΩ
R10 : 4,7 kΩ

Condensateurs :

C1 : 10μF 16 volts
C2, C5 : 33 nF
C3 : 47 nF
C4, C12 : 100 nF
C6 : 33 nF
C7 : 47 μF 16 volts
C8 : 2,2 μF 16 volts
C9 : 2,2 μF 400 volts minimum
C10 : 1000 μF 16 volts
C11 : 100 μF 16 volts

Semi-conducteurs :

T1, T2 : BC547C
D1 : BPW41A
D2 : DEL rouge
D3 : 1N4007
DZ1 : zéner 9,1 volts 1,3W

TR1 : triac TAG232

Circuits intégrés :

CI1 : SL486
CI2 : TEA5500
CI3 : 4013
CI4 : LM7805

Divers :

barette sécable de picots et cavaliers
2 supports pour circuit intégré 16 broches
1 support pour circuit intégré 14 broches

RÉCEPTEUR À RELAIS

Résistances :

R1 : 150 Ω
R2, R3, R5 : 2,2 kΩ
R4 : 10 kΩ
R6 : 1,5 kΩ
R7 : 470 Ω
R8 : 4,7 kΩ

Condensateurs :

C1 : 10 μF 16 volts
C2, C5 : 33 nF
C3 : 47 nF
C4, C11 : 100 nF
C6 : 3,3 nF
C7 : 47 μF 16 volts
C8 : 2,2 μF 16 volts
C9 : 1000 μF 16 volts
C10 : 100 μF 16 volts

Semi-conducteurs :

T1 : BC547C
T2 : 2N2222, BC337
D1 : BPW41A
D2, D3 : 1N4007
D4 : 1N4001
D5 : DEL rouge

Circuits intégrés :

CI1 : SL486
CI2 : TEA5500
CI3 : 74HCT74
CI4 : LM7805

Divers :

1 relais bobine 5 volts 2 contacts
repos - travail

2 supports pour circuit intégré
16 broches
1 support pour circuit intégré
14 broches
1 transformateur 2 X 9 volts 200mA

RÉCEPTEUR À MOSFET

Résistances :

R1 : 150 Ω
R2, R3 : 2,2 kΩ
R4 : 10 kΩ
R5 : 47 kΩ
R6 : 220 kΩ
R7, R10 : 4,7 kΩ
R8 : 470 Ω
R9 : 1,5 kΩ
R11 : 47 kΩ

Condensateurs :

C1 : 10 μF 16 volts
C2, C5 : 33 nF
C3 : 47 nF
C4, C11 : 100 nF
C6 : 3,3 nF
C7 : 47 μF 16 volts
C8 : 2,2 μF 16 volts
C9 : 1000 μF 16 volts
C10 : 100 μF 16 volts

Semi-conducteurs :

T1 : BC547C
T2 : BS170
T3 : BC557C
D1 : BPW41A
D2 : DEL rouge
D3 : pont redresseur 80 volts
1 ampère

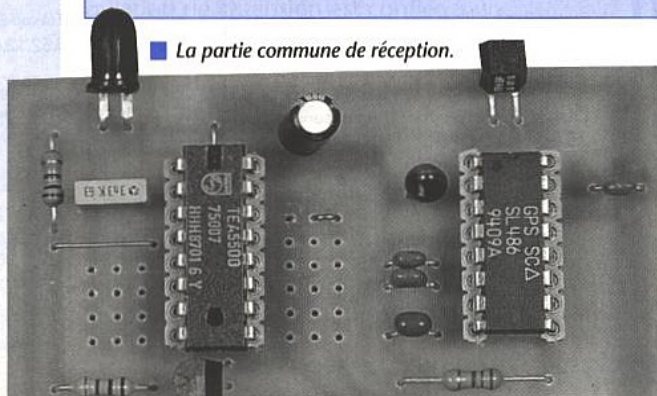
Circuits intégrés :

CI1 : SL486
CI2 : TEA5500
CI3 : 4013
CI4 : LM7805

Divers :

1 transformateur 9 volts 1VA
2 supports pour circuit intégré
16 broches
1 support pour circuit intégré
14 broches

■ La partie commune de réception.



MOSFET sont disponibles sur un bornier à vis.

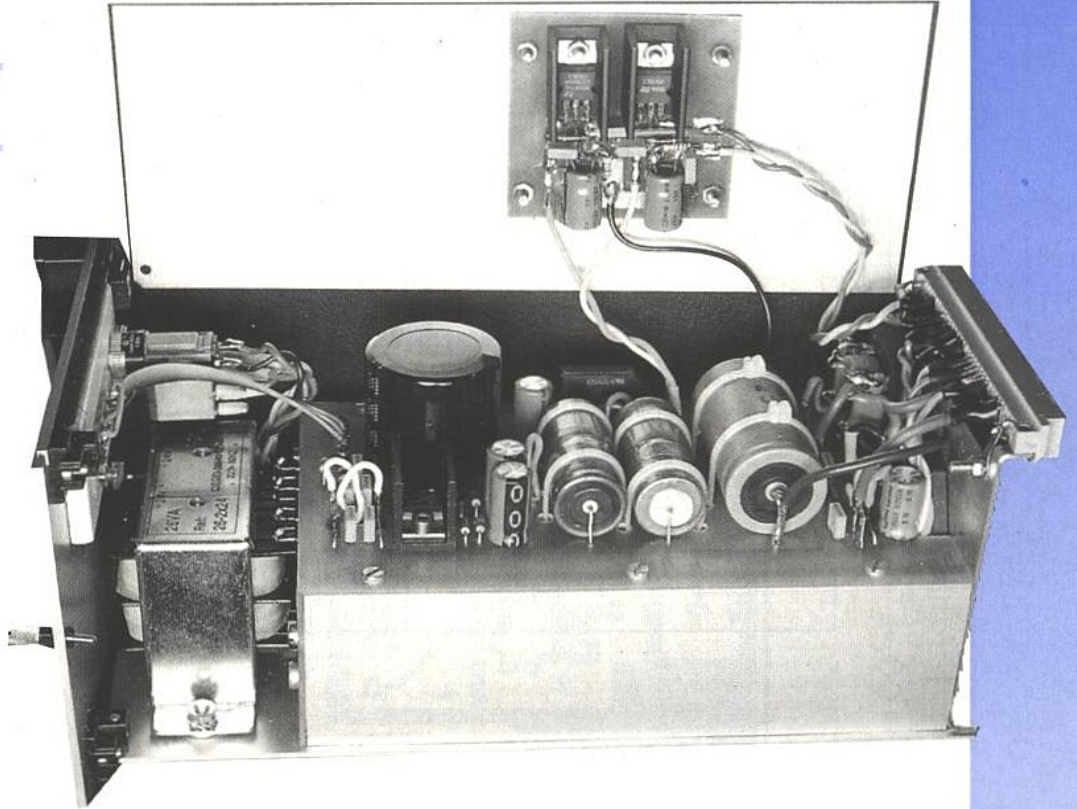
Pour les essais, on reliera un ohmmètre entre le drain et la source de T2 et on enverra l'ordre de commutation. La résistance indiquée doit tomber près de 0, et ce sera la preuve du bon fonctionnement du récepteur.

CONCLUSION

Après cette description, le lecteur intéressé dispose de tous les éléments nécessaires à la conception d'une télécommande, s'il le souhaite, plus évoluée au sens du nombre de canaux. Chaque problème de télécommande domestique trouvera sa solution par la fabrication on ne peut plus simple du récepteur adéquat.

UNITÉ D'ALIMENTATION AUDIO MULTI USAGES

Bien que dédiée dans la
formule décrite ici à la
mini-régie karaoké du
mois dernier, cette
alimentation au
format Europe 3U
20 TE dispose de
toutes les qualités
pour être détournée
vers bien d'autres



applications. Sa construction compacte permet d'offrir dans le cas présent :

+ 5V, 3A maxi à partager avec + 14V non régulés ; +/- 20V, 500 mA non régulés
mais parfaitement lissés ; +/- 15V, 500 mA régulés (option) ; + 48V, 0,5 A régulés.

Au bout du compte, on disposera de +/-15V, + 5V, + 48V régulés et +/-20V, +14V
non régulés. C'est l'alim Audio idéale dans un volume minimum.

Une fois construit, le bac sera alors en mesure de commander le pré-ampli décrit le mois dernier mais aussi SAS grâce à la carte mère proposée également dans ces pages. La mise en chantier de MIRKAS (Mini Régie pour Karakoé ou Sono) commencée le mois dernier avec MIC-UNIT, devrait faire voir la MINI-SONO sous un jour différent de celui auquel on est habitué.

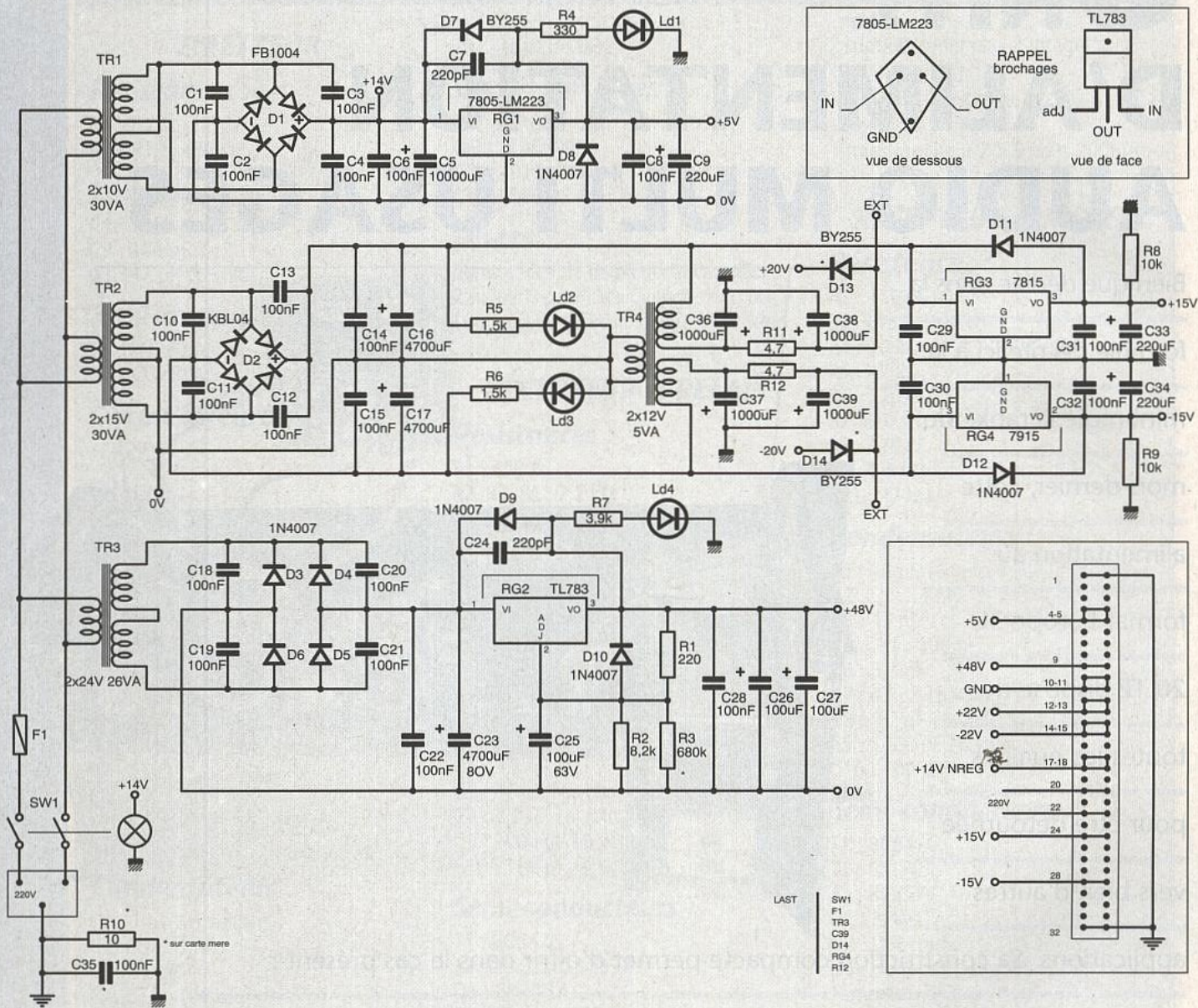
Nous avons en effet dans ce carton de quoi étonner même les plus blasés car toutes les réalisations que nous vous offrons sont actives sur le terrain et soigneusement mises au point pour satisfaire aux exigences les plus sévères, à un coût le plus modeste possible : si

l'auteur est seul responsable de ses réalisations, les choix sont le fruit de longs débats avec des professionnels du son afin de tenter de définir le produit idéal. Souvent il y a conflit entre les deux écoles « studio - sono », mais on arrive presque toujours à un cahier des charges moyen, en mesure de satisfaire (aux options près) chacune des parties.

L'ALIMENTATION

Adoptant tous les avantages mécaniques de Micro Power (ERP n° 488, juillet 1988), voici une version totalement refondue et spécialement adaptée à un bac audio.

Le schéma **figure 1** est des plus traditionnels, à l'exception d'un lissage à selfs (TR4) et du TL783 peu utilisé dans ces pages, mais pourtant fréquemment rencontré sur de nombreuses machines et désespérément recherché dernièrement sur le 36.15 ERP ! Voici deux adresses (parmi d'autres) qui éviteront les pertes de temps : SELECTRONIC et RADIOSPARES, dont vous trouverez les coordonnées parmi les annonceurs, ont ce produit en stock. C'est un régulateur positif ajustable capable de travailler jusqu'à 125V ; au brochage toutefois un peu particulier. Trois transformateurs se partagent la tâche, même si on en compte quatre sur le schéma !



■ Figure 1 : le schéma complet. La partie encadrée RG3, RG4 optionnelle fait l'objet d'un circuit imprimé à part.

Le premier (TR1 de 2 fois 10V, 30VA dont les secondaires seront câblés en parallèle) va fournir 14V environ non régulés et + 5V post RG1. Pourquoi + 5V ? Tout d'abord parce que c'est toujours utile à l'avenir, et plus immédiatement nous avons voulu prévoir en option dans ce bac l'inclusion de SAS (Système d'Affichage Sophistiqué, ERP n° 532). De plus, l'auteur a décidé de récupérer toutes les tensions disponibles sur connecteurs extérieurs, et le 5V par exemple sera en mesure d'alimenter DISPAC, le tout entrant parfaitement dans une petite armoire 4U, facilement transportable. Mais c'est une option et si 14V non régulés et +5V digit semblent superflus, le «ménage» sera vite fait. Notons toutefois qu'avec 30VA pour TR1 on peut espérer presque 3 A en + 5V si on opte pour un LM223 (IC1) et qu'on ne «tire» pas trop sur le 14V non régulé. La seconde section délivre les +/-20V dédiés à toutes les cartes disposant de régulateurs. C'est une solution qui,

pour 15 F environ par module, conduit à une distribution de puissance non régulée et une protection plus régulation par unité. La dissipation en calories étant proportionnelle au nombre de modules insérés, c'est devenu -pour l'auteur- une loi évidente si chacun veut orchestrer un ensemble à son gré. Par économie, on préfère souvent une «grosse» alimentation AUDIO régulée pour un nombre important de tranches, en protégeant ces dernières par le biais de «FIRE» résistances. Nous avons jadis respecté cette tradition mais depuis longtemps nous avons pris la bonne habitude de réguler chaque unité, sauf - il y a toujours exception à une règle - pour SAS. Il faut reconnaître que la place manquait cruellement, c'est le moins qu'on puisse dire ! C'est ainsi qu'outre le + 5V digit, nous avons prévu une option +/-15V régulés qui seront également disponibles sur connecteur extérieur.

Il est important de remarquer qu'une distribution non régulée dans un bac audio en mesure de produire des gains considérables, impose une étude soignée des tracés de circuits imprimés et de la distribution. Il faudra donc éviter d'improviser sans discernement car les résultats risqueraient d'être décevants. Par ailleurs, un lissage quasi parfait est indispensable surtout avec des bus asymétriques. Nous avons longtemps hésité quant à la méthode à adopter. Celle qui a été retenue est sinon originale, du moins très efficace. La mode voulant qu'une régulation soit aisée, on en a presque oublié le lissage à self qui, si il est équivalent en efficacité à un filtrage RC, offre l'énorme avantage d'une chute de tension notablement plus faible. Notre choix s'est porté sur une cellule LC suivie d'une RC pour une ondulation résiduelle moindre. L'ensemble s'est avéré plus satisfaisant qu'une pré-distribution régulée à 20 V. Il faut dire que les essais ont été faits

dans des conditions extrêmes, avec des modules supplémentaires : lignes stéréo plus PFL-record (qui vous seront offerts le mois prochain), lesquels assurent à eux seuls la fonction Karaoke.

Pour mémoire, voici les deux formules de calculs importantes :

Cellule LC :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

Cellule RC :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

Il restait à trouver les selfs sans rendre fou le porte-monnaie.

C'est alors que TR4 s'est justifié : les deux secondaires présentant une self de 2,5 H et une résistance de 8 Ohms pouvaient parfaitement convenir, le «primaire 220V» étant purement et simplement oublié.

Nous n'avons pas voulu proposer un démontage de ce transfo afin de l'exploiter en paire de selfs idéales, mais c'est malgré tout possible, voir en deux paires !

Voici quelques relevés de consommations par module :

- PFL/record : + 57 mA, - 52 mA
- Lignes Stéréo (3) : + 26 mA, - 23 mA
- Mic Unit : + 67 mA, - 40 mA
- OUT : + 50 mA, - 47 mA.

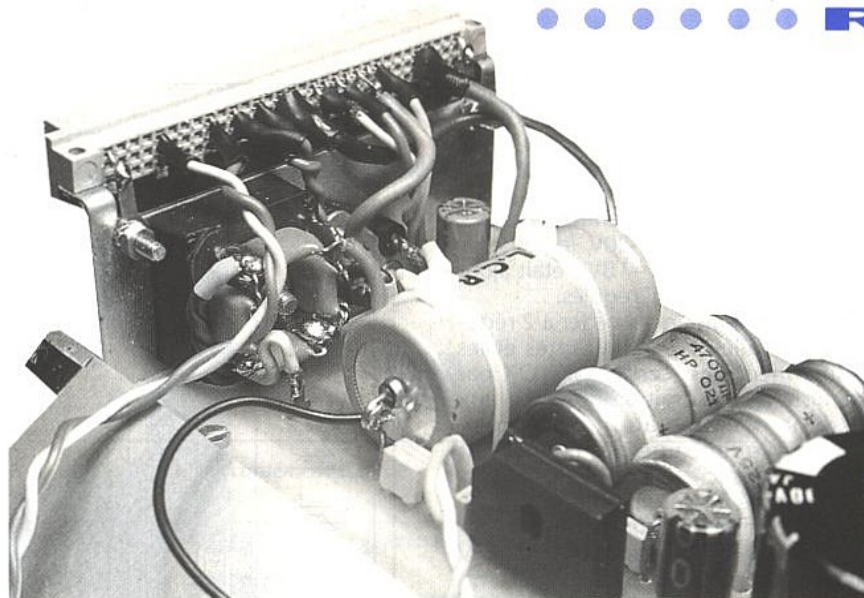
Bien évidemment ces mesures ont été faites au «maxi» de modulation : tous les indicateurs allumés, sorties chargées 600 Ohms, et entrées «plein pot». Un bref calcul maxi pour un bac conduit à environ 400 mA par branche 20V, si on le charge de 4 modules micro, d'une tranche «trois lignes stéréo», de PFL-record et OUT sono. SAS, comme on peut le voir, est totalement indépendant (+5V et +/-15V régulés pré-filtrage).

La troisième section, à elle seule, nous a été réclamée cent fois : c'est l'alim phantom + 48V. Il sera facile de l'isoler ne serait-ce que pour fabriquer une boîte de distribution indépendante avec XLR(s) IN, XLR(s) OUT afin d'alimenter une vingtaine de micros.

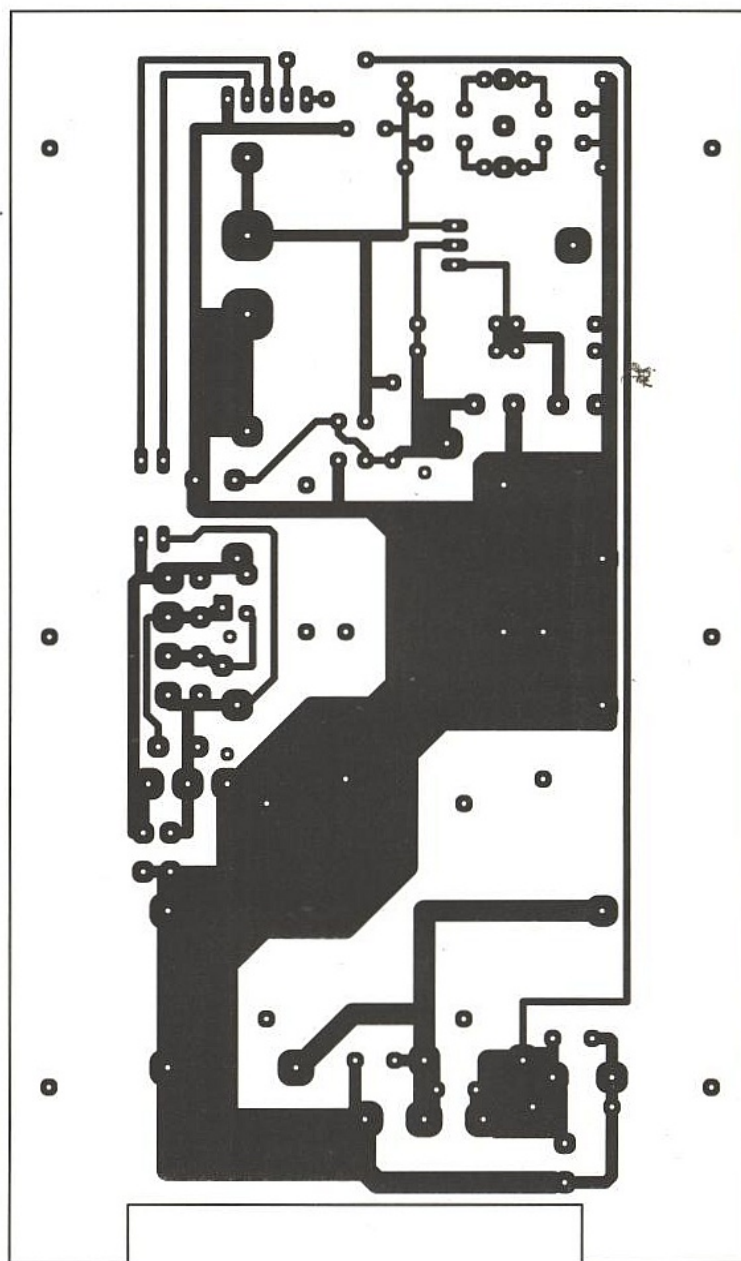
Il est aisé de réaliser une telle alimentation si on utilise le TL783 (boîtier TO220) et les composants abordables distribués désormais couramment. Il faut en effet au minimum un peu plus de 51V pour que la régulation fonctionne correctement. Le choix des transformateurs reste cependant limité et on doit (sauf exécution spéciale) se satisfaire de 2 fois 24V en série, soit $48 \times 1,4 = 67,2V$ non régulé.

Est-il besoin de rappeler qu'un lissage particulièrement soigné est également exigé pour une alim phantom ? Mais cette fois il est incontournable de distribuer «régulé», les consommations micros évoluant entre 0,4 et 20 mA.

Se contenter de condensateurs 63V dans la ligne non régulée serait limite, surtout sur du matériel prévu pour de longs et loyaux services. Opter pour des modèles 100V conduit à des volumes (et des prix...) importants, mais nous



■ Raccordement au connecteur DIN.



■ Figure 2a : carte principale.

avons trouvé au catalogue d'un distributeur (SELECTRONIC, rayon nouveautés), un magnifique 4700 µF 80V, bas profil, d'origine PHILIPS type SNAP IN C-051 à moins de 50 F TTC (diamètre 35mm, hauteur 32). Pour info, le mo-

dèle 100V dans la même série coûte presque le double et les cotes passent respectivement à 40 x 55. La régulation, il y a quelques années encore, était confiée à un montage traditionnel avec zener, ballast, etc. Tou-

tefois on a pu voir sur certains matériels (M28 TELEFUNKEN par exemple) des astuces directement liées au schéma complet de l'appareil : ce dernier nécessitant une mono tension de +30V, l'alim phantom était obtenue par un second enroulement de 20V, lequel - redressé puis stabilisé à +18V - était ajouté en flottant aux 30V régulés.

Rien n'interdirait de procéder à 2 régulations parallèles 24V flottantes et les additionner (dans certains REVOX par exemple on pourrait ajouter 27V aux 21 de la machine au moyen d'une carte exploitant une des alims pour amplis), mais ici le TL783 est parfaitement adapté à la situation.

Ses caractéristiques principales sont les suivantes : tension différentielle = 125V maxi, courant de sortie 15 à 750 mA maxi pour une température d'utilisation de 0 à +150 °C.

Son brochage est un peu particulier, aussi avons-nous jugé utile de le mettre en médaillon dans le schéma (vu de face), avec un rappel pour le régulateur + 5V TO3 (vu côté câblage).

Il faudra prévoir pour R7 un modèle 1W, dégagé du circuit imprimé afin de faciliter la circulation d'air.

L'affectation des broches du connecteur est proposée également sur cette figure. Elle correspond à la carte mère de MIRKAS mais la construction permettra de l'adapter à n'importe quelle autre répartition.

