

# electronique

**RADIO  
PLANS**

MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS

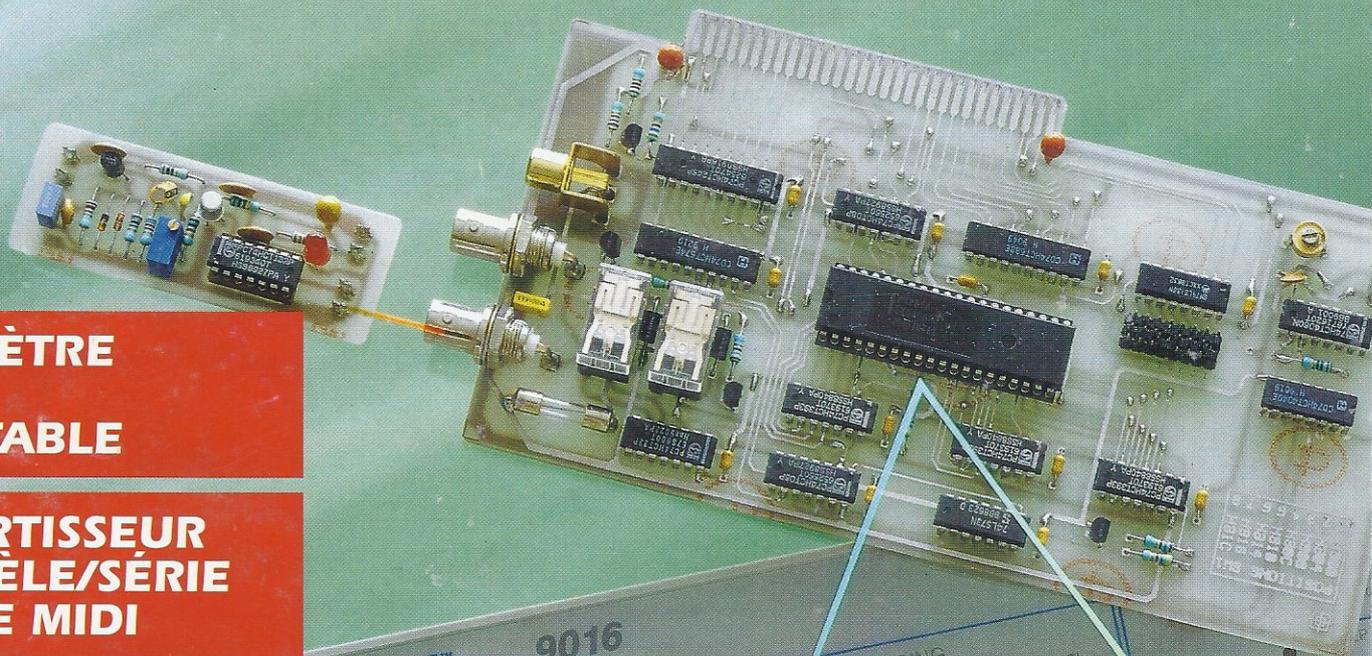
NUMÉRO 551 OCTOBRE 1993

**CARTE  
FRÉQUENCEMÈTRE  
POUR  
COMPATIBLE PC**

**PRINCIPES DE  
FONCTIONNEMENT DU GPS**

**MULTIMÈTRE  
AUDIO  
ENCARTABLE**

**CONVERTISSEUR  
PARALLÈLE/SÉRIE  
ET PRISE MIDI**



**L'ACCESS BUS :  
LE CHAINAGE DES  
PÉRIPHÉRIQUES.**

T2438 - 551 - 24,00 F



# o m m a i r e

## ELECTRONIQUE APPLICATIONS

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

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

Président-Directeur-Général,

Directeur de la Publication :  
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :  
Bernard FIGHIERA

Rédacteur en Chef :  
Claude DUCROS

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

Création maquette :  
Rachid MARAI

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

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

Directeur commercial : Jean-Pierre REITER

Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU

Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT  
Voir notre tarif «spécial 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 36 800 exemplaires

Dépôt légal octobre 93 - éditeur 1731

Mensuel paraissant en fin de mois.

Distribué par S.A.E.M. Transports-Presses  
Photocomposition COMPOGRAPHIA -  
75011 PARIS -

Photo couverture : E. Malemanche



Numéro 551 - Octobre 1993

ISSN 1144-5742

## ETUDES ET CONCEPTION

- 11 CARTE DE CONTRÔLE NUMÉRIQUE POUR ALIMENTATION
- 39 CIRCUIT DE COMMANDE DE MOTEURS PAS À PAS

## REALISATION

- 25 MULTIMÈTRE AUDIO ENCARTABLE
- 31 CONVERTISSEUR PARALLÈLE-SÉRIE ET PRISE MIDI
- 55 CARTE FRÉQUENCEMÈTRE POUR COMPATIBLE PC
- 83 RÉCEPTEUR DE TÉLÉCOMMANDE IR

## TECHNIQUE

- 49 L'ACCESS BUS : L'INTERCONNEXION FACILITÉE

## MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19 L'OSCILLOSCOPE 2 x 60 MHZ BI-WAVETEK 9016

## CIRCUITS D'APPLICATION

- 63 LES MICROCONTRÔLEURS RISC PIC 16CXX

## COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 70 IGBT : QUELLE GÉNÉRATION CHOISIR ?

## COMMUNICATIONS

- 91 PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT DU GPS

## IDEES ET METHODE

- 45 GESTION DE PLUSIEURS INTERFACES SÉRIE

## INFOS

- 78 DOUBLE AOP AVEC POMPE DE CHARGE TEXAS  
LES VENTILATEURS ETRI SÉRIE 200  
RS COMPOSANTS CHANGE DE NOM
- 80 LE HLM1331, MODULE BIDIRECTIONNEL POUR  
FIBRES OPTIQUES  
DRIVER DE MOSFET 24 V/1,5 A TELEDYNE  
LE TC96C555, OSCILLATEUR DE PUISSANCE 3A

Ont participé à ce numéro : P. Achnard, J. Alary, C. Broussas,  
P. de Carvalho, E. Champeboux, C. Djabian, A. Garrigou, P. Gueulle,  
R. Lahaye, P. Oguic, D. Paret, J.-L. Vern.

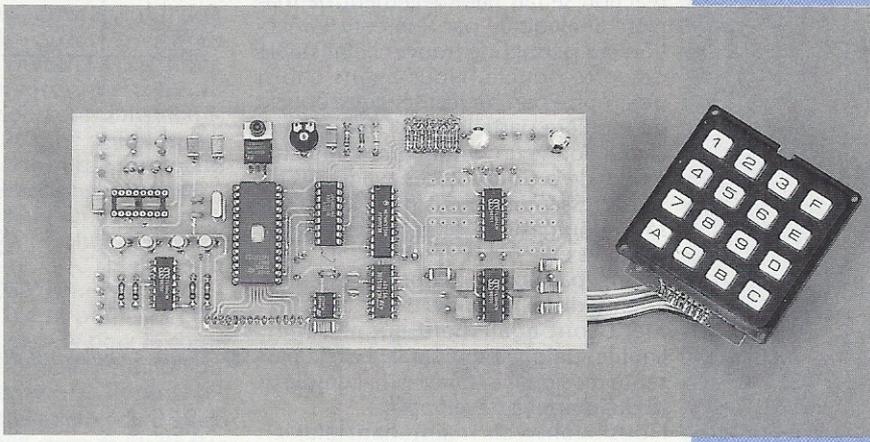


# CARTE DE CONTROLE NUMERIQUE D'ALIMENTATION

Les interfaces de commande

numériques représentent un des domaines les plus en vue actuellement.

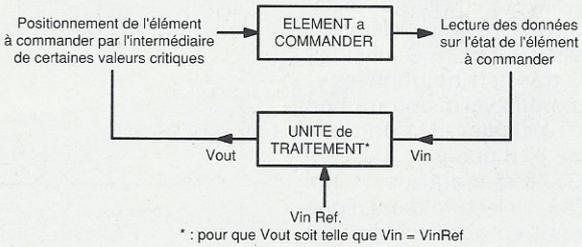
Profitant des nouvelles technologies numériques, elles permettent un contrôle plus affiné et plus précis de l'élément commandé. Après l'article



paru le mois dernier concernant l'alimentation 2X40V, il nous a paru opportun de concevoir un module intelligent qui puisse générer les diverses tensions de commande et afficher certaines des valeurs critiques. Outre ces opérations de visualisation et de commande qui sont fort bien réalisables analogiquement par des potentiomètres et des vumètres à cadran mobile, on dispose d'une précision et d'un confort de commande accrus. Et, bien que initialement conçue pour l'alimentation décrite le mois dernier, cette carte se révèle appropriée pour tout contrôle d'un ensemble d'au maximum quatre tensions analogiques en sortie et en entrée.

## Le principe du montage : la réaction

Le module décrit est schématisé figure 1, ceci pour un seul canal. Pour le traitement de plusieurs canaux, seuls les modules entrées et sorties sont à rajouter, le traitement central restant le même, avec seulement un multiplexage du canal à traiter. Ce multiplexage influe donc logiquement sur le temps de traitement et



■ Figure 1 : principe.

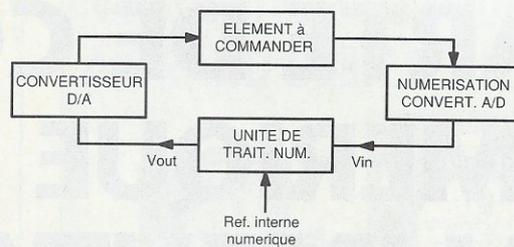
plus il y aura de canaux, plus le temps de traitement entre chacun d'eux sera long et la bande passante réduite. Le traitement en lui-même consiste à lire la valeur d'entrée, la comparer à une valeur référence, procéder à quelques calculs et obtenir enfin en sortie la valeur résultante. Cette valeur de sortie influera par l'intermédiaire de l'élément à contrôler sur la tension lue en entrée.

Le processus s'effectuera ainsi jusqu'à ce que la tension lue corresponde à celle de référence, l'élément contrôlé étant là dans l'état désiré. Ce type de réaction se fait habituellement de manière analogique par une contre-réaction qui permet de trouver l'état stable de cette boucle. Nous avons choisi pour notre part de réaliser cette boucle de manière partiellement numérique, ce qui donne un synoptique semblable à celui de la figure 2. Les avantages résident essentiellement dans la visualisation numérique directe des valeurs critiques et l'entrée des différents paramètres par le clavier donc sans erreur intermédiaire. Les possibilités de traitement sont également augmentées, limitées uniquement par la bande passante du signal à traiter et la complexité du logiciel à développer.

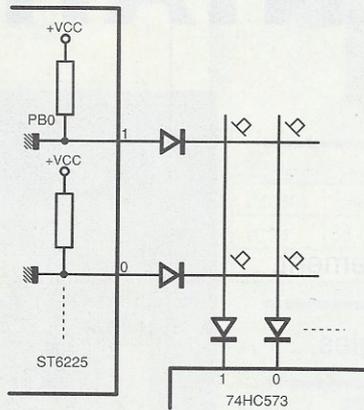
Nous allons voir maintenant plus en détails les différentes solutions prises pour notre réalisation et en premier lieu l'élément central de calcul: le microcontrôleur ST6225.

## Le cœur du montage

Le choix d'un microcontrôleur est principalement dicté par l'universalité de traitements que l'on peut y inclure. On peut en effet prévoir de manière logicielle tous les types de calculs s'effectuant sur des nombres binaires. Le microcontrôleur choisi, le ST6225, ne l'a été que parce qu'il était disponible et en aucune façon pour des spécificités propres. Le convertisseur A/D interne n'a pas été utilisé, ni aucune fonction avancée d'interruption. Seul le nombre de ports d'entrées-sorties a orienté notre choix mais tout autre microcontrôleur équivalent type 68705P3 aurait fait l'affaire. La configuration choisie pour le ST6225 est tout à fait classique, avec un quartz de 8MHz, et une alimentation de 5V délivrée par le régulateur REG1 de type LM7805. Un 74HC573 a été connecté sur le port A pour étendre le nombre de possibilités de sorties du ST6225, et la patte de validation d'entrée de celui-ci est reliée au port B7 du ST6225 pour la mémorisation du byte sur le port A. L'afficheur LCD est aussi raccordé directement sur le port A, mais avec l'entrée de validation sur le port B6. Les autres éléments sont aussi reliés au port A, celui-ci faisant office de transfert de données et le port B assurant la validation du bon destinataire. Le clavier est connecté selon la figure 3, d'une part à quatre bits du 74HC573 et d'autre part aux ports PBO à PB3. La lecture d'une ligne du clavier se fait en positionnant à 0 l'un des bits associés sur le 74HC573. Si la touche est appuyée, elle met l'un des ports PBO à PB3 à 0 par l'intermé-



■ Figure 2 : le synoptique du traitement.



■ Figure 3 : balayage du clavier.

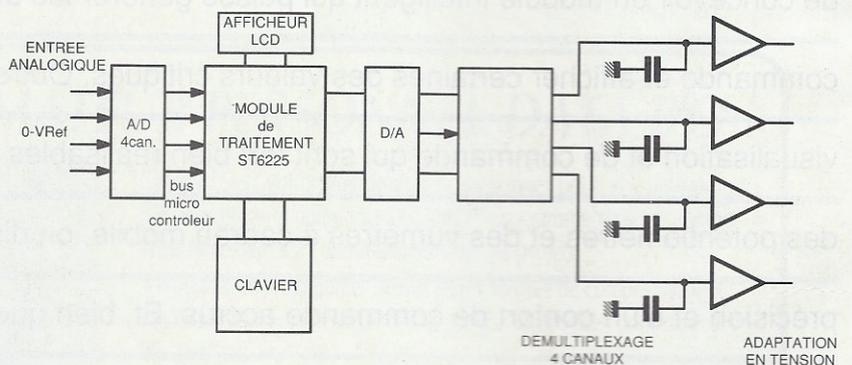
dière d'une diode ligne et d'une diode colonne. Les ports PBO à PB3 étant positionnés en mode lecture avec une résistance interne de rappel à l'état haut, le niveau sur ces lignes est alors lu par le programme pour être converti en code clavier.

Les commandes pourront émaner soit du clavier soit de la liaison série RS232

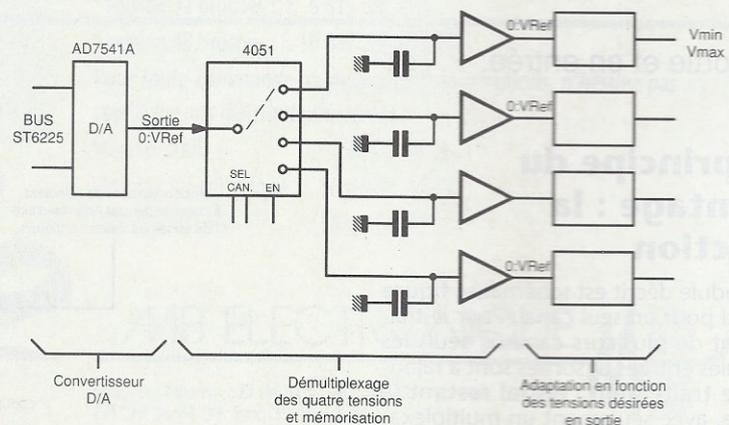
assurée par le classique MAX232. Ce sera donc le microcontrôleur qui se chargera de la lecture de la donnée d'entrée, de son traitement et de son envoi vers l'interface de sortie suivant le principe exposé en figure 4. Pour cela, nous avons besoin des deux autres éléments principaux de cette carte que sont le convertisseur D/A et le convertisseur A/D.

## L'interface de sortie

Nous commencerons par décrire cette interface, car bien que venant positionner une valeur de sortie en fonction de valeurs d'entrée, les composants du convertisseur D/A sont aussi utilisés pour la conversion A/D. Selon la figure 5, on peut séparer cette interface de sortie en trois parties : le convertisseur D/A chargé de fournir la tension analogique, le démultiplexeur assurant la production de quatre tensions continues indépendantes et enfin un étage d'adaptation permettant de placer les



■ Figure 4 : le synoptique complet.



■ Figure 5 : l'interface de sortie

tensions de sortie à l'amplitude et l'offset désiré. Le choix du démultiplexage permet d'éviter une sous-utilisation du convertisseur D/A, qui sans ce stratagème aurait nécessité un circuit par canal et ceci pour une dynamique de quelques centaines de Hz.

On retrouve donc un convertisseur D/A classique qui est connecté directement sur les ports du ST6225. Le convertisseur choisi est un modèle 12 bits permettant d'assurer une précision suffisante.

