

électronique

RADIO
PLANS

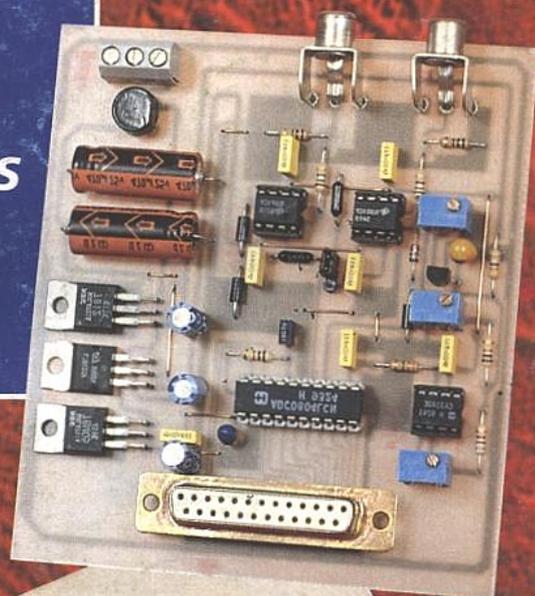
MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS

NUMERO 571 - JUIN 1995

CONNAÎTRE LE GSM

■ DOSSIER "CARTES PC"

- CARTE DÉCODAGE D'ADRESSES
- COMMANDE DE MOTEURS PAS À PAS
- COMMANDE DE MOTEUR CC
- ACQUISITION ANALOGIQUE 8 BITS
- CARTES 32 ENTRÉES / SORTIES



■ GÉNÉRATEUR DE LIGNES TEST VIDÉO

■ ANALYSEUR DE SIGNATURE DE COMPOSANTS

■ AMPLI MONOLITHIQUE 60 W



T 2438 - 571 - 25,00 F



MENSUEL édité par
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F

2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220409 F

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

Président-Directeur-Général,
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
Claude DUCROS

Secrétaire de rédaction :
Annick HERISSON

Marketing/Ventes :
Jean-Louis PARBOT

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

Abonnements : Marie-Christine
TOUSSAINT - Tél. : 44.84.85.16.

Couverture : C. Evellin (CFC-75015)

Voir notre tarif «spécial abonnement».
Pour tout changement d'adresse,
envoyer la dernière bande accompagnée
de 2,80 F en timbres.

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

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



Ce numéro a été tiré à
38 700 exemplaires

Dépôt légal juin 95 - éditeur 1772
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transports-Presses
Mise en page : J.L.C. 75019 Paris
Photogravure : PMP/CE 75011 Paris

SOMMAIRE

N° 571 - JUIN 1995 - ISSN 1144-5742

ETUDE ET CONCEPTION

83 GÉNÉRATEUR DE LIGNES TEST VIDÉO

REALISATION

- 19 ANALYSEUR DE SIGNATURE COURANT-TENSION
71 UN MODULE AMPLIFICATEUR 60 W ULTRA-PROTÉGÉ
DOSSIER «CARTES PC»
35 PRÉSENTATION
36 CARTE DE DÉCODAGE D'ADRESSES
39 CARTE 32 ENTRÉES/SORTIES
43 CARTE CONVERTISSEUR ANALOGIQUE/NUMÉRIQUE
46 COMMANDE DE MOTEUR PAS À PAS AVEC MAINTIEN
50 CARTE DE CONTRÔLE POUR 4 MOTEURS PAS À PAS
55 COMMANDE DE MOTEUR PAS À PAS PAR MICROCONTROLEUR
61 CARTE DE CONTROLE DE MOTEUR C.C.

MESURE ET INSTRUMENTATION

76 LA STATION DE MESURE ALTAI MS-9150

CIRCUITS D'APPLICATION

65 BUS CAN : LE SLIO 82C150

TECHNIQUE

7 GROS PLAN SUR LES MÉMOIRES

C.A.O.

11 COMPTEUR DE PASSAGES À GAL AVEC ABEL

COMMUNICATION

27 LE RADIOTÉLÉPHONE NUMÉRIQUE GSM

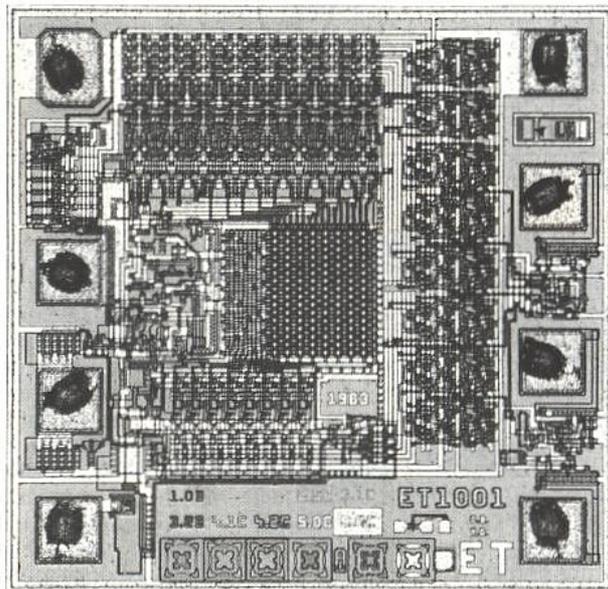
INFOS

96 Convertisseur DC/DC Semtech haut rendement
ML 4875 : régulateur PWM économe
Cartes d'acquisition configurables par logiciel NI

Ont participé à ce numéro : H. Benoît, P. de Carvalho, F. de Dieuleveult,
C. Djabian, A. Garrigou, P. Gueulle, P. Morin, P. Oguic, D. Paret.

GROS PLAN SUR LES MÉMOIRES

Avec la montée en puissance des procédés dits «submicroniques», les capacités des composants mémoire progressent irrésistiblement alors même que la généralisation des boîtiers CMS se traduit par une diminution de leur encombrement externe.



Consumées en quantités vertigineuses par le marché de la micro-informatique (barrettes SIMM pour PC), les DRAM caracolent naturellement en tête du peloton. Mais les autres familles de mémoires ne sont pas si loin derrière : les SRAM, ROM et PROM, les EEPROM et FLASH, mais aussi les EPROM un peu trop vite «enterrées» par certains...

UN REGARD INDISCRET

Bien qu'il soit parfaitement possible de mettre en œuvre des mémoires sans savoir le moins du monde ce qu'il y a dans leurs boîtiers, comment ne pas être tenté de «lever le capot» pour se faire une petite idée de la façon dont on peut bien arriver à emmagasiner, par exemple, quatre mégabits de données (l'équivalent d'un ou deux romans de Jules Verne !) sur une puce de 75 millimètres carrés.

Deux moyens existent pour satisfaire cette légitime curiosité : étudier les documentations et photographies que veulent bien diffuser les fabricants, ou bien ouvrir carrément des échantillons pour les examiner au microscope. Cet article résulte de la combinaison de ces deux approches, et doit être considéré comme une «promenade d'initiation» : nous n'avons pas voulu en faire une étude théorique, mais plutôt un «album photo» dont nous espérons que certains clichés sauront piquer la curiosité de nos lecteurs. Nous avons travaillé soit à partir de véritables échantillons de puces non montées, aimablement fournis par MICRON, soit par extraction de puces déjà mises en boîtier : rupture pure et

simple de boîtiers céramique, ou dissolution de boîtiers époxy par ébullition dans de l'acide sulfurique concentré. Les prises de vues ont été exécutées à l'aide d'un microscope dit «métallographique», c'est à dire conçu pour l'examen d'objets opaques (éclairage par le dessus).

Les grossissements disponibles (50 x à 1000 x) permettent de distinguer correctement des détails proches du millième de millimètre, pouvant être considérés comme se situant aux limites des possibilités de la microscopie optique.

La longueur d'onde de la lumière se plaçant, selon sa couleur, entre 0,38 et 0,78 μm , l'examen de détails nettement plus fins nécessite en effet le recours au microscope électronique. Nous avons cependant fait appel, pour certains clichés, à une technique dite de «contraste interférentiel». Il en résulte des couleurs plus ou moins modifiées, mais une meilleure restitution des reliefs et des fins détails.

LES FILIÈRES SUBMICRONIQUES

Il ne fait aucun doute que l'avenir de la micro-électronique se situe bien en dessous du micron, entendons par là à base de procédés photolithographiques offrant une résolution très nettement meilleure que le micron. Cela suppose la mise en œuvre de technologies de pointe, par exemple pour la création des masques de photogravure où un balayage par faisceau d'électrons (diamètre de l'ordre d'un centième de micron), dévié électroniquement, sert à impressionner les résines photosensibles.

Même si les limites théoriques de ce procédé se situent au-delà du dixième de micron, d'autres problèmes pratiques, particulièrement épineux, sont à résoudre pour mettre en place les filières dites «submicroniques».

Prenons l'exemple, français, du centre commun CNET / SGS-THOMSON de Crolles (près de Grenoble), dont le début de la construction remonte à 1992 et qui est au cœur de la coopération européenne avec une dizaine de projets ESPRIT et JESSI.

Son programme initial est axé sur les filières CMOS numériques jusqu'à 0,35 μm , et sur les technologies analogique/numérique CMOS et BiCMOS (0,8 μm puis 0,5 μm), cela sur des tranches de silicium de huit pouces (diamètre 20 cm). Sa salle blanche de classe 1 répond aux normes les plus strictes : moins de 3,5 particules de plus de 0,12 μm par mètre cube !

Le taux de vibrations, pour sa part, est maintenu à moins de 3,15 $\mu\text{m/s}$ entre 5 et 30 Hz.

Ces caractéristiques suffiront pour atteindre, à terme, des géométries de 0,2 μm , et donc pour intégrer jusqu'à dix millions de transistors par centimètre carré de silicium.

Naturellement, les fabricants étrangers ne sont pas en reste : l'américain MICRON, par exemple, maîtrise depuis longtemps déjà la filière 0,5 μm et annonçait dès 1993 des composants 0,45 μm , en attendant 0,35 μm . Réalisée précisément à partir d'échantillons d'origine MICRON, la photo 1 fournit d'intéressants points de repère en matière de dimensions de puces (les deux cartes-support sont au format «carte de crédit»).

Il apparaît clairement que les RAM dynamiques (DRAM) stockent bien plus

Classification	Bipolar memory (RAM)	Bipolar memory (PROM)	NMOS memory (Dynamic RAM)	NMOS, CMOS memory (static RAM)	NMOS memory (PROM)
Application	Buffer memory, control memory of high-speed computer	Microcomputer control use	Main memory of computer, microcomputer memory		For microcomputer control
Example of basic cell circuit					

■ Figure 1a, 1b, 1c, 1d, 1e : les différents types de cellule de base.

de bits au millimètre carré que les RAM statiques (SRAM).

Rien de plus normal, car une cellule de SRAM est bien plus complexe qu'une cellule de DRAM : qu'elle soit réalisée en technologie bipolaire (figure 1a), NMOS ou CMOS (figure 1d), la cellule de SRAM n'est en effet rien d'autre qu'une bascule ou «flip-flop».

Par contre, la figure 1c montre que la cellule de DRAM ne se compose guère que d'un transistor associé à un condensateur. L'inconvénient de cette structure demeure toutefois la nécessité, classique, d'un «rafraîchissement» régulier du contenu de chaque cellule. Grâce à la technologie submicronique, on atteint des densités d'environ 0,05 mégabits par millimètre carré en DRAM, contre 0,01 Mb/mm² en SRAM.

Même si la comparaison est sans doute

un peu hardie, ces chiffres peuvent être rapprochés des densités offertes par les CD-ROM qui, après tout, sont bel et bien des mémoires : à raison d'environ 650 méga-octets sur un disque de 12 cm de diamètre, il est facile de calculer que la densité d'enregistrement atteint 0,5 mégabits par millimètre carré, c'est à dire dix fois plus que notre DRAM submicronique! Et encore, ce calcul ne tient pas compte du vide central...

Mais la photo 2 montre que le CD-ROM est également un produit submicronique : les bits y sont enregistrés sous la forme de cavités ou «pits» de 0,5 µm, alignées le long d'un sillon dont le pas n'excède pas 1,6 µm.

Cela explique les jolies irisations multicolores que l'on constate en observant, en lumière rasante, aussi bien le premier CD venu qu'une grande puce

submicronique : toujours ce problème de longueur d'onde de la lumière...

La comparaison s'impose avec la photo 3, qui représente avec le même grossissement une toute petite partie (0,15 x 0,1 mm) d'une DRAM «Ministack» de 4 mégabits (surface de puce 42 mm²), deux fois plus «tassée» qu'une DRAM conventionnelle: le rapport de capacité n'est plus que d'un à cinq en faveur du CD-ROM !

Avec un grossissement deux fois plus important, (1000 x ramené aux oculaires) la photo 4 montre encore mieux la grande simplicité de la structure des DRAM : on croirait voir un banal circuit imprimé !

Mais il ne faut cependant pas perdre de vue que nous n'apercevons de la sorte que la couche superficielle (la dernière métallisation) de la puce, et que la structure utile s'étend en profondeur.

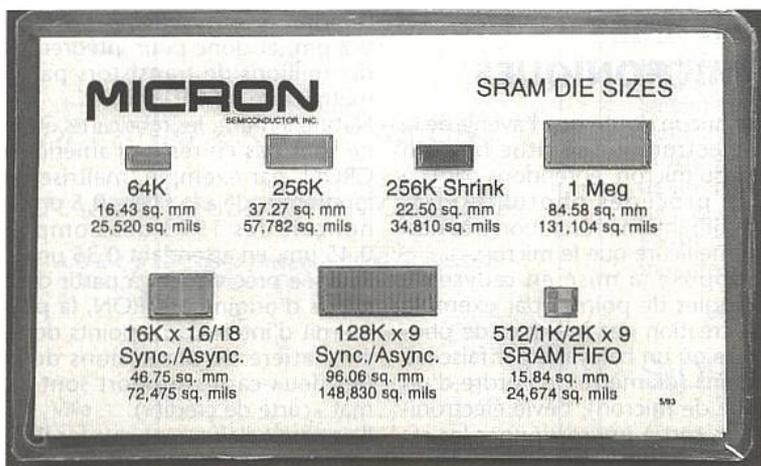
La figure 2 détaille ainsi la coupe d'un transistor MOS tel qu'on en rencontre dans toutes les mémoires modernes, tandis que la photo 5 représente un «échantillon» de deux transistors du même type, déniché dans un coin d'une puce. Les fabricants prévoient en effet souvent de tels spécimens qui, munis de grands plots métalliques, peuvent être soumis à des «tests sous pointes» indépendamment du reste de la puce.

Ils n'en reflètent cependant pas moins les principales caractéristiques de l'ensemble, puisqu'ils ont été fabriqués en même temps.

Ne quittons pas MICRON, et attaquons nous maintenant aux SRAM : prise avec exactement le même grossissement que la N°3 (440 x), la photo 6 est une vue en contraste interférentiel d'une zone de SRAM FIFO 2Kx9. La différence de densité est évidente, et ce d'autant plus qu'une FIFO est encore plus complexe qu'une SRAM simple.



■ Photo 1 : les deux cartes-support sont au format «carte de crédit».



LES MÉMOIRES MORTES

L'examen microscopique des mémoires mortes est particulièrement intéressant, car il permet dans bien des cas de voir directement les bits à un ou à zéro !

Que ce soit en technologie bipolaire (figure 1b) ou MOS (figure 1e), la structure d'une cellule de ROM est encore plus simple que celle des DRAM. Dans une ROM masquée, le niveau



Photo 2 : Compact-disc (CD-ROM).

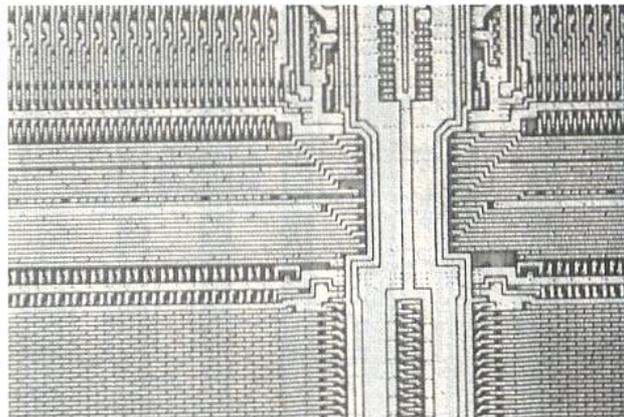


Photo 3 : DRAM Micron.

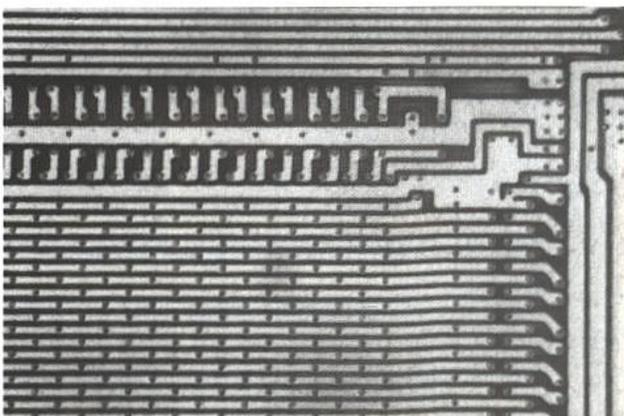


Photo 4 : DRAM Micron.

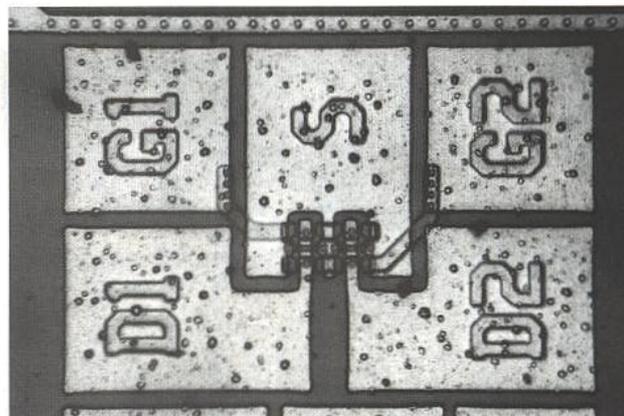


Photo 5 : TICPAL.

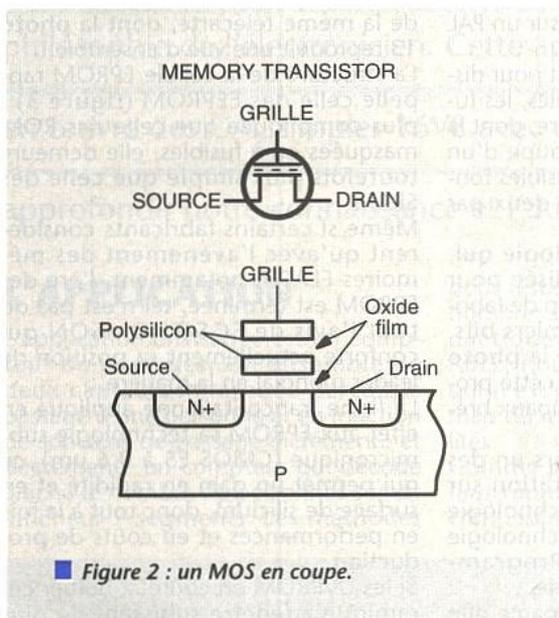


Figure 2 : un MOS en coupe.

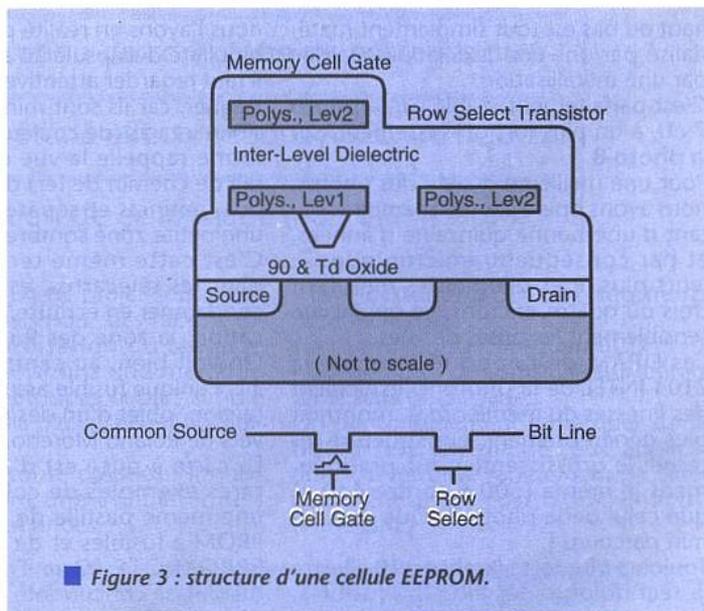


Figure 3 : structure d'une cellule EEPROM.

Photo 6 : SRAM FIFO Micron.

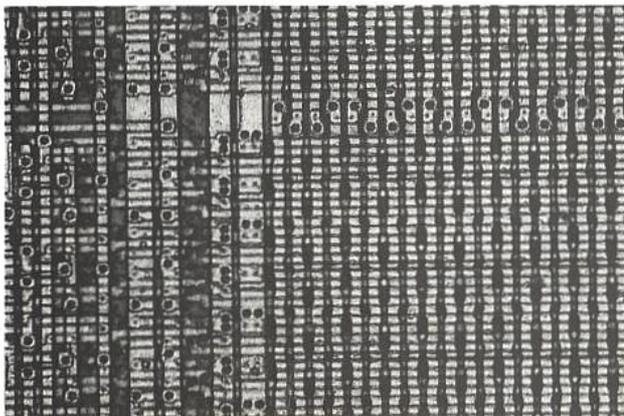
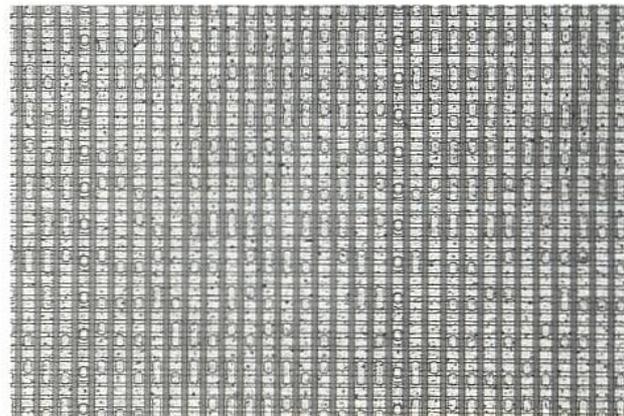
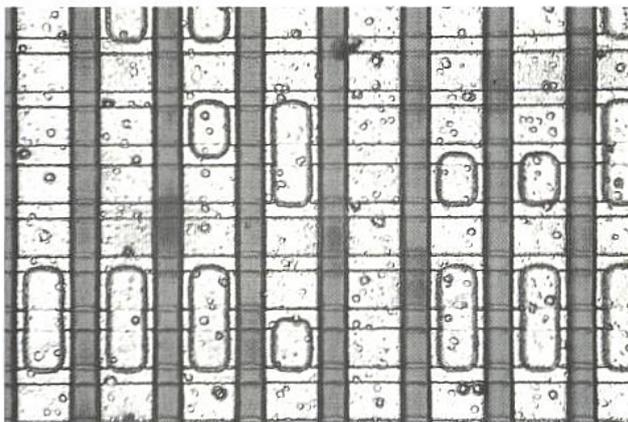
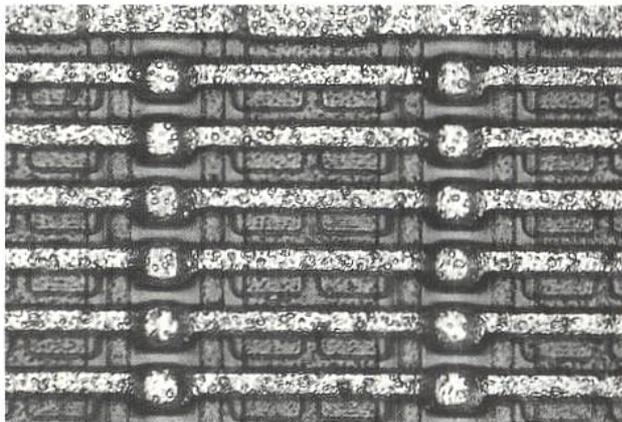


Photo 7 : ROM masquée.

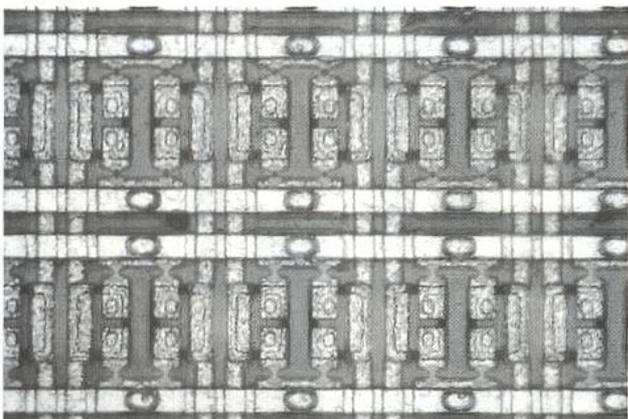




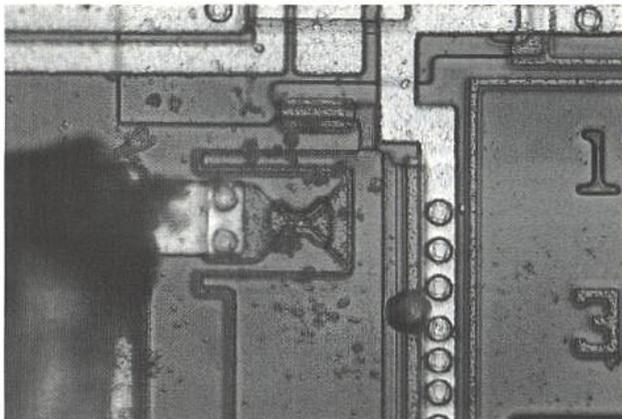
■ Photo 8 : ROM masquée.



■ Photo 9 : DRAM 2104.



■ Photo 10 : PAL à fusibles.



■ Photo 11

haut ou bas est tout simplement matérialisé par une connexion fixe réalisée par une métallisation.

C'est parfaitement visible sur la **photo 7** ou, à un plus fort grossissement, sur la **photo 8**.

Pour une meilleure qualité des photos, nous avons opéré sur des mémoires datant d'une bonne quinzaine d'années, et par conséquent «microniques» : leurs plus fines géométries mesurent trois ou quatre microns, ce qui facilite sensiblement les prises de vues.

Les DRAM de l'époque (comme la 2104 INTEL de la **photo 9**) exhibaient des finesses du même ordre, montrant plus généreusement leur structure interne: le grossissement est pratiquement le même (500 x contre 440 x) que celui de la photo 3. Que de chemin parcouru !

Toujours plus fort : la **photo 10** illustre la technologie des PROM à fusibles, bien que pour des raisons de visibilité

nous l'ayons en réalité prise sur un PAL bipolaire décapsulé à l'acide.

Il faut regarder attentivement pour distinguer, car ils sont minuscules, les fusibles intacts (de couleur claire, dont la forme rappelle la vue en coupe d'un rail de chemin de fer) des fusibles fondus, amincis et séparés en deux par une petite zone sombre.

C'est cette même technologie qui, dans les télécartes, est utilisée pour condamner en écriture, en fin de fabrication, la zone des 96 premiers bits. On voit bien, au centre de la **photo 11**, l'unique fusible assurant cette protection, objet d'un des principaux brevets de Roland Moreno.

La carte à puce est d'ailleurs un des rares exemples de cohabitation sur une même pastille de la technologie PROM à fusibles et de la technologie EPROM OTP (One Time Programmable), sa concurrente directe.

Pourquoi, tout simplement parce que même encapsulée dans une résine opaque, une EPROM pourrait éventuellement être effacée par exposition à des rayonnements ionisants. Claqué, le fusible lui restera claqué, interdisant toute réécriture de la zone sensible effacée avec le reste.

La **photo 12** montre justement, au centre, la partie EPROM

de la même télécarte, dont la **photo 13** reproduit une vue d'ensemble.

La structure de la cellule EPROM rappelle celle des EEPROM (**figure 3**) : plus compliquée que celle des ROM masquées ou à fusibles, elle demeure toutefois plus simple que celle des SRAM.

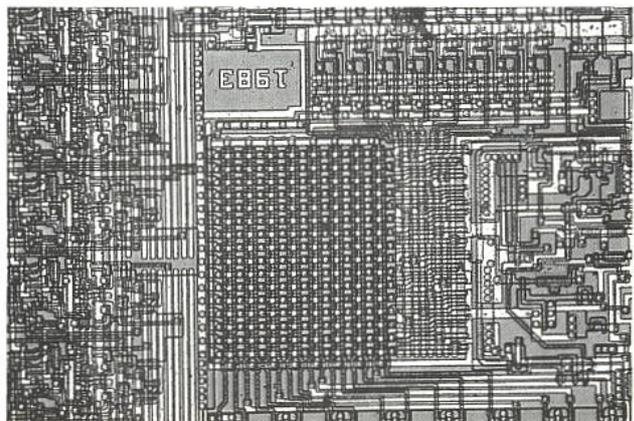
Même si certains fabricants considèrent qu'avec l'avènement des mémoires FLASH, notamment, l'ère des EPROM est terminée, tel n'est pas du tout l'avis de SGS-THOMSON qui conforte actuellement sa position de leader mondial en la matière.

La firme franco-italienne applique en effet aux EPROM sa technologie submicronique (CMOS E5 à 0,6 µm), ce qui permet un gain en rapidité et en surface de silicium, donc tout à la fois en performances et en coûts de production.

Si les UV PROM en coûteux boîtier céramique à fenêtre subissent de plus en plus la concurrence des mémoires FLASH, des EEPROM, et des RAM à pile, les EPROM «OTP» en boîtier plastique DIL ou CMS offrent toujours de nombreux avantages par rapport aux ROM masquées : pas de délais de mise en fabrication (couramment quatre à six semaines), pas de coûts initiaux, pas de quantités minimum, et un unique stock de composants vierges que l'on pourra programmer au fur et à mesure des besoins, en changeant de contenu aussi souvent qu'il le faudra.

Cela mérite qu'on s'y intéresse... de très près.

■ Photo 12 : zone EPROM télécarte.



COMPTEUR DE PASSAGES À GAL

Les composants

programmables

autorisent une

flexibilité et une

densité de fonctionnalités

surfacique supérieure aux composants

logiques traditionnels. Parmi ceux-ci, les microcontrôleurs

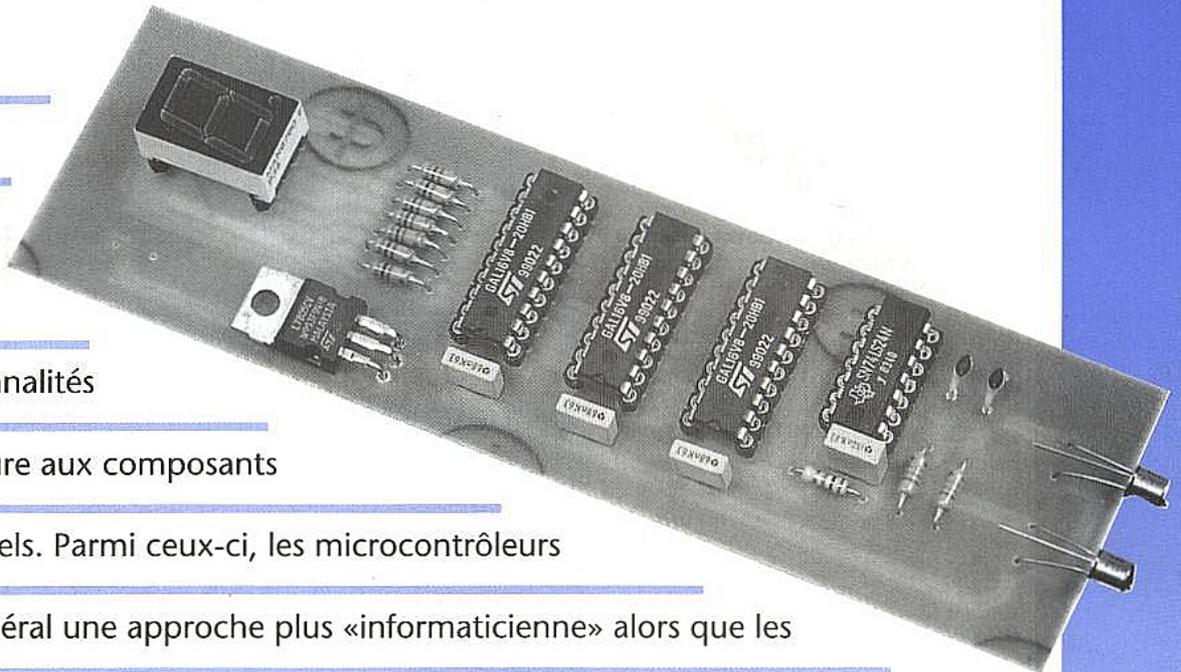
demandent en général une approche plus «informaticienne» alors que les

réseaux logiques programmables PAL, GAL, FPGA sont plus proches de la

philosophie de l'électronicien. Cette application de comptage de passages met

en œuvre des GAL simples 16V8 avec une étude effectuée sous ABEL, de façon à

approfondir notre connaissance et l'utilisation de ce langage (voir ERP n°567).



L'APPLICATION

L'application envisagée est un compteur de passages. Un ensemble de deux capteurs infrarouge perçoit le passage d'une personne et en fonction de son sens de passage incrémente et décrémente un compteur qui décodé affiche le nombre de personnes sur un afficheur 7 segments. Les méthodes

pour résoudre un tel projet sont assez nombreuses mais pour des raisons didactiques d'utilisation du langage ABEL, nous choisirons une méthode qui n'est peut-être pas la plus simple mais du moins la plus riche en possibilités.

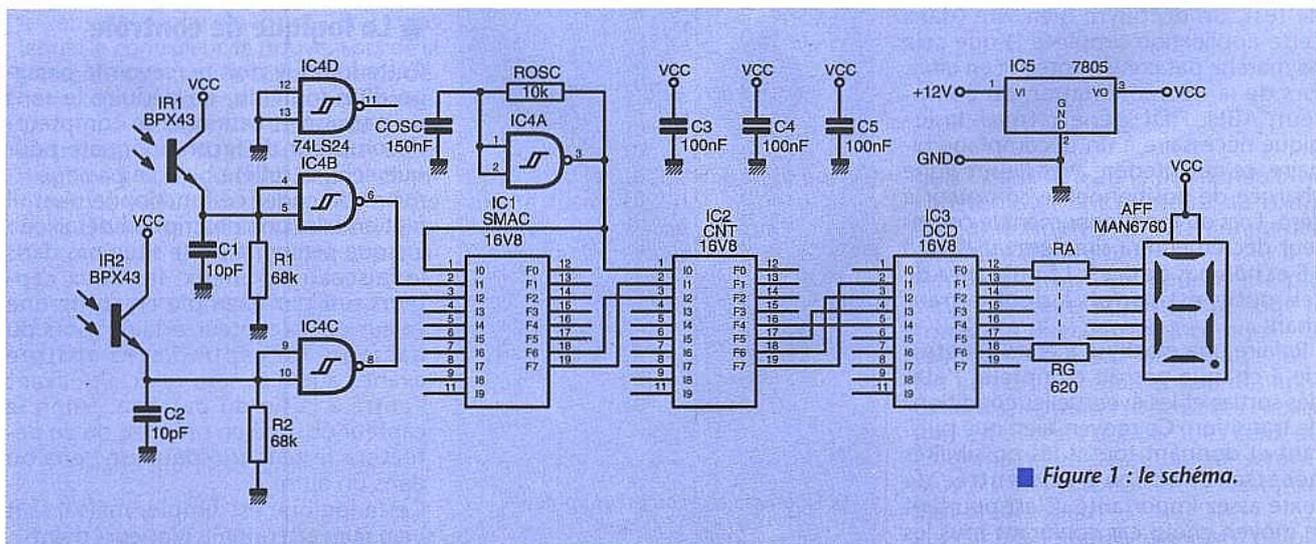
Comme pour toute création, il nous faut rapidement une évaluation des composants demandés :

- un décodeur BCD -> 7 segments pour l'affichage

- un compteur-décompteur BCD

- une logique de contrôle pour détecter le sens de passage.

On peut rapidement remarquer sur la figure 1, le schéma de cette application. On retrouve rapidement les différents éléments constitués chacun d'une GAL.



■ Figure 1 : le schéma.

Si on ne prend en compte qu'un type de configuration pour compter ou décompter le passage, on s'expose à des cas problématiques. En considérant les sorties des capteurs tels que (0,1), cela peut être quelqu'un qui commence à rentrer ou qui finit de sortir.

D'une autre façon, en considérant les séquences suivantes, divers cas particuliers peuvent se présenter :

1^{er} cas (1,1); 2^e cas (1,1);
 (0,1); (0,1);
 (0,0); (1,1);
 (0,1);
 (1,1);

Dans le premier cas, une personne a complètement traversé la barrière de faisceaux, s'est arrêté en plein milieu en obstruant les deux capteurs et ensuite a fait demi-tour.

Dans le deuxième cas, une personne est entrée dans le faisceau du premier capteur et avant d'avoir obstrué le deuxième faisceau a fait demi-tour.

Ceux qui ont une certaine habitude des machines à états auront vu qu'un cas particulier n'a pas été pris en compte. En effet la séquence

(1,1);
 (0,0);

supposerait que quelqu'un traverse les faisceaux en même temps ce qui supposerait soit qu'il tombe, soit qu'il monte du sol ! On peut penser aussi que cela arrive lorsque deux personnes traversent exactement en même temps le faisceau en sens contraire mais là on cherche la petite bête !

Ce cas tout de même serait bien géré, car la partie dans laquelle il se relèverait serait bien comptabilisée. En effet, nous ne déclencherons le comptage ou le décomptage que dans des cas bien précis que nous allons décrire dans l'encadré ci-dessous.

Une fois cette logique établie, il faut l'intégrer dans un composant physique. Pour ce fonctionnement, une machine à états est le type le plus adapté.

On dispose en entrée des deux signaux provenant des capteurs. Pour notre machine à états, on va utiliser un registre pour indiquer le sens de déplacement initial, et il va nous servir ensuite pour spécifier le comptage ou le décomptage au compteur. Ensuite 2 registres servent de mémoire aux signaux d'entrée, et servent ainsi à déterminer le sens de déplacement et l'état dans lequel le contrôleur se trouve. Lors de la phase de commande du compteur/décompteur, on fournit un signal Enable. Or celui-ci ne peut être une sortie de registre, car lors du déroulement de la machine à états du contrôleur, il changerait de valeur exactement au même front d'horloge que lors de l'activation du compteur. On utilise donc une pos-

```

module compteur
title 'compteur decimal Up/Down'

Clk,UD,Ena,Clr    pin 1,2,3,4;
Q3,Q2,Q1,Q0      pin 16,17,18,19 istype 'reg';

Ck,X,Z,P          = .C., .X., .Z., .P.;
    
```

```

equations
[Q3,Q2,Q1,Q0].c = Clk;
    
```

```

state_diagram [Q3,Q2,Q1,Q0]
    
```

```

State 0:  IF !Clr THEN
           IF Ena THEN
             IF UD THEN
               1
             ELSE
               9
           ELSE
             0;
    
```

```

State 1:  IF !Clr THEN
           IF Ena THEN
             IF UD THEN
               2
             ELSE
               0
           ELSE
             1
           ELSE
             0;
    
```

```

State 2:  IF !Clr THEN
           IF Ena THEN
             IF UD THEN
               3
             ELSE
               1
           ELSE
             2
           ELSE
             0;
    
```

```

State 3:  IF !Clr THEN
           IF Ena THEN
             IF UD THEN
               4
             ELSE
               2
           ELSE
             3
           ELSE
             0;
    
```

```

State 4:  IF !Clr THEN
           IF Ena THEN
             IF UD THEN
               5
             ELSE
               3
           ELSE
             4
           ELSE
             0;
    
```

```

State 5:  IF !Clr THEN
           IF Ena THEN
             IF UD THEN
               6
             ELSE
               4
           ELSE
             5
           ELSE
             0;
    
```

```

State 6:  IF !Clr THEN
           IF Ena THEN
             IF UD THEN
               7
             ELSE
               5
           ELSE
             6
           ELSE
             0;
    
```

```

State 7:  IF !Clr THEN
           IF Ena THEN
             IF UD THEN
               8
             ELSE
               6
           ELSE
             7
           ELSE
             0;
    
```

```

State 8:  IF !Clr THEN
           IF Ena THEN
             IF UD THEN
               9
             ELSE
               7
           ELSE
             8
           ELSE
             0;
    
```

```

State 9:  IF !Clr THEN
           IF Ena THEN
             IF UD THEN
               0
             ELSE
               8
           ELSE
             9
           ELSE
             0;
    
```

«Ensure return from illegal state

```

State 10: GOTO 0;
State 11: GOTO 0;
State 12: GOTO 0;
State 13: GOTO 0;
State 14: GOTO 0;
State 15: GOTO 0;
    
```

end

■ Figure 5 : le compteur retenu.

sibilité du langage ABEL-HDL qui permet de spécifier des signaux asynchrones (ou plutôt combinatoires) à l'intérieur d'une machine à états. Ce si-

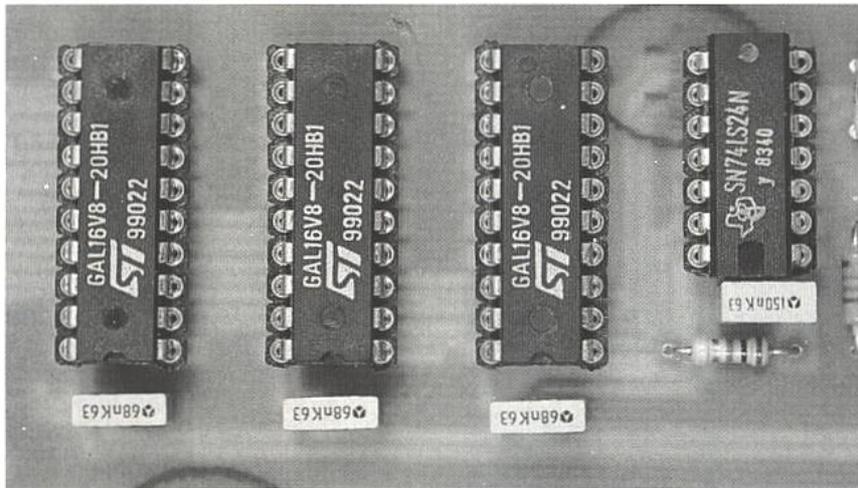
gnal Count sera donc positionné avant l'arrivée du front montant du compteur et permettra un fonctionnement optimum (figure 6).

Certains diront qu'il aurait été plus simple de relier la patte d'horloge du compteur directement à ce signal. On touche là tout une polémique sur le fait ou non de n'utiliser que des applications synchrones. Une petite explication est nécessaire pour tous ceux que ce domaine intéresse ou qui seront à plus ou moins long terme destinés à s'en préoccuper.

Les circuits logiques devenant de plus en plus complexes, les méthodes de

(1,1)	ou	(1,1)
on a une rentrée		on a une sortie
(1,0)		(0,1)
(0,0)		(0,0)
(0,1)		(1,0)
si rentrée incrémentation du compteur		si sortie décrémentation du compteur
(1,1)		(1,1)

■ Les conditions de comptage et décomptage.



■ Les trois GAL.

conception et de test ont impliqué des outils tels que des simulateurs, des compilateurs pour des composants de plus en plus intégrés comme des FPGAs. Malheureusement et comme tout n'est jamais parfait, il faut parfois procéder à des séances de test plus ou moins complexes et longues. Les fréquences utilisées réservent alors de nombreuses surprises sur le fonctionnement d'un montage à priori simple. Considérons simplement le montage de la figure 7 : il s'agit simplement d'un compteur binaire à 3 étages. Or il y a deux possibilités pour produire un tel montage, la figure 8 et la figure 9. Si on considère que le temps de propagation des circuits combinatoires (tcom) et des circuits à registre (treg) est le même pour les deux types de

module cntPas
title 'contrôleur du compteur de passage'

```
S0,S1 pin 17,16 istype 'reg';
UD pin 19 istype 'reg';
Count pin 18 istype 'com';
Clk,LedIn,LedOut pin 1,2,3;
```

```
Leds = [LedIn,LedOut];
Entre = [1,0];
Sort = [0,1];
Milieu = [1,1];
Personne = [0,0];
```

```
S = [UD,S1,S0];
WaitIn = 0;
In0 = 1;
In1 = 2;
In2 = 3;
WaitOut = 4;
Out0 = 5;
Out1 = 6;
Out2 = 7;
```

equations

S.c=Clk;

state_diagram S

STATE WaitIn:

CASE

```
Leds==Entre: In0 WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Sort: Out0 WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Personne: WaitIn WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Milieu: WaitIn WITH Count=0; ENDWITH;
```

ENDCASE

STATE In0:

CASE

```
Leds==Entre: In0 WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Sort: WaitIn WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Personne: WaitIn WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Milieu: In1 WITH Count=0; ENDWITH;
```

ENDCASE

STATE In1:

CASE

```
Leds==Entre: In0 WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Sort: In2 WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Personne: WaitIn WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Milieu: In1 WITH Count=0; ENDWITH;
```

ENDCASE

STATE In2:

CASE

```
Leds==Entre: WaitIn WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Sort: In2 WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Personne: WaitIn WITH Count=1; ENDWITH;
Leds==Milieu: In1 WITH Count=0; ENDWITH;
```

ENDCASE

STATE WaitOut:

CASE

```
Leds==Entre: In0 WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Sort: Out0 WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Personne: WaitOut WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Milieu: WaitOut WITH Count=0; ENDWITH;
```

ENDCASE

STATE Out0:

CASE

```
Leds==Entre: WaitOut WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Sort: Out0 WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Personne: WaitOut WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Milieu: Out1 WITH Count=0; ENDWITH;
```

ENDCASE

STATE Out1:

CASE

```
Leds==Entre: Out2 WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Sort: Out0 WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Personne: WaitOut WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Milieu: Out1 WITH Count=0; ENDWITH;
```

ENDCASE

STATE Out2:

CASE

```
Leds==Entre: Out2 WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Sort: WaitOut WITH Count=0; ENDWITH;
Leds==Personne: WaitOut WITH Count=1; ENDWITH;
Leds==Milieu: Out1 WITH Count=0; ENDWITH;
```

ENDCASE

test_vectors

```
( [Clk, LedIn, LedOut] -> [S, Count] )
[.c., 0, 0] -> [WaitIn, .x. ];
[.c., 0, 0] -> [WaitIn, .x. ];
[.c., 1, 0] -> [In0, .x. ];
[.c., 1, 1] -> [In1, .x. ];
[.c., 0, 1] -> [In2, .x. ];
[.c., 1, 1] -> [In1, .x. ];
[.c., 1, 0] -> [In0, .x. ];
[.c., 0, 0] -> [WaitIn, .x. ];
[.c., 1, 0] -> [In0, .x. ];
[.c., 1, 1] -> [In1, .x. ];
[.c., 0, 1] -> [In2, .x. ];
[.c., 0, 0] -> [WaitIn, .x. ];
[.c., 0, 0] -> [WaitIn, .x. ];
[.c., 0, 1] -> [Out0, .x. ];
[.c., 1, 1] -> [Out1, .x. ];
[.c., 1, 0] -> [Out2, .x. ];
[.c., 1, 1] -> [Out1, .x. ];
[.c., 0, 1] -> [Out0, .x. ];
[.c., 0, 0] -> [WaitOut, .x. ];
[.c., 0, 1] -> [Out0, .x. ];
[.c., 1, 1] -> [Out1, .x. ];
[.c., 1, 0] -> [Out2, .x. ];
[.c., 0, 0] -> [WaitOut, .x. ];
```

end

■ Figure 6 : contrôleur de passage.

réalisations, les deux circuits ont un comportement assez différent lorsque la fréquence s'élève.

Dans la figure 8, le compteur fonctionnera correctement tant que $t_{freq} > t_{com} + t_{reg}$, tandis que le circuit de la figure 9 ne fonctionnera que si $t_{freq} > (t_{com} + t_{reg}) \times \text{nombre d'étages}$ car le temps de propagation entre les différents étages sera suffisamment long pour que le premier registre change alors que le dernier registre du précédent comptage ne se soit pas encore positionné.

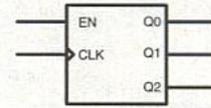
Cet exemple est certes trivial, mais il le devient beaucoup moins dès que le nombre de composants augmente un tant soit peu et il faut alors étudier très sérieusement les différents signaux d'arrivée et de sortie de ces portions asynchrones. Tous les chemins doivent être pris en compte, ce qui devient vite assez décourageant vu la somme de travail demandé.

Les machines à états synchrones sont elles beaucoup plus faciles à simuler et à certifier. Tant qu'on est sous la fréquence limite du moins bon composant, le montage a de bonnes chances

de fonctionner. Ce type de montages comme nous l'avons utilisé ici, bien que demandant parfois plus de composants est le plus sûr moyen de réussir du premier coup son application. Le produit de DATA-IO est aussi livré avec un simulateur, qui nous permet de vérifier rapidement le bon fonctionnement de notre contrôleur.

LE CIRCUIT D'INTERFACE INFRAROUGE

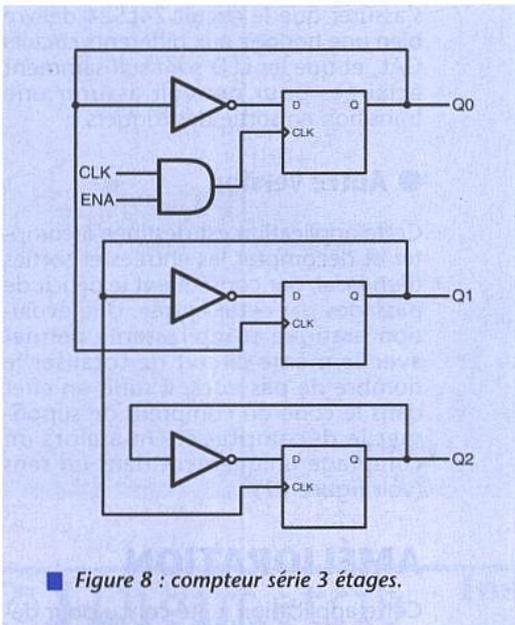
Notre application utilise un ensemble de deux faisceaux infrarouges pour détecter le passage d'une personne. L'émetteur infrarouge est simplement constitué d'une diode infrarouge. Les récepteurs sont quant à eux constitués de phototransistors. Un étage d'adaptation à l'aide d'une porte trigger de schmitt permet de mettre en forme ces divers signaux et de les adapter à un niveau logique. Une porte trigger est elle-même utilisée pour fournir l'horloge aux différents GALs.



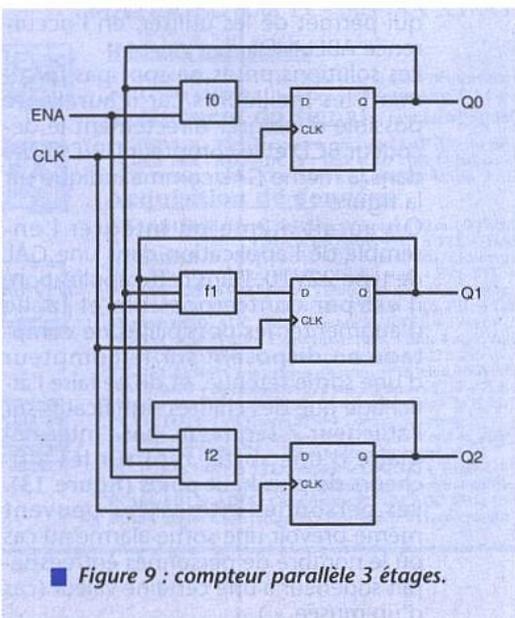
■ Figure 7 : compteur binaire 3 étages.

LA RÉALISATION

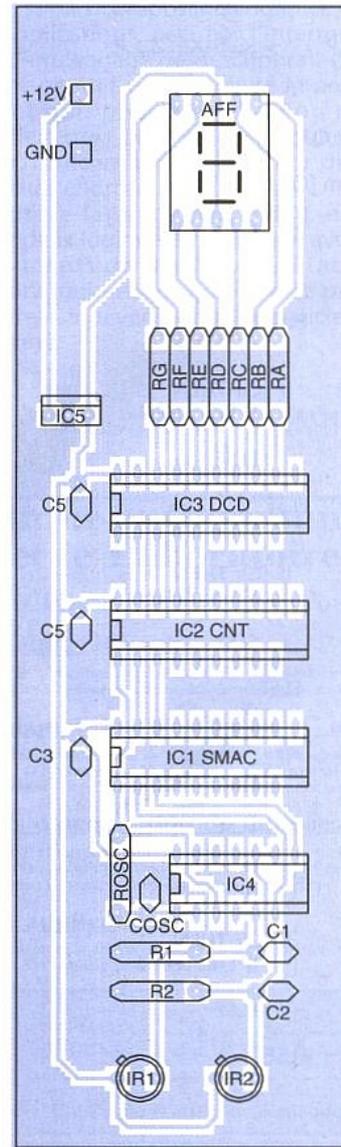
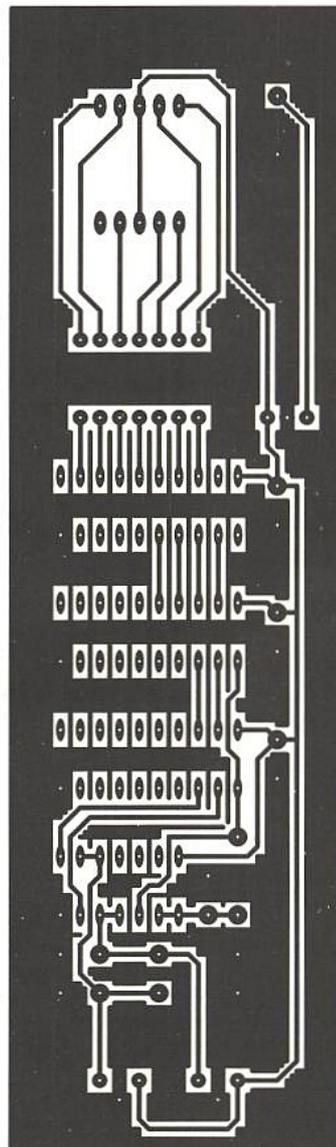
Sur la figure 10, vous disposez du tracé du circuit imprimé de ce compteur de passages. Il est sur une seule face et bénéficie de la programmabilité des composants utilisés : on peut faire des connexions toutes droites, ce qui est un plaisir toujours apprécié par l'électronicien. Le routage se fait directement à l'intérieur de la GAL par la déclaration des pattes d'entrées-sorties. Les fichiers de programmation JEDEC sont disponibles sur le serveur.



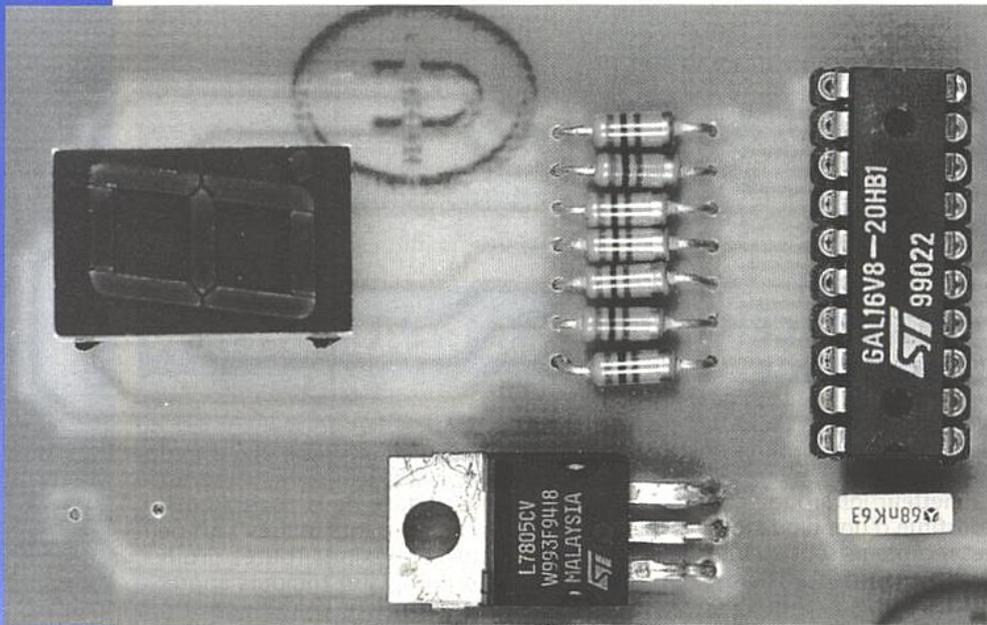
■ Figure 8 : compteur série 3 étages.



■ Figure 9 : compteur parallèle 3 étages.



■ Figure 10 : circuit imprimé et implantation du compteur de passages.



NOMENCLATURE

Résistances :
 RA, RF : 620 Ω
 ROSC : 10 kΩ
 R1, R2 : 68 kΩ

Condensateurs :
 COSC : 150 nF
 C1, C2 : 10 pf
 C3, C4, C5 : 100 nF

Circuits intégrés :
 IC1, IC2, IC3 : GAL 16V8
 IC4 : 74LS24
 IC5 : 7805
 IR1, IR2 : BPX43
 Afficheur : MAN6760 ou équivalent

module compteur
 title 'compteur decimal Up'

Clk,Ena,Clr pin 1,3,4;
 Q3,Q2,Q1,Q0 pin 16,17,18,19 istype 'reg';
 Ck,X,Z,P = .C. , .X., .Z., .P.;

equations
 [Q3,Q2,Q1,Q0].c = Clk;

state_diagram [Q3,Q2,Q1,Q0]

```

State 0: IF !Clr THEN
    IF Ena THEN
        1
    ELSE
        0
ELSE
    0;

State 1: IF !Clr THEN
    IF Ena THEN
        2
    ELSE
        1
ELSE
    0;

State 2: IF !Clr THEN
    IF Ena THEN
        3
    ELSE
        2
ELSE
    0;

State 3: IF !Clr THEN
    IF Ena THEN
        4
    ELSE
        3
ELSE
    0;

State 4: IF !Clr THEN
    IF Ena THEN
        5
    ELSE
        4
ELSE
    0;
    
```

```

State 5: IF !Clr THEN
    IF Ena THEN
        6
    ELSE
        5
ELSE
    0;

State 6: IF !Clr THEN
    IF Ena THEN
        7
    ELSE
        6
ELSE
    0;

State 7: IF !Clr THEN
    IF Ena THEN
        8
    ELSE
        7
ELSE
    0;

State 8: IF !Clr THEN
    IF Ena THEN
        9
    ELSE
        8
ELSE
    0;

State 9: IF !Clr THEN
    IF Ena THEN
        0
    ELSE
        9
ELSE
    0;

«Ensure return from illegal state
State 10: GOTO 0;
State 11: GOTO 0;
State 12: GOTO 0;
State 13: GOTO 0;
State 14: GOTO 0;
State 15: GOTO 0;

end
    
```

● Le test

Le test est immédiat pourvu que les connexions soient correctes. On peut s'assurer que le circuit 74LS24 délivre bien une horloge aux différents circuits GAL, et que les LED sont suffisamment éclairées pour pouvoir assurer une transition en sortie des triggers.