Avant de voir ceci en détail, on notera que R10 et C35 (liaison masse-terre) seront implantés sur la carte mère et non sur les CIs du module, idem pour D13 et D14.

RÉALISATION

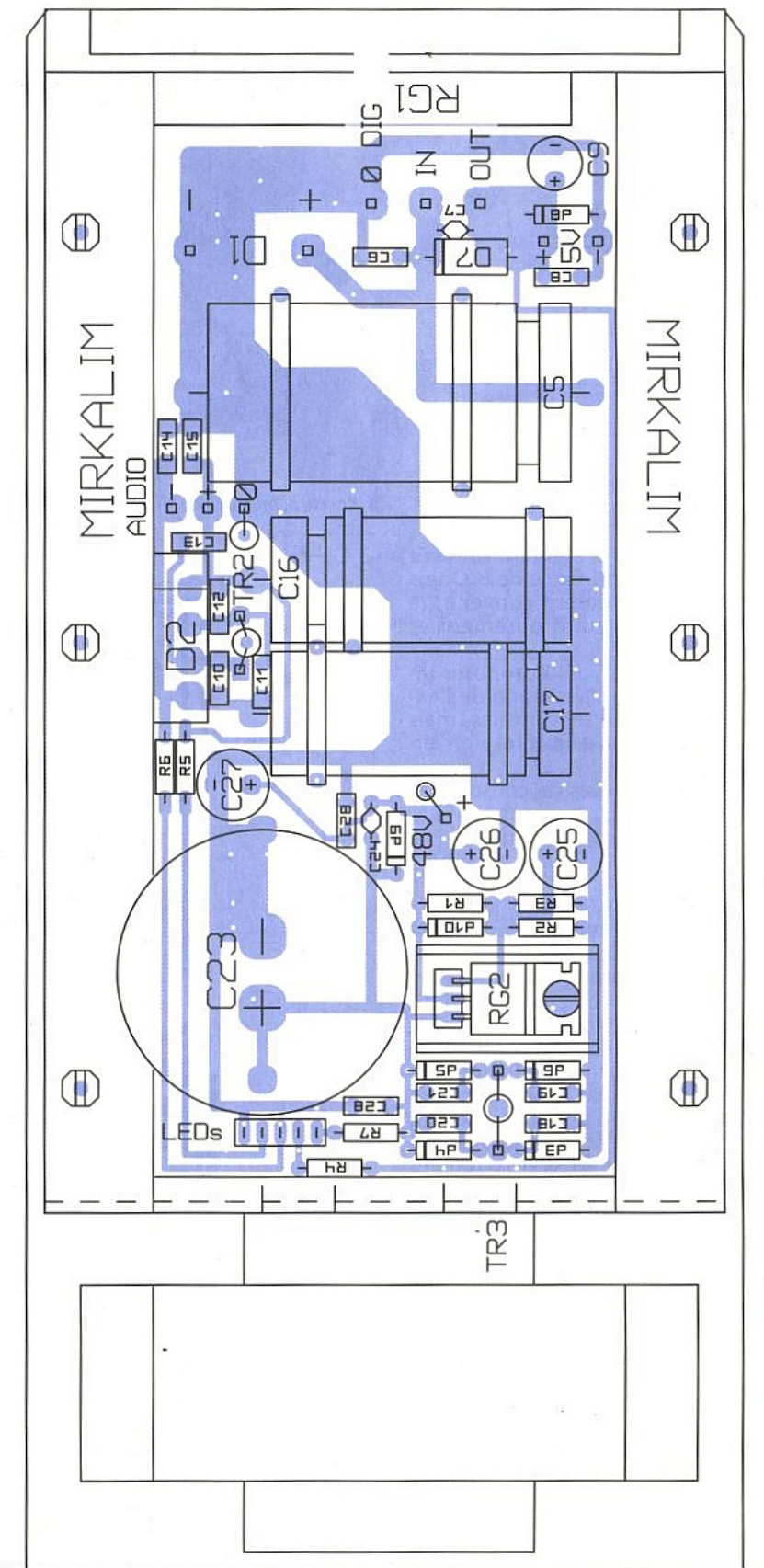
Elle est un peu particulière mais rationnelle : elle fait appel à un porte-carte double 20 TE de TRANSRACK, équipé de 2 blindages. Ainsi, il n'y aura pas de circuit imprimé latéral, mais 4 cartes (option +15/-15V comprise) de formats variés, et une préparation du connecteur indispensable. Le montage de TR4, C36 à 39 et R11 + R12 reste en câblage traditionnel sur le blindage de gauche.

L'intérêt majeur de cette formule est d'obtenir, le plus simplement possible et à moindre coût, un module solide et adaptable à diverses situations.

Les photographies simplifieront les explications : en bref, un «caisson» constitué de deux profilés ACE de 160 mm vissés sur le flanc latéral droit (à 2,54 des bords afin de respecter les glissières) est repris sur le châssis arrière. Il est alors permis d'y enfermer les transfos toriques TR1 et TR2 ainsi qu'une bonne part des raccordements 220V, mais aussi :

1- d'y fixer la carte principale visible figure 2, laquelle porte une grande partie des composants du schéma, 2- de fermer l'extrémité du caisson grâce à la carte dessinée figure 3, laquelle adopte TR3.

Bien entendu, il sera possible de remplacer les profilés ACE par tout autre système pourvu que l'épaisseur n'exède pas 10 mm.



■ Figure 2b

Nota : des colonnettes n'offriraient pas la solidité assurée par notre principe qui sert également d'équerres avec le fond du module.

Le décrochement effectué dans la carte donnée figure 2 est optionnel : il faut laisser la place au support de RG1 et au passage des câbles : secondaires de TR1, 220V, + 48V. On pourra donc couper la carte « toute droite » si on le désire mais le décrochement nous a

semblé élégant car servant de cache-poussières aux rainures du profilé ACE. Quatre passages de fils sont prévus au travers de cette carte :

- 1- transit du secondaire de TR3 (série) vers D3 à D6,
 - 2- renvoi du + 48V reg vers le connecteur 41612 (par le dessous de la carte),
 - 3 et 4 - récupération des secondaires de TR2.
- Le circuit imprimé proposé figure 3 se

charge de mettre les deux enroulements secondaires de TR3 en série mais aussi de servir de «bornier» 220V : sur les deux grosses pastilles inférieures viendront se raccorder côté cuivre les deux primaires de TR1 et TR2 ainsi qu'une paire de fils allant vers SW1. Le transit de ces derniers et le retour 220V via fusible de façade, est assuré par un trou dans ce même CI (avec passe fil). Bien entendu, l'étrier de TR3 sera vissé en plus sur le flanc droit.

Nota : l'auteur a ajouté dernièrement un switch en façade permettant de désalimenter en 220V TR3, afin d'éviter un fonctionnement permanent de l'alim phantom quand elle n'est pas indispensable. La place est libre entre SW1 et F1.

Les condensateurs C1 à C4 sont directement soudés sur le pont D1, lequel est vissé sur le châssis arrière du portecarte.

La figure 4 relève quelques indications mécaniques utiles.

Un minimum de respect de ces dernières garantira le succès immédiat auquel on a droit. Il y a en effet des astuces sur le châssis arrière : RG1 est monté sur un support, ce qui permet de l'extraire depuis l'arrière du module en retirant seulement deux vis, MAIS son radiateur doit avoir un côté des ailes scié à 10 mm environ afin de ne pas buter sur la carte mère. Des photos de détails ont été faites pour illustrer ceci.

Suivant le modèle de radiateur adopté on peut éviter cet usinage, MAIS il faudra se souvenir que MIRKALIM DOIT être logée à l'extrême droite d'un bac (sauf si on élimine le +5V) !

De plus, le 41612 a été bricolé : les broches inutiles ont été extraites afin de réduire la force d'insertion, mais surtout de ramener au strict nécessaire les connexions devant rejoindre la carte mère. Comme on peut s'en douter, une étude rigoureuse des isolations et des distributions (notamment compatibilité SAS) a été faite, mais la «technique» employée peut aisément évoluer.

Afin d'éviter un circuit imprimé normalement dédié au 41612 sur le flanc gauche (le module est lourd avec ses quatre transfos et un blindage bienvenu en audio), l'option plaque de blindage à gauche a été adoptée.

Toutefois le 41612 devait alors se plier à cette exigence. Les photographies montrent qu'il a été soumis au câblage traditionnel par simples coupures des pattes coudées et raccordements centraux sous gaines isolantes.

On pourrait penser qu'un 41612 mâle droit serait plus adapté : sauf pour le prix et l'approvisionnement !

Ce principe respecte l'organisation de câblage à volonté annoncée, ainsi qu'une maintenance aisée : le flanc gauche devient un accessoire secondaire (porteur quand même de TR4 et de l'option +/-15V), mais non une carte dédiée au connecteur. De ce fait le 220V ne transite pas de manière dangereuse. Seule la section SW1 et F1 est à surveiller (tout le reste du câblage étant enfermé dans le caisson, sauf si un switch coupant TR3 est ajouté). Mais avec de la gaine bien placée et

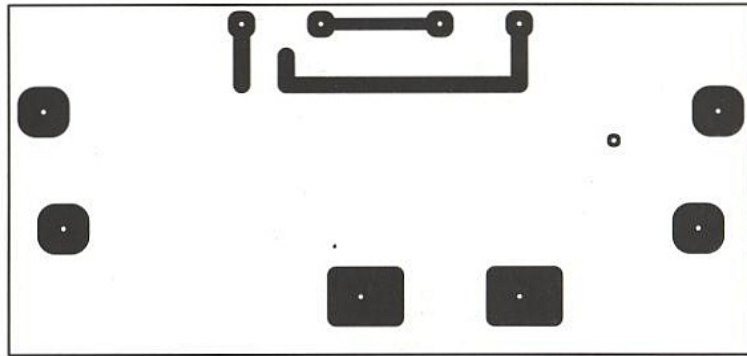


Figure 3a : raccordement secteur.

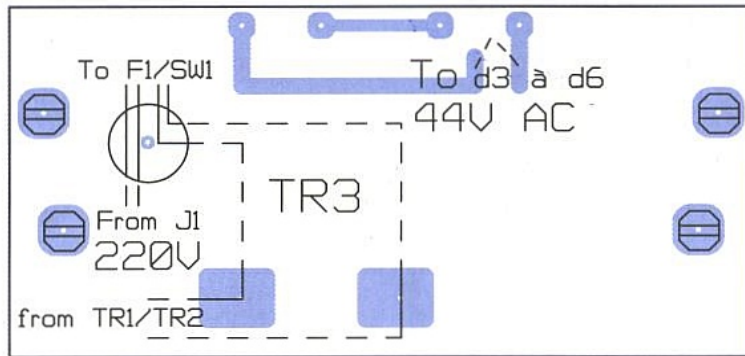


Figure 3b

une bande isolante collée le long du blindage côté connecteur, la sécurité devrait être quasi totale face au réseau EDF.

Un petit connecteur en barrette reporté en face avant les LED témoignant du +48V, +5V, -22V, +22V, soudées au circuit imprimé proposé figure 5. Afin d'éviter une visserie apparente (toujours laide), un artifice a été utilisé : le circuit est vissé sur une contre-plaque (ici en PVC de 5 mm) laquelle est tenue par le seul écrou de SW1. C'est simple et efficace : si on habille un jour la face avant, seuls SW1 et F1 seront à démonter.

L'option +15/-15V reg proposée figure 6 pourra révolter les puristes : le câblage est prévu côté cuivre et une isolation avec le flanc gauche à garantir si les vis fraisées tenant RG3 et 4 ne sont pas grassement encastrées dans l'époxy.

Plusieurs solutions étaient envisageables :

- 1- équiper SAS de sa propre régulation afin que ce module entre dans la norme +/-

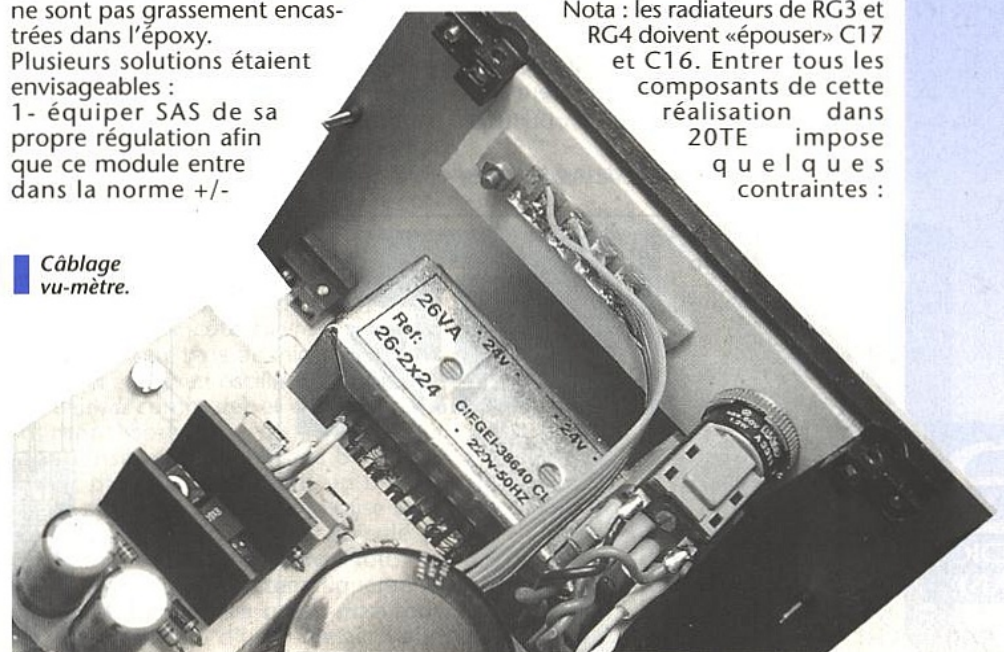
20V nReg. Cette carte le permettrait à condition d'éliminer les radiateurs mais on perdrait la possibilité d'usage externe,

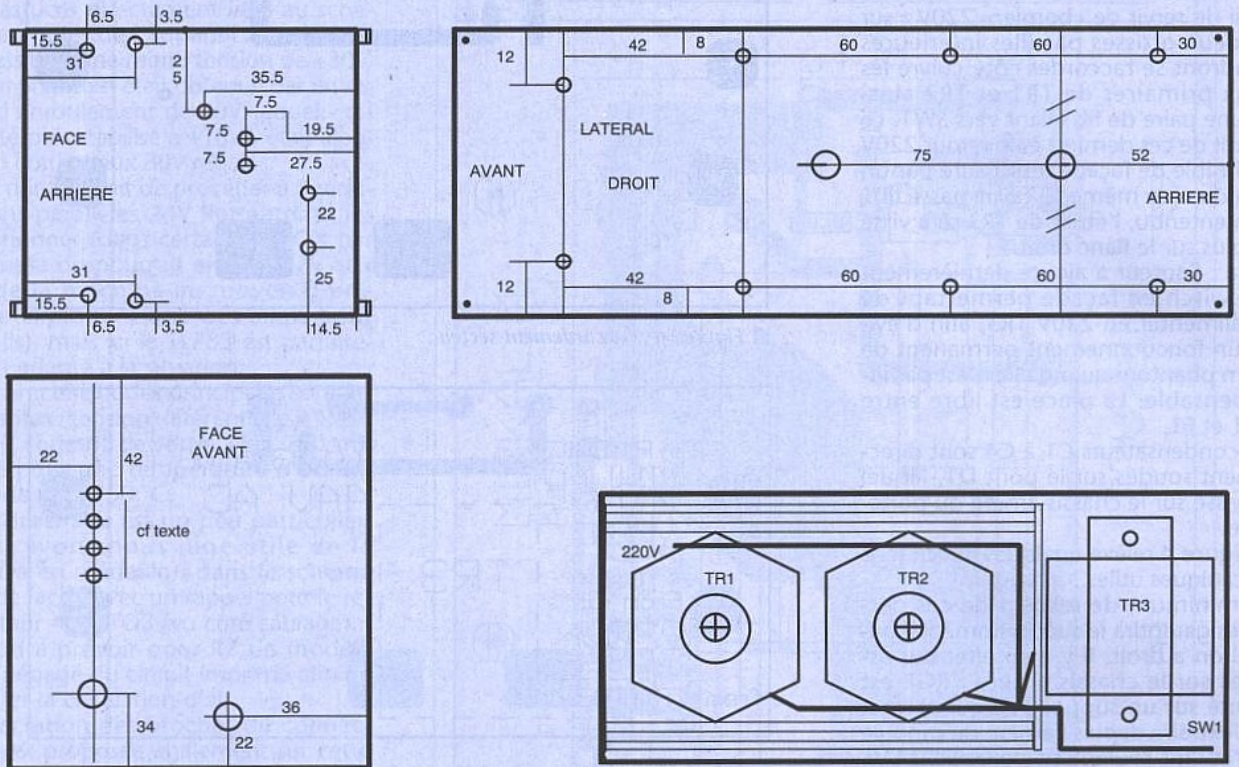
2- «imprimer» sur un flanc cuivre de 200 * 100 ces quelques composants plus TR4, C36 à 39 et R11/12. Possible mais coûteux et un peu dérisoire, sauf si on y raccorderait le 41612 de manière classique. La SECURITE 220V couplée à une éventuelle maintenance délicate nous avait fait abandonner l'idée,

3- fixer cette carte avec TR4 sur le blindage gauche et offrir de ce fait une disponibilité de 15V+/- reg optionnelle. Cette troisième solution a été retenue. Le report sur connecteur externe de ces tensions permettra par exemple d'alimenter de petits modules tels que pédales d'effets, des préamplis RIAA «BLACK», PREDAT, etc.

Nota : les radiateurs de RG3 et RG4 doivent «épouser» C17 et C16. Entrer tous les composants de cette réalisation dans 20TE impose quelques contraintes :

Câblage vu-mètre.





■ Figure 4 : la mécanique proposée.

si on étale sur une table l'intégralité des pièces de MIRKALIM on pourrait penser à un puzzle impossible, et pourtant !

RÉGLAGE

Il se limite à peaufiner l'exactitude du +48V en recherchant la bonne valeur pour R3 (mise en parallèle sur R2). On aurait pu placer un ajustable, mais une simple résistance bien choisie convient parfaitement. Sur notre maquette, R3 a été relevée à 680 kOhms.

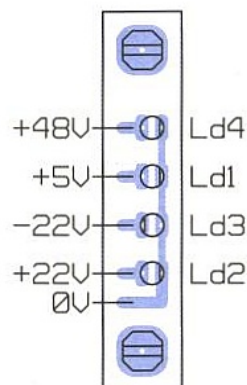
Si on souhaite rester compatible avec MIRKAS, le brochage du 41612 devra respecter les indications données figure 1.

CARTE MÈRE

Les deux documents présentés ici (circuit imprimé de la carte mère et implantation de la face arrière), méritent



■ Figure 5a : vu-mètre



■ Figure 5b

possible de la face arrière. Elle correspond à 9 slots affectés ainsi : 5 voies d'entrées (mono ou stéréo), un module PFL/Record indispensable puisqu'il porte les amplis de bus et de casque, un module de sorties pour une diffusion sur haut-parleurs (optionnel), SAS (optionnel) et l'alim bien évidemment indispensable.

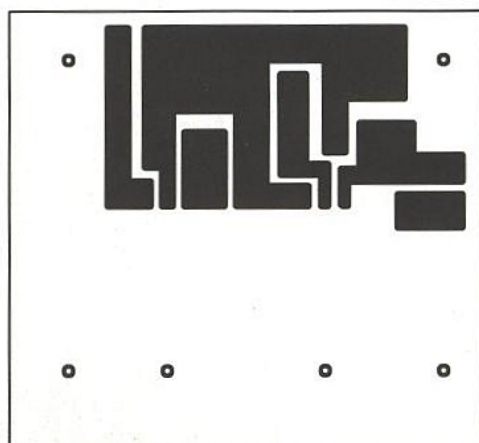
En fait, pour un ensemble Karaké, une carte d'entrée mono, une stéréo, le module PFL et l'alim suffiraient. Cette dernière pourrait dans ce cas être réduite au strict minimum (pas de 5V, pas d'option +/- 15V, la section phantom restant au choix).

Pour une animation de kermesse, ou comme petit système d'enregistrement, 3 ou 4 modules Micro plus une ou deux «lignes» stéréo, blocs de 3) sont en général suffisants. Au besoin, on pourra oublier SAS et le module de sorties (ce serait dommage !) afin de

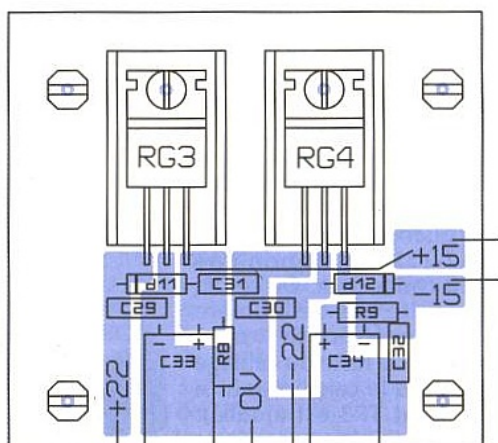
une attention toute particulière pour profiter pleinement de cet ensemble modulaire et modulable.

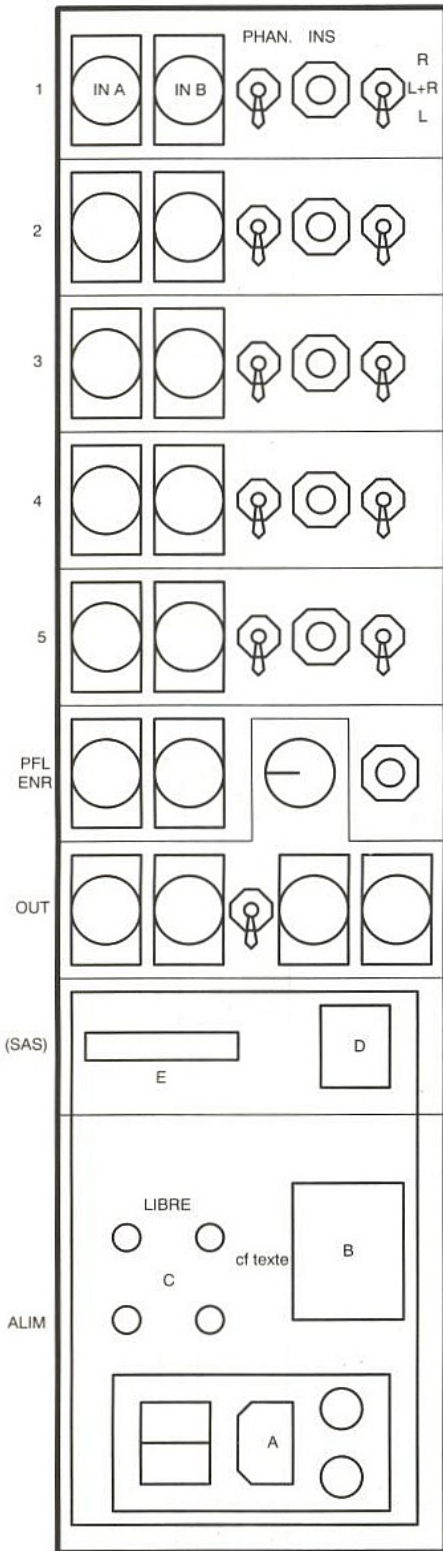
La figure 7 propose une organisation

■ Figure 6a : carte additionnelle RG3, RG4.



■ Figure 6b





■ Figure 7 : disposition en rack.

recupérer 2 emplacements pour des modules d'entrées supplémentaires. Une autre suggestion sera proposée plus loin.

Toutefois il va falloir faire un choix, car les emplacements de PFL à l'alim sont dédiés, et il faut bien installer une carte de fond de panier un jour ou l'autre. Nous avons donc décidé de vous proposer la plus complète permise, chacun pouvant alors la réduire ou «couper-coller» à son gré.

La figure 8 présente le résultat. Elle se compose de droite à gauche des slots ALIM, SAS, OUT, PFL et du premier emplacement pour modules d'entrées. A l'extrême gauche le tracé d'un mo-

dule d'entrées supplémentaire est donné : il sera à reproduire n fois.

Quelques précautions simples mais très importantes seront à prendre pour une réalisation correcte :

1 - le secteur 220V transite brièvement sur le cuivre. Attention, Danger ! Sur une photographie, un adhésif rouge recouvre les points «chauds»,

2 - il ne faudra pas oublier les composants R10 et C35 (10 Ohms et 100nF) ni D13 et D14 soudées côté cuivre. Il est à noter que ces dernières sont insérées entre les sorties sur connecteur et les bus de distribution,

3 - la ligne de masse générale sera à doubler d'un fil de cuivre de section la plus importante possible. Les photographies ne montrent pas encore ce doublage, mais il a été fait avec du câble de 1,5 mm de diamètre. Le recul de la diaphonie et du bruit de fond sont à ce prix. Il faut dire que l'auteur se livre à des tests sérieux, au point qu'il doit parfois couper les fers à souder, les alims du labo, éteindre les PC, les néons, et que la très légère ronflette du fax est à prendre en compte afin d'identifier le bruit résiduel. Il est ensuite très facile de trier les bons câbles micro de ceux «d'opérette» !