En effet sur une gamme d'environ 40V, on aurait pour un convertisseur 8bits, une précision de 40V/256 soit environ 150mV, ce qui est un peu insuffisant et ceci sans prendre en compte l'imprécision sur le poids faible. Pour le convertisseur 12bits, la résolution devient égale à 40V/4096 soit environ 10mV. En considérant les pires tolérances et imprécisions, on a encore le chiffre des dixièmes qui est exact! Le choix du convertisseur s'est porté sur l'AD7541A, ceci pour sa disponibilité et son relatif faible coût. Malheureusement celui-ci n'est pas latched, il faudra donc bien faire attention, lors du positionnement de la valeur à sortir, à ne pas modifier l'état des ports. Sur l'AD7541, un amplificateur opérationnel de type TL082 est disposé en sortie en étage tampon. La tension de référence a été choisie négative de façon à ce que la tension de sortie sur le TL082 soit positive. Cette tension doit être comprise dans la gamme 0-5V pour rester compatible avec le multiplexeur analogique de la série CMOS CD4051. On utilise donc une diode zener de 5,1V et on obtient -VREF qui est injectée sur la patte 17 de l'AD7541A. Le CD4051 est destiné à produire le démultiplexage du signal analogique en entrée sur sa patte 3. Pour cela, il reçoit le numéro du canal à positionner sur les pattes A et B et la validation de sortie sur la patte 6 /EN. Sur chacun de ces canaux est disposé un condensateur réservoir qui associé à l'étage tampon suiveur constitue un échantillonneur-bloqueur. L'ensemble CD4051, C7, C8, C9, C10, et IC7 se charge donc de produire et de mémoriser les quatre tensions de sortie en fonction des commandes du microcontrôleur. Les quatre condensateurs se doivent donc d'avoir un courant de fuite minimal, pour conserver entre deux phases de rafraichissement la tension à leurs bornes. On choisira en conséquence un modèle tantale avec une tension de service importante - 35 V. Le TL084 IC7 sert d'étage tampon à haute impédance. A ce stade, on dispose en sortie de quatre tensions comprises en 0 et VREF. Vous nous direz que l'utilisation du CD4051 ne va pas sans poser de problèmes car il n'a pas forcément toutes les caractéristiques de linéarité et de précision voulues. C'est juste et en effet l'étage de sortie est à fortes tolérances. Mais vous allez voir par la suite que ce qui est a priori un défaut, n'en est pas un car rattrapable. De plus l'étage qui suit cet étage tampon, l'étage d'adaptation aux tensions spécifiques à produire, est encore plus tolérant. En effet, on obtient en entrée une tension dans la gamme 0-VREF, et

on désire obtenir la gamme Vmin-Vmax.

L'étage constitué par un amplificateur non inverseur associé aux quatre résistances environnantes (R2 à R17) comme décrit figure 6 et permet d'obtenir la sortie désirée suivant les formules:

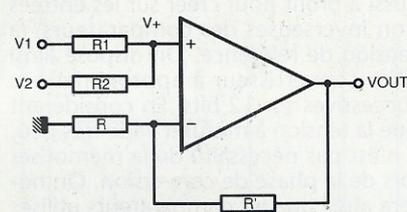
$$V_{out} = (1 + R'/R)V_+ \\ \text{et} \\ V_+ = (R1V2 + R2V1) / (R1 + R2)$$

Le calcul de ces résistances vous donnera souvent des valeurs hors norme, et il vous faudra donc choisir une valeur approchée.

Le seul critère à respecter se situe dans la gamme de sortie adressable qui doit bien comprendre Vmin et Vmax lorsque la tension Vin balaye la gamme 0-VREF. Il faut en effet que toute la gamme de sortie soit accessible au microcontrôleur pour qu'il puisse chercher quelle valeur de sortie approche au mieux celle souhaitée. Cette adaptation permet aussi de profiter de pratiquement toute la résolution des 12 bits du convertisseur D/A. En effet si le convertisseur devait générer directement la gamme 0:-5V pour la commande de tension et 0:2V pour la commande d'intensité de l'alimentation du mois dernier, la gamme 0:-5V disposerait d'une résolution de 5\*4096/7 points tandis que la gamme 0:2V aurait une résolution de 2\*4096/7 points. Il y aurait donc une perte significative pour l'une et l'autre des gammes. Le circuit d'adaptation permet lui de disposer du maximum de résolution pour toute la plage de tension en sortie (figures 7 et 8).

### L'interface d'entrée

L'interface d'entrée est celle qui sert principalement de référence et indirectement à la visualisation sur l'écran LCD de la valeur mesurée. La précision sur cette partie doit être maximale, car c'est à elle que se réfère le ST6225 pour établir les valeurs de sortie. Pour cela, on a préféré éliminer tout étage intermédiaire et mettre quatre comparateurs pour les quatre tensions disponibles en entrée. Le convertisseur D/A utilisé dans l'étage de sortie est ici mis



$$V = \frac{R2}{R1+R2} (V2-V1) + \frac{R1}{R1+R2} (V1-V2)$$

étant donné que  $V(+)=V(-) = \frac{R}{R+R'} V_{out}$

$$\text{Si } A = 1 + \frac{R'}{R} \\ K = \frac{R1}{R2}$$

$$V_s = \frac{AK V2}{K+1} + \frac{A V1}{K+1}$$

de là on tire les valeurs des résistances.

Figure 6 : l'adaptateur de tension de sortie.

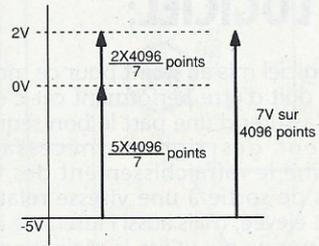


Figure 7

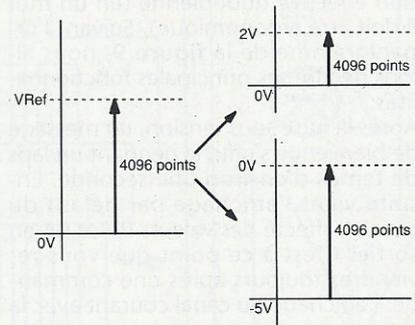
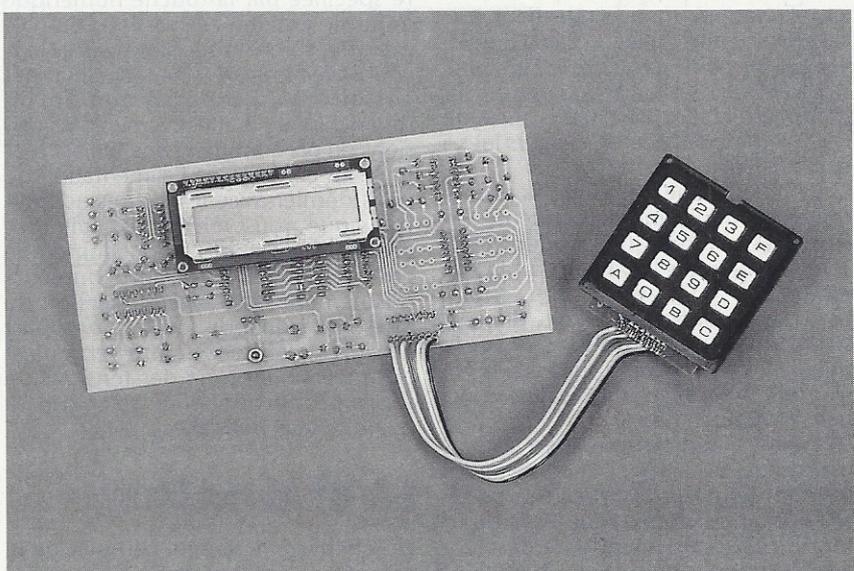


Figure 8



aussi à profit pour créer sur les entrées non inverseuses des comparateurs, la tension de référence. On dispose ainsi d'un convertisseur à approximations successives sur 12 bits. En considérant que la tension à mesurer varie très peu, il n'est pas nécessaire de la mémoriser lors de la phase de conversion. On notera aussi que les comparateurs utilisés sont en réalité quatre amplificateurs opérationnels de type TL084. Quatre transistors 2N2222 sont disposés en étage d'interface pour forcer à l'état bas les résistances de rappel du port C (configuré en entrée). Ils assurent en outre une petite protection du ST6225 vis à vis de tensions supérieures à 5V qui pourraient transiter sur les entrées. La vitesse de comparaison est assez lente et les éventuelles hésitations du comparateur lorsque la tension à mesurer est proche de la tension référence se gèrent très bien par logiciel. La gamme d'entrée à mesurer s'étale donc entre 0 et VREF et ceci sur 4096 points.

## LE LOGICIEL:

Le logiciel mis au point pour ce module se doit d'être performant car c'est à lui d'assurer d'une part le bon séquençement des signaux nécessaires comme le rafraîchissement des tensions de sortie à une vitesse relativement élevée, mais aussi l'interface avec la personne qui utilise la réalisation. Pour cela il doit être suffisamment simple et souple pour être utilisable par n'importe qui et pour une utilisation effective quotidienne (en un mot il doit être ergonomique). Suivant l'organigramme de la **figure 9**, nous allons décrire ses principales fonctionnalités:

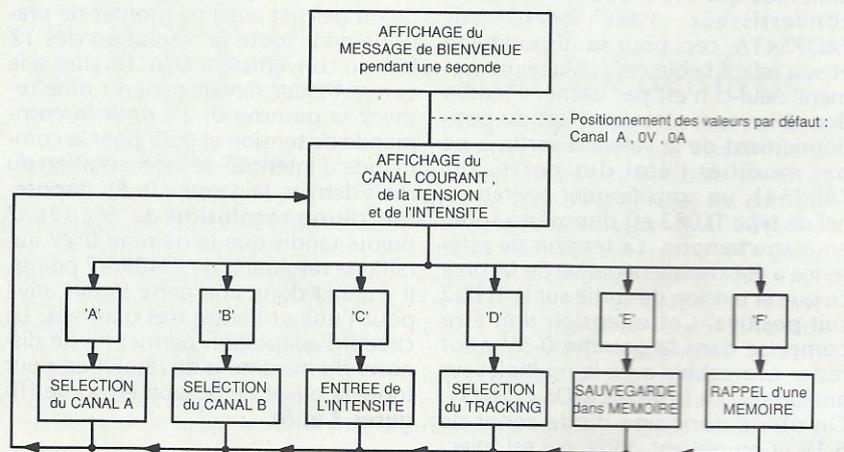
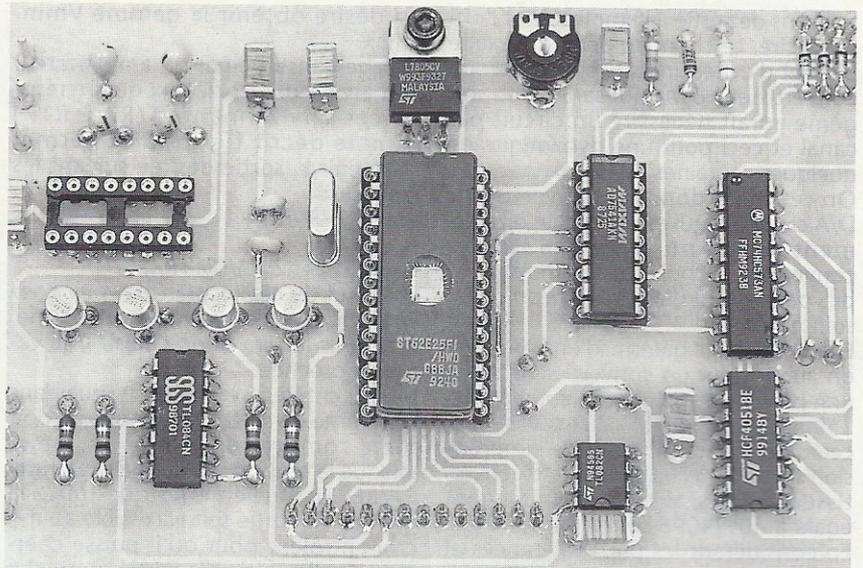
Après la mise sous tension, un message de bienvenue s'affiche pendant un laps de temps d'environ une seconde. Ensuite vient l'affichage par défaut du canal A affecté des valeurs 0V et 0A en sortie. C'est à ce point que vous reviendrez toujours après une commande: l'affichage du canal courant avec la tension positionnée et le courant de sortie. Les commandes disponibles à partir de cette racine sont alors les suivantes:

La touche A permet de sélectionner le canal A si vous êtes sur le canal B et inversement pour la touche B. Un appui sur A alors que le canal courant est sur A forcera un rafraîchissement de l'écran immédiat avec les valeurs lues à partir de l'alimentation.

L'appui sur l'une des touches numériques introduit une demande de valeur sous le format 0745 pour 7,45V pour positionner la valeur de tension en sortie.

Le positionnement de la limite d'intensité s'effectuera simplement par la pression de la touche C suivie de la valeur de l'intensité maximale sous le format 1450 pour 1,45A.

La touche D sert simplement à la commande du tracking, et ceci suivant le fonctionnement d'un bouton poussoir. Un appui commande le tracking tandis qu'un autre appui le désélectionne.



■ **Figure 9 :** organigramme de fonctionnement du logiciel.

La touche E permet la sauvegarde d'un couple tension/intensité pour une réutilisation éventuelle. Pour ceci après l'appui de la touche E, l'appui d'une touche numérique stocke la valeur courante (celle affichée à ce moment) dans la mémoire dont le numéro correspond à la touche appuyée.

La touche F permet quant à elle le rappel dans le canal courant d'un couple tension/intensité à partir de la mémoire spécifiée par la touche numérique appuyée ensuite. Les versions du programme seront disponibles sur le serveur, avec le fichier hexadécimal nécessaire à la programmation du monochip. Il y a effectivement des versions du programme: l'une qui est destinée au contrôle de l'alimentation du mois dernier avec les petites adaptations que nous verrons le mois prochain, notamment l'adjonction d'une carte supportant des optocoupleurs d'isolement ainsi que l'inversion de phase du signal de sortie par rapport au signal d'entrée. L'autre version est destinée au contrôle des tensions de sortie proportionnelles aux signaux d'entrée sans translation.

## LA REALISATION

Le schéma fonctionnel complet de la carte est fourni **figure 10**.

La réalisation du circuit imprimé ne devrait pas poser de problème particulier, les pistes étant d'une largeur suffisante (**figures 11 à 13**). Par contre il faudra vérifier que dans les endroits à forte densité de pistes assez proches, il n'y ait pas de court-circuit malencontreux. La mise en place des composants se fera de préférence en commençant par les circuits intégrés avec notamment le support pour le ST6225, ce qui permettra de souder facilement le côté composants. Les différents condensateurs seront de type MKH ce qui permettra de les souder aussi sans grande gymnastique sur le côté composants.

L'implantation des composants a été prévue de façon à ce que le clavier et l'écran LCD se placent côté soudures pour que l'on puisse fixer directement le module sur une face avant.