● Autre version

Cette application est destinée à compter et décompter les entrées et sorties d'un local, par conséquent le déficit de passages par cette entrée. Une évolution pratique et intéressante permet avec le même circuit de totaliser le nombre de passages. Il suffit en effet dans le code du compteur de supprimer le décomptage. On a alors un comptage uniquement dans un sens (voir figure 11).

AMÉLIORATION

Cette application a été conçu pour démontrer les possibilités des circuits programmables et surtout de l'outil qui permet de les utiliser, en l'occurrence ABEL-HDL.

Les solutions prises ne sont pas forcément les meilleures car il aurait été possible d'intégrer directement le décodeur BCD et le compteur UP/DOWN dans la même GAL comme indiqué sur la figure 12.

On aurait même pu intégrer l'ensemble de l'application dans une GAL de type 22V10. Dans cette application, il est par contre possible et facile d'augmenter les possibilités de comptage en disposant sur le compteur d'une sortie retenue, et de ne faire l'affichage que des chiffres significatifs sur l'afficheur 7 segments par l'intermédiaire d'une sortie zéro sur les afficheurs de plus haut poids (figure 13). Les personnes intéressées peuvent même prévoir une sortie alarme au cas où le nombre de personnes entrées serait supérieur à une certaine valeur (cas d'un musée ...).

■ Figure 11 : compteur totalisateur.

```

module cnt7seg
title 'compteur up/down 7 segments'
a,b,c,d,e,f,g pin
19,18,17,16,15,14,13 istype 'reg';
clk,ena,ud pin 1,3,2;

```

```

S = [a,b,c,d,e,f,g];

S0 = [0,0,0,0,0,0,0];
S1 = [0,0,1,0,1,0,0];
S2 = [0,0,0,0,0,1,0];
S3 = [0,0,0,1,0,0,0];
S4 = [0,0,0,0,0,1,0];
S5 = [0,0,1,0,0,0,0];
S6 = [0,0,0,0,1,0,0];
S7 = [0,0,0,0,0,0,1];
S8 = [0,1,0,0,1,0,0];
S9 = [0,0,0,0,0,1,0];

```

```

equations
S.c=clk;

```

```

state_diagram S;

```

```

state S0:
IF ena THEN
IF ud THEN
S1
ELSE
S9;
ELSE
S0;
state S1:
IF ena THEN
IF ud THEN
S2
ELSE
S0;
ELSE
S1;
state S2:
IF ena THEN
IF ud THEN
S3
ELSE
S1;
ELSE
S2;
state S3:
IF ena THEN
IF ud THEN
S4
ELSE
S2;
ELSE
S3;

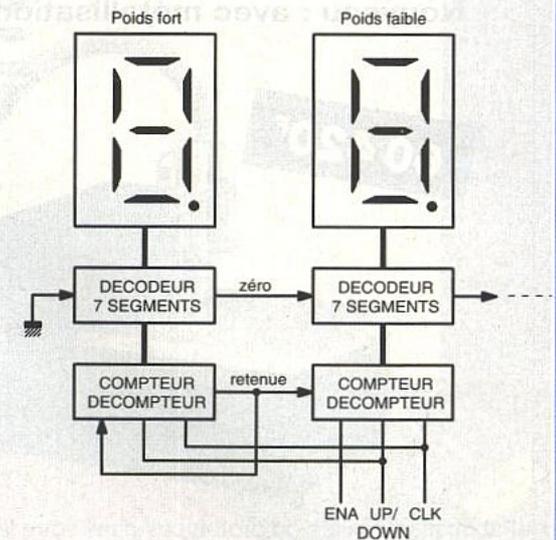
```

```

state S4:
IF ena THEN
IF ud THEN
S5
ELSE
S3;
ELSE
S4;
state S5:
IF ena THEN
IF ud THEN
S6
ELSE
S4;
ELSE
S5;
state S6:
IF ena THEN
IF ud THEN
S7
ELSE
S5;
ELSE
S6;
state S7:
IF ena THEN
IF ud THEN
S8
ELSE
S6;
ELSE
S7;
state S8:
IF ena THEN
IF ud THEN
S9
ELSE
S7;
ELSE
S8;
state S9:
IF ena THEN
IF ud THEN
S0
ELSE
S8;
ELSE
S9;
end

```

■ Figure 12 : compteur-décompteur 7 segments.



■ Figure 13 : évolution à n chiffres.

CONCLUSION

L'application présentée ici se veut essentiellement didactique. Nous avons abordé les problèmes posés par un ensemble sur les composants logiques et leurs applications, ceci par l'intermédiaire d'un langage de description. Ce concept permet une flexibilité importante et qui, pour autant qu'on se donne le temps de le maîtriser, donne à l'électronicien même amateur des possibilités énormes.

De plus, le langage ABEL-HDL est proche de la logique électronique avec ses concepts de machines à états, équations logiques, ce qui ne force pas l'utilisateur à devenir un informaticien chevronné.

P. DE CARVALHO



Digimétrie

Instrumentation Informatique et Communication pour l'Industrie et le Laboratoire

MATERIEL pour PC- bus ISA XT/AT et PC/104

Réseaux industriels

- AT-FullFIP2 : Interface pour réseau FIP (nouvelle version fullfip2-64 MHz).
- PC-ACOM 485/ISO : Interface pour liaison série 485 avec isolation en option.

Traitement du signal (basé sur leDSP 56001 de Motorola)

- PC-DSP 56K : Carte processeur de signal DSP (Digital Signal Processing).
- PC-ADC 12B 16V 4G : ADC 12Bits, 16Voies, 4Gains prog. + E / S TTL + Timer
- PC-DSP 56K - ISO / ST : DSP + Port isolé RS 485 ou 2 AD/DA 16bits-100KHz + MIDI

Acquisition de données

- AT-LAB12B/R/D : ADC 12Bits, 16Voies, 100 ou (R) 800K échantillons /s.Gains , DMA et IRQ prog. + E / S TTL + Timer + (D) 2 voies DAC.
- AT-LAB16B/D : ADC 16Bits, 100K échantillons /s. Identique à AT-LAB12B.
- PC-LAB : ADC 12Bits, 16Voies, 4Gains prog. + E / S TTL + Timer + 2 DAC.
- PC-ADC 12B 16V 4G : ADC 12Bits, 16Voies, 4Gains prog. + E / S TTL + Timer
- PC-ADC 12B 8V /D : ADC 12Bits 8Voies+E / S TTL + Timer + (D) 2 voies DAC.
- Micro-LAB/D : ADC 12Bits 8Voies+E / S TTL + Timer + (D) 1 voie DAC . bas coût.
- PC-DAC 12B 4V/2V : Convertisseur DA 12Bits 4 ou 2 Voies + E / S TTL + Timer.
- EX-MUX 32V/ISO : Carte externe d'extension 32 à 256 voies AD avec isolation en option.
- EX-RELAIS16 : Carte externe d'extension 16 relais 400Volts - 6Amp.
- PC-COMPT : 3 décompteurs 24 bits + 2 timers 8254 + Zone de wrapping.
- PC-ROPTO : 16 relais REED, 32 optocoupleurs + 24 E / S TTL + Timer.
- PC-OCTOTIM : 8 Timers 8254 + Zone de wrapping .
- PC-IOT : 96 E / S TTL bufferisées + Timer + Zone de wrapping.
- PC-PIT : 48 E / S TTL + Timer + Zone de wrapping.
- PC-TOR48 : 48 E/S TTL compatible OPTO22 + Timer.
- PC-TIM : 6 décompteurs 16 bits entièrement programmable (CLK,GATE,OUT).
- PC104-AD12/-AD16 : Carte format PC/104,ADC 12 ou 16Bits,100K échantillons /s.
- PC104 -IO48 : Carte format PC/104, 48 E/S TTL compatible opto 22.

LOGICIEL pour PC-DOS et Windows

Bibliothèques Réseau

- DigiTools - FIP : Configurateur de réseau FIP pour notre carte FIP
- DigiTools - JBus : Gestion de notre carte série sous protocole J-Bus

Bibliothèques d'acquisition en C ou Pascal

- DigiTools - DSP : Routines d' E / S et de traitement du signal pour nos cartes DSP
- DigiTools - I / O : Routines d' Entrée / Sortie pour nos cartes d' Entrée / Sortie
- DigiTools - Motor : Routines de contrôle d'axes pour notre carte PC-Motor

Logiciels d'acquisition de données

- DigiView - DSP : Filtrage et analyse spectrale pour nos cartes DSP
- DigiView - I / O : Acquisition de données pour nos cartes d' Entrée / Sortie
- DigiView - Icon : Générateur d'applications guidé par icônes

Paquets applicatifs

- Vocalix : Matériel et logiciel pour traitement vocal complet
- Neuronix : Expert Neuronale pour l'industrie

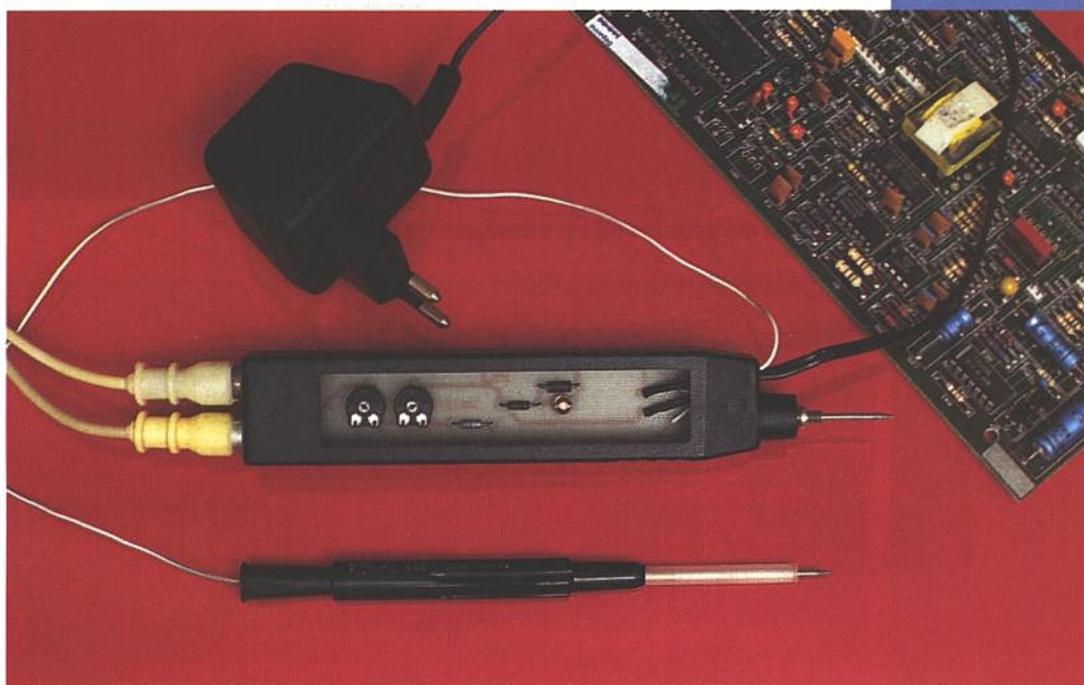


DIGIMETRIE
30, rue E. Renan
66000 Perpignan
- FRANCE - U.E -
Tél : (33) 68.66.54.48
Fax : (33) 68.50.27.85

Nom: _____
Société: _____
Adresse: _____
Catalogue gratuit sur demande
ERP 6/95
rdp-03/94

ANALYSEUR DE SIGNATURE COURANT-TENSION

Le dépannage sans schéma
des équipements
électroniques modernes
devient de plus en plus
difficile par les méthodes
conventionnelles, c'est à
dire par l'examen des
signaux présents dans les
circuits sous tension.



Paradoxalement, une approche beaucoup plus simpliste donne souvent de meilleurs résultats : la comparaison avec un oscilloscope X-Y de « signatures » courant-tension relevées entre les points stratégiques d'une carte défectueuse et ceux d'une carte-témoin en bon état. Exécuté hors tension et donc pratiquement sans risque, ce genre de test fait appel à un équipement excessivement simple dont nous allons décrire la réalisation.

UN BON VIEUX TRACEUR DE COURBES

On relève depuis toujours des courbes tension-courant pour caractériser ou tester les composants les plus divers : certains oscilloscopes sont même équipés d'origine d'un mode « traceur de courbes ».

Une habitude tenace veut que de telles mesures soient faites sur des composants reliés à rien d'autre qu'au traceur, tout comme une tradition bien établie veut qu'on dessoude toujours une résistance avant de la mesurer à l'ohmmètre. Et pourtant, il n'est pas forcément ridicule de procéder à de telles manœuvres sur des composants « en circuit » mais hors tension. Un exemple simple : quel que soit le

circuit dans lequel elle est montée, une résistance est forcément défectueuse si sa mesure à l'ohmmètre (hors tension tout de même !) donne un résultat supérieur à sa valeur nominale.

On ne peut certes rien conclure si la résistance mesurée est cette fois inférieure à la valeur nominale, encore qu'une comparaison avec le résultat obtenu sur une carte en bon état ne soit pas dénuée d'intérêt...

Et rien n'interdit de procéder à l'essai avec les deux polarités possibles de l'ohmmètre : les résultats sont bien souvent fort différents !

L'idée qui va être développée ici consiste à appliquer la même philosophie à des relevés de courbes courant-tension entre deux pointes de touche posées en des points stratégiques des cartes à dépanner.

Même si les figures de Lissajous ainsi affichées différeront presque toujours fortement de celles obtenues à partir de composants isolés, elles n'en seront pas moins caractéristiques du dipôle examiné et de son état. Cela quelle que soit sa constitution, qu'on peut d'ailleurs même se permettre d'ignorer, du moins dans un premier temps. A ce stade, en effet, on se contentera de comparer les figures obtenues avec une carte défectueuse et avec un témoin en bon état. Ce n'est qu'en cas de divergence qu'on devra affiner les investigations.

Bien entendu, l'opération devra de-

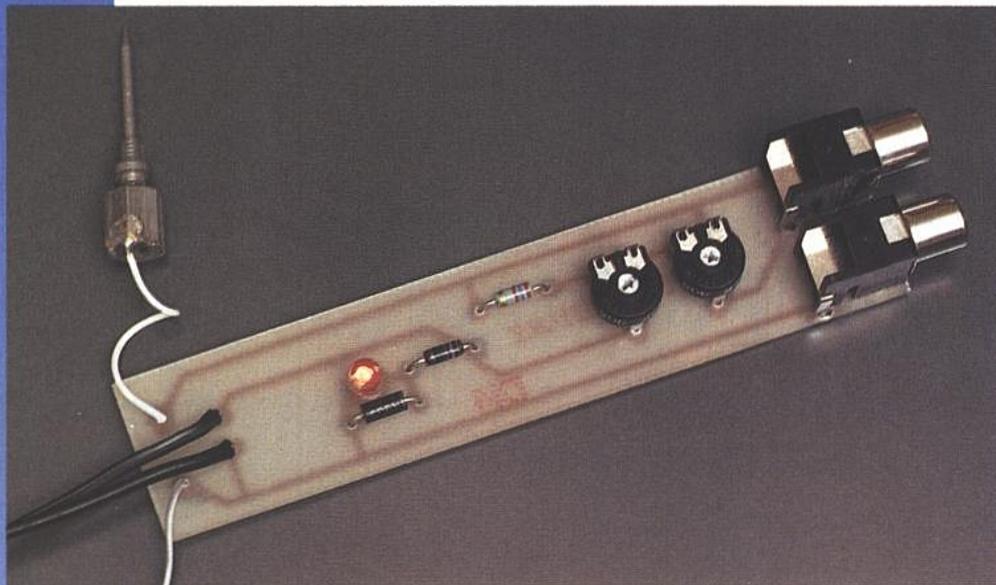
meurer sans danger pour les composants équipant les cartes qui y seront soumises : des limites raisonnables en courant comme en tension devront être fixées.

Avec une limitation du courant à une valeur inoffensive, on pourra se permettre d'appliquer des tensions supérieures aux valeurs limites absolues fixées par les fabricants de composants, et même des polarités inverses de la normale. Dans de telles conditions, ce genre de sollicitation arrive à mettre en évidence des défauts difficiles à détecter par des moyens plus orthodoxes.

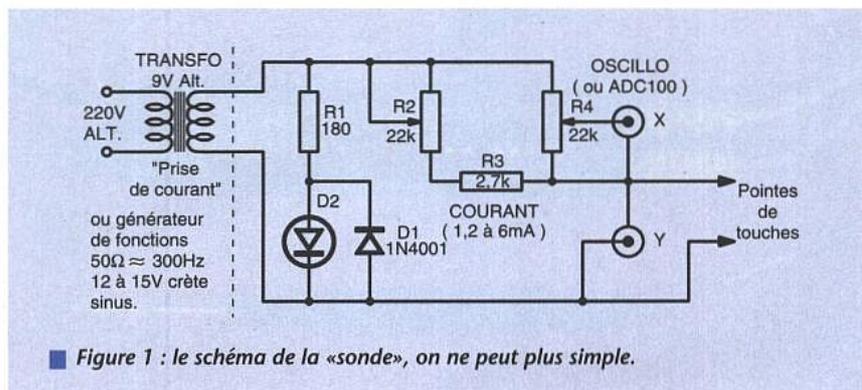
UN SCHÉMA TRÈS SIMPLE

Bien qu'extrêmement simple, le schéma de la **figure 1** n'en est pas moins le résultat de mûres réflexions et de multiples expériences.

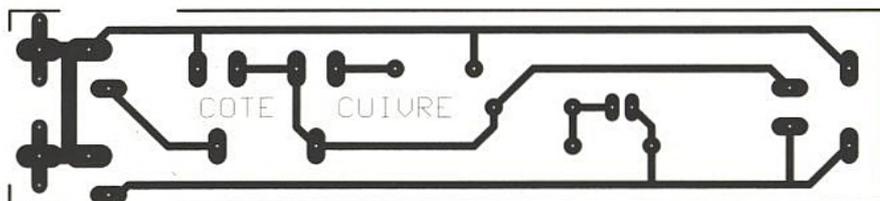
Son principe consiste à appliquer aux deux pointes de touche (et donc au dipôle à examiner) une tension sinusoïdale d'environ 24 à 30 volts crête à crête, mais en limitant le courant à une valeur réglable entre 1,2 et 6 mA. On excèdera donc souvent de beaucoup les tensions nominales de fonctionnement de bien des composants actifs (par exemple 5 volts), ce qui déclenchera en principe des phénomènes de « claquage ».



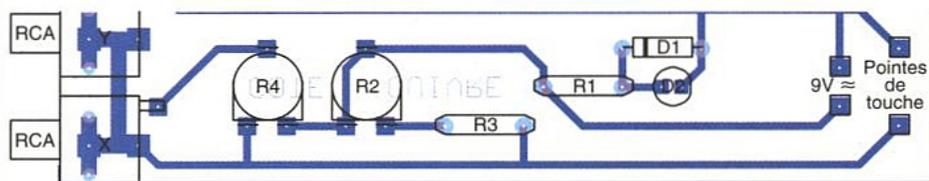
■ Un petit montage très utile et néanmoins fort simple.



■ Figure 1 : le schéma de la «sonde», on ne peut plus simple.



■ Figure 2



■ Figure 3

Claquage ne signifie cependant pas destruction, dans la mesure évidemment où le courant est convenablement limité (c'est le principe même de la diode zener !). Avec une limitation à 1,2 mA, les composants CMOS les plus fragiles supporteront vaillamment l'épreuve, mais on mettra notamment clairement en évidence le passage en conduction des diodes zener parasites qui relient leurs broches au substrat, autrement dit à la masse. Bien entendu, une broche électriquement endommagée réagira d'une façon différente : le claquage caractéristique ne se produira pas, par

exemple, en cas de coupure interne. Ce principe étant posé et accepté, il ne reste plus qu'à brancher un oscilloscope capable d'afficher une courbe courant-tension en mode X-Y. Compte tenu de la fréquence fort basse à laquelle se font les mesures, on pourrait d'ailleurs tout aussi bien utiliser un convertisseur analogique-numérique à deux voies, branché sur un compatible PC (par exemple un ADC100 de PICO TECHNOLOGY ou un HANDYSCOPE de TIE PIE ENGINEERING), solution apportant d'intéressantes possibilités d'archivage de signatures. La tension présente entre les deux

pointes de touche sera tout simplement dirigée sur l'entrée verticale (Y), tandis que celle qui se développe aux bornes de la résistance de limitation de courant rejoindra l'entrée horizontale (X) par l'intermédiaire d'un potentiomètre ajustable. Ce sera l'image du courant.

La raison de cette disposition est que sur les oscilloscopes monotrace (oui, on en rencontre encore !), l'entrée horizontale fait souvent un peu figure de parent pauvre : presque toujours non réglable en sensibilité et ne passant pas forcément le continu, elle nécessitera dans notre cas une possibilité d'ajustement externe.

La source de signal la plus simple possible est un petit transformateur «prise de courant» à secondaire 9 volts 50 hertz. A vide, la tension disponible dépasse presque toujours 10 volts, d'où la présence d'un voyant chargé de consommer le peu de courant qui suffit pour ramener celle-ci dans des limites plus raisonnables (10 V eff. est un maximum à ne pas dépasser).

Les heureux possesseurs d'un générateur de fonctions à sortie 50 Ω capable de délivrer une amplitude de 12 à 15 V crête en sinusoïdal auront tout intérêt à brancher cet instrument en lieu et place du transfo. Certains travaux, notamment japonais, montrent en effet qu'une fréquence d'environ 300 Hz est encore préférable à celle de 50 Hz.

RÉALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé de la figure 2 a été expressément dessiné en vue de son insertion dans un boîtier TEK0 spécial pour sondes (petit modèle).

Quelques retouches des trous disponibles seront nécessaires pour laisser passer les deux embases RCA sur lesquelles viendront se brancher les cordons allant vers l'oscilloscope (câbles RCA-BNC).

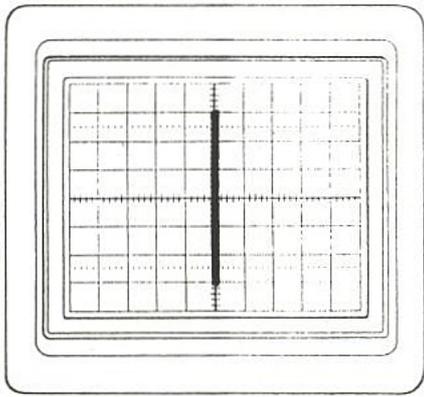
Le reste du câblage, à exécuter selon le plan de la figure 3, ne pose aucun problème. La pointe de touche du boîtier sera raccordée par un court fil souple soudé à son écrou-support, tandis que le fil de la seconde pointe de touche sortira, avec celui rejoignant le transformateur, par le trou prévu à cet effet en bout de sonde.

Il est possible de pratiquer des trous dans la plaquette amovible du couvercle, en regard des deux potentiomètres (PIHER PT10V) et de la diode LED, mais nous avons personnellement préféré le supprimer purement et simplement.

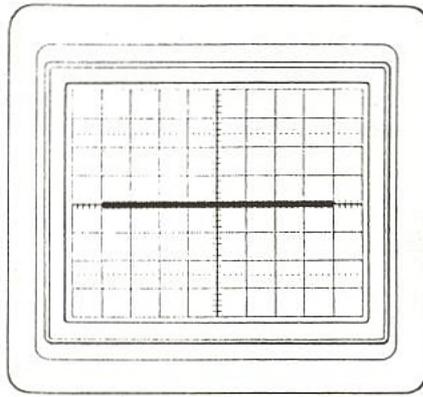
A condition d'ajuster avec précision la largeur du circuit imprimé, celui-ci rentre en effet à frottement dur dans la coquille inférieure du boîtier et ne nécessite pas d'autre maintien.

Il reste maintenant à régler le montage en fonction de l'oscilloscope sur lequel il va être branché.

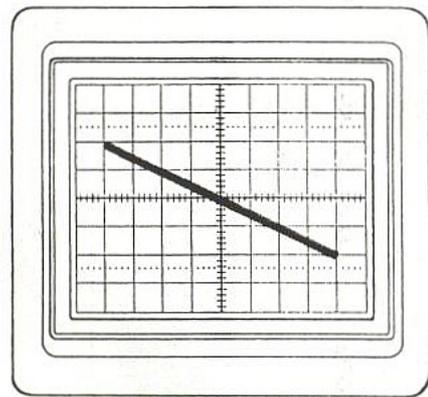
Dans un premier temps, le potentiomètre de limitation de courant sera



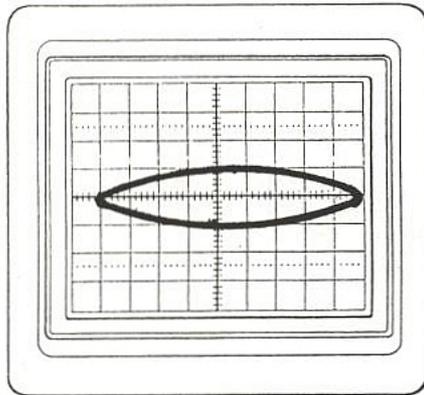
■ Figure 4 : circuit ouvert.



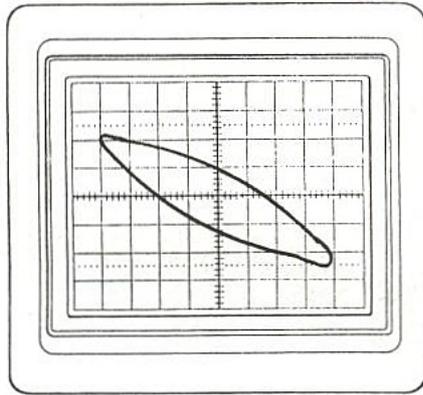
■ Figure 5 : court-circuit.



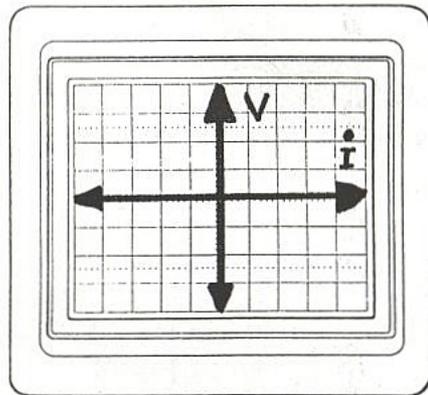
■ Figure 6 : résistance pure.



■ Figure 7 : condensateur ou forte self.



■ Figure 8 : réseau RC série.



■ Figure 9 : X → courant, Y → tension

turné à fond dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, ce qui correspond à peu près à 1,2 mA crête. Il sera prudent de le laisser dans cette position tant qu'on n'aura pas à opérer des contrôles nécessitant absolument un courant plus intense. En tout état de cause, on le ramènera toujours au minimum dès la fin de telles manipulations.

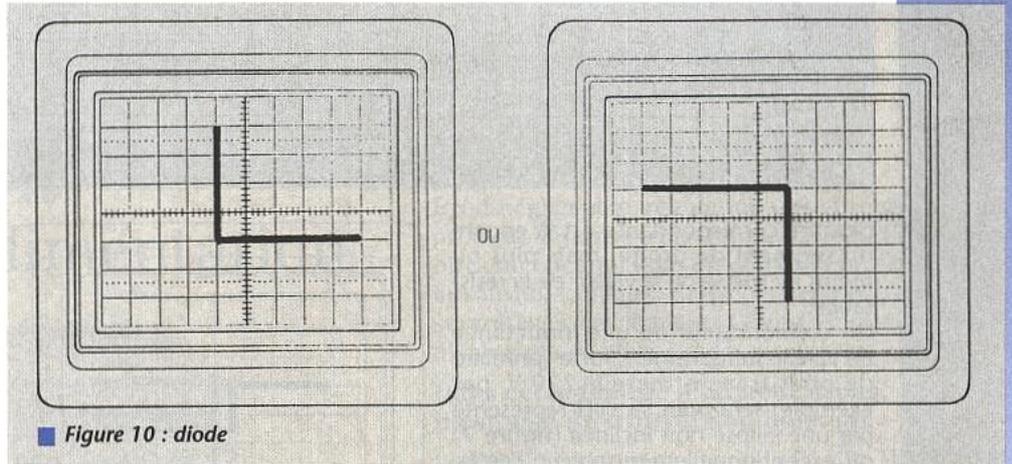
Les deux pointes de touche étant « en l'air » (transformateur sous tension), l'oscilloscope placé en mode X-Y doit afficher un trait vertical (figure 4). On réglera la voie Y de façon à ce que celui-ci ne déborde pas de l'écran et qu'il soit bien centré.

Bien entendu, la sensibilité pourra par la suite être augmentée à la demande, pour rendre plus lisibles certaines signatures trop « écrasées » verticalement. Les pointes de touche étant maintenant mises en court-circuit, c'est un trait horizontal qui doit apparaître (figure 5). On réglera sa longueur, au moyen du potentiomètre ajustable « gain X » de la sonde, à un peu moins que la largeur de l'écran, et son centrage avec la commande de cadrage horizontal de l'oscilloscope.

En principe, l'analyseur de signature est désormais prêt à l'emploi, mais on ne saurait trop conseiller de se familiariser avec ses réactions en présence de différents composants ou assemblages de composants avant de l'utiliser sur des cartes complexes.

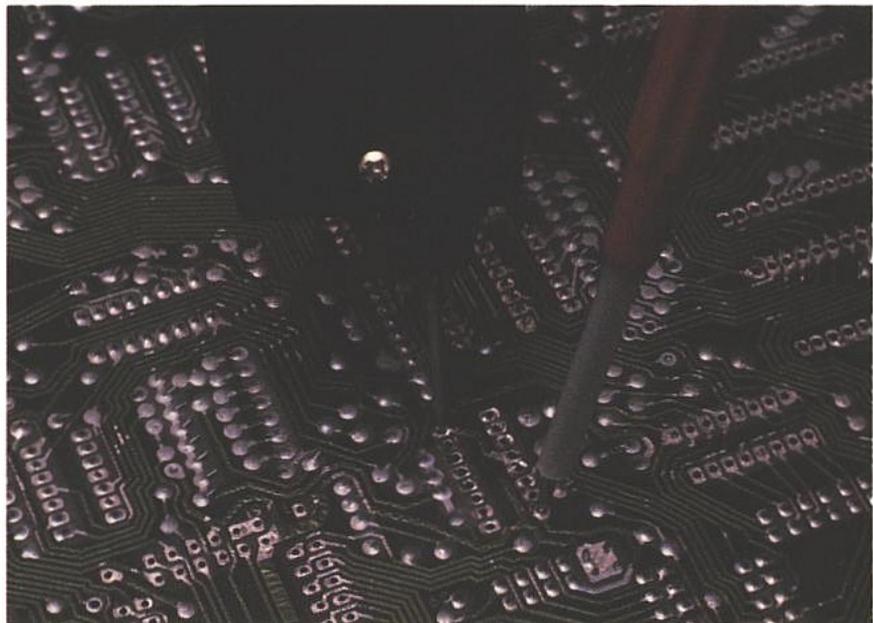
MISE EN ŒUVRE

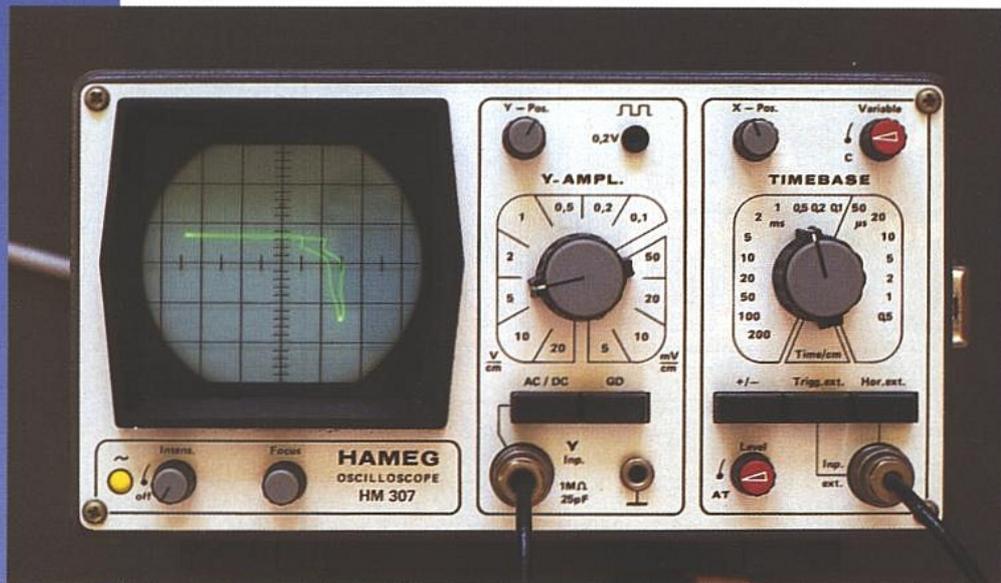
Mis à part le circuit ouvert et le court-circuit, le cas de figure le plus simple correspond à une résistance purement ohmique. La figure 6 montre que la si-



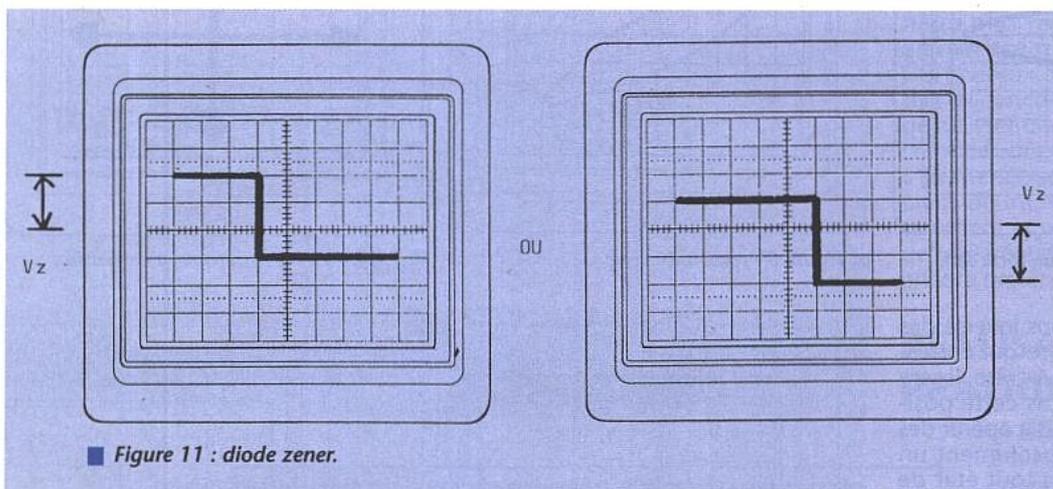
■ Figure 10 : diode

■ En utilisation sur une carte.





■ Caractéristique obtenue sur l'écran du scope.



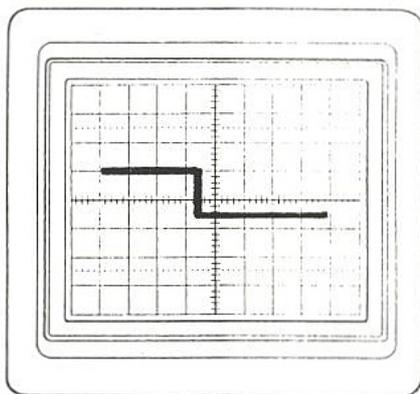
■ Figure 11 : diode zener.

gnature correspondante est là encore un segment de droite, mais plus ou moins incliné selon la valeur de la résistance.

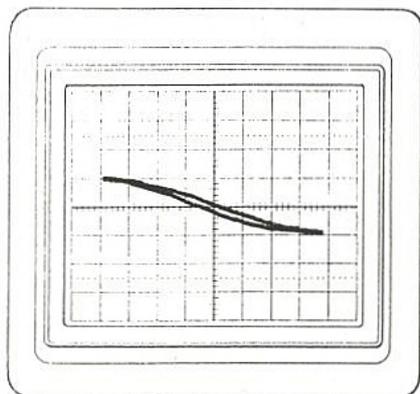
Un condensateur ou une inductance de valeur suffisamment forte (primaire de petit transformateur 220 V, par exemple) sera pour sa part représenté par une ellipse non inclinée (figure 7) ou exceptionnellement par un cercle. Cela bien sûr à cause du déphasage existant entre la tension et le courant. Toute inclinaison de l'ellipse (figure 8) trahirait la présence d'une résistance série non négligeable par rapport à la réactance : en fait, il y a combinaison des figures correspondant au condensateur et à la résistance.

C'est selon ce principe de combinaison que l'on obtiendra «sur le terrain» des figures de formes très diverses car mettant en évidence des associations parfois complexes de composants variés, actifs et passifs, sains ou défectueux. C'est à ce stade, et avant d'aborder les signatures caractéristiques des composants actifs, qu'il faut bien prendre conscience, si ce n'est déjà fait, que l'orientation des figures obtenues découle de l'affectation de l'axe horizontal au courant et de l'axe vertical à la tension (figure 9).

C'est exactement l'inverse de ce qui se fait en matière de courbes caractéristiques de composants, qui sont des graphes «courant fonction de la tension».



■ Figure 12 : entrée PAL bipolaire correcte.



■ Figure 13 : entrée PAL claquée.

Il y a deux raisons à ce choix délibéré :
- d'abord éviter les rapprochements trop instinctifs, souvent hasardeux, entre des courbes caractéristiques de composants usuels et des signatures en circuit dont la signification peut être fort différente ;

- ensuite exploiter au mieux les possibilités des oscilloscopes les plus simples sans compliquer inutilement le montage. Il est en effet plus judicieux de se servir de l'amplificateur Y, toujours étalonné, pour visualiser la tension réellement présente entre les pointes de touche plutôt qu'une image d'un courant réglable au gré de l'utilisateur et dont la valeur exacte, à vrai dire, n'est guère utile pour l'interprétation de la signature.

Cela étant posé, nous pouvons nous intéresser, avec la figure 10, au cas d'une diode simple (mettons une 1N4004) ou d'une jonction base-collecteur de transistor

bipolaire.

Contrairement aux résistances et condensateurs non polarisés, qui donnent la même signature quel que soit le sens de branchement des pointes de touche, une diode peut donner deux signatures orientées différemment selon sa polarité de raccordement.

Le cas de la diode zener ou d'une jonction base-émetteur (figure 11) est encore plus

intéressant, en raison du phénomène de claquage qui intervient en polarisation inverse. On peut d'ailleurs lire directement sur l'axe vertical la valeur de la tension dite «de zener» !

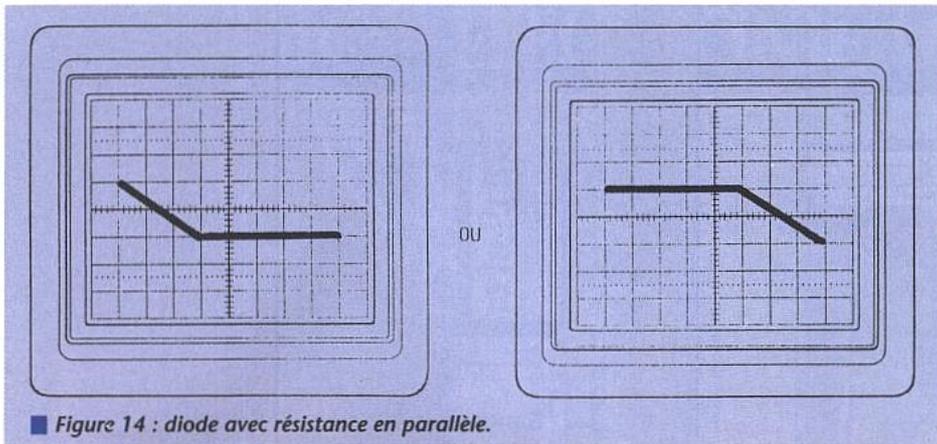
On retrouvera l'allure de cette signature au niveau de bien des broches de circuits intégrés, avec de nettes variations en cas de défauts internes. Témoins les signatures des figures 12 et 13, relevées par rapport à la masse sur deux entrées d'un PAL bipolaire (niveaux TTL) : l'une intacte, et l'autre endommagée par une surtension transitoire.

Et nous terminerons avec encore deux cas très représentatifs : une diode et une résistance en parallèle (figure 14) ou en série (figure 15).

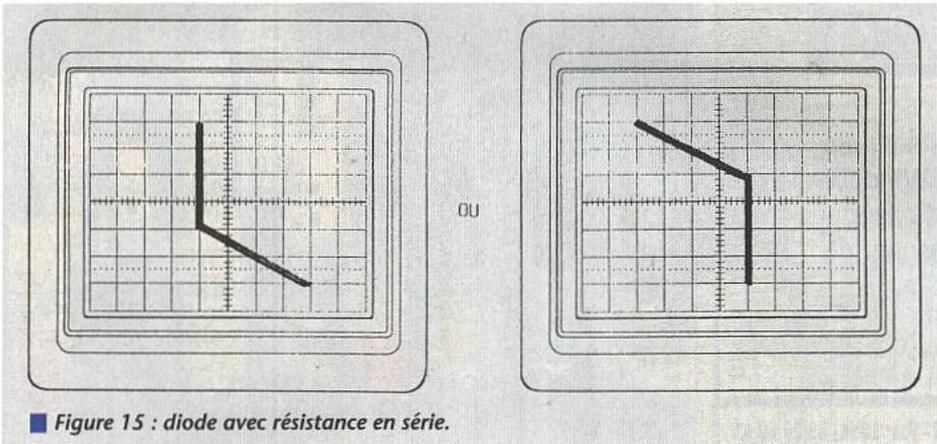
Dans la pratique, autrement dit sur des cartes réelles, il faut s'attendre à rencontrer fréquemment des composants réactives additionnelles, c'est à dire à obtenir des signatures plus ou moins dédoublées, ressemblant un peu à des cycles d'hystérésis.

Notre photo d'illustration montre par exemple une signature typique, relevée sur une carte en cours de dépannage. La plupart du temps, on reliera l'une des pointes de touche aux masses réunies de la carte à tester et de la carte témoin. Il suffira alors de sonder tour à tour les mêmes points des deux cartes avec l'autre pointe.

Mais il est également possible, si on doit souvent intervenir sur des cartes



■ Figure 14 : diode avec résistance en parallèle.



■ Figure 15 : diode avec résistance en série.

du même type, de se constituer une fois pour toutes un «dictionnaire» des signaux relevés aux points les plus caractéristiques.

Dans les deux cas, dès qu'une discordance apparaîtra, on pourra passer à des mesures de plus en plus localisées, en posant les deux pointes de touche partout où

cela semblera opportun, même sans référence à la masse. En général, on ne tardera pas à mettre ainsi la main sur le composant défectueux, peut-être même sur plusieurs, ou encore sur une coupure ou un court-circuit dans le circuit imprimé.

Et tout cela, sans schéma ni documentation technique d'aucune sorte !

Patrick GUEULLE

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1 : 180Ω
- R2 : 22 kΩ ajustable
- R3 : 2,7 kΩ
- R4 : 22 kΩ ajustable

Semi-conducteurs :

- D1 : 1N4001
- D2 : LED

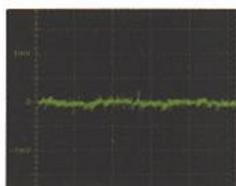
Divers :

- 1 transfo 220 V/9 V (ou générateur)
- 2 embases CINCH-RCA CI

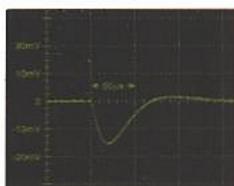
Votre budget va adorer cette alimentation.



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.

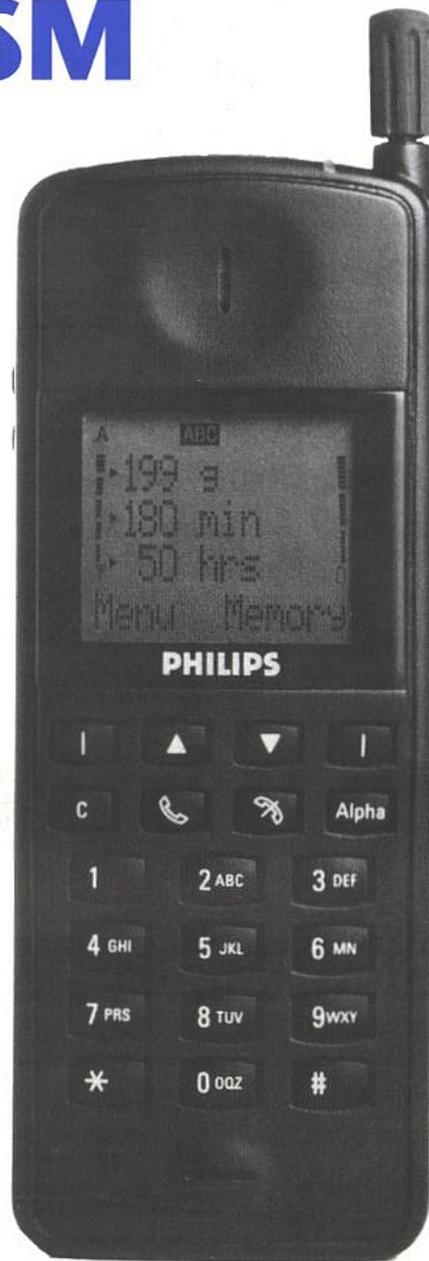
*Prix indicatif au 1.03.95.

Il est temps de passer à Hewlett-Packard.



LE RADIOTÉLÉPHONE NUMÉRIQUE GSM

Le radiotéléphone mobile a longtemps été un privilège réservé à une petite minorité dans notre pays, tant qu'il se limitait aux systèmes analogiques (RADIOCOM 2000 de France Télécom auquel est venu ensuite s'ajouter le NMT 450 de la SFR), en raison du prix élevé des terminaux, dû à des productions de petite série, et du coût assez dissuasif de leur utilisation, lié à la capacité insuffisante des réseaux. La mise en service 1992 par ces deux mêmes opérateurs du système numérique pan-Européen GSM («Groupe Spécial Mobile», puis «Global System for Mobiles»), a notablement changé cet état de fait en raison de l'augmentation considérable de la capacité des réseaux et de la réduction très importante du coût des terminaux due à une production visant un marché beaucoup plus important.



A l'origine, les premiers systèmes civils de radiotéléphone mobile ont été réservés aux services publics (police, pompiers), puis à certains professionnels (ambulances, taxis...). Les premières applications destinées aux particuliers ont vu le jour dans les plus grandes villes des Etats-Unis à la fin des années cinquante, puis dans certaines métropoles Européennes. A la différence des systèmes professionnels, ces systèmes ont toujours été de type «full duplex», ce qui signifie que les deux correspondants peuvent parler simultanément, comme dans le téléphone conventionnel : ceci implique une fréquence différente pour l'émission base vers mobile et mobile vers base. La couverture des premiers réseaux, qui opéraient en général en VHF aux alentours de 150 MHz, se limitait à une ville et à sa banlieue, et leur capacité était limitée à quelques centaines d'abonnés fortunés ou dont l'activité

justifiait ce besoin, en raison du coût du matériel et de son utilisation. Malgré ces obstacles, la demande a cru rapidement, aux Etats-Unis tout d'abord, amenant ces réseaux urbains à saturation.

Cet état de fait a conduit à accroître les bandes de fréquences allouées, et à repenser complètement la structure des réseaux pour assurer une couverture continue le long des grands axes reliant les villes entre elles. Ainsi est née la radiotéléphonie dite «cellulaire» dans les années 80.

LE CONCEPT DE RADIOTÉLÉPHONIE CELLULAIRE

Les premiers systèmes de radiotéléphonie civile assuraient leur couverture au moyen de stations puissantes dont

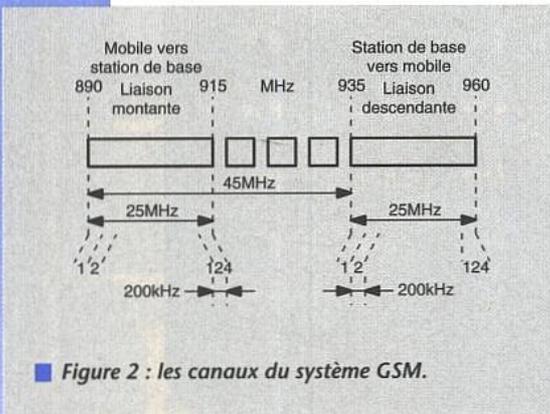
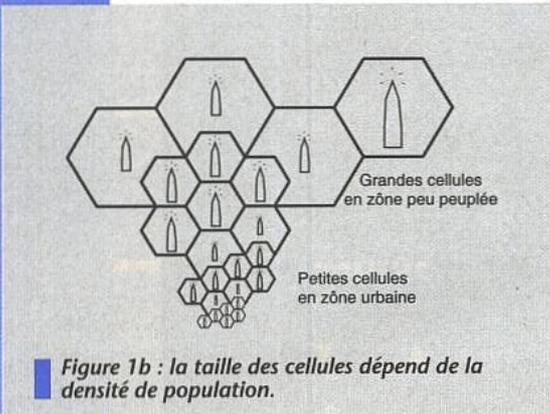
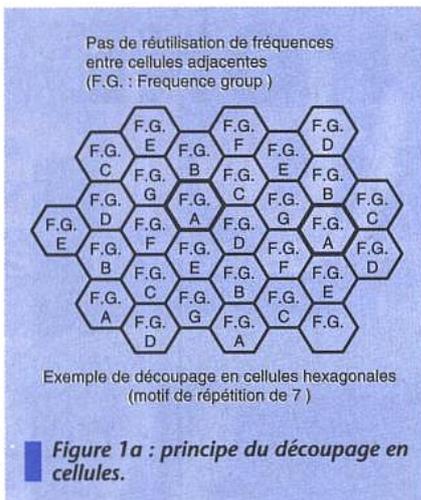
la position «stratégique» était choisie de manière à desservir une zone aussi vaste que possible.

Les zones d'ombre étaient couvertes au moyen de quelques relais moins puissants, mais le suivi du mobile d'une station à l'autre (appelé «handover»), n'était en général pas assuré.

Ce système a trouvé ses limites lorsque le nombre d'abonnés est devenu relativement important, car toutes les communications de la zone couverte transitaient par une seule station et le nombre de communications simultanées était donc limité au nombre de canaux.

L'idée est alors venue de découper la zone à couvrir en surfaces élémentaires contiguës ou «cellules», ce qui permet de réutiliser les mêmes canaux plusieurs fois à l'intérieur de la zone à couvrir dans des cellules non adjacentes (figure 1a).

On augmente ainsi considérablement la



capacité du réseau (nombre de communications simultanées) pour un nombre de canaux donné, grâce notamment à un découpage en cellules d'autant plus petites que la densité de communications est élevée (figure 1b). Les cellules sont généralement représentées sous forme d'hexagones réguliers, car c'est la figure géométrique la plus proche du cercle qui permette de réaliser le découpage d'une surface plane sans recouvrement. Dans la pratique, la forme des cellules ne correspond bien sûr jamais à ce cas idéal, d'une part parce qu'un certain recouvrement est toujours nécessaire, d'autre part en raison du relief et des obstacles divers.

Le revers de la médaille est qu'il faut installer un grand nombre de stations de base et assurer le suivi du mobile pour son transfert d'une cellule à l'autre («handover»), car ce qui était relativement acceptable avec une station couvrant une vaste zone ne l'est

absolument plus avec de petites cellules.

Ceci nécessite la localisation du mobile par le réseau, le contrôle de sa puissance d'émission selon sa position dans la cellule, et la surveillance du niveau de réception par le mobile des cellules adjacentes, afin de pouvoir déterminer quelle autre station de base devra le prendre en charge lorsque la qualité de la communication deviendra insuffisante.

Une voie de données bidirectionnelle entre station de base et mobile est nécessaire à cet effet, ainsi qu'un contrôle regroupant des «grappes» de stations de base.

Différents systèmes cellulaires analogiques, tous incompatibles entre eux, ont vu le jour depuis la fin des années 70. Le tableau 1 résume leurs principales caractéristiques.

Du fait de cette incompatibilité, rares sont les cas où l'abonné à un réseau analogique peut utiliser son terminal à l'étranger («international roaming», possible p. ex. entre USA et Canada).

De plus les systèmes analogiques en service ne garantissent aucune confidentialité à la communication, leur modulation (Modulation de fréquence ou de phase) n'étant pas cryptée.

Afin de pallier ces inconvénients, ainsi que d'augmenter encore la capacité des réseaux, la CEPT (Conférence Européenne des Postes et Télécommunications) a créé en 1982 un groupe international de travail appelé «Groupe Spécial Mobile» chargé d'établir les spécifications d'un nouveau système de radiotéléphone numérique pan-Européen, qui de ce fait a pris le nom de GSM et auquel 17 pays Européens ont initialement adhéré (Note 1).

LE SYSTÈME NUMÉRIQUE PAN-EUROPEËN GSM

Le système GSM est bien entendu un système cellulaire, destiné à assurer une continuité de service à l'intérieur de la zone desservie par l'opérateur du réseau (pour le moment seulement avec des terminaux mobiles d'une puissance d'au moins 8 watts). Il opère dans la gamme des 900 MHz (Note 2) dans laquelle il occupe deux bandes de fréquences de 25 MHz dis-

tantes de 45 MHz : 890-915 MHz pour l'émission du mobile vers la station de base (uplink) et 935-960 MHz pour l'émission de la station de base vers le mobile (downlink).

Un canal complet émission/réception se compose donc de 2 canaux unidirectionnels distants de 45 MHz (voir figure 2).

Le système GSM est à la fois de type FDMA (Frequency Division Multiple Access, ce qui signifie qu'il y a des «canaux» RF comme dans les systèmes analogiques) et de type TDMA (Time Division Multiple Access, ce qui signifie que ces canaux sont partagés dans le temps entre plusieurs utilisateurs).

Dans le cas du GSM, la bande allouée est divisée en 124 canaux de 200 kHz, multiplexés chacun entre 8 utilisateurs dans le temps.

Ceci présente l'avantage de réduire le coût de la station de base (un émetteur et un récepteur pour 8 abonnés actifs seulement), et permet de simplifier le mobile, l'émission et la réception n'étant pas simultanées dans ce cas.

Les autres caractéristiques principales du GSM sont les suivantes :

- débit brut du canal RF dans chaque sens (8 abonnés) : fréquence bit de 270,833 Kb/s (horloge de 13,000 MHz divisée par 48).
- débit brut d'une voie d'abonné : $270,833/8 = 33,854166$ Kb/s.
- modulation de type GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) : c'est une modulation de type FSK (FM) précédée d'un filtrage des données de type gaussien destiné à minimiser sa bande passante RF.
- identification de l'utilisateur par une carte à puce (Subscriber Identification Module ou SIM).
- confidentialité des conversations au moyen d'un algorithme de cryptage sophistiqué.
- détecteur d'activité vocale (Voice Activity Detector ou VAD) : l'émission n'a lieu que lorsqu'il y a activité vocale afin de réduire la consommation des portables ainsi que le niveau global d'interférence dans un réseau à forte activité.
- possibilité de transmission de données de toute nature (fax, videotex, fichiers, etc.).
- puissance d'émission du mobile et de la station de base contrôlées en fonction des conditions de réception réciproques.
- possibilité de saut de fréquence lent (Slow Frequency Hopping, non utilisé actuellement) à chaque trame, soit 217 sauts/seconde, permettant de ré-

Système	Pays ppaux	Mod	L Canaux	E Mobile	E Base
AMPS	USA, Canada	FM	30 KHz	825-845	870-890
C-450	Allemagne	PM	20 KHz	461-466	451-456
NMT 450	Scandinavie	PM	25 KHz	453-457,5	463-467,5
NMT 900	Scandinavie	PM	25 KHz*	890-915	935-960
NMT 450F	France (SFR)	PM	25 KHz*	450,5-454,5	440,5-444,5
NTT	Japon	FM	25 KHz	860-885	915-940
R2000-400	France (FT)	PM	12,5 KHz	414,8-418	424,8-428
R2000-900	France (FT)	PM	12,5 KHz	884-890	929-935
TACS	UK, Italie	FM	25 KHz	890-915	935-960

(*) canaux entrelacés à 12,5 KHz (cellules non adjacentes)

Tableau 1 : les principaux systèmes analogiques en service.

duire encore le niveau d'interférence en cas de congestion du trafic.
- répartition des terminaux en 5 classes selon leur puissance maximale d'émission (puissance effective à l'antenne) :

Classe	Puissance (W)
1	20
2	8
3	5
4	2
5	0,8

Les classes 2 (8W : appareils embarqués à bord de véhicules) et 4 (2W : appareils portatifs) sont pratiquement les seules utilisées actuellement.

CODAGE ET ORGANISATION DES DONNÉES DU SYSTÈME GSM

Nous n'examinerons que la structure des données dans le cas d'une utilisation en mode téléphonique.

Le **figure 3** représente de façon schématique les différentes étapes du processus de codage du signal de parole. Tout d'abord, la parole est numérisée puis « comprimée » (codage de source) au moyen d'un codeur RPE/LTP (Residual Pulse Excited / Long Term Predictor) qui produit 260 bits pour 20 ms de parole, soit un débit de 13 Kb/s.

Afin de rendre ce signal plus robuste et de pouvoir corriger une partie des erreurs dues à la transmission, un codage dit « de canal » (également appelé Forward Error Correction ou FEC) introduit une redondance portant à 456 le nombre de bits pour 20 ms, portant le débit à 22,8 Kb/s.

Un « entrelacement » des bits est ensuite effectué qui assure un étalement dans le temps des erreurs en salve, minimisant leur effet. Pour ce faire, les 912 bits provenant de 2 périodes de 20 ms consécutives sont répartis en 8 « time slots » ou « bursts » de 114 bits utiles chacun, divisés en deux blocs de 57 bits.