4 - une erreur était venue s'insérer dans le prototype de carte mère suggéré le mois dernier : le point chaud et la masse de la sortie optionnelle OUT Post étaient inversés. Elle se trouve corrigée ici,

5 - des condensateurs de 10 µF 100V ont été soudés entre le bus GND et le point «cde phantom» de chacun des slots d'entrées, côté cuivre de la carte mère. Un seul type de micro avait tendance à entrer en oscillation quand on «jouait» à commuter et éteindre rapidement son alim phantom. Ces condensateurs déchargés brusquement par la clé et faisant un bref et léger appel de courant à la mise sous tension ont permis ce jeu ridicule et l'élimination du problème. Nous les avons donc ajoutés systématiquement. Est-il utile de rappeler que la mise sous tension phantom d'une voie ainsi que l'échange de prises, phase - hors

phase, doivent impérativement se faire voie off ?

On ne connecte ni alimente une source sur une voie de sortie ouverte. Dans le même esprit, une chaîne audio «s'allume» dans le sens Sources en premier - Récepteurs en derniers. Ces règles sont fondamentales et doivent conduire à des attitudes responsables sur le terrain.

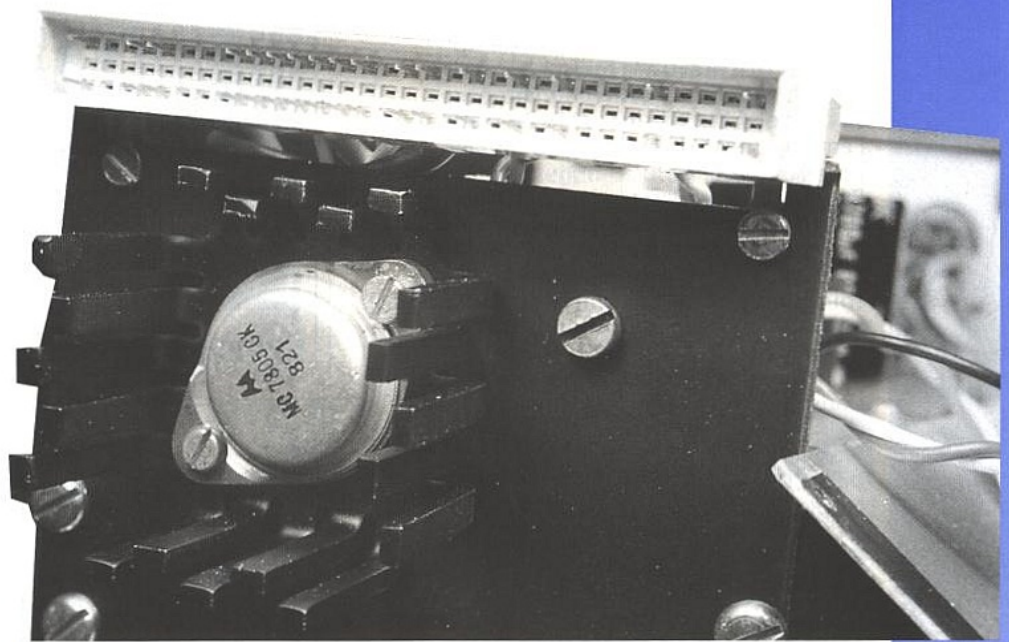
Un exemple : il faut absolument, avant de débrancher ou rebrancher une source, avoir obtenu l'accord des sonoriseurs de façade ET de retours ! Si en home-studio on voit fréquemment des Vus se tordre de douleur pendant les patches, on peut imaginer les conséquences avec 20 kW sur HP's à la place du multipiste.

6 - une modification simple est à faire sur SAS (ERP n° 532 page 86) : il faut croiser les liaisons de multiplexage entre IC33 et R92/93 afin de respecter l'affichage L/R. Une photographie montre l'intervention côté cuivre, aisée mais indispensable,

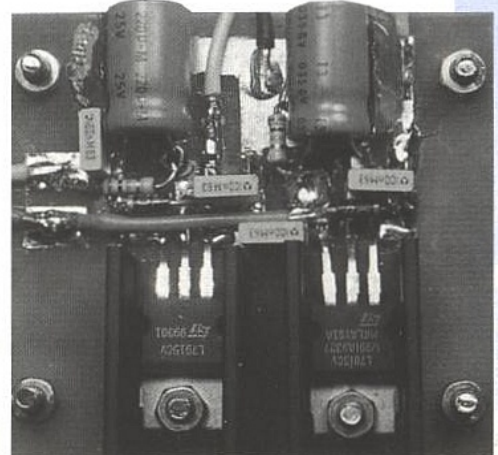
7 - les reports des alimentations en face arrière (optionnels) se répartissent sur deux SOCAPEX dans notre cas (voir aussi DIN, UMD, etc.).

La première de 7 broches peut véhiculer la terre, le 0, +5V et +48V régulés, ainsi que +/-20 et +14V non régulés.

■ Régulation additionnelle optionnelle +/- 15 V.



■ Coupe du radiateur.



La seconde (trois broches) est affectée à l'option +/-15V.

Tout ceci est prévu à la fois sur le cuivre et en face arrière : on reconnaîtra sur cette dernière (figure 7), «B» pour l'emplacement de la 7 broches et «D» pour la 3 broches.

Par ailleurs, nous avons ajouté «E», une sub-D 25 points pour d'éventuels transits. Sur les photographies, seules les entrées de SAS y sont reportées provisoirement, ce qui est bien pratique pour surveiller en insert chaque module Micro.

On y raccordera ce qu'on veut : extensions bus, sorties OUT post, etc.

Le bloc A se compose d'un inter secteur bipolaire, d'un socle pour câble et de deux fusibles. Il pourrait faire double emploi avec SW1 et F1 de MIRKALIM. En fait, c'est partiellement vrai : l'inter sert de général (pré-fusibles) avant MIRKALIM. Ce choix a été fait en pensant à une trappe fermant à clé toute la partie arrière de l'armoire, laissant toutefois passer le câblage. Ainsi, les balances faites, en basculant cet inter sur OFF et en fermant la trappe, une mise en route «curieuse» du rack est interdite. Il en est de même pour les deux prises secteur sur bananes (C) qui seules passent par les fusibles de A. Ceci est important à deux titres :

1 - deux raccordements secteurs (sans terre) sont disponibles et protégés par fusibles afin d'alimenter par exemple une platine cassette, laser ou autre. C'est pratique, et un accident (court-circuit) n'interdira pas le bon fonctionnement du rack,

2 - pendant la phase de câblage carte mère - face arrière, il est évident que cette dernière est souvent basculée et raccordée au réseau. Les bananes sont alors dangereuses car nues et proéminentes. Il sera donc de bon goût de retirer les fusibles de «A» pendant les travaux, ce qui n'empêchera pas de prendre garde aux autres liaisons 220V de «A». Ne pas hésiter à user, voire abuser, de gaine thermorétractable pour isoler les zones à risque.

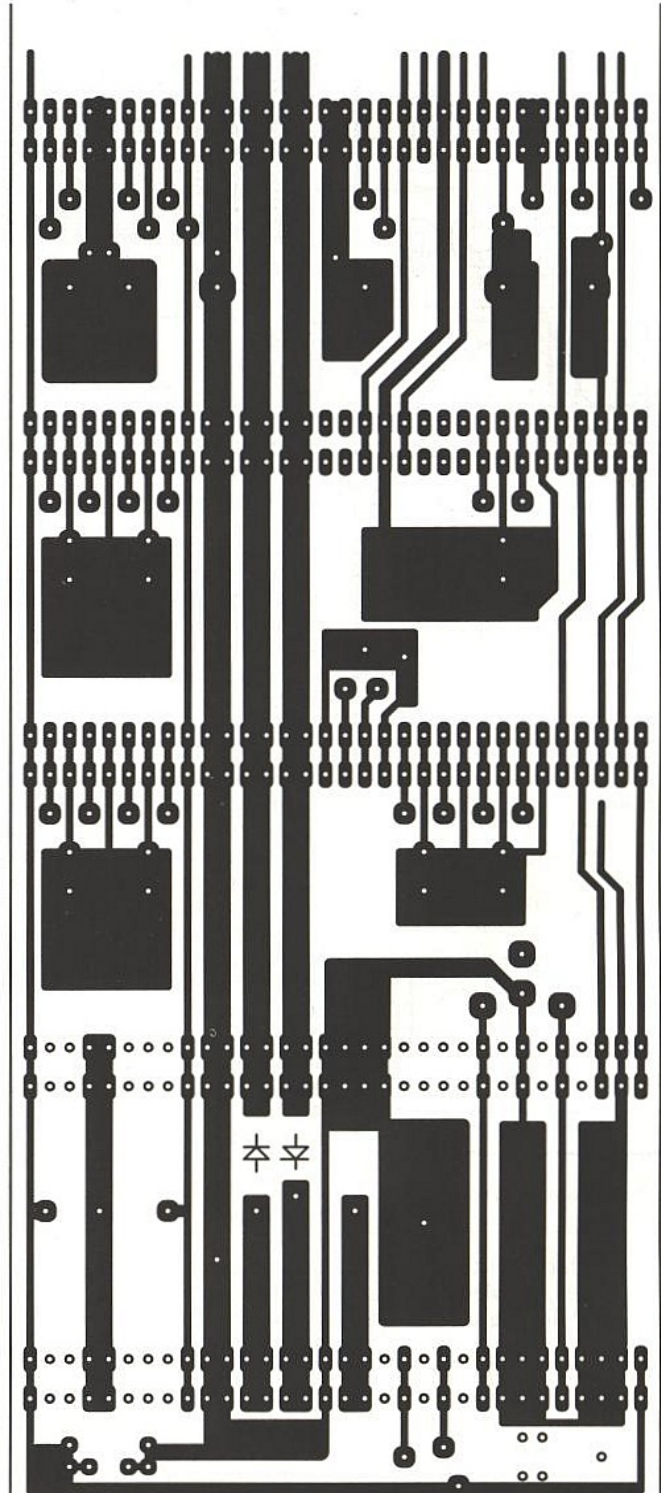
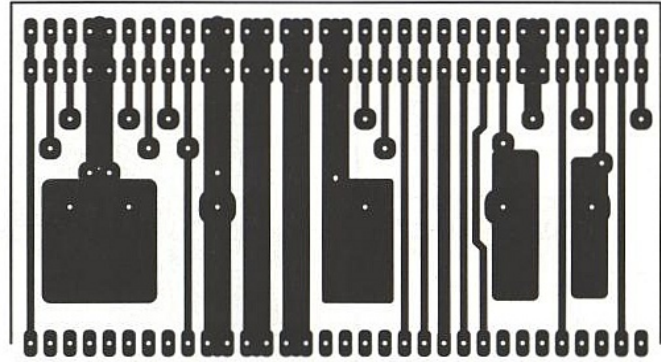
PREMIERS ESSAIS

Si toutes les consignes (parfois trop détaillées pour certains, pas assez pour d'autres !) ont été respectées, on peut désormais engager 3 modules au minimum dans le bac : une ou plusieurs tranches Micro, SAS et MIRKALIM.

Dans l'état actuel des choses, rappelons qu'il est impératif de mettre provisoirement les bus PFL et OUT au 0V : les amplis de bus ne sont pas présents !

Un simple câble test constitué d'un jack stéréo liant un casque 600 Ohms (oreillettes en série) aux entrées de SAS (en parallèle) permettra à la fois une écoute de chacun des micros et une visualisation de la modulation. Il faudra se connecter entre la masse et la bague centrale d'un jack à engager dans les prises d'insert.

La structure est désormais en place. Dans le prochain numéro nous vous offrirons un module stéréo (pour trois voies, niveaux adaptables) ainsi que la carte principale PFL-Record gérant les deux bus stéréo (PFL/OUT), et les transformant en «sorties utilisables» :



■ Figure 8a : bus fond de panier.

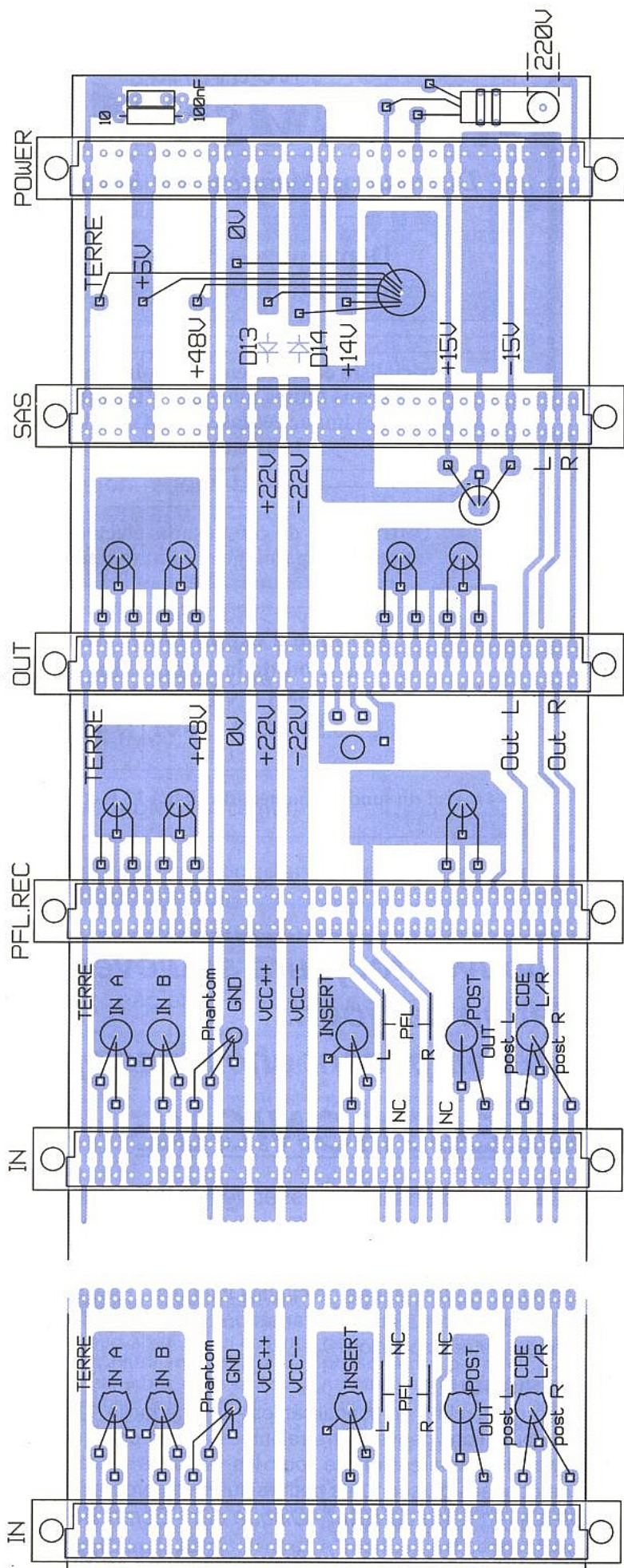
deux voies d'enregistrement symétriques à haut niveau, une stéréo asymétrique à usage domestique, et une écoute casque (jack en façade) commutable entre bus PFL et bus OUT.

CONCLUSION

Comme nous l'avions promis, TOUS les modules peuvent être exploités indépendamment et «récupérés» à d'autres

2 - Bus PFL et MASTER, on libère trois emplacements dans le bac mais surtout on dispose d'un «cœur» de mélange introuvable sur le marché : le module OUT à lui seul est un petit monstre ... Bien entendu, l'auteur est à votre disposition pour vous aider en cas de problème sur le 36.15 ERP, et des rendez-vous téléphoniques en direct sont toujours possibles. Bon travail.

J. ALARY



■ Figure 8b

ainsi, voire dans d'autres conditionnements, quasiment sans modification. Nous en reparlerons, mais juste une idée pour vous aider à orchestrer votre propre système : les modules PFL, OUT

et SAS peuvent parfaitement tenir à plat dans un rack 1U. Ainsi, avec deux connecteurs :
1 - ALIM (+/- 20V, + 5V, 0V et l'option +/- 15V,

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1 : 220 Ω
- R2 : 8,2 kΩ
- R3 : 680 kΩ (à ajuster)
- R4 : 330 Ω
- R5, R6 : 1,5 kΩ
- R7 : 3,9 kΩ 1W
- R8, R9 : 10 kΩ
- R10 : 10 Ω
- R11, R12 : 4,7 Ω 3W

Condensateurs :

- C1 à C4, C6, C8, C10 à C15, C18 à C22, C28 à C32, C35 : 100 nF
- C5 : 10000 μF 25V
- C7, C24 : 220 pF
- C9 : 220 μF 25V
- C16, C17 : 4700 μF 25V
- C23 : 4700 μF 80V
- C25 à C27 : 100 μF 63V
- C33, C34 : 220 μF
- C36 à C39 : 1000 μF 25V

Semiconducteurs :

- D1 : Pont FB1004
- D2 : Pont KBL04
- D3 à D6, D8 à D12 : 1N4007
- D7, D13, D14 : BY255
- RG1 : 7805 ou LM223 TO3 + support + radiateur KL157 ou 176
- RG2 : TL783 TO220 + radiateur ML26 ou WA400
- RG3 : 7815 TO220 + radiateur ML26 ou WA400
- RG4 : 7915 TO220 + radiateur ML26 ou WA400
- Ld1 : cristal 3 mm
- Ld2 : rouge 3 mm
- Ld3 : vert 3 mm
- Ld4 : orange 3 mm

Divers :

- TR1 : 2 x 10V 30VA torique
- TR2 : 2 x 15V 30VA torique
- TR3 : 2 x 24V 26VA
- TR4 : 2 x 12V 5VA
- Connecteur 41612 ac mâle coudé
- Porte-carte double 20 TE + 2 blindages + chassis arrière
- Porte-fusible + SW1 (inter bipolaire avec éclairage 24V)
- Chassis arrière EURONORM 84 TE 3U.

UN CURVIMÈTRE DE PRÉCISION POUR PC

Prendre des mesures avec une règle graduée pour les saisir ensuite au clavier peut être une opération redoutablement fastidieuse, surtout si on doit la répéter des dizaines ou des centaines de fois avec une bonne précision.

A défaut de tablette à digitaliser

ou de scanner, il faut pourtant en passer par-là lorsqu'on a besoin de faire subir un traitement informatique à des données disponibles seulement sous la forme de courbes «papier». Fort heureusement, certains codeurs optiques miniatures et économiques peuvent facilement être raccordés au premier PC venu pour le doter d'un «curvimètre» extrêmement simple mais très précis.

CODEURS ABSOLUS ET CODEURS INCRÉMENTAUX

Les capteurs optiques rotatifs peuvent se classer en deux catégories principales : les codeurs absolus, qui codent en parallèle sur plusieurs bits la position réelle de leur arbre, et les codeurs incrémentaux qui se contentent de délivrer un certain nombre d'impulsions par tour.

Les seconds sont évidemment moins coûteux car plus faciles à construire, et dans une certaine mesure plus souples d'emploi.

En effet, à condition de ne pas perdre la synchronisation (ou de procéder à des recalages périodiques), point n'est besoin de se soucier du nombre de tours effectués : il suffit de compter les impulsions !

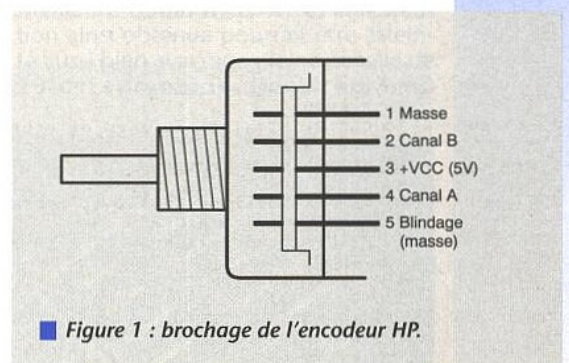
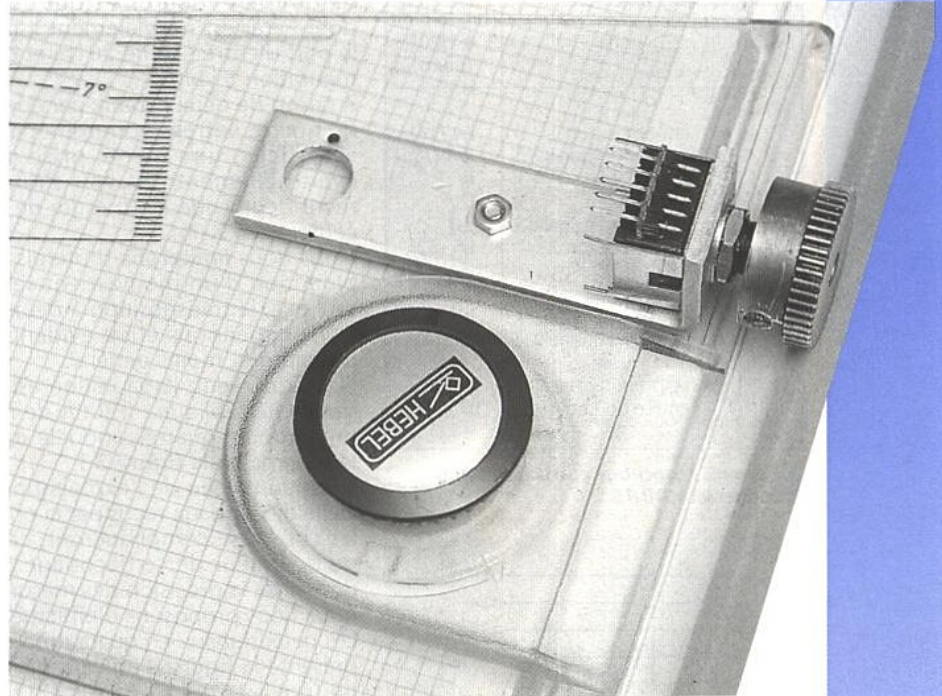
Bien entendu, tout codeur incrémental digne de ce nom doit être capable de faire la différence entre les deux sens

de rotation possibles, tandis qu'il appartiendra au système de comptage d'impulsions de compter ou décompter selon le cas.

La méthode la plus couramment utilisée pour détecter le sens de rotation consiste à faire émettre au codeur deux créneaux en quadrature de phase. Ainsi, par exemple, un front montant sur la voie A correspondra à un pas dans le sens des aiguilles d'une montre s'il se produit en présence d'un niveau bas sur la voie B, et dans le sens contraire si la sortie B est au niveau haut.

En principe, l'installation que nous allons décrire peut être envisagée avec n'importe quel codeur fonctionnant de cette façon et opérant sous 5 volts (niveaux TTL), mais notre choix s'est porté plus précisément sur les codeurs miniatures «HRPG» de Hewlett-Packard.

Se présentant mécaniquement comme un simple potentiomètre, un tel codeur est particulièrement facile à



■ Figure 1 : brochage de l'encodeur HP.

mettre en œuvre tout en offrant une bonne précision.

Le modèle disponible chez RADIO-PARES offre une résolution de 64 positions par tour, et son prix demeure parfaitement raisonnable.

La figure 1 reproduit son brochage, qui se prête particulièrement bien à un raccordement direct à une prise «joystick» de PC.

COMMENT DÉTOURNER UNE PRISE «JOYSTICK»

Normalement prévu pour les besoins exclusifs des amateurs de jeux vidéo, ce connecteur DB15 femelle est présent sur la plupart des compatibles PC,

DB 15	signal	bit du port & H201 (poids)
1	+ 5V	
2	entrée bouton 1	b4 (16)
3	entrée proportionnelle 1	b0 (1)
4	masse	
5	masse	
6	entrée proportionnelle 2	b1 (2)
7	entrée bouton 2	b5 (32)
8	+ 5V	
9	+ 5V	
10	entrée bouton 3	b6 (64)
11	entrée proportionnelle 3	b2 (4)
12	masse	
13	entrée proportionnelle 4	b3 (8)
14	entrée bouton 4	b7 (128)
15	+ 5V	

Figure 2 : brochage et assignation du connecteur DB 15.

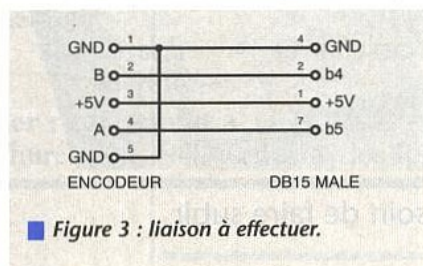


Figure 3 : liaison à effectuer.

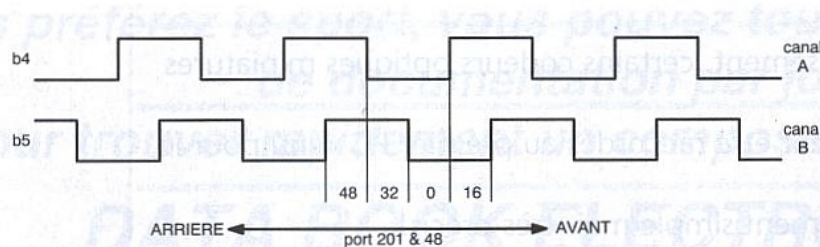


Figure 4 : diagramme de fonctionnement de l'encodeur.

```

10 REM -----CURVI.BAS-----
20 E=&H201
30 CLS:PRINT"aller au zéro et presser ENTER"
40 N=0:INPUT Z$
50 CLS:PRINT"valeur max ?"
60 INPUT M
70 CLS:PRINT"aller au max et presser ENTER"
80 GOSUB 130:I=M/N:CLS
90 PRINT"prendre la mesure et presser ENTER"
100 GOSUB 130
110 PRINT INT(I*N)
120 GOTO 90
130 A=INP(E)
140 B=A AND 4B
150 A=INP(E)
160 A=A AND 4B
170 IF B=4B AND A=16 THEN N=N+1
180 IF B=16 AND A=0 THEN N=N+1
190 IF B=0 AND A=32 THEN N=N+1
200 IF B=32 AND A=4B THEN N=N+1
210 IF B=4B AND A=32 THEN N=N-1
220 IF B=16 AND A=4B THEN N=N-1
230 IF B=0 AND A=16 THEN N=N-1
240 IF B=32 AND A=0 THEN N=N-1
250 IF INKEY$<>" THEN RETURN
260 GOTO 140
270 REM (c)1994 Patrick GUEULLE
    
```

Figure 6 : CURVI.BAS.

et peut toujours être ajouté par l'intermédiaire d'une carte peu coûteuse. Le tableau de la figure 2 révèle tout ce qu'il faut savoir pour lui confier des missions autrement plus sérieuses...