## Adaptation au module alimentation du numéro précédent

L'alimentation du mois dernier est une double alimentation indépendante. Pour cela certaines précautions doi-

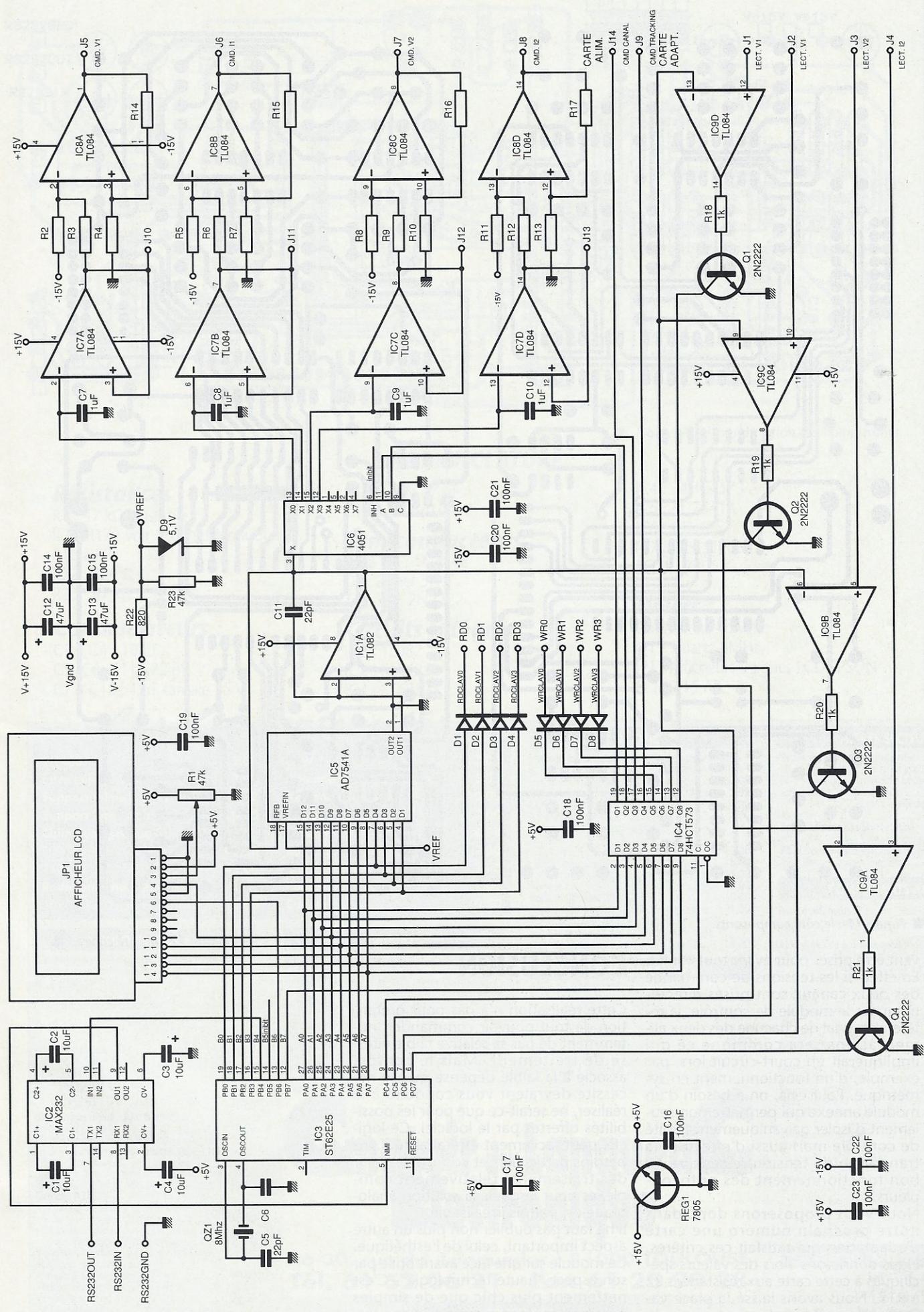
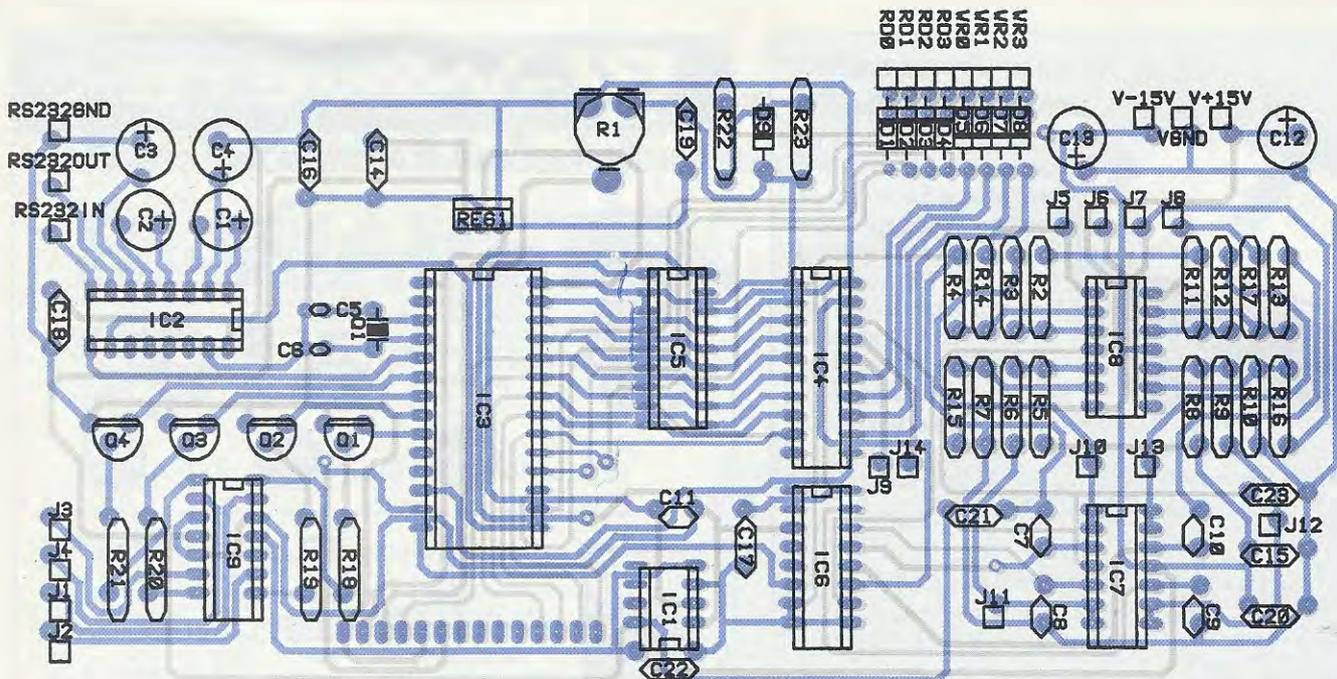


Figure 10 : le schéma complet.



■ Figure 13 : l'implantation des composants.

**NOMENCLATURE :**

**Résistances :**

- R1 : 47 kΩ ajustable
- R2 à R17 : voir texte (cf remarques)
- R18 à R21 : 1 kΩ
- R22 : 820 Ω
- R23 : 47 kΩ

**Condensateurs :**

- C1 à C4 : 10 μF
- C5, C6, C11 : 22 pF
- C7 à C10 : 1 μF tantale 35 V

- C12, C13 : 47 μF
- C14 à C23 : 100 nF

**Semiconducteurs :**

- D1 à D8 : 1N4148
- D9 : Zener 5,1V
- T1 à T4 : 2N2222

**Circuits intégrés :**

- IC1 : TL082
- IC2 : MAX232
- IC3 : ST62E25

- IC4 : 74HCT573
- IC5 : AD7541A
- IC6 : CD 4051
- IC7 à IC9 : TL084
- REG1 : 7805

**Divers :**

- Connecteurs divers
- Q1 : Quartz 8MHz
- JP1 : Afficheurs 2 lignes LCD EPSON D 160 15 AR.

**Les Opportunités**

1N4007 par 30.....	5,00
Inter mini à levier.....	3,00
Support tulipe 8 pattes.....	0,60
Support lyre 14 pattes.....	0,50
Chimique Sprague CO38	
1000 MF 350V/400V.....	40,00
1500 MF 350V/400V.....	45,00
Radiateur anodisé non percé	
50W 110x50 h 40 mm.....	3,00

80W 110 x 90 h 40 mm.....	7,00
Antenne télescopique droite.....	5,00
Antenne télescopique orientable.....	10,00
Micro Electréc.....	3,00
Cordon secteur 1,50 m.....	4,00
Rallonge secteur 5 m.....	7,00
Commutateur à axe 3 x 3.....	2,00
Coupleur pour 4 x R6.....	1,00
Coupleur pour 2 x R6.....	0,50

INFORMATIQUE	
Alimentation à découpage, marque Pihong, Ventilées, en coffret blindé et aéré, livré avec schéma. N° 1 - +5V 20A + 12V 1A, 14 + + Ventilés 80 x 80 mm, 5V 20A, Sorties sur cosses, 5 faisceaux de câbles pour 5 lecteurs.....	150,00
N° 2 - Sur châssis +5V 20A - 12V 0,1A + 12V - 1,8A + 14V 0,5A.....	80,00
N° 3 - Sur circuit +5V 7,3A - 12V 0,1A + 12V 1,2A + 12V 1,2A.....	40,00
N° 4 - En coffret avec cordon +5V 2,5A - 12V 0,1A + 12V 2A.....	40,00
Moteur pas à pas - Axe 6 mm, 48 pas - 12V, en solde.....	10,00
Magnétophone à cassette, lecteur enregistreur audio, 6 touches contrôle, arrêt automatique, voyant, réglage niveau, commande à distance, alim. piles (5 R6) et secteur (220V), compteur 3 chiffres, remise à zéro, livre emballage individuel poids 1,5 kg (sans piles).....	50,00
Claviers AZERTY, - 47 touches. Touche 10 x 7 mm. Clavier 200 x 80 mm. - Sortie fil en nappe 2 x 8 conducteurs.....	12,00
- 54 touches. Touche 10 x 12 mm. Clavier 290 x 120 mm. - Sorties fil en nappe, 16 conducteurs.....	20,00
Ventilateur turbine, rotation constante, pales équilibrées, silencieux, 220 V. - largeur 250 mm, soufflerie 177 mm.....	60,00
Ventilateur carré 12/12 cm - 48 V.....	50,00
Ventilateur Rond 8 cm - 110 V.....	20,00
Grille enjolveur 12 x 12 cm, avec tamis filtre et système de fixation.....	10,00
AUTOMOBILE	
Haut-Parleur Blaupunkt, spécial auto-radio - 4 Ω - 20W. Large bande. 180 x 75 mm, avec grille tamis et accès.....	15,00
Rallonge pour Antenne - longueur 4 m.....	10,00
Résistance chauffante plate 12V 16W (type rétroviseur extérieur)..... en solde	4,00

AUDIO	
Ampli, module ampli, sur circuit avec TBA 800. 4 watts, livré avec schéma.....	10,00
Tuner, module Tuner - F.M. G.O. avec amplification schéma.....	25,00
Adaptateur, pour deux casques en coffret, inter arrêt marche, potenti, socle jacks. Fils et fiches de raccordement. Flotit vendu 55 F, en solde.....	5,00
Mécanique de magnéto K7 + moteur + lèges E et R avec système d'entraînement..... en solde	10,00
Filtre tamis pour ventilateur 120 x 120 mm avec grille et accessoires de fixation.....	10,00
TRANSFORMATEURS	
Primaire 220 V	
N° 1 - 12V 0,3A.....	7,50
N° 2 - 12V 0,6A.....	10,00
N° 3 - 12V 1,5A.....	15,00
N° 4 - 12V 4,5A.....	40,00
N° 5 - 30V 1,5A.....	20,00
N° 6 - 20V 1,2A double C.....	15,00
TELEPHONIE	
Pastille micro, 500 Ohms.....	2,00
Claviers 12 touches rondes, sur circuit avec composant, socle métal pour fixation, 80 x 80 mm.....	2,50
Claviers 17 touches carrées, 10 x 10, sur sup. circuit imp. avec compos., clavier 70 x 90 mm, sup. 190 x 120.....	5,00
Claviers sur support bakélite, câblé, touches cloquées nues et protégées.....	

DOMOTIQUE	
Horloge mécanique, cadran à aiguilles, programmable sur 12 h 00, en début et en fin. Pouvoir de coupure 16 A sous 250 V. Prix de revente 450 F, en solde.....	30,00
Cellule photo-résistante (comme LDR03).....	5,00
I.L.S. 1 contact longueur 20 mm + aimant.....	5,00
Infra Rouge, émetteur + récepteur.....	4,00
Sirène Buzzer, son aigu et puissant, boîtier métal, sorties fils	
Ø 40 mm, 24 V, fonctionne à partir de 6 V.....	10,00
Ø 50 mm, 12 V alt.....	6,00
Ø 30 mm, 6 V.....	5,00
Serrure avec 2 clefs.....	3,00
Ballast - Philips, 20W - 220V.....	8,00
Support de starter.....	1,00
Thermostat avec sonde et potentiomètre - Boîtier 40 x 40 x 15 mm. Fil de sortie (était utilisé pour four électrique).....	10,00

FILTRES SECTEURS	
Types Professionnels, entièrement blindés	
N° 1 - 2A, 250V - Entrée fiche Europa, sorties fils.....	7,00
N° 2 - 6A, 250V - Entrée fiche Europa, sorties cosses.....	15,00
N° 3 - 16A, 250V - Entrée tige fileté à vis - sorties fils.....	20,00
Types blindés et obturés résine	
N° 4 - 1A, 250V - Entrée Europa, sortie fils.....	6,00
Fil secteur 3 cond. avec fiche femelle norme Europa (pour filtres ci-dessus - long. 2 m).....	5,00

COMPOSANTS ACTIFS	
Pavé 4 afficheurs LCD rouge - Haut 12,7 mm - pour horloge sur circuit avec composants - schéma.....	7,00
Afficheur 7 65 CC - TIL 313.....	2,00
Afficheurs fluo professionnels (vendus avec schémas)	
N° 1 - 6 digits, 12,7 mm - signe + - et 1/2.....	12,00
N° 2 - 5 digits - 7,65 mm - Multiplexé • et :.....	7,00
N° 3 - 4 digits - 6,35 mm - FM - MHz - MW - KHZ.....	7,00
N° 4 - 20 digits - 9 mm - Alphabnumérique • et :.....	30,00
N° 5 - 2 digits - 10 mm - Flèches ↑ ↓.....	4,00
Optocoupleur Texas TIL 112.....	1,00
2N1711 les 10.....	10,00
2N2905, les 10.....	12,00
1N4007 les 30.....	7,50
PN4007 Philips NPN UHF 3 Giga 20V - 25Ma - 180 Mw..... les 10	10,00
Diodes leds ponachées, en forme, en coul. et en Ø, les 30.....	10,00
Transistor BUV39 npn, 103, 160V, 15A.....	10,00
Transistor BUX47 npn, 103, 400V, 6A.....	5,00
Triac BTA 26/400B, 25A 400V.....	4,00

Alimentations en boîtier - Input 220V -	
N° 1 - Output 9V DC - 0,5A.....	10,00
N° 2 - Output 24V DC - 0,3A.....	12,00
N° 3 - Output 9V DC - 2,5A.....	20,00
Moteurs	
N° 1 - 220V - vitesse réglable, démultiplication mécanique, tourne dans les deux sens, 3 tours/minute, axe 8 mm en solde.....	25,00
N° 2 - 6V DC, pour magnéto à K7, avec mécanisme, système d'entraînement et tête de lecture.....	10,00

RELAIS	
Boîtier Dual	
5V - 2RT.....	5,00
12V - 1RT.....	4,00
5V - 4RT.....	7,00
12V - 2RT.....	6,00
Série Européenne	
6V - 1RT - 5A.....	6,00
12V - 2RT - 3A.....	4,00
6V - 2RT - 8A.....	6,00
12V - 4RT - 3A.....	6,00
6V - 4RT - 8A.....	7,00
24V - 4RT - 5A.....	8,00
12V - 1RT - 10A.....	5,00
24V - 6RT - 2A.....	5,00

V.P.C. Paiement par chèque ou Carte bleue	
0 à 3 kg forfait.....	42,00
3 à 5 kg forfait.....	58,00
5 à 10 kg forfait.....	85,00

**Compteur du Languedoc  
Electronique**

26-30, rue du Languedoc - 31000 TOULOUSE  
Tél. 61 52 06 21 - Fax 61 25 90 28

# L'OSCILLOSCOPE BI-WAVETEK 9016

Bien que de plus en plus supplantés par

les numériques, les oscilloscopes

analogiques gardent leur raison d'être

dans beaucoup de cas, ne serait-ce

qu'en raison de leur coût nettement

moins élevé, même si, la technologie

aidant, on trouve maintenant de

véritables petites merveilles en numérique à des prix de plus en plus serrés.

Beckman Industrial, devenu en France BI-Wavetek depuis le rachat par

Wavetek de la division instrumentation du groupe Emerson Electric, reste

cantonné, du moins en oscillographie, dans l'entrée de gamme, en proposant

des appareils d'honnêtes performances à coût réduit.

Le 9016 représente le haut de l'offre de ce constructeur en analogique et

dispose comme nous allons le voir de quelques atouts pour une architecture

maintenant très classique.



Le 9016 est un oscilloscope deux voies 60 MHz, double base de temps, doté d'un écran 8 x 10 cm avec éclairage du graticule.

Concernant l'affichage, l'appareil met en œuvre un tube classique accéléré à 12 kV, ce qui peut s'avérer dans certains cas un peu juste pour obtenir une trace suffisamment lumineuse, notamment si l'on utilise la seconde base de temps avec une faible récurrence de balayage, en vidéo par exemple.

Hormis les classiques réglages d'intensité lumineuse et de focus destinés à un bon confort de lecture, le 9016 dispose d'un réglage de rotation de la trace et d'une touche de recherche du

faisceau - Beam find - bien pratique lorsque tous les réglages ne sont pas adaptés au signal entré ; lors d'une prise en main derrière un autre utilisateur notamment.

Les commandes sont réparties en quatre groupes principaux :

- commandes dédiées à chaque voie avec choix du couplage, de l'atténuation, de la position ;
- choix des modes de fonctionnement du système vertical :
  - canal 1 normal ou inversé ;
  - mono ou double trace avec dans le premier cas, choix du canal affiché CH1 ou CH2 ;
  - mode de représentation : alterné ou

découpé (chop) avec addition algébrique des voies CH1 + CH2 ou CH2 - CH1, si l'on inverse le canal 1.

- réglages du déclenchement avec choix des sources (CH1, CH2, Alt, ext.), du couplage (AC, TV.H, TV.V, LINE), du niveau et de la pente et ajustage du temps mort entre rampes (Hold-off) ;

- Enfin regroupement en bandeau droit de toutes les commandes destinées aux deux bases de temps et au système horizontal en général.

Un commutateur rotatif permet de sélectionner le mode de balayage : base de temps principale, base de temps principale et retardée, base de temps

retardée, ou encore X-Y. Dans ce dernier cas la voie X est affectée au canal 2.