Afin de pouvoir compenser certains défauts spécifiques dus à la transmission (réflexions multiples, fading de Rayleigh), on ajoute aux bits utiles une séquence d'apprentissage connue de 26 bits (training sequence) qui, par comparaison du signal reçu à la séquence théorique, permet une correction dans le récepteur au moyen d'un circuit appelé égaliseur de canal.

Pour former chacun des « time slots » (figure 3), on ajoute aux 2 blocs de 57 bits : 2x1 bits de contrôle, 26 bits de séquence d'apprentissage, 2x3 « tail bits » et une période de garde (guard period) équivalente à 8,25 bits.

Cette période de garde est nécessaire pour tenir compte des temps de propagation différents entre les 8 mobiles d'un même canal selon leur position dans la cellule (diamètre maximal : 35 km).

Un « time slot » équivaut donc à 156,25 bits et il en faut 8 pour transmettre 40 ms de parole d'un usager, le débit équivalent à ce niveau est donc de 31,25 Kb/s par utilisateur.

La durée du « time slot », avec la fréquence bit de 270,833 Kb/s est donc de 156,25/270,833 = 0,577 ms.

Une trame TDMA est formée de 8 « time slots » provenant des 8 usagers partageant le canal, et dure donc $8 \times 0,577 = 4,616$ ms.

Ces trames sont regroupées en « multitrames » composées de 26 trames, soit une durée de 120 ms, dont 24 trames de trafic et 2 trames de signalisation supplémentaires ; l'une constitue le « Slow Access Control Channel » (SACCH, décrit ci-après) et l'autre est réservée à de futures extensions (idle frame).

Le débit équivalent d'une voie d'abonné doit donc être augmenté de l'apport de ces deux trames de signalisation, ce qui le porte à $31,25 \times 26 / 24 = 33,854166$ Kb/s.

On vérifie bien que ce chiffre, multiplié par 8 pour obtenir le débit du canal RF, donne 270,833 Kb/s, fréquence bit du GSM.

Le **figure 4** représente la constitution du « time slot », de la trame et de la multitrame en mode téléphonique.

A l'intérieur d'une multitrame, chaque utilisateur dispose de 24 « time slots » (un par trame de trafic) ; 8 « time slots » représentant 40 ms de parole d'un usager, la multitrame transporte donc $40 \times 24 / 8 = 120$ ms de parole pour chacun des 8 utilisateurs du canal RF.

Les multitrames sont elles-mêmes regroupées par 51 pour constituer une « supertrame », d'une durée de 6,12 s. 2048 supertrames constituent à leur tour une « hypertrame », d'une durée de 3h 28 mn 53s...

Le **figure 5** résume de façon synthétique les différents niveaux d'information du GSM, du « time slot » à l'hypertrame.

A noter un regroupement des trames différent lors de l'utilisation en mode « transmission de données », prévue par la norme GSM : la multitrame est alors constituée de 51 trames (au lieu de 26), et la supertrame est constituée de 26 multitrames (au lieu de 51).

On peut également y distinguer 4 types de « time slots » ou « bursts » différents selon la nature de l'information qu'ils transportent.

- utilisateur, ou « normal burst » (NB) décrit ci-avant,
- correction de fréquence, ou « frequency burst » (FB),
- synchronisation, ou « synchronisation burst » (SB),
- accès, ou « access burst » (AB).

Les trois dernières catégories de trames servent à véhiculer des informations de signalisation et d'accès explicites ci-après.

LES CANAUX LOGIQUES DU SYSTÈME GSM

Le canal physique du système GSM véhicule un certain nombre de « canaux logiques », selon le schéma de la **figure 6**. On peut y distinguer 2 catégories principales :

- . Canal de Trafic (TCH), transportant l'information « utilisateur » (parole ou données), pouvant travailler avec 2 débits différents (22,8 Kb/s « full rate » ou 11,4 Kb/s « half rate », FEC incluse)

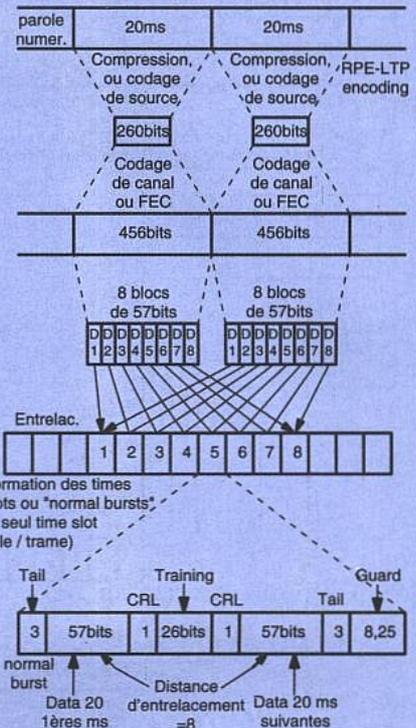


Figure 3 : principe du codage de système GSM.

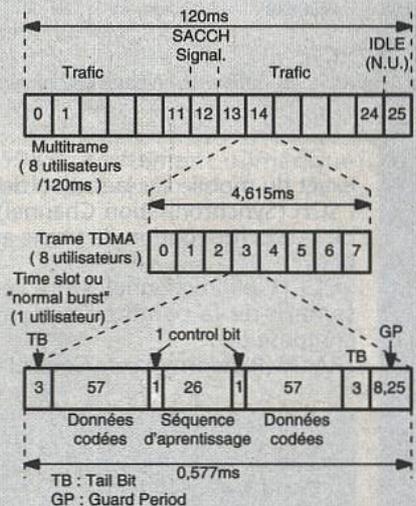


Figure 4 : time slot, trame et multitrame GSM.

. Canaux de signalisation (SCH), transportant les informations de signalisation nécessaires au fonctionnement du système.

Ces derniers sont subdivisés en 3 catégories : Broadcast Control Channels (BCCH) et Common Control Channels (CCCH), partagés par plusieurs utilisateurs et Dedicated Control Channels (DCCCH) qui sont dédiés à un seul utilisateur.

- BCCH, unidirectionnel (base vers mobile) diffuse les informations « système » relatives à la cellule où se trouve le mobile ainsi que celles des cellules environnantes ; il est subdivisé en :

. FCH (Frequency Correction Channel), est destiné à permettre un accord

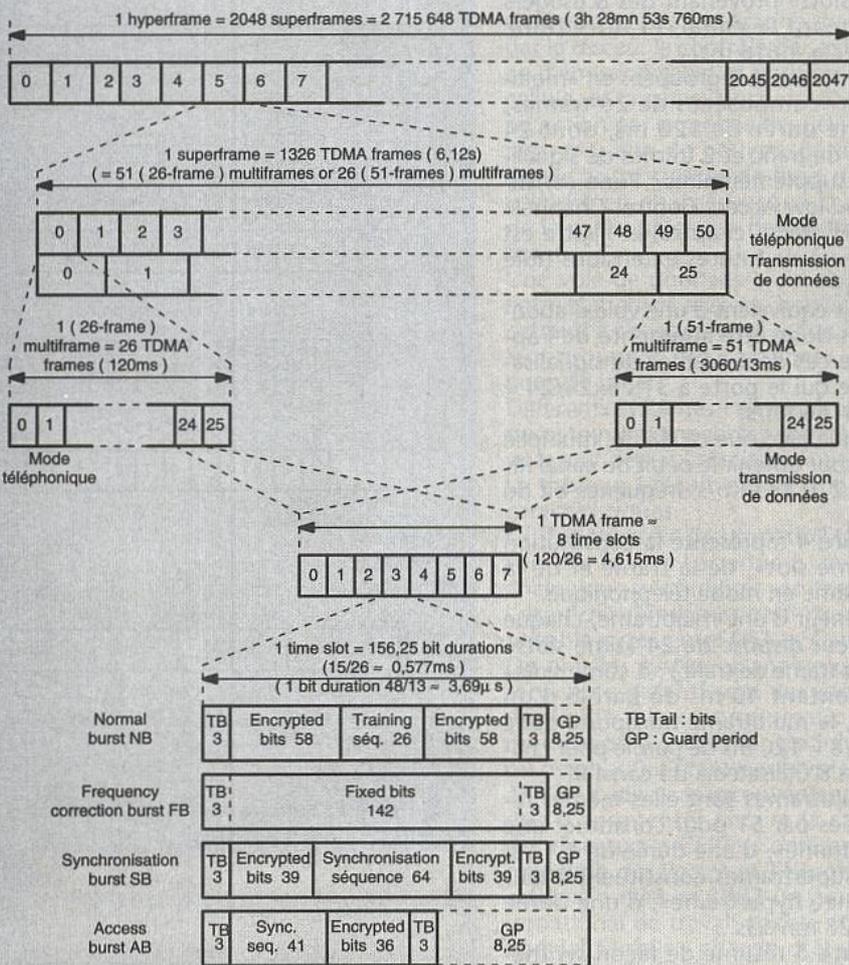


Figure 5 : les différents niveaux de regroupement des informations du GSM.

exact du mobile sur la station de base, . SCH (Synchronisation Channel) fournit la synchronisation de trame au mobile. -CCCH, bidirectionnel, sert à l'établissement de la communication et se compose de : . RACH (Random Access Control Chan-

nel) dans le sens mobile vers base transmet les demandes du mobile (numérotation, etc.) . PCH (Paging Channel) sens base vers mobile, sert à alerter le mobile (appel, etc.) . AGCH (Access Granted Control Channel) sens base vers mobile, affecte

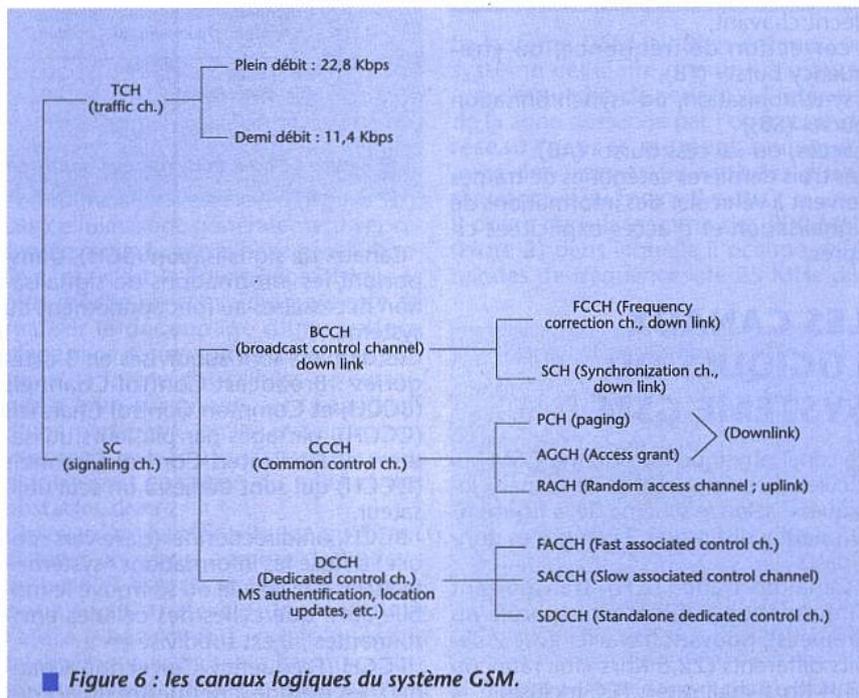


Figure 6 : les canaux logiques du système GSM.

te au mobile un canal de trafic (TCH) et de contrôle dédié (DCCH). - DCCH, bidirectionnel, est constitué de : . SDCCH (Standalone Control Channel) est un canal de contrôle autonome destiné à la transmission de données utilisateur. . SACCH (Slow Associated Control Channel) actif pendant toute la durée d'une communication sert entre autres au contrôle de puissance et à la transmission de valeurs mesurées par le mobile ; il peut être associé à un canal de trafic (TCH) ou à un canal de contrôle autonome (SDCCH). . FACCH (Fast Associated Control Channel) est associé à un canal de trafic (TCH) et fonctionne par «vol de trames» sur celui-ci (trames signalées par un «drapeau»); il est utilisé pour le «handover» (changement de cellule).

ORGANISATION ET COUVERTURE DES RÉSEAUX GSM

La figure 7 représente l'architecture schématique très simplifiée d'un réseau GSM, dans lequel on distingue les éléments principaux suivants :

- stations de base (BTS, Base Transceiver Stations), au nombre d'une par cellule, assurant la couverture radio de la cellule pour l'ensemble des canaux qui lui sont alloués,
- contrôleur de station de base (BSC, Base Station Controller) contrôle plusieurs stations (il peut être localisé dans l'une d'elles ou ailleurs dans le réseau), il assure le «handover» entre les stations de base qui dépendent de lui et contrôle leur bon fonctionnement,
- centre de commutation des mobiles (MSC, Mobile Switching Center), relié à plusieurs contrôleurs de station de base et communiquant avec les autres MSC du réseau.

Il assure la commutation et l'aiguillage des appels à destination des mobiles ou provenant d'eux, assure les «handovers» entre différents MSC et la gestion des différents services (transfert d'appel, etc.) ainsi que l'interface avec les réseaux téléphoniques publics (analogique, RNIS, etc.), auquel il est relié à travers un annulateur d'écho pour réduire les inconvénients dus aux retards relativement importants introduits par le traitement de signal GSM.

On compte aujourd'hui deux réseaux GSM en France, l'un opéré par France Télécom (Itineris) dont la couverture à fin 94 est visible figure 8, l'autre par la SFR, de couverture un peu plus restreinte.

Un appareil embarqué (8W) est actuellement nécessaire pour un service autoroutier continu, les portatifs (2W) étant plutôt destinés à une utilisation urbaine.

Les deux opérateurs étendent cependant très rapidement leur réseau respectif en augmentant à la fois la couverture territoriale et la densité du réseau en vue d'un service continu avec un portatif.

CONSTITUTION D'UN TERMINAL GSM PORTABLE OU MOBILE

La figure 9 représente le synoptique très schématique d'un mobile GSM et les principales étapes du traitement de signal.

a - dans le sens émission (mobile vers base) :

- le signal audio analogique est filtré (300-3400 Hz) puis converti en numérique et ensuite codé (codage dit «de source» ou compression) qui ramène son débit à 13 Kb/s.

- le codeur de canal ajoute la redondance (FEC), effectue le cryptage des données, ajoute la séquence d'apprentissage et les bits de queue et de garde pour former les «bursts» ou «time slots» d'un débit instantané de 270,8 Kb/s (soit un débit de 33,85 Kb/s par utilisateur).

- le modulateur GMSK, suivi de 2 convertisseurs D/A fournit 2 signaux analogiques de modulation I et Q en bande de base.

- ces signaux sont utilisés pour moduler une porteuse FI (de 70 à 400 MHz en général) qui subit un changement de fréquence sous le contrôle d'un synthétiseur pour générer le signal RF (890 à 915 MHz) qui attaque l'amplificateur final puis l'antenne via un filtre duplexeur.

b - dans le sens réception (base vers mobile) :

- le signal d'antenne (935 à 960 MHz) est dirigé vers l'étage d'entrée par le filtre duplexeur et, après amplification, subit un changement de fréquence donnant une FI de 70 à 400 MHz qui est démodulée selon 2 axes orthogonaux pour fournir 2 signaux I et Q analogiques en bande de base.

- après conversion A/D, filtrage et démodulation GMSK, on récupère les «bursts» à 270,833 kb/s.

- ces signaux sont corrigés par l'égaliseur de canal puis décryptés et traités par le décodeur de canal qui permet de retrouver les signaux de parole codés à 13 Kb/s.

- le décodeur de source reconstitue un signal audio numérique qui, après conversion D/A et amplification, actionne le haut-parleur.

Ce processus très schématique, est en fait très complexe et fait appel à des techniques de pointe tant dans la partie RF qui nécessite des procédés à très haute fréquence et faible bruit que dans la partie «bande de base» qui nécessite des processeurs de signal numérique (DSP) spécialisés rapides, le tout assorti d'une très faible consommation pour les portatifs...

D'autre part, l'ensemble du traitement doit être parfaitement synchronisé par la station de base, notamment en raison du fait que l'on doit multiplexer 8 utilisateurs par canal : l'émission a en effet lieu en «bursts» de 0,577 ms, dont les temps de montée en puissance et de descente doivent être parfaitement contrôlés.

La sophistication de l'ensemble du traitement GSM fait que le contrôle d'un

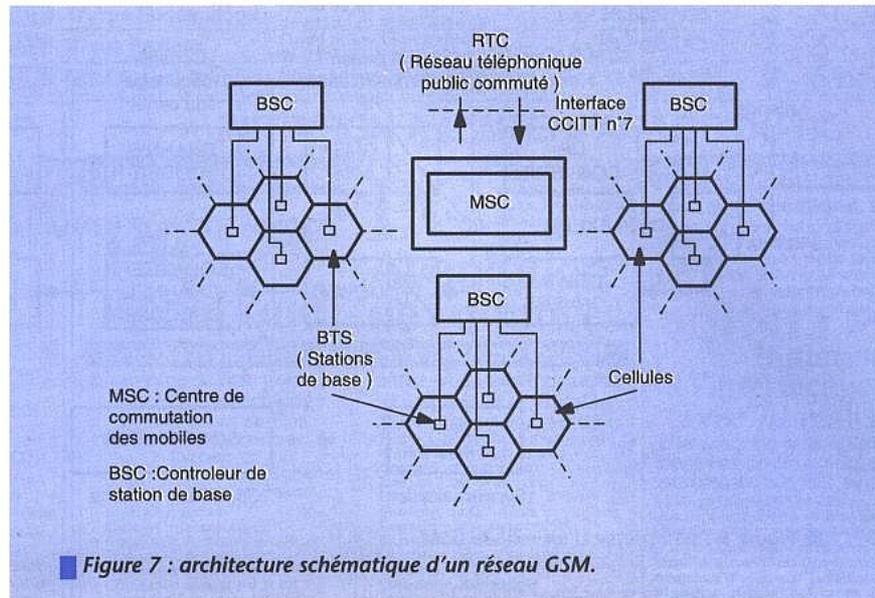


Figure 7 : architecture schématique d'un réseau GSM.

mobile nécessite également un logiciel très élaboré (plusieurs centaines de KO de code), dont le développement représente des charges très importantes, limitant ainsi au départ le nombre des fournisseurs de mobiles.

Côté «hardware», l'ensemble des fonctions nécessaires peut être réalisé aujourd'hui au moyen d'un nombre relativement réduit de circuits dédiés à haute intégration, facilitée par la nature multiplexée (TDMA) du GSM : en effet, l'émission et la réception d'un mobile ayant lieu lors de «time slots» différents, on peut regrouper en un même circuit les fonctions RF émission et réception sans risque de diaphonie, et utiliser un synthétiseur de fréquence rapide commun.

Ceci a été mis à profit dans le nouveau jeu de circuits intégrés de PHILIPS Se-

miconductors, qui sera disponible courant 95.

La figure 10 représente le schéma-bloc d'un mobile réalisé au moyen de ce jeu de 8 circuits, avec lequel seuls l'étage de puissance (PA), les filtres et les oscillateurs de référence ne sont pas intégrés.

Le jeu de circuits intégrés (mais pas le PA) est alimenté sous 3V, et réalise les fonctions suivantes :

- SA1620 : partie RF ou «front-end» (émission et réception)
- SA1638 : partie FI et modulation/démodulation analogique
- UMA1019 : synthétiseur de fréquence RF (1,3 GHz)
- PCD5072 : interface analogique et codec
- PCF5083 : traitement numérique «bande de base» et timer

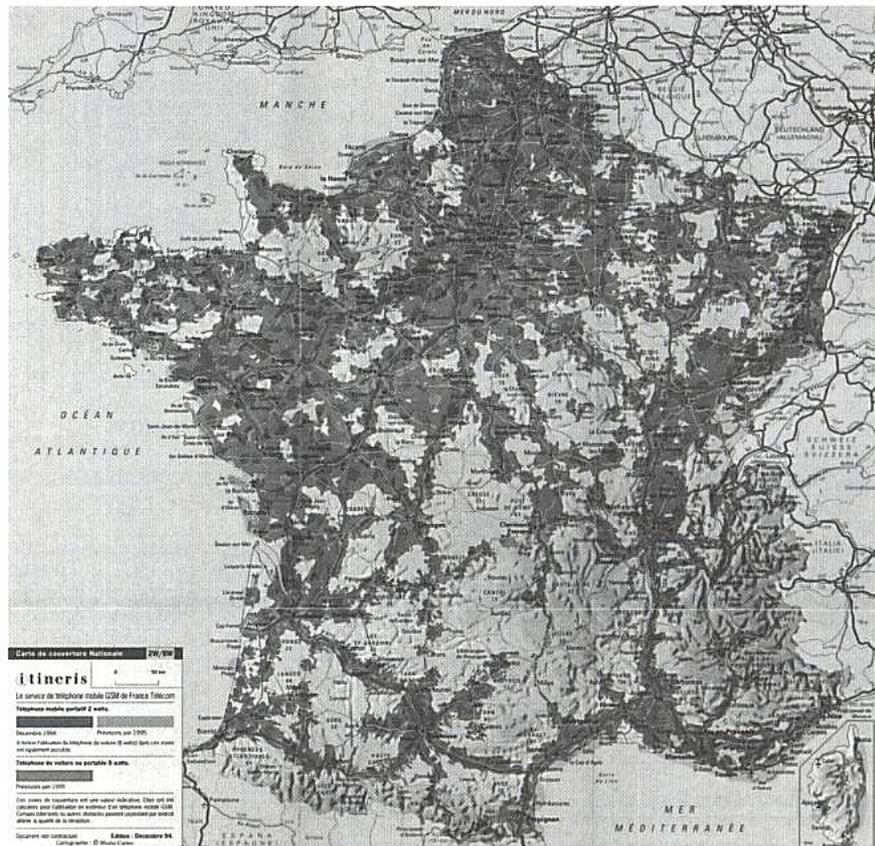
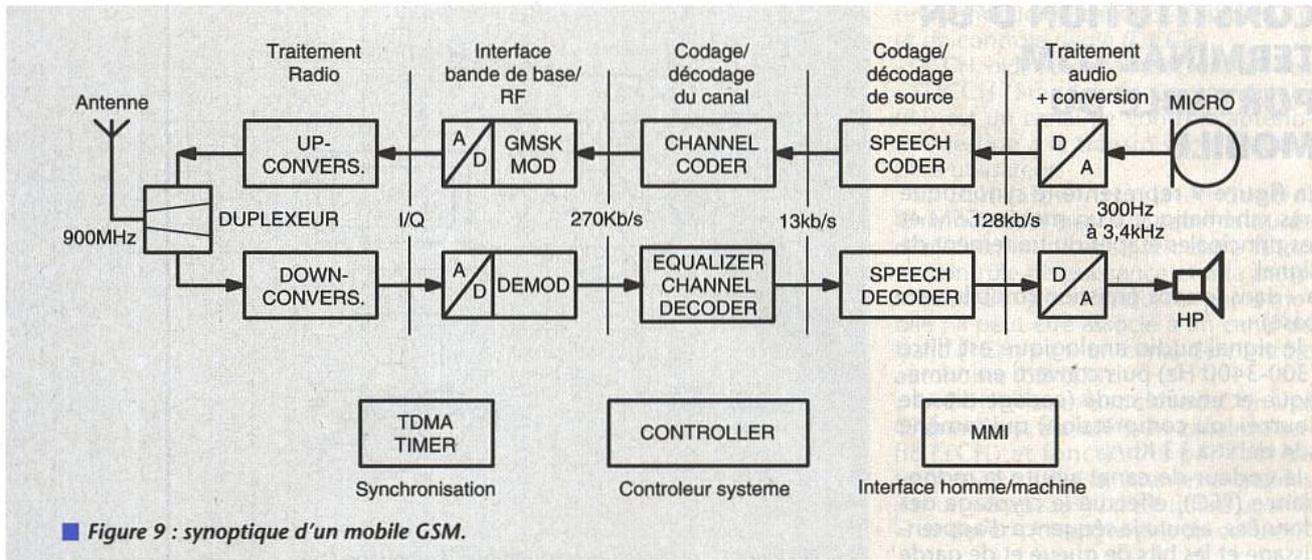


Figure 8 : couverture (juin 95) Itinérís.



■ Figure 9 : synoptique d'un mobile GSM.

- TDMA 90CL301 : processeur principal (cœur de 68000)
- TDA8005 : processeur auxiliaire (80C51) et interface carte à puce.
- PCA5075 : contrôleur de «bursts» du module d'émission BGY204 (4,8V) ou BGY205 (6V) : module de puissance classe 4 (PA).

Les progrès rapides de l'intégration permettront de réduire encore le nombre de circuits nécessaires, ce qui autorisera, par exemple, d'intégrer aisément un «modem radio GSM» sur une carte de type PCMCIA pour des applications de transmission de données.

CONCLUSION

Cet article, qui bien sûr ne se prétend nullement exhaustif sur ce sujet, aura, nous l'espérons, permis au lecteur de

se faire une idée de la complexité et des potentialités du GSM, l'un des systèmes de radiocommunication les plus modernes aujourd'hui en service. L'introduction des services de données et des codecs à demi-débit permettra encore d'étendre son champ d'application dans le cadre de ce qu'il est convenu d'appeler «autoroutes de l'information».

L'Europe, qui malheureusement ne brille généralement guère dans les technologies de pointe, est pour une fois en avance sur ses principaux concurrents (USA, Japon), et réussit à exporter son savoir-faire en ce domaine, prouvant ainsi qu'une coopération bien comprise peut être efficace.

Note 1: Allemagne, Autriche, Belgique, Danemark, Espagne, Finlande, France, Grèce, Irlande, Italie, Luxembourg, Nor-

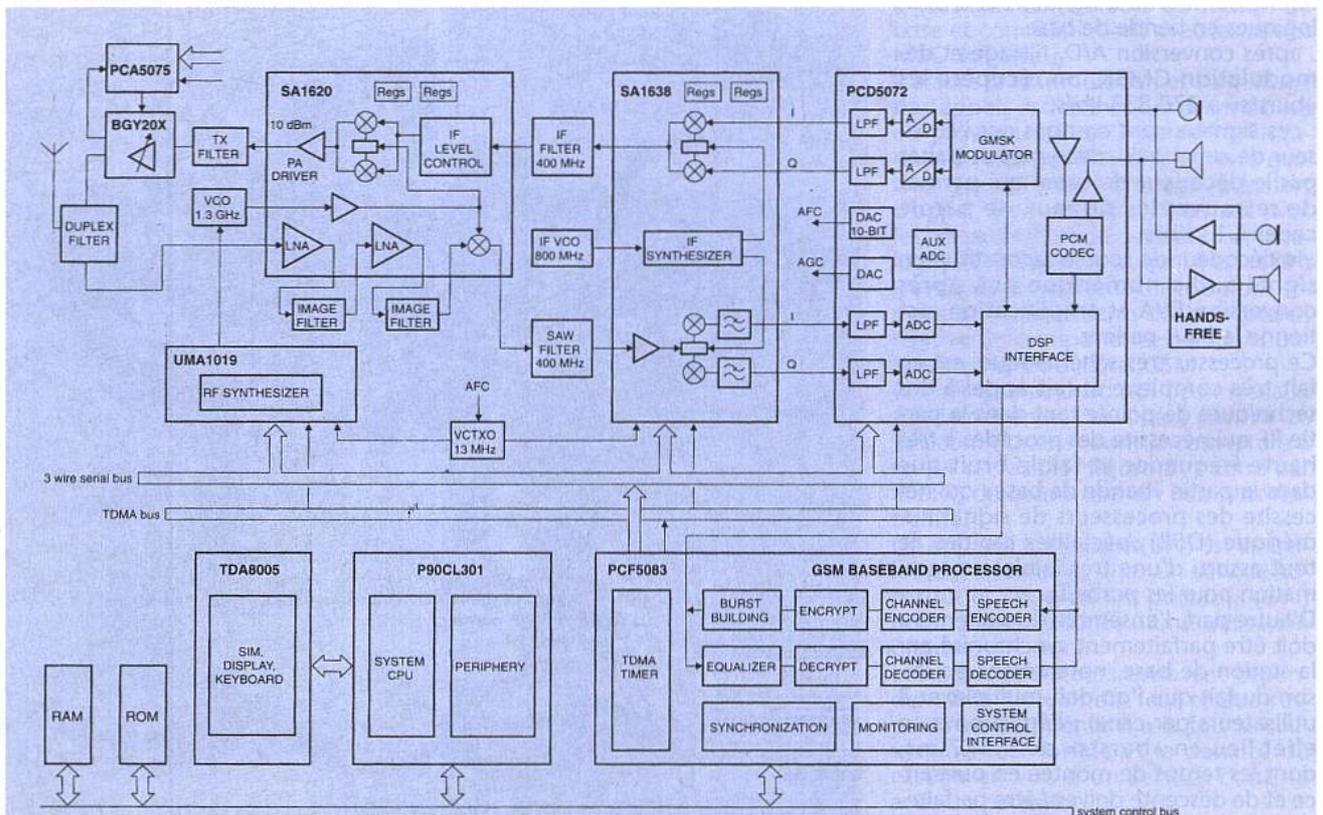
vège, Pays-Bas, Portugal, Royaume-Uni, Suisse, Turquie.

Le GSM est à l'origine de L'ETSI (European Telecommunication Standards Institute situé à Sophia-Antipolis près de Nice).

D'autres pays ont rejoint le «club» depuis, notamment la Chine, certains pays de L'Est, du moyen et d'extrême-Orient, d'Afrique... et ce n'est sans doute pas fini, ce qui justifie la définition actuelle de «Global System for Mobiles» pour le GSM.

Note 2 : un autre système appelé DCS1800, utilisant le même protocole, destiné principalement aux zones urbaines sera mis prochainement en service dans la bande des 1,8 GHz (en France, il s'agit du réseau du «3^e opérateur», Bouygues).

H. BENOIT



■ Figure 10 : schéma bloc du jeu de circuits Philips.

UN SYSTÈME D'ENTRÉES-SORTIES POUR PC ET COMPATIBLES

Devant l'intérêt croissant de nos lecteurs pour tout ce qui concerne la gestion de processus ou d'appareils électroniques par microprocesseur, nous avons pensé qu'il ne serait pas dénué d'intérêt de leur proposer un dossier spécial réservé à ce domaine de l'électronique, domaine revêtant une importance de

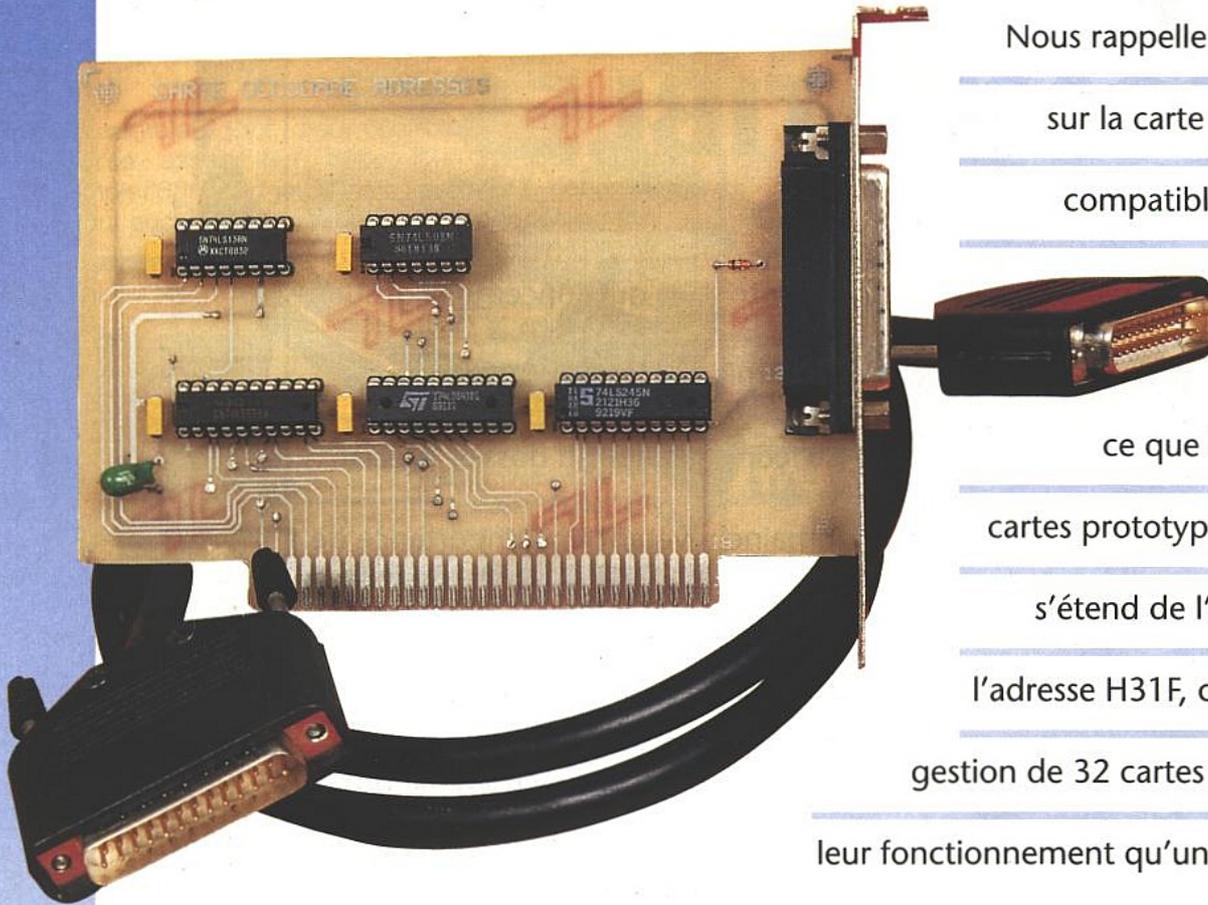
jour en jour croissante. Le petit système que nous leur proposons de réaliser sera bien entendu limité ne serait-ce que pour laisser la place qu'il convient aux autres rubriques, mais permettra malgré tout une très bonne approche du problème, puisqu'ils pourront réaliser outre la carte universelle de décodage des adresses :

- une carte comportant 32 entrées et 32 sorties,
- une carte à convertisseur analogique/ digital,
- trois cartes de commande de moteurs pas à pas,
- une carte de commande de moteurs à courant continu avec asservissement.

Comme on peut le voir, et ce, malgré le nombre restreint des cartes, cela permettra des applications nombreuses et variées dans des domaines comme la robotique et la mesure. Nous espérons que cette initiative recevra l'approbation

d'un grand nombre de nos lecteurs auxquels nous demandons de nous faire part de leurs remarques et commentaires sur ce genre de «cahier» spécial.

LA CARTE DE DÉCODAGE D'ADRESSES



Nous rappellerons qu'il existe sur la carte mère des PC et compatibles, un domaine d'adresses réservé à ce que l'on nomme les cartes prototypes. Ce domaine s'étend de l'adresse H300 à l'adresse H31F, ce qui permet la gestion de 32 cartes n'utilisant pour leur fonctionnement qu'une seule adresse.

Étant donné qu'il est relativement rare qu'une carte périphérique n'utilise qu'une seule adresse, notre carte de décodage découpe ce domaine en huit parties :

- 1/ H300 à H303
- 2/ H304 à H307
- 3/ H308 à H30B
- 4/ H30C à H30F
- 5/ H310 à H313
- 6/ H314 à H317
- 7/ H318 à H31B
- 8/ H31C à H31F.

Ainsi, chaque carte pourra éventuellement utiliser 4 adresses distinctes. Voyons le schéma de principe représenté en figure 1.

Le circuit intégré CI3, un comparateur 8 bits (74LS688) reçoit sur ses entrées Q les lignes d'adresses A5 à A11, ainsi que la ligne

CARTE DECODAGE ADRESSES

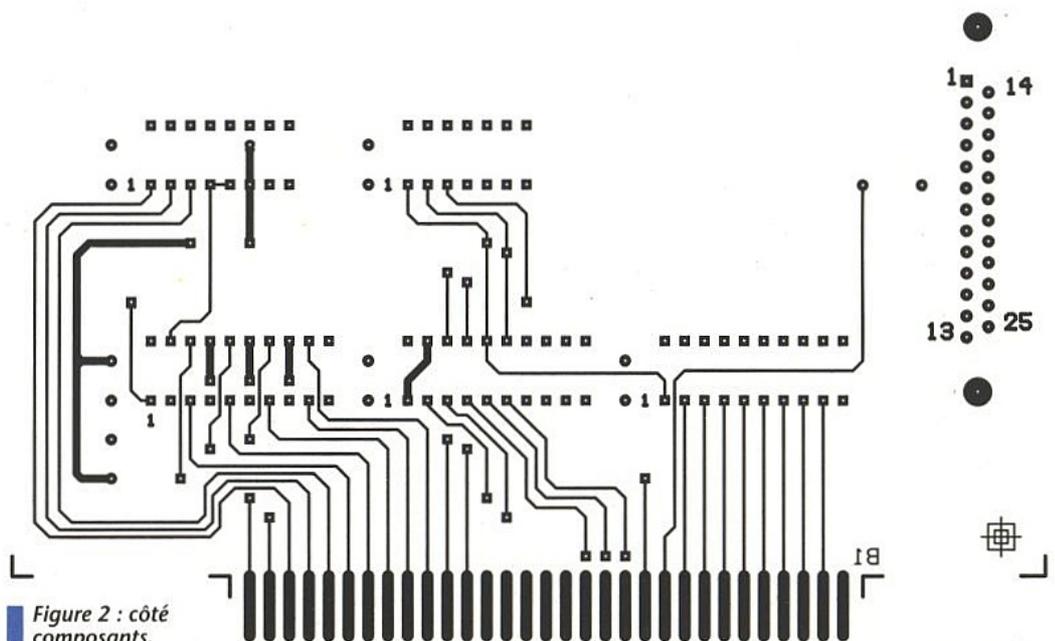
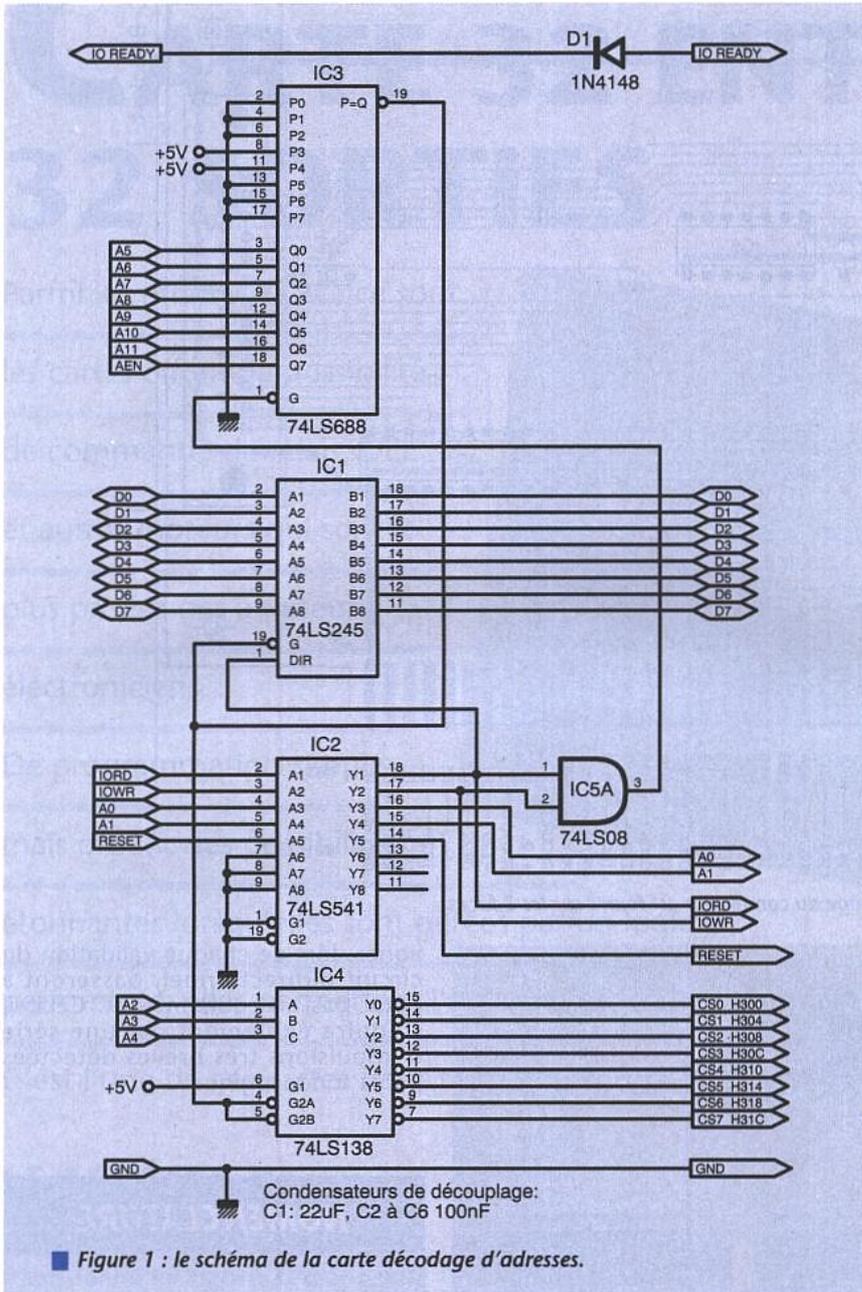
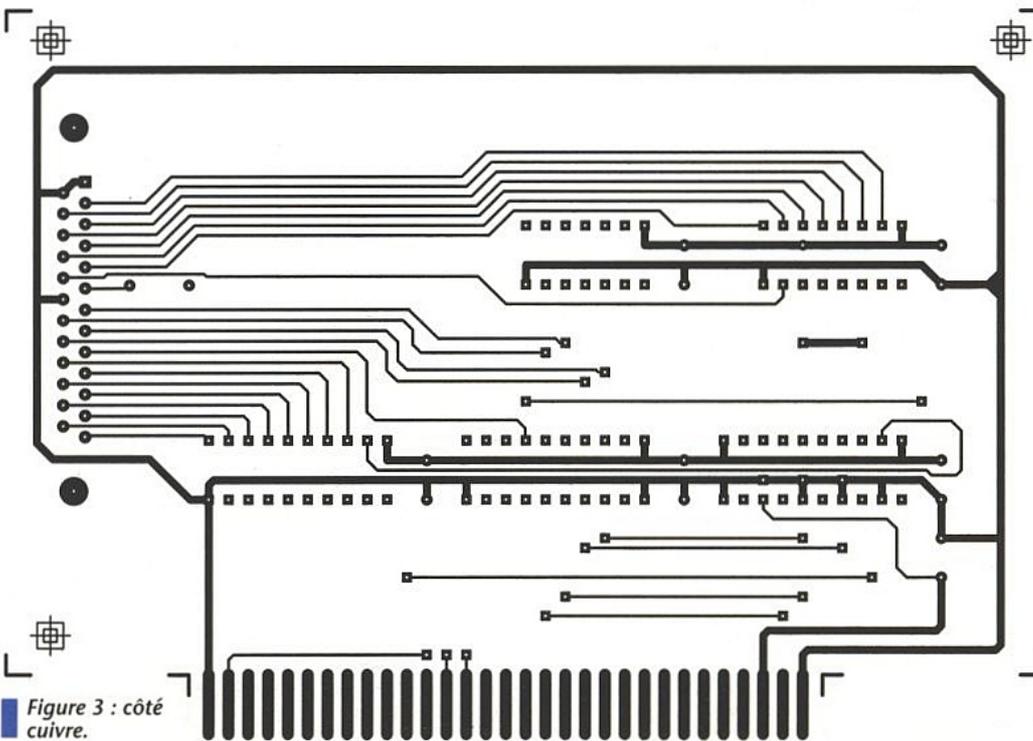


Figure 2 : côté composants.



■ Figure 1 : le schéma de la carte décodage d'adresses.



■ Figure 3 : côté cuivre.

AEN (Address ENable). Ses autres entrées P sont connectées de telle sorte que la sortie P=Q ne passe au niveau bas que lorsque les lignes A8 et A9 passent au niveau haut, toutes les autres lignes restant au niveau bas. Le circuit C13 est validé par la porte AND C15A, que ce soit lors d'une lecture ou d'une écriture.

La sortie P=Q passant au niveau bas, valide d'une part le circuit tampon de bus bidirectionnel C11 (74LS245), et d'autre part le circuit décodeur C14 (74LS138). Ce dernier voit ses entrées connectées aux lignes d'adresses A2, A3 et A4. C'est donc lui qui détermine les huit domaines de quatre adresses que nous avons vu plus haut.

Le dernier circuit, C12 (74LS541), tamponne les lignes d'écriture, de lecture, la ligne de RESET et les lignes d'adresses A0 et A1 qui seront utilisées par les cartes suivantes.

Nous avons également prévu, bien que cette ligne soit très rarement utilisée, la connexion possible à IO-READY.

Ce signal, par l'application du niveau correspondant, permet de bloquer le microprocesseur pendant quelques millisecondes, dans le cas où des circuits périphériques peu rapides seraient utilisés. Ceci ne sera pas le cas pour les cartes que nous vous proposerons par la suite.

Chaque circuit intégré est bien entendu découplé par un condensateur de 100nF.

LA RÉALISATION PRATIQUE

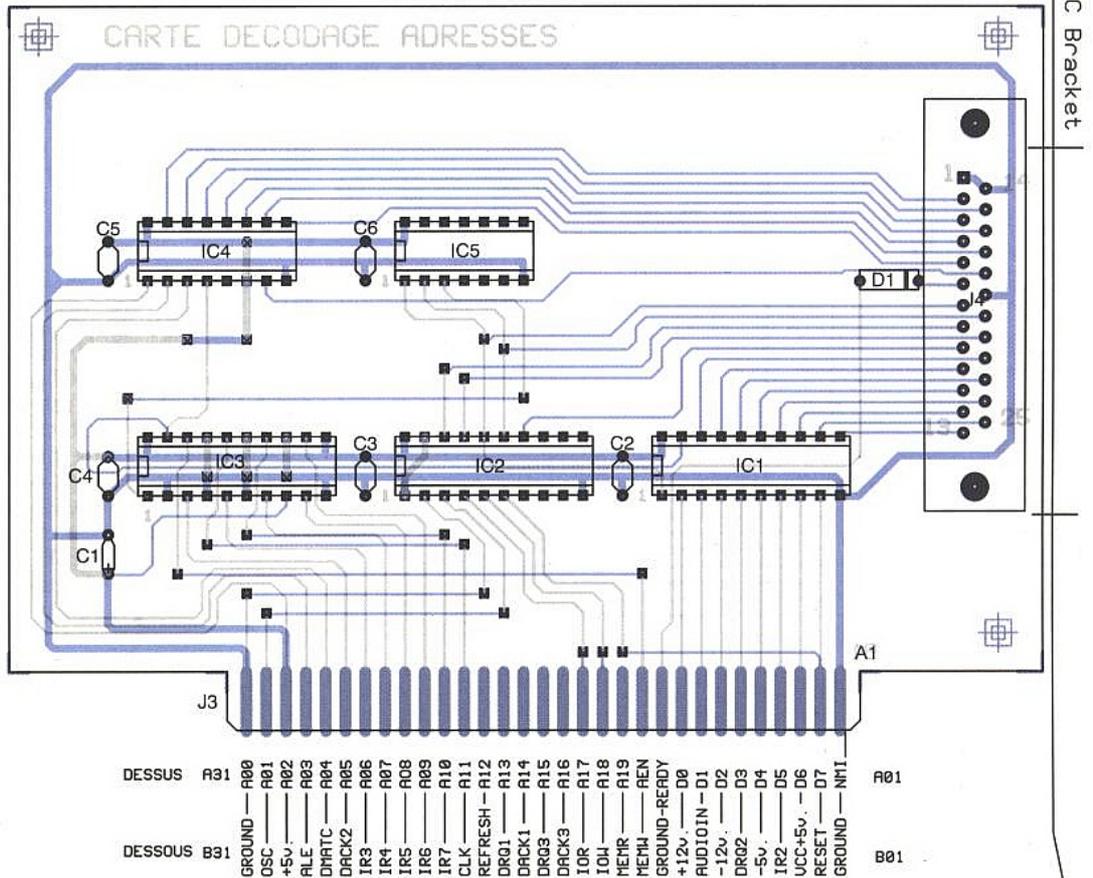
Le circuit imprimé sera bien évidemment réalisé en technique double face, cette carte devant être insérée dans un slot de l'ordinateur. C'est d'ailleurs la seule carte qui utilisera cette technique, les autres montages étant câblés sur une platine simple face, cela pour en simplifier la réalisation.

Le dessin du circuit imprimé est donné en figure 2 pour la face supérieure (côté composants) et en figure 3 pour la face inférieure (côté soudures).

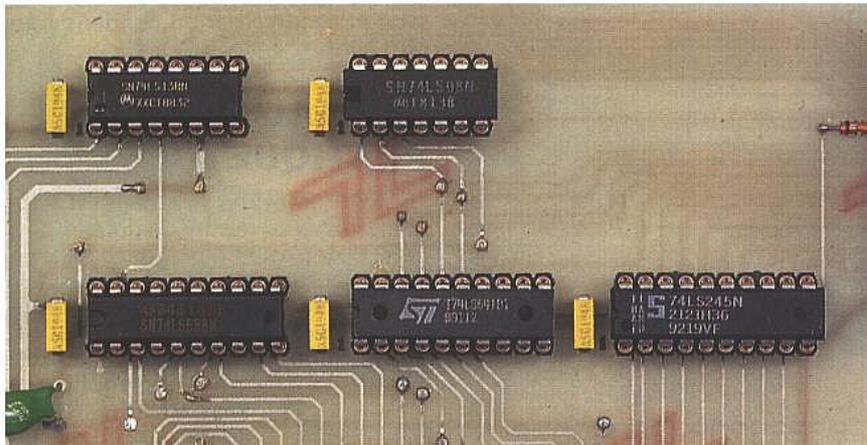
De nombreuses traversées seront à souder de part et d'autre de la platine, celles-ci étant indiquées par une croix sur le dessin d'implantation représenté en figure 4.

On utilisera obligatoirement des supports pour la mise en place des circuits intégrés, ces derniers étant du type marguerite.

La sortie des différentes lignes de connexion aux cartes externes s'effec-



■ Figure 4 : implantation. Le brochage du connecteur est fourni sur les 2 faces.



■ Le jeu de circuits adapté.

tue sur un connecteur SUBD 25 broches femelle. La liaison s'effectuera à l'aide d'un câble en nappe à 25 conducteurs qui comportera plusieurs connecteurs SUBD mâles répartis sur la longueur de ce câble, et qui permettra la commande simultanée de plusieurs cartes. Une autre solution est l'utilisation d'un simple câble ne comportant à ses extrémités que deux connecteurs, cela dans le cas où l'on ne désirerait que le raccordement d'une seule carte externe. Le câblage achevé, on procèdera à une vérification minutieuse des soudures et de la continuité des pistes. L'absence de court-circuit devra également être constatée.

LES ESSAIS

On placera la carte dans un slot du PC, ce dernier étant obligatoirement hors tension. Les essais nécessitent

l'utilisation d'une sonde logique qui sera réglée sur le mode impulsion. On entrera le petit programme suivant :

```

REM essai carte décodage des
adresses
DO
  OUT &H300, 0
  OUT &H304, 0
  OUT &H308, 0
  OUT &H30C, 0
  OUT &H310, 0
  OUT &H314, 0
  OUT &H318, 0
  OUT &H31C, 0
LOOP
REM CTRL + PAUSE pour sortir de la
boucle.

```

On placera la pointe de la sonde sur les sorties Y0 à Y7 du 74LS138 et l'on devra constater une série d'impulsions qui correspondent au passage à l'état bas des sorties du décodeur. Pour terminer ces essais, on vérifiera également le bus de données dont les

lignes, lors de chaque validation du circuit bidirectionnel, passeront à l'état bas un court instant. Ceci se traduira également par une série d'impulsions très brèves détectées par la sonde logique.

NOMENCLATURE

Condensateurs :

C1 : 22 µF 16 volts tantale boule
C2 à C6 : 100 nF

Semi-conducteurs :

D1 : 1N4148

Circuits intégrés :

CI1 : 74LS245
CI2 : 74LS541
CI3 : 74LS688
CI4 : 74LS138
CI5 : 74LS08

Divers :

- 1 connecteur SUBD 25 broches femelle
- 3 supports pour circuit intégré 20 broches
- 1 support pour circuit intégré 16 broches
- 1 support pour circuit intégré 14 broches
- 1 équerre pour carte PC (facultatif)

CARTE 32 ENTRÉES- 32 SORTIES

Parmi les montages PC, ce sont

les cartes offrant la possibilité

de commande de relais, DEL

et autres moteurs qui sont le

plus prisées des amateurs

électroniciens.

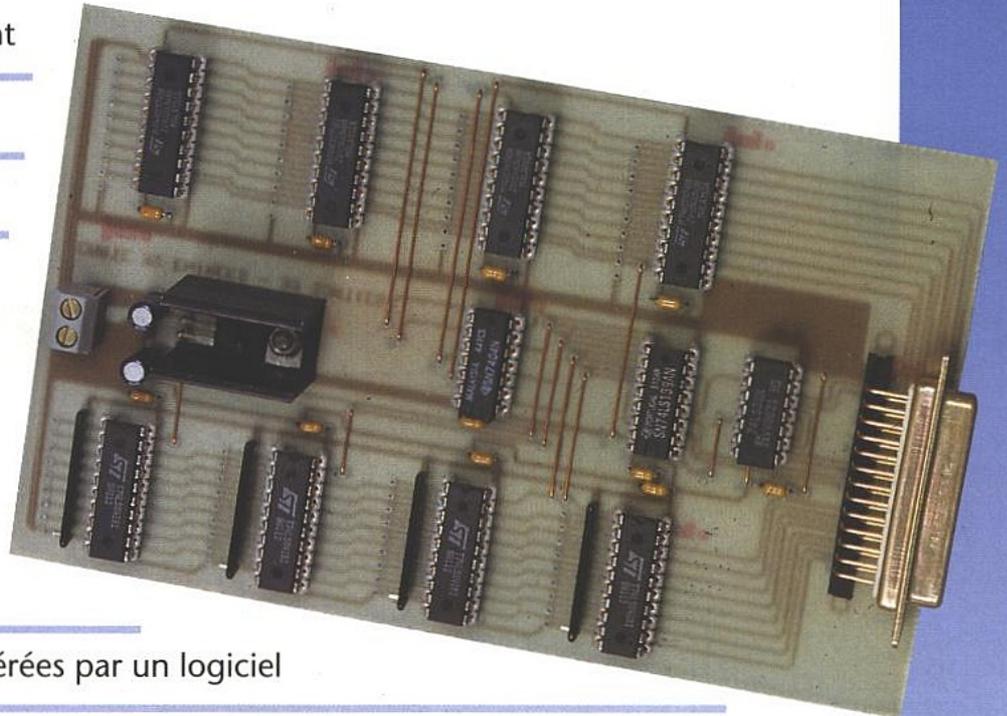
De programmation simple

mais offrant des possibilités

étonnantes lorsqu'elles sont gérées par un logiciel

performant, elles permettent l'automatisation de nombreux systèmes.

C'est l'une de ces cartes dont nous vous proposons maintenant la réalisation.



LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Il est donné en **figure 1**. Il apparaît relativement complexe, mais cela n'est qu'illusion. Les signaux issus de la carte de décodage d'adresses parviennent à notre circuit via un connecteur SUBD 25 broches. Tous ces signaux ne sont bien entendu pas utilisés.

Les 32 sorties sont décomposées en 4 X 8 lignes. Chacun de ces groupes de huit lignes est issu d'un circuit 74LS574, octuple bascule pouvant fournir un courant relativement important, tout au moins suffisant à l'alimentation d'une DEL. Sa broche de validation de sortie OC/ est connectée à la masse, ce qui permettra de maintenir toujours présentes en sortie les données qui lui seront envoyées.

Chacun des 74LS574 trouve sa place à une adresse précise, adresse uniquement disponible en écriture. Ces adresses sont déterminées par le décodeur IC1A, un 74LS139. Les deux entrées de ce dernier sont connectées aux lignes d'adresse A0 et A1, et sa broche de validation est reliée à la sortie d'une porte OR, IC12A (74LS32) combinant le signal CS0 (adresse H300) et le signal IOWR. Ainsi, les 4 X 8 sorties se situeront en :

IC3 : H300

IC4 : H301

IC5 : H302

IC6 : H303.

Le signal disponible en sortie de chaque broche du 74LS139 est inversé par quatre des portes de IC2, un 74LS04, le 74LS574 nécessitant un flanc montant pour sa validation. Les 32 entrées sont également divisées en 4 groupes de 8 lignes. Elles s'effectuent sur les broches d'entrées d'amplificateurs de type 74LS541, dont les broches de validation G1 et G2 sont reliées aux sorties d'un second décodeur d'adresses, IC1B (74LS139). Aux deux entrées de ce dernier sont connectées les lignes A0 et A1 issues de la carte de décodage des adresses, et sa broche de validation est connectée à la sortie de la porte OR IC12B. Cette porte combine le signal CS1 (H304) et le signal de lecture IORD. Les 4 groupes de huit entrées se situeront alors aux adresses suivantes :

IC7 : H304

IC8 : H305

IC9 : H306

IC10 : H307.

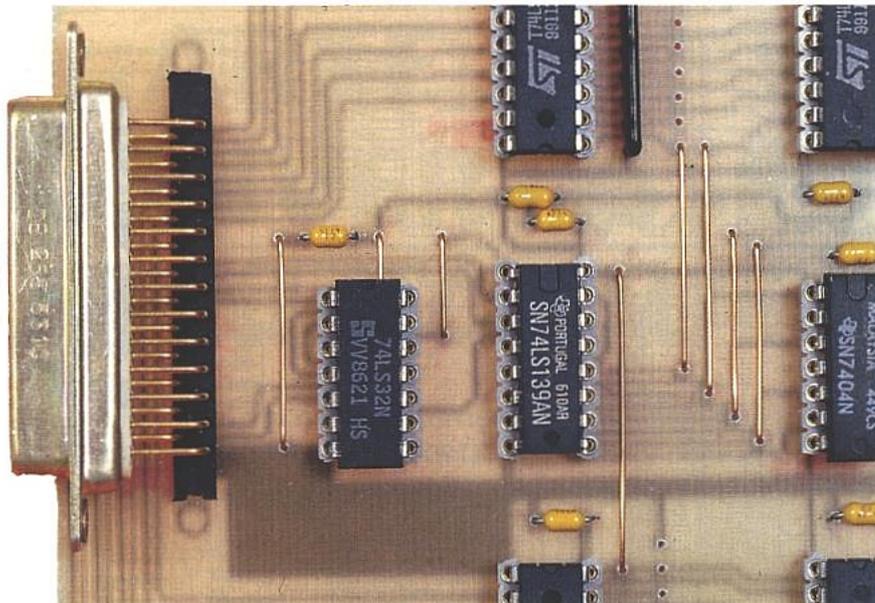
Les 32 entrées comportent des résistances de rappel au +5V de l'alimentation. Le dispositif externe qui utilisera cette carte devra donc présenter un niveau bas sur les en-

trées pour que le micro puisse prendre en compte l'entrée concernée.