Les entrées «proportionnelles», chargées de surveiller les mouvements des poignées de jeu, seront laissées de côté dans le cadre de notre application.

Nous nous servons donc uniquement des entrées «bouton» (tout ou rien), dont l'état est normalement lisible sur le port d'entrée-sortie 201h, et de l'alimentation 5 volts.

A raison de deux canaux par codeur et de quatre entrées «bouton» par prise «joystick», une même prise pourra éventuellement recevoir simultanément deux codeurs (mesure de déplacements en X-Y).

Nous nous limiterons toutefois à l'exploitation d'un mouvement selon un seul axe, la transposition à deux (voire trois) dimensions étant évidente mais d'un intérêt moins général.

Electriquement, l'adaptation est d'une simplicité biblique : il suffit de réaliser un cordon à quatre conducteurs selon le schéma de la figure 3 !

C'est au niveau de l'exploitation logicielle des signaux reçus par la prise que les choses se compliqueront, car c'est de la rigueur de ce décodage que va dépendre la précision des mesures que nous nous proposons d'effectuer.

Les deux signaux en quadrature que représente la figure 4 arrivent sur les bits b4 (poids 16) et b5 (poids 32) du port 201h, mais rien n'empêche ses autres bits de prendre à tout moment n'importe quel état (notamment si un second codeur est installé sur cette même prise).

Il va donc falloir appliquer la technique dite du «masque», en réalisant une opération ET logique entre l'octet lu sur le port 201h et la valeur décimale 48 (16 + 32).

Le résultat de cette opération pourra être 0, 16, 32, ou 48 selon les quatre combinaisons possibles des deux niveaux 0 et 1 sur les deux canaux du codeur.

Les transitions entre ces quatre états ne pourront se faire, par construction même du codeur, que suivant le diagramme d'états de la figure 5 : pas question par exemple de passer directement de 16 à 32, ou de 48 à 0 !

EXPLOITATION LOGICIELLE

Ecrit en GWBASIC afin d'être directement accessible à tous nos lecteurs, le programme CURVI.BAS de la figure 6 donne le principe de l'algorithme qui va être utilisé pour l'exploitation des données provenant du codeur.

Principe seulement, car ce langage interprété est trop lent pour suivre correctement les mouvements parfois rapides de l'axe du codeur.

Mais cela n'empêche nullement de l'utiliser à des fins expérimentales, par exemple en équipant provisoirement le codeur d'un bouton gradué.

Le principe du programme consiste à mettre un compteur à zéro lorsque le codeur est lui-même dans une position considérée comme origine des mesures, puis à lui faire compter ou décompter les impulsions émises pendant un déplacement vers une

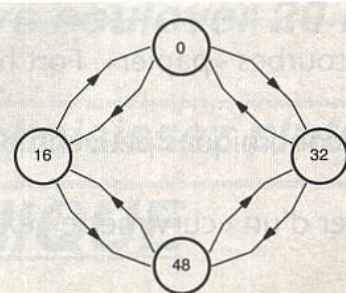


Figure 5 : diagramme d'états.

```

10 REM -----CURVIN.BAS-----
20 E=&H201
30 CLS:PRINT"aller au zéro et presser ENTER"
40 N=0:INPUT Z$
50 CLS:PRINT"valeur max ?"
60 INPUT M
70 CLS:PRINT"aller au max et presser ENTER"
80 GOSUB 150:I=M/N:CLS
90 PRINT"aller au zéro et presser ENTER"
100 INPUT Z$:N=0
110 PRINT"prendre la mesure et presser ENTER"
120 GOSUB 150
130 PRINT INT(I*N)
140 GOTO 90
150 A=INP(E):A=A AND 16:IF INKEY$<>" THEN RETURN
160 IF A=0 THEN 150
170 N=N+1
180 A=INP(E):A=A AND 16:IF INKEY$<>" THEN RETURN
190 IF A<>0 THEN 180
200 N=N+1
210 GOTO 150
220 REM (c)1994 Patrick GUEULLE
    
```

Figure 7 : CURVIN.BAS.

position correspondant au maximum de l'étendue de mesure prévue, dont on aura au préalable déclaré la valeur réelle (par exemple 20 cm). Peu importe d'ailleurs que plusieurs tours, ou un nombre non entier de tours, soient nécessaires pour arriver à ce maximum, et on peut même se permettre quelques hésitations avant-arrière.

Ces deux repères étant pris, on pourra positionner le codeur n'importe où entre ceux-ci, ou même si nécessaire plus ou moins en dehors de cet intervalle : il suffira alors de presser ENTER pour voir s'afficher la valeur du paramètre correspondant à cette position (par exemple 10 cm si on est à mi-chemin entre 0 et 20).

En pratique, tout mouvement trop rapide du codeur entraînera une perte d'impulsions, et donc d'étalonnage, sauf peut-être sur les PC les plus rapides et encore à condition de compiler le programme en un fichier directement exécutable (CURVI.EXE).

Les inconditionnels du BASIC pourront à la rigueur se rabattre sur la version très simplifiée mais plus rapide de la figure 7 (CURVIM.BAS), qui ne supporte qu'un seul sens de rotation et exige un recalage du zéro avant chaque mesure : c'est presque aussi lourd qu'à la règle ! Il faudra cependant se tourner vers le programme de la figure 8 (CURVIM.PAS à compiler en CURVIM.EXE) pour tirer du codeur tout ce dont il est capable. Ecrit en TURBO-PASCAL et donc infiniment plus rapide, ce logiciel fonctionne selon le même principe que celui de la figure 6 mais écrit en plus les valeurs mesurées dans un fichier disque (DATA.DAT).

```

program curvim;
uses crt;
var e:integer;
    m:real;
    i:real;
    j:real;
    n:integer;
    a:integer;
    b:integer;
    t:text;
procedure mesure;
begin
a:=port[5131];
repeat
b:=(a and 48);
a:=port[513];
a:=(a and 48);
if (b=48) and (a=16) then n:=n+1;
if (b=16) and (a=0) then n:=n+1;
if (b=0) and (a=32) then n:=n+1;
if (b=32) and (a=48) then n:=n+1;
if (b=48) and (a=32) then n:=n-1;
if (b=16) and (a=48) then n:=n-1;
if (b=0) and (a=16) then n:=n-1;
if (b=32) and (a=0) then n:=n-1;
until keypressed;
end;
procedure affiche;
begin
readln;
mesure;
j:=(i*n);
writeln(j);
writeln(t,j);
mesure;
affiche;
end;
begin
clrscr;
assign(t,'data.dat');
rewrite(t);
writeln('ALLER AU ZERO et PRESSER ENTER');
n:=0;
readln;
clrscr;
writeln('PLEINE ECHELLE ?');
readln(m);
clrscr;
writeln('ALLER à PLEINE ECHELLE et PRESSER ENTER');
mesure;
writeln('Presser ENTER après chaque mesure');
i:=m/n;
affiche;
end.
(* COPYRIGHT 1994 Patrick GUEULLE *)

```

■ Figure 8 : CURVIM.BAS

```

1.4359033372E+04
1.4808975834E+04
1.4222094361E+04
1.4222094361E+04
1.4769850403E+04
1.5747986191E+04
1.5337169160E+04
1.5043728423E+04
1.4046029919E+04
1.5063291199E+04
1.5924050633E+04
1.5024165708E+04
1.4359033372E+04
1.3478711162E+04
1.3537399310E+04
1.4163406214E+04
1.4613348677E+04
1.5024165708E+04
1.4046029919E+04
1.4808975834E+04
1.4808975834E+04
1.3478711162E+04
1.4730724971E+04
1.4026467204E+04
1.1933256617E+04
1.2813578826E+04
1.5865362486E+04
1.4300345224E+04
1.3733026487E+04
1.4437284235E+04
1.3165707710E+04
1.2852704258E+04
1.2363636364E+04
1.2441887227E+04
1.2539700806E+04
1.3185270426E+04
1.4476409666E+04
1.4672036824E+04
1.2754890679E+04
1.4339470656E+04
1.4965477560E+04
1.5591484465E+04
1.6628308400E+04
1.5532796318E+04
1.6452243959E+04
1.7978135788E+04
1.8095512083E+04
1.8095512083E+04
1.7645569620E+04
1.7782508631E+04
1.8956271576E+04
1.8838895282E+04
1.8525891830E+04
1.8936708861E+04

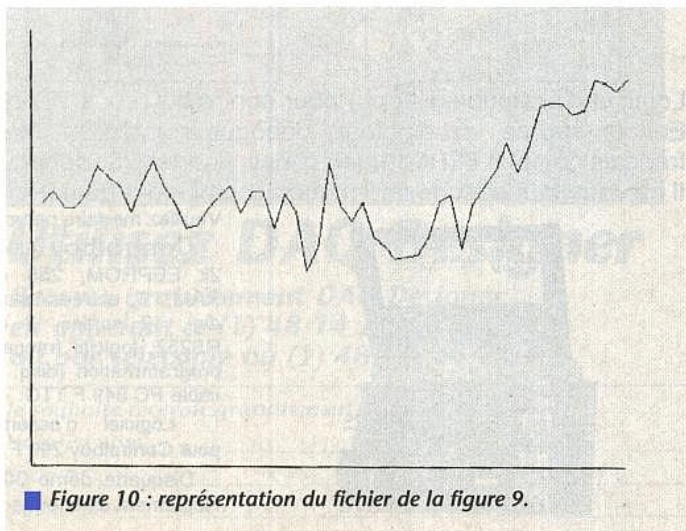
```

■ Figure 9 : fichier obtenu.

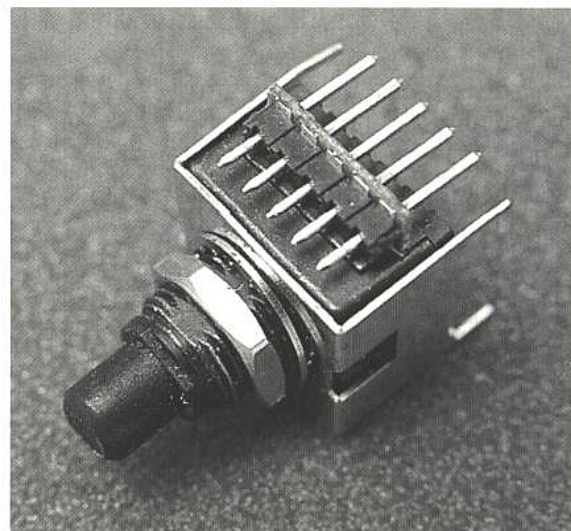
Capable de suivre les mouvements les plus rapides que l'on puisse raisonnablement imprimer manuellement au codeur, ce programme est une boucle sans fin que l'on devra arrêter, à la fin des mesures, par un CTRL-BREAK. Le fichier sera alors fermé, et ressemblera à l'échantillon de la figure 9, obtenu en capturant 54 points de la courbe de la figure 10.

Ce travail a pu être effectué en un peu plus de cinq minutes grâce à l'installation visible sur nos photos d'illustration.

Grâce à une simple équerre, le codeur avait été fixé sur la règle mobile d'une planchette à dessin, et muni d'une roulette moletée à trou de 6 mm. D'un diamètre d'environ 20 mm, celle-ci roulait sur l'arête d'une cornière en PVC fixée le long d'un côté vertical de la planchette, et revêtue d'un gros bracelet de caoutchouc bien tendu. Meilleure qu'un millimètre, la résolution ainsi obtenue pourrait être atteinte aussi bien avec une pleine échelle de 20 cm (précision d'environ 3 %)



■ Figure 10 : représentation du fichier de la figure 9.



DESCRIPTIVE						
Variable	Mean	Std Dev	Minimum	Maximum	N	Label
0	14991.56	1815.51	11933.26	18956.27	54	
Mean	14991.56118144	Std Err	247.0594110	Median	14730.724970	
Mode	14808.97583400	Std Dev	1815.508479	Variance	3296071.03	
Kurtosis	-.20524913214376	Skewness	.70833780728117			
Minimum	11933.25661	Maximum	18956.27157	Sum	809544.30379799	
Valid Cases	54	Missing Cases	0			

Figure 11

qu'avec un maximum de deux mètres (précision de 0,3 %) ou même bien davantage.

Le fichier numérique obtenu avec un tel équipement peut maintenant être soumis à n'importe quel logiciel d'exploitation, statistique ou autre.

La figure 11 reproduit un tout petit échantillon de ce que l'on peut obtenir avec SIMSTAT (SIMple STATistics), un shareware canadien que nous vous offrons en téléchargement. On imagine sans peine le temps qu'il aurait fallu pour obtenir ainsi moyenne, écart-type, et autres conclusions avec un double-décimètre et une calculette...

Reste que dans certains cas, on aura besoin de couples de valeurs X-Y. Une solution consisterait à associer deux codeurs, mais si les mesures sont prises à intervalles réguliers (par exemple tous les deux millimètres, un millimètre correspondant à 100 millisecondes) alors le problème peut être réglé avec quelques lignes de BASIC !

```

10 REM ----- TDATA.BAS -----
20 CLS:PRINT"NOH DU FICHIER .DAT ?"
30 INPUT D$:D$=D$+".DAT"
40 OPEN D$ FOR INPUT AS #1
50 OPEN "out.dat" FOR OUTPUT AS #2
60 T=T+200
70 IF EOF(1) THEN CLOSE:END
80 INPUT#1,Y
90 PRINT#2,T,Y
100 GOTO 60
110 REM (c)1994 Patrick GUEULLE
    
```

Figure 12 : TDATA.BAS.

Le petit programme de la figure 12 (TDATA.BAS) ajoute tout simplement une colonne au fichier «.DAT» spécifié, avec un pas d'incrément de 200 de la valeur inscrite dans celle-ci.

Le résultat, dont la figure 13 reproduit un exemple, peut alors être soumis à toutes sortes de logiciels, EXCEL en tête.

Patrick GUEULLE

200	14359.03
400	14808.98
600	14222.1
800	14222.1
1000	14769.85
1200	15747.99
1400	15337.17
1600	15043.73
1800	14046.03
2000	15063.29
2200	15924.05
2400	15024.17
2600	14359.03
2800	13478.71
3000	13537.4
3200	14163.41
3400	14613.35
3600	15024.17
3800	14046.03
4000	14808.98
4200	14808.98
4400	13478.71
4600	14730.73
4800	14026.47
5000	11933.26
5200	12813.58
5400	15865.36
5600	14300.35
5800	13733.03
6000	14437.28
6200	13165.71
6400	12852.7
6600	12363.64
6800	12441.89
7000	12539.7
7200	13185.27
7400	14476.41
7600	14672.04
7800	12754.89
8000	14339.47
8200	14965.48
8400	15591.49
8600	16628.31
8800	15532.8
9000	16452.24
9200	17978.14
9400	18095.51
9600	18095.51
9800	17645.57
10000	17782.51
10200	18956.27
10400	18938.9
10600	18525.89
10800	18936.71

Figure 13 : fichier résultat.

FORMEZ VOUS CHEZ VOUS GRACE A LA VIDEO

Dépanneur **TELEVISION**
13 heures de VIDEO
500 pages de cours
Plus de 20 schémas

Dépanneur **MAGNETOSCOPE**
4 heures de VIDEO
200 pages de cours
50 plans constructeur

Antennes **TERRESTRE** et **SATELLITE**
3 heures de VIDEO
100 pages de cours
plusieurs catalogues constructeur

VIDEOSTAGE
ACDI
9, Parc de la Calande
95500 GONNESSE
Tél: (01) 48 65 70 00 Fax: (01) 48 51 87 77

DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE

NOM Prénom _____
Adresse _____
code postal _____ Ville _____

Cours TTC
ALARME 2372 FF
DEP TV 2372 FF
DEP MAG 2372 FF
ANTENNE 2372 FF

NOUVEAU! Systeme D'ALARME

PRATIQUEZ chez vous avec :
Une alarme complète (fournie avec le cours)
Un livret de manipulations
2 modules de cours.

FORMATION dans nos locaux PRATIQUES :
Dépanneur TELEVISION
Dépanneur MAGNETOSCOPE
Installateur d'ALARME
Electronique générale.

N'hésitez pas à nous consulter

Automate programmable sous Windows

Programmez sous Windows 3.1 dans un environnement convivial et sans connaissance de langage ni d'outil particuliers. Chargez le programme par une liaison série dans l'EEPROM. Il ne vous faut qu'un PC compatible IBM pour démarrer votre projet.

Le programme orienté objet



Les données enregistrées



Logiciel d'assembleur (opt.) pour controlboy sous Windows: Editeur source, assembleur, débogueur intégrés. Manuel français complet 68HC11 (jeu d'instr.) ports E/S, débogueur. Il ne vous faut aucune information compl. pour démarrer.

Veuillez me faire parvenir:

- Controlboy**: 68HC11, 2k EEPROM, 256 octets RAM, 8 entrées anal., 4 dig., 12 sorties, 2 relais, RS232, logiciel français de programmation (disq. 3,5"), câble PC 949 F TTC.
- Logiciel d'assembleur pour Controlboy 299 F TTC.
- Disquette démo 30 F.

Règlement en chèque

Controlord, 485, av. des Guils, 83210 La Farliède. Tél./Fax : 94 48 71 74

DÉLESTEUR ÉLECTRIQUE

De très nombreux logements récents sont équipés du chauffage électrique. Ce dernier présente en effet de nombreux avantages déterminants : souplesse d'utilisation, fiabilité, robustesse, entretien très réduit. Tous ces arguments se paient, et au prix fort.



Cet article fait le point sur la question, et apporte une solution technique pour réduire nos factures.

Les adeptes du «tout-électrique» comprennent parfaitement le terme de «fée électricité». La prise de courant résoud aujourd'hui tous les problèmes domestiques avec une simplicité de mise en œuvre et d'utilisation dérisoires : machines à laver, chauffe-eau, chauffage, etc. Cependant, quand vient le temps de régler sa facture EDF, la fée se transforme alors en sorcière. La note est en effet souvent bien lourde. Cette facture EDF se décompose grosso-modo en deux parties distinctes. La première détermine le montant d'un abonnement dont le tarif est fonction de la puissance du disjoncteur. Cette puissance correspond à ce l'on peut «tirer» de ce dernier avant qu'il ne «disjoncte». Le barème est le suivant :

Disjoncteur (kVA)	Tarif TTC annuel
6	821
9	1428
12	2044
15	2659
18	3272

La deuxième partie de la facture fait référence aux consommations en heures creuses (entre 2h et 8h, et entre 13h et

15h) et en heures pleines (le reste du temps). Dans le premier cas, on paiera 39 centimes par kVAh, alors que dans le second on monte à 68 centimes par kVAh.

A partir de ces considérations économiques, on peut émettre quelques remarques.

La première, qui n'est pas la moins lourde de conséquences, soulève le fait que même en ne consommant rien, (ou très peu), on règle quand même le montant de l'abonnement. Vu les tarifs évoqués plus haut, ce n'est déjà plus négligeable.

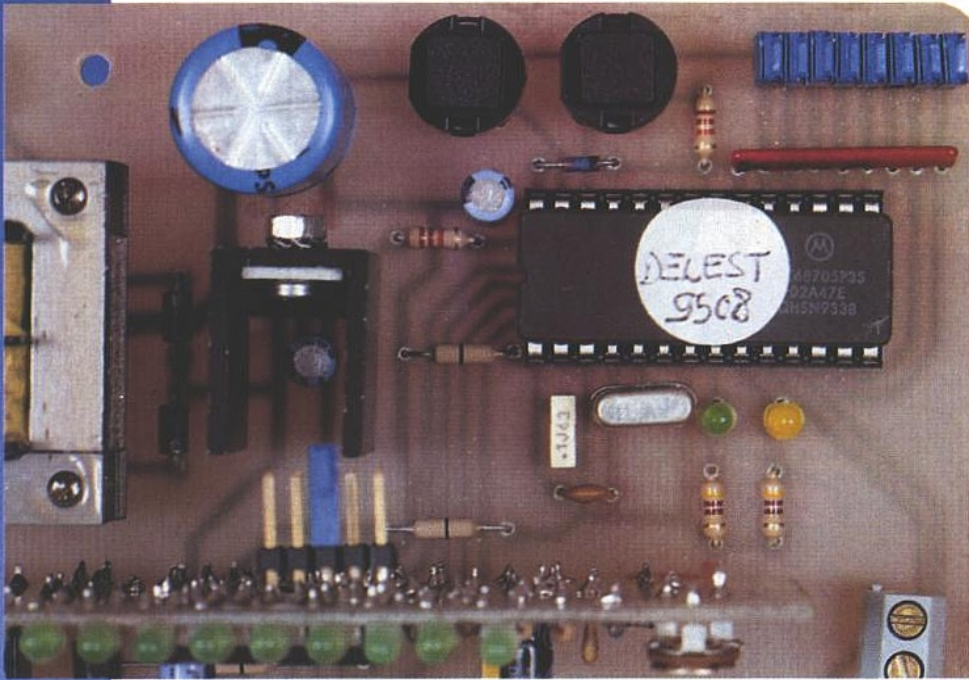
Ensuite, on constate aujourd'hui que l'écrasante majorité des logements neufs construits dans le secteur locatif sont équipés en chauffage électrique. C'est bien compréhensible du point de vue des entrepreneurs puisqu'il est plus simple de monter des convecteurs électriques qu'un chauffage central. Or, ces convecteurs sont excessivement gourmands en énergie, puisque l'on considère que le poste chauffage représente, sur l'année, environ la moitié de la consommation énergétique totale. Comme ces logements sont aussi dépourvus en branchement de gaz, la cuisine devra aussi utiliser l'électricité (fours, plaques chauffantes, etc.).

Cet engouement pour le tout électrique doit avoir quelques origines dans les années 70 au moment où les Pouvoirs Publics développaient la filière nucléaire. EDF, en surcapacité, se frotte aujourd'hui les mains car c'est tout une clientèle captée sans grand effort.

Maintenant, essayons de voir comment nous consommons l'énergie électrique. On se placera dans le cas le plus défavorable, c'est-à-dire une journée froide d'hiver où le chauffage tourne «à plein» toute la journée dans un logement type F4 de 120 mètres carrés. Pour environ six convecteurs, il faut compter au bas mot 5kVA.

Au moment des repas, il faudra rajouter 5kVA pour le fonctionnement des appareils de cuisson (plaques, four, etc.). En admettant que la machine à laver le linge est en route en même temps, on augmentera la consommation d'environ 3kVA. Enfin, en tenant compte de l'éclairage et de quelques autres appareillages divers, on arrive en POINTE à une puissance instantanée demandée au réseau avoisinant les 15kVA.

Dans ce cas de figure, et à défaut de se compliquer la vie en jonglant avec la mise en route des appareils, EDF vous recommandera un abonnement de



■ Le 68705, cœur de cette réalisation.

18kVA pour un montant annuel de 3272F.

Mais l'hiver n'a qu'un temps, et les radiateurs sont, du printemps à l'automne, le plus souvent au repos. EDF n'en a cure et ne modifie pas pour autant ses tarifs d'abonnement !

Ainsi, en favorisant le tout-électrique dans les constructions modernes, les décideurs avaient quelques raisons... économiques.

L'intérêt d'un délesteur pour le chauffage électrique devient alors évident. Le délesteur va couper provisoirement l'alimentation des convecteurs dès que la consommation des appa-

reils domestiques prioritaires dépassera une certaine consigne. C'est le cas justement lors de la préparation des repas où les appareils de cuisson débordent d'activité.

Cette période étant relativement courte, elle n'aura pas de graves conséquences sur la température moyenne de la maison car les contraintes d'isolation thermique sont aujourd'hui très strictes.

Au bout d'un certain temps (10 minutes), le délestage s'interrompra de lui-même, ré-autorisant le fonctionnement du chauffage.