Le 9016 peut fonctionner en monocoup grâce aux touches single et reset. La touche single entérine le mode single et reset sert au réarmement. Enfin le 9016 dispose d'un testeur de composants - analyse de signature - mis en fonction par la touche CT. Le dipôle à tester : résistance, capacité, inductance, diode..., est alors enfiché dans les douilles banane réservées à cet effet sur le bas du panneau avant. Il ne s'agit que d'une analyse de signature : reconnaissance de la courbe caractéristique d'un composant et test bon-mauvais ; en aucun cas on ne pourra effectuer de véritables mesures sur les composants grâce au testeur.

Le panneau arrière, outre l'entrée secteur, supporte trois embases BNC intéressantes. Signalons que l'entrée EXT TRIG, destinée au déclenchement du balayage sur un signal externe corrélé temporellement à ceux affichés via les deux voies, se situe sur le panneau avant. On retrouve donc sur ce panneau arrière une sortie du signal de la voie 1 préamplifiée à raison de 50 mV par division affichée, une entrée de modulation de l'axe Z - modulation d'intensité de la trace -, et une sortie de la rampe de balayage. Ces trois BNC sont très utiles et nous devons avouer que nous ne les retrouvons que peu fréquemment sur des appareils de cette catégorie alors que le surcoût engendré est faible mais l'exploitation intéressante.

En effet, la sortie signal préamplifié permettra d'effectuer d'autres mesures sur ce signal sans en perturber la source. C'est important car si l'on fait grand cas et à juste titre de l'effet de sonde, il est évidemment déconseillé d'en connecter plusieurs à un même point de test, ce qui n'aurait pour effet que de dégrader le signal prélevé.

La modulation d'intensité est bien utile, elle, pour visualiser une surbrillance à un endroit quelconque de la trace grâce à des impulsions émises en synchronisme. Cela s'avère très utile pour exploiter des marqueurs, notamment si l'on se sert du scope en vobulation ou bien encore en affichage de spectres.

Enfin la sortie des rampes de balayage permet justement d'effectuer une vobulation linéaire d'un générateur ou bien encore de matérialiser, via des comparateurs, des endroits spécifiques de la trace signalisée que l'on peut justement réexploiter sur le scope par une surbrillance, mais ceci n'est qu'un exemple d'exploitation et il en existe bien d'autres.

Il est vrai que maintenant, grâce aux scopes numériques et à l'arsenal de mesures que l'on peut effectuer sans

## Caractéristiques

### Système vertical

2 voies en alterné ou découpé (à toutes les vitesses de Bdt).

#### Sensibilité

1 mV/div. à 5 V/div. en douze positions, séquence 1-2-5, sensibilité continuellement ajustable par vernier entre chaque position.

#### Précision :

± 3 % de 5 mV/div. à 5 V/div.  
± 5 % sur 1 mV et 2 mV/div.

#### Impédance d'entrée :

1 M $\Omega$  ± 2 % en parallèle sur 30 pF (± 5 pF).

#### Réponse en fréquence :

de 5 mV à 5 V/div.  
DC : 0 à 60 MHz (- 3 dB)  
couplage AC : 5 Hz à 60 MHz (- 3 dB)  
1 mV et 2 mV/div.  
DC : 0 à 10 MHz (- 3 dB)  
couplage AC : 5 Hz à 10 MHz (- 3 dB)

#### Temps de montée :

≥ 5 mV/div. : 5,8 ns  
≤ 5 mV/div. : 35 ns.  
Retard de 10 ns sur le signal (ligne à retard).

Diaphonie : - 40 dB minimum.

Fréquence de découpage (chop) : 250 kHz.

Tension d'entrée max. : 400 V (DC + Ac peak), 800 V AC p.p

### Système horizontal

#### Amplificateur horizontal :

Sensibilité : idem Ch2.

Précision : ± 3 %, axe Y, ± 5 % axe X.

#### Réponse en fréquence :

DC : 0 à 2 MHz (- 3 dB)  
AC : 5 Hz à 2 MHz (- 3 dB)

#### Bases de temps :

##### Mode de fonctionnement :

base de temps principale, retardée, mix (retardée et principale), X-Y.

##### Base de temps principale :

de 0,05  $\mu$ s à 0,05 s/div., en séquence 1-2-5

##### Base de temps retardée :

de 0,05  $\mu$ s à 20 ms/div., en séquence 1-2-5.

Précision (les deux) : ± 3 %.

Expansion : X10 ± 5 %.

Linéarité : ± 2 %.

##### Hold-off :

inhibition ajustable, de la position normale à dix fois le temps mort normal.

Retard au déclenchement : ajustable par vernier 20 tours.

Gigue temporelle sur le retard : 1/20000 de la pleine échelle.

#### Déclenchement :

Modes : Auto (bdt libre), normal, monocoup.

##### Sources :

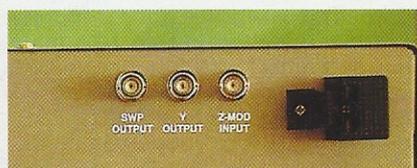
CH1, CH2, Alt (CH1 et CH2), EXT, LINE (réseau).

##### Couplage :

AC : 30 Hz à 60 MHz.  
TV-V : trame ou passe-bas (DC-LF).  
TV-H : ligne ou passe-haut (AC-HF).

##### Sensibilité :

interne : 1 division  
externe : 500 mV  
tension max. : 200 V (DC + AC crête)



Les prises sweep-out, Z, CH1 : un très bon point.

l'aide de matériel annexe, ces possibilités sont tombées dans l'oubli.

C'est dommage car bien souvent avec un matériel plus rudimentaire on arrive, certes avec du matériel externe, au même résultat, pour autant que le constructeur ait daigné ressortir ces signaux, ce qui est le cas pour le 9016 et cela doit être remarqué.

## Construction

Dans son ensemble, cet appareil fait appel à des méthodes de fabrication sinon dépassées, du moins non avantgardistes. S'agissant d'un oscilloscope analogique dont la plupart des éléments sont bien maîtrisés, ce n'est absolument par redhibitoire et permet

sans gros investissements en production et en conception, de présenter une réalisation correcte avec des coûts maîtrisés.

Ainsi, vous ne trouverez pas comme en témoignent les photos d'intérieur d'implantation en CMS avec des composants récents mais des circuits éprouvés avec des raccordements filaires qui par expérience ne posent pas de gros problèmes. Cette technique de réalisation, adaptée à l'assemblage que l'on peut faire effectuer en Orient à coût réduit, n'est pas gênante dans la mesure où tout est maîtrisé, sans grande surprise et permet encore une maintenance aisée ; cela ne permet pas par contre une marge d'évolution importante à fiabilité égale.

## Exploitation

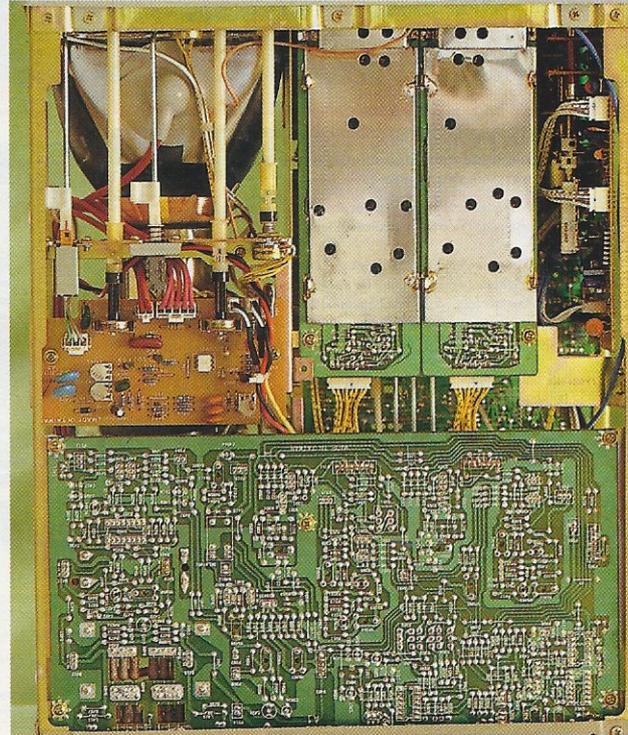
Le BI-Wavetek 9016 présente sur divers plans, pour un appareil de cette catégorie, sinon des innovations, du moins des caractéristiques agréables à maints égards. Nous avons déjà cité les entrées-sorties du panneau arrière et leur raison d'être, mais nous pouvons aussi parler d'une double base de temps agréable à exploiter avec les positions delay et mix qui permettent de positionner facilement le retard au déclenchement de la deuxième base de temps. Le testeur de composants est pratique de même que la position «ALT» en «trigger» qui autorise un déclenchement en deux voies alternativement sur la voie 1 et la voie 2 et

donne une représentation on ne peut plus stable, lorsque les réglages de pente et de niveau peuvent être compatibles sur les deux voies.

Nous regrettons par contre la séparation vidéo ligne et trame par filtrage, donc on ne peut plus simpliste, qui dès lors sert aussi de couplage DC, LF-HF. Nous avons du mal à comprendre que l'on n'utilise pas de circuits «jungle» pour le déclenchement vidéo. A notre avis l'impact sur le coût ne serait pas important mais le confort d'utilisation lui, le serait. On se retrouve donc en déclenchement vidéo avec les inévitables superpositions de signaux de la trame consécutive à celle visualisée. Si l'on ajoute à cela une perte de brillance inévitable lorsqu'on utilise la deuxième base de temps, on peut considérer qu'il n'est pas toujours évident de caractériser correctement un signal vidéo. Pourtant sous d'autres aspects, le 9016 s'y prêterait et c'est d'autant plus dommage.

## Conclusion

Si l'on se réfère au matériel existant dans cette gamme de prix, 6230 FHT, le 9016, avec ses deux voies 60 MHz, sa double base de temps, et les quelques «accessoires» supplémentaires dont il dispose, se présente très bien dans le segment de marché qu'il vise : la maintenance, la production, là où les tests ne requièrent pas certaines fonctions spéciales, le labo en suppléance à d'autres oscilloscopes plus



■ Une fabrication conventionnelle.

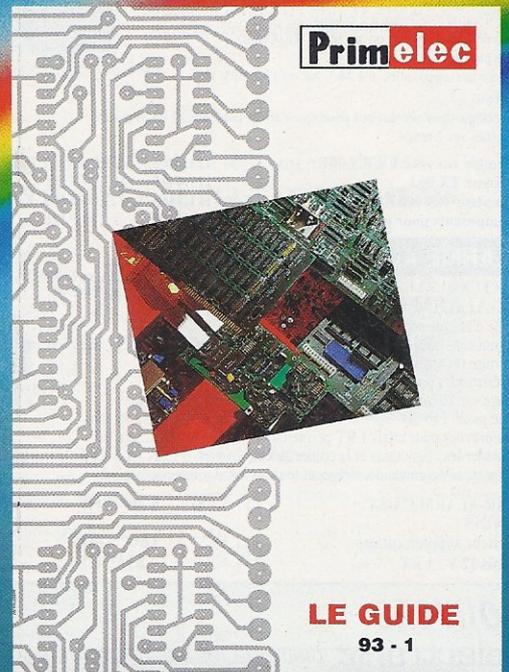
perfectionnés, voire le travail sur site avec les mêmes remarques. A un moment où l'on regarde de plus près aux investissements nécessaires, il s'agit d'un produit on ne peut plus compétitif si l'on a su procéder avec discernement à la charte des besoins.

C.D.

# Quoi de neuf dans l'univers industriel ?



**Le nouveau GUIDE PRIMELEC est arrivé...**  
**"L'INDISPENSABLE OUTIL"**  
**pour le laboratoire électronique.**

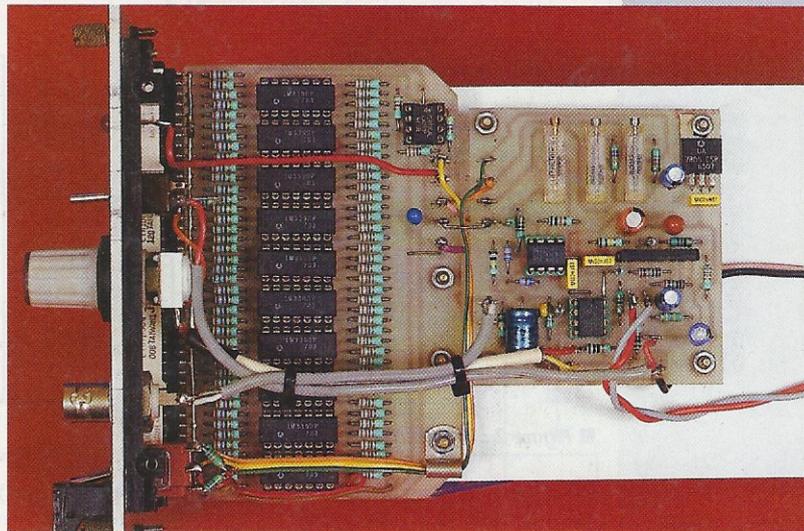


DEPARTEMENT  
**Primelec**

Catalogue sur demande à :  
 112, bd de Verdun - B.P. 306 - 92402 - COURBEVOIE Cedex  
 Tél. : (1) 47 88 36 73 - Télex : 615 556 F - Fax : (1) 43 33 76 51

# M.A.S.E. MULTIMÈTRE AUDIO ENCARTABLE

La réalisation que voici est destinée à compléter les appareils de mesures en bac Euronorm déjà décrits dans ces pages (N° 526, 527 et 547). Tous ces documents ont la particularité d'être simples à construire et de sortir des sentiers battus pour leur conception.



Mase ne fait pas exception à la règle, loin s'en faut, puisqu'il permet de mesurer des niveaux RMS de 10 Hz à 25 kHz au moyen d'un bar-graph à 41 points, et dispose de deux gammes fort intéressantes pour les relevés de courbes amplitude-fréquence :  $\pm 20$  dB avec une résolution de 1 dB, et  $\pm 10$  dB par pas de 0,5 dB. Si on le calibre avec soin (ce n'est pas bien difficile), il pourra servir également à mesurer des niveaux compris entre + 20 et - 20 dBU, ce qui n'est pas sans intérêt pour le débutant qui ne disposerait pas d'autre appareil (VAC1 par exemple).

Réaliser un indicateur à LED pour une seule échelle logarithmique n'est pas trop compliqué. Un réseau de résistances soigneusement calculées et bien choisies permet rapidement d'obtenir un résultat satisfaisant, mais offrir deux gammes n'est pas du tout du même tonneau. Le tableau (figure 1) donne une idée des valeurs à trier pour une seule gamme de 40 dB, par plot de 1 dB. S'il fallait commuter un second jeu de diviseurs, on arrivera vite à une architecture exagérément complexe et bien délicate à reproduire. Une troisième gamme conduirait à un vrai casse-tête chinois. Il s'avère donc qu'un réseau de comparaison linéaire permettrait, outre une simplification considérable de la réali-

sation, d'en bouleverser aisément les références haute et basse. Resterait alors à trouver une solution pour convertir les niveaux audio en tensions continues évoluant de manière parfaitement linéaire, et ce, sur pas moins de 40 dB (coef. 100).

Le dbx 2252 est parfaitement adapté à la situation, pour peu que l'on programme sa tension de sortie 0 V conformément à nos desiderata.

La figure 2 présente le branchement classique du 2252 et comporte les relevés des tensions de sortie pour trois valeurs de RE : 100 k $\Omega$ , 1 M $\Omega$ , 10 M $\Omega$ . Le lecteur assidu se rappelle que, dans de nombreuses réalisations à base de 2252, RE était fixé à 1,5 M $\Omega$  pour obtenir le 0 V vers - 15 dBU. Cette fois,

les impératifs sont différents car nous souhaitons ne récupérer que des tensions positives dans la plage  $\pm 20$  dBU. On sait que la sortie du 2252 évolue à raison de 6 mV/dB. Nos relevés ayant été faits tous les 5 dB, les pas devraient être, idéalement, de 30 mV. C'est à peu près le cas, mais seule RE de 10 M $\Omega$  place le 0 V en-dessous de - 20 dBU, avec une linéarité jusqu'à + 20 dBU fort honorable.

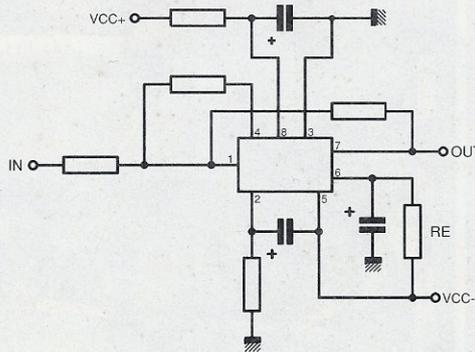
Pour être totalement honnête, il faut préciser que ces mesures ont été faites rapidement (temps de « chauffe » du 2252 peut-être insuffisant ?), notamment pour RE = 100 k $\Omega$  et 1 M $\Omega$ . Seule la tendance des évolutions et la place du 0 V nous importaient.