NOTE : nous aurions pu n'utiliser qu'une seule adresse (CS0, H300) pour le fonctionnement de la carte. Nous avons jugé préférable de prévoir deux adresses afin de simplifier la conception du logiciel en évitant l'utilisation d'un même nombre, ce qui aurait pu amener des confusions pour les moins expérimentés d'entre nos lecteurs. Pour ceux que cela gênerait, il suffira de couper la piste connectant IC1B à CS1 et la connecter à CS0. Ils pourront ainsi disposer de la ligne de décodage CS1 pour une autre utilisation.

L'alimentation n'a pas été amenée du PC, pour des raisons évidentes de sécurité. Nous avons prévu un régulateur de tension (IC11) qui sera alimenté à l'aide d'un bloc secteur 9 volts sous 1A. Cela permettra d'alimenter les cartes annexes qui seront connectées à ce système d'entrées - sorties.

Ces cartes externes pourront être de nature différente selon l'application envisagée. En **figure 2** sont représentés différents schémas pouvant faire l'objet d'une réalisation. En **figure 2a**, un ULN2803A commande l'alimentation de huit relais. Si le +5V est connecté au circuit intégré, les relais auront une bobine alimen-



NOMENCLATURE

Résistances :

R1 à R4 : 4 réseaux de résistances de 10 kΩ ou 4 X 8 résistances

Condensateurs :

C1, C12 : 22 μF 16 volts
C2 à C11, C13 : 100 nF

Circuits intégrés :

IC1 : 74LS139
IC2 : 74LS04
IC3 à IC6 : 74LS574
IC7 à IC10 : 74LS541
IC11 : régulateur de tension 7805
IC12 : 74LS32

Divers :

1 refroidisseur pour boîtier TO220
1 connecteur DB25 broches femelle
8 supports pour circuit intégré 20 broches
1 support pour circuit intégré 16 broches
1 support pour circuit intégré 14 broches
1 bornier à vis à deux points

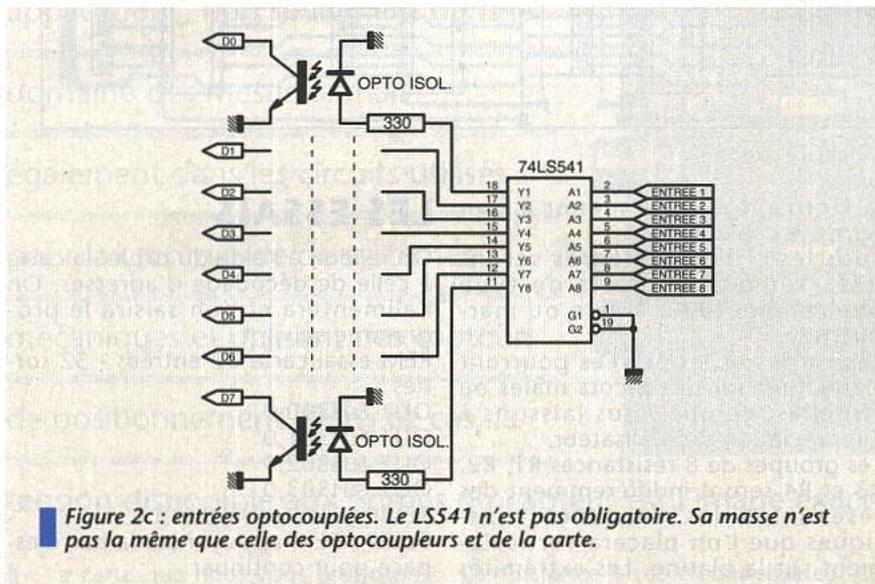
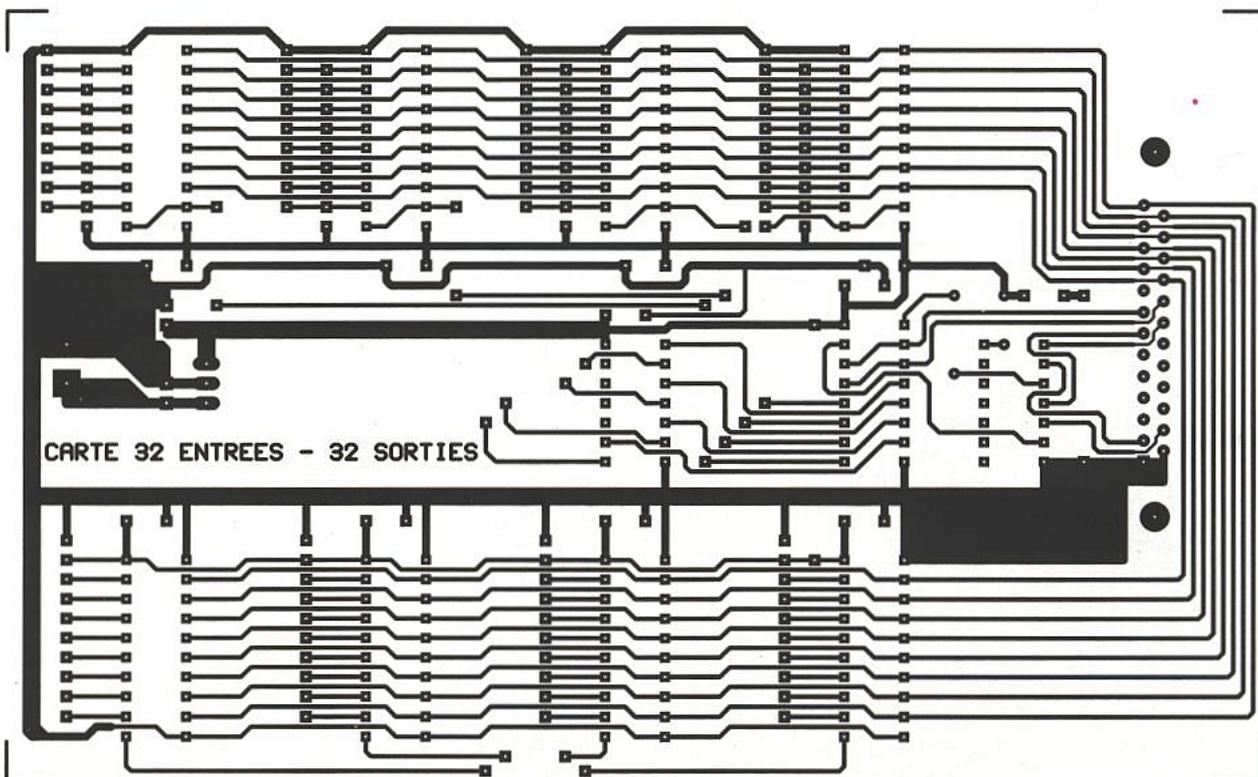


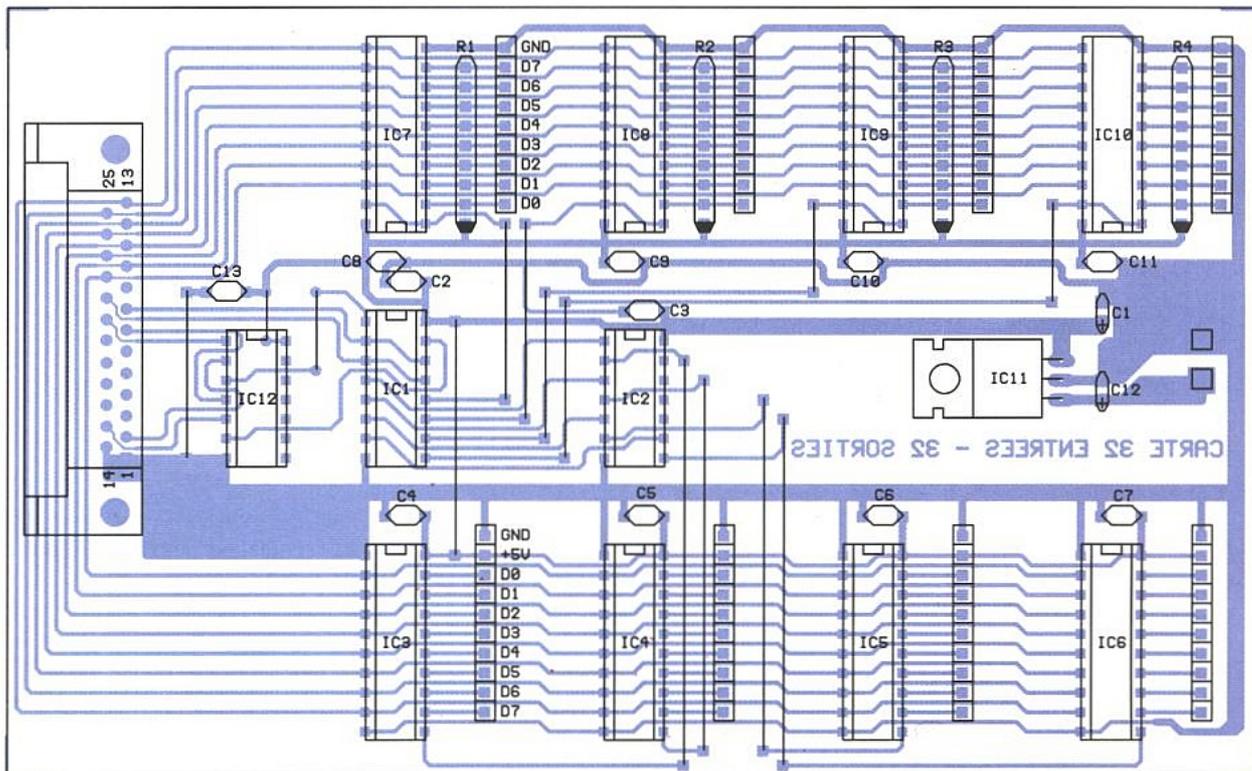
Figure 2c : entrées optocouplées. Le LS541 n'est pas obligatoire. Sa masse n'est pas la même que celle des optocoupleurs et de la carte.

tée en +5V issus de la carte principale. Sinon il conviendra de prévoir une seconde source plus élevée.

En figure 2b, le schéma donne la possibilité d'une isolation galvanique des sorties de la carte. Cela peut être utile si des hautes ten-

Figure 3





■ Figure 4 : le simple face est possible moyennant 14 straps.

sions, telle celle du secteur, devaient être commandées. En figure 2c, le schéma représente également une carte d'isolation galvanique, mais cette fois pour les entrées. Des opto-coupleurs courants peuvent être utilisés, comme par exemple le type TIL111. Nous n'avons pas prévu de circuit imprimé pour ces réalisations, ces dernières étant très simples, et pouvant même être réalisées sur des plaques d'essais de type VERO-BOARD.

LA RÉALISATION

Le dessin du circuit imprimé simple face est donné en figure 3, et l'on utilisera le dessin d'implantation de

la figure 4 afin de mener à bon terme le câblage.

Tous les circuits intégrés seront fixés sur des supports de type quelconque (double lyre ou marguerite).

Les sorties et les entrées pourront s'effectuer sur des picots mâles ou femelles, ce que nous laissons à l'appréciation du réalisateur.

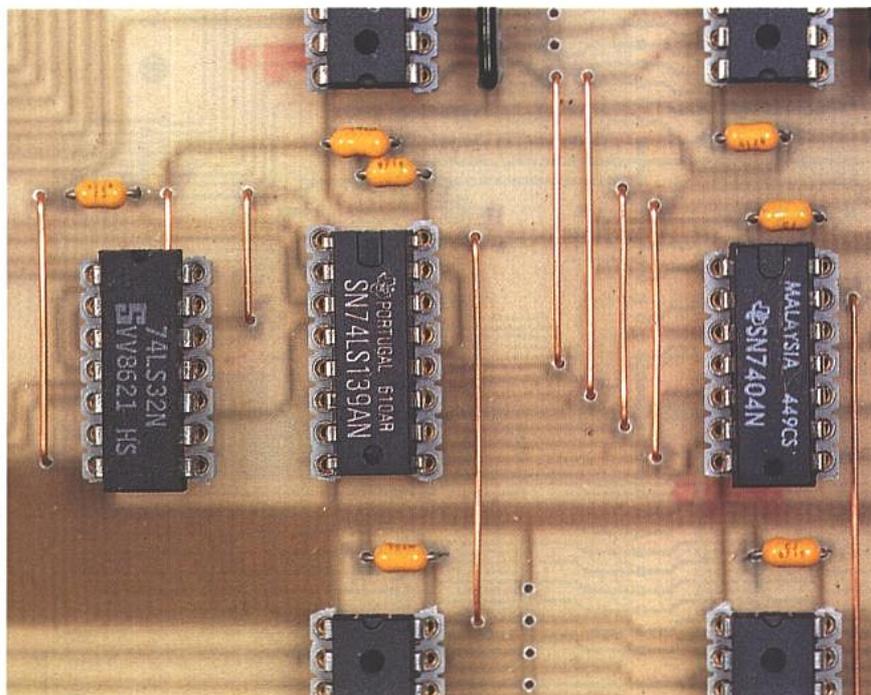
Les groupes de 8 résistances R1, R2, R3 et R4 seront indifféremment des réseaux ou des résistances classiques que l'on placera verticalement sur la platine. Les extrémités restées libres seront connectées à l'aide d'un fil de câblage que l'on soudera ensuite au +5V.

L'entrée de l'alimentation se fera sur un bornier à vis.

LES ESSAIS

On reliera, à l'aide du câble, la carte à celle de décodage d'adresses. On l'alimentera et l'on saisira le programme suivant :

- REM essai carte 32 entrées - 32 sorties
 - OUT &H300,0
 - OUT &H301,0
 - OUT &H302,0
 - OUT &H303,0
 - REM toutes les sorties à 0
 - SLEEP : REM appuyer sur la barre espace pour continuer
 - OUT &H300,255
 - OUT &H301,255
 - OUT &H302,255
 - OUT &H303,255
 - REM toutes les sorties à 1
 - SLEEP : REM appuyer sur la barre espace pour continuer
 - DO
 - A=INP(&H304)
 - PRINT A;
 - B=INP (&H305)
 - PRINT B;
 - C=INP(&H306)
 - PRINT C;
 - D=INP(&H307)
 - PRINT D
 - LOOP
 - REM CTRL + PAUSE pour sortir de la boucle.
- Après le lancement du programme, on vérifiera à l'aide d'une sonde logique ou d'un multimètre que toutes les sorties passent d'abord à 0 puis à 1. Dans la seconde partie du programme, on reliera les entrées successivement à la masse, et l'on constatera à la lecture sur l'écran du PC que le résultat affiché correspond à l'entrée concernée (255 moins la valeur du bit mis à 0).



CARTE À CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-DIGITAL

La prise en compte et le traitement

de données analogiques externes par

le PC permet de nombreuses

applications, non seulement dans le

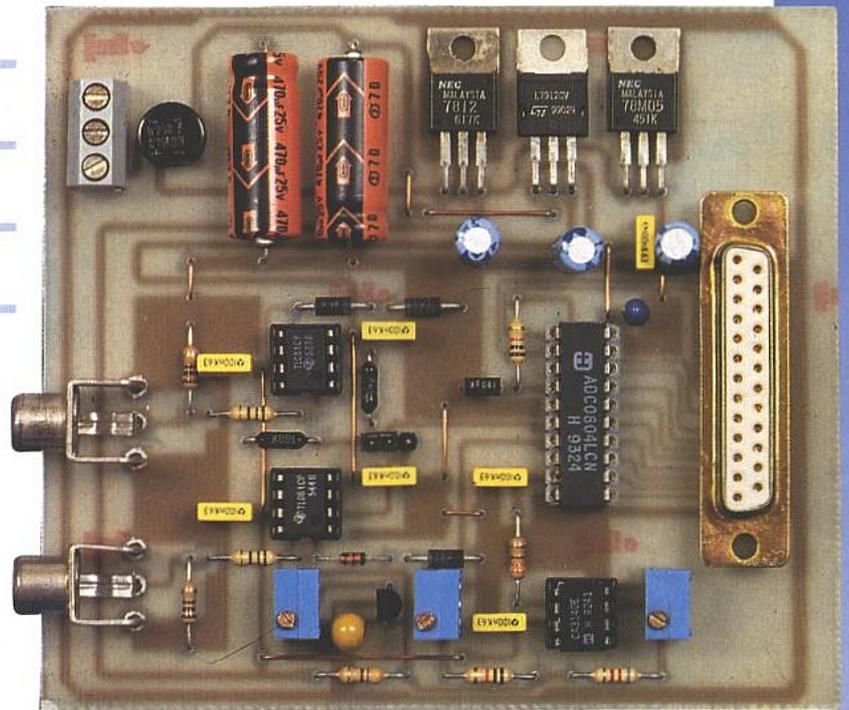
domaine des mesures, mais

également dans les circuits utilisés

pour la commande de systèmes

mécaniques et utilisant des capteurs

de positionnement. Dans ce cas, la



tension disponible aux bornes du capteur est l'image exacte de l'angle.

La carte que nous vous proposons de réaliser ne présente pas une résolution extraordinaire, puisque le convertisseur employé est du type 8 bits. Pour une tension pleine échelle de 5V, cela représente une résolution de 39,8mV par pas, cependant plus précise que le meilleur multimètre à aiguille.

La résistance R1 et le condensateur C2 connectés au convertisseur déterminent la fréquence de travail de celui-ci. La tension de référence nécessaire à la conversion est générée par une diode zener ajustable dont la tension de sortie ultra-stable a été fixée à +5V. Un amplificateur opérationnel configuré en suiveur de tension réduit cette tension à +2,5V et est ensuite appliquée à

la broche VREF du convertisseur. La résistance ajustable RV1 permet ce réglage. Cette tension détermine le milieu de la gamme acceptée par le CAN.

Ainsi, si l'on désire une tension pleine échelle de +3V, la tension VREF devra être portée à +1,5V.

La tension issue du dispositif externe et qui sera appliquée à l'entrée de l'ADC0804 n'aura pas obligatoirement

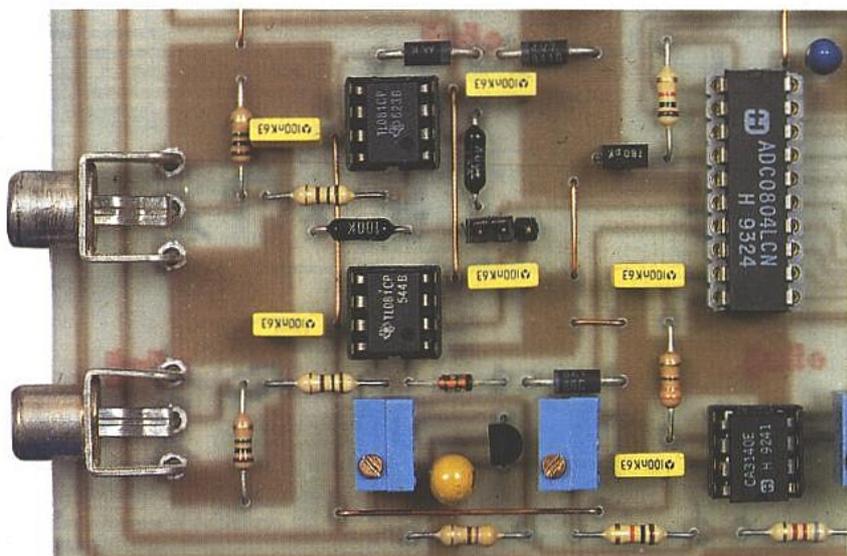
LE SCHÉMA DE PRINCIPE

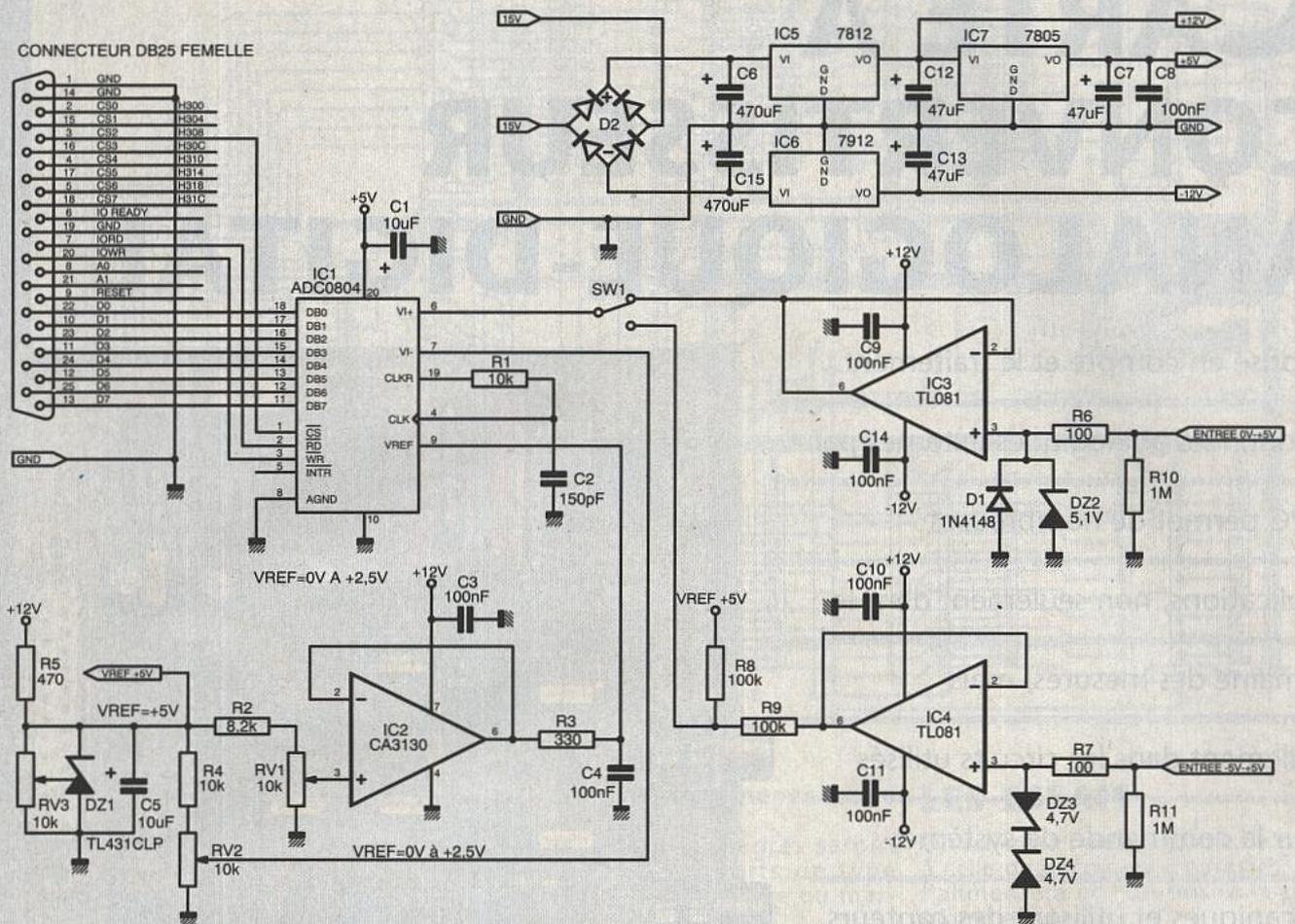
Le schéma de principe est donné en figure 1. Le convertisseur employé est l'ADC0804, le plus répandu à l'heure actuelle chez les revendeurs de composants électroniques. Il est de prix modique.

Ce circuit est interfaçable directement au bus du PC et ne nécessite que quelques composants externes pour son fonctionnement dans sa configuration la plus simple. Son temps de conversion relativement long est d'environ 100µs. Il utilise, comme beaucoup de convertisseurs, la technique d'approximations successives.

Nous avons quelque peu amélioré le schéma type, en donnant la possibilité de lecture d'une tension bipolaire (l'ADC0804 n'acceptant que des tensions unipolaires).

■ Les entrées.





■ Figure 1 : un schéma simple. Deux entrées commutables sont néanmoins prévues.

une plage débutant à 0V ; elle pourra par exemple varier entre +2V minimum et +5V maximum, ce qui correspondra à une tension pleine échelle de +3V. Le CAN possédant deux entrées différentielles, on peut procéder à l'an-

nulation de cette tension d'offset en présentant sur son entrée VIN- une tension de référence égale à cette tension de décalage. C'est ce que nous avons prévu par l'adjonction de la résistance ajustable RV2 qui permet un

réglage entre 0V et +2,5V. Si une tension supérieure devait être disponible, il suffirait de diminuer la valeur de la résistance R4.

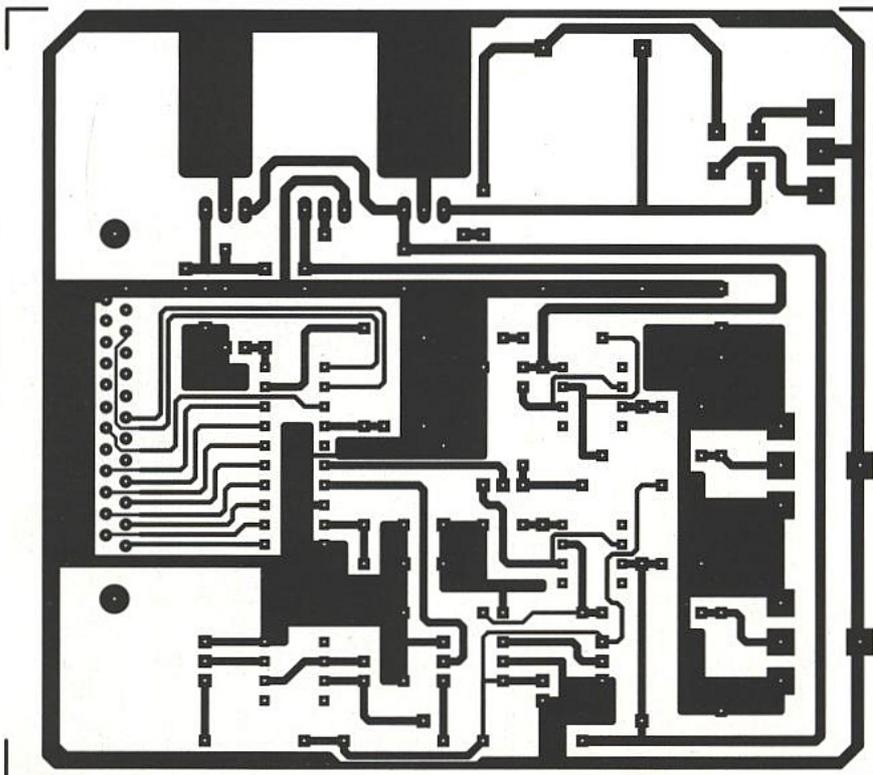
Deux entrées sont disponibles sur la carte : l'une pour les tensions unipolaires et l'autre pour les tensions bipolaires.

L'amplificateur opérationnel IC3, un TL081 est utilisé pour les tensions positives. L'impédance d'entrée a été fixée à 1M Ω par la résistance R10. La diode D1 et la zener DZ2 protègent les entrées de l'AOP et du convertisseur contre des tensions supérieures à environ +5V et -0,6V.

IC3 est configuré en suiveur et sa sortie aboutit à un inverseur, SW1, qui permettra de choisir l'entrée.

L'entrée des tensions bipolaires est confiée à l'AOP IC4, également configuré en suiveur et présentant la même impédance d'entrée. Son entrée est protégée par un limiteur à diodes zener qui limite la tension d'entrée à environ +5,4V et -5,4V. Sa sortie débite dans un pont diviseur constitué par deux résistances de 100 k Ω (dont la tolérance devra être la plus serrée possible : 0,1% ou 0,5%). L'autre extrémité de ce diviseur est connectée à la tension de référence de +5V. Ainsi, lorsqu'à l'entrée sera appliquée une tension de -5V, le point milieu des deux résistances présentera un potentiel nul par rapport à la masse. Lorsque cette tension d'entrée sera nulle, le point milieu sera porté à un potentiel de +2,5V, qui augmentera à +5V

■ Figure 2 : un circuit simple face suffit.



lorsque la tension sera de +5V. La sortie de IC4 est connectée à la broche restante de SW1.

L'alimentation de la carte nécessite trois tensions :

+12V, -12V et +5V. La régulation de ces tensions est confiée à IC7 (7805), IC5 (7812) et IC6 (7912). Sur cette carte, le redressement par un pont de diodes a été prévu, et il suffira d'utiliser un transformateur de 2 X 15V qui pourra être placé dans le même coffret que le montage.

LA RÉALISATION PRATIQUE

Le dessin du circuit imprimé est donné en figure 2, et celui du schéma d'implantation en figure 3.

On retrouve sur cette carte le même connecteur DB25 broches femelle pour l'arrivée des signaux de l'ordinateur. L'entrée des tensions à mesurer s'effectue sur des connecteurs RCA pour circuit imprimé.

L'arrivée des tensions alternatives se fait sur un bornier à vis. Les circuits intégrés seront placés sur des supports. Les trois résistances ajustables seront des modèles multitours. Comme nous l'avons mentionné, les deux résistances R8 et R9 seront des modèles à faible tolérance, si l'on désire la précision maximale.

On prendra garde au strap passant sous les résistances R7 et R8, et il sera de préférence réalisé en fil isolé.

LES RÉGLAGES ET LES ESSAIS

Après une minutieuse vérification, on alimentera le circuit, en omettant de placer l'ADC0804 sur son support.

On ajustera tout d'abord la tension de

sortie de la zener de référence à exactement +5V. On amènera ensuite le curseur de RV2 à la masse de manière à obtenir 0V sur l'entrée VIN-. Enfin, on règlera la résistance ajustable RV3 de manière à obtenir +2,5V en sortie de l'amplificateur opérationnel IC2.

On placera ensuite le convertisseur sur son support (après avoir coupé l'alimentation), et l'on vérifiera à nouveau les diverses tensions de référence, qui ne devraient pas avoir varié.

On connectera le câble en provenance de la carte de décodage d'adresses à la carte convertisseur. On saisira le programme suivant :

REM essai de la carte convertisseur pour une tension d'entrée unipolaire 0V à +5V

DO

OUT &H308,0 : REM lancement conversion

A=INP(&H308)

B=(5/256) * A

PRINT A

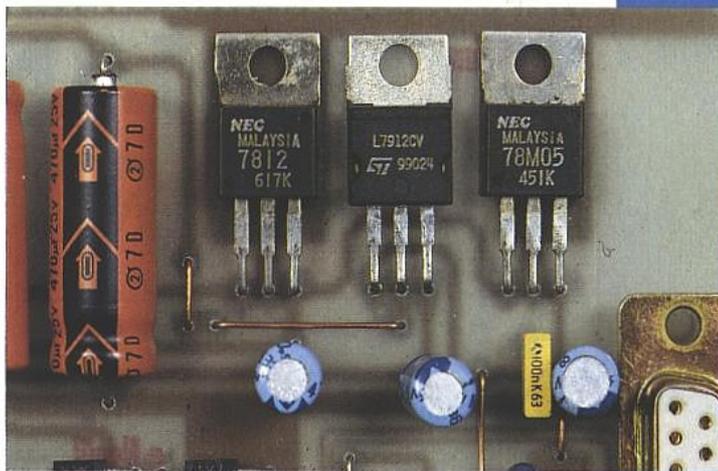
SLEEP 1

CLS

LOOP

REM CTRL+PAUSE pour sortir de la boucle.

L'instruction d'écriture lance le processus de conversion. La deuxième instruction lit le contenu du buffer de sortie du convertisseur. La troisième instruction convertit l'octet en valeur de tension exprimée en volts.



■ Génération des trois tensions + 5 V, ± 12 V.

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1, R4 : 10 kΩ
- R2 : 8,2 kΩ
- R3 : 330 Ω
- R5 : 470 Ω
- R6, R7 : 100 Ω
- R8, R9 : 100 kΩ (voir texte)
- R10, R11 : 1 MΩ
- RV1, RV2, RV3 : résistance ajustable multitours 10 kΩ

Condensateurs :

- C1, C5 : 10 µF 16 volts
- C2 : 150 pF
- C3, C4, C8 à C11, C14 : 100 nF
- C6, C15 : 470 µF 25 volts
- C7, C12, C13 : 47 µF 16 volts

Semi-conducteurs :

- D1 : 1N4148
- D2 : pont redresseur B80C1000
- DZ1 : TL431CLP
- DZ2 : zener 5,1V
- DZ3, DZ4 : zener 4,7V

Circuits intégrés :

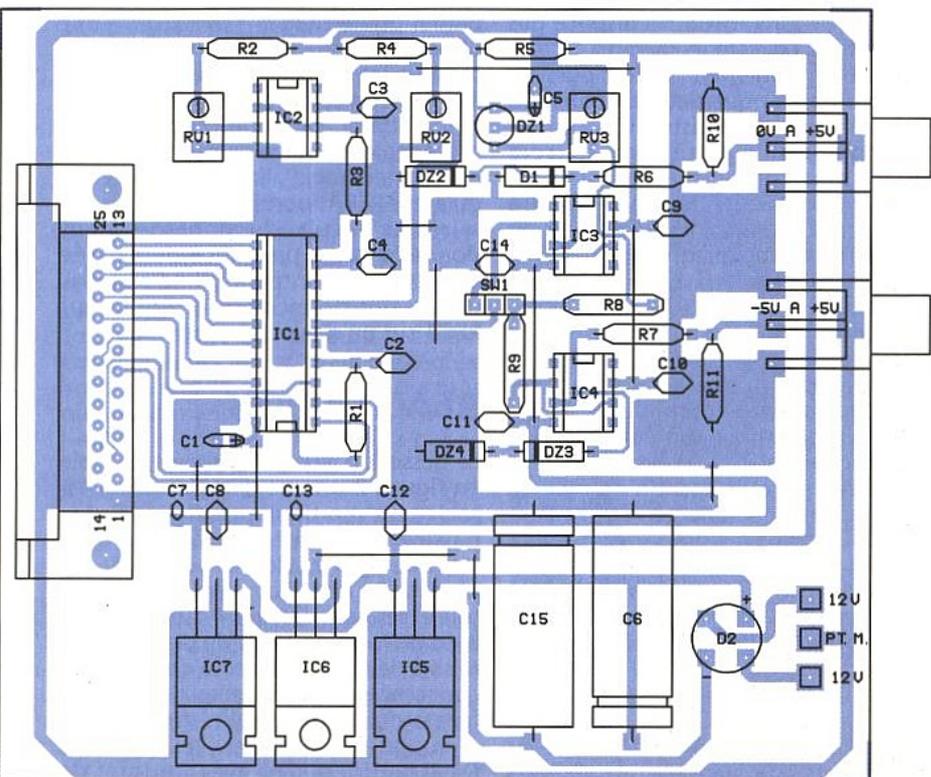
- IC1 : ADC0804
- IC2 : CA3130
- IC3, IC4 : TL081
- IC5 : 7812
- IC6 : 7912
- IC7 : 7805

Divers :

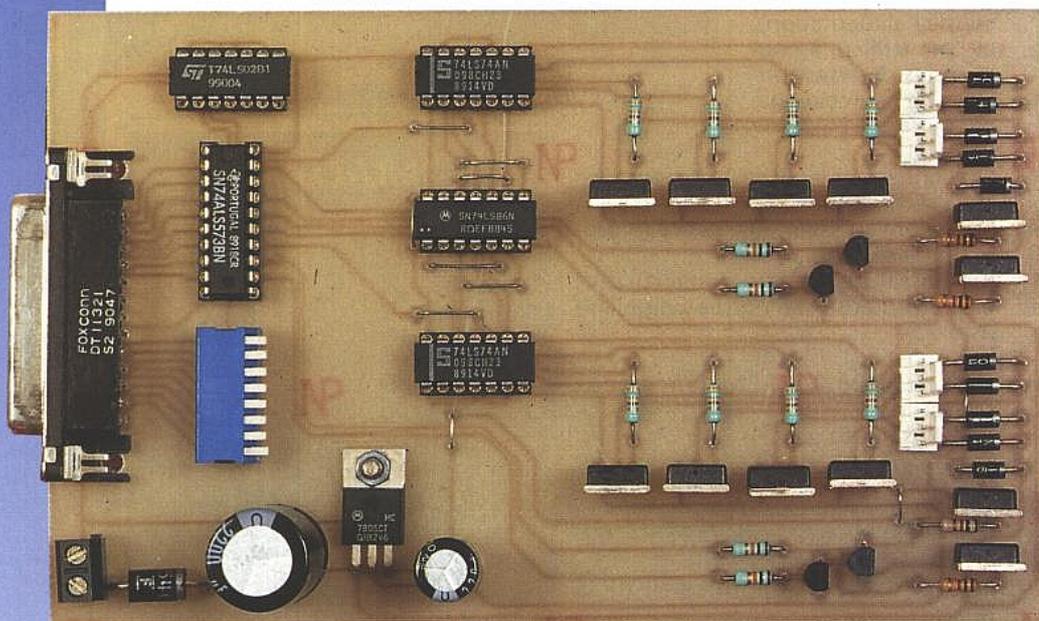
- 3 supports pour circuit intégré 8 broches
- 1 support pour circuit intégré 20 broches
- 2 connecteurs RCA pour circuit imprimé
- 1 bornier à vis à trois points
- 1 transformateur 2 X 15 volts 7,5VA ou 10VA
- 1 morceau de picôts à souder à trois points mâles
- 1 cavalier
- 1 connecteur DB25 broches femelle

■ Figure 3 : ne pas oublier les straps !

P. OGUIC



COMMANDE DE MOTEUR PAS À PAS AVEC MAINTIEN



Cette carte de contrôle

vous permettra de

commander deux

moteurs pas à pas

indépendants (de type

unipolaire biphasé)

avec la possibilité de

choisir la tension de

maintien au repos. Elle se branche directement sur la carte d'interface PC

préalablement décrite.

SCHEMA

Le schéma de la carte de contrôle des moteurs est visible en **figure 1**. Notre carte est prévue pour se raccorder à la carte interface pour bus PC décrite dans ce cahier spécial. La logique d'interfacage avec la carte PC est identique à celle de la carte de contrôle des quatre moteurs pas à pas (de ce même numéro). On retrouve donc la porte IC2A et le latch associé (IC5) qui capture les données issues de la carte PC. N'oubliez pas, comme nous l'avons déjà indiqué dans l'article consacré à la carte de contrôle pour 4 moteurs, qu'un seul des interrupteurs de SW1 peut être sur la position «ON» à la fois. Les transistors qui commandent les enroulements des moteurs sont pilotés exactement par la même logique que pour la carte à quatre moteurs. Nous ne nous étendons pas sur le sujet. Par contre, vous noterez que la tension VCC_MOT n'est plus distribuée directement aux moteurs. Les transistors T9 à T16 pilotent les lignes d'alimentation des moteurs. Les transistors T9 et T11 sont utilisés pour piloter les moteurs avec une tension de maintien de 12VDC tandis que les transistors T10 et T12 sont utilisés pour piloter les moteurs avec une tension de maintien de

5VDC. Les transistors T13 à T16 permettent de commander correctement la commutation des transistors T9 à T12, car le circuit IC5 ne dispose pas de sorties à collecteurs ouverts.

Avec cet arrangement il n'est possible de commander que deux moteurs pas à pas à l'aide du registre IC5. La programmation de cette carte ne sera guère plus compliquée que la programmation de la carte pour quatre moteurs. Il faudra simplement choisir la tension de maintien des moteurs et ne plus toucher aux bits correspondants dans le registre IC5.

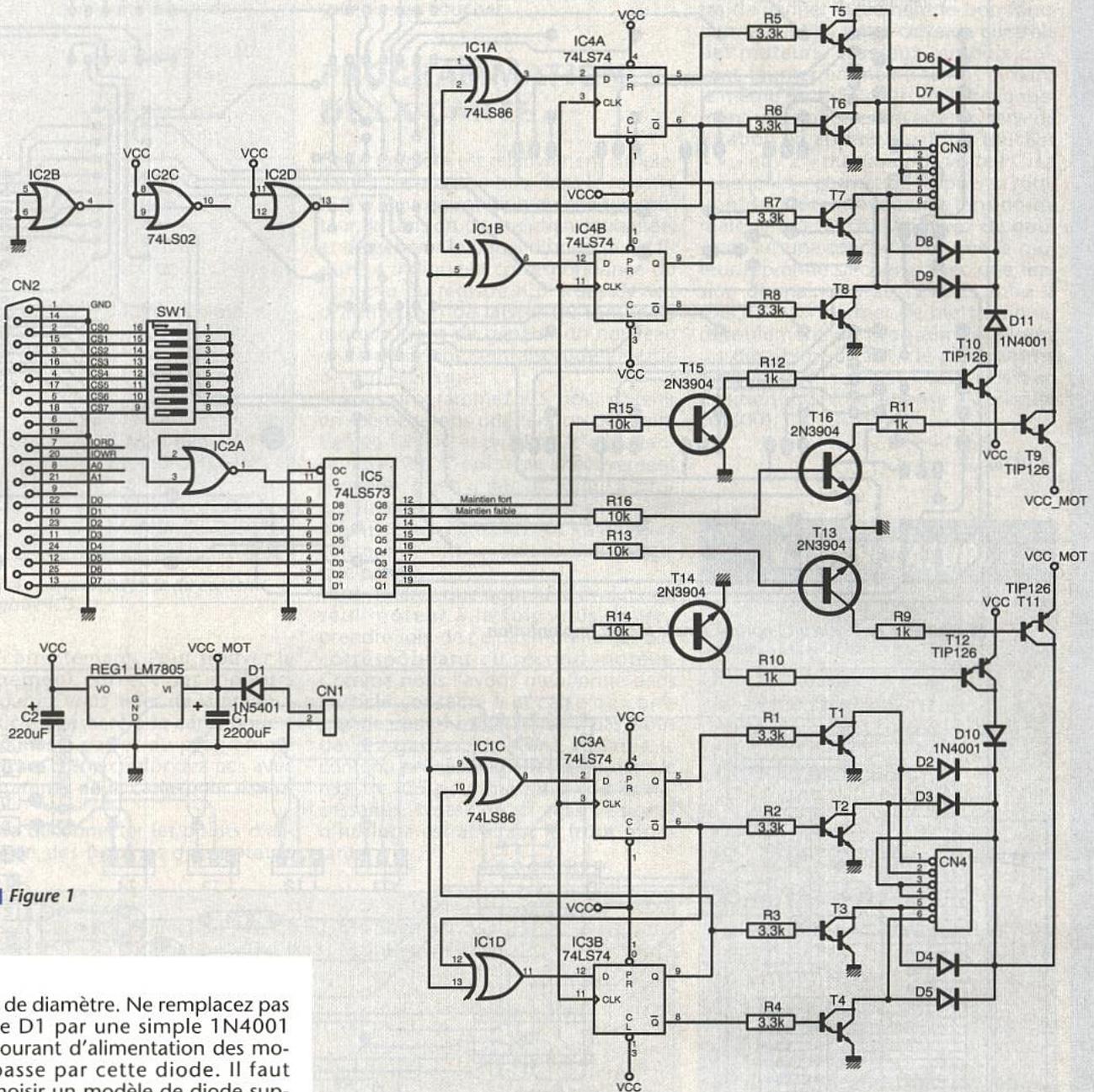
Les diodes associées aux transistors de commande permettent de protéger le montage des surtensions provoquées par la rupture du courant d'alimentation des bobines des moteurs. Les transistors choisis (TIP121) disposent déjà d'une diode de protection montée en inverse entre le collecteur et l'émetteur. Mais sans les diodes de protection, la surtension induite par les bobines des moteurs se répercuterait aussi sur la tension VCC_MOT. Les diodes D10 et D11 protègent la tension VCC du retour de VCC_MOT lorsque la tension de maintien est programmée à 12VDC. Il faut en effet tenir compte de la diode inverse des transistors T10 et T12, dirigée vers

VCC. Sans les diodes D10 et D11, la tension VCC passerait à 12VDC ce qui, bien entendu, détruirait les circuits logiques du montage.

La tension issue de CN1 servira à alimenter les moteurs. Une tension de 12VDC correctement filtrée fera très bien l'affaire. La diode D1 permet de protéger le montage en cas d'inversion du connecteur d'alimentation. Le régulateur REG1 fournira le 5VDC nécessaire aux circuits du montage. Etant donné la faible puissance demandée par les circuits intégrés, il ne sera pas nécessaire de monter le régulateur REG1 sur un dissipateur thermique.

RÉALISATION

Le dessin du circuit imprimé est visible en **figure 2**. La vue d'implantation associée est reproduite en **figure 3**. Les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8mm de diamètre, pour la plupart. En ce qui concerne les transistors et les connecteurs, il faudra percer avec un foret de 1mm de diamètre. En raison de la taille réduite des pastilles concernées, il vaudra mieux utiliser des forets de bonne qualité pour éviter d'emporter les pastilles. Pour la diode D1 il faudra percer avec un foret de



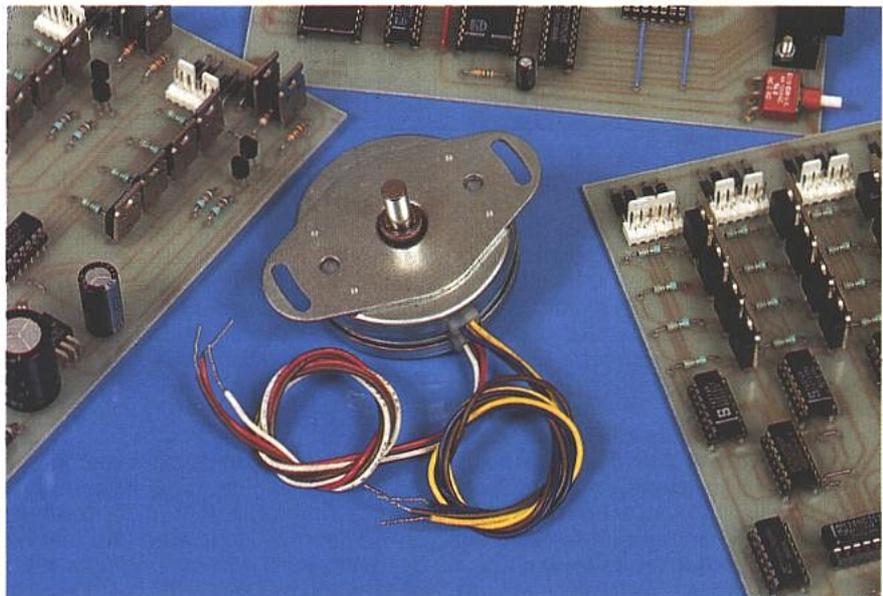
■ Figure 1

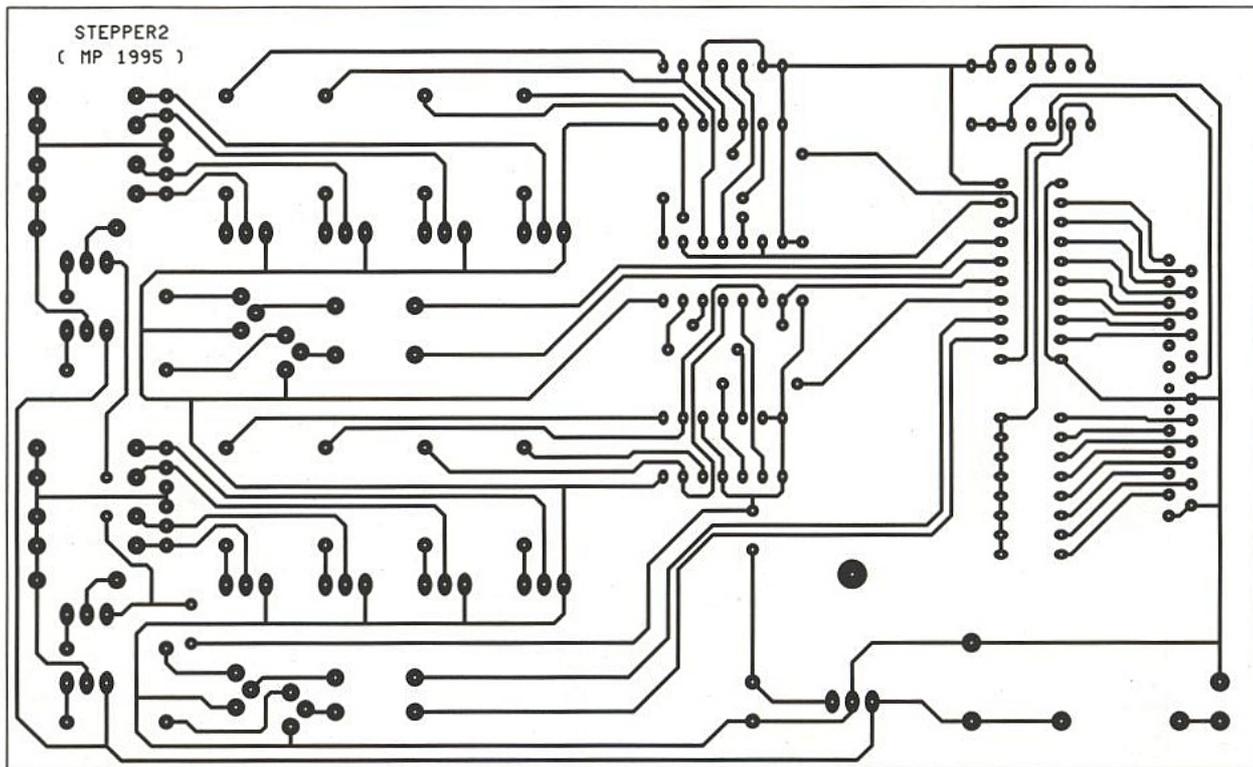
1,5mm de diamètre. Ne remplacez pas la diode D1 par une simple 1N4001 car le courant d'alimentation des moteurs passe par cette diode. Il faut donc choisir un modèle de diode supportant environ 3A, comme par exemple les diodes 1N5401 ou MRS01.

Avant de réaliser le circuit imprimé, il est préférable de vous procurer les composants pour vous assurer qu'ils s'implanteront correctement. Cette remarque concerne particulièrement les condensateurs. Il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation. Soyez tout de même attentifs au sens des condensateurs et des circuits intégrés. Vous noterez la présence de 10 straps qu'il vaut mieux implanter en premier lieu. En particulier n'oubliez pas le strap situé sous D7 et D8. Il est préférable de monter les circuits intégrés sur support, pour vérifier la présence de la tension d'alimentation avant de mettre les circuits sur les supports.

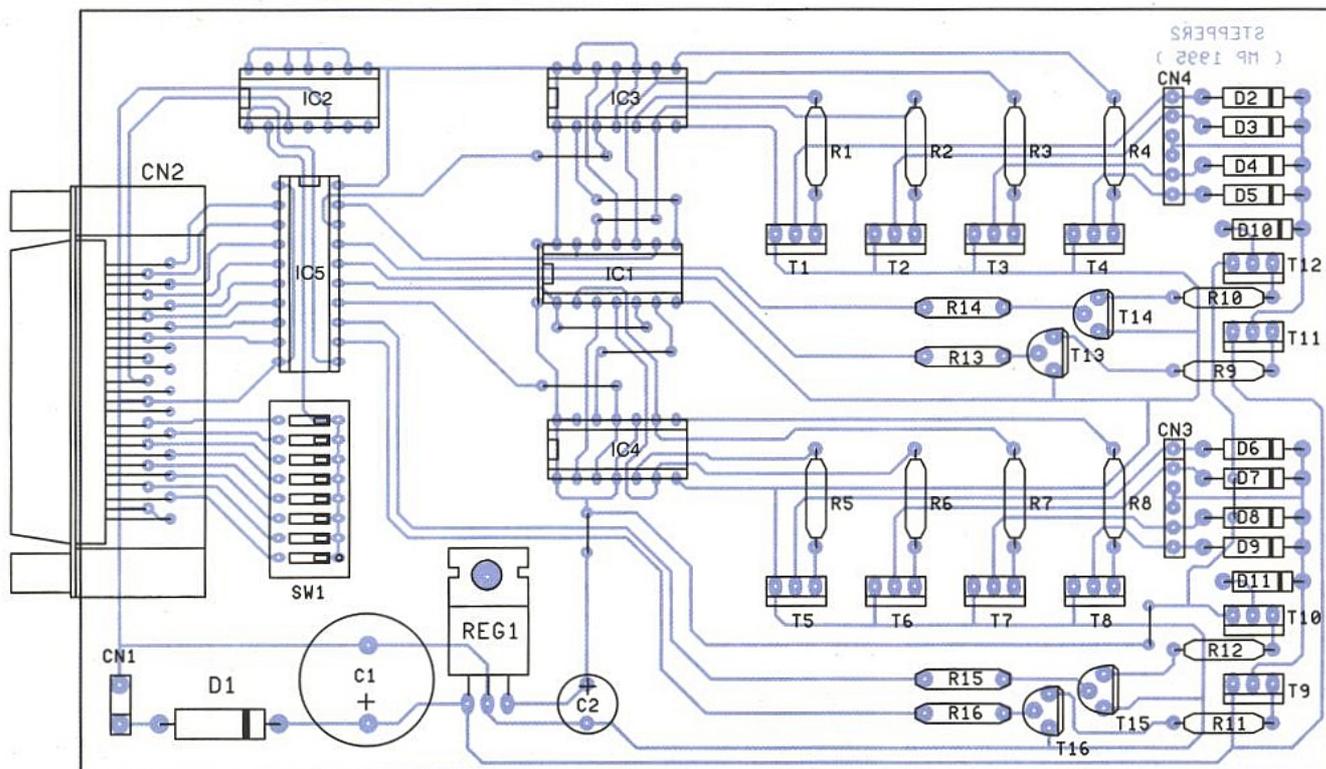
Veillez à choisir un connecteur femelle pour CN2. Un modèle mâle s'implante parfaitement, mais les points de connexions se retrouvent inversés par symétrie par rapport à l'axe vertical. Dans ce cas il vous faudrait fabriquer un câble spécial pour rétablir l'ordre voulu.

■ Les trois cartes de commande et un moteur pas à pas.





■ Figures 2 et 3 : circuit imprimé simple face et implantation.



En ce qui concerne le câble nécessaire pour relier notre montage à la carte d'interface PC, il vous suffira de fabriquer un câble équipé de plusieurs connecteurs DB25 mâles. L'utilisation de connecteurs à sertir sur du câble en nappe est la solution la plus pratique. Mais rien ne vous empêche d'utiliser des connecteurs à souder si vous êtes patient.

Enfin ajoutons que le connecteur CN2 sera immobilisé par deux boulons montés dans les passages prévus à cet effet, en raison des nombreuses manipulations de changement de câble qui ont toutes les chances de survenir. Les transistors de puissance seront

montés verticalement sur le circuit imprimé. Il faudra juste veiller à ce que les boîtiers ne se touchent pas, puisqu'ils sont reliés aux collecteurs des transistors. Il n'y a cependant aucun risque en cas de contact de boîtiers des transistors, du fait de l'utilisation de moteurs de type unipolaires.

La tension issue de CN1 servira à alimenter les moteurs en maintien fort. La tension maximum d'utilisation des moteurs devra donc être la même que la tension d'alimentation du montage. Si vous souhaitez utiliser des moteurs qui se commandent avec une tension de 5DVC, vous devrez remplacer REG1 par un strap. Dans ce cas la tension

présente sur CN1 devra être régulée, et la diode D1 devra être remplacée par un strap. Dans un tel cas de figure, la programmation de la tension de maintien sera sensiblement indifférente. Les transistors T9 et T11 fourniront 5VDC aux moteurs tandis que les transistors T10 et T12 fourniront environ 4,2VDC (en raison de la chute de tension des diodes D10 et D11).

Le raccordement des phases du moteur risque de demander quelques essais. Comme nous l'avons indiqué dans l'article consacré à la carte de commande pour 4 moteurs pas à pas, si vous inversez les points d'alimentation des bobines, le moteur ne tourne-

Registre IC5	Signal correspondant
Bit 0	Direction Moteur 1 (CN3)
Bit 1	Clock Moteur 1 (CN3)
Bit 2	Maintien 5V Moteur 1 (CN3)
Bit 3	Maintien 12V Moteur 1 (CN3)
Bit 4	Direction Moteur 2 (CN4)
Bit 5	Clock Moteur 2 (CN4)
Bit 6	Maintien 5V Moteur 2 (CN4)
Bit 7	Maintien 12V Moteur 2 (CN4)

Figure 4 : correspondance du contenu du registre IC5.

ra pas correctement. Pour trouver le branchement correct des moteurs vous pourrez vous aider de la figure 4 de l'article consacré à la carte pour 4 moteurs pas à pas et du programme de la figure 5 (ne confondez pas avec le programme de la carte pour 4 moteurs). Evitez de déconnecter les points d'alimentation des bobines des moteurs

pendant que le montage est sous-tension, pour éviter des effets désagréables au toucher.

PROGRAMMATION DE LA CARTE

Cette dernière est relativement simple. Il suffit de programmer dans le registre IC5 le sens de rotation de chaque moteur, la tension de maintien souhaitée, et de générer le signal d'horloge. La figure 4 indique la correspondance du contenu du registre IC5. Vous devrez prendre soin de laisser du temps au moteur avant de générer un nouveau cycle d'horloge, en raison de l'inertie de la mécanique.

Si vous programmez IC5 pour obtenir en même temps une tension de maintien de 12VDC et de 5VDC c'est la tension de 12VDC qui serait effectivement obtenue. Il n'y a aucun risque à programmer les deux bits de maintien en même temps. Simplement les moteurs consommeront un peu plus d'énergie que prévu.

Vous noterez que pour faire évoluer un seul moteur à la fois vous devrez prendre soin de ne pas modifier les bits correspondant au second moteur. Comme nous l'avons mentionné dans l'article consacré à la carte de commande pour 4 moteurs pas à pas, vous devrez garder dans une variable le contenu précédemment inscrit dans le registre IC5 pour masquer les bits nécessaires. Notez qu'ici aussi le signal d'horloge est actif sur le front montant.

Vous trouverez en figure 5 un programme en QBASIC qui vous permettra de vérifier facilement le bon fonctionnement de votre carte de contrôle des moteurs. Les deux moteurs doivent tourner en même temps et dans le même sens. En cours de fonctionnement vous pourrez inverser le sens de rotation en appuyant sur les touches « 1 » et « 2 » du clavier de votre PC. La touche « s » permet de stopper la rotation du moteur avec une tension de maintien de 5VDC. Appuyez de nouveau sur une touche pour que le moteur reprenne sa course avec une tension de maintien de 12VDC. Enfin la touche « f » permet de mettre fin au déroulement du programme. Notez un détail important : le programme suppose que le switch 1 de SW1 est en position « ON » (réponse à l'adresse &h300).