La conséquence de l'utilisation d'un

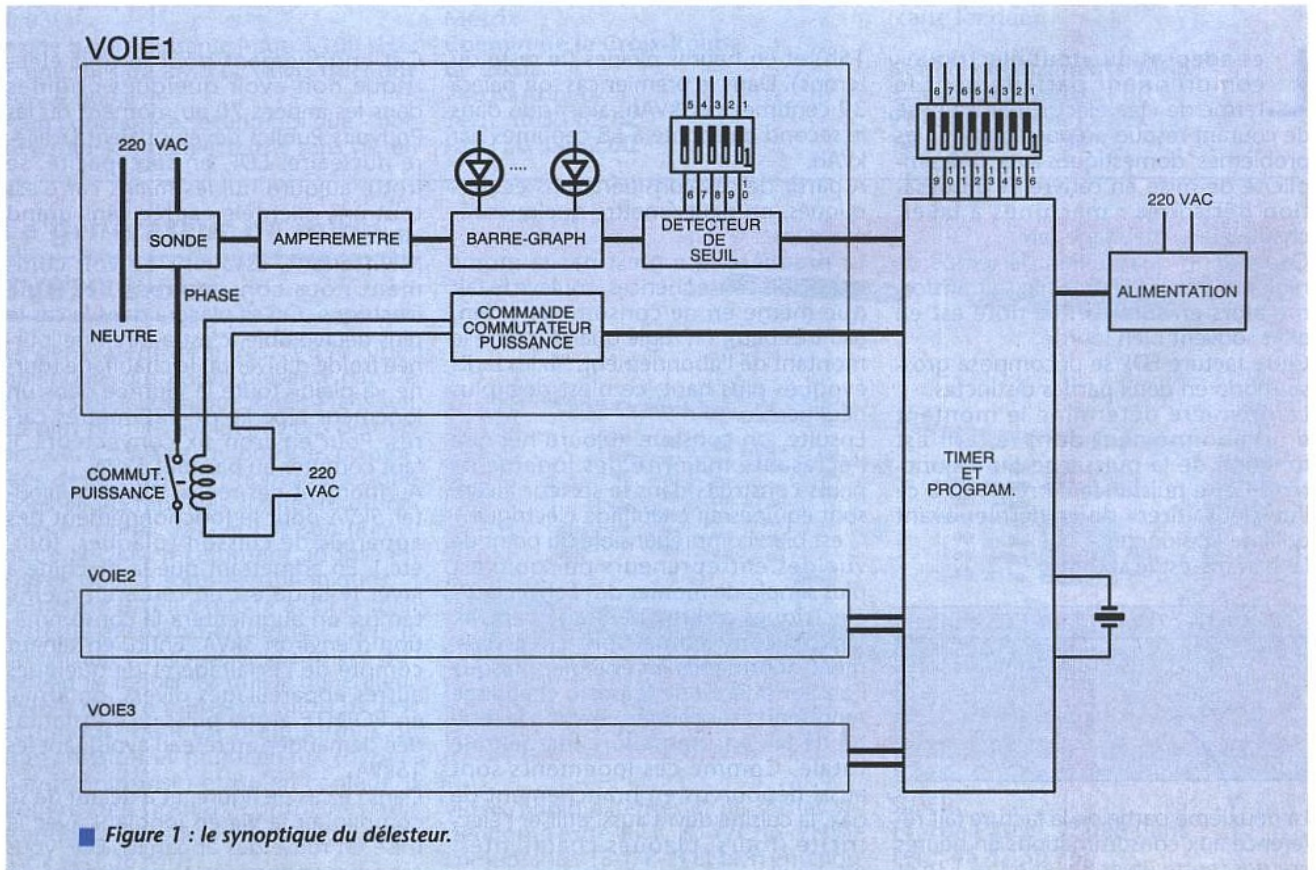
délesteur est alors évidente. On gomme les pointes ponctuelles de consommation de courant aux moments critiques et, de ce fait, le disjoncteur est beaucoup moins sollicité. Sa puissance pourra donc être diminuée (EDF le fait sur demande, gratuitement), sans pour autant ressentir le moindre désagrément dans la vie de la maison ! On verra alors fondre comme neige au soleil le montant de l'abonnement. Dans notre exemple, on passerait d'une puissance crête de 15kVA à 10kVA et l'on gagnerait 1228F en s'abonnant à 12kVA.

L'appareil qui est décrit a donc pour principale fonction de délester le circuit de chauffage lors des pointes de consommation des appareils prioritaires. Mais ce n'est pas tout. Il a en effet la capacité de programmer les plages horaires pendant lesquelles le chauffage est autorisé. Ainsi, pendant la nuit ou la journée quand la maison est désertée, les convecteurs peuvent être partiellement ou totalement coupés sans occasionner de gêne, tout en faisant sans s'en rendre compte des économies substantielles.

L'auteur a pour sa part depuis bien longtemps adopté ce principe pour la nuit, ce qui ne l'empêche pas de se réveiller le matin dans un appartement douillet !

En conclusion, en cumulant les économies sur l'abonnement et sur la consommation, le délesteur peut faire réduire la note annuelle dans des proportions très importantes (environ 20%).

Les habitations peuvent être équipées soit en monophasé, soit en triphasé. Le premier cas est, pour le client, le plus pratique. En effet, pour un abonnement donné, disons 12kVA, le disjon-



■ Figure 1 : le synoptique du délesteur.

teur est donc calibré à environ 60 Am-pères. Le thermique du disjoncteur «sautera» arrivé à ce seuil. Pour une installation triphasé, tout est plus compliqué. Pour le même abonnement de 12kVA, on ne dispose plus par phase que d'environ 4kVA, dérisoire puisque comparable à la consommation d'une machine à laver la vaisselle ! Si tant est qu'un ou deux convecteurs sont en plus en marche sur la même phase, le disjoncteur va sauter.

Une installation triphasé oblige donc à un équilibrage parfait des consommations sur les trois phases, sinon le pire peut arriver à tout moment ! Pour pallier le problème, EDF vous recommandera toujours dans ce cas d'opter pour une puissance supérieure, bien entendu...

Les plus habiles vont modifier (ou faire modifier par un électricien) le câblage de leur installation afin d'optimiser cet équilibrage. L'opération n'est pas aisée et se complique encore si l'on ne dispose pas d'une pince ampèremétrique.

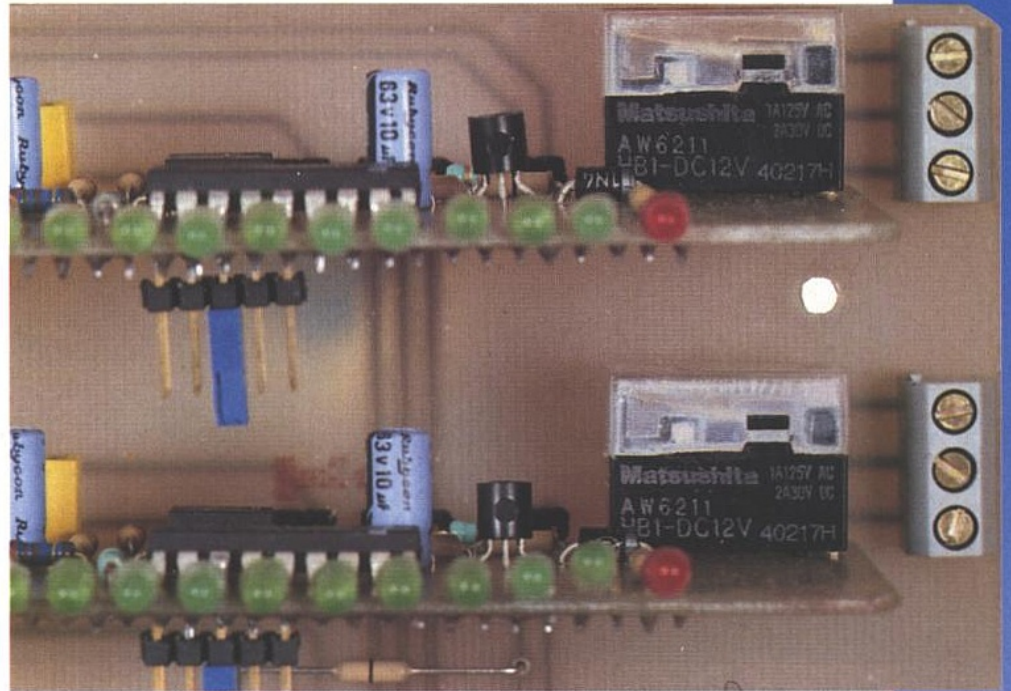
Notre délesteur est à cet effet équipé d'un petit ampèremètre à LED qui permettra un bilan en temps réel des consommations sur le réseau.

Malgré tout, en triphasé, l'usage d'un délesteur est quasiment indispensable en raison de la faiblesse de la puissance disponible par phase.

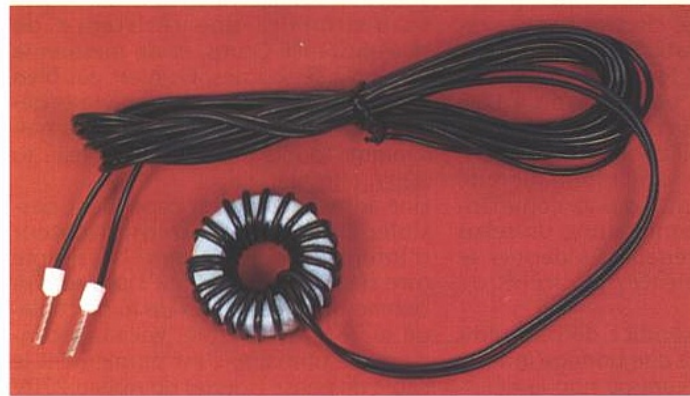
Bref, il y a du pain sur la planche, et il est temps de laisser la parole à la technique.

L'appareil sera décrit en deux versions, monophasé et triphasé. Chacun retiendra le modèle approprié selon le type de réseau EDF desservant son habitation.

La figure 1 présente le synoptique général de l'appareil. On retrouve une



Les cartes ampèremètres s'emboîtent verticalement sur la carte principale.



Le tore transformateur d'intensité.

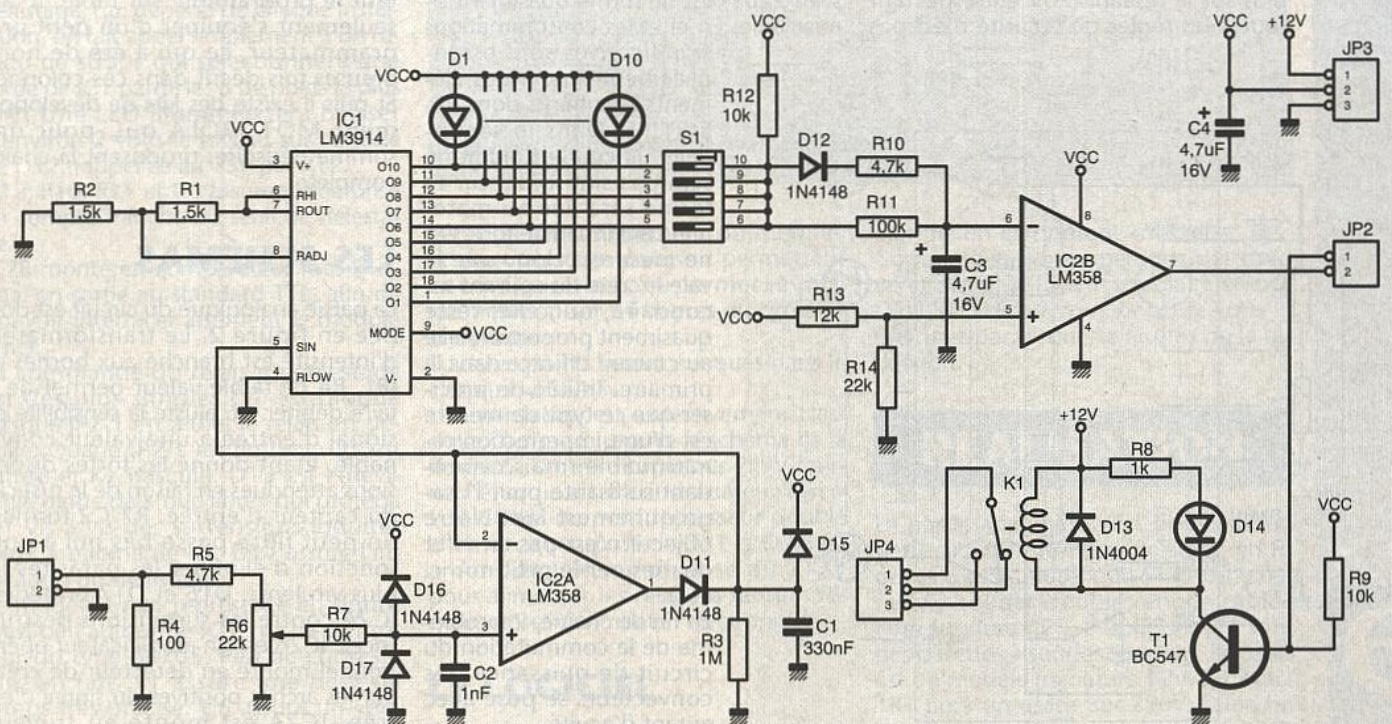
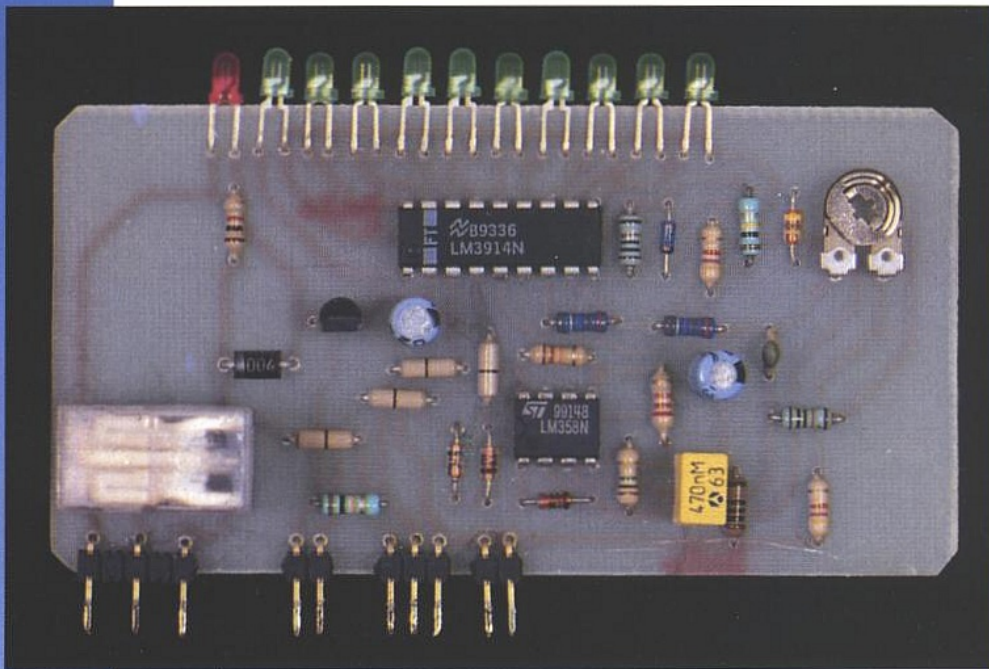


Figure 2 : schéma d'une carte ampèremètre.



■ Une carte ampèremètre.

architecture classique pour ce genre d'appareil. En tête, un ampèremètre mesure l'intensité circulant sur le réseau 220V alternatif, et convertit l'information en une tension continue récupérée par un barre-graph à LED pour visualiser la consommation. Un détecteur de seuil programmable envoie si nécessaire une information de délestage à un timer qui va commander, via un relais miniature, un relais de puissance extérieur. Ce dernier se chargera de délester le circuit de chauffage.

Le timer fait aussi office de programmeur, et grâce à une horloge interne 24 heures, on forcera ou non le délestage suivant une configuration déterminée par des micro-switches. Mesurer des intensités de 50 A voire plus sur le réseau 220V en respectant toutes les règles de sécurité n'est pas

chose aisée. La solution qui saute aux yeux consisterait à intercaler dans le réseau primaire une résistance de quelques milli-Ohms, et de mesurer la tension à ses bornes. Ce n'est pas bien élégant, lourd de mise en œuvre et gênant puisque, à défaut d'isolation galvanique, tout le montage serait relié au 220V... Risqué.

Une autre solution est cependant possible. Elle utilise un transformateur d'intensité rudimentaire. Un simple tore de récupération fait l'affaire. On bobine quelques spires de fil de câblage sur le corps du tore. Voilà le secondaire. Le primaire, c'est simplement le câble de phase (rouge) du réseau 220V (en aval du disjoncteur de l'installation électrique) qui passe à travers le tore. Le courant dans le primaire (sur le réseau 220V) est de forme quasiment sinusoïdale. En effet, les consommations

significatives sont essentiellement dues à des éléments chauffants donc RESISTIFS. Dans le secondaire, le courant induit ne sera pas sinusoïdal car sa forme sera liée au matériau constituant le tore. On ne mesurera donc que la valeur crête du courant secondaire, qui, elle, reste quasiment proportionnelle au courant efficace dans le primaire. Inutile de préciser que ce type de mesure est d'une imperfection remarquable, mais cependant suffisante pour l'usage qui en est fait. Notre objectif n'est pas en effet de mesurer le petit mA ici et là.

En fin de chaîne, le problème de la commutation du circuit de puissance des convecteurs se pose avec autant d'acuité.

Avec des intensités de l'ordre de 20 à 30 A, il faut proscrire les solutions à triacs. Seul le contacteur de

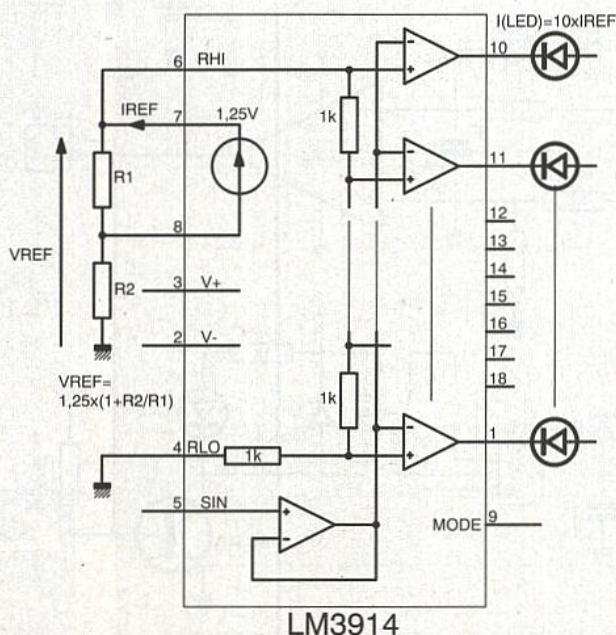
puissance sur rail DIN convient (voir photo). Il se placera dans la boîte à fusibles de l'installation électrique domestique et sera commandé en 220V par un petit relais intermédiaire au niveau du délesteur. Ce produit, fabriqué par plusieurs marques (LEGRAND, MERLIN GERIN, ...) et commercialisé dans les grands magasins de fournitures électriques est disponible en deux versions : contact ouvert ou fermé au repos, le deuxième type (genre EJP) étant le plus adéquat pour notre application, mais un peu plus cher. Ils ont généralement un pouvoir de coupure de 2x20 A, ce qui est suffisant pour la majorité des cas.

Après ces choix techniques concernant le délicat interfaçage avec le réseau EDF, il faut parler de l'électronique de traitement proprement dite. Le gain de place et la réduction du nombre de composants doivent être des critères prioritaires. Pour le barre-graph à LED, l'auteur a retenu un circuit spécialisé en la personne du LM3914. Ce circuit est en somme un convertisseur analogique-numérique à 10 sorties décodées pour attaquer directement des LED sans résistance talon. Le bloc timer-programmateur se réduit à un unique composant du type microcontrôleur 68705. Nous aurions pu employer une débauche de compteurs, de registres à décalage pour un résultat certainement moins probant. Il est vrai que quand on parle logique programmée en opposition à logique câblée, on met dans la balance l'aspect lourdeur du développement.

Il faut un assembleur, un émulateur et un programmeur. Pour le 68705, les choses sont moins catégoriques. Pour écrire un petit logiciel de quelques centaines d'octets, point besoin d'assembleur, le langage machine est suffisant. Point besoin d'émulateur non plus, les bugs étant analysés en exécutant le programme, sur table. Il faut seulement s'équiper d'un petit programmeur, ce qui a été de nombreuses fois décrit dans ces colonnes. Et puis il existe des kits de développement MOTOROLA qui, pour une somme dérisoire, proposent la chaîne complète.

LES SCHÉMAS

La partie analogique du circuit est donnée en figure 2. Le transformateur d'intensité est branché aux bornes de JP1. R4 de faible valeur permet de le faire débiter. R6 ajuste la sensibilité du signal d'entrée à une valeur convenable, étant donné les fortes dispersions attendues en raison de la rusticité du capteur d'entrée. R7-C2 forment un petit filtre passe-bas qui a pour fonction d'éliminer les parasites les plus virulents. D16 et D17 protègent IC2A contre les surtensions destructrices. IC2A est un amplificateur opérationnel monté en détecteur de crête. Sur les arches positives du signal d'entrée, IC2A est monté en suiveur, puisque D11 est passante. Le potentiel sur C1 pourra s'élever au rythme du potentiel sur IC2A-3. Dès que la valeur crête sera atteinte, C1 maintiendra ce



■ Figure 3 : synoptique interne du LM3914.

potentiel alors que IC2A-3 va baisser. L'ampli-op va donc se bloquer, la sortie 1 passant à 0V. D11 sera donc polarisée en inverse et sera aussi bloquée. C1 ne se déchargera donc plus que dans R3, l'ensemble ayant une constante de temps assez grande. D15 décharge C1 à la coupure de l'alimentation et évite la destruction de l'ampli-op.

Sur la cathode de D11 on obtient donc un signal vaguement continu qui représente la valeur crête du signal d'entrée.

IC1, du type LM3914, fait office de convertisseur analogique/numérique et d'afficheur barre-graphe. Son schéma interne donné en figure 3 nous éclaire sur son fonctionnement. Un buffer d'entrée transmet à une batterie de comparateurs le signal à traiter. La tension de comparaison est générée par un réseau de résistances étalon alimenté par une référence de tension interne. Le potentiel sur la pin 8 reste constant à 1,25V. La sortie 7 prendra donc un potentiel qui dépendra des valeurs des résistances R1 et R2. Comme indiqué précédemment, les sorties des comparateurs alimentent directement des LED, sans besoin de résistance talon. En effet, ces sorties sont des générateurs de courant dont la valeur est programmable et est déterminée par la charge appliquée à la pin 7 soit R1+R2 (plus les 10kΩ internes au LM3914). C'est bien pratique pour l'implantation sur circuit imprimé !

Le barre-graphe peut fonctionner sur deux modes différents. Avec la pin 9 laissée en l'air, on fonctionne en mode «point» (une LED illuminée sur les 10). Avec la pin 9 câblée au (+), on fonctionne en mode «barre» (1 à 10 LED illuminées). C'est ce dernier mode qui a été choisi.

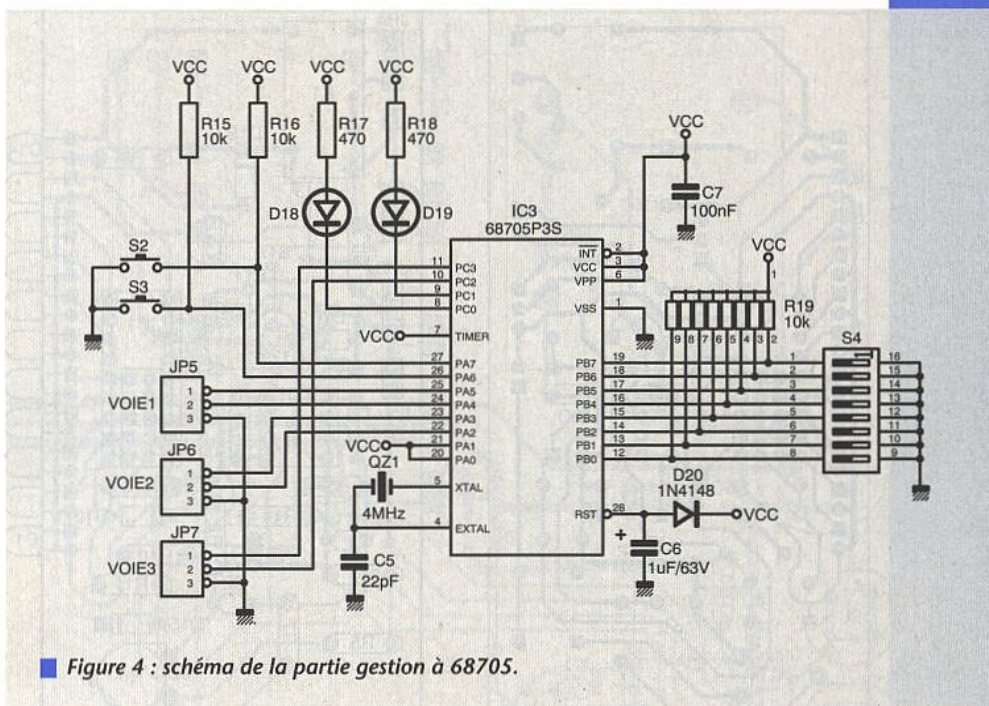
Les diodes LED D1 à D10 indiquent donc l'état de consommation sur le réseau 220V. Pour sélectionner le seuil de délestage, qui dépend de chaque installation, on fait appel simplement à un réseau de straps qui sélectionnera une sortie de IC1 parmi les 5 de poids le plus fort. Une LED illuminée fera baisser d'environ 2 volts le niveau sur l'anode de D12, rappelée au +5V par R12.

D12, R10, R11 et C3 assurent une prise en compte franche du seuil de délestage.