Un soin plus grand a été porté pour

-1	3.6k	-11	1.1k	-21	358	-31	113
-2	3.2k	-12	1k	-22	319	-32	101
-3	2.8k	-13	900	-23	285	-33	90
-4	2.5k	-14	800	-24	254	-34	80
-5	2.3k	-15	716	-25	226	-35	71
-6	2k	-16	638	-26	201	-36	63
-7	1.8k	-17	568	-27	179	-37	56
-8	1.6k	-18	506	-28	160	-38	50
-9	1.4k	-19	451	-29	142	-39	45
-10	1.3k	-20	402	-30	127	-40	40
						-41	36

R tot = 33 k

■ Figure 1 : tableau des résistances pour des plots de 1 dB.



RE	100k	1M	10M
+20	128	192	252
+15	96	160	221
+10	65	130	191
+5	34	98	160
0 dB	4	67	129
-5	-25	38	100
-10	-53	9	70
-15	-82	-21	39
-20	-108	-50	9
-25	-135	-85	-29
-30	-150	-112	-58

■ Figure 2 : le montage classique du 2252.

RE = 10 MΩ puisque les résultats correspondaient à nos besoins précis. Sans trop d'erreurs, on peut conclure que le 0 V est obtenu avec RE = 100 kΩ à - 0,5 dB, RE = 1 MΩ à - 11,5 dB et RE = 10 MΩ à - 21,5 dB. Cette dernière situation nous convient parfaitement car elle permet de mesurer + 20 dB (7,75 V) sans toucher au signal source.

Amplifier ce dernier jusqu'à obtenir + 20 dB si nécessaire n'est pas compliqué, mais il n'en serait pas de même s'il fallait aller au-delà. En prenant par exemple RE = 100 kΩ et en extrapolant les résultats, on pourrait penser placer le - 20 dB pour 0 dB et obtenir, 40 dB plus tard, + 240 mV. Rien ne l'interdirait, mais il faudrait pouvoir amplifier correctement + 20 dB de 20 dB, ce qui n'est pas évident avec des amplis OP classiques alimentés en +/- 15 V (+ 40 dB ↔ 7,75 V) !

La clé réside donc dans le placement du 0 V de telle sorte qu'il se situe juste en-dessous de - 20 dB, ce que RE = 10 MΩ permet parfaitement avec une bonne linéarité dans la plage utile. De ce fait, seules des tensions maxi comprises entre + 10 et + 260 mV environ seront à soumettre à l'indicateur, ce qui est fort convenable.

## SCHEMA

Le schéma présenté figure 3 exploite totalement la situation.

Le signal à mesurer passe par un étage tampon au gain de 1 (IC14a) puis par un ampli à gain variable (IC14b). SW2, en position Cal, offre à P1 la possibilité de donner un gain de 1 (P1 = 0, R101 + R100 = R103) ou de 23 (P1 = 22 kΩ + R101 + R100/R103), soit 27 dB. Ainsi en position Cal et avec P1

à 0, on pourra mesurer exactement + 20 à - 20 dB, le jeu R100 + R101 = R103 étant destiné à compenser certaines dispersions de composants et obtenir des chiffres « ronds » tels que + 10 mV à - 20 dB et + 250 mV à + 20 dB.

Si SW2 met R102 en parallèle avec R101, le gain de P2 passe de 0,085 à 22 soit de - 20 à + 27 dB environ. L'affaiblissement possible de 20 dB n'est pas destiné à mesurer des signaux de 20 dB supérieurs à + 20 dB (IC14 ne

nauteur inséré dans l'entrée pourra remettre les choses en ordre. C'est le cas de MASE pour les niveaux supérieurs à + 20 dB, mais en position Cal et P1 à 0, on saura ici si la mesure est possible ou non.

Le 2252 (IC3) produit conformément à la figure 2 des tensions positives au-delà de - 21 dB. Le premier travail de IC12a est d'éliminer les tensions négatives non mesurables par l'afficheur. IC12b, quant à lui, se charge d'appliquer un coefficient multiplicateur de 10 (réglable par AJ3) afin de travailler confortablement entre + 100 mV et + 2,5 V environ (gamme +/- 20).

Si on admet ce principe, le point nodal R68/C1 soumet les tensions issues du 2252 multipliées par 10, aux broches inverseuses des 42 comparateurs IC1 à IC11.

Pourquoi 42 ? + 20, - 20 et zéro donnent 41 points, le 42<sup>e</sup> étant réservé au dépassement de capacité (IC11b). Mais n'allons pas trop vite : le réseau de résistances diviseur de tension R42 à R82 est linéaire, mais les seuils haut et bas sont modifiables grâce à SW1. En effet, s'il est permis de mesurer le + 10 mV à + 250 mV (multipliés par 10, soit 0,1 à 2,5 mV) pour la gamme + 20/- 20, rien n'interdit de faire un zoom sur +/- 10 et ne visualiser alors que de + 70 à + 190 mV (en réel + 0,7 à 1,9 V) par simple changement des références hautes et basses.

La commutation est alors des plus ordinaires : le double inverseur SW1 bascule entre deux paires de références. Afin de simplifier la réalisation, les seuils bas ont été fixés (R85/86). Seuls les seuils hauts sont ajustables par AJ1/AJ2.

Si l'on convient que le réseau R42 à R82 fait 13 530 Ω, les calculs sont aisés pour peu que l'on tienne compte d'une donnée supplémentaire. Le 42<sup>e</sup> seuil est, en effet, reconnu comme OVER (soit dépassement de capacité), et il faut alors prévoir 1 dB au dessus de + 20 ((250 + 6) x 10 = 2,56 V) et 1 dB au dessus de + 10 soit (190 + 6) x 10 = 1,96 V.

La sortie collecteur ouvert de IC11b offre de multiples possibilités : un pull-up (R87) permet de détecter par un passage à zéro logique le dépassement de capacité, mais rien n'interdit de placer une LED ou une résistance de 330 Ω, ou une LED clignotante (notre choix), voire un buzzer.

Les 42 comparateurs n'ont rien d'original si ce n'est qu'ils commandent deux barres de 10 LED vertes, deux de rouges, une LED de diamètre 3 pour le 0 dB et une sortie libre pour OVER.

Afin de respecter la précision du 2252, les seuils de référence hauts disposent d'un régulateur indépendant RG1. Il peut s'avérer en effet dans certains bacs qu'une forte consommation de 5 V fasse tomber ce dernier à 4,9 V, voire 4,8, et ce au gré des demandes d'affichage essentiellement. Le choix d'une régulation indépendante à 5 V à partir du + 15 V évite les désagréments d'une référence fluctuante pour un surcoût au demeurant bien raisonnable.

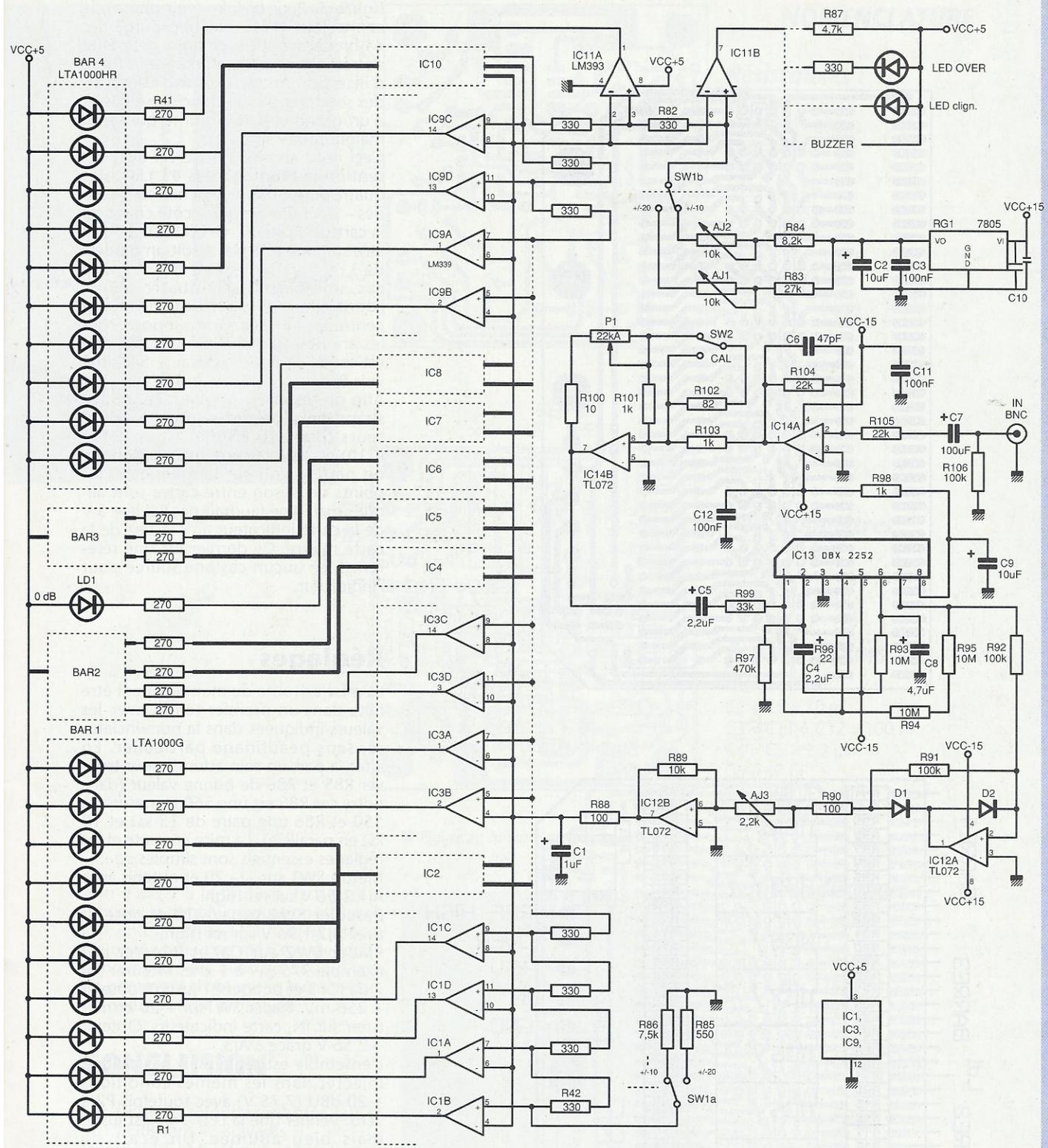
le pourrait pas), mais à placer artificiellement des niveaux maxi de + 20 dB sur le zéro de l'afficheur. Dans ce cas extrême, les mesures ne pourraient se faire que vers le « bas », mais avec par exemple + 15 dB placé au 0, une lecture de + 5/- 20 autour de ce dernier sera correcte.

Bien entendu, si on intercale dans l'entrée un atténuateur de 20 dB correctement calibré et adapté, des mesures jusqu'à + 40 dB sont possibles (amplis de puissance par exemple), mais le zéro sera alors relatif comme pour toutes les positions de P1 autres que P1 = 0 et SW2 sur Cal.

Ces précisions peuvent sembler primaires mais nombreux sont les utilisateurs de matériels audio qui, quand l'indicateur de modulation indique 0, pensent qu'ils disposent toujours de 775 mV en sortie et s'étonnent d'une incompatibilité entre diverses machines ! Si l'appareil A ne délivre que - 10 dB au 0 VU et qu'il est relié à un appareil B attendant + 12 dB nominal, « l'incompatibilité » est de 22 dB, une paille...

Mais on rencontre parfois des machines surprenantes : niveau d'entrée + 12 dB (0 VU) pour - 24 dB en sortie. Avec du matériel pro, on peut chercher à comprendre, et la raison est simple : enregistrement sur une sortie ligne confortable, lecture sur des tranches en entrées « micro » au moyen d'un atténuateur d'une vingtaine de décibels. CQFD... Ça marche parfaitement, mais c'est typiquement la machine délicate à insérer si on n'est pas prévenu !

A l'inverse, si une source débite plus que n'en peut supporter l'étage d'entrée récepteur, le 0 VU de ce dernier peut ne plus rien vouloir dire de sérieux à l'écoute : une boîte de distorsion est avant le VU, c'est tout. Seul un atté-



■ Figure 3 : schéma de principe.

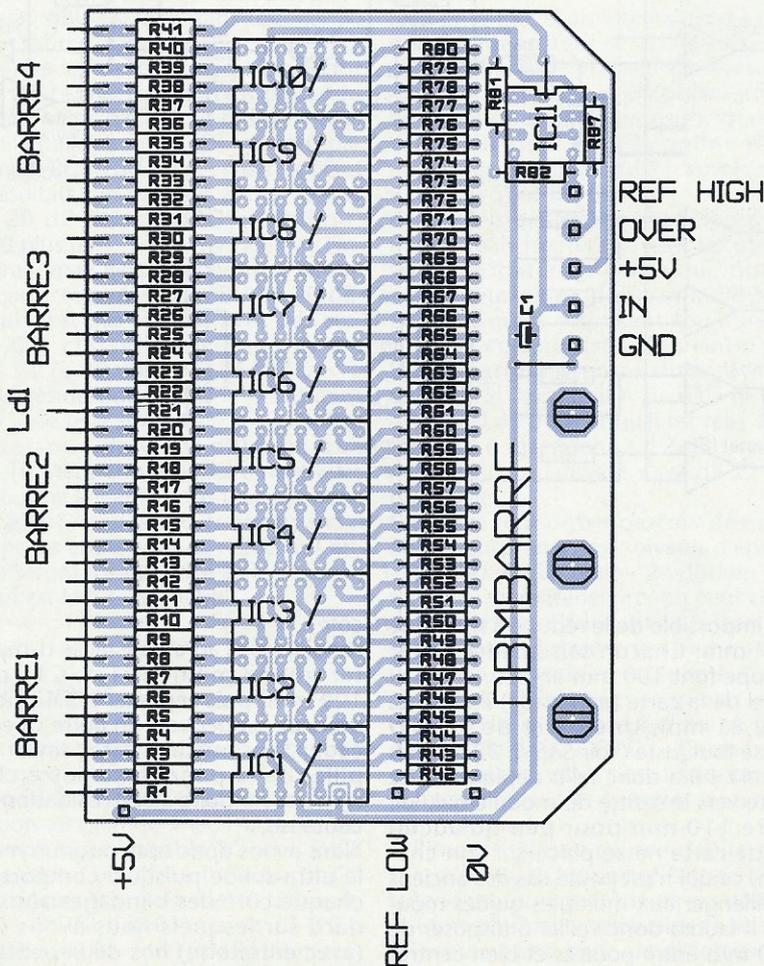
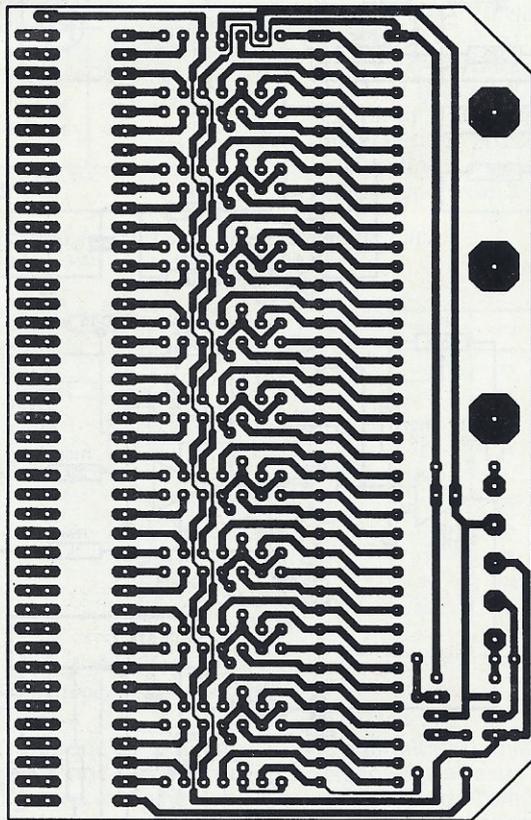
## RÉALISATION

La construction de ce module comporte de nombreuses particularités qui la rendent à la fois simple, très peu coûteuse et facile à mettre au point, mais qui méritent un minimum d'attention. Par exemple, il ne peut être inséré dans un bac Challenger ancienne génération. Il est important de le savoir avant et nous allons voir pourquoi. La figure 4 explique tout : c'est le circuit qui porte les 4 LED en façade, et malgré toute notre bonne volonté, il

fut impossible de le réduire à moins de 107 mm. Chacun sait que les cartes Europe font 100 mm en 3 U, et qu'au bord de la carte (en façade) il ne reste que 81 mm. Une barre de 30 LED passe tout juste (voir SAS n° 532), mais pas 41 ! Il a donc fallu déplacer cette carte vers le centre du module qui, lui, offre 110 mm pour peu qu'aucun guide carte ne se place sur son chemin, ce qui n'est pas le cas des anciens Challenger aux multiples guides moulés. Il faudra donc veiller à disposer de 110 mm entre poutres et bien centrer ce circuit (1,5 mm de jeu de chaque

côté). Par ailleurs, il aurait été facile d'implanter quand même IC1 à IC11 dans 100 mm, puis reporter les 42 points utiles et napper vers un autre CI en façade. Sans aucun intérêt sinon gaspiller de la page dans notre chère revue et conduire à une réalisation plus coûteuse. Nous avons donc opté pour un module ultra-solide puisqu'il comporte de chaque côté des blindages alu standard sur lesquels nous avons vissé (avec entretoise) nos deux petits circuits imprimés, le second étant visible





■ Figure 4 : la carte d'affichage.

figure 5. Pour ce faire (voir photo), le connecteur 416122 a été expurgé des 44 broches inutiles, ce qui a pour effet de réduire considérablement la force d'insertion, mais surtout d'admettre des soudures par fils donc de se passer d'un grand circuit imprimé qui serait malgré tout insuffisant.