P. MORIN

NOMENCLATURE

Résistances :

R1 à R8 : 3,3kΩ 1/4W 5%
R9 à R12 : 1kΩ 1/4W 5%
R13 à R16 : 10kΩ 1/4W 5%

Condensateurs :

C1 : 2200µF / 25 Volts, sorties radiales
C2 : 220µF / 25 Volts, sorties radiales

Semi-conducteurs :

D1 : 1N5401 ou MR501 (diode supportant 3A)
D2 à D11 : 1N4001
T1 à T8 : TIP121
T9 à T12 : TIP126
T13 à T16 : 2N3904
REG1 : régulateur LM7805 (5V) en boîtier TO220

Circuits intégrés :

IC1 : 74LS86
IC2 : 74LS02
IC3, IC4 : 74LS74
IC5 : 74LS573

Divers :

SW1 : bloc de 8 micro-interrupteurs en boîtier DIL.
CN1 : bornier de connexion à vis 2 plots au pas de 5,08mm, à souder sur circuit imprimé, profil standard.
CN2 : connecteur Sub-D, 25 points, femelle, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence HARTING 09 66 312 7601).
CN3, CN4 : barrette mini-KK, 6 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence MOLEX 22-27-2061.

```
x1% = &H11 : REM Direction = 0, Clk=0, Maintien = 12VDC
x2% = &H55 : REM Direction = 0, Clk=1, Maintien = 12VDC
debut:
OUT &H300, x1%
FOR i = 1 TO 2: NEXT i
OUT &H300, x2%
FOR i = 1 TO 2: NEXT i
x$ = INKEY$
IF x$ <>> THEN GOTO s0
GOTO debut

s0:
IF x$ = «1» THEN GOTO s1
IF x$ = «2» THEN GOTO s2
IF x$ = «s» THEN GOTO ss
IF x$ = «f» THEN GOTO fin
GOTO debut

s1:
x2% = &H55: x1% = &H11 : REM Direction = 1, Maintien = 12VDC
GOTO debut

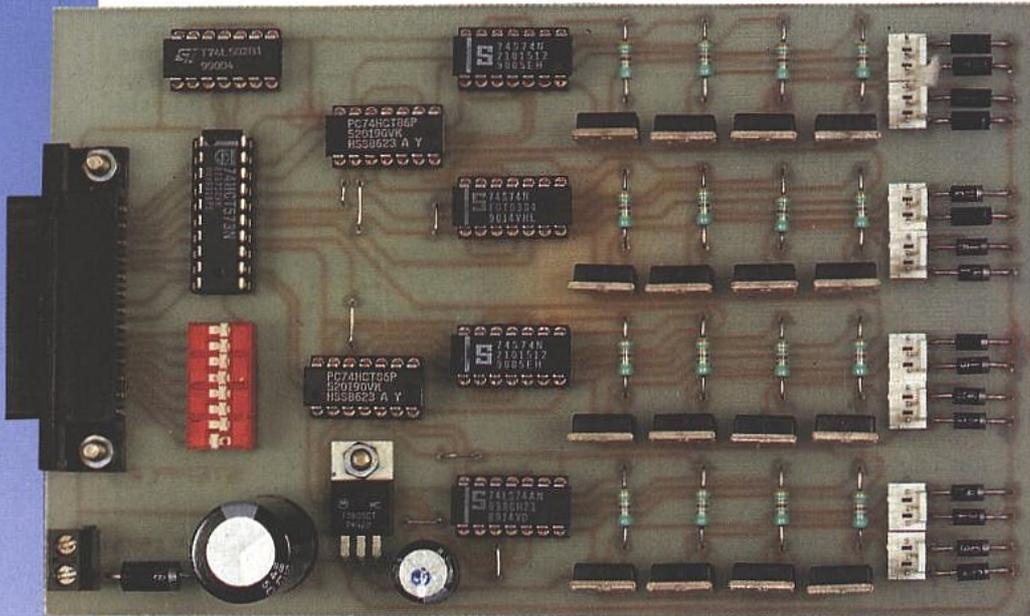
s2:
x2% = &HDD: x1% = &H99 : REM Direction = 0, Maintien = 12VDC
GOTO debut

ss:
OUT &H300, &H66 : REM maintien des moteurs avec 5VDC
ss0:
IF INKEY$ = <>> THEN GOTO ss0 : REM Attente d'une nouvelle touche
GOTO debut

fin:
OUT &H300, &H0
```

Figure 5 : programme de démonstration.

CARTE DE CONTRÔLE POUR QUATRE MOTEURS PAS À PAS



Cette cinquième carte
de ce cahier spécial
vous permettra de
commander facilement
quatre moteurs pas à
pas indépendants de
type unipolaires
biphasés. Cette carte se

branche directement sur la carte d'interface PC décrite dans ce cahier. Selon vos besoins vous pourrez même connecter plusieurs cartes à l'interface PC, ce qui permet d'envisager le contrôle direct de 32 moteurs pas à pas.

La carte que nous vous proposons se limite au contrôle de moteurs pas à pas unipolaires biphasés. Cette limitation est simple à expliquer. Les moteurs pas à pas bipolaires nécessitent une circuiterie capable d'inverser la polarité d'alimentation des enroulements du moteur. Il faut alors 4 transistors par enroulement, ce qui fait 8 transistors pour piloter ce type de moteur. Par ailleurs, en raison du montage en pont des transistors, à la moindre défaillance du circuit de commande, les transistors risquent de placer l'alimentation en court-circuit. Pour peu que l'on ne prenne pas garde à la dispersion possible des temps de conduction, on arrive au même cas de figure. Cette situation se traduit généralement par la destruction des transistors de commande.

Les moteurs pas à pas de type unipolaire biphasé disposent de deux enroulements par phase. Avec ce type de moteur il n'est plus nécessaire d'inverser le sens d'alimentation des bobines du moteur. Il suffit (pour inverser le

flux magnétique induit par la bobine) de commander l'un ou l'autre des enroulements d'une même phase. Même en cas de commande simultanée des deux enroulements d'une même phase, il n'y a pas de crainte à avoir pour les transistors de commande. Cette situation se traduit simplement par la génération de deux flux magnétiques qui s'opposent. Dans le cas où les deux stators sont commandés de la sorte, le moteur se retrouve pratiquement libre de tourner sans frein. Les moteurs unipolaires biphasés sont généralement moins puissants que les moteurs bipolaires. En contrepartie ils sont plus simples à mettre en œuvre. Ceci explique notre choix (32 transistors contre 16 pour notre montage).

SCHEMA

Le schéma de la carte de contrôle des moteurs est visible en figure 1. Notre carte est prévue pour se raccorder à la carte interface pour bus PC décrite

dans ce cahier spécial. La carte interface pour PC distribue déjà les lignes d'adressage décodées (CS0 à CS7). Pour connecter notre carte il suffit de choisir une des lignes de sélection possible. C'est le rôle de SW1. Notez qu'un seul des interrupteurs de SW1 peut être sur la position «ON» à la fois. Sinon vous mettez en court-circuit les sorties du décodeur d'adresse de la carte interface PC (74LS138).

Pour simplifier notre montage la carte ne permettra pas de relire les signaux de contrôle des moteurs. En conséquence un simple circuit latch suffit pour réaliser l'interface avec la carte PC. C'est le rôle du circuit IC8. Les entrées du circuit IC8 seront reliées au bus des données du PC tamponné par la carte PC, via CN5. Vous noterez que la distribution des signaux D0 à D7 vers IC8 se fait dans un ordre croisé. Ceci permet de simplifier le dessin du circuit imprimé. Cela n'a pas grande importance puisqu'il suffira de programmer en conséquence le contenu du registre IC8. Vous verrez plus loin

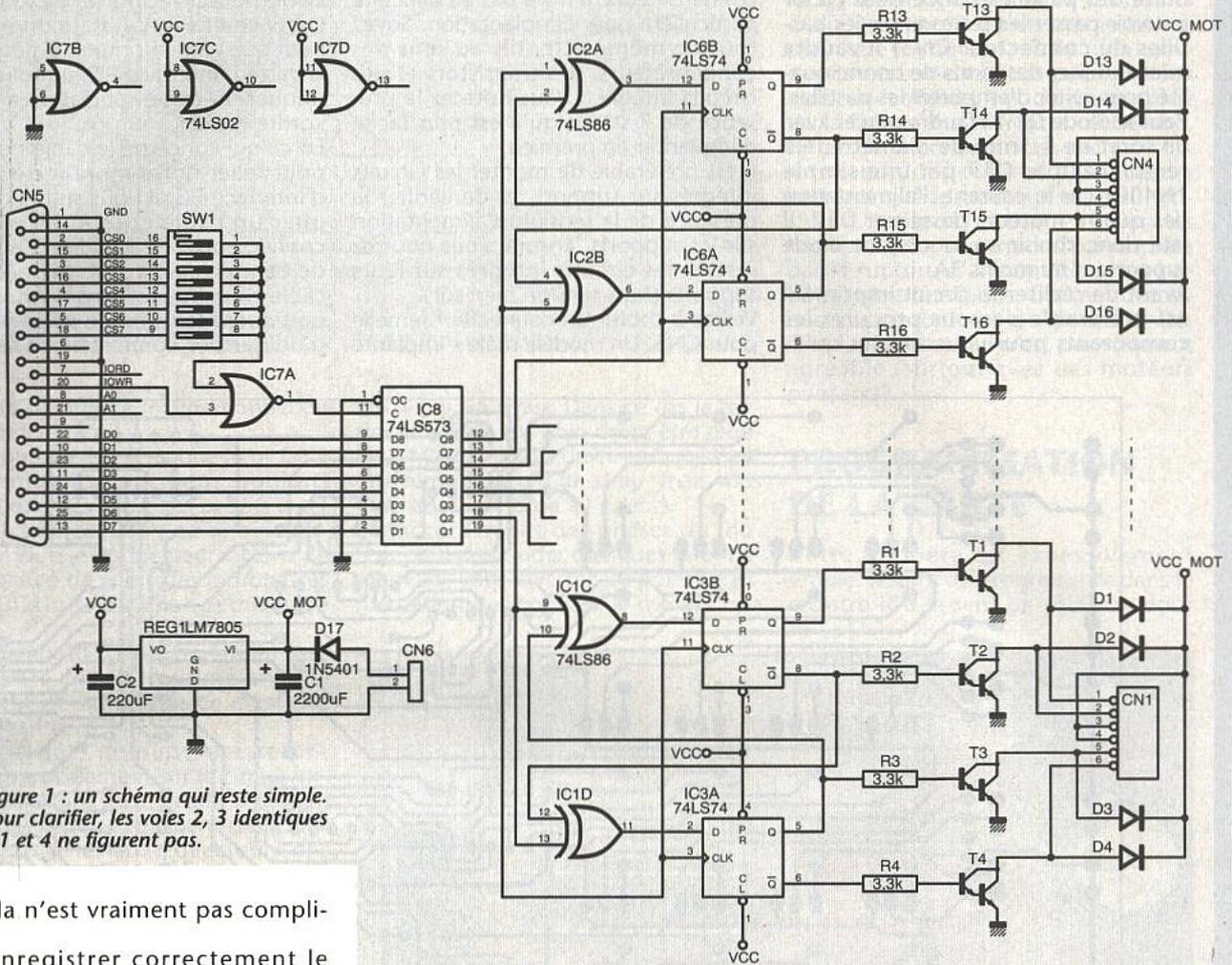


Figure 1 : un schéma qui reste simple. Pour clarifier, les voies 2, 3 identiques à 1 et 4 ne figurent pas.

que cela n'est vraiment pas compliqué.

Pour enregistrer correctement le contenu du bus des données du PC le circuit IC8 requiert un signal actif à l'état haut sur sa broche 11, synchronisé avec le signal IOWR. Le signal doit être actif uniquement lorsque le bus des adresses du PC correspond à l'adresse sélection de la carte. Il suffit donc de combiner le signal issu de SW1 avec le signal IOWR via la porte IC7A.

Nous aurions pu piloter directement les transistors de commande des enroulements des moteurs à partir du registre IC8. Mais dans ce cas il serait nécessaire de tout gérer par le programme. Nous avons jugé bien plus utile de vous libérer de la partie ingrate de la gestion des moteurs, grâce aux quelques portes que vous pouvez apercevoir sur le schéma.

Les transistors qui commandent une même phase du moteur sont activés respectivement par la sortie Q et /Q d'une bascule D. Ainsi il n'y a pas de questions à se poser quant à la commande simultanée des enroulements d'une même phase. Les portes OU-EXCLUSIF permettent de modifier la chronologie d'évolution des signaux selon la direction souhaitée. La combinaison de la sortie de la bascule qui contrôle l'état d'excitation de l'autre enroulement, avec le signal de direction issu de IC8 permet de générer les signaux nécessaires.

Les diodes associées aux transistors de commande permettent de protéger le montage des surtensions provoquées par la rupture du courant d'alimenta-

tion des bobines des moteurs. Les transistors choisis (TIP121) disposent déjà d'une diode de protection montée en inverse entre le collecteur et l'émetteur. Mais sans les diodes de protection la surtension induite par les bobines des moteurs se répercuterait sur la tension VCC_MOT. Bien entendu le condensateur C1 filtre cette tension, mais ce n'est pas suffisant.

La carte sera alimentée par une tension de 12VDC qui n'a pas besoin d'être stabilisée. Une tension correctement filtrée fera très bien l'affaire. La diode D17 permet de protéger le montage en cas d'inversion du connecteur d'alimentation. La tension issue de CN6 servira à alimenter les moteurs. La tension d'utilisation des moteurs devra

donc être la même que la tension d'alimentation du montage.

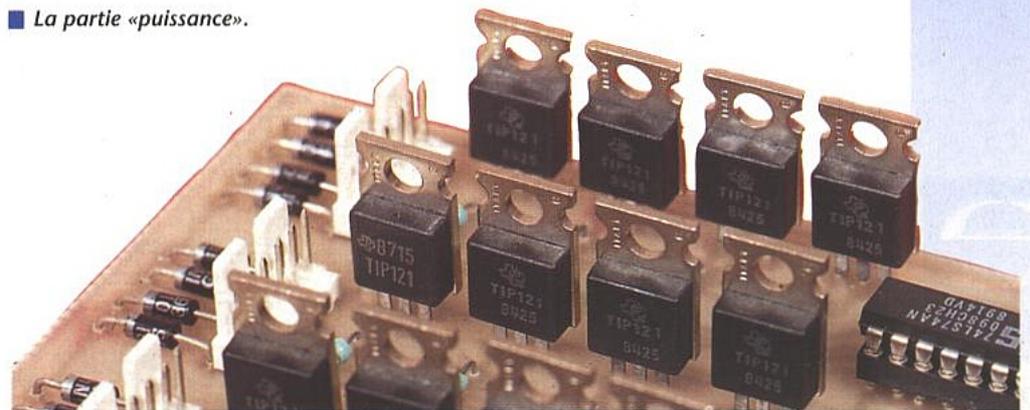
Le régulateur REG1 fournira le 5VDC nécessaire aux circuits du montage. Etant donné la faible puissance demandée par les circuits intégrés, il ne sera pas indispensable de monter le régulateur REG1 sur un dissipateur thermique.

RÉALISATION

Le dessin du circuit imprimé est visible en figure 2. La vue d'implantation associée est reproduite en figure 3.

Les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8mm de diamètre, pour la plupart. En ce qui concerne les transistors les diodes et les connecteurs

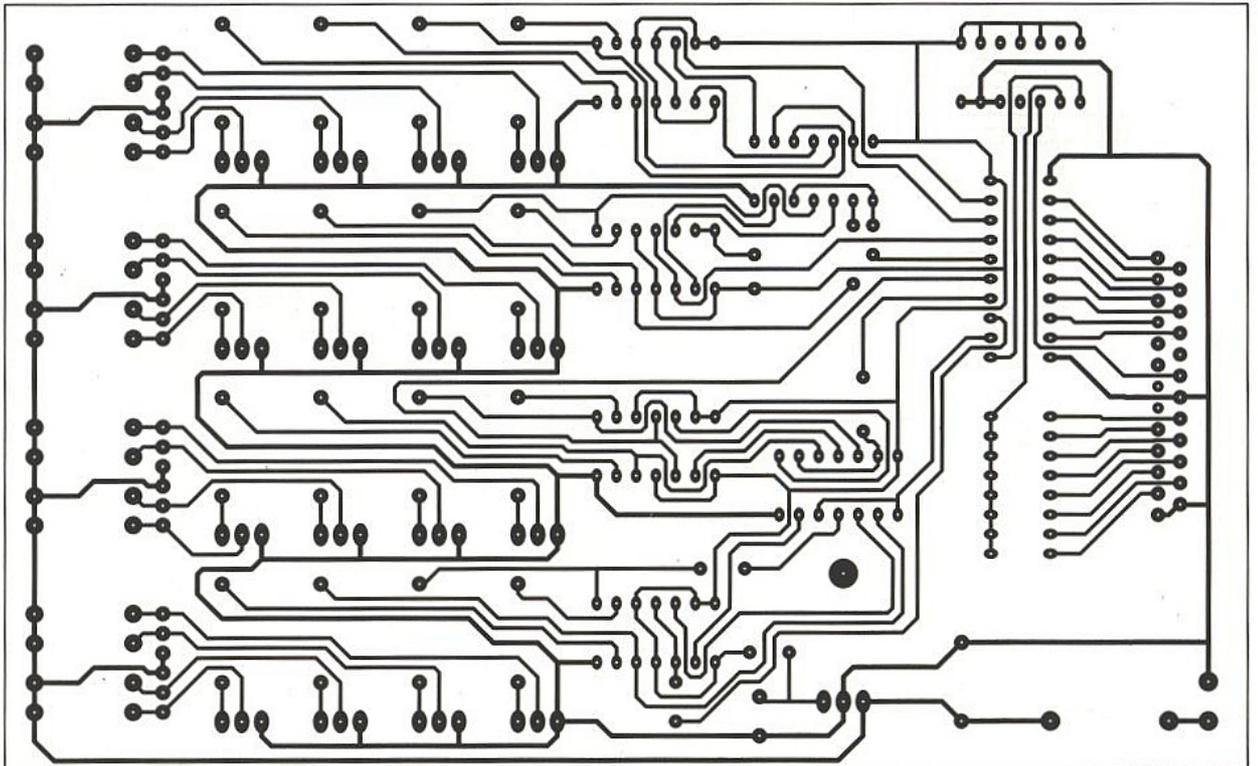
■ La partie «puissance».



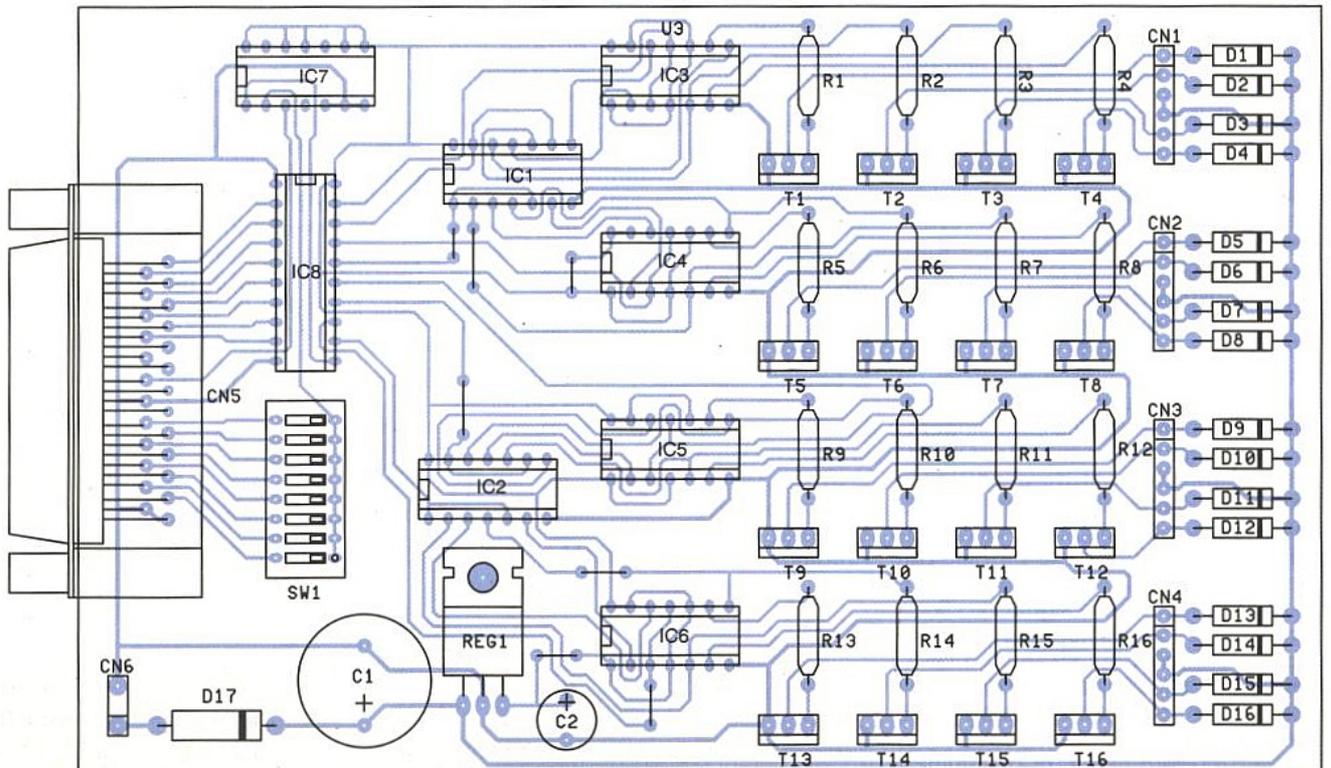
il faudra percer avec un foret de 1mm de diamètre. En raison de la taille réduite des pastilles concernées (pour pouvoir passer les pistes entre les pastilles du connecteur CN5) il vaudra mieux utiliser des forets de bonne qualité pour éviter d'emporter les pastilles. Pour la diode D17 il faudra percer avec un foret de 1,5mm de diamètre. Ne remplacez pas D17 par une simple 1N4001 car le courant d'alimentation des quatre moteurs passe par D17. Il faut donc choisir un modèle de diode supportant au moins 3A. Avant de réaliser le circuit imprimé il est préférable de vous procurer les composants pour vous assurer qu'ils

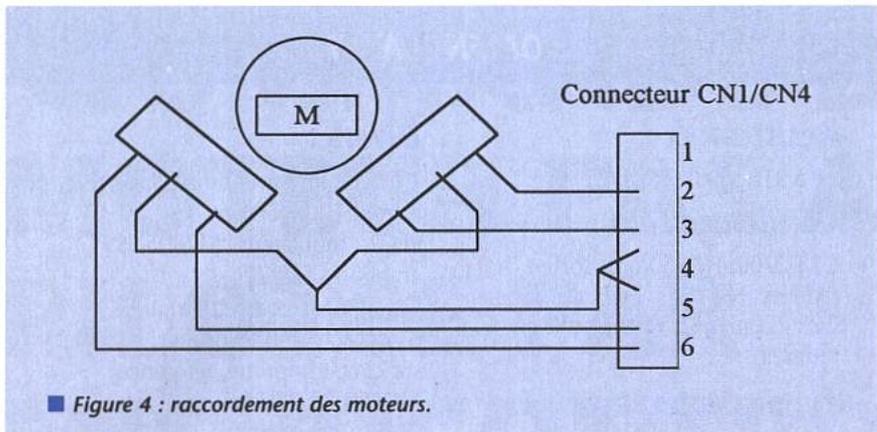
s'implanteront correctement. Cette remarque concerne particulièrement les condensateurs. Il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation. Soyez tout de même attentifs au sens des condensateurs, des transistors et des circuits intégrés. Vous noterez la présence de 7 straps qu'il est plus facile d'implanter en premier. Il est préférable de monter les circuits intégrés sur support, et de vérifier la présence de la tension d'alimentation sur les supports. Ensuite vous pourrez insérer les circuits intégrés sur leurs supports (hors tension bien sûr). Veillez à choisir un connecteur femelle pour CN5. Un modèle mâle s'implante

parfaitement, mais les points de connexions se retrouvent inversés par symétrie par rapport à l'axe vertical. Dans ce cas il n'y a aucune chance pour que votre montage dialogue avec la carte d'interface PC, à moins de fabriquer un câble spécial pour rétablir l'ordre voulu. En ce qui concerne le câble nécessaire pour relier notre montage à la carte d'interface PC, il vous suffira de fabriquer un câble équipé de plusieurs connecteurs DB25 mâles. L'utilisation de connecteurs à sertir associés à du câble en nappe est sans nul doute plus pratique. Mais rien ne vous empêche d'utiliser des connecteurs à souder si



■ Figures 2 et 3 : circuit imprimé simple face et implantation, ne pas oublier les straps.





■ Figure 4 : raccordement des moteurs.

vous êtes un adepte inconditionnel du fer à souder.

Enfin ajoutons que le connecteur CN5 sera immobilisé par deux boulons montés dans les passages prévus à cet effet. Cette précaution ne sera pas inutile puisque le connecteur CN5 a de forte chance de subir de nombreuses manipulations de changement de câble.

Le régulateur REG1 pourra être immobilisé sur le circuit imprimé à l'aide d'un petit boulon. Mais ce n'est pas une nécessité.

Les transistors de puissance seront montés verticalement sur le circuit imprimé. Il faudra juste veiller à ce que leurs boîtiers ne se touchent pas, puisqu'ils sont reliés aux collecteurs des transistors. Il n'y a cependant aucun risque en cas de contact des boîtiers des transistors, du fait de l'utilisation de moteurs de type unipolaires.

Comme nous l'avons déjà indiqué, la tension issue de CN6 servira à alimenter les moteurs. La tension d'utilisation des moteurs devra donc être la même que la tension d'alimentation du montage. Si vous souhaitez utiliser des moteurs qui se commandent avec une tension de 5DVC, vous devrez remplacer

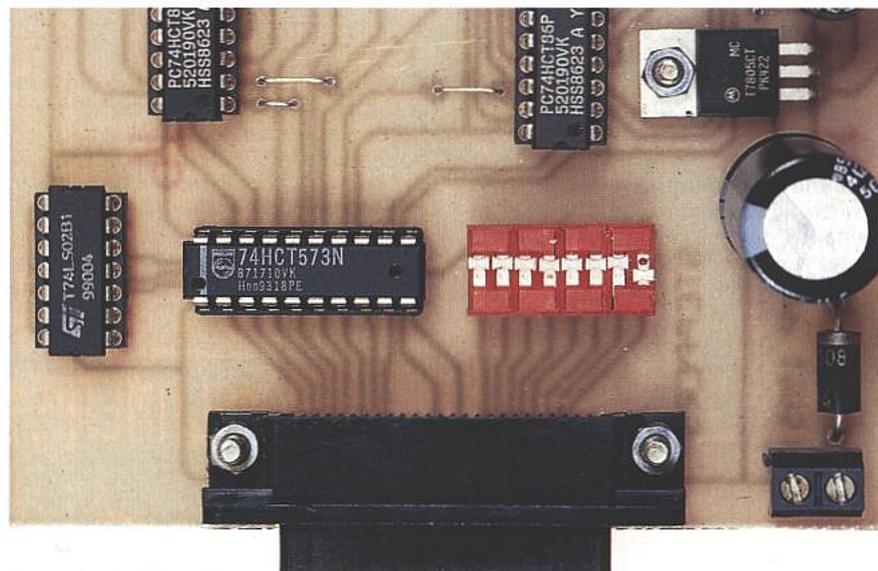
REG1 par un strap. Dans ce cas la tension présente sur CN6 devra être régulée, et la diode D17 devra certainement être remplacée par un strap (mais vous n'aurez plus le droit à l'erreur).

Le raccordement des phases du moteur peut demander quelques tâtonnements. Si vous inversez les points d'alimentation des bobines, le moteur fera

du « sur place ». C'est amusant mais ce n'est pas l'effet recherché. Il vous suffira d'inverser deux à deux les points d'alimentation pour un même stator, pour que le moteur veuille bien tourner correctement. Vous pourrez vous aider de la figure 4 et du programme de la figure 6 dans votre recherche. Evitez de déconnecter les points d'alimentation des bobines des moteurs pendant que le montage est sous tension. Les diodes protègent bien les transistors des surtensions provoquées par la rupture d'alimentation des bobines. Mais une fois les bobines déconnectées ce sont vos doigts qui en feront les frais, ce qui n'est pas vraiment agréable (surtout avec des moteurs puissants).

PROGRAMMATION DE LA CARTE

Cette dernière est excessivement simple. Il suffit de programmer dans le registre IC8 le sens de rotation pour



■ Figure 5 : correspondance du contenu du registre IC8.

■ Les circuits d'entrée.

Registre IC8	Signal correspondant
Bit 0	Direction Moteur 4 (CN4)
Bit 1	Clock Moteur 4 (CN4)
Bit 2	Direction Moteur 3 (CN3)
Bit 3	Clock Moteur 3 (CN3)
Bit 4	Direction Moteur 2 (CN2)
Bit 5	Clock Moteur 2 (CN2)
Bit 6	Direction Moteur 1 (CN1)
Bit 7	Clock Moteur 1 (CN1)

```

x1% = &H0 : REM bit Direction = 0, Clk = 0
x2% = &HAA : REM bit Direction = 0, Clk = 1

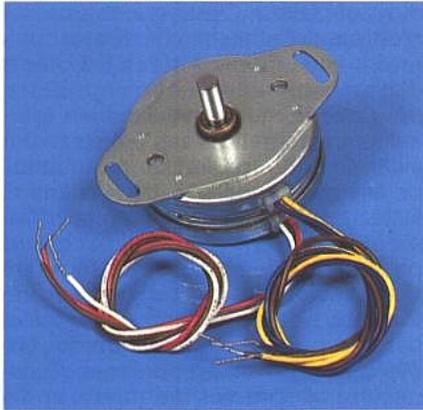
debut:
OUT &H300, x1%
FOR i = 1 TO 2: NEXT i : Rem laisse du temps au moteur
OUT &H300, x2%
FOR i = 1 TO 2: NEXT i : Rem laisse du temps au moteur
x$ = INKEY$
IF x$ <>> THEN GOTO s0 : Rem verifie si changement de sens
GOTO debut

s0:
IF x$ = «1» THEN GOTO s1
IF x$ = «2» THEN GOTO s2
IF x$ = «f» THEN END
GOTO debut

s1:
x1% = &H0: x2% = &HAA : REM bit Direction = 0
GOTO debut

s2:
x1% = &HFF: x2% = &H55 : REM bit Direction = 1
GOTO debut
    
```

■ Figure 6 : programme de démonstration.



■ Un moteur unipolaire.

chaque moteur et de générer leurs signaux d'horloge. La figure 5 indique la correspondance du contenu du registre IC8. Vous devrez prendre soin de laisser du temps au moteur avant de générer un nouveau cycle d'horloge, en raison de l'inertie de la mécanique. Vous devrez y veiller surtout si vous utilisez un langage de programmation rapide (assembleur, langage « C », PASCAL).

Vous noterez avec intérêt que pour faire évoluer un seul moteur à la fois vous devrez prendre soin de ne pas modifier les bits correspondants aux autres moteurs. Vous devrez donc garder dans une variable l'image du contenu précédemment inscrit dans le registre IC8 pour masquer les bits nécessaires, selon l'opération souhaitée. Notez aussi que le signal d'horloge est actif sur le front montant.

NOMENCLATURE

Résistances :

R1 à R16 : 3,3kΩ 1/4W 5%

Condensateurs :

C1 : 2200µF / 25 Volts, sorties radiales

C2 : 220µF / 25 Volts, sorties radiales

Semi-conducteurs :

D1 à D16 : 1N4001

D17 : 1N5401 ou MR501 (diode supportant 3A)

T1 à T16 : TIP121

Circuits intégrés :

IC1, IC2 : 74LS86

IC3 à IC6 : 74LS74

IC7 : 74LS02

IC8 : 74LS573

Divers :

1 Circuit imprimé simple face, format 100x160mm.

REG1 : régulateur LM7805 (5V) en boîtier TO220

CN1 à CN4 : barrette mini-KK, 6 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence MOLEX 22-27-2061.

CN5 : connecteur Sub-D, 25 points, femelle, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence HARTING 09 66 312 7601).

CN6 : bornier de connexion à vis 2 plots au pas de 5,08mm, à souder sur circuit imprimé, profil standard.

SW1 : bloc de 8 micro-interrupteurs en boîtier DIL.

Vous trouverez en figure 6 un programme en QBASIC qui vous permettra de vérifier facilement le bon fonctionnement de votre carte de contrôle des moteurs. Les quatre moteurs doivent tourner en même temps et dans le même sens. En cours de fonctionnement vous pourrez inverser le sens de rotation en appuyant sur les touches

« 1 » et « 2 » du clavier de votre PC. La touche « f » permet de mettre fin au déroulement du programme. Notez un détail important : le programme suppose que le switch 1 de SW1 est en position « ON » (réponse de la carte à l'adresse &h300).

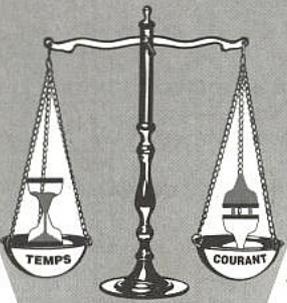
P. MORIN



CONTROLEUR de CHARGE
pour accus NiCd et NiMH

Semtech SC1766

Contrôle précis, fiable et rapide de la charge



Protection totale :

- Contre les élévations de température
- Contre les courts circuits
- Contre les éléments d'accus ouverts

- Fonctionne entre 9 et 18 volts
- Détecte le niveau de charge entre 0,65 V et 3,5 Volts
- Disponible en SOT 8 ou 14 broches

SC 1766

Excellent rapport Prix/Performances

Chez **Micro Puissance**
ZA de COURTABŒUF - BP 79 - 91943 LES ULIS CEDEX
Téléphone : (1) 69 07 12 11 - Télécopie : (1) 69 07 67 12

S.C.O.P.

MULTIMETRE NUMERIQUE - 6 1/2 Digits

A ce prix-là, personne ne fait mieux

Modèle 2000



7190 FHT
(FRANCO) garantie 3 ans

5 fois plus rapide que ses concurrents

13 fonctions ...

Interfaces IEEE-488 et RS-232

Précision de 20 ppm sur 90 jours

Carte scanner 10 voies en option

KEITHLEY INSTRUMENTS
Tél: (1) 60 11 51 55 - Fax: 60 11 77 26

DAYLIGHT

COMMANDE DE MOTEUR PAS À PAS PILOTÉE PAR MICROCONTRÔLEUR

Cette carte vous permettra

de commander un moteur

pas à pas indépendant

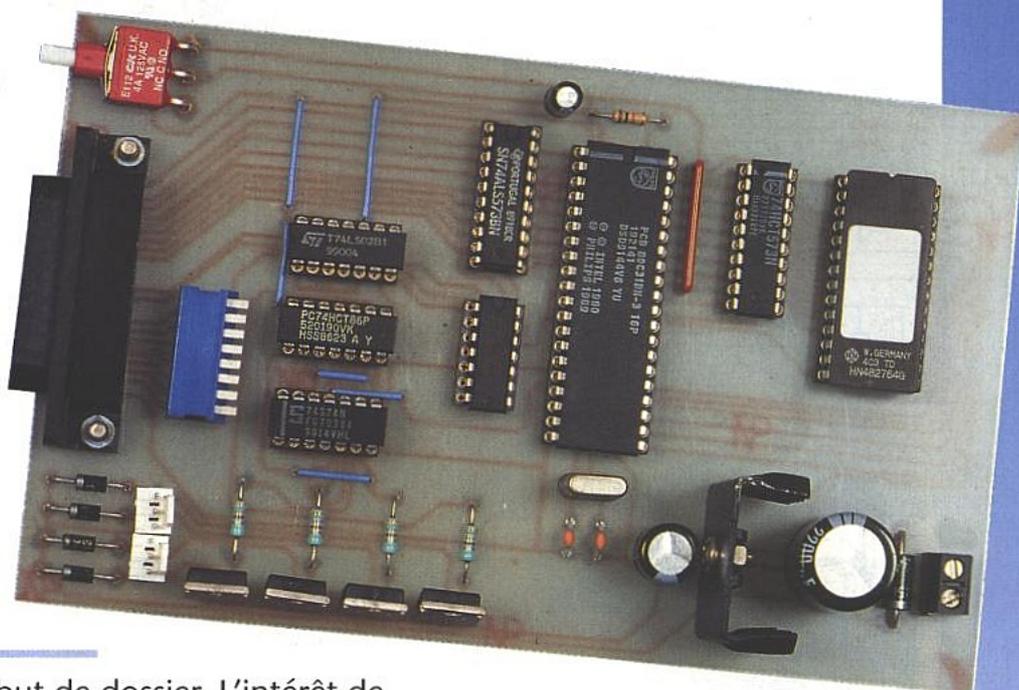
(de type unipolaire

biphasé) via un

microcontrôleur.

Elle se branche

directement sur la carte



d'interface PC décrite en début de dossier. L'intérêt de

ce montage est de libérer complètement le programme du PC de la gestion du

moteur. Au passage vous pourrez même utiliser le moteur comme un buzzer, ce

qui est un effet des plus amusants.

Cette carte permet de commander un moteur pas à pas de façon autonome, sans monopoliser votre PC pour la piloter. L'intérêt est évident : pendant que le moteur effectue un certain nombre de pas, le PC est libre pour effectuer d'autres tâches. En contrepartie le dialogue avec la carte sera légèrement plus compliqué que pour les autres cartes décrites dans ce cahier spécial. Mais vous verrez que cela en vaut la peine.

Notre carte accepte plusieurs commandes sous la forme d'un octet transmis depuis le PC. Certaines commandes sont accompagnées d'une valeur, comme nous le verrons plus loin dans cet article. La commande la plus évidente consiste à demander le déplacement du moteur d'un certain nombre de pas. Le nombre de pas accepté par la carte va de 1 à 127. Nous expliquerons

la limitation de cette valeur un peu plus loin. Une deuxième commande permet de modifier la vitesse d'évolution du moteur pas à pas. Grâce à cette commande vous pourrez choisir un intervalle de temps (entre les pas élémentaires du déplacement du moteur) allant de 1 à 127 ms. Ensuite vous disposerez de deux commandes pour indiquer le sens de rotation du moteur. Le sens défini reste actif jusqu'à nouvel ordre. Et enfin, juste pour le plaisir, vous disposerez d'une commande qui permet de faire «résonner» le moteur comme s'il s'agissait d'un buzzer.

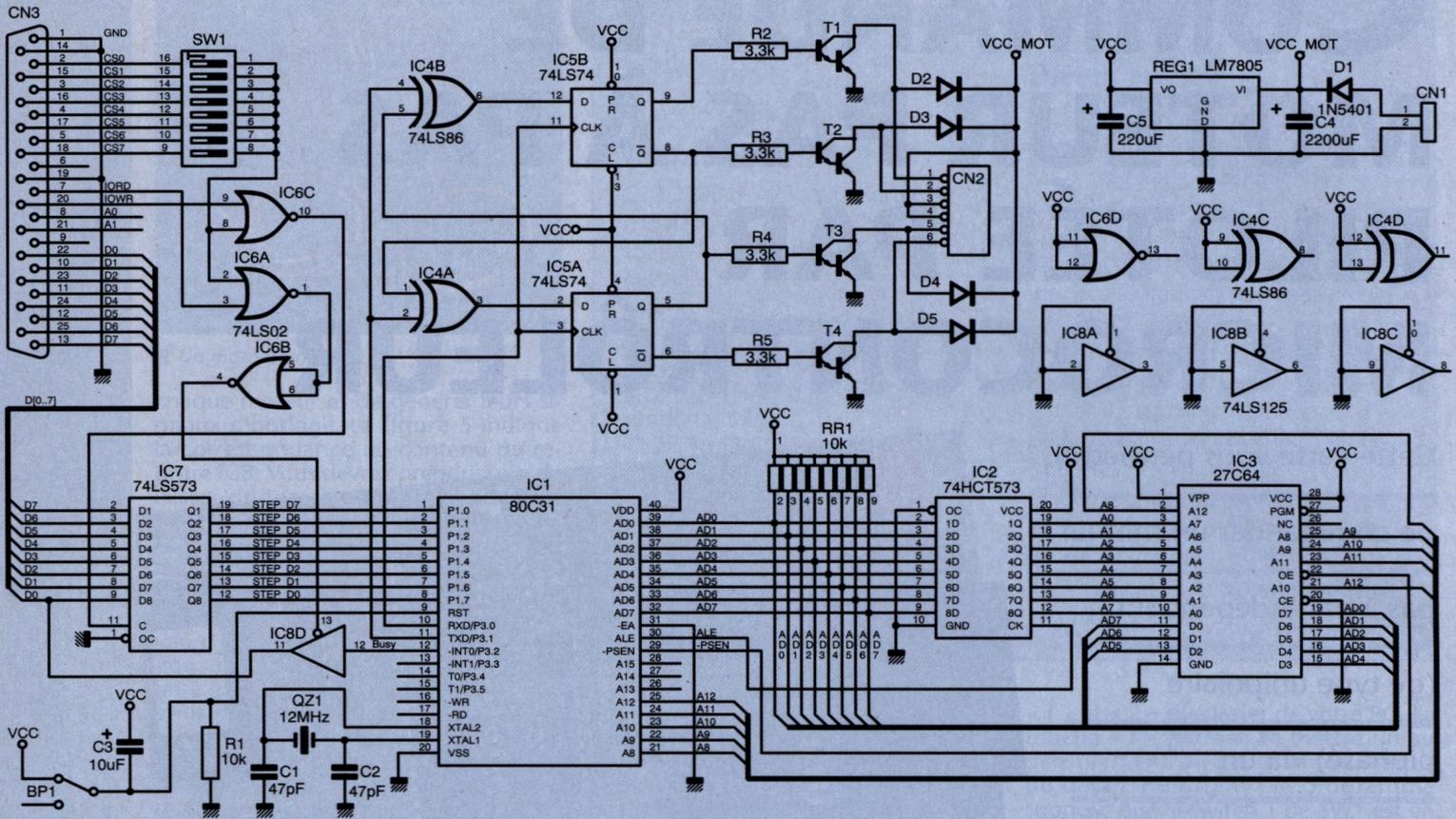
SCHÉMA

Le schéma de la carte de contrôle de moteur est visible en **figure 1**. Cette carte est prévue pour se raccorder à la

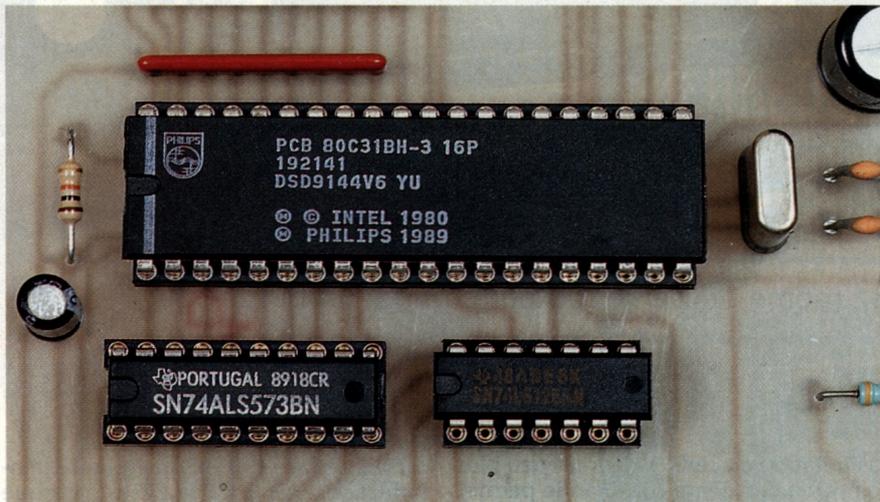
carte interface bus PC. La logique d'interfacage avec la carte PC est presque identique à celle de la carte de contrôle de quatre moteurs pas à pas.

On retrouve la porte IC6C et le latch IC7 qui capture les données issues de la carte PC. Mais on trouve aussi les portes IC6A, IC6B et IC8D qui permettent de fournir en lecture un signal de contrôle (BUSY) à la carte d'interface PC. La logique d'interface n'est donc guère compliquée. N'oubliez pas, comme nous l'avons déjà indiqué dans l'article consacré à la carte de contrôle pour 4 moteurs, qu'un seul des interrupteurs de SW1 peut être sur la position « ON » à la fois.

La sortie du latch IC7 ne pilote pas le moteur cette fois-ci. Les sorties du registre IC7 commandent le port P1 du microcontrôleur IC1 pour lui transmettre les octets venant de la carte



■ Figure 1 : le schéma complet.



■ Un classique 80C31 assure la gestion.

d'interface PC. Vous remarquerez que l'ordre des bits transmis au microcontrôleur est inversé. Cela permet de simplifier le dessin du circuit imprimé. Le programme du microcontrôleur se chargera de remettre les bits dans l'ordre.

Vous noterez qu'aucune logique de synchronisation n'est prévue. Dans le cas de l'utilisation d'un PC très rapide, le microcontrôleur IC1 risque de ne pas avoir le temps de prendre en compte la succession des valeurs fournies. Par ailleurs, si deux valeurs identiques se suivent, le microcontrôleur ne verra aucune différence. Pour remédier à cette situation, sans compliquer le schéma, il faut mettre en place un

protocole de communication. Nous détaillerons le protocole retenu pour notre maquette dans les paragraphes consacrés à la programmation de la carte.

Le microcontrôleur retenu est un modèle sans EPROM interne, pour réduire le coût de la maquette. En contrepartie les ports P0 et P2 du microcontrôleur sont mobilisés pour sortir les bus de données et d'adresses. Ceci ne pose pas de problème étant donné le nombre restreint de signaux à contrôler à partir du microcontrôleur.

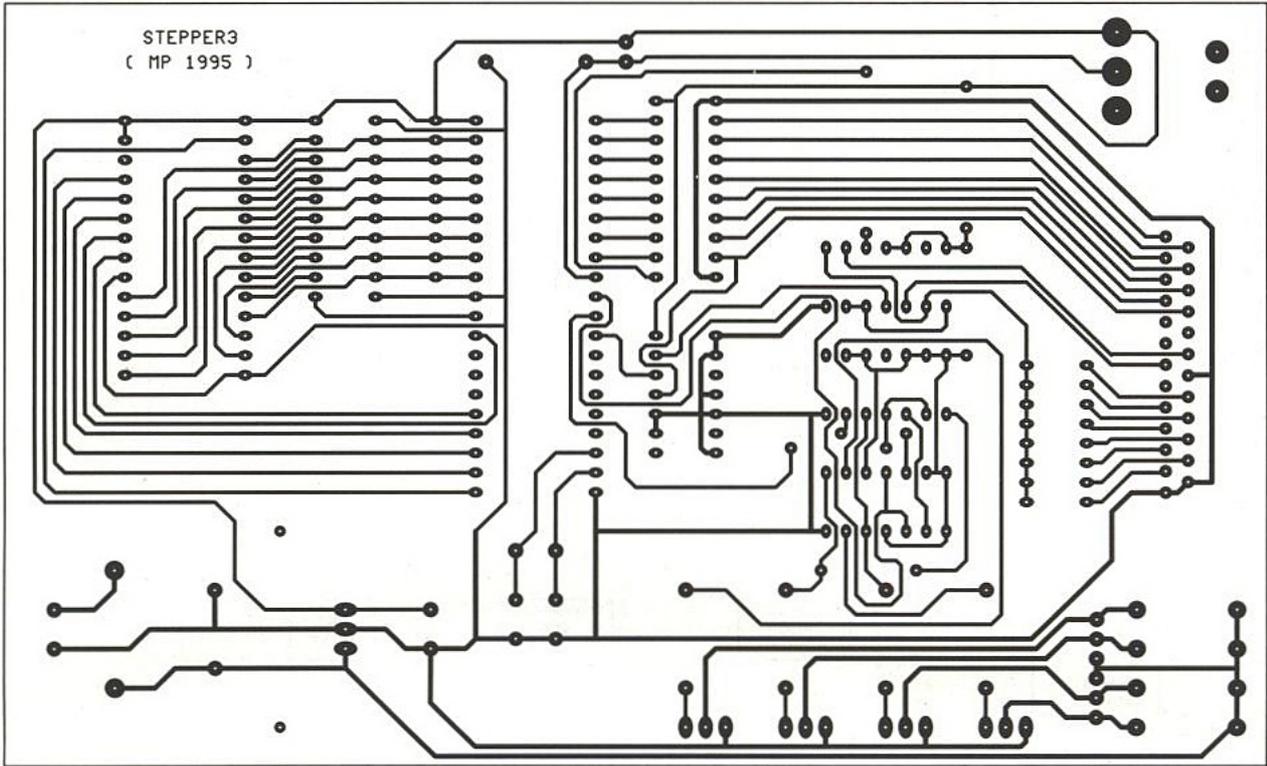
Le port P0 du microcontrôleur présente tout à tour le poids faible du bus des adresses puis les 8 bits du bus des données. Ce mode de fonctionnement re-

quiert un latch supplémentaire pour capturer le poids faible du bus des adresses. C'est le rôle de IC2.

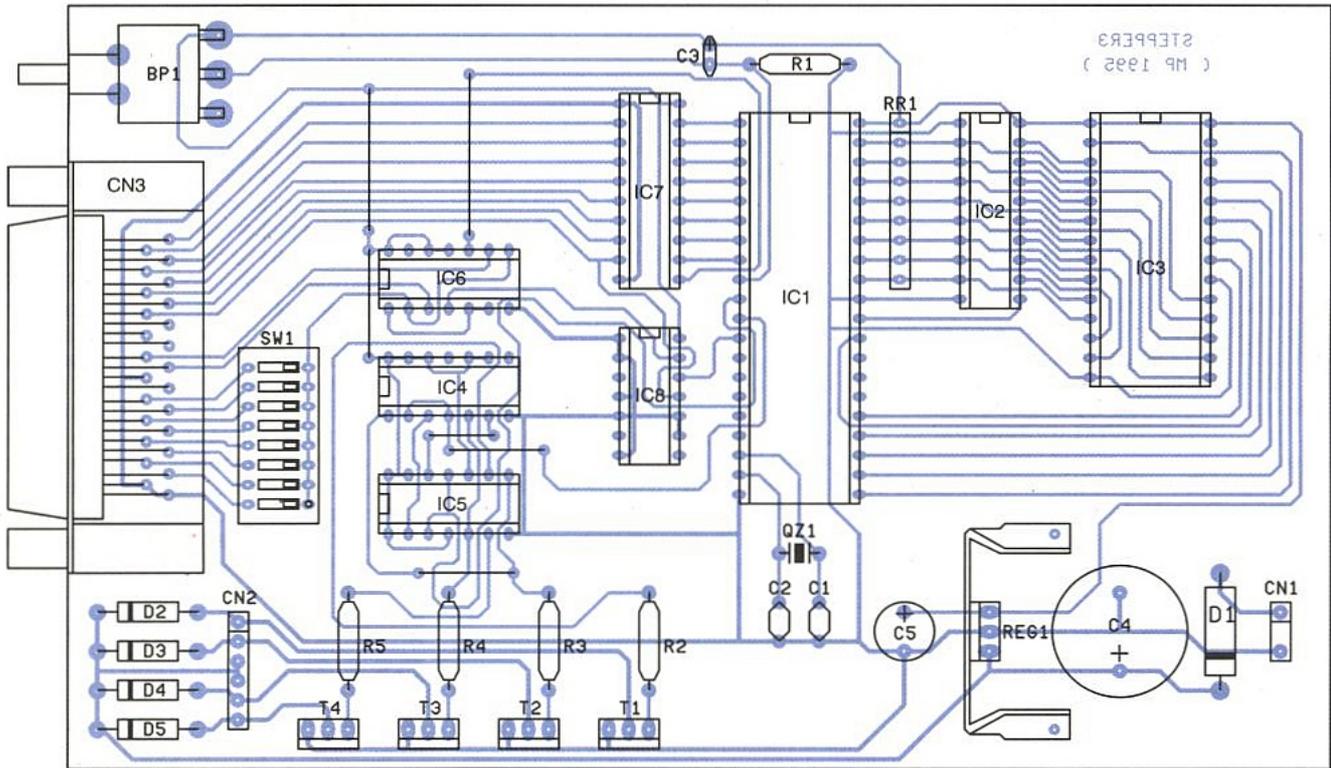
Si vous êtes attentif, vous aurez sûrement remarqué le câblage quelque peu particulier de l'EPROM IC3 vis à vis des différents bus du microcontrôleur. L'ordre de connexion des broches de l'EPROM semble complètement incohérent. Ce désordre apparent a pour objet de simplifier considérablement le dessin du circuit imprimé de notre carte. Pour que cela fonctionne il suffit de programmer l'EPROM dans un désordre savamment calculé, pour rétablir l'ordre voulu par le microcontrôleur. Cette astuce reste relativement simple à mettre en œuvre tant qu'il n'y a qu'une EPROM à connecter au bus du microcontrôleur. Dès qu'il est question de connecter plusieurs circuits aux bus du microcontrôleur vous pouvez abandonner l'idée du circuit en simple face.

Les transistors qui commandent les enroulements des moteurs sont commandés exactement par la même logique que pour la carte à quatre moteurs. Mais cette fois-ci c'est le microcontrôleur qui pilote les lignes de direction et d'horloge. Nous ne nous étendrons pas sur le sujet.

La tension issue de CN1 servira à alimenter les moteurs. Une tension de 12VDC correctement filtrée fera très bien l'affaire. La diode D1 permet de protéger le montage en cas d'inversion du connecteur d'alimentation. Le régulateur REG1 fournira le 5VDC nécessaire aux circuits du montage. En raison du nombre de circuits intégrés un peu plus



Figures 2 et 3



important que pour les autres cartes décrites dans ce cahier, il ne sera pas nécessaire de monter le régulateur REG1 sur un petit dissipateur thermique.

RÉALISATION

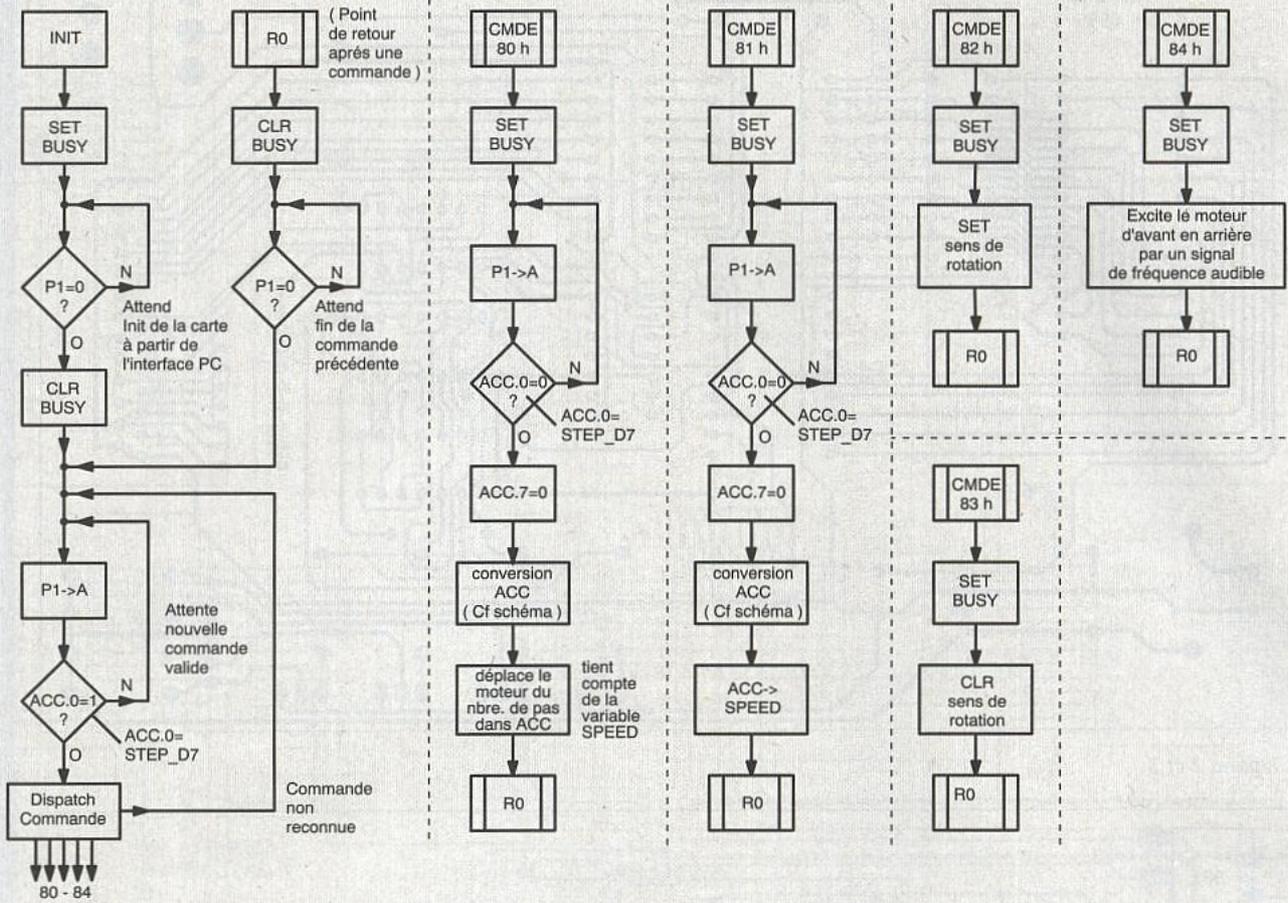
Le dessin du circuit imprimé est visible en **figure 2**. La vue d'implantation associée est reproduite en **figure 3**. Les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8mm de diamètre, pour la plupart. En ce qui concerne les transistors et les connecteurs, il faudra percer avec un foret de 1mm de diamètre. En raison de la taille réduite des pastilles

concernées il vaudra mieux utiliser des forets de bonne qualité pour éviter d'emporter les pastilles.