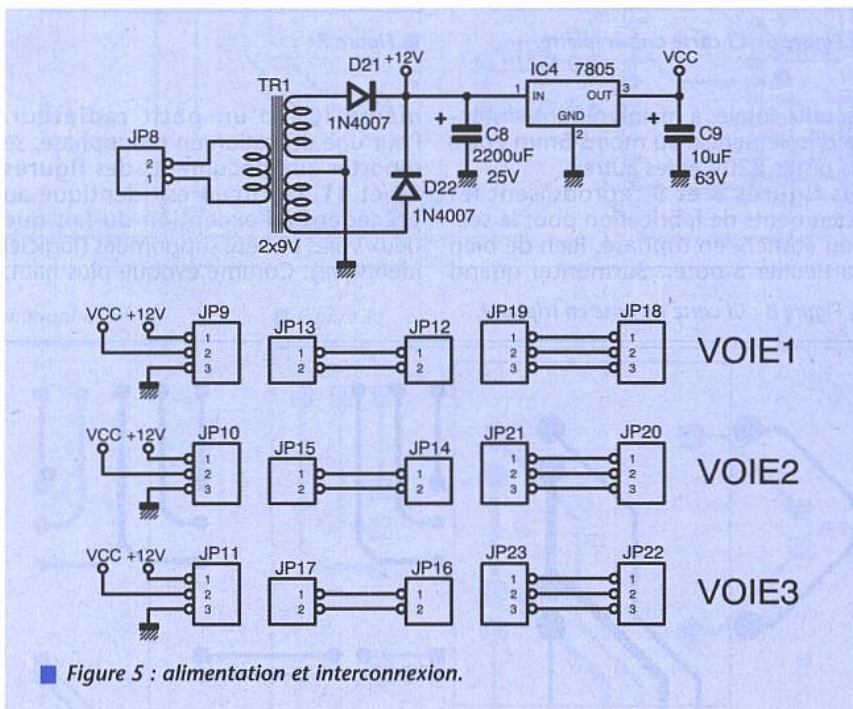
IC2B monté en comparateur met le signal en sortie au standard TTL, afin de pouvoir interfacer aisément le module timer.

La commande du relais de délestage est des plus simples. Q1 est bloqué lorsque JP2-1 est à 0 et le relais est décollé. Quand JP2-1 est flottant, Q1 est saturé et K1 bascule. D13 est l'inévitable diode de «roue libre» qui protège Q1 vis à vis des surtensions induites dans la bobine de K1. D14 assure l'indication du délestage.

Le module timer représenté en figure 4 est bâti autour de IC3, micro-contrôleur du type 68705. Peu de choses à dire en fait. Y1 assure une base de temps très précise. C6 assure un «démarrage» correct du micro, D20 décharge C6 à la coupure de l'alimentation. Deux témoins lumineux branchés directement sur le port C indiquent



■ Figure 4 : schéma de la partie gestion à 68705.



■ Figure 5 : alimentation et interconnexion.

l'état de fonctionnement du module, et deux boutons poussoir permettent sa configuration. S4 permet la programmation sur 24 heures du cycle de chauffage.

Tous ces points seront évoqués dans le chapitre «ESSAIS».

L'alimentation est excessivement classique comme le prouve le schéma de la figure 5. Un transformateur 2x9V fournit l'énergie à un condensateur réservoir C8 via un pont redresseur double alternance composé de D21 et D22. En amont de IC4, on dispose du +12V pour alimenter les relais, la tension régulée de +5V alimente l'électronique.

LE LOGICIEL

Il est excessivement simple (moins de 400 octets), et il n'y a pas grand intérêt à s'y plonger. Le 68705 programmé doit simplement être considéré

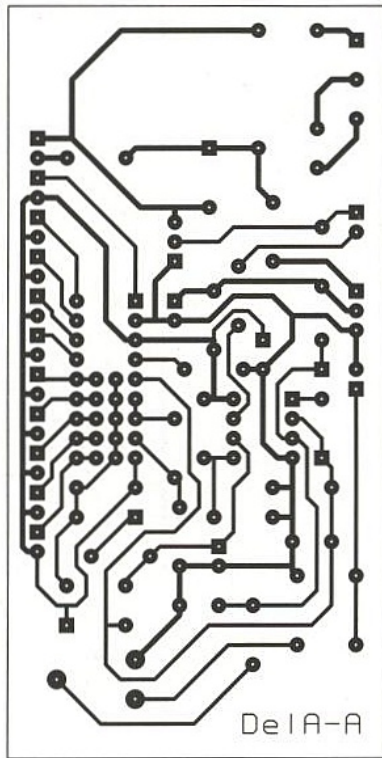
comme un composant «discret».

Comme à l'accoutumée, vous le trouverez sur le 3615 ERP sous la référence DELEST.519 ou vous pourrez vous le procurer par disquette auprès de la rédaction.

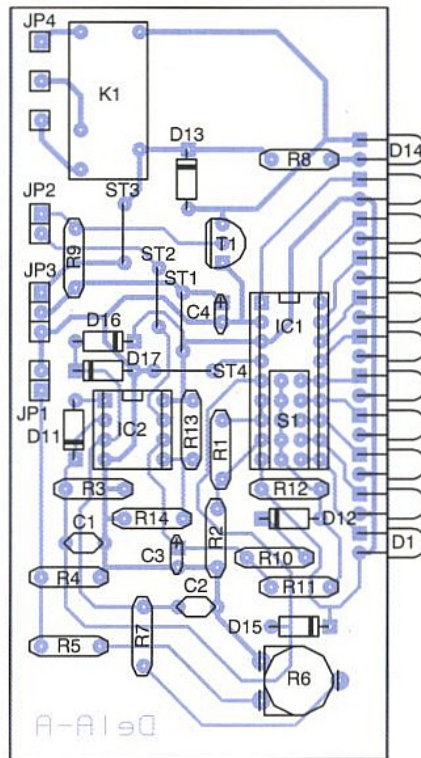
RÉALISATION

La partie analogique est située sur un petit circuit imprimé représenté en figures 6 et 7. Noter que S1 est une barrette à souder double rangée câblée côté soudure. JP1, JP2, JP3 et JP4 sont des barrettes à souder coudées. Le relais est un modèle miniature 12V à contact 1RT pour un usage sur 220V. Selon les possibilités d'approvisionnement, on modifiera le circuit imprimé en conséquence.

Dans ce cas, veiller toutefois, pour une



■ Figure 6 : CI carte ampèremètre.



■ Figure 7

sécurité totale, à maintenir une distance d'isolement d'au moins 5mm entre les pistes 220V et les autres.

Les figures 8 et 9 reproduisent les documents de fabrication pour la section «timer» en triphasé. Rien de bien particulier à noter. Surmonter quand

■ Figure 8 : CI carte de base en triphasé.

même IC4 d'un petit radiateur. Pour une utilisation en monophasé, se reporter aux documents des figures 10 et 11. Le circuit est identique au précédent à l'exception du fait que deux voies ont été supprimées (logiciel identique). Comme évoqué plus haut,

nos transformateurs d'intensité sont des selfs toriques dont le diamètre intérieur doit permettre d'y enfiler le câble de phase du réseau 220V.

Une fois la self débobinée de son fil de cuivre, on rebobinera le tore avec du fil de câblage souple sur toute sa périphérie ou on utilisera directement un tore pour déparasitage de circuits à triac. La photo montre un capteur terminé constitué d'environ 25 spires. Cela n'est pas critique et dépend du matériau magnétique. Il faudra peut être augmenter ce nombre de spires pour obtenir une sensibilité convenable. Cela sera évoqué au chapitre ESSAIS.

La mise en boîte est laissée à la liberté de chacun. Un boîtier étanche serait idéal surtout si le délesteur est placé dans un garage ou une cave. Penser peut être à une boîte de dérivation pour câbles secteur.

En cas d'ambiance humide, il est préférable, après nettoyage des circuits imprimés à l'acétone, de vernir généralement les faces soudées. On améliorera alors grandement la résistance du montage à la corrosion.

CONNEXION DU DÉLESTEUR

On évoque une installation monophasée. En triphasé, il suffira de connecter les deux autres phases d'une manière identique.

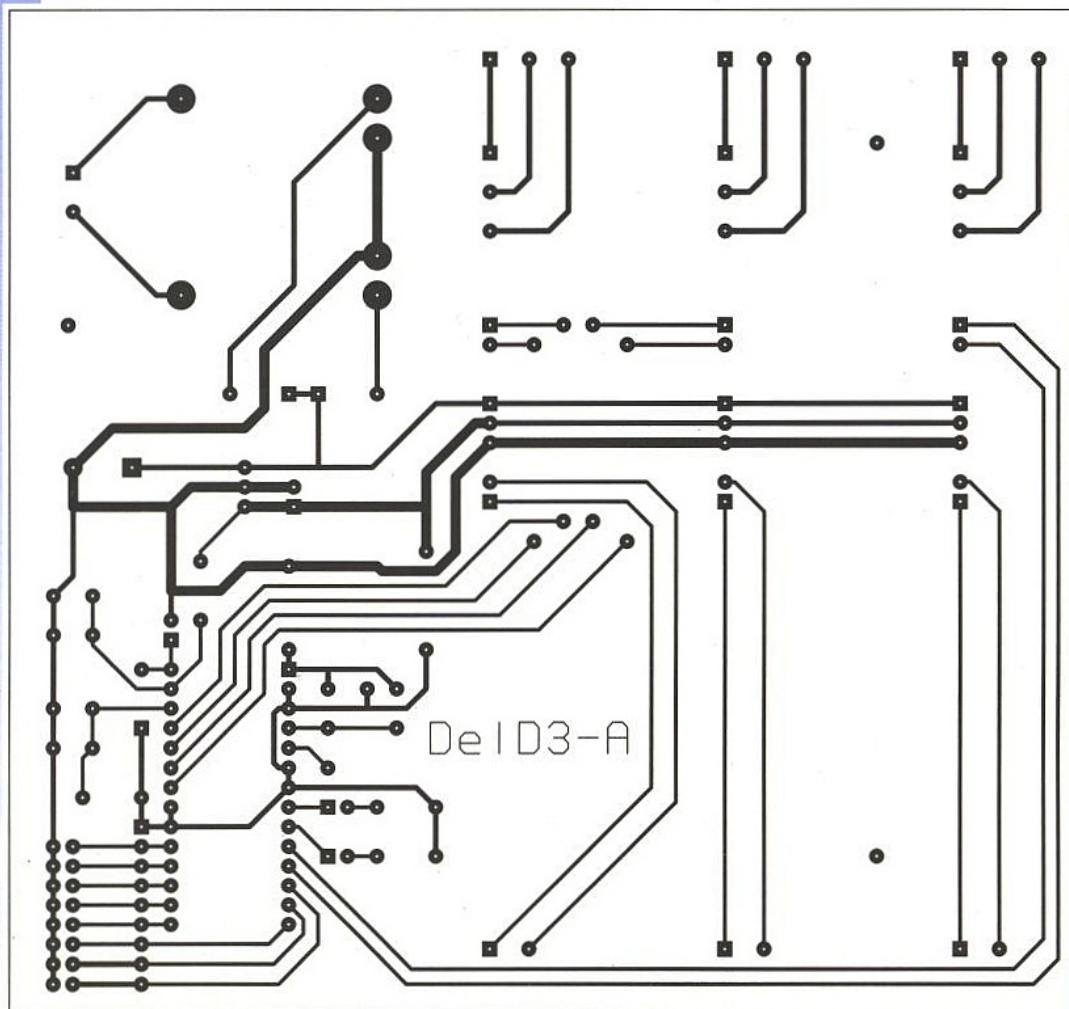
L'intervention est très simple. COUPER le disjoncteur EDF avant toute

manipulation, bien sûr. Dans la boîte à fusibles, repérer le câble principal de PHASE (rouge) arrivant du disjoncteur que l'on enfilera DANS le transformateur d'intensité, comme une perle. Dans ce câble passe la totalité du courant consommé par l'installation.

Brancher les deux fils du transformateur d'intensité à JP12.

Monter un contacteur de puissance en rail DIN dans un espace libre de la boîte à fusibles. Un pôle du bobinage relié à la phase, l'autre partant à JP18 avec le retour au neutre.

Selon le modèle de contacteur retenu (contact au repos ou au travail), et le brochage du relais de commande sur le délesteur, on câblera JP18 en conséquence de manière à ce qu'en cycle délestage (LED D14 allumée), on coupe l'alimentation des convecteurs. Ceux-ci seront donc alimentés VIA le contacteur.



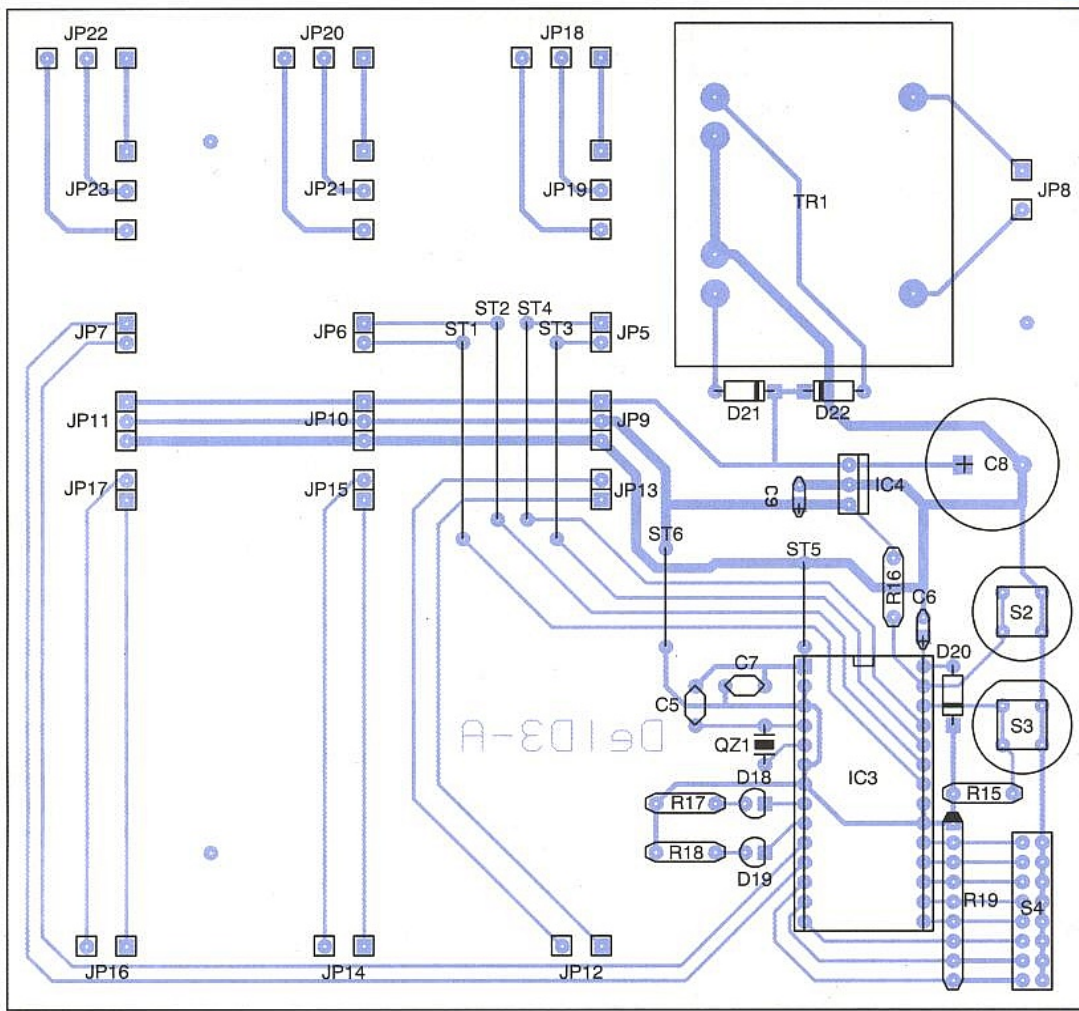
Alimenter le délesteur en 220V par JP8. Comme il n'y a pas de fusible sur la carte, il est préférable de se connecter derrière un fusible implanté dans la boîte.

RÉGLAGES ET ESSAIS

Comme on ne dispose pas a priori de pince ampèremétrique pour étalonner notre transformateur d'intensité, on va faire preuve d'un peu d'ingéniosité.

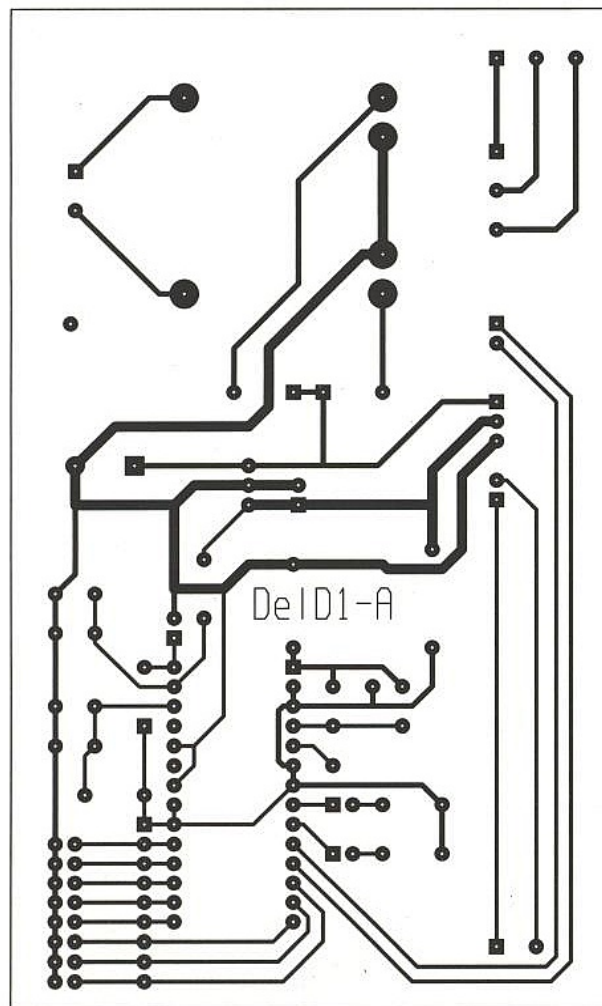
Notre ampèremètre à LED doit être calibré par rapport à la puissance du disjoncteur. Pour un abonnement de 12kVA en monophasé, la LED D1 devra s'allumer pour environ 60 ampères. La résolution de l'ampèremètre sera donc alors de 6 ampères, indiquée par l'allumage de D10.

Mettre en route le plus grand nombre possible d'appareils électriques gourmands en énergie : radiateurs, four, cuisinière...

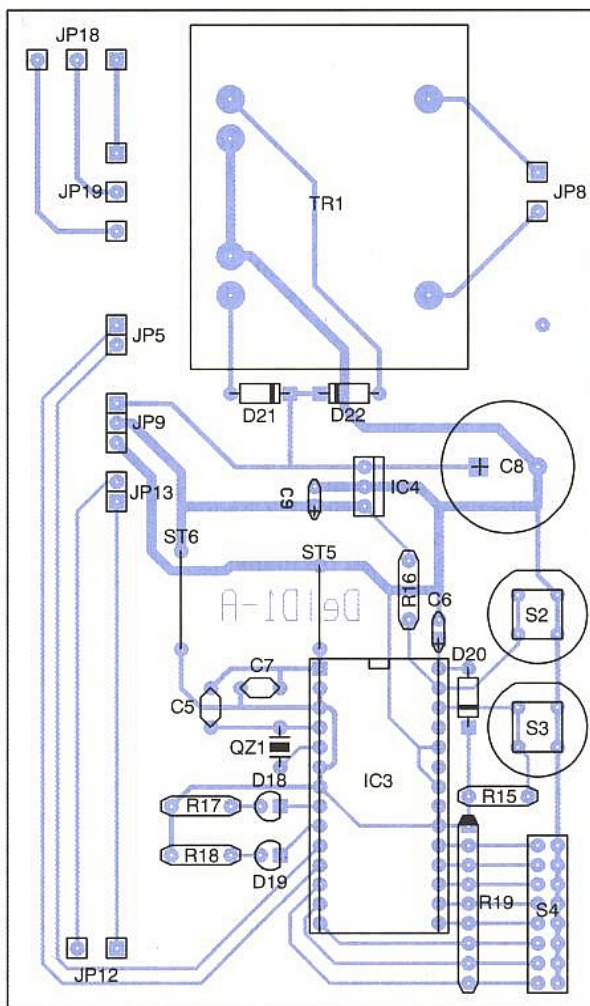


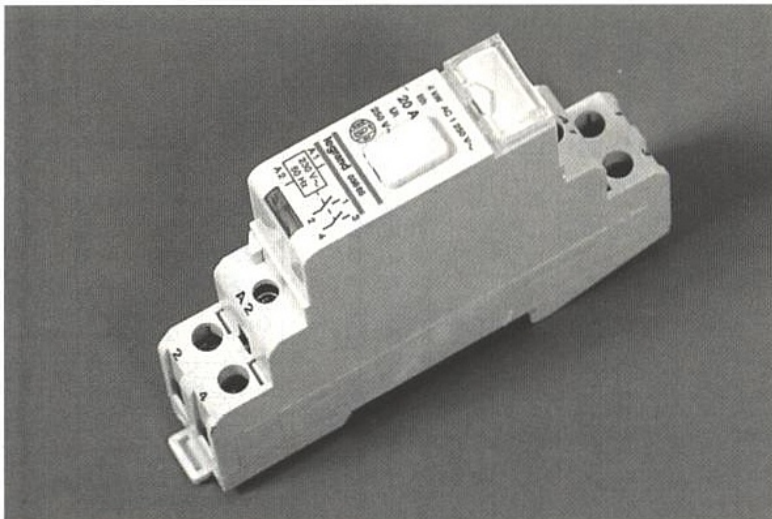
■ Figure 9

■ Figure 10 : CI dans le cas d'une distribution monophasée.



■ Figure 11





■ Le contacteur de puissance utilisé.

nière... En connaissant la puissance totale de ces équipements, on en déduira l'intensité demandée au réseau. Par exemple, si l'on demande 30 ampères, on fera en sorte d'ajuster R6 pour que D5 s'illumine.

Si ce n'est pas possible avec R6 au maximum, il faudra rajouter quelques spires au transformateur d'intensité.

Ensuite, ayant calibré l'ampèremètre, on choisira un seuil de délestage en «strappant» une des cinq voies de S1. La voie la plus «haute» (S1 1-10) fera fonctionner le disjoncteur à 100% de ses capacités, mais le risque de le voir «sauter» en cas de marche intensive n'est alors pas nul. En adoptant un réglage un peu plus bas, la marge de sécurité avant la disjonction sera plus importante.

Ne pas s'inquiéter si une ou deux LED du barre-graphe s'allument intempestivement lorsque rien n'est alimenté dans la maison. On «ramasse» alors tous les parasites du quartier. Tout rentre dans l'ordre avec quelques centaines de Watts consommés. Une fois de plus, notre capteur d'intensité est très rustique et se comporte mal en cas de charge complexe (alimentations à découpage TV, PC, etc.), (revoir l'article sur la correction du facteur de puissance).

UTILISATION

Elle est bien entendu très simple. On dispose de trois modes de fonctionnement sélectionnables par S3. Chaque pression fait passer au mode suivant.

Le MODE 1 déleste en permanence, indiqué par l'extinction de D18.

Le MODE 2 autorise le fonctionnement du chauffage mais permet le délestage en cas de surconsommation électrique. D18 est allumée en permanence.

Le MODE 3 permet la programmation des plages de validation du chauffage grâce à S4, par période de 3 heures sur les 24 que compte une journée. D18 est clignotante.

A cet effet, le délesteur dispose d'une véritable horloge temps réel bâtie avec IC3. Pour éviter une gestion trop complexe, cette horloge ne demande qu'à être synchronisée une fois pour toutes (en ne tenant pas compte de la dérive du quartz) avec l'heure réelle grâce à

une pression sur S2. A ce moment, les compteurs internes seront calés sur 0.00.00h. Chaque strap de S4 valide des tranches horaires consécutives de 3 heures. Pour le cas d'une synchronisation à 12.00.00h (midi), S4(1-16) autorise donc le chauffage de 12 à 15h, S4(2-15) de 15 à 18h, etc., et S4(8-9) de 9 à 12h.

Il est clair que cette horloge n'est pas sauvegardée, et il faudra recalibrer après chaque mise sous tension. Cette situa-

tion sera indiquée par D19 (jaune) qui restera alors allumée en permanence, en attendant une action sur S2. La durée du délestage est fixée à 10 minutes.

CONCLUSION

Voilà encore un petit montage original qui vous permettra de réaliser de substantielles économies sur vos prochaines factures d'électricité, sans pour autant remettre en cause en quoi que ce soit vos habitudes domestiques.

Il ne vous reste donc plus qu'à prendre rendez-vous avec EDF pour modifier la puissance de votre disjoncteur, et qu'à vous atteler à vos fers à souder !

Ceux qui souhaitent éviter les affres des approvisionnements de composants ou de la fabrication des circuits imprimés se réjouiront d'apprendre que cet appareil est distribué en KIT par la

Société DECLIE
34, passage des Frères
38090 VILLEFONTAINE

Ce KIT comprend tous les composants électroniques, ainsi que les circuits imprimés percés, étamés.

Pour les autres, le microcontrôleur programmé pourra être fourni seul.