Ceci nous amène à observer avec attention le montage des 41 LED : les quatre supports 20 broches sont soudés – pour une rangée – côté cuivre de la carte indicateurs. La LED LD1 pourra être soit une LED plate, soit un modèle de 3 mm doucement meublé. Dans ce cas, une barrette de quatre points (dont elle n'occupera que les deux centraux) lui servira de support. Pour les anodes, un commun par fil rigide est soudé en ligne jusqu'au + 5 V situé vers R1.

Afin de rester en simple face, douze straps sont à prévoir sur la carte indicateurs (dont 10 en biais sous IC1... IC10) et 3 sur la carte maître. Comme on peut le voir sur la maquette, les points de liaison entre cartes sont alignés mais il ne faudrait pas lier le + 5 V de la carte indicateur au + 5 test de la carte maître. Ce dernier est une référence, en aucun cas une source pour l'indicateur.

## Réglages

La mise en route du montage peut être faite dans un premier temps avec les valeurs indiquées dans la nomenclature, sans peaufinage particulier. En effet, à part un soin attentif pour trouver R85 et R86 de bonne valeur (dans notre cas R85 est une 560 Ω mesurée à 550 et R86 une paire de 15 kΩ et 18 kΩ en parallèle). La mise en route et les réglages essentiels sont simples :

Mettre SW1 sur +/- 20 et obtenir avec AJ1 2,56 V sur ref High.

Basculer SW1 sur +/- 10 et obtenir avec AJ2 1,96 V sur ref High.

Placer SW2 sur Cal et injecter par exemple 775 mV à 1 kHz. Mesurer sur 7 de IC13 et bouger P1 jusqu'à obtenir + 256 mV. Placer SW1 sur + 20 et mesurer sur IN, carte indicateurs. Obtenir + 2,56 V grâce à AJ3.

L'ensemble est réglé mais pas calibré. Injecter dans les mêmes conditions + 20 dBu (7,75 V) avec toutefois P2 à zéro. Vérifier que la LED + 20 est juste, mais bien allumée. Un écart de +/- 1 dB est possible sans qu'il doive générer d'angoisse : il suffit de compenser RE en ajustant le gain de IC14 grâce au talon R100, voire R101 ou encore R103. Il ne faudra pas oublier que tant qu'un seuil n'est pas atteint, la LED correspondante reste désespérément éteinte. Ainsi, 0,25 dB en-dessous de + 20, seule la LED + 19 est allumée. Quelques Ohms en plus ou en moins dans le gain de IC14 peuvent suffire à compenser les dispersions de diverses natures.

On s'assurera ensuite que la gamme +/- 10 est bien un zoom au pas de 0,5 dB, et qu'elle n'entraîne pas de désaccord avec +/- 20 : le zéro doit rester parfaitement stable, quelle que soit la position de SW1.

### NOMENCLATURE

#### Résistances :

- R1 à R41 : 270 Ω
- R42 à R82 : 330 Ω
- R83 : 27 kΩ
- R84 : 8,2 kΩ
- R85 : 550 Ω\*
- R86 : 7,5 kΩ\*
- R87 : 4,7 kΩ
- R88 = R90 = 100 Ω
- R89 = 10 kΩ
- R91 = R92 = R106 = 100 kΩ
- R93 à R95 = 10 MΩ
- R96 = 22 Ω
- R97 = 470 kΩ
- R98 = R101 = R103 = 1 kΩ
- R99 = 33 kΩ
- R100 = 10 Ω
- R102 = 82 Ω
- R104 = R105 = 22 kΩ

#### Potentiomètres :

- P1 = 22 kΩ P11
- AJ1 = AJ2 = 10 kΩ T18
- AJ3 = 2,2 kΩ T18

#### Condensateurs :

- C1 = 1 μF
- C2 = C9 = 10 μF
- C3 = C11 = C12 = 100 nF
- C4 = C5 = 2,2 μF
- C6 = 47 pF
- C7 = 100 μF axial
- C8 = 4,7 μF
- C10 = 0,1 μF

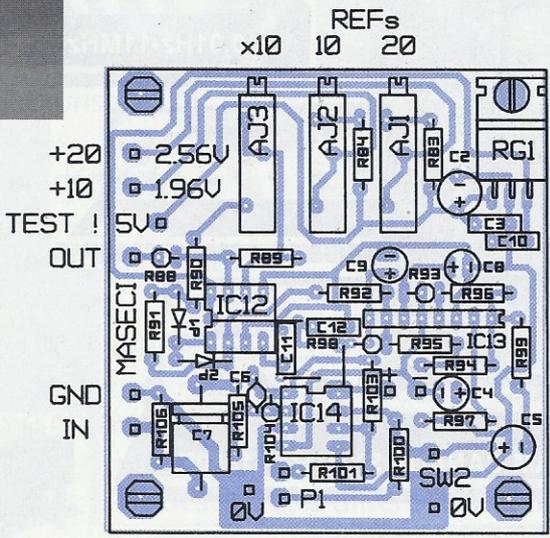
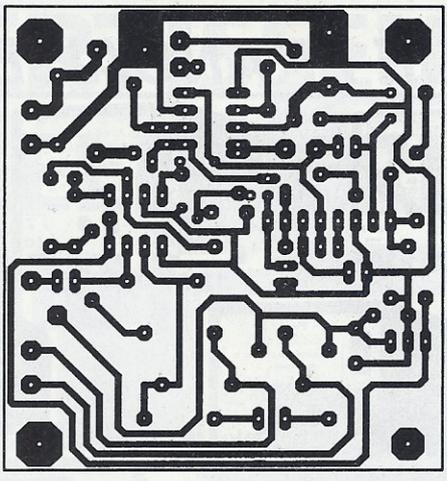
#### Semiconducteurs :

- IC1 à IC10 = LM339
- IC11 = LM393
- IC12 = IC14 = TL072
- IC13 = dbx 2252
- D1 = D2 = 1N4148
- RG1 = 7805
- BAR 1 = BAR 2 = LTA1000G
- BAR 3 = BAR 4 = LTA1000R
- LD1 = 3 mm
- LD OVER = au choix\*

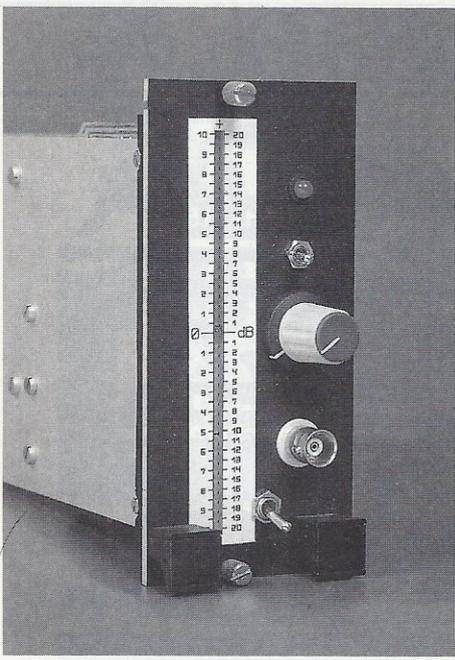
#### Divers :

- 4 supports 20 broches
- 10 supports 14 broches
- 3 supports 8 broches
- 12 points de barrette
- Une vingtaine de cosses, 1 BNC châssis
- SW1 = double inverseur miniature
- SW2 = simple inverseur miniature
- Porte carte Europe 12 TE + 41612 ac

■ Figure 6 : une graduation toute faite à reprendre



■ Figure 5 : la carte de traitement

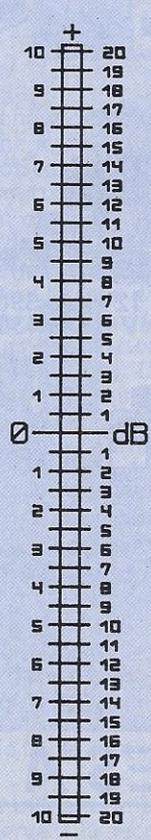


Afin d'aider à la finition, la figure 6 propose la double graduation à l'échelle 1 entourant les LED. Une photocopie recouverte d'un morceau de ruban adhésif et collée avec du double face fin permettra d'obtenir le même résultat que sur notre prototype.

## CONCLUSION

Les fichiers téléchargeables sur le 3615 ERP sont les suivants :  
 DBMBARRF.LMC (fig. 4, 4540 lignes)  
 MASECI.LMC (fig. 5, 2281 lignes)  
 FA.LMC (fig. 6, 540 lignes)  
 et, pour les possesseurs des petites versions LAYO ;  
 DBMBARRC.LMC (fig. 4, 1029 lignes)  
 et MASECIC.LMC (fig. 5, 390 lignes), circuits imprimés seuls.  
 MASE couplé à Euromarc, le relevé des courbes amplitude/fréquence devient désormais un jeu d'enfant comme on peut s'en douter, mais certaines mesures de niveaux telles les maxi-mini d'un correcteur de tonalité ou le suivi d'un preset de console sont très confortables également puisqu'il n'est pas nécessaire de changer de gamme sur 40 dB.

Jean ALARY



# CONVERTISSEUR PARALLÈLE-SÉRIE ET PRISE MIDI

Le port imprimante d'un compatible

PC peut être utilisé comme une

interface rapide. A travers l'exemple

d'un sélecteur et d'une prise MIDI,

nous allons analyser en détail son

fonctionnement. L'interface standard

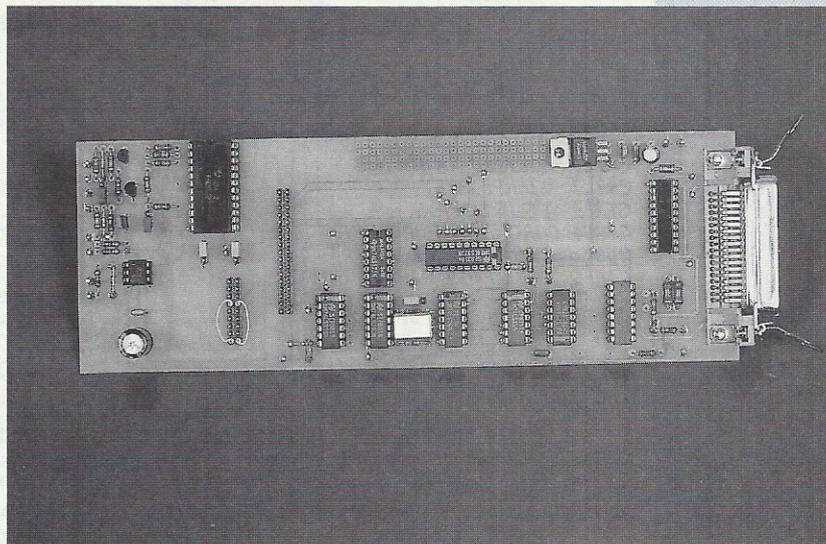
série permet de résoudre la plupart des

problèmes classiques d'entrées/sorties. Le montage proposé permet la

transmission des données avec des vitesses différentes dans chaque sens, il

permet aussi leur transmission avec la vitesse «MIDI», enfin quatre «voies»

pourront être ouvertes.



## L'interface imprimante

Deux cas sont à envisager suivant que le PC possède ou ne possède pas d'interface parallèle bidirectionnelle. Si l'interface est unidirectionnelle, il sera seulement possible d'envoyer les informations vers quatre liaisons série au maximum. Afin d'assurer une intégration correcte de ce montage dans l'environnement logiciel du PC, cette interface sera compatible Centronics. La carte sera considérée comme une imprimante et tous les logiciels aptes à gérer une imprimante pourront être utilisés. Si l'interface est bidirectionnelle, il sera possible d'envoyer ou de recevoir des données. Malheureusement, un programme adéquat sera nécessaire pour la réception et pour l'émission, puisqu'il n'existe pas de norme logicielle définie dans cette configuration. L'interface MIDI pourra être utilisée en entrée et en sortie.

## Le cahier des charges

Avant toute réalisation, un cahier des charges doit être rédigé, et il évolue

pendant la phase de définition ; nous avons résumé ici les caractéristiques que devra posséder le montage. Celui-ci doit permettre la réception et la transmission des données sérielles à des vitesses différentes en émission et en réception (impossible sur PC) et à la vitesse standard MIDI. Il doit être compatible Centronics pour l'émission et offrir plusieurs entrées/sorties (quatre dans cette réalisation). Des cavaliers permettront de choisir la vitesse de transmission, le choix du format des données (7/8 bits, parité, stop bits) sera supporté par le logiciel de configuration. Pour l'installer il ne doit pas être nécessaire d'ouvrir l'ordinateur (celui-ci disposant déjà de toutes les interfaces), afin d'éviter d'intervenir directement sur le bus de la très onéreuse carte mère lors des expérimentations matérielles. Une erreur est si vite arrivée... Pour simplifier sa fabrication, nous utiliserons des circuits courants faciles à se procurer, en petit nombre et de faible coût !

Ce montage utilisera de préférence le port PC réservé à la seconde imprimante ; la configuration généralement

adoptée étant d'utiliser les deux liaisons série pour la souris et le modem, la première interface parallèle étant réservée à l'imprimante. L'utilisation de l'interface dans l'espace de la première imprimante est bien sûr possible. Bien que quatre «COM» peuvent être déclarées, souvent les logiciels ne gèrent pas correctement les deux dernières (COM3, COM4), surtout sous interruptions, tout simplement parce qu'ils doivent se partager les IRQ, et ceci n'est pas prévu.

## L'interface bidirectionnelle, rappel

Dans le numéro 536 d'ERP, nous avons découvert qu'il était possible de modifier l'interface parallèle d'origine d'IBM pour que celle-ci devienne bidirectionnelle. Cela permet d'avoir une liaison rapide E/S sur PC, isolée du Bus de la

carte mère. La figure 1 donne les adresses possibles dans l'espace d'entrée/sortie du PC où l'on peut trouver cette carte. Les figures 2 et 3 précisent

Figure 1 : adresse des registres de l'interface imprimante

Data	Control	Status
3BC	3BE	3BD.
378	37A	379.

Figure 2 : registre de contrôle du port imprimante

CTRL 0 : 1 Strobe:1/1  
 CTRL1 : Autofeed :14 /14  
 CTRL2 : 0 InitPr 16 31  
 CTRL3 : 1 Select/17/36  
 CTRL4 : 0 IRQ mis à 1, IRQ active sur un front descendant d'ACK  
 CTRL5 : DIR sur PS2, 0 mode sortant.

Figure 3 : registre de status du port imprimante..