Avant de réaliser le circuit imprimé, il est préférable de vous procurer les composants pour vous assurer qu'ils s'implanteront correctement. Cette remarque concerne particulièrement les condensateurs. Il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation. Vous noterez la présence de 6 straps sur la carte. Commencez par les implanter en premier. Il est préférable de monter les circuits intégrés sur supports, pour vérifier la présence de la tension d'alimentation avant d'installer les circuits. Veillez à choisir un connecteur femelle

pour CN3. Un modèle mâle s'implante parfaitement, mais les points de connexions se retrouvent inversés par symétrie par rapport à l'axe verticale. Dans ce cas il vous faudrait fabriquer un câble spécial pour rétablir l'ordre voulu. En ce qui concerne le câble nécessaire pour relier notre montage à la carte d'interface PC, il vous suffira de fabriquer un câble équipé de plusieurs connecteurs DB25 mâles. L'utilisation de connecteurs à sertir sur du câble en nappe est la solution la plus pratique. Mais rien ne vous empêche d'utiliser des connecteurs à souder si vous y tenez.

Enfin ajoutons que le connecteur CN3



■ Figure 4 : organigramme du logiciel.

sera immobilisé par deux boulons montés dans les passages prévus à cet effet. Cette précaution ne sera pas inutile puisque le connecteur CN3 a de forte chance de subir de nombreuses manipulations de changement de câble. La tension issue de CN1 servira à alimenter le moteur. La tension maximum d'utilisation du moteur devra donc être la même que la tension d'alimentation du montage. Si vous souhaitez utiliser un moteur qui se commande avec une tension de 5DVC vous devrez remplacer REG1 par un strap. Dans ce cas la tension présente sur CN1 devra être régulée, et la diode D1 devra être remplacée par un strap. Le régulateur REG1 sera monté verticalement avec un radiateur ayant une résistance thermique inférieure à 17°C/W pour éviter d'atteindre une température de jonction trop élevée. L'EPROM IC3 sera programmée avec le contenu d'un fichier que vous pourrez vous procurer par téléchargement sur

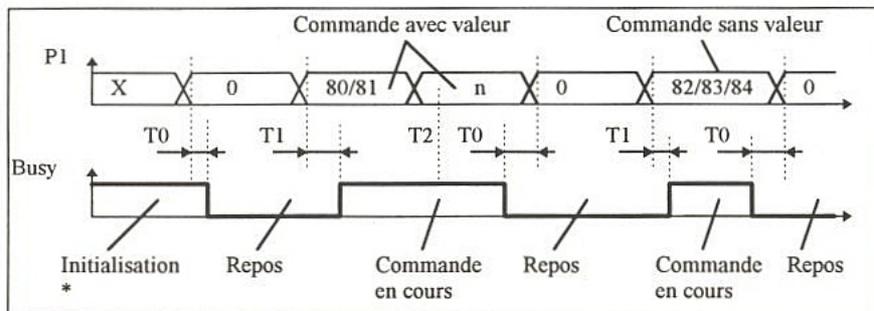
le serveur Minitel (3615 code ERP). Vous trouverez le fichier « ROMSTEP3.BIN » qui est le reflet binaire du contenu de l'EPROM IC3. Vous trouverez aussi le fichier « ROMSTEP3.HEX » qui correspond au format HEXA INTEL, qui peut vous être utile selon le modèle de programmeur d'EPROM dont vous disposez. Si vous n'avez pas la possibilité de télécharger le fichier, vous pourrez adresser une demande à la rédaction en joignant une disquette formatée accompagnée d'une enveloppe self-adressée convenablement affranchie (tenir compte du poids de la disquette). Le raccordement des phases du moteur risque de demander quelques essais. Comme nous l'avons indiqué dans l'article consacré à la carte de commande pour 4 moteurs pas à pas (dans le cahier spécial de ce numéro) si vous inversez les points d'alimentation des bobines, le moteur ne tournera pas correctement. Pour trouver le branche-

ment correct du moteur vous pourrez vous aider de la figure 4 de l'article consacré à la carte pour 4 moteurs pas à pas (dans ce numéro) et du programme de démonstration de la figure 7. Rappelons une fois encore, comme nous l'avons mentionné dans l'article consacré à la carte de commande pour 4 moteurs, qu'il vaut mieux éviter de déconnecter les points d'alimentation des bobines des moteurs pendant que le montage est sous tension (en raison des effets désagréables au toucher que cela produit).

PROGRAMMATION DE LA CARTE

Nous avons évoqué le fait que notre carte ne dispose pas d'une logique de synchronisation pour dialoguer avec la carte d'interface PC. Le microcontrôleur IC1 risque donc de ne pas avoir le temps de prendre en compte la succession des valeurs fournies, ou de ne faire aucune différence si deux valeurs identiques se suivent. Pour remédier à cette situation le protocole de communication suivant a été mis au point. Pendant l'initialisation du microcontrôleur les bits du port P3 sont mis au niveau haut. Le signal BUSY est donc actif. La carte d'interface PC voit donc un niveau haut sur le bit D0 des données lues sur notre carte. Après initialisation le microcontrôleur va scruter la valeur du registre IC7 disponible sur le port P1. Tant que cette valeur n'est pas à 0 le microcontrôleur va attendre.

■ Figure 5 : protocole de communication avec la carte interface PC.



Commande	Suivie d'une Valeur	Code de la commande
Fait progresser le moteur de N pas (tient compte de la valeur de la variable SPEED)	Oui	80h
Change le contenu de la variable SPEED	Oui	81h
Sélectionne le sens de rotation normal	Non	82h
Sélectionne le sens de rotation inverse	Non	83h
Fait « sonner » le moteur	Non	84h

■ Figure 6 : liste des commandes acceptées.

Ceci permet d'éviter de prendre en compte une valeur intempestive à la mise sous tension. Dès que l'interface PC aura envoyé la valeur 0 dans le registre IC7, le microcontrôleur va placer la ligne BUSY à 0 pour indiquer qu'il est prêt à accepter une commande (voir les organigrammes de la figure 4 et la figure 5).

Il convient maintenant de préciser comment le microcontrôleur fait la distinction entre une commande valide et une valeur. C'est très simple. Les commandes sont composées d'un octet dont le bit 7 est à 1. Il suffit, par la suite, d'interdire pour les valeurs les codes supérieurs à 127. Ainsi il n'y a plus de risque de confondre les commandes et les valeurs.

Pendant que le microcontrôleur est en attente d'une commande il scrute simplement le bit correspondant à STEP_D7 (voir le schéma). Le programme du microcontrôleur tient compte de l'ordre inversé des données qui lui sont envoyées via IC7 (pour rappel ceci permet de simplifier le dessin du circuit imprimé). Dès que le bit STEP_D7 passe au niveau haut le microcontrôleur vérifie si la commande demandée correspond à une valeur valide. Sinon le microcontrôleur continue de scruter le port P1 dans l'attente d'une commande reconnue (voir figure 4).

Lorsqu'une commande est reconnue le microcontrôleur place la ligne BUSY au niveau haut. Dans le cas d'une commande accompagnée d'une valeur, le PC doit attendre que le signal BUSY soit au niveau haut. Dès que cela est fait, le PC peut placer la valeur dans le registre IC7 (voir position T1 de la figure 5).

Pendant le même temps, dès que le microcontrôleur a placé la ligne BUSY à 1, il scrute le bit STEP_D7 pour attendre qu'il passe à 0. En attendant que le PC écrive la valeur, le registre IC7 contient toujours la commande. Le bit STEP_D7 est donc encore au niveau haut. Le microcontrôleur est alors en mesure de faire la distinction entre la commande et la valeur attendue (voir figure 4).

Lorsque la valeur attendue est inscrite dans le registre IC7, le microcontrôleur passe ensuite à l'exécution de la commande demandée (position T2 sur la figure 5). Pendant ce temps le signal BUSY reste au niveau 1, ce qui indique

au PC que la commande est en cours d'exécution.

Une fois que l'exécution de la commande est terminée le microcontrôleur place la ligne BUSY à 0 pour informer le PC (voir position T0 sur la figure 5). Vous noterez avec intérêt que dans le cas d'une commande simple (sans valeur d'accompagnement) le signal BUSY repasse très rapidement à l'état 0. Selon la vitesse d'exécution du PC, le passage furtif du signal BUSY à l'état haut risque de passer inaperçu. Cette

situation survient essentiellement avec les commandes de changement de sens du moteur qui sont très rapides à s'exécuter puisqu'elles ne font que le changement d'un bit (voir figure 4). Pour ces deux commandes, on se contentera d'attendre que le signal BUSY soit à 0, sans chercher à attendre le passage au niveau haut. Par contre pour la commande qui permet de faire « sonner » le moteur le temps d'exécution sera nettement plus long. Le passage au niveau haut du signal BUSY doit donc être scruté. Le programme de démonstration montre la différence entre les commandes de changement de direction et la commande de « beep ».

Lorsque l'exécution d'une commande est terminée et que le signal BUSY est repassé au niveau bas, le microcontrôleur attend de voir la valeur 0 sur le port P1 avant de pouvoir espérer une nouvelle commande (voir le point de retour « R0 » sur la figure 4). Ceci permet de placer le système dans un état sûr. En cas de doute, il vous suffira de placer 0 dans le registre IC7 pour revenir à un état stable matérialisé par un niveau bas sur le signal BUSY. Vous pourrez le vérifier sur les organigrammes de la figure 4.

La liste des commandes acceptées par la carte de contrôle est indiquée dans

```

OUT &H300, &H0
OUT &H300, &H81
WAIT &H300, &H1 : REM attend commande prise en compte (BUSY = 1)
OUT &H300, &H10: REM 10 ms entre chaque pas pour les futures commandes
WAIT &H300, &H1, &H1 : REM attend fin de commande (BUSY = 0)
OUT &H300, &H0 : REM mode repos
    
```

```

debut:
OUT &H300, &H80
WAIT &H300, &H1
OUT &H300, &H7F
WAIT &H300, &H1, &H1 : REM attend fin de commande (BUSY = 0)
OUT &H300, &H0 : REM mode repos
    
```

```

r0:
x$ = INKEY$
IF x$ = «1» THEN GOTO s1
IF x$ = «2» THEN GOTO s2
IF x$ = «b» THEN GOTO fbeep
IF x$ = «f» THEN END
IF x$ = «» THEN GOTO r0
GOTO debut
    
```

```

s1:
OUT &H300, &H82
WAIT &H300, &H1, &H1 : REM attend fin de commande (BUSY = 0)
OUT &H300, &H0 : REM mode repos
GOTO debut
    
```

```

s2:
OUT &H300, &H83
WAIT &H300, &H1, &H1 : REM attend fin de commande (BUSY = 0)
OUT &H300, &H0 : REM mode repos
GOTO debut
    
```

```

fbeep:
OUT &H300, &H84
WAIT &H300, &H1
OUT &H300, &H0 : REM mode repos
WAIT &H300, &H1, &H1 : REM attend fin de commande (BUSY = 0)
GOTO r0
    
```

■ Figure 7 : programme de démonstration.

le tableau de la figure 6. La commande 80h est suivie du nombre de pas dont on veut faire progresser le moteur. Si la valeur vaut 0 le moteur ne bouge pas, bien entendu. La commande 81h est suivie du nombre à placer dans la variable SPEED (0 à 127). La variable SPEED contient le nombre de ms que le microcontrôleur va attendre entre chaque cycle d'horloge, lors du déplacement du moteur via la commande 80h. Vous noterez que la valeur 0 est possible, ce qui ne veut pas dire que le moteur aura eu le temps de progresser. Il faudra tenir compte de l'inertie du moteur pour choisir la valeur minimum acceptable dans la variable SPEED. Notez qu'après initialisation du microcontrôleur, la variable SPEED contient la valeur 100 (soit un temps de 1/10e de seconde entre chaque pas).

Vous trouverez en figure 7 un programme QBASIC qui vous permettra de vérifier facilement le bon fonctionnement de votre carte de contrôle du moteur. En cours de fonctionnement vous pourrez inverser le sens de rotation en appuyant sur les touches « 1 » et « 2 » du clavier de votre PC. La touche « b » permet de faire « sonner » le moteur comme un buzzer. Enfin la touche « f » permet de mettre fin au déroulement du programme. Notez un détail important : le programme suppose que le switch 1 de SW1 est en position « ON » (réponse de la carte à l'adresse &h300).

P. MORIN

NOMENCLATURE

Résistances :

R1 : 10kΩ 1/4W 5%
R2 à R5 : 3,3kΩ 1/4W 5%
RR1: réseau résistif 8x10K (en boîtier SIL)

Condensateurs :

C1, C2 : condensateur céramique 47pF, pas 5,08mm
C3 : 10μF / 25 Volts, sorties radiales
C4 : 2200μF / 25 Volts, sorties radiales
C5 : 220μF / 25 Volts, sorties radiales

Semi-conducteurs :

D1 à D5 : 1N4001
T1 à T4 : TIP121

Circuits intégrés :

IC1 : microcontrôleur INTEL 80C31 (12MHz)
IC2 : 74HCT573
IC3 : 27C64
IC4 : 74LS86
IC5 : 74LS74
IC6 : 74LS02
IC7 : 74LS573

IC8 : 74LS125
REG1 : régulateur LM7805 (5V) en boîtier TO220 monté sur un dissipateur thermique 17°C/W.

Divers :

1 circuit imprimé simple face, format 100x160mm.
BP1: bouton-poussoir, coudé, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence C&K E112SD1AQE).
QZ1: quartz 12MHz en boîtier HC49/U
SW1: bloc de 8 micro-interrupteurs en boîtier DIL.
CN1 : bornier de connexion à vis 2 plots au pas de 5,08mm, à souder sur circuit imprimé, profil standard.
CN2 : barrette mini-KK, 6 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence MOLEX 22-27-2061.
CN3 : connecteur Sub-D, 25 points, femelle, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence HARTING 09 66 312 7601).

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.

3617 TeleDisk

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

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



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

CARTE DE CONTRÔLE POUR MOTEUR À COURANT CONTINU

Cette dernière carte de ce cahier

sécial permet de commander

un moteur à courant continu

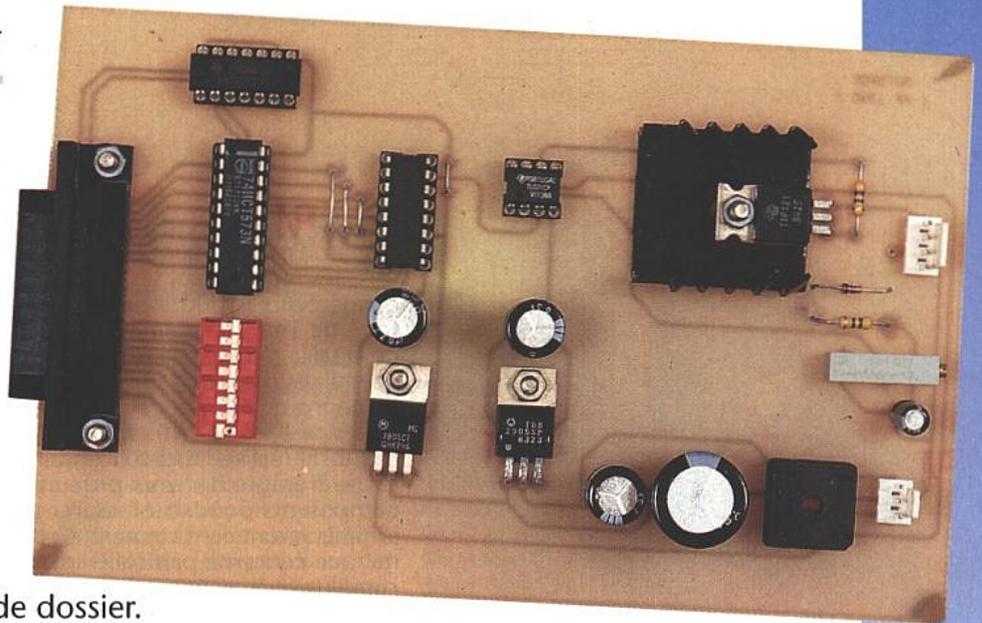
et de faire varier sa vitesse

de rotation.

Elle se branche

directement sur la carte

d'interface PC décrite en début de dossier.



Cette carte permet de contrôler la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu disposant d'un enroulement tachymétrique. La vitesse de rotation du moteur sera donc asservie par le montage, indépendamment de la charge (dans les limites d'utilisation du moteur). Si vous souhaitez utiliser un moteur simple, ce sera possible, mais vous n'aurez plus d'asservissement. Vous pourrez donc faire varier la vitesse de rotation de ce dernier, mais le montage ne compensera plus les effets de la charge. Ceci se fera sentir en particulier pour une vitesse de rotation faible.

SCHÉMA

Le schéma de la carte de contrôle du moteur à courant continu est visible en figure 1. Notre carte est prévue pour se raccorder à la carte interface pour bus PC. La carte interface pour PC distribue les lignes d'adressage décodées (CS0 à CS7) via CN1. SW1 permet de choisir l'adresse de sélection de notre carte. Notez qu'un seul des interrupteurs de SW1 peut être sur la position «ON» à la fois. Sinon vous mettez en court-circuit les sorties du décodeur d'adresse de la carte interface PC. Les entrées du circuit IC2 seront reliées au bus des données du PC tamponné par la carte PC, via CN1. Vous noterez que la distribution des signaux D0 à D7 vers IC2 se fait dans un ordre croisé

en entrée et en sortie de sorte que l'ordre naturel est rétabli. Ceci permet de simplifier le dessin du circuit imprimé sans aucune implication sur la programmation de la carte.

Pour enregistrer correctement le contenu du bus des données du PC, le circuit IC2 nécessite un signal actif à l'état haut sur sa broche 11, synchronisé avec le signal IOWR. Le signal doit être actif uniquement lorsque le bus des adresses correspond à l'adresse sélection de la carte. La porte IC1A combine le signal issu de SW1 avec le signal IOWR dans ce but.

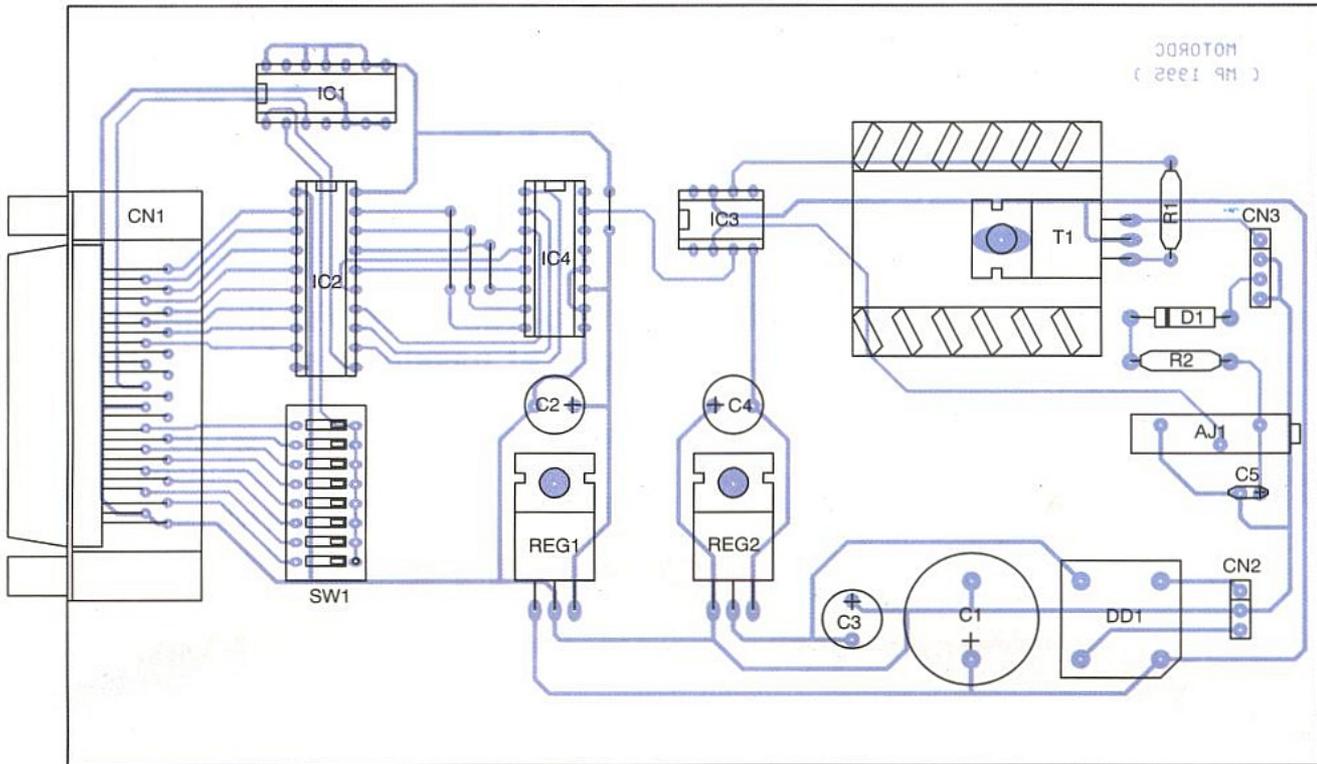
Les sorties du registre IC2 commandent un convertisseur D/A (IC4) pour fournir une tension de référence proportionnelle au contenu de IC2. Cette tension de référence pilote un amplificateur opérationnel (IC3) monté en comparateur. La sortie de l'amplificateur opérationnel pilote le transistor T1 qui fournit la tension de commande du moteur via CN3. La tension issue de l'enroulement tachymétrique du moteur est prélevée par D1 pour attaquer le pont diviseur R2 / AJ1. La tension prélevée sur AJ1 est ensuite envoyée sur l'entrée (-) de l'amplificateur pour fermer la boucle de l'asservissement. L'ajustable AJ1 permet de régler la vitesse maximum du moteur.

Le condensateur C5, aux bornes de AJ1, diminue ou accentue les variations de régime du moteur selon les cas de figure. Cela dépend de la vitesse de ro-

tation et de la charge du moteur. En particulier pour des vitesses de rotation faibles, les balais du moteur introduisent des effets pervers dans l'asservissement du moteur. Si vous choisissez une valeur élevée pour C5 vous accentuez ces effets à bas régime.

Si vous souhaitez utiliser un moteur à courant continu simple, sans enroulement tachymétrique, il vous suffira de relier l'entrée de D1 avec la sortie de T1 au niveau de CN4. Bien sûr dans ce cas de figure la vitesse de rotation du moteur ne sera plus asservie. En conséquence, si vous programmez une valeur trop faible dans le registre IC2, le moteur s'arrêtera.

L'alimentation du montage est symétrique pour pouvoir alimenter correctement IC3. Il est fait appel à un schéma classique avec des simples régulateurs LM7805 et LM7905. Le connecteur CN2 prélève la tension alternative fournie par un transformateur à deux enroulements. Le pont de diode DD1 assure le redressement, et les condensateurs C1 et C2 assurent un filtrage adéquat. En raison de la faible puissance dissipée, les régulateurs n'auront pas besoin d'être montés sur des dissipateurs thermiques. Par contre le transistor T1 est utilisé en régime linéaire. La puissance dissipée par T1 sera inversement proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur. T1 sera donc monté sur un dissipateur thermique de dimension conséquente.



■ Figure 3 : une implantation aérée, nous avons conservé le format adopté pour les autres cartes.

thermique de moins de 17°C/W. Ceci permet d'alimenter un moteur à courant continu consommant 0,5A sous 12VDC. Mais attention aux doigts car le transistor peut être très chaud. N'oubliez pas que la puissance dissipée par T1 est d'autant plus grande que la vitesse de rotation demandée est faible: Dans ce cas de figure, c'est T1 qui encaisse pratiquement toute la tension VCC_MOT.

Si vous souhaitez commander un moteur plus puissant vous devrez déporter T1 pour l'installer sur un dissipateur plus important. Vous devrez aussi veiller à augmenter la taille des pistes du circuit imprimé qui véhiculent le courant fourni au moteur.

UTILISATION DE LA CARTE

La programmation de cette carte est excessivement simple. Il vous suffit de placer la valeur souhaitée dans le registre IC2. En BASIC vous pourrez, par exemple, utiliser l'instruction suivante : OUT &h300 , &h80

(Si SW1-1 est sur la position « ON » pour répondre à l'adresse 300h).

Pour régler la vitesse maximum du moteur, placez la valeur FFh dans le registre IC2 ; placez un voltmètre en parallèle sur les bornes d'alimentation du moteur. Ensuite ajustez la position de AJ1 pour obtenir une tension de commande proche de la tension nominale d'alimentation du moteur. Selon le modèle de moteur, vous aurez peut-être du mal à effectuer l'ajustement. Ce peut être le cas si l'enroulement tachymétrique fournit une tension trop importante ou trop faible. Dans ce cas vous devrez sûrement modifier le rapport des valeurs de R2 et AJ1.

Vous remarquerez après quelques essais que la programmation d'une vitesse lente s'accompagne de quelques à-

coups. Ceci est dû à l'asservissement et aux propriétés du moteur qui se trouve exploité à bas régime. En effet, à cause de la position des balais, un moteur alimenté sous une tension trop faible s'arrête à la position intermédiaire des balais. Ceci se produit parce que l'inertie est trop faible au ralenti. Dans le cas d'un moteur asservi, l'asservissement compense cet état en imposant temporairement au moteur une tension capable de lui faire dépasser la position

des balais. Dès que la position des balais est dépassée l'asservissement doit diminuer la tension rapidement pour rester à la vitesse de rotation voulue. Selon les constantes de temps de l'asservissement cela se fait avec plus ou moins d'oscillations. Vous pourrez diminuer C5, voire le supprimer complètement, pour observer les effets obtenus (en fonction du moteur).

P. MORIN

NOMENCLATURE

Résistances :

R1, R2 : 470Ω 1/4W 5%
AJ1 : Ajustable multitours 1kΩ

Condensateurs :

C1 : 2200µF / 25 V, sorties radiales
C2 : 220µF / 25 V, sorties radiales
C3 : 470µF / 25 V, sorties radiales
C4 : 100µF / 25 V, sorties radiales
C5 : 2,2µF / 25 V, sorties radiales

Semi-conducteurs :

D1 : diode 1N4148.
DD1 : pont de diodes BR32, ou équivalent (200V/3A).
REG1 : régulateur LM7805 (5V) en boîtier TO220
REG2 : régulateur LM7905 (-5V) en boîtier TO220
T1 : TIP121 + Dissipateur thermique 17°C/W

Circuits intégrés :

IC1 : 74LS02
IC2 : 74LS573

IC3 : ampli Op TL081 ou TL071
IC4 : convertisseur AD557

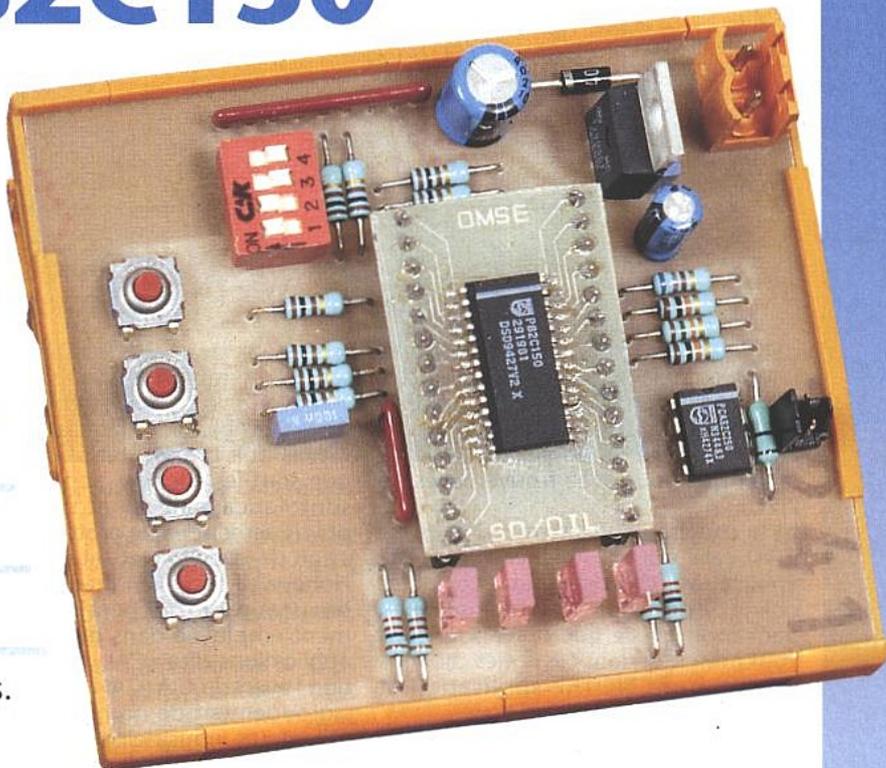
Divers :

SW1 : bloc de 8 micro-interrupteurs en boîtier DIL.
1 Circuit imprimé simple face, format 100x160mm.
1 Moteur à courant continu avec enroulement tachymétrique.
1 Transformateur 220V/ 2x12V , 6VA (ou plus selon le moteur) à monter sur châssis.
CN1 : connecteur Sub-D, 25 points, femelle, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence HARTING 09 66 312 7601).
CN2 : barrette mini-KK, 3 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence MOLEX 22-27-2031.
CN3 : barrette mini-KK, 4 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence MOLEX 22-27-2041.

BUS CAN :

LE SLIO 82C150

Depuis le début de cette année 1995 environ 300 sociétés se sont documentées au sujet du bus CAN lors de séminaires présentés tant en province qu'à Paris et ont montré un intérêt important en ce qui touche le bus CAN et ses applications industrielles.



Nous savons bien qu'en tant que lecteur assidu vous lisez toujours ces lignes avec un intérêt personnel et professionnel. Aussi afin de satisfaire ces deux volets notre propos va se décomposer en deux sujets, le premier d'ordre généraliste et le second d'usage courant concernant la présentation d'un composant - le PCA 82C150 - dont nous vous proposerons des applications dans le prochain numéro.

BUS CAN, BUS I2C MÊME COMBAT !

Plusieurs fois nous avons évoqué le bus CAN et son protocole et certains d'entre vous ont cru que ce bus allait ou devait remplacer à terme le bus I2C tant chouchouté dans votre revue préférée (et bien d'autres qui ont emboîté le pas).

Ce point demande quelques explications.

Ces deux bus ne sont pas concurrents mais complémentaires, on ne le dira jamais assez.

Bien sûr leurs structures - au niveau de leur protocole respectif - sont totalement différentes.

Le bus I2C est un bus asymétrique par rapport à la masse, fonctionnant de façon synchrone (avec une horloge «SCL») sur une distance en principe limitée à quelques mètres, voire dizaines de mètres à un débit de 100 kbits/s (400 kbits/s en mode rapide).

Le bus CAN quant à lui est un bus asynchrone, de débit pouvant grimper à 1 Mbits/s avec une «couche phy-

sique» malléable à souhait car non définie par le protocole. Ce qui revient à dire que l'on peut par principe l'employer facilement sur des paires différentielles, sur des fibres optiques, ce qui lui confère une autre dimension ... en mètres et structure de réseau.

En d'autres termes le bus I2C est conçu pour rester à la maison (INTER Integrated Circuits), le bus CAN pour aller faire un tour dehors (Controlled AREA Network).

Qui dit «maison» dit au chaud sans trop de parasites puisque le protocole ne protège (structurellement) en rien la qualité des données transportées et qu'au contraire et de façon très complémentaire le bus CAN possède congénitalement des dispositifs très élaborés de détection d'erreurs, de signalisation d'erreur, de gestion et de correction d'erreurs. Tout ça directement implémenté sur le silicium.

Ceci signifie qu'il est réellement équipé pour pouvoir se faire agresser par tous les vilains parasites que l'on peut rencontrer en se promenant hors du cocon familial.

Tout cela pour vous faire ressentir en quelques mots les différences structurelles des deux protocoles.

Passons maintenant aux applications.

LES APPLICATIONS

Bien évidemment le champ d'applications du bus CAN découle des particularités que nous venons d'évoquer.

Elles sont principalement orientées autour de signaux qui doivent être véhiculés dans des milieux fortement pollués en signaux parasites et per-

turbations EMC de tout genre et devant satisfaire une grande sécurité des informations à transporter.

Citons par exemple l'application que tout le monde cite immédiatement : le câblage multiplexé des automobiles et des véhicules industriels (déjà monté en grande série chez nos voisins Allemands et certains des pays nordiques). Ce premier exemple vient naturellement à l'esprit puisque ce protocole a été développé par la société R. Bosch bien connue dans ce marché, mais ... il ne doit pas cacher les milliers d'applications industrielles et domestiques / immotiques qui sont déjà en place chez de nombreux constructeurs.

Pour votre information, sachez que le bus CAN est utilisé depuis longtemps dans les TGV, dans de nombreuses commandes de machine-outils, d'ascenseurs, dans des sondes de forage de puits de pétrole, dans des mangeoires pour animaux, dans des serres et des systèmes d'arrosage personnels et professionnels, etc.

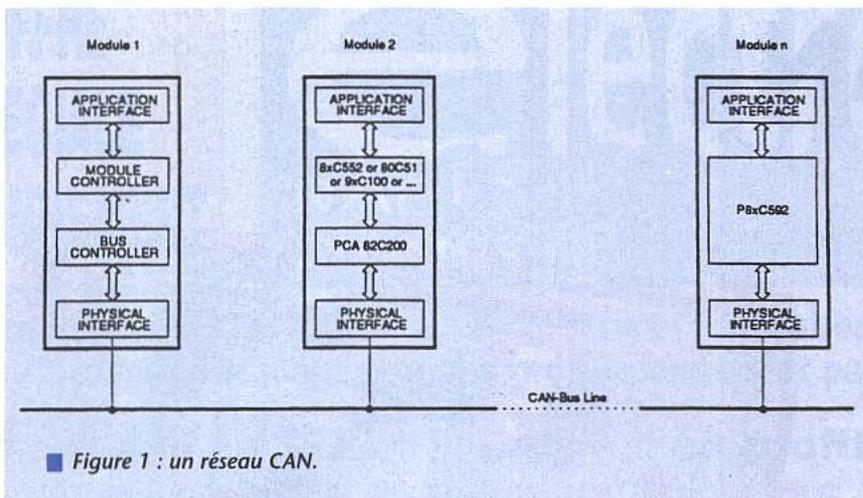
LE DÉCOUPAGE D'UN SYSTÈME

Le découpage d'un système CAN doit se considérer sous différents angles :

la couche physique
la couche applicative

a) la couche physique CAN

Elle est réalisée par des composants dont nous avons parlé dans ces colonnes (microcontrôleurs 8x C592, gestionnaires de protocole 82 C200) par les liaisons associées (câbles, fibres,...) et les routines de bas niveau



■ Figure 1 : un réseau CAN.

permettant aux interfaces hardware intégrées de faire fonctionner correctement la partie concernée des composants (routines que vous trouverez généralement sur le serveur de la même façon que vous avez trouvé celles de l'I2C).

b) la couche applicative

C'est celle qui fait fonctionner VOTRE application. C'est celle que vous êtes obligé de développer, au moins un peu par rapport à ce que nous pourrions vous présenter dans ces lignes car nous présenterons NOTRE application et non la VOTRE.

Souvent il existe des «trucs» qui au niveau personnel permettent de ruser pour réussir à peu de frais à développer et débbugger vos maquettes (par exemple développement en Basic avec interpréteur intégré ou externe, quelques lignes à corriger en hexa, etc.). Si l'on passe à un niveau supérieur, sachez ici aussi que pour le bus CAN certaines grandes sociétés ont développé des «couches applicatives» de haut niveau de façon à faciliter le travail de la personne ayant à intégrer sa propre application en ne passant que du

temps utile à son application et pas au reste. Le temps étant de l'argent, tout se paye, et bien évidemment c'est le cas de ces packages logiciels évolués. Citons trois grands standards à ce jour que sont «encapsulées» et transportées physiquement par le protocole CAN. Il s'agit de «Device Net» et de «SDS» (de Honeywell et d'Allen Bradley) et d'une beaucoup plus généraliste et largement employée dans de nombreuses applications dite «CAL» (Can Application Layer) du CiA (CAN in Automation - groupement de nombreux et variés utilisateurs industriels du bus CAN).

ARCHITECTURE D'UN SYSTÈME

Un système est une réalité physique et concrète ! Il faut des composants pour le réaliser et le faire fonctionner, sinon cela tiendrait du miracle ! Tôt ou tard un réseau comprend au moins un gestionnaire (souvent plusieurs) du protocole car chaque nœud

est sensé pouvoir vivre sa vie séparément des autres du fait de la philosophie de mémoire partagée que peut supporter le protocole CAN. Un exemple de réseau est donné figure 1. Sur ce réseau différents nœuds cohabitent mais se doivent de tous fonctionner à un seul et unique débit, dont la valeur peut être choisie indifféremment dans deux sous-classes de fonctionnement baptisées pompeusement «lente» (de 0 à 125 kbits/s) ou «rapide» (de 125 à 1Mbits/s).

Ceci étant, le réseau est dessiné avec ses participants, ses liaisons, ses distances et tutti quanti.

A vous les grandes idées conceptuelles, les designs mirifiques,...

Vient hélas un retour sur terre avec atterrissage plus ou moins en douceur qui est l'instant du chiffrage économique du projet !

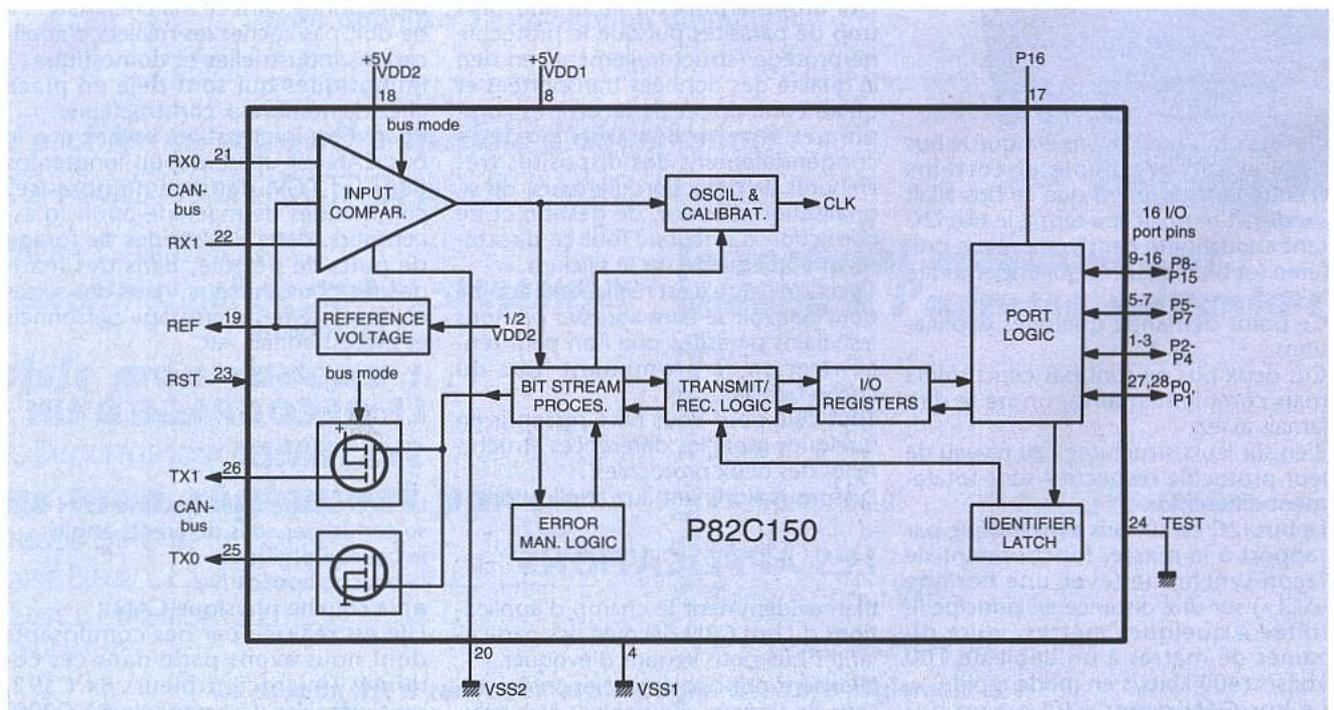
Souvent des coupes sombres se dessinent à l'horizon et l'on commence à compter ses ... composants.

A ce stade on remet tout en question en examinant les vraies fonctionnalités nécessaires au cadre du projet dans son enveloppe budgétaire, et c'est à ce stade qu'intervient la fonctionnalité du petit dernier dont nous n'avons encore que peu parlé dans cette revue ! Il s'agit du 82C150 dit SLIO (prononcer S-L-I-O, ça fait pro !).

LE SLIO 82C150

Après avoir décrit les CPU, les microcontrôleurs faisant fonctionner les CPU, les gestionnaires de protocole, tout cela faisait fonctionner des nœuds doués d'intelligence (la vôtre ! sous forme (ep)rommée) car leurs fonctions méritaient cela.

Certaines fois, il suffit simplement à un



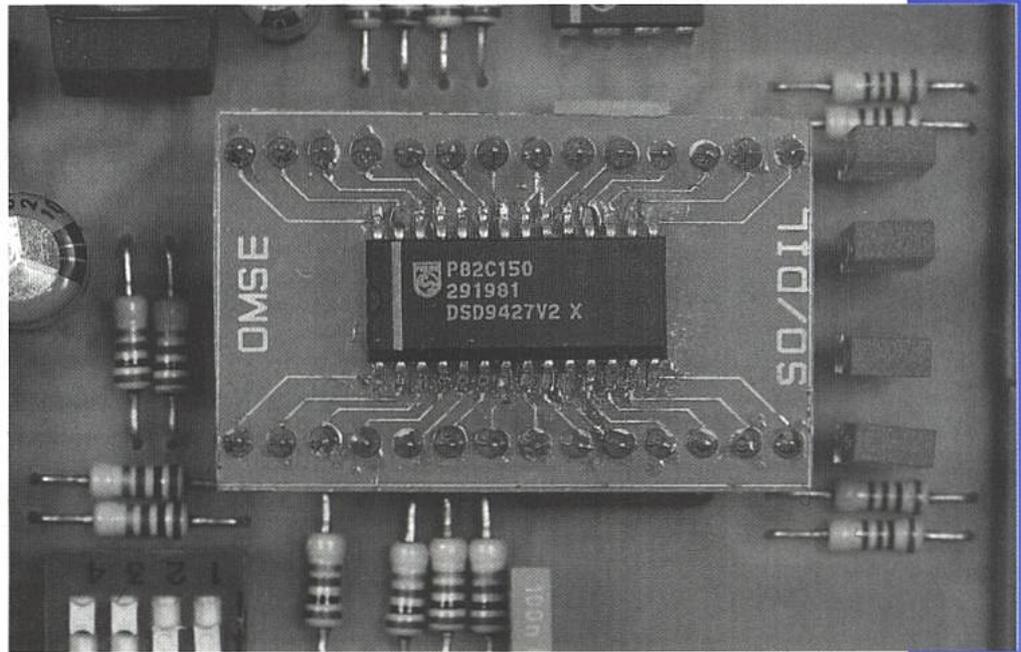
■ Figure 2 : architecture interne du P82C150.

noëud d'être inintelligent (vous avez remarqué on n'a pas dit stupide de peur de le fâcher et qu'il jette ensuite la zizanie sur tout le réseau). Ce noëud devant effectuer des tâches ingrates (principalement d'entrées-sorties, soit numériques soit analogiques) ne mérite pas d'être intelligent (non péjoratif), et ne doit fonctionner que comme un «esclave» sur ordre du réseau, d'où son nom de SLIO - Serial Linked I/O device. Bien sûr l'aspect économique n'a certainement échappé à personne. Pas de CPU à bord, pas d'interface microcontrôleur, etc.

Il reste un bémol. Dans la structure d'un réseau CAN, chaque noëud est par principe indépendant des autres et doit être apte à se faire comprendre de ses congénères.

Pas d'intelligence à bord. Panique à bord !

Que faire ? Quelques astuces de fonctionnement et quelques demi-entorses au règlement pour fonctionner et le tour sera joué.



■ Une «verrue» pour passer de CMS en DIL.

ARCHITECTURE INTERNE DU COMPOSANT 82 C150

Avant de le mettre en œuvre et l'utiliser correctement (prochain numéro), examinons ce qu'il contient pour bien comprendre comment le faire fonctionner.

La **figure 2** donne le synoptique détaillé du circuit intégré.

Il comprend quatre grandes parties :

- la connexion physique au bus,
- la gestion du protocole,
- une étrange particularité qu'est l'oscillateur et la calibration de celui-ci,
- enfin la partie utile des ports d'entrées sorties.

Grâce à cela, le circuit est apte à :

- supporter le protocole CAN 2.0 «A» (et «B» en élément passif),

- disposer de 16 ports d'entrées-sorties configurables soit numériques soit analogiques,

- ce que ses ports soient modifiables via le bus CAN,

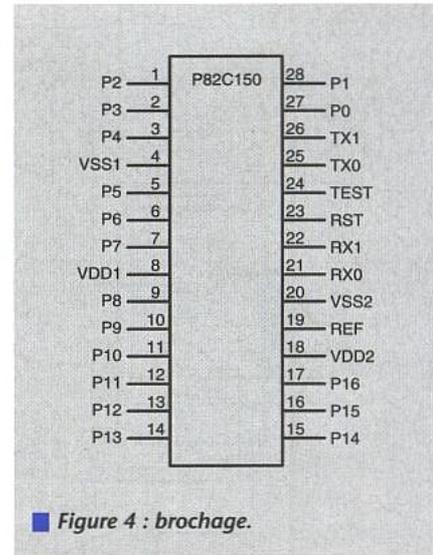
- fonctionner sans autre forme de procès de 20 à 125 kbits/s en détectant automatiquement le débit du bus et de savoir se calibrer automatiquement aussi,

- pouvoir vivre avec 15 de ses frères simultanément sans problèmes familiaux (jusqu'à 16 identificateurs différents),

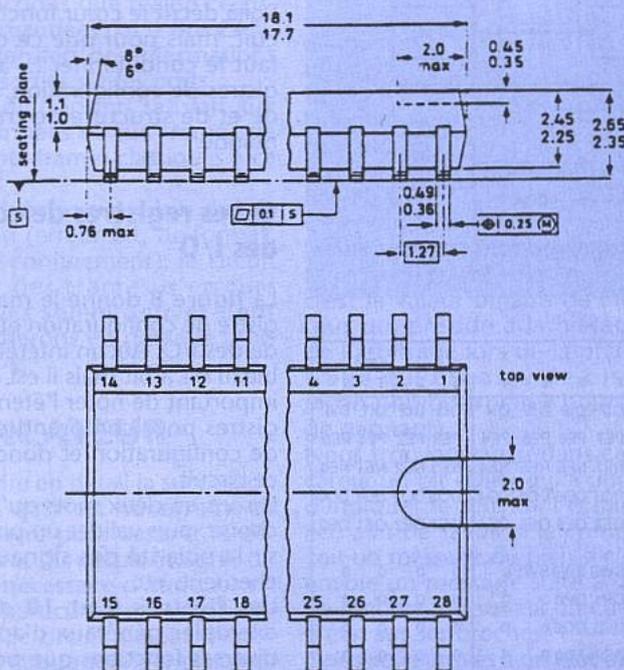
- savoir s'endormir et se réveiller sur ordre (de façon à ne pas consommer stupidement de l'énergie),

- fonctionner dans une large plage de température (-40 à 125 degrés).

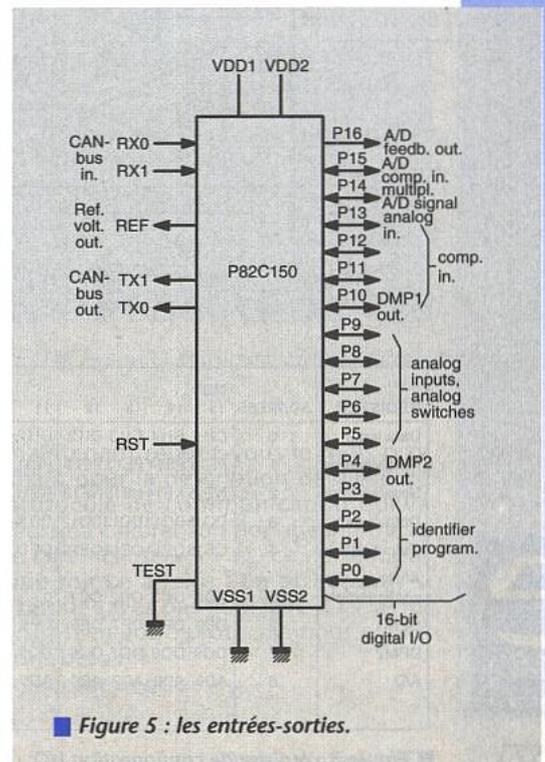
De plus ce circuit est petit ! C'est un circuit en boîtier CMS voir **figure 3** dont le brochage est indiqué **figure 4**.



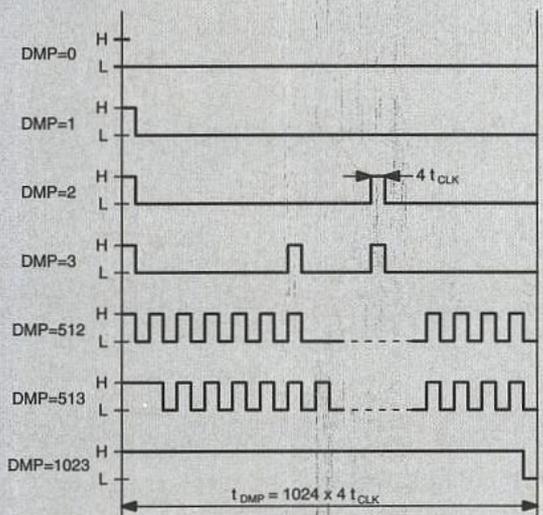
■ **Figure 4 : brochage.**



■ **Figure 3 : le boîtier CMS.**



■ **Figure 5 : les entrées-sorties.**



● La fonction principale du circuit : les I/O

Avant de vous entraîner sur des terrains arides de fonctionnement interne, arrêtons-nous quelques instants sur les fonctionnalités principales de ce circuit SLIO.

Au nombre de 16, voir figure 5, ces broches d'entrées-sorties supportent différents modes de fonctionnement et ces broches sont programmables par le bus CAN.

● En mode d'I/O numériques

a) jusqu'à 16 I/O possibilité, à l'aide d'une facilité interne au circuit, bénéficier d'un dispositif de capture d'événement configurable sur chaque entrée présélectionnable individuellement par l'utilisateur. Ceci est très pratique si l'on désire signaler automatiquement au réseau un

changement d'état par l'envoi d'une trame sur le réseau,
b) dans ce mode de pouvoir passer en position tristate,
c) le sens d'entrée ou de sortie de la broche considérée est programmable individuellement.

Remarques :
en sortie : les sorties numériques ne sont valides que si le bit correspondant à cette sortie est validé dans le registre interne de «Output Enable Register».

en entrées : les tensions appliquées aux broches peuvent être lues de deux façons, soit en mode de «polling» en réponse à une trame de requête du bus CAN (Remote Frame), soit en mode de capture d'événement par envoi d'une trame automatiquement par le 82C150.

● En mode d'I/O analogiques

a) deux d'entre elles peuvent fonctionner en sorties équivalentes à des convertisseurs D/A (digital vers analogique) sur 10 bits de résolution en fonctionnant en un mode de DPM (Distributed Pulse Mode), voir figure 6, ce qui permet de réduire le coût des éléments de filtrage externes par le remplissage intelligent du signal de sortie !

b) six d'entre elles peuvent fonctionner en entrées de conversion A/D (analogique vers digital) sur 10 bits pour des applications générales,

c) deux d'entre elles peuvent fonctionner en entrées de comparateurs analogiques pour des applications, par exemple, de comparateur à «fenêtre»,
d) une dernière possibilité consiste à disposer d'un comparateur A/D séparé avec sortie d'information de retour donnant une conversion sur 10 bits de résolution.

La figure 7 représente de façon plus détaillée les structures internes du circuit intégré concernant toutes ses broches.

Voilà décrit le cœur fonctionnel du circuit, mais pour que ce cœur batte, il faut le conditionner ... à l'aide de registres de configuration, de commande et de structure de trame de commande.

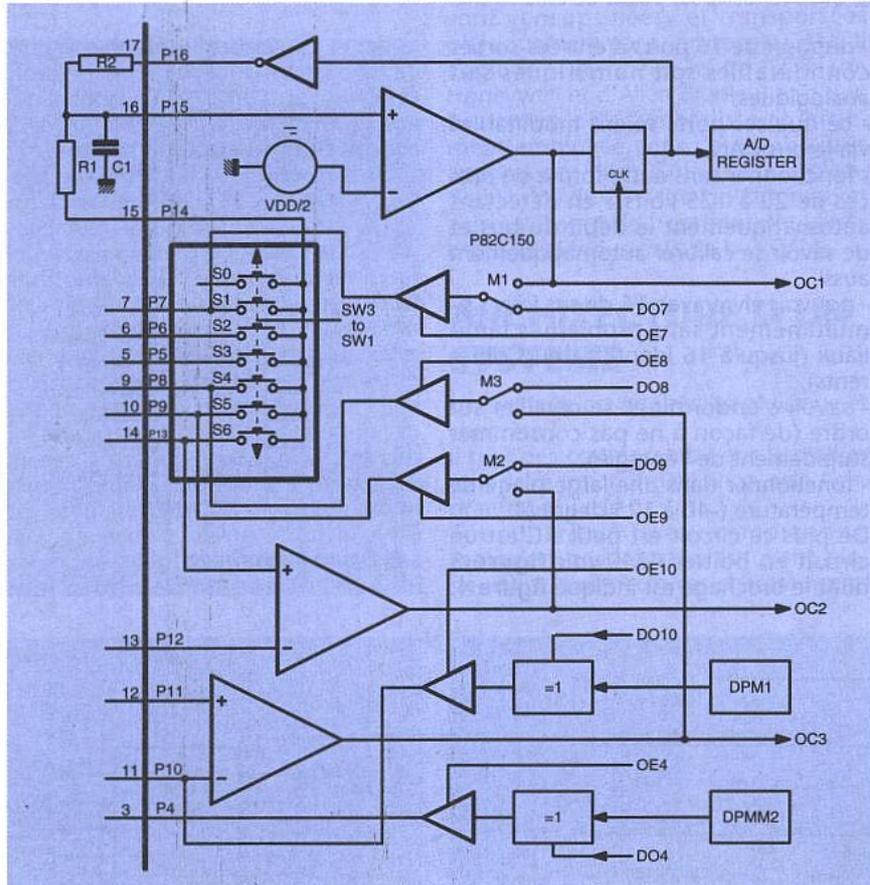
● Les registres de commandes des I/O

La figure 8 donne le mapping du registre de configuration et de commande des I/O. Aucun intérêt de lire ce tableau bit à bit mais il est quand même important de noter l'étendue des 8 registres pour comprendre la souplesse de configuration et donc d'emploi de ce circuit.

Disons en deux mots qu'il est facile de choisir, puis valider un port, d'en choisir la polarité des signaux de déclenchement, etc.

Les figures 9 et 10 donnent des exemples généraux d'applications de diverses fonctions que peut réaliser ce circuit et dont les schémas électriques et circuits imprimés seront publiés prochainement.

■ Figure 6 : timing DPM.



■ Figure 7 : structure détaillée des I/O en mode analogique.

REGISTER	ADDRESS	MSB										LSB					
		15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Data input	0	DI15	DI14	DI13	DI12	DI11	DI10	DI9	DI8	DI7	DI6	DI5	DI4	DI3	DI2	DI1	DI0
Positive edge	1	PE15	PE14	PE13	PE12	PE11	PE10	PE9	PE8	PE7	PE6	PE5	PE4	PE3	PE2	PE1	PE0
Negative edge	2	NE15	NE14	NE13	NE12	NE11	NE10	NE9	NE8	NE7	NE6	NE5	NE4	NE3	NE2	NE1	NE0
Data output	3	DO15	DO14	DO13	DO12	DO11	DO10	DO9	DO8	DO7	DO6	DO5	DO4	DO3	DO2	DO1	DO0
Output enable	4	OE15	OE14	OE13	OE12	OE11	OE10	OE9	OE8	OE7	OE6	OE5	OE4	OE3	OE2	OE1	OE0
Analog configuration	5	ADC	OC3	OC2	OC1	0	M3	M2	M1	SW3	SW2	SW1	0	0	0	0	0
DPM1	6	DP9	DP8	DP7	DP6	DP5	DP4	DP3	DP2	DP1	DP0	0	0	0	0	0	0
DPM2	7	DQ9	DQ8	DQ7	DQ6	DQ5	DQ4	DQ3	DQ2	DQ1	DQ0	0	0	0	0	0	0
A/D	8	AD9	AD8	AD7	AD6	AD5	AD4	AD3	AD2	AD1	AD0	0	0	0	0	0	0

■ Figure 8 : registre de configuration I/O.



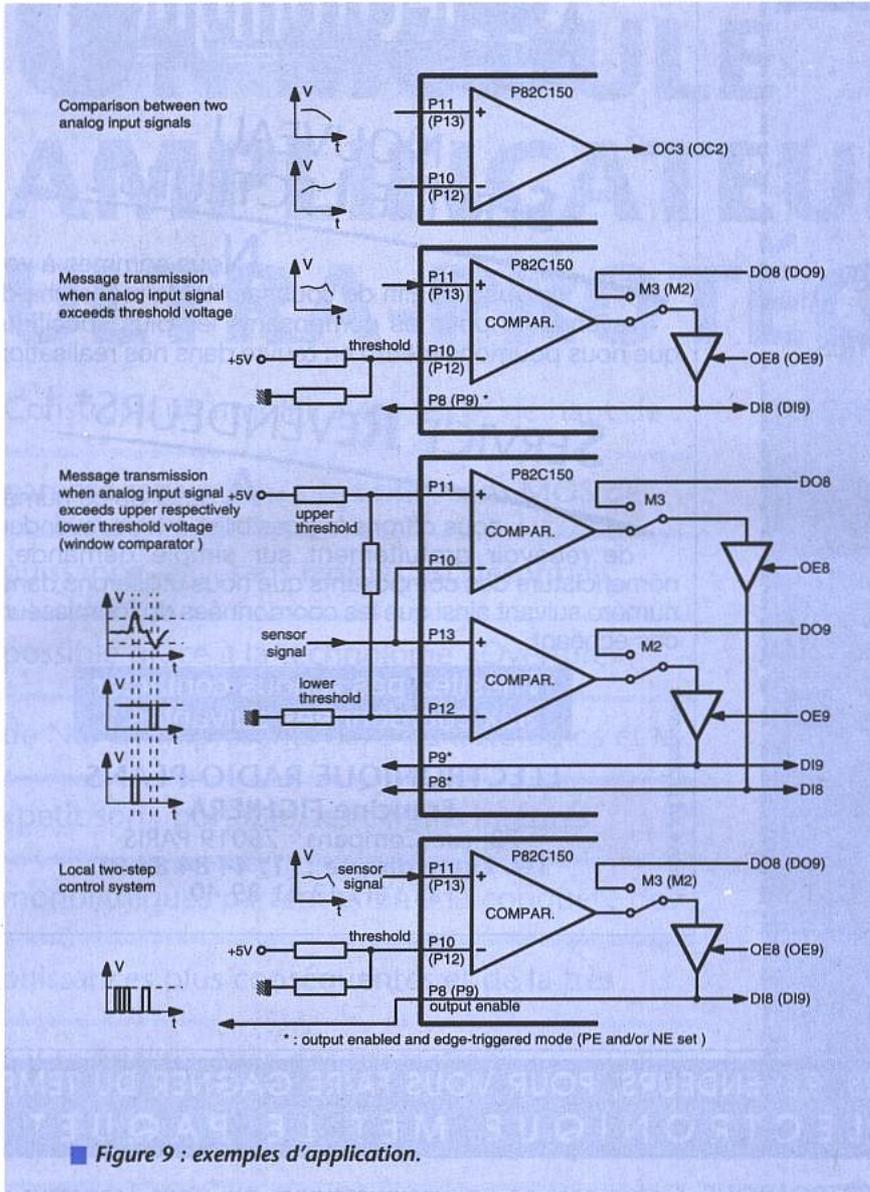


Figure 9 : exemples d'application.