P. ROBIN

NOMENCLATURE

AMPÈREMÈTRE

Résistances :

- R1, R2 : 1,5kΩ
- R3 : 1MΩ
- R4 : 100Ω
- R6 : ajustable CI 22kΩ
- R7, R9, R12 : 10kΩ
- R8 : 1kΩ
- R10, R5 : 4,7kΩ
- R11 : 100kΩ
- R13 : 12kΩ
- R14 : 22kΩ

Condensateurs :

- C1 : 330nF plastique
- C2 : 1nF plastique
- C3, C4 : 4,7μF/16V chimique radial

Semi-conducteurs :

- D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D10 : LED 3mm verte
- D11, D12, D15, D16, D17 : 1N4148
- D13 : 1N4007
- D14 : LED 3mm rouge
- T1 : BC547

Circuits intégrés :

- IC1 : LM3914
- IC2 : LM358

Divers :

- JP1, JP2, JP3, JP4 : barette à souder simple coudée
- S1 : barette à souder double droite
- K1 : Relais 1RT 12V

TIMER

Résistances :

- R15, R16, R19 (réseau SIL) : 10kΩ, 1/4 W 5%
- R17, R18 : 470Ω, 1/4 W 5%

Condensateurs :

- C5 : 22pF céramique
- C6 : 1μF/63V chimique radial
- C7 : 100nF plastique
- C8 : 2200μF/25V chimique radial
- C9 : 10μF/63V chimique radial

Semi-conducteurs :

- D18 : LED 3mm jaune
- D19 : LED 3mm verte
- D20 : 1N4148
- D21, D22 : 1N4007

Circuits intégrés :

- IC3 : 68705P3S programmé
- IC4 : 7805+radiateur

Divers :

- Y1 : Quartz 3.2768MHz
- TR1 : Transfo CI 2X9V 5VA
- S2, S3 : BP pour CI modèle D6
- S4 : barette à souder double
- JP8, JP12, JP14, JP16 : bornier à vis 2 points
- JP18, JP20, JP22 : bornier à vis 3 points
- Self torique pour confection du transformateur d'intensité

INTERFACE PORT PARALLÈLE/BUS I2C EN MODE MULTI MASTERS

Dans le N°560 nous vous

proposions une interface pour

Bus I2C qui a séduit

beaucoup de lecteurs.

En effet le montage proposé

était vraiment très simple et

d'une utilité incontestable.

L'inconvénient de cette

interface était d'être le seul

maître possible du bus I2C. Ce mois-ci nous vous proposons une interface pour

bus I2C qui fonctionne en mode multi-masters, et dont le logiciel reste

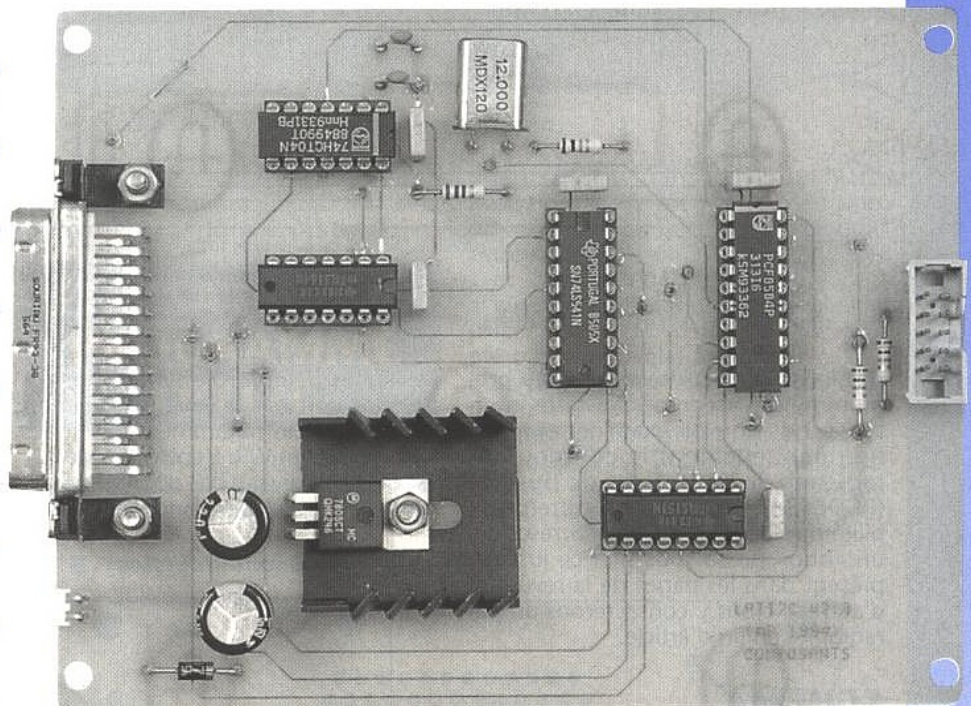
compatible avec l'interface, déjà décrite dans le N°560, ce qui est appréciable.

Grâce à cette interface, vous pourrez aussi apprendre à programmer le circuit

PCD8584. Au passage nous profiterons de cet article pour parler d'un «bug»

qui traîne dans les organigrammes de fonctionnement du PCD8584 qui ont été

présentés dans la revue depuis plusieurs années déjà.



Avant d'aborder les schémas, revenons sur les différents montages qui vous ont été proposés pour contrôler un Bus I2C. Dans le N°560 nous vous proposons une interface I2C simple-master pour port parallèle accompagnée du programme LPT12C. Ce programme permet d'enchaîner des commandes automatiquement en faisant appel aux indirectes du DOS (voir texte du N°560). Dans le

N°565 nous vous proposons une interface I2C multi-masters pour port série. Les commandes du programme SI2C, qui accompagne cette interface, sont compatibles avec celle du programme LPT12C précédemment évoqué. Vous pouvez donc utiliser les mêmes fichiers de commandes et faire appel aux indirectes du DOS pour automatiser le fonctionnement du montage. Le programme qui accompagne le

montage de ce mois-ci reste bien entendu compatible avec les programmes évoqués, mais il dispose de commandes beaucoup plus intéressantes. Vous pourrez, entre autres choses, exécuter vos fichiers de commandes sans faire appel aux indirectes du DOS, ce qui est plus pratique. Vous pourrez même imbriquer les appels de fichiers de commandes jusqu'à huit niveaux. Mais ce n'est pas tout. La

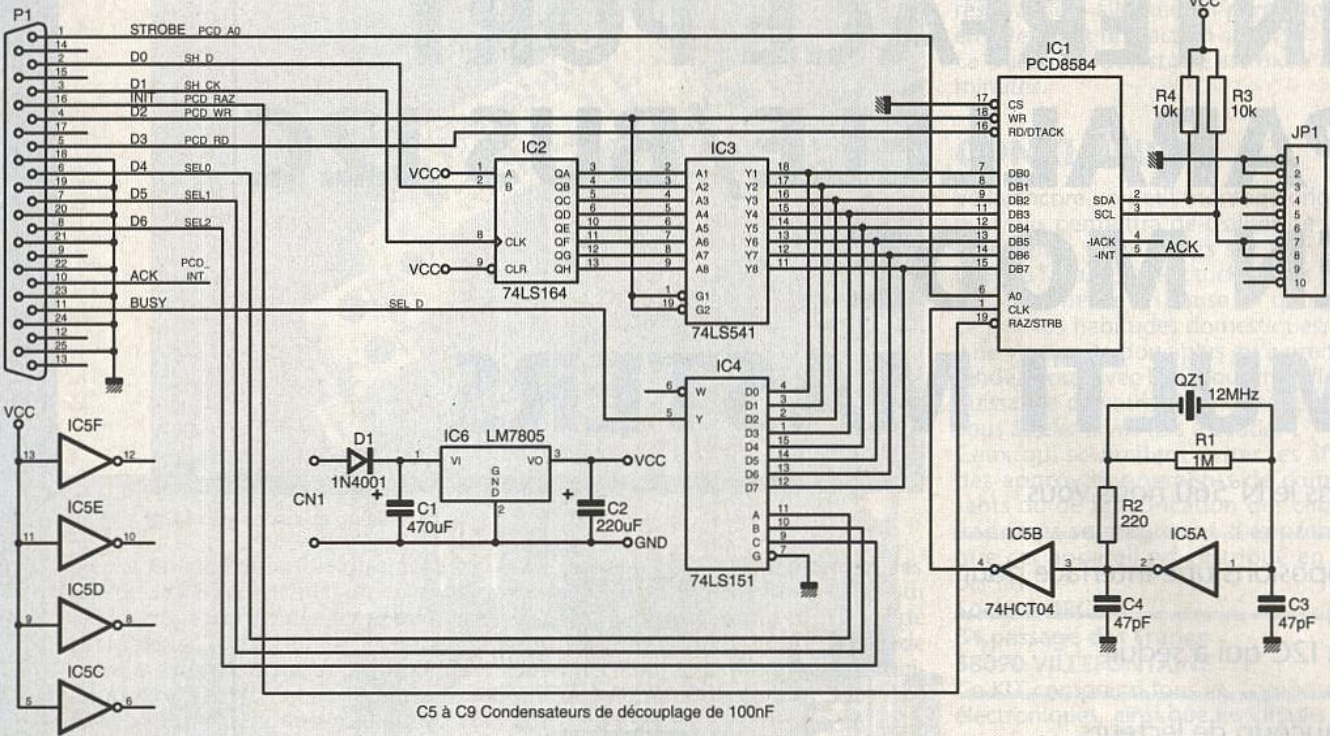


Figure 1 : le schéma.

possibilité la plus intéressante du programme qui accompagne cette interface est de pouvoir examiner et modifier manuellement le contenu des registres du contrôleur de bus I2C (PCD8584). C'est grâce à cette possibilité que l'auteur a pu enfin résoudre un «bug» passé sous silence jusqu'à présent dans les pages de la revue (et d'autres). Nous y consacrerons un paragraphe en fin d'article.

SCHÉMA

Le schéma de notre nouvelle interface est légèrement plus compliqué que celui de l'interface que nous avons décrite dans le N°560, vous vous en doutez. Pourtant, comme le dévoile la figure 1, le schéma n'est pas vraiment complexe.

Le circuit IC1 est dédié au contrôle d'un bus I2C capable de fonctionner en mode multi-masters. Il s'agit du bien connu PCD8584. Ce circuit IC1 contrôle directement les lignes SDA et SCL du bus I2C qui aboutissent sur JP1. Les résistances R3 et R4 permettent de fixer le niveau haut des lignes SDA et SCL. Vous noterez que les valeurs des résistances R3 et R4 ne permettent pas de respecter les temps de montée pour un bus I2C travaillant à la vitesse nominale de 100kb/s, chargé par une capacité maximum. Vous pourrez adapter la valeur des résistances selon la charge de votre bus (voir N°562). Puisque notre montage peut se connecter au bus I2C avec d'autres maîtres, il est utile de tenir compte de toutes les résistances mises en parallèle pour le rappel à VCC des lignes SDA et SCL.

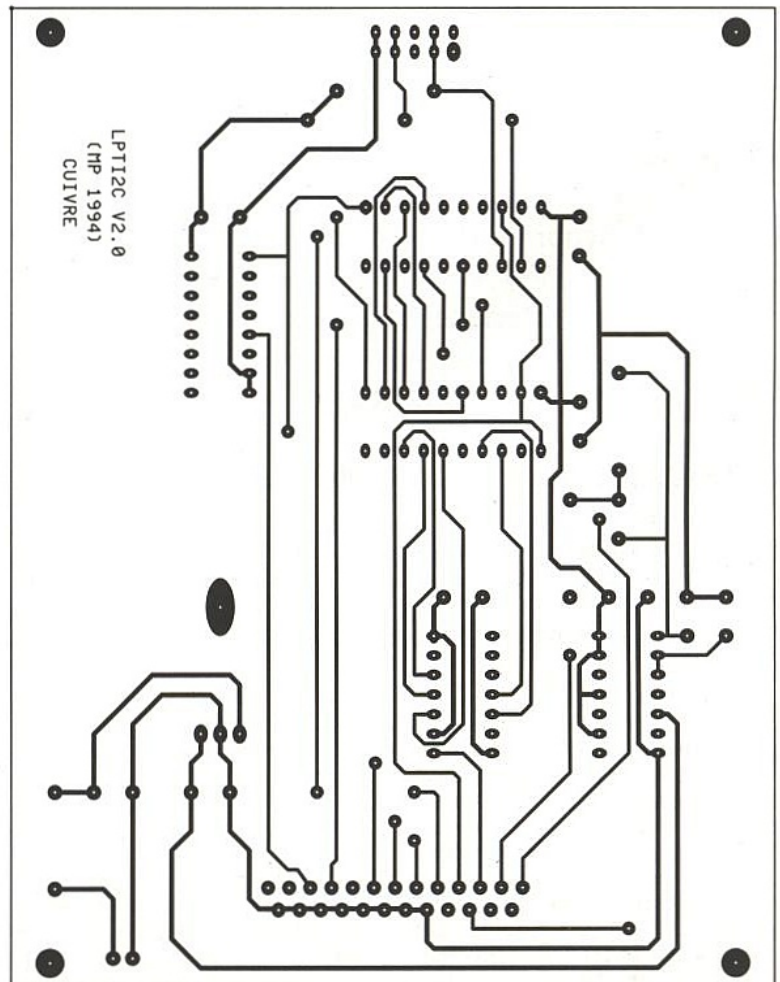
L'horloge nécessaire au circuit IC1 est issue d'un oscillateur à quartz on ne peut plus classique, articulé autour de la porte IC5A. Nous ne nous étendrons pas sur le sujet.

Les lignes de contrôle seront pilotées directement par le port parallèle du PC. C'est le cas notamment des lignes RAZ, A0, RD et WR. L'entrée CS de IC1 est portée au niveau bas pour sélectionner le circuit en permanence, dans la

mesure où il n'y a pas d'autres circuits à contrôler.

Les données que l'on souhaite transmettre au circuit IC1 seront tout d'abord engrangées dans le registre à décalage IC2. Le buffer IC3 permet de

Figure 2 : carte côté cuivre.



transmettre les sorties de IC2 vers le circuit IC1 uniquement pendant une phase d'écriture. Lors d'une phase de lecture, les sorties de IC3 passent en haute impédance ce qui permet au circuit IC1 de contrôler librement les entrées du circuit IC4.

Le circuit IC4 est utilisé pour lire, bit par bit, le contenu des registres du circuit IC1. Le programme d'application pilotera les lignes du port parallèle pour sélectionner tour à tour le bit à lire, et se chargera de reconstituer le contenu du registre. Notez au passage que pour scruter un bit particulier du registre d'état du circuit IC1, le bit PIN par exemple, il suffit de figer la sélection demandée au circuit IC4. Ensuite il n'est plus nécessaire de reconstituer l'octet complet pour connaître l'état du bit PIN. Cela permet de gagner du temps dans l'exécution du programme.

L'alimentation du montage est confiée à un simple régulateur LM7805 (IC6). La diode D1 permet d'éviter les catastrophes en cas d'inversion de polarité, ce qui est bien utile il faut le reconnaître.

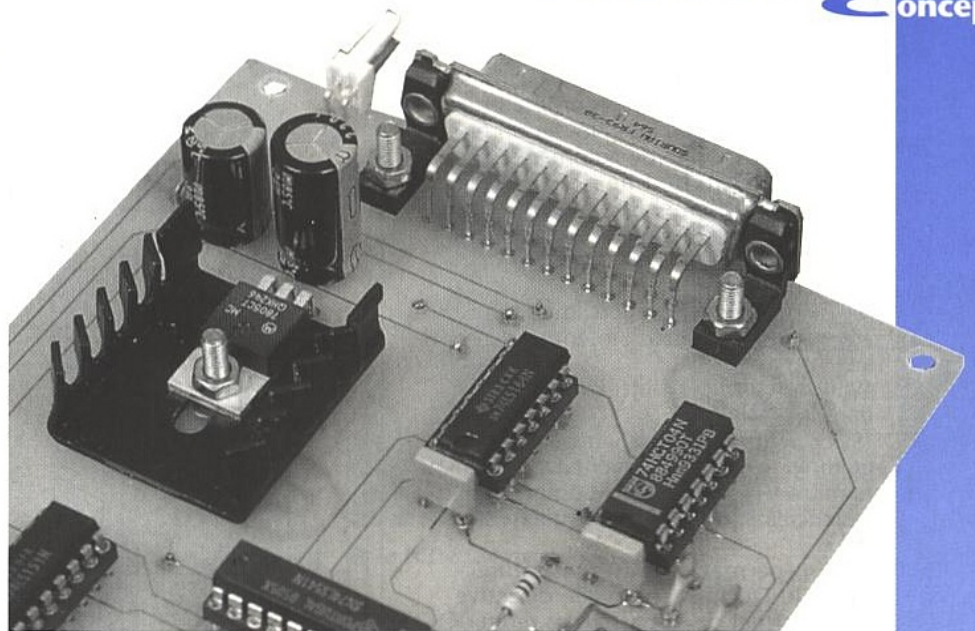
RÉALISATION

Pour réaliser notre montage nous avons fait appel à un petit circuit imprimé double face, pour éviter des straps trop nombreux. Les dessins du circuit sont visibles en figures 2 et 3. La vue d'implantation associée est reproduite en figure 4.

Les trous métallisés ne sont pas vraiment indispensables avec un circuit aussi simple. Pour cela il sera utile de monter tous les circuits intégrés sur des supports de type «tulipe». Ainsi vous pourrez souder les pattes du côté composants, là où cela est nécessaire. Vous noterez que les condensateurs de découplage doivent être soudés sur les deux faces du circuit. Lors de l'implantation, prévoyez de les monter un peu plus haut sur pattes, pour pouvoir accéder au côté composants avec votre fer à souder. Pour réaliser les traversées, il vous faudra souder de part et d'autre du circuit un petit bout de fil. Commencez par implanter les traversées, ce qui est plus facile.

Il y a fort à parier que le connecteur P1 sera soumis à de nombreuses manipulations. C'est pourquoi il sera immobilisé sur le circuit imprimé à l'aide de 2 petits boulons, dans les passages prévus à cet effet. Pour relier l'interface au port parallèle du PC vous devrez sûrement réaliser une petite rallonge, bien que le connecteur P1 puisse se monter directement sur la sortie du PC. Cela dépend de l'espace disponible autour de la sortie parallèle de votre PC. Pour réaliser la rallonge vous devrez faire appel à un connecteur DB25 mâle et un connecteur DB25 femelle. Les connecteurs à sertir sont plus pratiques, mais ils sont aussi plus chers. Quoi qu'il en soit, avec ou sans rallonge, la connectique retenue ne permet pas une inversion avec un port série (de type PC/XT) ce qui est heureux. Il n'y a donc pas à hésiter au moment de connecter l'interface au PC.

Le régulateur IC6 sera monté sur un petit dissipateur thermique pour limiter la température de fonctionnement



■ L'interface reste très simple via un cordon imprimante.

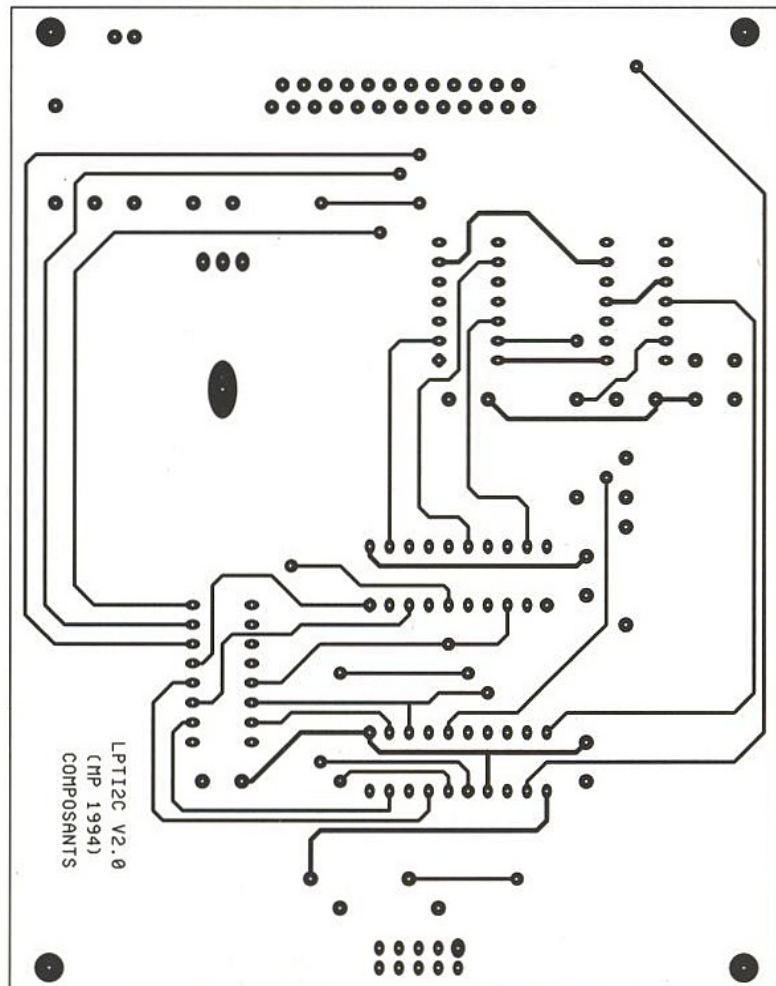
à une valeur acceptable au touché. Si vous insérez le montage dans un petit boîtier cela n'a plus d'importance.

UTILISATION DU PROGRAMME LPTI2C

Le programme qui permet d'animer notre nouvelle interface s'appelle aussi LPTI2C, comme celui qui anime la ma-

quette décrite dans le N°560. Nous avons donné le même nom au programme tout simplement parce qu'il est capable de fonctionner à la fois avec l'interface décrite dans le N°560 et avec celle-ci. Ainsi vous pourrez remplacer l'ancienne version du programme par la nouvelle et bénéficier des nouvelles commandes que nous évoquerons ci-après. Les nouvelles commandes qui concernent l'accès aux registres du circuit PCD8584 seront bien entendu interdites avec l'interface du N°560. Le programme est conçu pour

■ Figure 3 : côté composants.



vous avertir en cas d'oubli. Si vous souhaitez utiliser l'ancienne interface il faudra l'indiquer au nouveau programme LPTI2C. Pour cela il faut ajouter un paramètre sur la ligne de commande qui appelle le programme. La ligne de commande d'appel du nouveau programme LPTI2C est la suivante :

```
LPTI2C [/LPTx] [/V1] [/Sxxx]
<stdin >stdout
```

/LPTx correspond au port imprimante auquel est connectée l'interface: LPT1 à LPT3

/V1 pour utiliser l'interface décrite dans le N°560

/Sxxx pour indiquer la vitesse d'horloge du PC (utile uniquement avec le paramètre V1). Par exemple pour un PC cadencé à 33MHz utiliser le paramètre /S33

<stdin permet d'utiliser les redirections du DOS. La nouvelle directive EXEC permet de se passer des redirections d'entrée.

>stdout redirige les messages dans un fichier.

Si vous ne connaissez pas le fonctionnement des redirections du DOS, veuillez vous reporter au manuel du DOS de votre PC, car nous ne pouvons pas tout expliquer dans ces pages.

Les commandes acceptées par le nouveau programme LPTI2C sont décrites ci-après. Vous retrouverez bien entendu les commandes de la version précédente, mais vous trouverez aussi de nouvelles commandes très intéressantes.

HEX

Cette commande indique au programme de saisir les nombres au format Hexadécimal. Il s'agit du mode par défaut. Le programme affiche un 'prompt' qui rappelle le mode de saisie (ici le prompt sera 'HEX>')

DEC

Cette commande indique au programme de saisir les nombres au format décimal (prompt 'DEC>').

BIN

Cette commande indique au programme de saisir les nombres au format binaire (prompt 'BIN>').

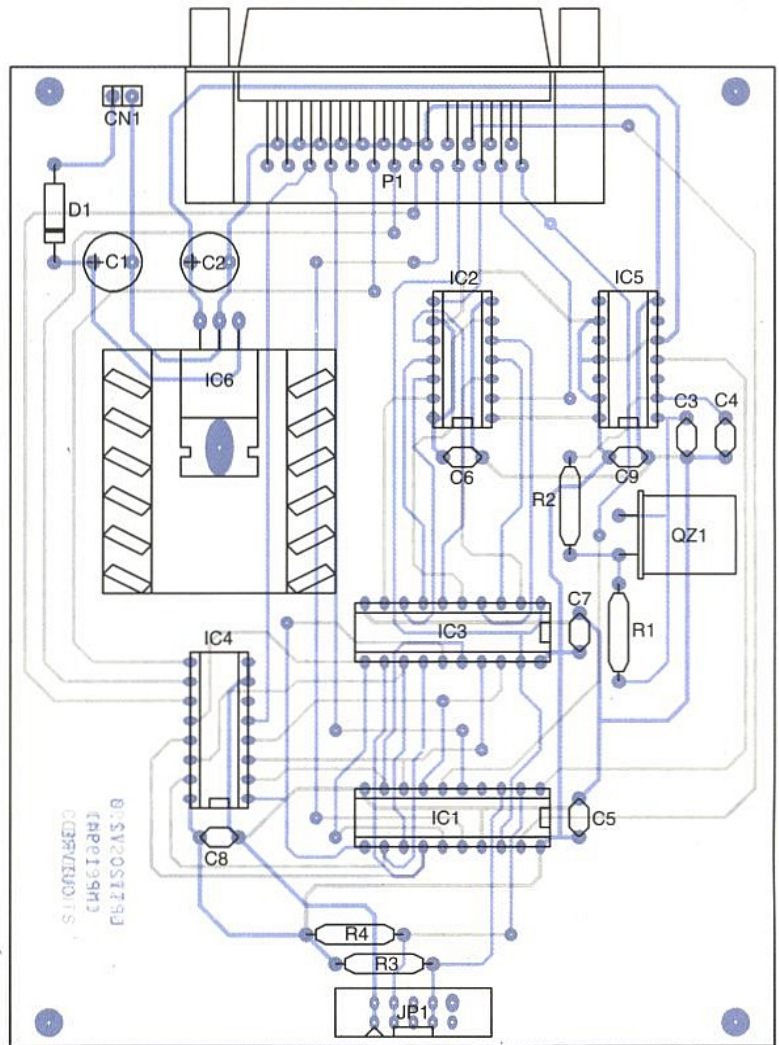
IOADDR xx

Cette commande sélectionne l'adresse qui sera demandée sur le bus I2C. Le nombre xx sera interprété par le programme en fonction du mode de saisie actif (voir le prompt). Si le paramètre xx est omis, le programme rappelle quelle adresse est actuellement active (IOADDR = 0 par défaut, à la mise en route du programme). La valeur 'xx' ne doit pas être suivi d'un caractère espace. L'espace entre IOADDR et 'xx' est facultatif.

```
W xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx
xx xx xx xx
```

Cette commande écrit les valeurs 'xx' sur le bus I2C à l'adresse contenue dans la variable IOADDR. Les valeurs 'xx' seront interprétées par le programme en fonction du mode de saisie actif. Les valeurs sont séparées par un ou plusieurs caractères espace. Le caractère 'TAB' n'est pas reconnu comme séparateur par le programme. La dernière valeur ne doit pas être suivi d'un caractère espace. L'espace après 'W' est facultatif, mais il est indispensable entre chaque valeur.