Bit 3 : Error  
 Bit 4 : Select  
 Bit 5 : Paper End  
 Bit 6 : Acknowledge  
 Bit 7 : Busy

le rôle des bits dans le registre de contrôle et dans le registre de status, certains bits étant inversés tant en lecture qu'en écriture ; il faut en tenir compte dans le logiciel. Les nouvelles cartes d'origine orientale contiennent des VLSI regroupant plusieurs interfaces (disque, joystick...). Il est important de savoir si ces cartes sont compatibles avec le PS2 d'IBM, celui-ci disposant de l'interface bidirectionnelle. Pour éviter la réalisation de plusieurs versions, les constructeurs de VLSI ont certainement intégré ce mode «PS2» dans ces circuits, des cavaliers permettent de le rendre actif. Ce «certinement» est devenu réalité avec des documents que nous avons eus entre les mains, mais le nombre de VLSI «incônnus» devenant légion, il n'est pas possible d'en tirer une loi absolue. Lors du choix de la carte (avant l'achat !), il sera judicieux de vérifier la possible compatibilité avec le PS2. Si l'on désire faire des expérimentations «hardware», la meilleure solution consiste certainement à utiliser une carte d'interface de la première génération ; en cas de fausse manœuvre, il suffit de changer les drivers (74LS244, ou 7405), sinon choisir une carte dotée d'un petit VLSI (imprimante, RS232, sans disque dur/floppy). La vieille carte MDA (monochrome display adaptateur) est équipée d'une interface imprimante, le PC supporte

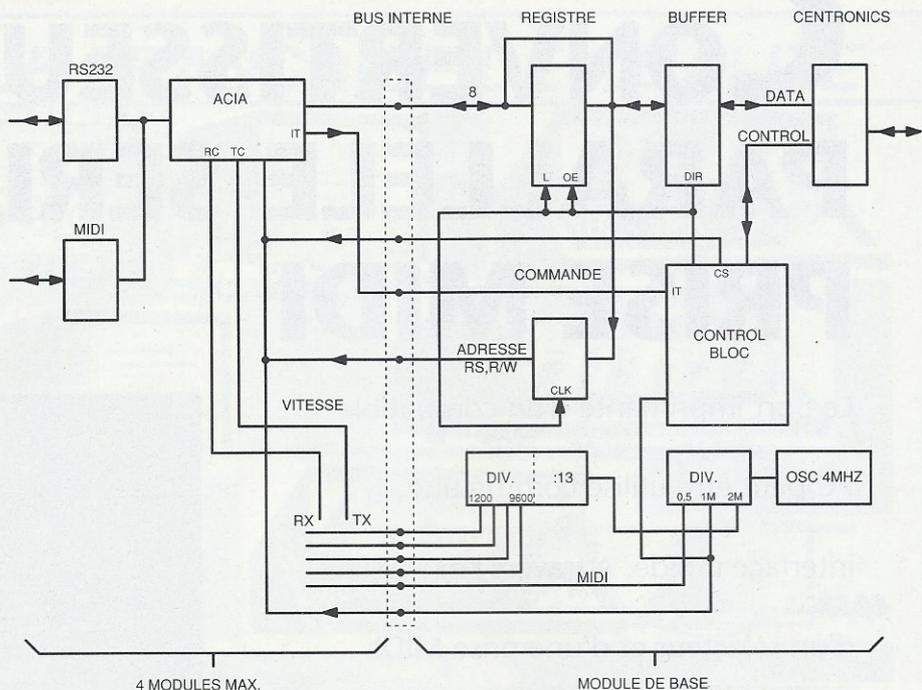


Figure 4 : synoptique de la carte.

une carte MDA et une carte couleur (EGA, VGA) dans ses slots... il suffit de trouver une vieille MDA ! Sur le PS2, au départ, le port imprimante est configuré en sortie ; pour passer en entrée il faut mettre le bit 5 du registre de commande à 1. Un logiciel, en Basic, pour détecter la possibilité d'activer ce mode «entrée» a été donné dans le précédent numéro traitant de ce sujet. Un lecteur a repris ce logiciel en Pascal, avec des améliorations. Cette version sera incluse dans la disquette relative à cet article (ou sur le serveur ERP).

## LE PLAN ÉLECTRIQUE

Le synoptique donné dans la figure 4 peut être décomposé en deux blocs. Le module de base et les modules de communication (quatre au maximum). Le module de base contient les circuits communs : le buffer du port Centronics, un registre tampon, les circuits de contrôle, l'oscillateur à quartz et une chaîne de division qui donnera les vitesses de transfert (baud-rate) pour le MIDI et les vitesses «classiques» ainsi que l'horloge E pour l'UART 6850. Le module de communication contient l'UART et les buffers nécessaires à une sortie MIDI ou RS232. La figure 5 donne le schéma électrique de l'interface et d'un module de communication, les trois autres sont identiques, des cavaliers servent à définir leurs adresses respectives ; cet ensemble pourra gérer quatre liaisons RS232/MIDI. Le montage s'articule autour du 6850, l'UART le moins coûteux. Il est prévu pour fonctionner autour des circuits et avec les signaux de la famille Motorola. Pour une utilisation en solitaire, il a fallu l'analyser à la loupe, le 74LS373 monté «bizarrement», en est la preuve. Bien évidemment, nous respectons les diagrammes des temps du constructeur... La pré-

sence du 74LS373 a été rendue nécessaire parce qu'il n'est pas possible d'étendre le cycle du signal d'horloge E. Le 74LS373 a bien ses entrées reliées sur ses sorties... Un 74LS245 assure l'isolement entre l'UART et le bus parallèle. En lecture des données par le PC, il envoie les données et dans l'autre sens, grâce à ses triggers de Schmitt, il améliore le rapport signal/bruit. D'autres configurations pour le flux des données auraient pu être choisies, mais c'est la simplification du cuivre qui a eu le dernier mot ! Le mini-séquenceur constitué du 74LS74 permet de générer la sélection (CS) du 6850 ; en lecture la donnée venant de celui-ci est mémorisée, dans le 74LS373.

## L'interface RS232 et MIDI

Le montage peut fonctionner soit en interface RS232, soit en MIDI. Dans la configuration MIDI JB est mis, la donnée sortant du 6850 par TXd est inversée deux fois, avant d'arriver sur la sortie MIDI out. De l'autre côté, l'opto-isolateur est relié directement sur l'entrée RxD. En mode RS 232, JM est mis, JB peut servir pour effectuer un test de bouclage. Ce montage est classique. L'ensemble des composants pourra être monté si on souhaite utiliser cette interface dans les deux modes, mais les prises RS232 et MIDI ne devront pas être utilisées en même temps.

## Le générateur d'horloge

La figure 6 résume les différentes divisions de la fréquence de référence pour obtenir les valeurs nécessaires. La configuration MIDI constitue le cas le plus simple. Le 4 MHz est divisé par quatre pour donner 1 MHz, c'est la valeur de E pour les 6850 bas de gamme (ni A ni B) ; on pourra passer à 2 MHz, avec les versions A ou B. Le mégahertz



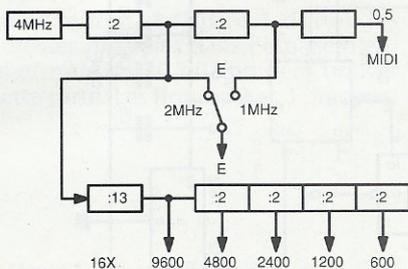


Figure 6 : plan de fréquence du générateur d'horloge en partant de 4 MHz.

Division	Vit.Int	Vit.Nor	%Erreur
13*16	19230	19200	0.16
13*32	9615	9600	0.16
13*64	4807	4800	0.16
13*128	2403	2400	0.16
....	...	...	...

gnaux de retour d'état : BUSY et ACK). Pour les trois autres signaux, il faut garantir la compatibilité avec l'interface Centronics à la mise sous tension et en fonctionnement «classique» de l'impression. A la remise à zéro du PC (mise en marche), le registre de contrôle est mis à 0 à cause des inverseurs mis sur certaines sorties, le PC positionne respectivement AUTO, SELD, et INIT à (1,1,0). Sur notre carte, l'état (1,1,0) ferme les buffers du 74LS245 et du 74LS73, il n'y a pas de conflit sur les lignes de données du port imprimante. L'état (1,0,1) sélectionne le buffer du 74LS245 en entrée, l'interface est configurée en réception, c'est le but recherché pour être compatible Centronics. La ligne INIT est reliée sur l'entrée CLOCK du 74LS175. Les programmes d'impression n'utilisent pas cette ligne puisqu'elle sert à initialiser l'imprimante, le programme

de configuration de l'interface l'utilise, il place R/W, RS, CS0, CS2 sur le port puis envoie une impulsion sur INIT.

Controle	STATUS
R/S=0 R/W=0	R/S=0 R/W=1
D0 Division	Rx data reçus
D1 Division	Tx prêts
D2 Format(nB,tP,nS)	DCD detection de porteuse (modem)
D3 Format(nB,tP,nS)	CTS Autorisation à transmettre
D4 Format(nB,tP,nS)	FE framing erreur, probleme avec les STOP/START
D5 RTS/IRQ TRANS	OVRN Overrun, plusieurs recus avant lecture
D6 RTS/IRQ TRANS	Parity Error
D7 IRQ RECEPTION	IRQ

Division: 0 division par 1, 1 par 16, 2 par 64, 3 reset du 6850.  
 Format: 0..7: 7e2,7o2,7e1,7o1,8s2,8,s1,8e1,8o1 Even(pair)/Odd/Sans  
 RST/IRQTRANS:0..3:0D,0E,1D,0Denvoi BRK sur tx Disable/Enable(autorise)

Figure 7 : registre du 6850

# BSO

## L'ALLIANCE DES COMPÉTENCES

Accessoires pour le test  
et la mise au point des composants VLSI

### DESORMAIS, AVEC NOS PRIX VOUS N'AVEZ PLUS LE CHOIX

**ADAPTATEURS POUR :**

- Emulateurs.
- Analyseurs logiques.
- Programmeurs.
- Prototypage.
- Testeurs.

**TECHNOLOGIES :**

- QFP, LCC, PGA, DIL, SOIC, SOJ, PLCC.
- 10 000 références au catalogue.

**BSO propose le meilleur de la Technologie**

<p><b>BOSTON SYSTEMS OFFICE</b> FRANCE</p>	<p>Tél. : 33 (1) 30 54 22 22 Fax : 33 (1) 30 54 24 02</p>
--	---

64, rue Claude CHAPPE  
78370 PLAISIR - FRANCE

### Ecriture et lecture des registres du 6850

Il faut dans un premier temps charger le 74LS175. L'état de départ est (1,0,1), on place (1,0,0), le mot (R/W, RS, CS0, CS2) sur le port de données, l'enregistrement s'effectue à l'envoi de (1,0,1). Si l'on a choisi une écriture (R/W = 0), il faut ensuite placer la donnée à écrire sur le port, puis générer l'impulsion STROBE. Pour la lecture c'est plus compliqué, il faut passer à l'état (1,1,1) (on en profite pour configurer l'interface PC en entrée), puis on génère le strobe afin de lire le registre du 6850. Cette donnée est mise dans le 74LS373, enfin on lit son contenu avec (0,0,1). La figure 7 donne la description des registres du 6850.

### L'IRQ du 6850

Pour assurer une compatibilité avec l'interface Centronics, il est nécessaire de savoir si l'UART est prêt à transmettre ; en autorisant l'IRQ du 6850 en transmission, on peut gérer le signal BUSY de l'interface. Dès la fin de la transmission, l'IRQ du 6850 se déclenche pour indiquer que l'UART est prêt à recevoir une nouvelle donnée, BUSY est rendu non actif (libre). Ce dispositif gère aussi le flux, la condition «UART prêt à transmettre» est vraie si le buffer de transmission est vide et si le signal RTS est non actif, en RS232 c'est cette ligne qui gère le flux (patte 20 sur la DB 25). Pour utiliser ce proto-

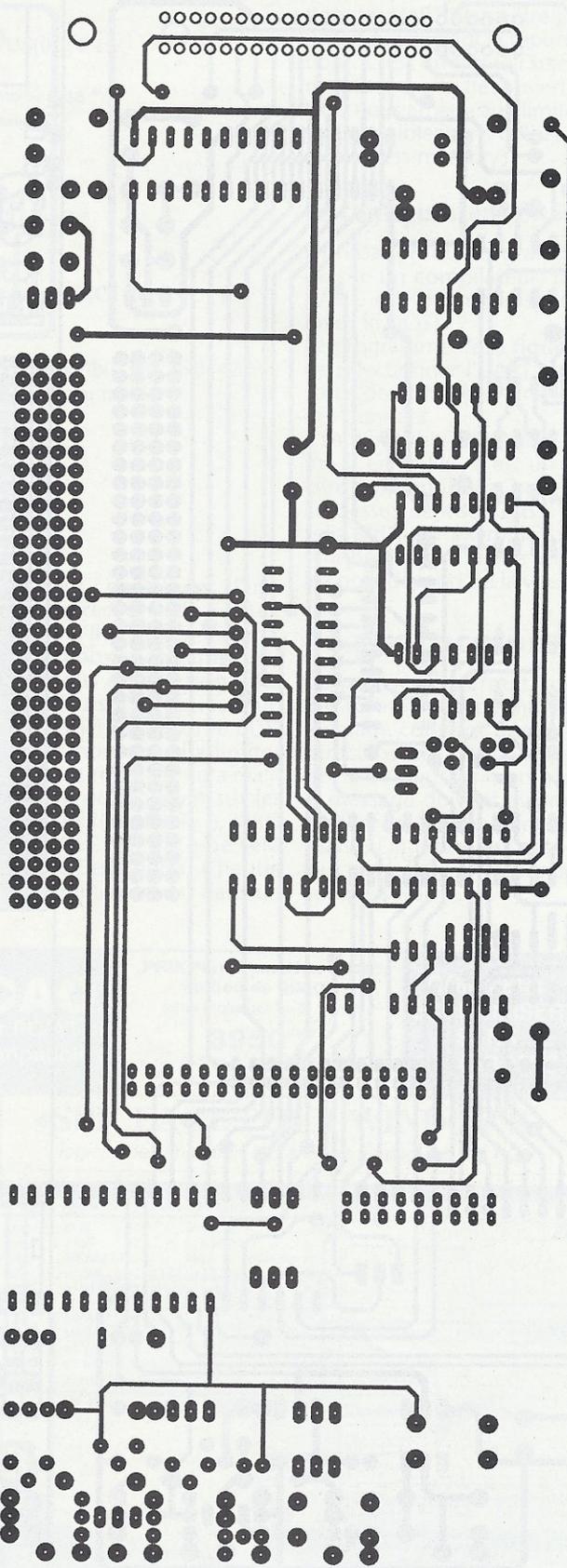
cole, il suffira de lancer le programme de configuration destiné à définir la sortie active sur les quatre et le format de configuration, ensuite toutes les commandes d'impression seront exécutées normalement. Les lignes d'IRQ des UART étant montées en «Ou câblé» (reliées ensemble), le logiciel de configuration désactive les IRQ des trois UART non sélectionnés.

## L'IRQ du PC

Dans le monde du PC, il est parfois difficile de savoir exactement qui utilise quoi ! D'origine, le PC peut être prévenu que le transfert de la donnée a eu lieu par une IRQ si le bit 4 du registre de contrôle est mis à 1. Cette IRQ provient du signal ACK de l'imprimante, elle indique que celle-ci a bien reçu le caractère, mais pas qu'elle peut recevoir le suivant, c'est le signal BUSY qui lui donne cette information. Quand l'IRQ est autorisée, le front descendant du signal ACK génèrera l'IRQ du PC réservé à l'imprimante : IRQ5 LPT2 (AT) ou IRQ7 LPT1 (XT, AT). Pour générer cette impulsion, un monostable a été utilisé, il génère une impulsion en fin d'attente (fin de BUSY). En toute rigueur, pour être conforme à la «norme», il aurait fallu que cette impulsion soit contenue dans le temps pendant lequel le signal BUSY est actif. Un double monostable a été prévu sur la carte à cet effet, mais une autre solution a été choisie (après avoir été testée), ceci pour une question de performance... En effet, si l'on ne veut pas avoir à commuter des résistances (ou des capacités) pour chaque vitesse de transmission, il faut générer l'interruption dans le temps qui correspond à la vitesse de transmission la plus rapide afin d'avoir l'impulsion d'IRQ pendant le signal BUSY actif à coup sûr. Le PC est interrompu peu de temps après le commencement du départ du caractère, mais il est obligé d'attendre la fin du signal BUSY. Dans notre solution, il est prévenu uniquement quand il peut envoyer le caractère suivant, ce qui est plus logique !

## RÉALISATION

La carte de base se compose des circuits communs et d'une interface de communication, une prise 34 points permet la connexion aux autres modules. Les modules des voies seront réalisés en reproduisant, en plusieurs exemplaires, le cuivre de la partie communication de la carte de base. Côté Centronics, un connecteur en nappe relie la carte à la prise Centronics femelle, celui-ci permet une utilisation de l'interface en parallèle avec une imprimante en utilisant une seconde prise Centronics (mâle) mise sur la nappe. Le montage proposé n'assure pas cette gestion ; pour cette option, ou pour optimiser la gestion du contrôle des UART (voir le chapitre extension du logiciel), nous avons prévu une surface pastillée sur le cuivre. La carte et son implantation sont données **figures 8 et 9**.