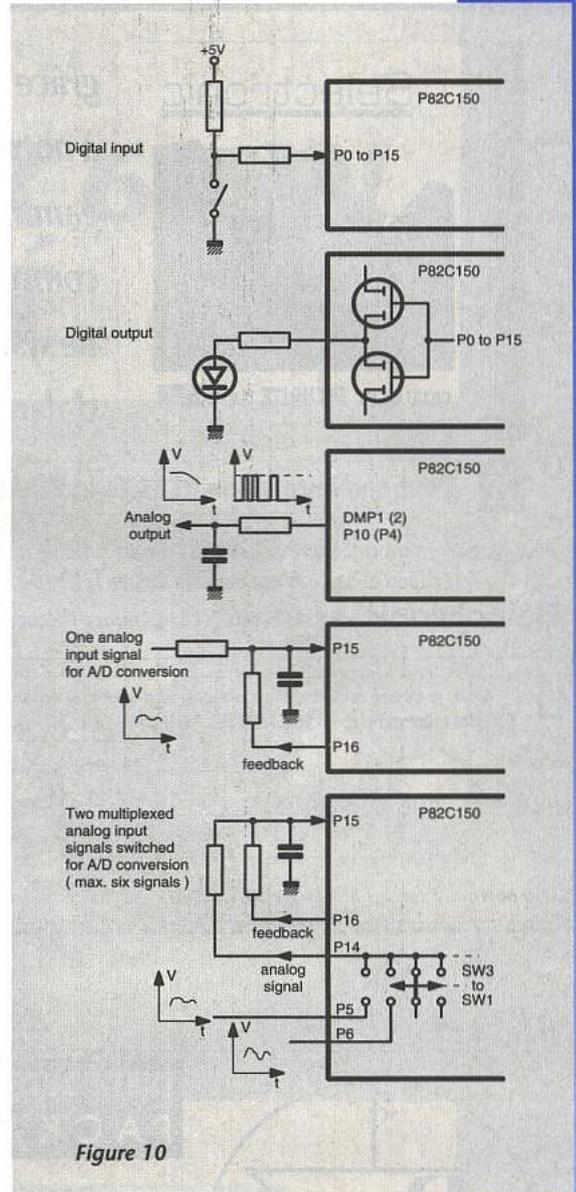


Figure 10

● La commande du circuit via le bus CAN

Toutes les fonctions que réalise ce circuit sont commandées par le bus CAN, ainsi que le transfert des informations recueillies ou sorties sur les ports. Le processus de transfert satisfait aux trames de données et aux trames de requête (remote frame) classiques à ce protocole. En cas de problèmes sur le bus durant la transmission (erreur bit, de format, ou encore de confinement), le circuit sait générer des trames d'erreurs soit passives soit actives dont nous vous parlerons en détail le mois prochain.

IDENTIFICATEUR

Avant de décrire en détail la succession d'opérations qu'il est nécessaire de mettre en œuvre pour assurer le démarrage correct du circuit intégré, disons qu'il est nécessaire d'attribuer un identificateur particulier, par voie hardware puisque ce circuit n'a pas d'intelligence locale et que son identificateur ne peut être configuré par un programme résident dans le circuit. Pour ce faire, certaines de ses broches

(P0 à P3) doivent être mises soit à la masse soit ramenées au plus via des résistances. Les valeurs de tension présentent sur les broches sont alors latches lors du reset du circuit et définissent la valeur des bits de l'identificateur considéré.

La figure 11 indique la structure de l'identificateur sur laquelle on peut remarquer que des places particulières ont été choisies pour les valeurs des bits P0 à P3.

Ce choix spécifique est volontaire de façon à ne pas monopoliser des identificateurs prioritaires (rappelons que c'est la valeur binaire de l'identificateur qui préside à la hiérarchisation de l'arbitrage lors de la phase d'arbitrage qui est assurée bit à bit de façon non destructive pour le message gagnant).

Nous trouvons aussi dans cet identificateur un bit «DIR» qui a pour mission d'indiquer le sens de l'échange qui a lieu afin de savoir si le composant reçoit un message ou bien si c'est lui qui envoie un message suite à une trame de requête, ou suite à un changement d'état sur ses broches.

Nous voici arrivés à un état où le circuit est apte à être mis sous tension et à être connecté au bus pour espérer fonctionner. Nous vous donnons

ID.10	Identifiant						ID.0				
0	1	P3	1	0	P2	P1	P0	1	0	DIR	RTR

1 = recessive; 0 = dominant

1 = recessive ; 0 = dominant
P3 to P0 : programmable identifier bits read from port pins P3 to P0 during reset.
DIR : «1» for transmission of Data Frames to the host. It must be set to «1» in Remote Frames and to «0» in Data Frames received from the host.
RTR : Remote Transmission Request bit.

Figure 11 : structure de l'identificateur.

maintenant rendez-vous le mois prochain pour la description détaillée du protocole de communication qui va réussir à calibrer son horloge interne et le faire «causer» ... et, ce ne sera pas une mince affaire ! En attendant, si vous ne savez pas quoi faire d'ici là, révissez bien votre protocole nous en aurons besoin !
A bientôt donc .

UN MODULE AMPLIFICATEUR 60 W ULTRA-PROTÉGÉ

Construire un amplificateur 60 W de haut de

gamme sans module hybride, sans MOS de

puissance, et... sans lampes est désormais

possible grâce à la technologie «Overture»

de NS. Omniprésents dans les autoradios et le

«petit son» portable, les circuits intégrés

monolithiques partent enfin à la conquête des

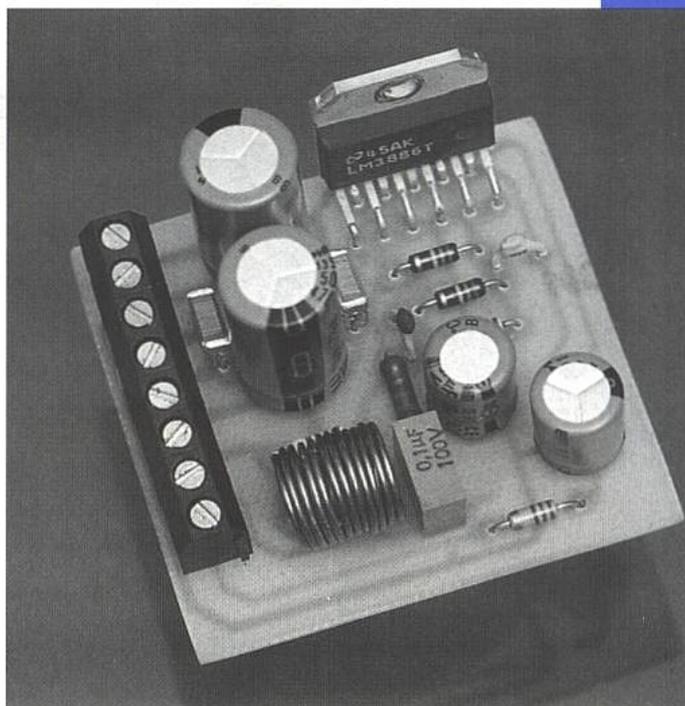
puissances plus conséquentes et de la très

haute fidélité. Avec des protections

extrêmement efficaces intégrées sur la puce elle-même,

ces nouveaux composants permettent de réaliser, avec une déconcertante

facilité, d'excellents modules très miniaturisés et quasiment indestructibles.



A LA DECOUVERTE DU LM3886

Malgré sa référence qui présente un incontestable air de famille, le LM3886 n'a rien de commun avec le LM386, si ce n'est le fait que tous deux sont des amplificateurs de puissance audio monolithiques: l'un de 500 mW à 10% de distorsion, et l'autre de 60 W à 0,03 %: que de chemin parcouru !

Présenté dans un boîtier TO220 à 11 broches, le LM3886 est spécifié pour une puissance de crête instantanée maximale de 150 W.

En régime permanent, on pourra lui faire délivrer 60 W sous 4 Ω ou 30 W sous 8 Ω à partir d'une alimentation de 2 x 28 V.

Sous 2 x 35 V, le LM3886 pourra même aller jusqu'à fournir 50 W à une charge de 8 Ω , la limite absolue à ne jamais franchir s'établissant à 2 x 42 V. C'est bien connu, un amplificateur de cette classe de puissance dégage forcément de la chaleur. Avec une dissipa-

tion maximale de 125 W et une température de jonction limitée à 150°C, il est évident qu'un sérieux refroidisseur s'impose.

Mais même si celui-ci est insuffisant, voire même absent, le LM3886 ne sera pas pour autant en danger: il disjonctera en effet spontanément si sa température interne devient excessive, pour se ré-enclencher de lui-même lorsqu'il aura suffisamment refroidi.

Mais ce n'est pas tout: un système de protection révolutionnaire baptisé «SPIKe» (Self Peak Instantaneous $^{\circ}$ K) se charge en effet de contrer les brusques montées de température provoquées par des surtensions, sous-tensions, ou surcharges.

Même à puissance maximale, un court-circuit de la sortie à la masse ou à l'alimentation ne doit pas parvenir à endommager un LM3886 !

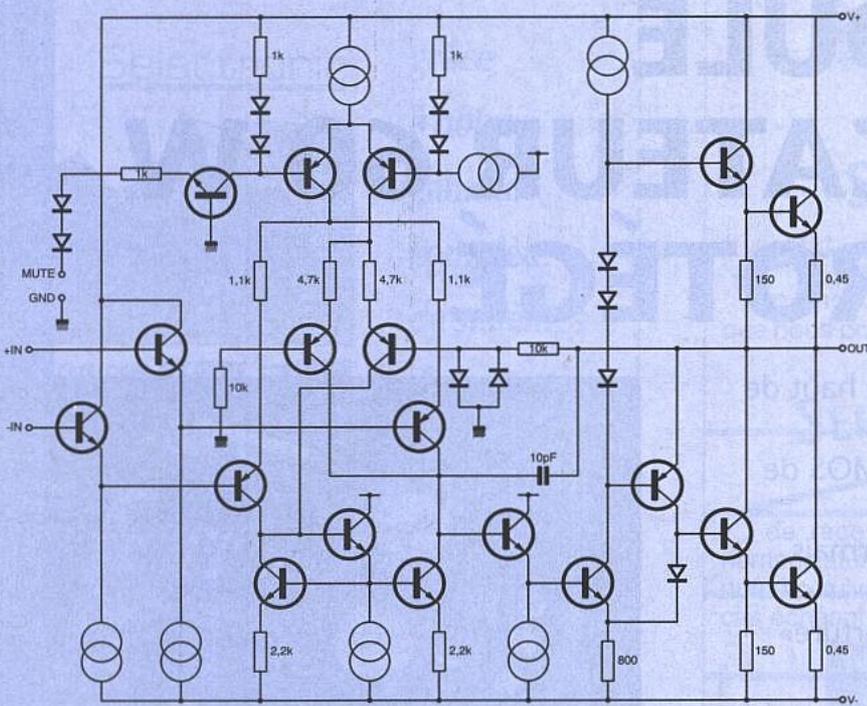
Un tel degré de protection dépasse haut la main ce qu'offrent couramment les modules amplificateurs hybrides, mais cette supériorité s'étend

aussi aux caractéristiques fonctionnelles : avec un rapport signal-bruit meilleur que 92 dB, une distorsion d'intermodulation de 0,004% et un produit gain-bande passante supérieur à 2 MHz, une fidélité digne du son digital est à portée de la main.

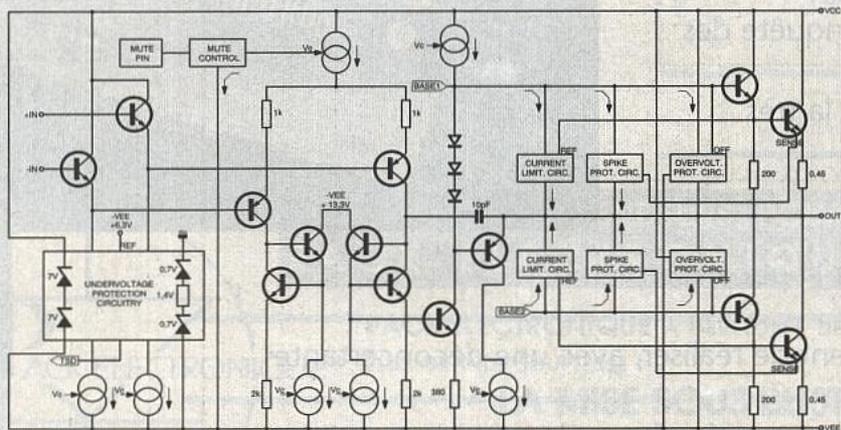
Et pourtant, le schéma interne (ou du moins ce qu'en dévoile NS) n'a rien d'extraordinaire: reproduit à la figure 1, il apparaît d'un classicisme éprouvé, mais bénéficie de tous les progrès récents en matière d'intégration monolithique de transistors de puissance.

Les circuits de protection, dont le principe est dévoilé à la figure 2, profitent eux aussi de cette structure monopuce: placés en contact intime avec les jonctions à protéger, les capteurs de température peuvent ainsi réagir en temps réel. Bien entendu, il ne peut en être de même lorsqu'il faut se contenter de thermistances boulonnées sur le radiateur...

La structure générale du LM3886 est celle d'un amplificateur opérationnel de puissance, dont on retrouve les



■ Figure 1 : schéma simplifié interne.



■ Figure 2 : les protections ajoutées.

connexions habituelles sur le brochage de la **figure 3** : entrées inverseuse et non-inverseuse, sortie, alimentations positive et négative. S'y ajoutent une broche de masse (point milieu réel ou virtuel de l'alimentation), étrange pour un ampli-op, et une broche dite de «muting». Le principal usage de cette dernière sera de retarder légèrement l'entrée en service de l'amplificateur lors de sa mise sous tension, évitant ainsi tout «cloc» inopportun dans les haut-parleurs: une protection de plus, qui ne nécessitera qu'un simple réseau RC externe !

couplage qui, avec une petite self à air, suppriment normalement tout risque d'oscillations indésirables en haute comme en basse fréquence, on remarquera un condensateur de 100 µF qui, associé à une résistance de 18 kΩ, détermine le retard à la mise sous tension.

A part cela, l'essentiel du circuit

consiste en un réseau de contre-réaction. Son rôle est de fixer le gain et la bande passante que l'on souhaite obtenir, sachant que les performances en boucle ouverte du LM3886 suffisent pour excéder très largement les besoins de la HIFI.

Nous avons choisi des valeurs qui, sans tomber dans un excès finalement nuisible, mènent à une courbe de réponse parfaitement plate de 20 Hz à 20 kHz, se maintenant encore à -3 dB pour 100 kHz et à -4,5 dB pour 2 Hz.

La sensibilité d'entrée a été prudemment fixée à 0 dB pour une charge de 4 Ω, ce qui veut dire qu'il faudra un signal de 775 mV efficace pour obtenir réellement 60 W en sortie.

Sur une charge de 8 Ω, ce même niveau d'entrée ne mènerait qu'à 30 W, à moins de remplacer la résistance de 1 kΩ par une 680 Ω.

Sous 4 Ω, cette nouvelle valeur ferait grimper la sensibilité à 500 mV, toujours pour 60 W en sortie.

Et pour obtenir une sensibilité comparable sous 8 Ω, il faudrait descendre à 470 Ω.

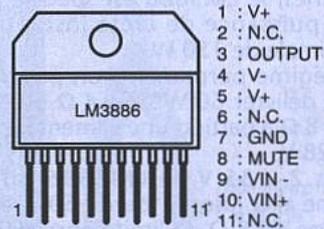
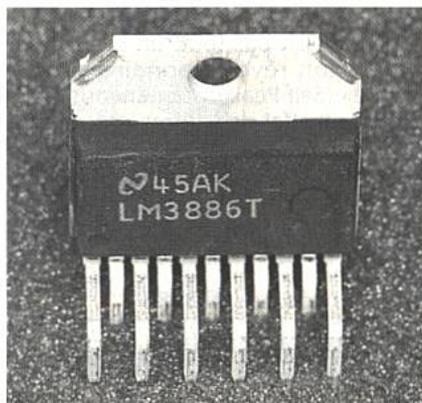
D'une façon générale, la sensibilité de 0 dB convient bien aux sources de modulation dites «professionnelles» (niveau «ligne»), mais la plupart des matériels grand public délivrent plutôt dans les 500 mV et parfois même 250. Il est facile d'adapter le gain du module en conséquence, mais attention: le LM3886 n'a pas une vocation de pré-amplificateur, et toute augmentation de sa sensibilité se paie par une réduction de sa bande passante (il y a toutefois de la marge...), ainsi que par une dégradation du rapport signal-bruit certes minime, mais jamais souhaitable.

Pour un usage donné, on aura donc intérêt à utiliser la sensibilité juste suffisante, ce qui réduira par la même occasion les risques de surcharge accidentelle des haut-parleurs.

Quelle que soit la source de modulation utilisée (en général un pré-amplificateur), on veillera à ce que l'entrée du module rejoigne toujours la masse par une résistance n'excédant pas 100 kΩ. Un important décalage du zéro en sortie peut en effet se produire si l'entrée reste «en l'air», avec les conséquences qu'on imagine pour les haut-parleurs... Si on n'a pas l'usage d'un potentiomètre en entrée, une sage précaution consistera à monter à demeure une résistance de 47 kΩ entre entrée et masse: elle fixera en même temps l'impédance d'entrée à cette valeur usuelle.

RÉALISATION DU MODULE

Fortement inspiré de l'exemple d'application suggéré par NS, le schéma de la **figure 4** brille par sa simplicité. Outre un jeu de condensateurs de dé-



■ Figure 3 : brochage.

LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Dans une application de ce genre, la qualité des résultats obtenus repose presque autant sur le tracé du circuit imprimé que sur le choix des composants.

Le cuivre de la **figure 5** a été dessiné selon des règles précises, et on ne saurait trop déconseiller toute tentative de modification.

Tout a été mis en œuvre pour permettre la construction d'un module très performant sous un volume minimum. Lors du câblage selon la **figure 6**, on fera donc de préférence appel à des résistances PHILIPS SFR25 (qui supportent 1/2 W sous un volume équivalent à celui d'une 1/4 W classique), et des condensateurs chimiques PHILIPS «type 135», autrement dit à faible résistance série (ceux qu'on utilise dans les alimentations à découpage).

Les condensateurs non polarisés, pour leur part, seront de préférence du type «céramique», en tout cas au moins ceux de faibles valeurs.

Il serait vraiment dommage de gâcher les performances d'un aussi bon circuit intégré en lui associant des composants passifs de piètre qualité...

La self de sortie sera confectionnée le plus simplement du monde en bobinant douze spires de fil émaillé 8/10 mm sur un guide cylindrique de diamètre 10 mm (par exemple la partie lisse d'un foret de perceuse). Soigneusement grattées et étamées, les extrémités du bobinage «sur air» obtenu après enlèvement du mandrin rentreront exactement dans les trous prévus à cet effet, à condition de les cambrer à angle droit.

La place est prévue pour un robuste bornier à vis en bord de carte, mais tout autre organe de connexion au pas de 5,08 mm pourra aussi être employé à commencer par le soudage direct de fils souples.

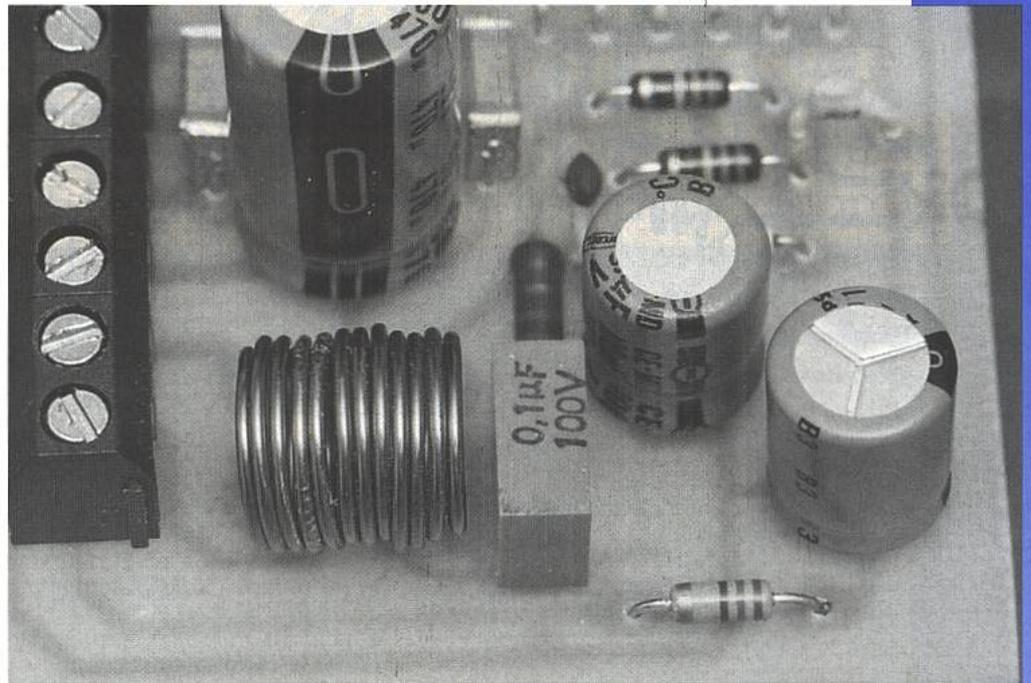
ALIMENTATION ET REFROIDISSEMENT

Les excellentes caractéristiques de réjection du LM3886 permettent d'alimenter sans arrière-pensée notre module à partir d'un montage aussi simple que celui de la **figure 7**, câblé sans circuit imprimé à même les bornes à vis des condensateurs (série C154 de PHILIPS) et du pont redresseur.

Bien entendu, la puissance maximum disponible en sortie sera liée à la tension secondaire du transfo (n'excéder en aucun cas 2 x 25 V), et il faudra bien entendu en choisir un d'une puissance suffisante.

Nous laissons à nos lecteurs toute liberté pour surdimensionner autant qu'ils le voudront le transfo et les condensateurs de filtrage (et par conséquent le pont redresseur), dans la mesure où ils estimeront que cela améliore la musicalité de l'ampli et qu'ils en ont les moyens mais aussi la place. De toute façon, le module suivra !

Pour ce qui est du choix du refroidisseur, dont l'insuffisance risque seulement de faire jouer tôt ou tard les pro-



■ Le bornier et la self de sortie.

tections du LM3886, l'abaque de la **figure 8** facilitera bien les choses en évitant les fastidieux calculs de «loi d'Ohm thermique».

Basé sur une résistance thermique boîtier-radiateur de 0,2 °C/W, correspondant à un montage graissé mais sans mica d'isolation (attention, le boîtier du LM3886 n'est pas isolé mais relié à l'alimentation négative!), ce graphique fournit tout d'abord une relation entre la tension d'alimentation et la dissipation maximale prévisible, pour une impédance de charge donnée (4, 6, ou 8 Ω).

Une simple translation de droite à gauche suffit alors pour trouver, en fonction de la température ambiante prévue, la résistance thermique maximum tolérable pour le refroidisseur.

Prenons un exemple, basé sur une tension d'alimentation de 2 x 35 V (soit 70 V) et une charge de 8 Ω: le LM3886 aura à dissiper au maximum 30 W.

Si on prévoit que la température ambiante n'excèdera pas 40°C (au contact du refroidisseur et non au milieu du local d'écoute...), un radiateur de 2,5 °C/W suffira. Cela correspond,

par exemple, à 10 cm de profilé «ML25» de 80 mm de large, muni de 12 ailettes de 10 mm sur une semelle plane de 3,5 mm.

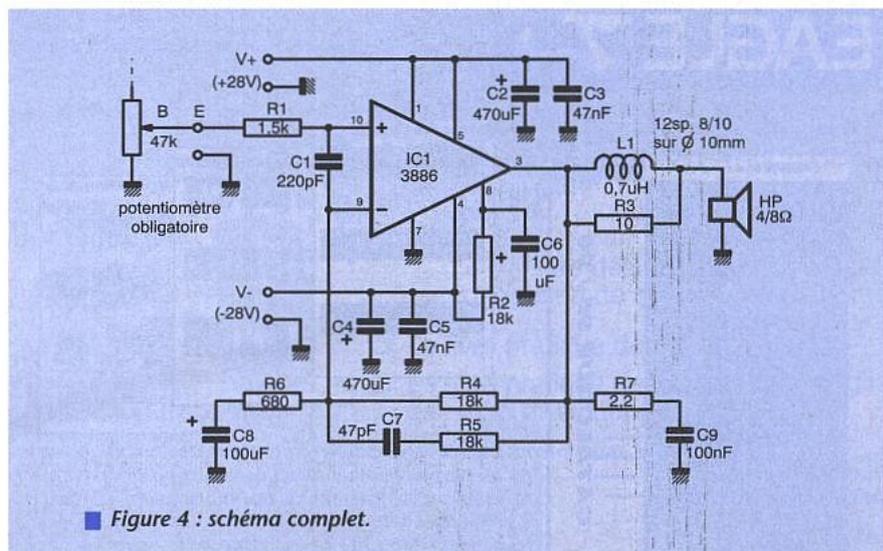
Naturellement, cette longueur est à doubler dans le cas d'un amplificateur stéréophonique équipé de deux modules.

En pratique, on aura souvent intérêt à compter plus large si on prend la sage précaution d'intercaler des micas d'isolation (qui «consomment» environ 0,5 °C/W), si le radiateur n'a pas ses ailettes dirigées vers le haut, ou si sa ventilation risque d'être précaire.

Mais encore une fois, le seul inconvénient d'un radiateur insuffisant est le risque de disjonction intempestive de l'ampli, mais en aucun cas sa détérioration.

NOTRE CONCLUSION

Même si une mode récente pourrait laisser croire que l'avenir de l'amplification de puissance audio appartient aux lampes, même si les transistors VMOS ont leurs inconditionnels, et



■ Figure 4 : schéma complet.

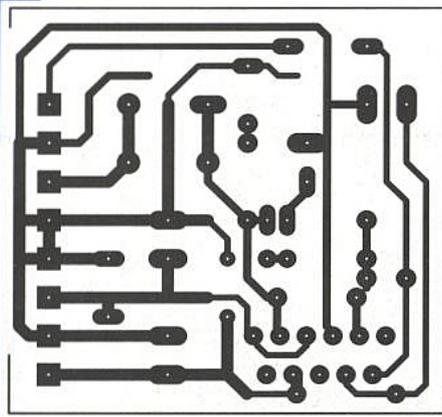


Figure 5 : un circuit aux dimensions réduites.

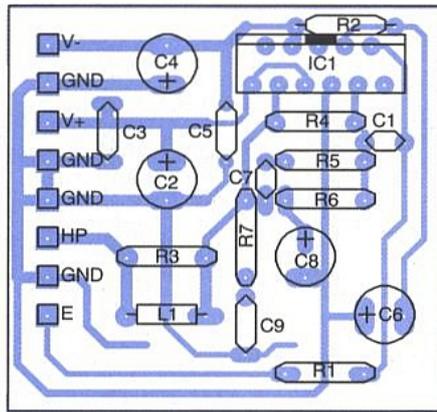


Figure 6

même si bon nombre de chaînes HIFI sont aujourd'hui équipées de modules hybrides, il faut absolument écouter une fois dans sa vie d'audiophile un jeu de deux modules à LM3886 ! De préférence branché sans préampli-

ficateur à la sortie d'un lecteur de CD, et relié à deux bonnes enceintes. Notre première impression d'écoute de cet ampli est, paradoxalement, la qualité de son silence ! Pas le moindre bruit dans les haut-parleurs lors de sa mise sous tension ou hors tension, et aucun souffle perceptible même en lisant à plein volume une plage de «silence digital» d'un CD de test. A se demander si tout est vraiment bien branché...

Relié à un générateur de fonctions (un MAX038, soit dit en passant !), notre maquette a laissé notre oscilloscope sur sa faim: l'ampli est quasiment meilleur que le générateur, dont la qualité est pourtant au dessus de tout soupçon.

Mais nous nous garderons bien de

NOMENCLATURE

Résistances :
 R1 : 1,5 kΩ
 R2, R4, R5 : 18 kΩ
 R3 : 10 Ω
 R6 : 1 kΩ (ou 680 kΩ)
 R7 : 2,2 Ω

Condensateurs :
 C1 : 220 pF
 C2, C4 : 470 μF
 C3, C5 : 47 nF
 C6, C8 : 100 μF
 C7 : 47 pF
 C9 : 100 nF

Semi-conducteurs :
 IC1 : LM3886

Divers :
 HP 4/8 Ω de puissance adéquate.
 L1 : 0,7 μH

donner un avis péremptoire en matière de musicalité, tant les sensibilités de chacun sont différentes: construisez donc cet ampli et écoutez le, vous ne le regretterez assurément pas.

P. GUEULLE

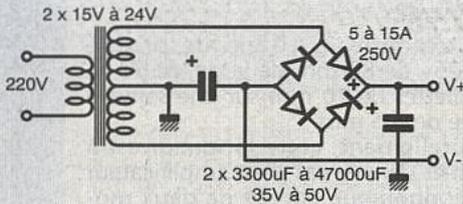
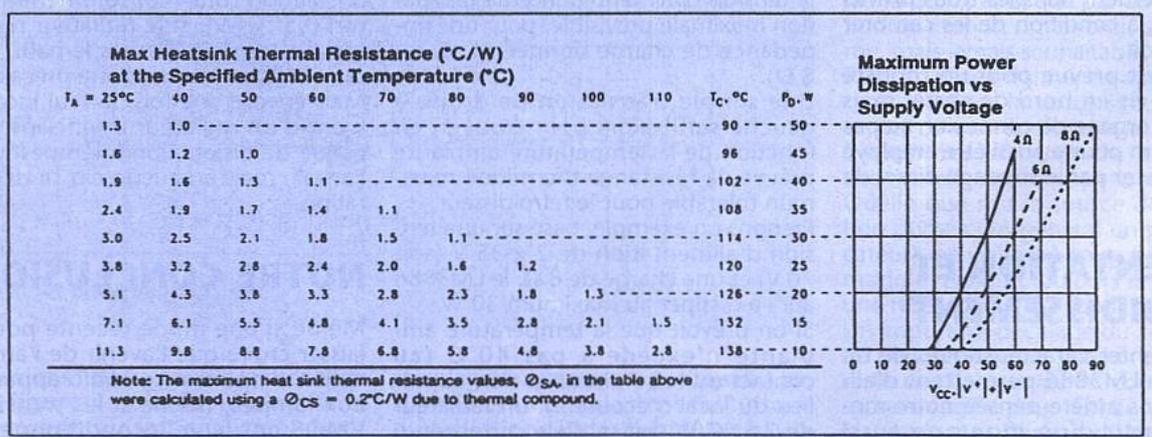


Figure 7 : une alimentation «rustique» suffit.

Figure 8 : abaque de détermination du radiateur.



EAGLE

DEPUIS PLUS DE 40 ANS EN EUROPE
LA SONORISATION PUBLIC ADDRESS

La qualité sans compromis

CATALOGUE 95 / 96

PUBLIC ADDRESS - SYSTEMES D'ACCES - TELESURVEILLANCE - INTERPHONIE

Société:

Activité:
 Distributeur Installateur Utilisateur
 Prescripteur Collectivité Association
 Fabricant Autre

Adresse:

Tél.:
 Fax:

Personne à contacter:

Je désire recevoir :
 Catalogue EAGLE 95/96
 La Visite d'un technico-commercial

* Installateurs, rejoignez notre réseau d'installateurs agréés. Contactez-nous dès maintenant.

EAGLE
 Le département ALTAIRANCE

LE COMBINÉ-STATION DE MESURE ALTAI MS-9150



ALTAI, peu de gens connaissent,

particulièrement dans le domaine

de la mesure et de

l'instrumentation. Il est vrai que

ce grand groupe de distribution

d'origine britannique œuvre

plutôt dans la communication, la

sonorisation, l'électroacoustique, l'outillage et la péri-informatique.

Quoi qu'il en soit, la mesure représente une part de moins en moins

négligeable de l'offre très diversifiée regroupée au sein d'un catalogue

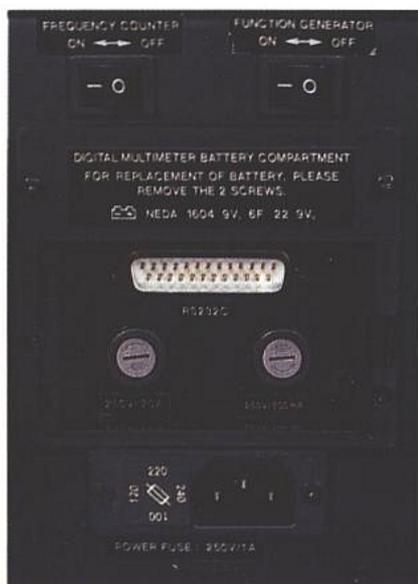
volumineux et va même faire l'objet d'une publication spéciale.

Le combiné-station de mesure MS-9150 en constituera un des fers de lance.

Le MS 9150 regroupe au sein d'un même coffret quatre des appareils de base de tout labo, à savoir :

- une alimentation trois voies dont une réglable,
- un générateur de fonctions 0-2 MHz,
- un compteur-fréquence-mètre trois canaux 0-100 MHz, 100 MHz-1,3 GHz,
- et enfin un multimètre numérique 4000 points.

Cet ensemble de fonctionnalités, qui nous amène à parler de combiné ou station de mesure, conduit évidemment à un appareil de dimensions assez imposantes : L : 375 mm, H : 170 mm, P : 360 mm, pour une masse de l'ordre de 10 kg. Première constatation, il s'agit d'un appareil exploitable à poste fixe, au labo. De là découlent les choix de conception et d'interface utilisateur. Les sous-ensembles alimentation, générateur, fréquencemètre, et multimètre sont exploitables indépendamment les uns des autres mais la source d'énergie est commune et provient du même transformateur, à l'ex-



La mise sous tension géné-fréquence-mètre, les protections, le port RS232 et le logement pile 9 V pour le DMM.

ception toutefois du multimètre, tout au moins pour la partie traitement du signal, qui fait appel à une pile 9 V accessible via une trappe en face arrière. Le rétro-éclairage de l'afficheur LCD du multimètre provient lui aussi de l'alimentation principale. Ceci explique la masse, due pour une grande part au transformateur multi-enroulements de taille conséquente et le fait que la mise sous tension générale s'opère via l'interrupteur on/off de la section alimentation. Trois interrupteurs secondaires, deux en face arrière – géné et compteur –, un en face avant – multimètre –, activent ou non les autres sous-ensembles. Le constructeur a pu ainsi ménager une présentation et une disposition des commandes et entrées-sorties fonctionnelle, sans menu, toutes les touches de commandes sont à accès direct sauf la touche «fonction en multimètre» qui balaye en boucle les modes min, max, hold, rel., mémoire, etc. Les borniers de liaison sont placés en bord extérieur droit ou

Compteur/fréquence

- **Plage de mesure**
Canaux A et B : Affichage à LED de 5 Hz à 100 MHz en fonction du temps de comptage et du signal d'entrée. Affichage d'au moins 7 digits par seconde de temps de comptage
- Canal C : 100 MHz à 1,3 GHz
- **Tension d'entrée**
Canaux A et B : Onde sinus de 70 mV RMS ou 100 mVp ATTEN. : X1, X20
- Canal C : Onde sinus 35 mV RMS ou 70 mVp
- **Tension d'entrée maxi.**
Canaux A, B et C : 3 V
- **Impédance d'entrée**
Canaux A, B et C : 1 M Ω
- **Atténuateur**
Uniquement canal A : 1 ou 1/10 (-20 dB)
- **Résolution**
Canaux A, B et C
100 MHz ou plus : 10 Hz/0, 1s, 1 Hz/1 s
0,1 Hz/10s
10 MHz ou moins : 6 digits/0,1 s
7 digits/1s
8 digits/10s
- **Mesure de périodes**
Affichage LED de la plage des canaux A et B
0,1 s à 10s 1 μ s à 0,1 μ s. En fonction du temps de comptage et du signal d'entrée, au moins 7 digits affichés par seconde de temps de comptage.
- Affichage LED de la plage du canal C : 0,1s à 10s

Générateur

- **Formes d'ondes** : Sinus, carré, triangulaire, sinus oblique, dents de scie, impulsion, carré de niveau TTL
- **Fréquence** : 0,2 Hz à 2 MHz en 7 plages
- **Niveau de tension VCF** : 0 à 10 Vdc (Tension d'entrée maxi. : ± 15 V)
- **Impédance de sortie** : 50 $\Omega \pm 10$ %
600 $\Omega \pm 10$ %
- **Amplitude de sortie** : 2 Vpp à 20 Vpp à charge ouverte 1 Vpp à 10 Vpp à une charge de 50 Ω
- **Atténuateur** : -20 dB
- **Plage de fréquence variable** : 20/1 ou plus
- **Plage de symétrie variable** : 3/1 ou plus
- **Plage d'offset variable** : Max. ± 10 Vdc (hors charge)
- **Onde sinus**
Distorsion : < 1% (à 1 kHz)
Planéité : $\pm 0,3$ dB
- **Onde carrée**
Symétrie : < $\pm 3%$ (à 1 kHz)
Temps de montée et de chute : < 150 ns (à 1 kHz)
- **Onde triangulaire**
Linéarité : < 1% (jusqu'à 100 kHz) < 5% (100 kHz à 2 MHz)
- **Sortie TTL**
temps de montée et de chute : < 30 ns (à 1 kHz)
Niveau de sortie : > 3V
- **Balayage de fréquence**
Temps de balayage : 20 ms à 2s
Mode de balayage interne : Linéaire
Logarithmique
- Balayage de fréquence > 100:1
Balayage externe par l'entrée VCF

Alimentation

Tension de sortie	0-30 V	5 V fixe	15 V fixe
Courant de sortie	0-2A	2A	1A
Ondulation	Max. 1 mV	Max. 2 mV	Max. 2 mV
Régulation de charge	0,1%+5mV	0,1%+70mV	0,1M+35mV
Régulation secteur	0,1%+5mV	0,1%+3mV	0,1%+30mV
Courant de sortie (max.)	2A (limitation de courant)	2,2A (rabatteur)	1,2A (rabatteur)
Affichage avec Illumination	LCD 31/2 digit	Allumé LED	Allumé LED

gauche selon les sous-ensembles de façon à laisser l'espace central dévolu aux afficheurs et aux commandes. Ainsi, chaque «appareil primaire» dispose de sa face avant propre de dimensions équivalentes à un modèle de table similaire et tous peuvent être utilisés sans entrave.

L'alimentation réglable 0-30 V/2A peut fonctionner, grâce au limiteur d'intensité, en générateur de courant, les grandeurs courant-tension de travail sont rappelées sur l'afficheur LCD avec l'unité selon le choix par poussoir V/A, les consignes étant entrées par deux potentiomètres. Côté alimentations fixes : 15 V/1 A et 5 V/2 A, la lecture n'est pas possible sauf à utiliser le multimètre. Les masses des trois alimentations sont dissociées, on peut donc opérer en flottant sans référence commune entre alimentations. Pour l'alimentation réglable, le zéro volt de référence peut être ou non connecté à la masse châssis par un cavalier amovible.

Le multimètre de 4000 points dispose d'un afficheur LCD lui aussi de lecture confortable. Les fonctions activées ainsi que les unités sont rappelées par annonceurs. Outre l'affichage principal très lisible et un bargraph 40 points pour signaler la tendance, un afficheur secondaire numérique en haut et à droite sert à l'affichage des résultats enregistrés en mode maintien (data-hold), min-max ou référence en mode relatif ; l'afficheur principal continue, lui, dans ces cas, à donner le résultat en cours. Cette section multimètre, non RMS vrai, dispose du mode «pass» sur gabarit, permet de mémoriser 10 valeurs, d'effectuer des comparaisons et est dotée de toutes les fonctionnalités couramment rencontrées aujourd'hui : test de continuité, de jonction semi-conductrice, capacimètre en six gammes de 4 nF (résolution 1 pF) à 400 μ F avec une précision de 2% ; il est autoranging (sauf en capacimètre) mais peut être forcé en manuel avec incrémentation-décrémentation des gammes par les touches up-down.

Enfin cette section multimètre s'interface à un PC ou une imprimante via une interface RS232 incorporée. Le cordon et le logiciel PC (VGA) sont d'ailleurs fournis en standard.

Côté générateur, on a affaire à un classique 2 MHz dont la fréquence peut être ou non lue, via le commutateur F/C-F/G, sur le fréquence-mètre canal A. Rien à redire, on dispose des formes d'ondes classiques, du choix de l'impédance de sortie 50/600 Ω , des réglages de symétrie et d'offset et de la wobulation (100 : 1 max) lin ou log avec vitesse et profondeur réglables. Signalons aussi une sortie synchro TTL et une entrée VCF pour moduler les signaux en fréquence par une tension externe de 0-10 V. Le vernier démultipliateur autorise, au sein de chaque



■ Une exploitation simple. Les connexions sont en bord externe.

gamme, un réglage précis de la fréquence de travail.

Le compteur-fréquence à 8 afficheurs LED grand format peut fonctionner en périodemètre, en compteur totalisateur d'événements. Les ratios et addition-soustraction de comptages des voies A et B sont aussi possibles de même que la différence temporelle entre deux déclenchements successifs sur les voies A, B, méthode qui permet entre autre d'apprécier la différence de phase de deux signaux corrélés temporellement. Trois temps de porte sont sélectionnables : 0,1 s, 1 s et 10 s. Seule la voie A est dotée d'un atténuateur - 20 dB (30 V max en entrée, atténuateur actionné).

Enfin la voie C est réservée aux signaux haute fréquence jusqu'à 1,3 GHz en relais de la fin de gamme des voies A et B (100 MHz).

Le MS-9150 est un ensemble homogène, sans surprise, facile à exploiter. Les performances des quatre sections se tiennent et sont à la hauteur de ce qu'on peut attendre en contrôle et maintenance.

CONCLUSION

La station de mesure MS-9150 ne manque pas d'attraits ni d'atouts. La réunion d'appareils de base, de qualité et de performances honnêtes dans leur catégorie, au sein d'une même structure d'ensemble permet de gagner de la place et s'avère fonctionnellement pratique. Cet ensemble s'adresse plus particulièrement à l'enseignement, pour équiper les paillasses de TP, au labo de maintenance voire à l'équipement d'un poste complémentaire dans un laboratoire d'électronique générale. Considérant son prix, 4950 F HT avec cordons et logiciel PC, on peut affirmer que le MS-9150 constituera un bon investissement, surtout si on lui compare la somme des coûts de quatre appareils constitutifs similaires en «stand alone».

C.D.

Importateur :
ALTAI France
Z.I. Paris Nord 2
BP 50238
95956 Roissy CDG Cedex
Tél. : (1) 48 63 20 92.



CARTE PC, GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX TEST VIDÉO

Le signal vidéocomposite

est un signal complexe

résultant de l'addition

de trois informations

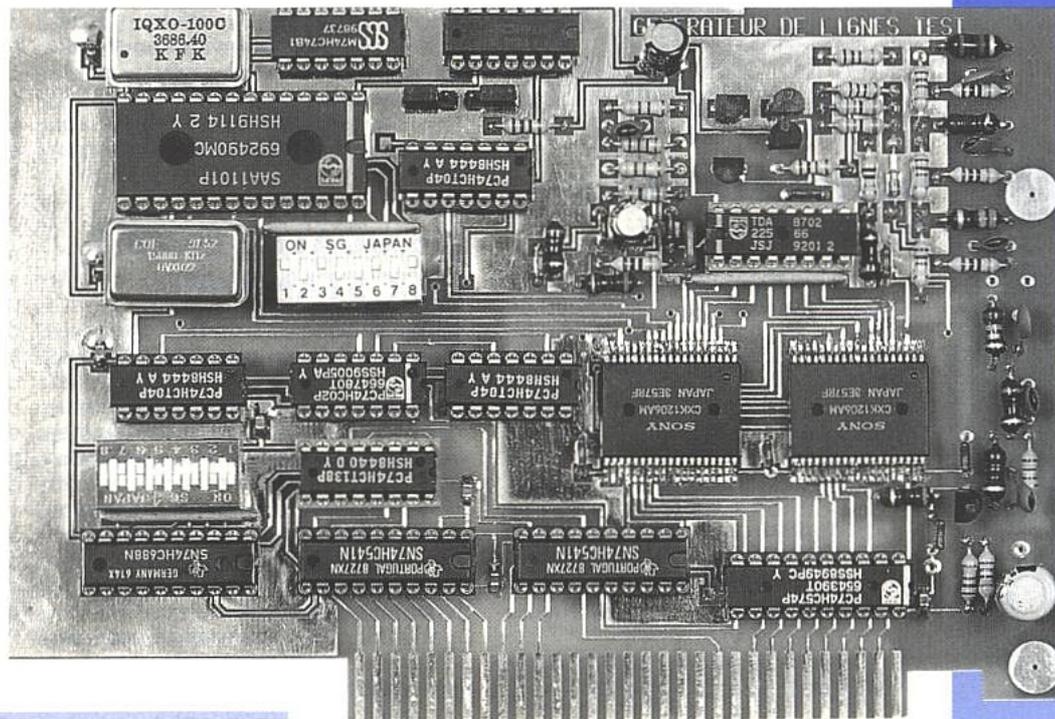
distinctes : synchronisation,

luminance et

chrominance, circulant

sur le même médium :

câble, fibre ou voie



hertzienne. Dans la transmission, et ce n'est pas propre à la vidéo, on cherche à

conserver les informations initiales ou au moins à minimiser les effets des

différentes distorsions. Dans une chaîne de transmission réelle, c'est-à-dire non

idéale, les informations à transmettre vont subir des distorsions diverses ayant des

répercussions sur une ou plusieurs informations : synchronisation, luminance et

chrominance. Pour mettre en évidence l'effet des distorsions et pour pouvoir les

quantifier, on a recours à des signaux test très spécifiques. Nous vous proposons,

dans cet article, la réalisation d'un générateur de signaux test entièrement

programmable.

Ce générateur se présentant sous la forme d'une carte PC est d'un coût réduit si on le compare à des générateurs professionnels ou à des «inserteurs» de lignes test. Cette carte générateur est donc à la vidéo ce que le générateur BF est à l'audio. C'est un outil indispensable si

l'on veut travailler sérieusement sur les quadripôles que l'on rencontre en vidéo : amplificateurs, filtres et circuits de réalignement.

Nous commencerons par de brefs rappels sur la nature du signal vidéo qui nous serviront d'introduction à la définition des lignes test normalisées.

Nous continuerons par le cahier des charges de notre carte puis par une description des deux composants piliers de la réalisation.

Nous terminerons bien sûr par la description du circuit, son mode de programmation et quelques exemples non limitatifs.

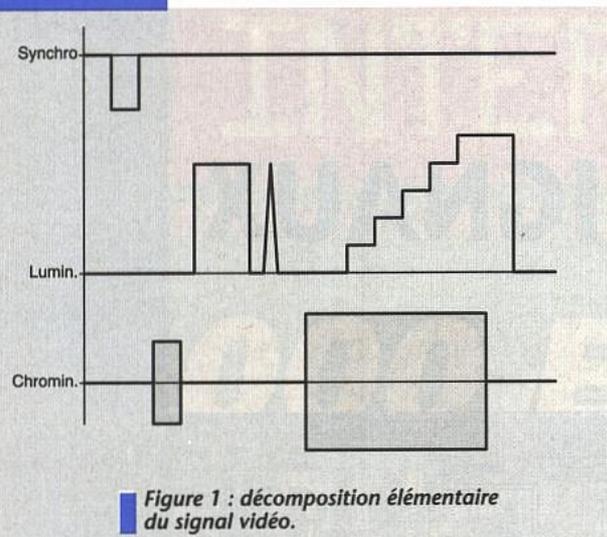


Figure 1 : décomposition élémentaire du signal vidéo.

NATURE DU SIGNAL VIDÉO

Le signal vidéocomposé décomposé en trois informations : synchronisation, luminance et chrominance, est représenté à la figure 1. On a successivement :

- un signal de synchronisation pouvant prendre deux niveaux espacés de 300 mV : 0 à -300 mV,
- un signal de luminance dont l'amplitude est comprise entre 0 et 700 mV. Pour ce signal la fréquence maximale se situe aux environs de 4 MHz,
- un signal de chrominance, sous-porteuse à 4,43361875 MHz pour le standard PAL. Deux sous-porteuse à 4,250 et 4,40625 MHz pour le SECAM.

Il apparaît clairement que les impulsions de synchronisation ne sont pas présentes simultanément avec les signaux de luminance et de chrominance. Ceci ne veut pas dire que les impulsions de synchronisation traverseront la chaîne de transmission sans dommages. Chaque quadripôle agissant comme un filtre modifie la bande, engendre des retards et modifie l'allure des impulsions.

Nous verrons dans un prochain chapitre quel type de mesure peut être effectué sur ces impulsions.

Luminance et chrominance sont des informations simultanées occupant en principe des bandes de fréquence différentes : 0 à 4 MHz environ pour la luminance et 4 à 5 MHz environ pour la chrominance.

Nous nous intéresserons bien sûr aux interactions entre ces deux informations.

LES QUATRE LIGNES TEST STANDARD

Les quatre lignes test standard sont représentées aux figures 2 à 5. Il s'agit de signaux analogiques spécifiques et notre objectif est de reproduire le plus fidèlement ces formes d'onde. Nul besoin d'une longue démonstration pour constater que cette reconstruction avec des procédés purement analogiques débouche sur un appareil trop complexe. Nous nous orientons donc vers un système numérique qui résoud élégamment le problème posé.

La définition de ces lignes ne pose pas d'énormes problèmes lorsqu'il s'agit de niveaux de gris ou de salves de

sous-porteuse. Nous avons malgré tout rencontré une ambiguïté à propos des impulsions dites 2T et 20T présentes sur les lignes 17 et 330. Pour l'enveloppe de ces impulsions il s'agit d'une fonction sinus carré pris entre 0 et π comme le montre le schéma de la figure 6. Pour cette impulsion de largeur W à la base, la largeur à mi-hauteur vaut W/2. Ceci correspond bien aux définitions rencontrées dans les différents manuels.

Le problème est donc résolu pour l'impulsion 2T et pour l'enveloppe de l'impulsion 20T. Sachant que la fréquence d'échantillonnage vaut 15 MHz, nous anticipons un peu, la période d'échantillonnage vaut 66,66 ns. Ceci nous donne un maximum de cinq points pour définir l'impulsion 2T. La définition point par point de cette impulsion est donnée à la figure 7.

Pour l'impulsion 20T les différents manuels nous donnent la définition suivante : sous-porteuse à 4,433 MHz modulée en amplitude par une impulsion de largeur 2 μ s à mi-hauteur et 4 μ s à la base. L'onde modulante est donc une impulsion sinus carré. Si on applique directement une modulation d'amplitude on récupère un signal dont l'allure est représentée au cas 2 de la figure 8. Or ce cas ne correspond pas au cas réel dans lequel la forme d'onde ne passe pas en dessous du niveau du noir. Par programme il est tout à fait possible de supprimer la partie basse de l'impulsion. Ceci se fait tout simplement en mettant y à zéro dès que le résultat du calcul est négatif. Pour synthétiser cette impulsion 20T on peut aussi adopter la configuration numéro 1 où la ligne de base est une

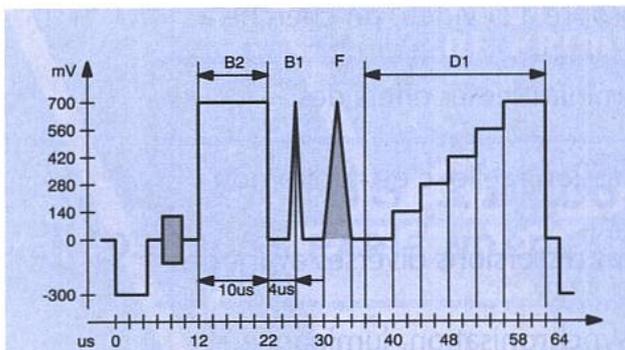


Figure 2 : ligne 17.

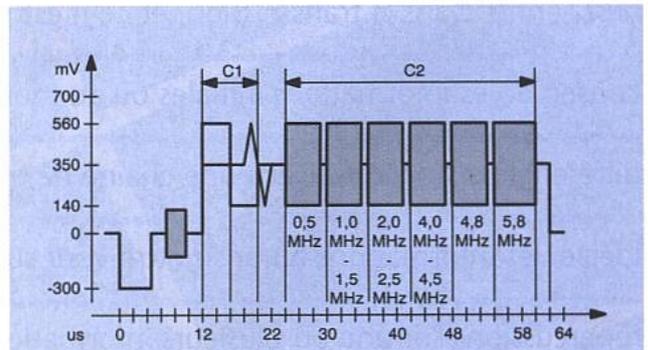


Figure 3 : ligne 18.

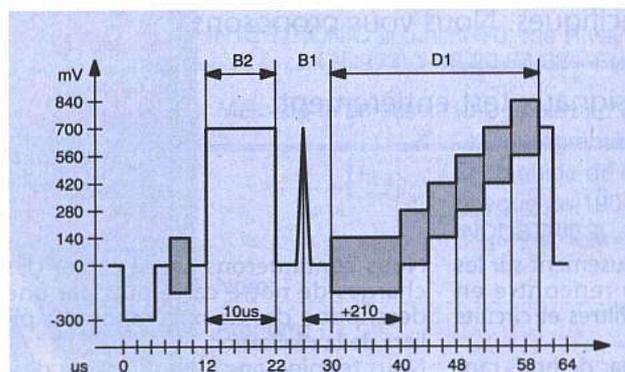


Figure 4 : ligne 330.

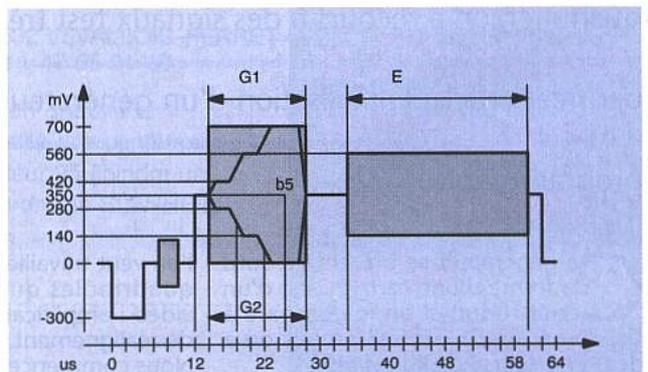


Figure 5 : ligne 331.

impulsion sinus carré ayant une amplitude moitié à laquelle on additionne une modulation d'amplitude. A notre avis les deux solutions proposées sont extrêmement voisines et devraient donner les mêmes résultats. Quoi qu'il en soit, il est facile de changer le programme de paramétrage de la carte pour avoir l'un ou l'autre des cas.

LE SIGNAL VIDÉO NUMÉRIQUE ADOPTÉ

Pour notre carte nous avons choisi de ne générer qu'un signal de luminance. Nous ne nous occupons ni de la synchronisation ni des salves d'identification couleur. Sur le schéma de la figure 4 on voit que le signal au blanc correspond à un niveau de 700 mV et que la sous-porteuse maximale a une amplitude absolue égale à 840 mV. Le niveau numérique 0 correspond donc à une amplitude 0 : niveau du noir et le niveau numérique 255 au niveau analogique 840 mV. Le bit le moins significatif correspond alors à $(840/255)$ mV. Si nous voulions synthétiser un niveau en dessous du niveau du noir, il faudrait faire correspondre le niveau logique 0 avec -140mV et le niveau logique maximum -255- avec 840 mV. La carte est capable d'accepter cette configuration sans changement hardware. Le bit le moins significatif vaut alors $(980/255)$ mV. Dans ce cas il ne faut pas perdre de vue que le niveau du noir correspond au niveau logique $140 \times 255/980$ soit 37 et non plus au zéro comme dans le cas précédent. Nous avons posé les bases du problème et nous pouvons passer au synop-

tique qui nous fait découvrir la manière avec laquelle le problème a été résolu.

SCHEMA SYNOPTIQUE

Le schéma synoptique de la carte génératrice est représenté à la figure 10. L'utilisation d'une mémoire double accès ayant des compteurs lignes et pixels incorporés simplifie énormément le problème et clarifie le synoptique.

Sur ce schéma on trouve premièrement l'interface avec le bus PC : décodage de l'adresse de la carte et mémorisation des données à écrire dans la mémoire. La circuiterie d'interface est aussi chargée de l'incrément des compteurs lignes-pixels et remise à zéro trame.

Les informations sont injectées dans les mémoires à la cadence du PC qui n'a bien sûr aucune relation avec la cadence vidéo.

Le premier accès est donc un accès en écriture seulement et le deuxième accès en lecture seulement.

La lecture s'effectue au rythme vidéo délivré par un générateur de synchro autonome qui fournit tous les signaux utiles.

Les informations issues de la mémoire - mot de huit bits - sont envoyées au convertisseur D-A de type flash. En sortie de ce convertisseur on trouve un amplificateur différentiel qui reçoit en outre le signal de synchronisation composite.

Finalement le signal est filtré et bufferisé avant d'être disponible. Le signal de sortie a une amplitude de 1 Volt crête à crête sur une charge de 75 ohms.