R xx



■ Figure 4

Cette commande demande «xx» lectures sur le bus I2C à l'adresse contenue dans la variable IOADDR. Le résultat de la lecture est affiché à la fois en décimal, en hexadécimal et en binaire, à raison d'une ligne de message par valeur. L'espace après 'R' est facultatif.

```
W xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx
xx xx xx xx R xx
```

Cette commande enchaîne les commandes d'écriture et de lecture.

DELAY xxxxx

Cette commande introduit un temps d'attente (utile seulement dans le cas d'une redirection du flux d'entrée standard). L'espace après 'DELAY' est facultatif. Le paramètre xxxxx peut prendre une valeur comprise entre 0 et 65535, et correspond à un temps d'attente exprimé en ms.

DOS

Cette commande met en place un interpréteur de commandes DOS. L'exécution du programme LPTI2C est suspendue temporairement, pour vous permettre de lancer toutes les commandes DOS de votre choix. Pour revenir au programme LPTI2C vous devez lancer la commande EXIT, à partir de l'interpréteur du DOS en cours.

CONSOLE

Cette commande met fin aux commandes EXEC, ou réassigne le flux d'entrée à la console en cas de redirection du flux d'entrée. Cette instruction est utilisée essentiellement dans un fichier de commandes.

EXEC «Fichier»

Cette commande enchaîne l'exécution d'un fichier de commandes. Il est pos-

sible d'imbriquer les niveaux d'exécution jusqu'à 8 niveaux. Si vous utilisez la commande CONSOLE dans un des fichiers de commandes, le retour au mode de saisie à partir de la console libère tous les niveaux enchaînés. Le «prompt» indique le niveau d'exécution en cours.

ECHO ON

Cette commande entraîne l'écho des commandes traitées suite à une commande EXEC ou suite à une redirection du flux d'entrée standard. C'est le mode actif par défaut, au démarrage du programme.

ECHO OFF

Cette commande supprime l'écho des commandes traitées suite à une commande EXEC.

ECHO message

Cette commande affiche le message. Le message ne doit pas débuter par les mots ON ou OFF, pour ne pas être confondu avec une directive.

HELP

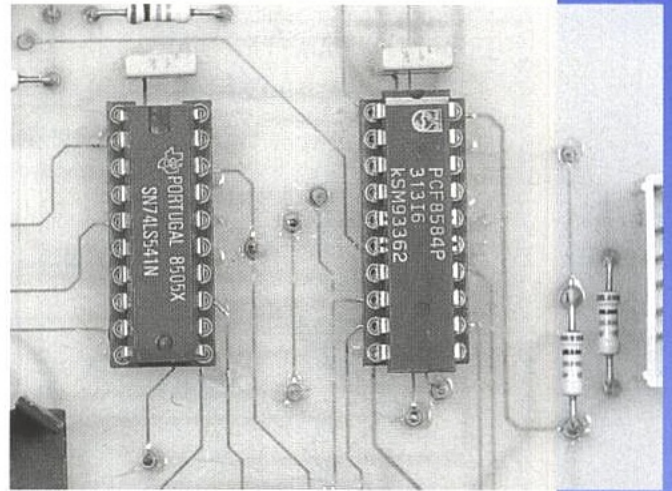
Cette commande affiche un message qui rappelle sommairement la syntaxe des commandes possibles.

OAD xx

Cette commande réassigne l'adresse de réponse du circuit PCD8584 (Own Adresse). Cette commande n'est pas accessible avec le paramètre /V1, cela va de soi.

DEBUG ON

Cette commande autorise l'accès aux registres du circuit PCD8584. Dans le mode /V1 cette commande n'est pas autorisée. Le «prompt» affiché par le programme indique que ce mode est actif.



■ Le PCD 8584 cœur du système.

DEBUG OFF

Cette commande supprime les accès aux registres du circuit PCD8584. Dans le mode /V1 cette commande n'est pas autorisée. Le «prompt» affiché par le programme revient au «prompt» standard (selon le niveau d'exec) suite à cette commande.

RS0

Cette commande permet d'afficher le contenu du registre S0 du circuit PCD8584. Cette commande n'est pas autorisée dans le mode /V1. Le mode DEBUG doit être actif pour que cette commande soit acceptée.

RS1

Cette commande permet d'afficher le contenu du registre S1 du circuit PCD8584. Cette commande n'est pas autorisée dans le mode /V1. Le mode DEBUG doit être actif pour que cette commande soit acceptée.

WS0 xx

Cette commande permet de modifier le contenu du registre S0 du circuit PCD8584. Cette commande n'est pas autorisée dans le mode /V1. Le mode DEBUG doit être actif pour que cette commande soit acceptée.

WS1 xx

Cette commande permet de modifier le contenu du registre S1 du circuit PCD8584. Cette commande n'est pas autorisée dans le mode /V1. Le mode DEBUG doit être actif pour que cette commande soit acceptée.

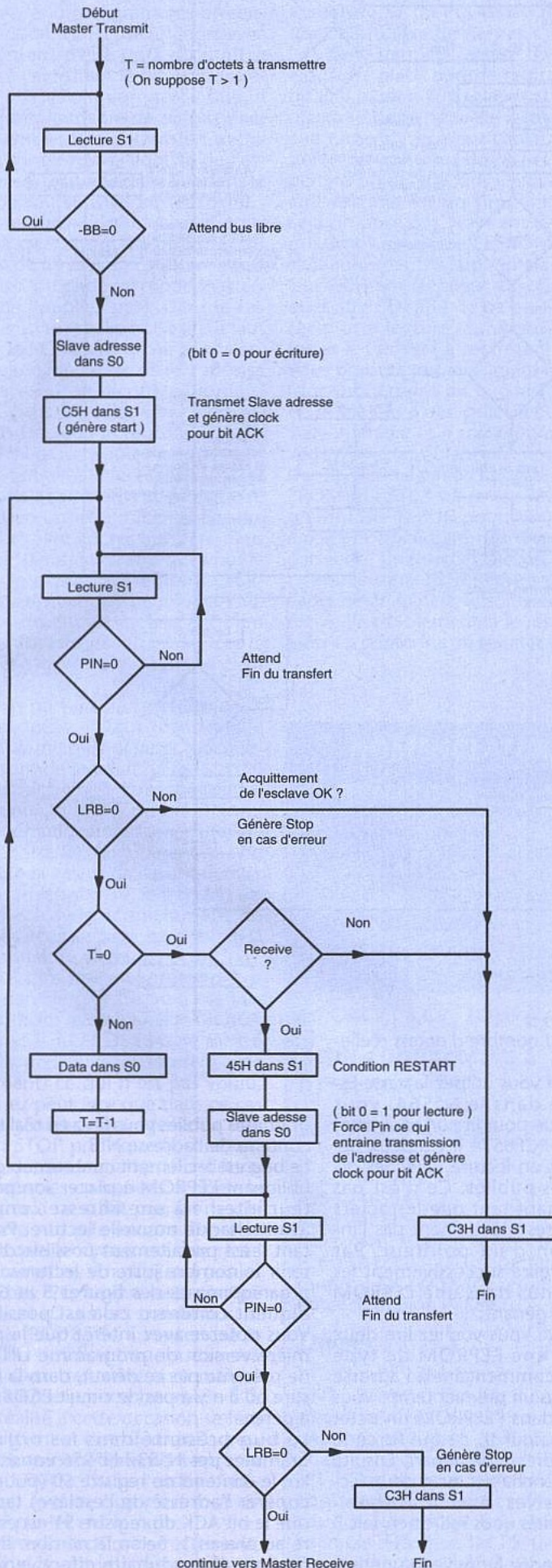
RAZPCD

Cette commande permet d'initialiser le circuit PCD8584 via son entrée de remise à zéro. Cette commande n'est pas accessible dans le mode /V1. Le mode DEBUG doit être actif pour que cette commande soit acceptée.

QUIT

Met fin à l'exécution du programme. Dans le cas d'une redirection du flux d'entrée standard, la fin du fichier provoque le même résultat que la commande QUIT. Il n'est donc pas nécessaire d'inclure la commande QUIT dans vos fichiers de commandes, si ce n'est pour ignorer les lignes qui suivent. Toutes les lignes qui commencent par le caractère ';' sont considérées comme un commentaire.

Si le bus I2C est occupé par un autre maître, au moment d'effectuer les transactions vous obtiendrez le message « I2C BUSY ». Ce message ne surviendra pas dans le mode /V1, bien entendu. Si l'esclave demandé sur le bus ne s'acquiesce pas correctement des demandes qui lui sont adressées, vous obtiendrez le message «ERR ACK I2C». Dans le cas où la ligne clock est maintenue à l'état bas trop longtemps par un dispositif extérieur (par exemple pour ralentir la vitesse du transfert) le programme vous affichera le message «ERR I2C TIMEOUT» (seulement si le



■ Figure 5 : organigramme mode écriture.

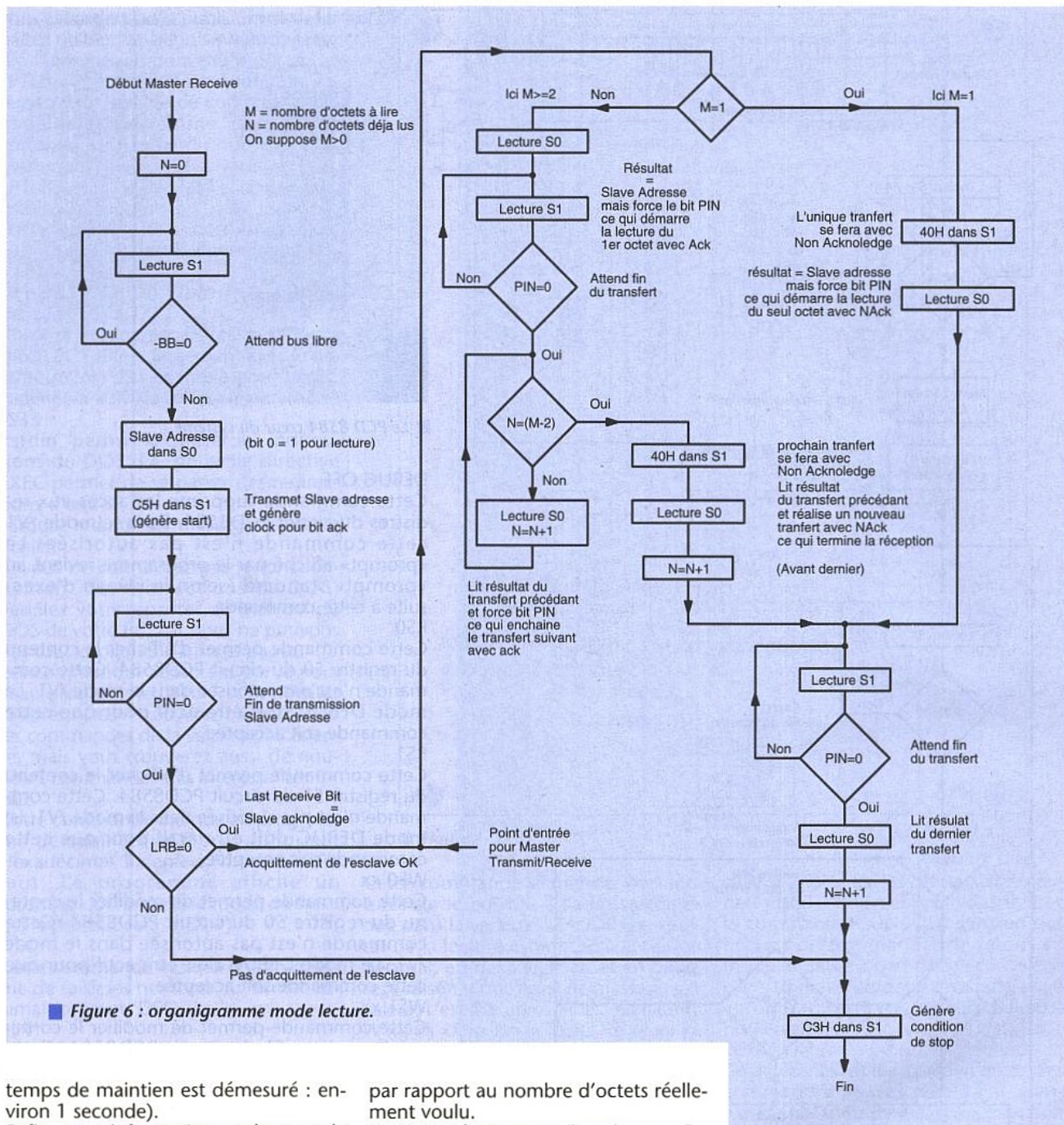


Figure 6 : organigramme mode lecture.

temps de maintien est démesuré : environ 1 seconde).

Enfin, pour information, sachez que le nouveau programme LPT12C prend en compte les paramètres par défaut suivants :

- interface Multi-masters connectée au port LPT1.
- Own Adresse = FFH (bit 0 est indifférent bien sur).
- saisie en mode HEX.
- mode Debug désactivé.
- écho ON.

LE «BUG» ENFIN RÉSOLU

Nous voici enfin arrivé aux révélations sur le PCD8584. Si vous n'utilisez que de simples périphériques d'entrée et sortie numérique pour le bus I2C, il y a fort à parier que vous n'avez jamais remarqué le «bug» que nous allons évoquer. Le bug concerne le nombre d'octets réellement transférés sur le bus I2C lors d'une lecture dans le mode MASTER-RECEIVE. Avec les organigrammes publiés dans le N°537 et le N°556, il y a lecture d'un octet supplémentaire

par rapport au nombre d'octets réellement voulu.

Par exemple si vous utilisez la carte Espion décrite dans le N°564, vous constaterez que pour lire un seul octet sur un circuit PCF8574 il y a deux octets transférés en lecture, avec les organigrammes publiés. Ce n'est pas vraiment gênant tant que les octets supplémentaires n'entraînent pas l'incrémentement d'un pointeur. Par contre pour relire successivement les octets contenus dans une EEPROM cela peut être gênant.

Imaginons que vous vouliez lire deux octets dans une EEPROM de type PCF8582 en commençant à l'adresse interne 0. Dans un premier temps vous écririez donc dans l'EEPROM un octet ayant pour valeur 0, ce qui force le pointeur à l'adresse de départ. Ensuite vous pouvez enchaîner avec deux lectures successives. Avec les organigrammes publiés vous relirez en fait 3 octets.

Si vous demandez à nouveau une lecture au circuit PCF8582, sans indiquer de nouveau le pointeur de départ, le circuit devrait vous fournir le contenu de l'adresse 2. Avec les organi-

grammes publiés vous lirez en réalité le contenu de l'adresse N°3.

Le bug est facilement contournable en obligeant l'EPROM à placer son pointeur interne à une adresse connue avant chaque nouvelle lecture. Pourtant il est parfaitement possible d'obtenir le nombre juste de lectures. Les organigrammes des figures 5 et 6 indiquent comment cela est possible. Vous noterez avec intérêt que la première version du programme LPT12C ne présente pas ce défaut, dans la mesure où il n'y a pas de circuit PCD8584 à gérer.

Le bug présenté dans les organigrammes des N°537 N°556 consiste à lire le contenu du registre S0 (pour récupérer l'adresse de l'esclave) tandis que le bit ACK du registre S1 est encore au niveau 1. Selon le nombre d'octets que l'on souhaite effectivement lire cela pose un problème. Le simple fait de lire le registre S0 force le bit PIN du registre S1. Ceci entraîne une nouvelle lecture de l'esclave sur le bus I2C

dans le cas où le maître s'est acquitté correctement lors de l'échange précédent. Avec les organigrammes présentés, le transfert s'effectue toujours avec acquittement de la part du maître (puisqu'à cet instant le bit ACK du registre S1 = 1). Pour corriger le bug, il faut informer le maître de ne pas s'acquitter avant le dernier transfert, donc avant même de relire l'adresse de l'esclave (qui est recopiée dans S0) dans le cas où l'on souhaite lire un seul octet. Il faut en fait prévoir plusieurs cas pour décider à quel moment indiquer au PCD8584 de ne plus s'acquitter suite à une lecture (on parle du mode master-receive, ne l'oubliez pas). Dans le cas où il n'y a qu'un seul octet à lire il faut informer le PCD8584 de ne plus s'acquitter avant même de relire l'adresse de l'esclave qui se recopie automatiquement dans S0, suite à la commande START. Dès que le registre S0 sera lu, le bit PIN passera automatiquement à 1. Ceci entraîne la lecture de l'octet voulu, sans acquittement puisque le PCD8584 en est déjà informé. Ensuite vous pourrez lire l'octet transféré dans le registre S0 autant de fois que vous le voudrez, le circuit PCD8584 ne validant plus automatiquement le bit PIN. La lecture du circuit esclave est bien terminée. Il reste ensuite à libérer le bus I2C en générant la condition STOP.

Dans le cas où l'on souhaite lire deux octets, ou plus, il faut informer le PCD8584 de ne plus générer d'acquiescement avant de lire dans le registre S0 l'avant-dernier octet. Pourquoi cela ? C'est toujours à cause du bit PIN qui monte automatiquement lors de la lecture du registre S0. Au moment où l'on souhaite lire la valeur de l'avant-dernier octet dans le registre S0, le transfert est déjà terminé avec acquittement du maître. Le circuit esclave est donc déjà prêt à transmettre le dernier octet. Si on cherche à récupérer l'octet contenu dans le registre S0 à cet instant précis (sans avoir inhibé le bit ACK du registre S1 du PCD8584), le maître va générer un nouveau transfert avec acquittement, ce qui n'est pas voulu. Vous pensez peut être que dans ce cas il suffit de générer «sauvagement» une condition STOP pour que le tour soit joué. Dans ce cas le maître abandonne effectivement les opérations et libère le bus. Mais cela ne suffit pas, car le circuit esclave n'a pas encore libéré le bus. Tant que le circuit esclave reste prêt à transmettre, il ne libérera pas les lignes du bus I2C. Le bus reste occupé indéfiniment. Dans ces conditions, si on force le PCD8584 à reprendre le contrôle du bus il échouera dans sa tentative. Cette tentative aura malgré tout une conséquence heureuse : le transfert réalisé à cette occasion se fera sans acquittement (transfert de l'adresse de l'esclave immédiatement après la condition START). Donc l'esclave libérera le bus. Avouez que c'est tout de même tiré par les cheveux ! Pour terminer la lecture correctement, il faudra donc bien informer le PCD8584 de ne plus générer d'acquiescement avant de lire l'avant-dernier octet (déjà présent) dans le registre S0. Un deuxième bug est visible dans l'or-

ganigramme de la figure 7 du N°537. Il s'agit de la valeur C0H à placer dans le registre S1 du PCD8584, pour indiquer au maître de ne pas s'acquiescer lors de la dernière lecture. Avec la valeur C0H placée dans le registre S1, le bit PIN passe à 1. Ceci entraîne immédiatement une nouvelle lecture du circuit esclave avec pour conséquence la perte du contenu de S0, et donc la perte d'un octet. Dans le cas où le circuit esclave est un simple PCF8574 cela ne pose pas vraiment de problème. Mais avec une EEPROM il en va tout autrement. Il faut remplacer la valeur C0H par la valeur 40H pour indiquer au PCD8584 de ne plus s'acquiescer d'une lecture, sans pour autant forcer le transfert à cet instant précis. Vous pourrez très facilement étudier le fonctionnement du circuit PCD8584 en mode pas à pas, grâce à notre nouvelle interface et à son programme. Si vous n'avez pas bien suivi nos explications n'hésitez pas à connecter une EEPROM PCF8582 sur le bus I2C et utiliser le mode DEBUG pour comparer pas à pas les organigrammes. Commencez par écrire une succession de données connues dans l'EEPROM à partir de l'adresse de départ. Ensuite vous pourrez vérifier facilement si le résultat obtenu est conforme au résultat souhaité.

P. Morin

NOMENCLATURE

Résistances :
 R1 : 1MΩ
 R2 : 220 Ω
 R3,R4 : 10kΩ

Condensateurs :
 C1 : 470μF / 25V sorties radiales
 C2 : 220μF / 25V sorties radiales
 C3,C4 : 47pF
 C5,C6,C7,C8,C9 : 100nF

Semi-conducteurs :
 D1 : 1N4001

Circuits intégrés :
 IC1 : PCD8584
 IC2 : 74LS164
 IC3 : 74LS541
 IC4 : 74LS151
 IC5 : 74HCT04
 IC6 : LM7805 + Dissipateur thermique 17°C/W (par exemple référence Redpoint TV1500).

Divers :
 Y1 : Quartz 12MHz
 CN1 : Barrette mini-KK, 2 contacts, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé, référence MOLEX 22-05-7028.
 JP1 : Connecteur série HE10, 10 contacts mâles, sorties droites, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence 3M 2510-6002).
 P1 : Connecteur Sub-D, 25 points, mâle, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence HARTING 09 66 322 7801).

PROGRAMMATEUR UNIVERSEL ALL07 (sous PC)



Deux modèles disponibles:
 1° Avec la carte interne au PC
 2° Pour port parallèle
 Le ALL07 programme EPROM - EEPROM - PROM - PAL - Flash EPROM - MONOCHIP, etc...

CONVERTISSEURS



1° Pour Programmeurs
 Sur votre programmeur, possibilité de programme : PGA, SOT, PLCC, QFT, CCT

2° Pour Emulateurs et tests
 Possibilité de convertir tout type de sonde en autre type ou tout type de socket (ex : PGA to DIL)

PC Interface Protector



- Permet de brancher des cartes 8/16 bits sur le PC sans l'ouvrir
- Permet le test et la maintenance
- Protégé par fusibles

DEVELOPPEMENT de cartes à «Puce»



Hardware
 Lecteur Programmeur de cartes I²CBUS, pour toutes les versions de cartes.

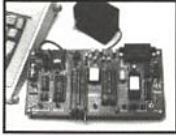
Software
 Compilateur - Debugger C sur PC-MDOS

I²C ACCESS MONITOR



- Mode autonome
- Mode terminal
- Trace temps réel 100 Kbits
- Supporte tous adressages
- Affichage de tous les évènements

Carte d'application :



Modèle pour 80C196KB
 Modèle pour Z180
 Modèle pour 80188
 Modèle pour 80C552
 Modèle pour 68HC11
 Modèle pour 68HC16
 Modèle pour 80535
 Modèle pour 8031/51/52

ROM-IT



Emulateur d'EPROM

Module pour EPROM de 2764 à 8 Mo
 Module pour 1 à 8 EPROM.

Autres produits

- Emulateurs (8051 - PIC 16 - 68HC11 etc ...)
- Kit développement ECRAN LCD
- Outil développement cartes PCMCIA
- Compilateur croisés C-PASCAL
- Simulateurs de microprocesseurs
- CAO-Routage Auto et Manuel
- Compilateur PAL-PLD
- Effaceurs d'EPROM

UNIVERSAL DEVELOPERS

B.P. 67 - 93800 EPINAY SUR SEINE

Xtra Performance

Série XT de Wavetek



Modèle	DM23XT	DM25XT	DM27XT	DM28XT
Tous les modèles: gammes de tension CC: 200mV-1000V; tension CA: 200mV-750V; Courant CA/CC 200µA-10A (DM25XT, 27XT, 28XT: 20A pendant 60 sec); Résistance: 200Ω-2000MΩ; test de continuité et de diodes				
Capacité		2nF-2mF	2nF-2mF	2nF-20mF
Fréquence		2kHz	20MHz	2kHz
Inductance			2mH-20H	
Température	200°C-750°C			200°C-1300°C
Testeur de Sécurité	Par LEDs			
Gain de Transistor	Oui	Oui		
Test Logique	TTL/CMOS	TTL/CMOS	TTL/CMOS	
Mémoire Valeur Max			Oui	Oui
Maintien Lecture				Oui
Prix	715 Fttc	749 Fttc	799 Fttc	890 Fttc

Les multimètres numériques de la Série XT de Wavetek comprennent quatre modèles dont les spécifications sont adaptées à vos besoins spécifiques en mesure. Chaque appareil mesure non seulement la tension, le courant et la résistance, mais également beaucoup d'autres paramètres que vous rencontrez dans votre travail de tous les jours, tels que la température. De plus vous ne payez que les spécifications dont vous avez réellement besoin.

Tous les instruments sont très robustes et offrent une excellente protection. Ils sont fournis avec des cordons de

sécurité, des pinces crocodile (sauf DM 23XT), et une sonde thermocouple de type K pour les DM23 et 28XT. Un holster de protection, H30 (134 Fttc), est disponible en option. Tous les appareils sont garantis un an.

BI-WAVETEK

Electronique - Diffusion

59100
59000
59500
59300
59140
62000
69008

ROUBAIX
LILLE
DOUAI
VALENCIENNES
DUNKERQUE
ARRAS
LYON

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

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

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