A titre d'exercice on pourrait essayer de concevoir un générateur ayant la même fonction mais en utilisant des RAM statiques standards. Un port unique et l'absence de compteurs complique le problème.

Bien sûr le problème n'est pas insurmontable mais songez aux nombres de boîtiers 64K ou 128K qu'il faut mettre en place et d'une manière encore plus concrète à la complexité du circuit imprimé !

Applications des mémoires en vidéo

Ce type d'application est très vaste; depuis plusieurs années les mémoires tiennent une place importante dans les

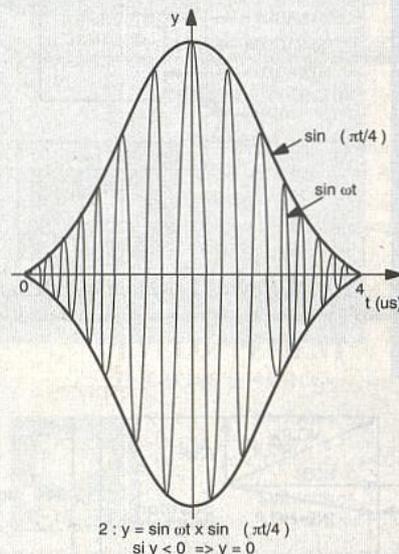
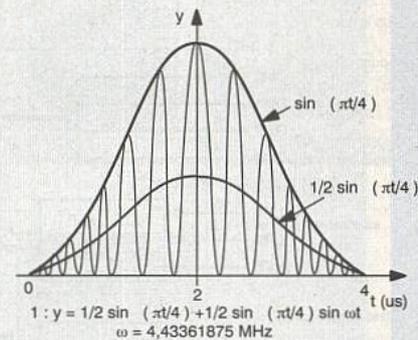


Figure 8 : impulsion avec modulation.

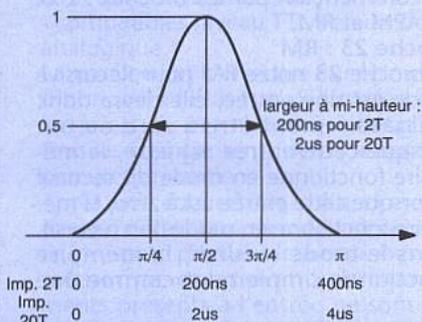


Figure 6 : enveloppe en sinus carré des impulsions 2T et 20T.

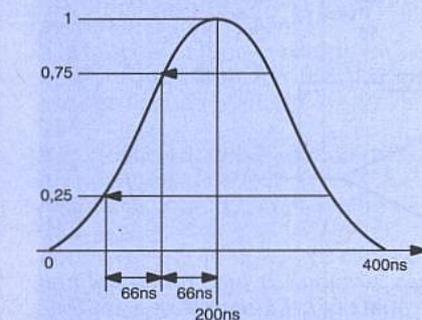


Figure 7 : détails supplémentaires.

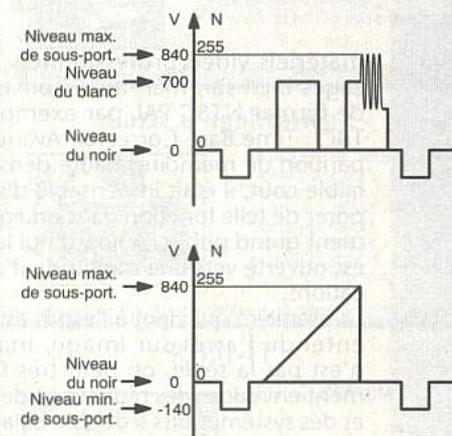


Figure 9 : définition des niveaux standards.

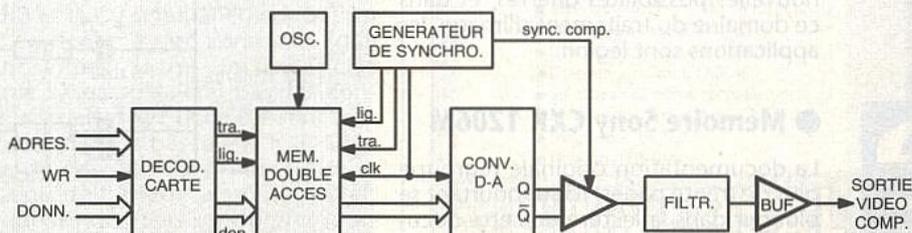
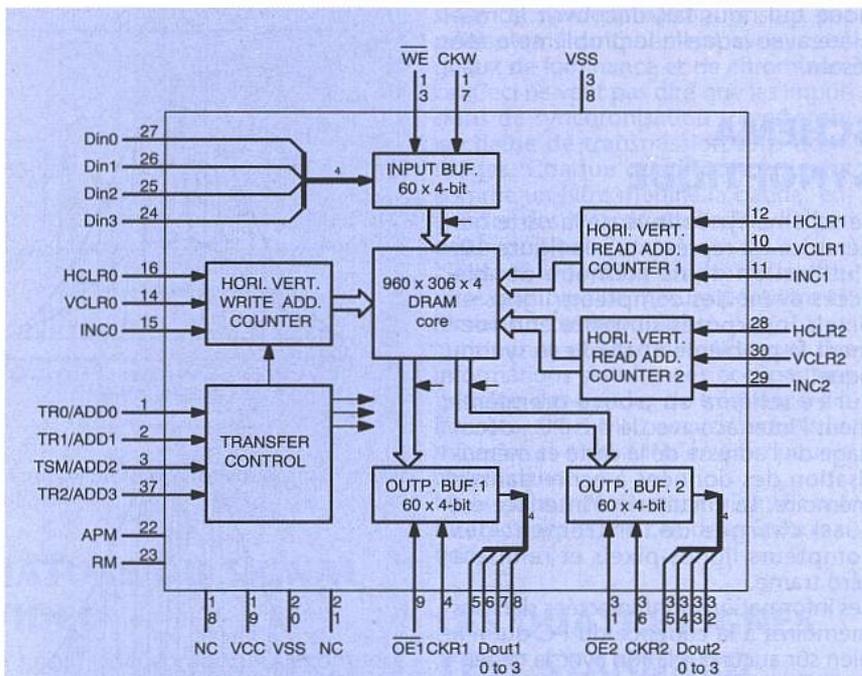


Figure 10 : synoptique de la carte.



■ Figure 11 : synoptique de la mémoire SONY CXK 1206 M.

- WE ou OE un signal de validation d'écriture ou de lecture
- HCLR, VCLR et INC trois signaux de commande des compteurs internes dont l'effet est représenté au schéma de la figure 7.

Au schéma de la figure 12 on remarque l'analogie entre l'écran et l'organisation interne de la mémoire. Supposons que les compteurs de lecture soient positionnés de manière à lire le contenu de la mémoire au point P, noté position courante au schéma de la figure 7, il est aisé de constater l'effet de chaque signal sur le contenu des compteurs ligne et pixel :

VCLR ramène à la ligne 1 sans changer le compteur pixel,
HCLR ramène au pixel 1 sans modifier le compteur ligne,
INC incrémente le compteur ligne de 1. Ces signaux peuvent être envoyés simultanément et l'on a deux cas intéressants :

VCLR + HCLR : retour au début de la trame, ligne 1, pixel 1.
HCLR + INC : ligne n pixel 960 par exemple à ligne n+1, pixel 1 ou sous une autre forme fin de ligne, ligne suivante.

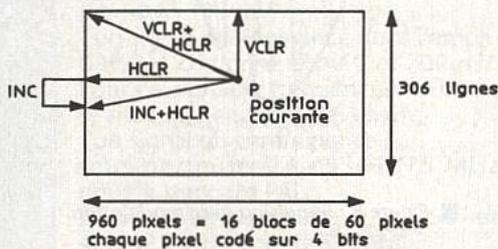
Ceci n'est qu'une des possibilités de VCLR, HCLR et INC, il existe quelques modes particuliers que nous n'aborderons pas, au moins dans ce numéro.

Continuons la description du circuit broche par broche. Sachant que les broches 18 et 21 sont non connectées, que les broches 20 et 38 doivent être reliées au zéro électrique et que la broche 19 reçoit l'alimentation +5V - 20mA-, il nous reste six entrées/sorties aux fonctions encore inconnues.

Ces entrées/sorties ont des rôles très importants dans les modes particuliers, nous irons donc assez vite sur ce sujet en commençant par les broches 22 et 23 APM et RM.

Broche 23 : RM

La broche 23 notée RM pour Recursive Mode est une entrée, elle devra donc obligatoirement être à zéro ou un. Lorsque cette entrée est à un, la mémoire fonctionne en mode dit récursif et lorsque cette entrée est à zéro, la mémoire fonctionne en mode non récursif. Dans le mode récursif, la mémoire fonctionne simplement comme une



■ Figure 12 : adressage de la mémoire par rapport à l'écran.

pages et nous nous limiterons au strict minimum : ce qu'il faut savoir pour utiliser la mémoire dans l'application proposée.

Avant de découvrir le schéma synoptique interne, les mauvaises nouvelles ; la mémoire CXK 1206M se présente dans un boîtier 38 broches CMS, ce circuit n'existe pas en version DIP. Deuxième mauvaise nouvelle, l'espacement entre broches de sortie est au pas métrique et vaut exactement 1,0mm. Evidemment ces dimensions se traduisent par une forme compacte, ce qui n'est pas une si mauvaise nouvelle que cela.

Le schéma synoptique de la mémoire est donc représenté à la figure 11. Cette mémoire est une mémoire trois ports, un port d'entrée et deux ports de sortie. Pour chacun des ports nous disposons de neuf signaux :

- D0 à D3, information logique d'entrée ou de sortie
- CK, un signal d'horloge, CKW en écriture et CKR1 ou 2 en lecture

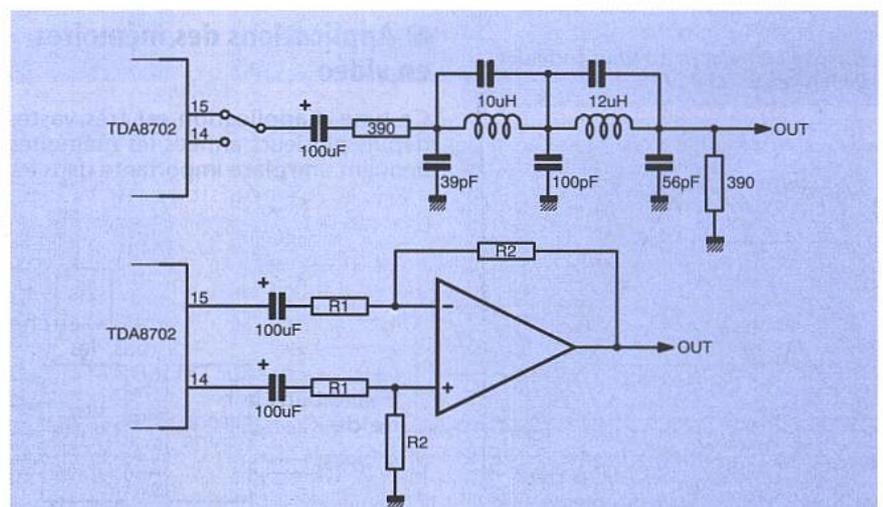
matériels vidéo professionnels : trucs bien sûr, mais aussi conversion de format NTSC PAL par exemple ou TBC : Time Base Corrector. Avant l'apparition de mémoires haute densité et faible coût, il était impensable d'incorporer de telle fonction dans un équipement grand public. Aujourd'hui la voie est ouverte vers une multitude d'applications.

La première qui vient à l'esprit est bien entendu l'arrêt sur image, mais ce n'est pas la seule, on peut très facilement envisager des réducteurs de bruit et des systèmes dits à double balayage. Par double balayage on entend balayage unique mais deux fois plus rapide, et ce système élimine le papillotement dû au balayage à 50Hz qui dans le cas du double balayage passe à 100Hz. Ceci n'est qu'un infime aperçu des nouvelles possibilités offertes, et dans ce domaine du traitement d'image, les applications sont légion.

● Mémoire Sony CXK 1206M

La documentation originale regroupe plus de trente pages. Il faut pourtant se plonger dans la lecture de cette documentation et essayer d'en extraire les informations utiles.

Il est évidemment impossible de faire un long compte-rendu de ces trente



■ Figure 13 : les deux configurations de sortie du convertisseur N/A.

ligne à retard. Les signaux VCLR remettent à zéro à la fois le compteur ligne et le compteur pixel. Le schéma de la figure 7 n'est plus valable car VCLR correspond alors à l'action simultanée de VCLR et HCLR. Ce mode est utilisé surtout pour les réducteurs de bruit et les TBC, Time Base Corrector.

Il existe encore quelques particularités dans ce mode que nous n'utiliserons pas et nous passerons donc immédiatement au mode non récursif.

Dans le mode non récursif, RM=0, le schéma de la figure 12 s'applique entièrement, il n'est donc pas besoin de faire de commentaires. Il existe dans ce mode quelques variantes intéressantes dues au positionnement de la broche 22.

Broche 22 : APM

La broche 22 notée APM pour Adress Preset Mode, permet de traiter la mémoire RAM vidéo «presque» comme une RAM statique à accès aléatoire. Ce mode est actif lorsque RM=0 et APM=1.

Dans ce cas on peut accéder, non pas à un pixel de la ligne n mais au premier pixel d'un bloc de 60. La ligne de 960 pixels correspond en effet à la succession de 16 blocs de 60 pixels.

En mode «accès aléatoire» on accède directement à l'un de ces 16 blocs. Le numéro du bloc est appliqué sur les quatre entrées ADD0 à ADD3.

Nous en avons donc terminé avec la description de cette mémoire et nous encourageons les lecteurs désireux d'avoir de plus amples informations, à lire la documentation du constructeur.

● Le convertisseur TDA 8702

Le circuit TDA 8702 est un convertisseur numérique-analogique de type flash qui convertit les huit bits d'entrée - compatibles niveau TTL - en un signal analogique.

La conversion s'effectue sur le niveau d'horloge à l'état bas. Si l'entrée horloge est en permanence à l'état bas tous les changements de code sont répercutés en sortie.

Après une conversion, si l'horloge repasse à l'état haut, la valeur à convertir, présente pendant le niveau bas, est mémorisée et les éventuels changements présents à l'entrée ne sont pas pris en compte tant que l'horloge reste à l'état haut.

La cadence de conversion maximale est de 30 MHz. Le signal de sortie analogique est présent sur les deux sorties 15 et 14. Dans le cas d'une charge de 75 ohms, courante en vidéo, nous avons le résultat suivant :

à la broche 14, une évolution du signal analogique de VCCA-0,8 V à VCCA lorsque le code d'entrée évolue de 0 à 255.

à la broche 15, une évolution du signal analogique de VCCA à VCCA-0,8V lorsque le code d'entrée évolue de 0 à 255.

Pour exploiter le signal de sortie deux configurations sont possibles et représentées à la figure 13. On peut premièrement exploiter directement le signal sur l'une des sorties 14 ou 15 via un filtre anti-repliement.

Cette configuration, minimale en coût

et encombrement a un inconvénient majeur : impossibilité d'agir sur l'excursion en sortie qui est essentiellement fonction de la charge et des valeurs des résistances d'adaptation du filtre. La deuxième configuration met en œuvre un amplificateur différentiel et dans ce cas le gain est fonction du rapport des résistances R2/R1 ce qui n'exclut pas l'emploi d'un filtre anti-repliement.

Cet amplificateur peut être un circuit intégré à condition qu'il ait la bande requise mais on peut, et c'est la solution que nous avons adoptée, avoir recours à un simple étage différentiel à transistors. Ceci résume pratiquement tout ce qu'il faut savoir sur le circuit TDA 8702, nous pouvons aborder la description du schéma de principe.

SCHÉMA DE PRINCIPE

Ce dernier est représenté à la figure 14. Le connecteur JP1 représente le connecteur PC 8bits véhiculant les alimentations, les signaux d'adresse, de données et les signaux WR et RD. Deux circuits d'interface sont utilisés en tampon entre la carte mère et la carte génératrice. Les signaux d'adresse sont décodés par IC7. La sortie P=Q de IC7 passe à l'état bas en cas d'égalité entre l'adresse reçue sur le port Q et l'adresse programmée sur le port P. Si l'on programme 300 H sur le port P, la sortie P=Q passe à l'état bas pour les adresses de 300 à 307 comprises. La sortie P=Q de IC6 est exploitée par IC6 dont chacune des sorties correspond à une adresse. Y0 correspond à 300, Y1 correspond à 301, etc. jusqu'à Y7 qui correspond à 307. Pour cette carte nous utiliserons trois adresses distinctes affectées à trois opérations distinctes.

Pour une écriture à l'adresse de base +0, Y0 passe à l'état bas.

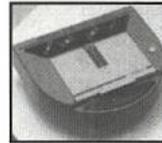
Pour une écriture à l'adresse de base +1, Y1 passe à l'état bas.

Pour une écriture à l'adresse de base +7, Y7 passe à l'état bas.

Lorsque Y0 passe à l'état bas, il se présente une impulsion positive aux entrées VCLR0 des mémoires IC1 et IC2. Lorsque Y1 passe à l'état bas, il se présente une impulsion positive aux entrées HCLR0 et INC0 des mémoires IC1 et IC2. Dans ces deux cas les données présentes sur le bus PC : D0 à D7 n'ont aucune signification pour la carte. Seules les impulsions sur VCLR0, HCLR0 et INC0 ont un effet. VCLR0 agit comme remise à zéro trame et HCLR0 et INC0 simultanément ont un effet de remise à zéro compteur ligne et incrément ligne. En revanche lorsque Y7 passe à l'état bas, les données véhiculées sur D0 à D7 sont mémorisées dans la bascule D IC8. Chacune de ces données représente le contenu de l'image pixel par pixel. Lorsque les données sont prêtes le signal WE des mémoires est activé pendant un cycle de l'horloge externe IC15. Ce même signal d'horloge est appliqué en permanence aux entrées

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...

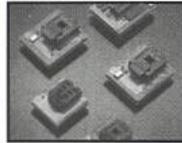
CONVERTISSEURS

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

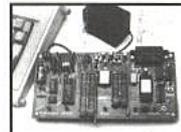
Compilateur - Debugger C sur PC-MDOS

I²C ACCESS MONITOR



- Mode autonome
- Mode terminal
- Trace temps réel 100 Kbits
- Supporte tous adressages
- Affichage de tous les événements

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

Tél. : 48 41 80 36 - Fax : 48 41 80 29

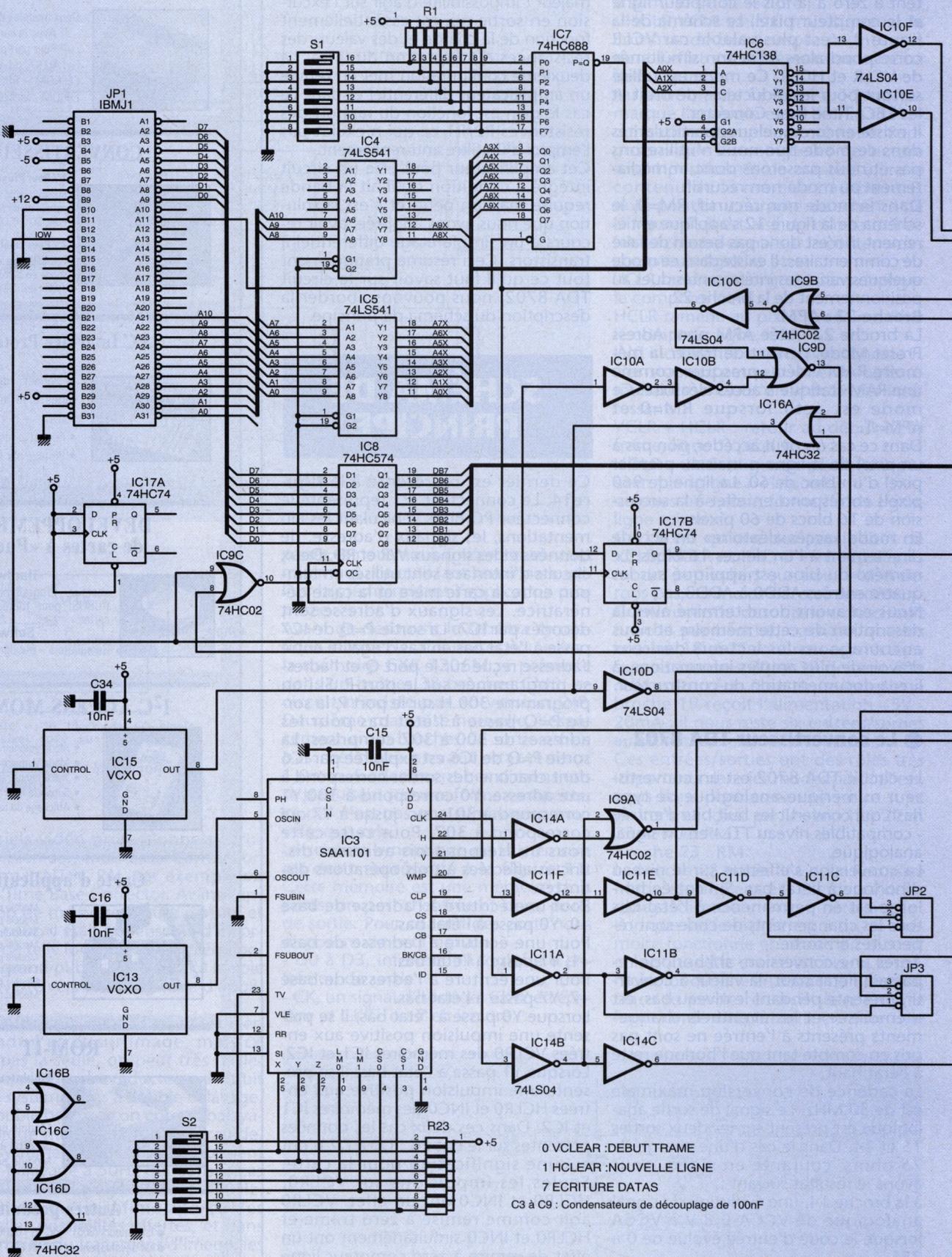
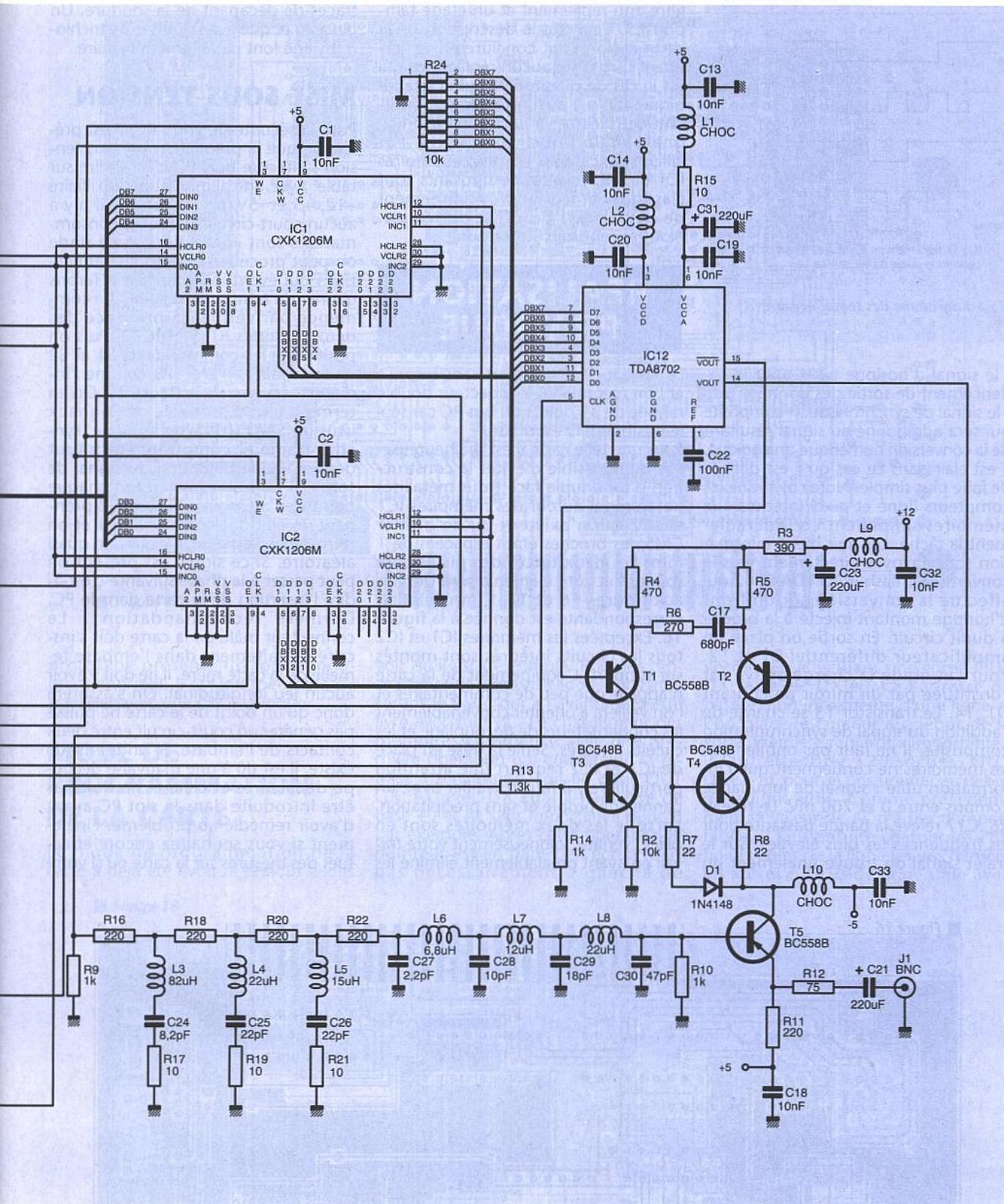


Figure 14 : le schéma complet.

horloge d'écriture CKW de IC1 et IC2. Pour ces mémoires, contrairement aux RAM statiques classiques, le signal d'horloge doit être appliqué en permanence et le bon fonctionnement n'est assuré que pour une fréquence minimum. Le signal CKW est utilisé en

interne non seulement pour l'écriture mais aussi pour le rafraîchissement des DRAM - ceci explique cela. Pour une écriture octet par octet, ce qui est notre cas, il faut agir seulement sur la broche WE. Ce mode d'écriture diffère de celui qui consisterait à acquérir une

image, ou plutôt une trame, à la volée. Dans un tel cas WE est à l'état bas pendant toute la durée de l'écriture, durée de la ligne utile et l'écriture est directement cadencée par l'horloge CKW qui dans ce cas incrémente, le compteur pixel. Dans l'écriture octet par octet,



l'horloge CKW est appliquée en permanence mais le compteur pixel n'est incrémenté qu'une seule fois lorsque WE passe à l'état bas. Ceci constitue une petite astuce qui montre que les mémoires SONY sont vraiment bien adaptées à tous les domaines vidéo. Le diagramme des temps pour la circuiterie génératrice de WE : IC15, IC16A, IC10D et IC17 est représenté à la figure 15. Pendant la durée de WE à l'état bas, un cycle de l'horloge IC15, un seul front d'horloge est présent. Le compteur pixel est augmenté d'une unité. Les mémoires sont organisées

en 306 lignes, 960 colonnes de 4 bits ce qui donne 1,175040 Mbits. Les quatre bits de poids forts sont envoyés vers IC1 et les quatre bits de poids faible vers IC2. On voit d'ores et déjà que la programmation de la carte s'effectuera de la manière la plus simple qui soit :

- out en 0 remise à zéro trame,
- out en 1 remise à zéro et incrément ligne,
- out en 7 écriture d'un point dans la mémoire.

Ceci donne un bref aperçu mais nous reviendrons sur ce point dans un cha-

pitre consacré exclusivement à la programmation de la carte. Considérons que les mémoires sont intégralement chargées, il suffit alors de les lire en permanence au rythme d'un générateur de synchronisation externe IC3 : SAA1101. A partir d'une horloge externe à 15 MHz le SAA1101 délivre tous les signaux utiles.

- le signal de synchro trame pour VCLR1 des mémoires.
- le signal de synchro ligne pour HCLR1 et INC1 des mémoires.
- le signal de blanking ou effacement pour OE1 des mémoires.

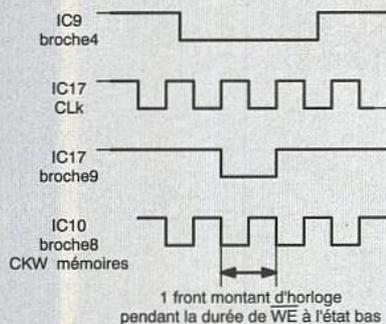


Figure 15 : diagramme des temps écriture mémoire.

- le signal d'horloge pixel pour le cadencement de sortie des données.
- le signal de synchronisation composite qui sera additionné au signal résultant de la conversion numérique-analogique. Il est clair dans ce cas qu'il est difficile de faire plus simple. Notez bien que les compteurs ligne et pixel intégrés aux mémoires simplifient considérablement la tâche. Les huit bits d'information sont envoyés directement vers le convertisseur flash IC12 TDA 8702 qui effectue la conversion sur un front d'horloge montant injecté à la broche 5 dudit circuit. En sortie on place un amplificateur différentiel T1 et T2. Pour cet étage la charge active est constituée par un miroir de courant D1, T4. Le transistor T3 se charge de l'addition du signal de synchronisation composite. Il ne faut pas oublier que les mémoires ne contiennent que l'information utile : signal de luminance compris entre 0 et 700 mV. Le réseau R6, C17 relève la bande passante pour les fréquences les plus élevées. Sur le trajet signal on trouve finalement un

filtre anti-repliement et un étage tampon T5. Ceci clôt la description de la carte et l'on peut conclure en remarquant qu'il n'y a aucun réglage, ce qui est le cas de quasiment toute carte logique. Il n'y a aucun réglage et pourtant cette carte va nous fournir un signal analogique complexe. Par ailleurs, exceptées les deux mémoires IC1 et IC2, tous les composants sont classiques et leur approvisionnement ne devrait pas poser de difficultés. Nous reviendrons sur ce point.

RÉALISATION PRATIQUE

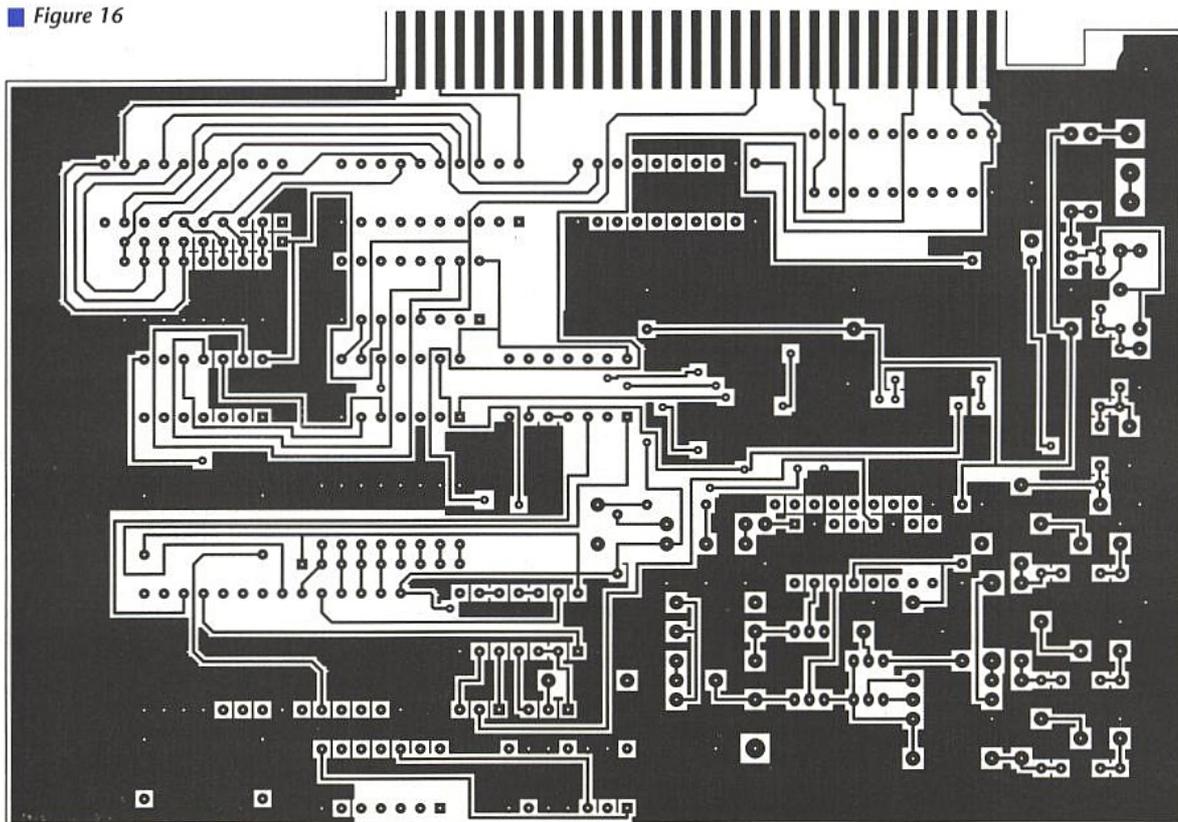
Le format de la carte est sans surprise et l'on reconnaît le connecteur double rangée de 31 points du bus PC car seul le bus huit bits est utilisé. Pour une telle carte il est malheureusement impossible d'éviter la construction d'un double face trous métallisés notamment autour des mémoires IC1 et IC2 qui n'existent qu'en boîtier CMS, les broches étant espacées de 1 mm. Les deux tracés des pistes côté soudure et côté éléments sont donnés aux figures 16 et 17. L'implantation correspondante est donnée à la figure 18. Exceptées les mémoires IC1 et IC2 tous les circuits intégrés sont montés sur support. L'équipement de la carte n'appelle que peu de commentaires et l'on veillera à orienter convenablement les condensateurs de découplage et les circuits intégrés. Seule la mise en place de IC1 et IC2 requiert une attention particulière : il faut travailler avec un panne fine propre et sans précipitation. Lorsque les deux mémoires sont en place, vérifiez soigneusement votre travail en ayant préalablement éliminé les

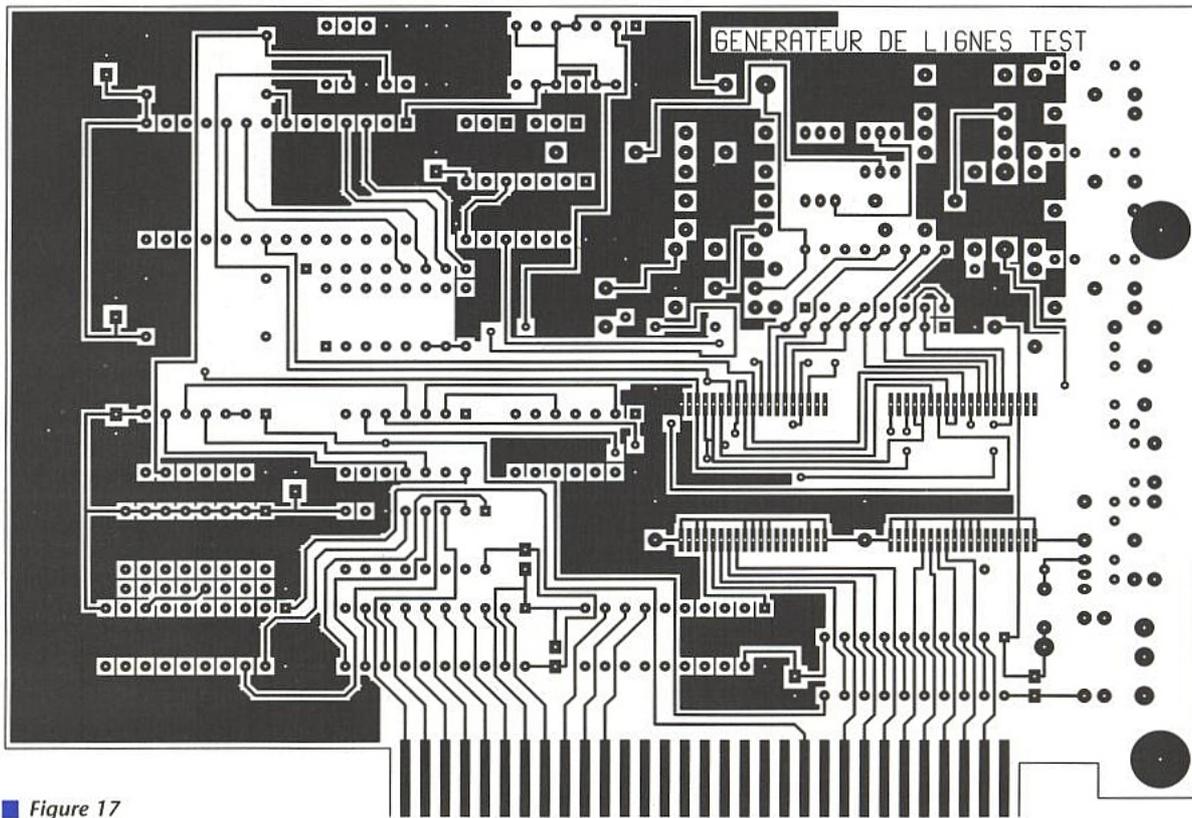
traces de décapant de la soudure. Un pinceau et quelques gouttes de trichloréthylène font parfaitement l'affaire.

MISE SOUS TENSION

Pour la sécurité de votre PC, il est préférable que la première mise sous tension s'effectue hors PC c'est-à-dire sur table. Avec une alimentation auxiliaire +12, +5 et -5V, on s'assure qu'il n'y a aucun court-circuit et que les consommations sont « normales ». A ce stade on peut procéder à quelques vérifications qui éventuellement vous feront gagner du temps par la suite. On commence par vérifier la présence des deux horloges IC15 et IC13. Puis on positionne les commutateurs S1 et S2 et les cavaliers JP2 et JP3 comme l'indique le schéma de la figure 19. On en termine par la présence des signaux issus du SAA1101, synchro ligne, synchro trame et composite et en tout dernier lieu visualisation du signal de sortie. A la mise sous tension chaque point des mémoires IC1 et IC2 prennent un état quelconque 0 ou 1 et on retrouve en sortie un signal vidéo quasi aléatoire. Si ce signal est présent on peut passer à la phase suivante c'est-à-dire l'insertion de la carte dans le PC. Dernière recommandation ! Le connecteur mâle de la carte doit s'insérer parfaitement dans l'embase femelle de la carte mère. Il ne doit y avoir aucun jeu longitudinal. On s'assurera donc qu'un doigt de la carte ne puisse pas générer un court-circuit entre deux contacts de l'embase. Si un tel risque existe, il est dû à une mauvaise découpe de la carte et celle-ci ne doit pas être introduite dans le slot PC avant d'avoir remédié au problème. Finalement si vous souhaitez encore effectuer des mesures sur la carte ou si votre

Figure 16





■ Figure 17

prototype présente un fonctionnement anormal, il est indispensable de travailler avec une carte rallonge.

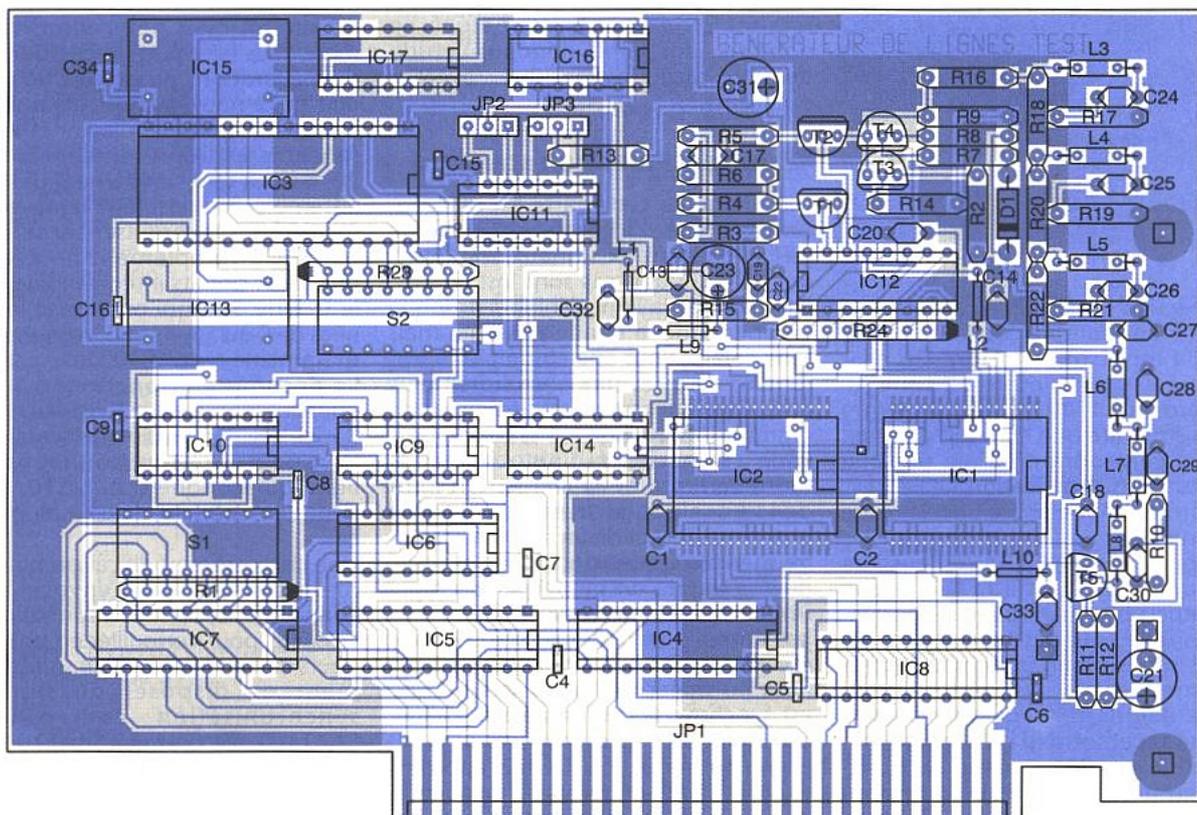
MODE DE PROGRAMMATION DE LA CARTE

Le mode de programmation de la carte a déjà été évoqué et nous allons

voir qu'il est très simple. Pour les programmes de démonstration, nous utiliserons le Basic qui a l'avantage d'être livré avec tout PC. Le chargement des mémoires commence avec une première opération qui consiste en la remise à zéro trame, soit en basic OUT DX, AL avec DX égal à l'adresse de base +0 et AL sans importance donc 0 par exemple. Après cette opération le pointeur est en haut de l'écran mais pas nécessairement à gauche de

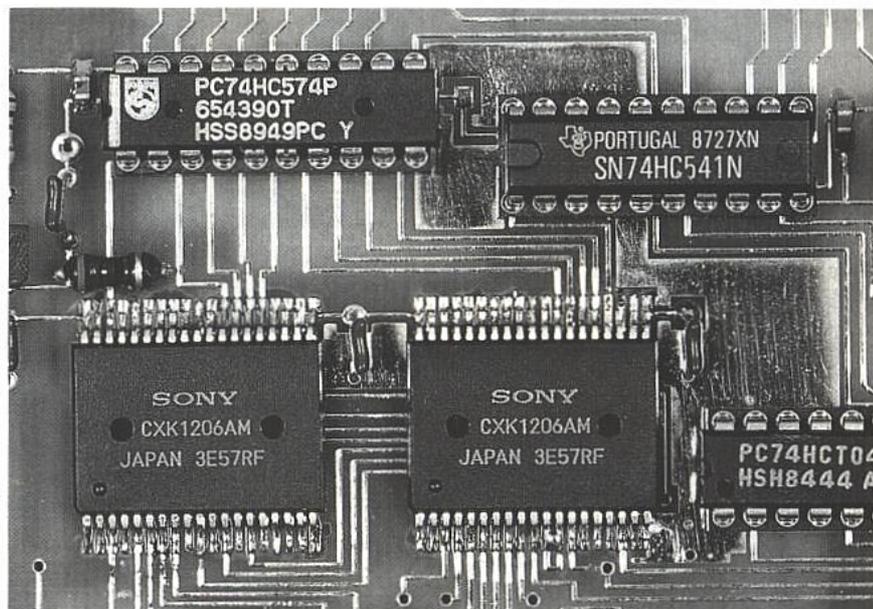
l'écran. En effectuant une sortie OUT DX, AL avec DX égal à l'adresse de base +1, on incrémente d'une ligne et l'on place le curseur au début de la ligne. Première remarque importante : il faut effectuer 120 sorties, OUT DX+7, AL pour se positionner au début de la ligne utile. Comme précédemment la valeur de AL n'a pas d'importance. Il faut ensuite charger les 780 points utiles de la ligne les uns derrière les autres : 52 μ s de ligne utile avec

■ Figure 18

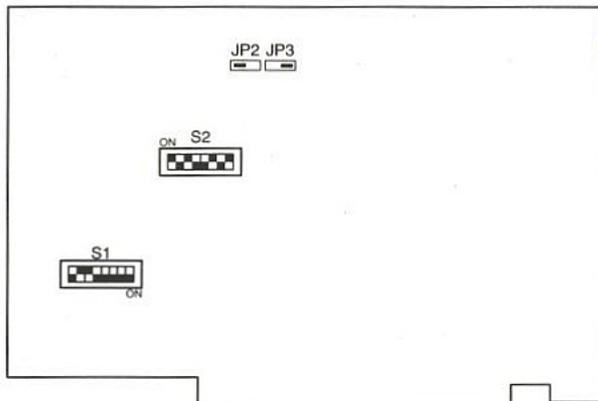


une fréquence d'échantillonnage à 15 MHz. Pour cette opération on peut charger une table, calculer les points grâce à des relations mathématiques ou mixer ces deux techniques. Nous aurons l'occasion de vous donner des exemples, notamment dans le cas de l'impulsion 2T. Deuxième remarque importante, ne jamais oublier d'envoyer l'information d'incrément ligne à la fin de chaque ligne. Si cette instruction est omise, toutes les informations sont écrites sur la même ligne ce qui n'est pas nécessairement l'effet recherché.

Puisqu'il n'y a aucune relation temporelle entre l'entrée et la sortie de la mémoire, il est tout à fait possible, et c'est plutôt conseillé en phase de développement et de mise au point, de visualiser la sortie vidéo soit sur un oscilloscope soit tout simplement sur un écran TV. Le premier programme que nous



■ Les mémoires SONY.



■ Figure 19 : position des cavaliers et switches.

Si l'on veut être rigoureux il est préférable de faire un essai avec GENE2 pour s'assurer que latches, mémoires et convertisseur fonctionnent correctement. Les premiers niveaux sont assez difficiles à observer car le bit de poids le plus faible correspond à moins de 3 mV.

● Lignes test 17, 18, 330 et 331

Les programmes GENE17, GENE18, GENE330 et GENE331 paramètrent la carte avec les lignes test correspondantes. La lecture des programmes montre que la programmation est assez aisée. Plus le calcul des points est complexe plus le temps de chargement est long ; dès que le programme est mis au point, on a tout intérêt à le compiler. Pour l'impulsion 2T nous effectuons une approximation avec seulement cinq points et malgré ce nombre, jugé faible pendant l'étude de cette carte, les résultats s'avèrent excellents.

● Autres lignes non standard

L'avantage de cette carte est d'accepter tout type d'information et de ne pas se limiter aux signaux standards qui dans certains cas sont insuffisants. Par exemple la ligne multiburst donne un aperçu de la bande passante mais sans détails. Pour une étude plus approfondie, on a recours à un signal plus complexe qui associe une fréquence à chaque ligne : ligne 1 fréquence f , ligne 2 fréquence $f+df$, etc. jusqu'à la dernière ligne de la trame. On peut donc visualiser la courbe de réponse plus précisément de f à $f+305 \times df$. Des fréquences limites découlent le choix du pas df . Si l'on prend par exemple $f_{min}=100$ kHz et $f_{max}=6500$ kHz le pas entre ligne vaut environ 21kHz ce qui donne une assez bonne précision. Pour les manipulations l'oscilloscope est synchronisé sur la trame et l'allure du signal est représentative de la réponse en fréquence. De tels appareils existent mais sont bien sûr beaucoup plus complexes que cette carte. Re-

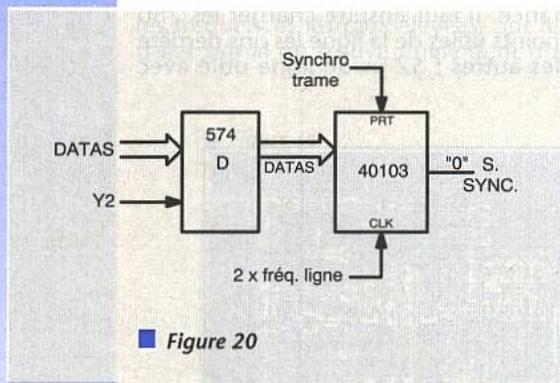
marquez que cette fonction est tout à fait réalisable en analogique pure. Pour une image contenant ces informations nous avons écrit le programme GENE.BAS. Un deuxième signal est intéressant, rampe linéaire de 0 à 255. Au début de la ligne il vaut 0 et à la fin de la ligne le signal vaut 255. En fait il ne s'agit pas d'un signal continu mais d'un escalier à « fines marches ». Une telle rampe met en évidence les non-linéarités dans la voie luminance en faisant apparaître les phénomènes de saturation.

EXTENSIONS, AMÉLIORATIONS ET DÉRIVÉS

Pour être accessible au plus grand nombre, cette carte a été simplifiée au maximum mais nous allons rapidement vous faire part de quelques idées d'améliorations ou dérivés de ce produit qui à notre avis ne manquent pas d'intérêt. La première adjonction envisageable est représentée à la figure 20. Il s'agit tout simplement d'un sous-ensemble de comptage ligne qui permet de se synchroniser sur une ligne paire. Ce complément ne nécessite que deux circuits intégrés : une bascule D type 574 qui mémorise les données de 0 à 255 et un décompteur programmable type 40103.

Le décompteur fonctionne à la fréquence double de la fréquence ligne : 31,25 kHz, l'impulsion de synchronisation peut être positionnée sur une ligne quelconque 0,2.....510. Ce qui peut être suffisant dans la plupart des cas.

Une deuxième modification plus complexe consiste elle à envoyer sur un connecteur toutes les informations nécessaires pour verrouiller en phase plusieurs cartes de ce type. Il suffit simplement de disposer du signal de synchronisation composite du SAA1101. Le premier SAA1101 fonctionne alors en maître et les autres circuits du même type en esclaves. A partir de l'instant où l'on dispose de trois



■ Figure 20

avons écrit : GENE1.BAS, a pour but l'effacement complet de la mémoire après la mise sous tension. Ce programme est très simple puisque AL vaut zéro à tout instant mais il montre bien la structure que l'on doit adopter. A priori ce programme n'a pas lieu d'exister dans l'application finale mais il est intéressant en phase de test ou de dépannage.

Le programme GENE2.BAS est aussi un programme de test à la recherche d'éventuels bits manquants. Programme très utile pour détecter des courts-circuits sur le circuit imprimé. Ce programme permet de générer une échelle de gris, à chaque niveau correspond un et un seul bit : premier niveau bit 0, deuxième niveau bit 1, etc. jusqu'au huitième niveau correspondant au bit 7.

cartes du même type synchronisées, on peut par exemple affecter chacune des cartes à une couleur primaire Rouge, Vert ou Bleu, puis recoder les informations pour disposer d'un signal vidéocomposite PAL ou SECAM. Le codage peut s'effectuer soit en analogique soit en numérique. Le troisième dérivé envisageable est le plus intéressant mais aussi le plus complexe. Sa mise en œuvre requiert peu de matériel mais une couche soft assez conséquente. On dispose d'une carte générateur de signaux test.

Les signaux sont envoyés au quadripôle à étudier et le résultat, signal de sortie est visualisé sur un oscilloscope. L'idéal serait donc de concevoir une carte d'acquisition qui après numérisation stockerait le signal de sortie du quadripôle. Un soft astucieux pourrait permettre le calcul des diverses distorsions.

On est alors en présence de ce que l'on appelle un analyseur vidéo. Bien sûr ce type de réalisation sort du cadre de notre revue. Ces idées sont donc destinées aux plus audacieux.

PRINCIPALES MESURES À EFFECTUER

Dans ce chapitre nous donnerons un bref aperçu des principales mesures que l'on effectue avec les lignes test générées. Toutes les erreurs sont données en %.

Erreur sur l'amplitude de la synchronisation.

Cette mesure ne concerne pas les lignes test et est effectuée sur la ligne 3 du signal vidéo. Le paramètre A1 correspond au fond des tops de synchro et A2 au niveau max de la synchronisation. L'erreur sur l'amplitude de synchro vaut :

$$ESYNC = \frac{(A2-A1)-300}{300} \times 100$$

Erreur sur l'amplitude de la barre de luminance

Cette mesure s'effectue sur la ligne 17. Le niveau du noir est pris à 36 µs par rapport au début de la ligne et le niveau du blanc au milieu de la barre au blanc B2. Si A correspond au niveau du blanc et N au niveau du noir, l'erreur de luminance vaut :

$$NLUM = \frac{(A-N)-700}{700} \times 100$$

Distorsion de la ligne de base

Cette distorsion est définie comme la différence de niveau entre le point E et situé 400 ns après le point à mi-hauteur du palier arrière de la barre de luminance et le point N au niveau du noir.

$$DISTLBASE = \frac{E-N}{A-N} \times 100$$

Erreur sur le rapport d'amplitude entre l'impulsion 2T et la barre au blanc

Il s'agit dans ce cas de comparer le niveau A au niveau de B1.

$$2T/BARRE = \frac{A-B1}{A-N} \times 100$$

Non-linéarité de luminance

Cette mesure s'effectue sur l'escalier

de la ligne 17. On cherche premièrement la plus grande différence dVmax entre les différentes marches puis la plus petite différence dVmin.

L'erreur de linéarité s'exprime par la relation :

$$ELUM = \frac{dVmax-dVmin}{dVmax} \times 100$$

Ondulation crête du signal multisalve

Cette mesure s'effectue à partir du signal d'essai de la ligne 18. L'amplitude crête à crête de l'élément C1 donne la valeur de référence A0. Vmax est l'amplitude de la salve la plus importante et Vmin celle de la salve la moins importante. On calcule les deux valeurs x et y définies comme suit :

$$x = | (Vmax/A0) - 1 | \text{ et}$$

$$y = | (Vmin/A0) - 1 |.$$

L'ondulation de la salve est égale à l'écart, en valeur absolue, entre x et y.

$$ESALVE = | x - y |$$

Gain différentiel

La mesure est réalisée sur l'escalier D2 de la ligne 330. On commence par relever les amplitudes des signaux de chrominance sur chaque marche de l'escalier. On cherche ensuite la différence maximale entre ces amplitudes. Cette différence sera ensuite comparée à l'amplitude de référence sur la première marche. Le gain différentiel s'exprime par la relation :

$$GAINDIFF = \frac{Vmax-Vmin}{V0} \times 100$$

Phase différentielle

Pour cette mesure on procède de la même manière que précédemment en remplaçant amplitude par phase. On cherche donc l'écart de phase maximum.

Intermodulation Chrominance /Luminance

Cette mesure s'effectue sur le papillon, élément G2 de la ligne 331. Pour cette mesure, il faut préalablement éliminer la composante de chrominance. On mesure alors l'amplitude VG2 du signal 26 µs après le début de la ligne et l'on compare cette valeur avec l'amplitude du piédestal V0 entre les éléments G1 et E -350 mV en principe.

Le résultat s'exprime par la relation :

$$INTERMOD = \frac{VG2-V0}{700} \times 100$$

Non-linéarité d'amplitude de chrominance

On mesure la valeur A1 du premier palier de G2 puis A3 valeur du troisième palier.

$$NLCA = \frac{A3-5.A1}{A3} \times 100$$

Ceci donne un bref aperçu des mesures les plus courantes et les plus significatives effectuées en vidéo. En phase d'essai et de développement, l'amplitude de l'impulsion 2T et la ligne multiburst permettent de travailler rapidement pour s'approcher du meilleur compromis.

Dans un prochain article, nous aurons l'occasion de revenir sur ce thème avec un wobulateur vidéo - balayage en fréquence pendant la trame - entièrement analogique et autonome. Ceci constituera une alternative à cette carte qui nécessite un PC.

NOMENCLATURE

Résistances :

R1, R23, R24 : SIL 9, 10 kΩ
R2 : 10 kΩ
R3 : 390 Ω
R4, R5 : 470 Ω
R6 : 270 Ω
R7, R8 : 22 Ω
R9, R10, R14 : 1 kΩ
R11, R16, R18, R20, R22 : 220 Ω
R12 : 75 Ω
R13 : 1,2 kΩ
R15, R17, R19, R21 : 10 Ω

Condensateurs :

C1, C2, C13, C14, C15, C16, C18, C19, C20, C32, C33, C34 : 10 nF
C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C22 : 100 nF
C10, C11, C12 : non implantés (découplage)
C17 : 68 pF
C21, C23, C31 : 220 µF
C24 : 8,2 pF
C25, C26 : 22 pF
C27 : 2,2 pF
C28 : 10 pF
C29 : 18 pF
C30 : 47 pF

Semi-conducteurs :

T1, T2, T5 : BC558B
T3, T4 : BC548B

Circuits intégrés :

IC1, IC2 : CXK1206M Sony (ATD)
IC3 : SAA1101 (Philips)
IC4, IC5 : 74LS541
IC6 : 74HC138
IC7 : 74HC688
IC8 : 74HC574
IC9 : 74HC02
IC10, IC11, IC14 : 74LS04
IC12 : TDA8702 (Philips)
IC13 : VCXO 15 MHz IQD
IC15 : VCXO 3,8664 MHz IQD
IC16 : 74HC32
IC17 : 74HC74

Inductances :

L1, L2, L9, L10 : choc MPK
L3 : 82 µH
L4, L8 : 22 µH
L5 : 15 µH
L6 : 6,8 µH
L7 : 12 µH
L3 à L8 : selfs surmoulées

Divers :

S1, S2 : SW DIP-8
JP1 : IBMJ1, connecteur
JP3, JP2 : HEADER 3
J1 : BNC

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
34400

ROUBAIX
LILLE
DOUAI
VALENCIENNES
DUNKERQUE
ARRAS
LYON
LUNEL

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

Tél. : 20 70 23 42
Tél. : 20 30 97 96
Tél. : 27 87 70 71
Tél. : 27 30 97 71
Tél. : 28 66 60 90
Tél. : 21 71 18 81
Tél. : 78 76 90 91
Tél. : 67 83 26 90

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