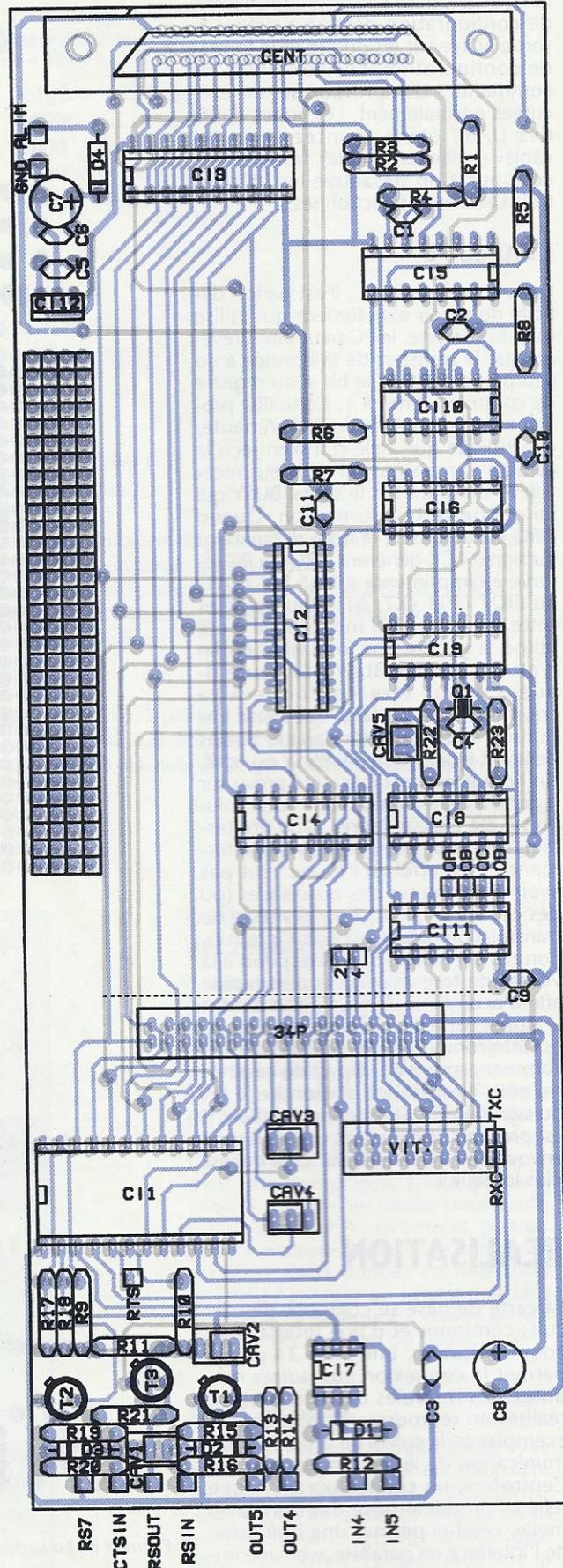
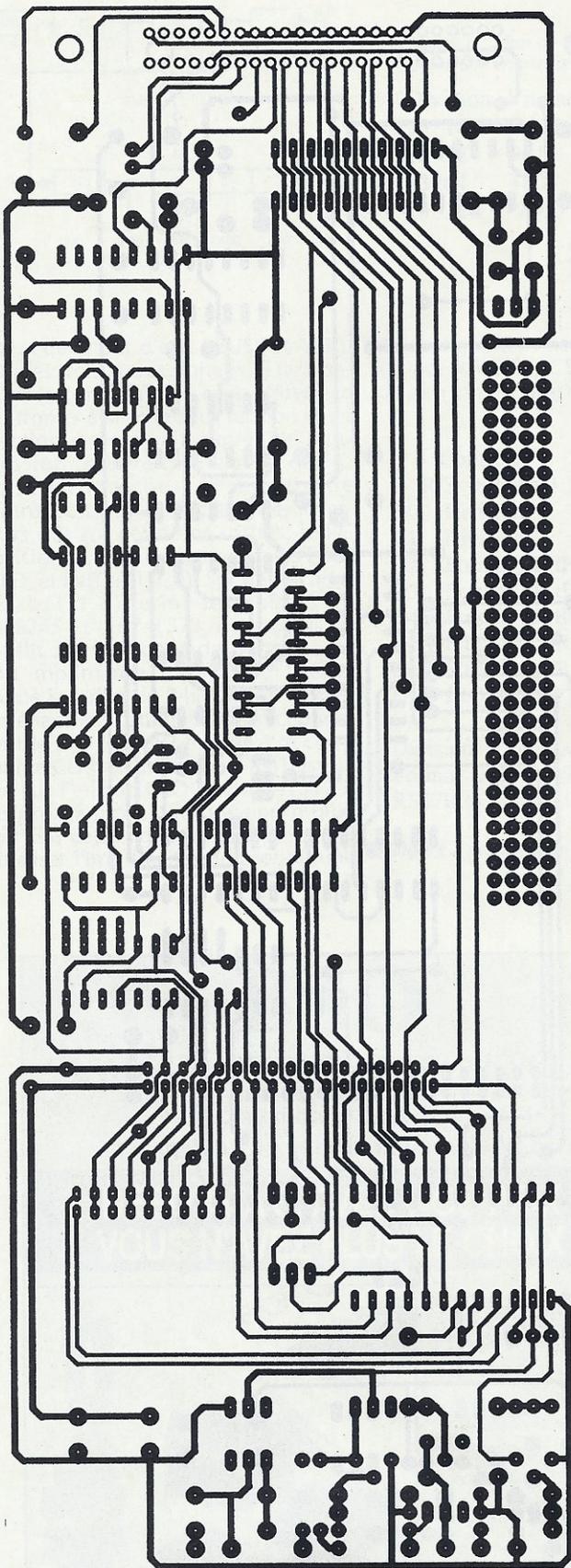
■ Figure 8 a : La carte côté composants.

## Le logiciel de base en C

Tout ceci semble compliqué ; toutefois, il suffit d'étudier le programme une fois pour toutes, et si il est correctement écrit nous n'aurons plus à nous en soucier. Le C se prête bien à l'écriture de ce type de programme. Le lo-

giciel permet d'assurer la gestion de la carte ; une fois lancé, il propose un menu.

La **figure 10** donne la fonction qui assure l'accès aux registres des 6850, elle peut certainement être optimisée. Pour commencer, il faut utiliser la commande qui détecte les ports imprimante, et détermine si ils sont bidirectionnels.



■ Figure 8b : Carte côté cuivre.

■ Figure 9 : implantation.

Si c'est le cas, tous les autres menus seront accessibles (mode terminal, espion...); dans l'autre cas, seule la transmission sera possible (sauf si aucun port n'a été trouvé).  
Le logiciel sélectionne la dernière interface bidirectionnelle trouvée (au mieux), par forçage (dans le menu) on

peut choisir une autre adresse. Le menu comporte aussi des commandes de tests en boucle, afin de faciliter la mise au point en cas de problème.

Pour chaque UART la configuration doit être définie.

## Mise en route

On commence par placer les cavaliers d'adresses des UART et le cavalier pour E, il faut ensuite choisir les vitesses de transmission (les prendre identiques). Lancer l'exécutable fourni (sur disquette ou serveur).

```

unsigned char Io_Port(AD,RS,RW,DATA,Z)
char AD; /* Adresse: 0 1 2 3 (4 UART Possible)*/
char RS; /* Register Select DATA(1) ou CMD/STATUS(0): 0 1*/
char RW; /* Ecriture a 0: 0 1*/
char *DATA; /* La DATA a ecrire, en lecture renvoie la data */
char Z; /* 32 64 128: bit de controle DIR */
{
char K;
K=4*AD+2*RS+RW;
outportb(PRND,K);outportb(CTRL,0x8);outportb(CTRL,0xC);
if(RW==0)
  /* declenchement ecriture */
  outportb(PRND,*DATA);outportb(CTRL,0x0D);outportb(CTRL,0x0C);
else
  /* declenchement lecture */
  outportb(CTRL,0x04+Z);outportb(CTRL,0x05+Z);outportb(CTRL,0x04+Z);
  outportb(CTRL,0x0E+Z);outportb(CTRL,0x0E+Z); /* cpu rapide */
  *DATA=inportb(PRND);
}
outportb(CTRL,0x0C);
};

```

Figure 10 : la fonction en C qui gère l'accès aux registres du 6850.

Un terminal, un autre PC utilisé en terminal, une imprimante SERIE, l'oscilloscope relié à la sortie caractères suffit au premier test... Ne pas brancher le câble d'imprimante, le logiciel propose la recherche des ports imprimante et détermine s'ils sont bidirectionnels ; suivant le cas, des menus différents apparaîtront, l'un n'offrant pas la possibilité de recevoir (mode unidirectionnel) ; dans ce cas, l'IRQ du 6850 est activé, un échantillonnage de BUSY assure la gestion du flux. Dans les deux menus, il existe le choix TEST de la liaison, un envoi continu de la lettre A est effectué jusqu'à l'appui d'une touche sur le clavier. En cas de problème, il faut procéder à la vérification de la carte, la boucle qui constitue ce test permet d'utiliser l'oscilloscope classique (sans mémoire) pour trouver l'erreur.

## Extension du logiciel

Le source du logiciel de base contient les drivers. Ceux-ci permettent l'accès au registre des 6850. Avec le port unidirectionnel, le test de l'UART prêt à transmettre est effectué en activant l'IRQ du 6850 en transmission, ce qui permet d'avoir l'état de l'UART sur l'entrée BUSY. Pour la gestion MIDI la transmission d'un octet prend environ 330 microsecondes, ce temps est largement suffisant à la gestion du circuit, bien que celle-ci soit plus lourde qu'avec un accès direct sur le BUS. Le transfert rapide de données nécessite une optimisation de la gestion des IRQ du PC (en bloquant les IT's par exemple !) afin d'être sûr de pouvoir répondre à l'interruption de réception d'un octet dans les temps. Nous ne rentrerons pas dans les détails dans le cadre de cette application sur les transferts de données haute vitesse toutefois... le 6850 permet des transferts jusqu'à 500 Kbits/s soit un octet toutes les 20 µs, en mode clock divisé par 1, dans ce mode l'horloge «bit» doit lui être fournie en même temps que les données. Pour réaliser une version haute vitesse de cette interface, le programme de réception devra être trans-

crit en assembleur ; dans le cas d'une transmission unidirectionnelle à haute vitesse, en gérant l'IRQ du PC, le signal ACK renvoie l'information au PC par interruption, nous obtiendrons des temps de réactions identiques à un montage directement relié sur le BUS. Pour pousser le montage aux limites de vitesse, un petit montage sera réalisé qui permettra de renvoyer sur les lignes d'états (PERROR, SELT...), l'IRQ de chaque 6850. L'interface ne sera plus compatible Centronics. Chaque UART sera utilisé uniquement dans un

seul sens, le temps de la boucle de gestion des UART devra être inférieur à 20 µs (en privilégiant la réponse en réception). C'est un très joli sujet de travaux dirigés pour la découverte du PC !... Ceci nous amène aux limites des transferts possibles sans utiliser la DMA (direct access memory).

## Le configurateur BASIC

L'utilisation du programme en C nécessite un compilateur, par contre le BASIC est toujours disponible sur PC (avec le DOS).

Le programme de la figure 11 permet de sélectionner l'UART qui assurera la sortie des caractères ainsi que le format des données.

Il sera possible de traduire le programme C en BASIC, c'est un moyen d'en faire l'apprentissage, pour les transferts au-dessus de 4800 bits/s (petit analyseur MIDI par exemple). Un compilateur BASIC plus rapide sera préférable, le choix dépend de la vitesse du PC.

## Le protocole MIDI

Ce protocole permet la commande des instruments de musique, chaque message contient une entête qui est caractérisée par la mise à 1 du huitième bit, tous les mots contenus dans le message doivent avoir ce huitième bit à zéro. Pour éviter les boucles de masse, l'interface est opto-isolée, il ne faut pas relier les masses des différents appareils MIDI.

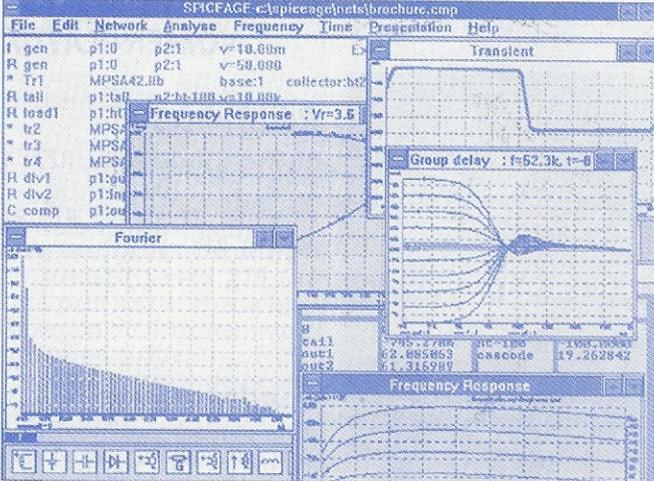
**CAO**  
sur PC/AT et  
compatibles

**PRIX "en promotion d'été"**  
au lieu de 4950<sup>FHT</sup>  
(offre prolongée au 31/12/92)

**3950<sup>FHT</sup>**  
ESSAYEZ... ET VOUS SEREZ  
CONVAINCUS !

**COMMENT  
ECONOMISER  
SANS  
COMPROMIS ?**

**«SPICEAGE POUR WINDOWS»**  
logiciel de simulation & d'analyse analogique sur PC



Une documentation complète et une disquette de démonstration interactive sont à la disposition GRATUITE des établissements d'enseignement et les professionnels de l'électronique, et au prix de 150 F ttc franco pour les particuliers.

**Multipower**

22, rue Emile Baudot  
91120 PALAISEAU  
FRANCE

Tél. : (33) 1.69.30.13.79  
Fax : (33) 1.69.20.60.41  
Télex : 603 103 F

**DISTRIBUTEUR EXCLUSIF DE TATUM LABS**

Vous trouverez sur notre serveur un driver compatible SB MIDI pour pouvoir utiliser l'interface avec les logiciels commercialisés qui fonctionnera en sortie uniquement. Mais nous avons à l'étude un second driver Windows que vous pourrez trouver prochainement sur notre serveur.

## EN CONCLUSION

Ce montage conçu de façon simple permettra d'avoir les performances qui dépendront uniquement du logiciel qui lui sera associé ! Lors de l'analyse de schémas (Apple, mais pas de l'IBM-PC XT d'origine !), on est quelquefois surpris par la simplicité de ceux-ci, le logiciel étant mis au maximum à contribution. Ce choix est économique, le matériel coûte pour chaque carte, le logiciel est développé qu'une seule fois, les performances sont « calibrées ». Cette interface dispose de ces caractéristiques, même si la réception (ou la transmission) d'un caractère est plus compliqué à mettre en œuvre qu'avec une carte PC sur le bus, le rapport de vitesse du bus PC (plus 10 mégabit/s) au MIDI (31 kbits/s) a permis la réalisation de celle-ci. Un lecteur, vu au salon Expotronic, nous avait demandé pourquoi, sur le programmeur de 68705P3, le 21 V était créé avec un transistor et une bascule D (la seconde moitié d'un 4013), alors qu'il existe (entre autres) le circuit TL 497 élévateur de tension ? La réponse fut simple, un 2N2222 et une bascule D coûte moins qu'un TL497 qu'il aurait fallu ajouter (et trouver), c'est « racain ! ». Cette remarque en passant ne veut pas dire que le paradis se trouve chez l'oncle Sam mais seulement qu'en France, il arrive que certains montages se transforment en véritable Tour Eiffel...

P. Achnard

```

1 CLS
2 PRINT "CONFIGURATEUR // RS232"
4 PRINT "COPYRIGHT X.FENARD 1992"
6 PRINT "SORTIE SUR INTERFACE // NORMAL"
7 PRINT "CONVERTISSEUR // SERIE,COMPATIBLE CENTRONIC"
20 PRINT "CHOIX DU PORT IMPRIMANTE: 1:DISPLAY(3BX) 2:PRINTER(37X)"
25 GOSUB 3100: REM DEFAULT
30 INPUT V
40 IF V = 1 THEN GOSUB 3000
60 GOSUB 1000: REM INIT ACIA
70 PRINT "CHOIX DE L'ACIA (0..3)"
80 INPUT AD%
100 PRINT "CONFIGURATION H/16": HOR% = 1
110 PRINT "Choisir le Format"
115 PRINT "8Bits: 4,5,6,7"
120 PRINT "7Bits: 0,1,2,3"
130 PRINT "2 Stops:0,1,4"
140 PRINT "1 Stop :2,3,5,6,7"
150 RS% = 0: INPUT CON%
160 DAT% = HOR% + 4 * CON% + 32: REM IRQ ON
170 GOSUB 4000
180 PRINT "FIN DE CONFIGURATION"
190 PRINT "La sortie IMPRIMANTE est redirigée"
195 PRINT "vers la liaison serie Nb:", AD%
999 END
1000 REM *****INIT DES L'ACIA*****
1010 FOR AD% = 0 TO 3
1020 DATS% = 3: RS% = 0: GOSUB 4000
1030 NEXT AD%
1040 RETURN
2999 REM
3000 REM ***** SOUS PROGRAMME RELATIF AU ADRESSES E/S
3001 REM **** Adresse pour le port Display
3010 PRND% = &H3BC: CTRL% = &H3BE: STATI = &H3BD
3030 RETURN
3100 REM **** Adresse pour le port printer
3110 PRND% = &H378: CTRL% = &H37A: STATI = &H379
3130 RETURN
4000 REM ***** SOUS PROGRAMME INTERFACE UART
4001 REM écrit dans le 6850 RS et a AD
4020 OUT PRND%, 4 * AD% + 2 * RS%: REM adresse
4030 OUT CTRL%, &H8: OUT CTRL%, &HC
4040 REM Data
4050 OUT PRND%, DAT%: OUT CTRL%, &HD: OUT CTRL%, &HC
4070 OUT CTRL%, &HC
4080 RETURN

```

■ Figure 11 : le configurateur en Basic.

## NOMENCLATURE

### Résistances :

R1, R16, R18, R20, R22, R23 : 4,7 kΩ  
 R2, R3, R21 : 100 Ω  
 R4, R5, R6, R7, R8, R11, R15, R19 : 22 kΩ  
 R9, R10, R17 : 10 kΩ  
 R12, R13, R14 : 220 Ω.

### Condensateurs :

C1, C2 : facultatifs  
 C3, C4, C5, C6 : 100 nF  
 C7 : 100 μF.

### Semiconducteurs :

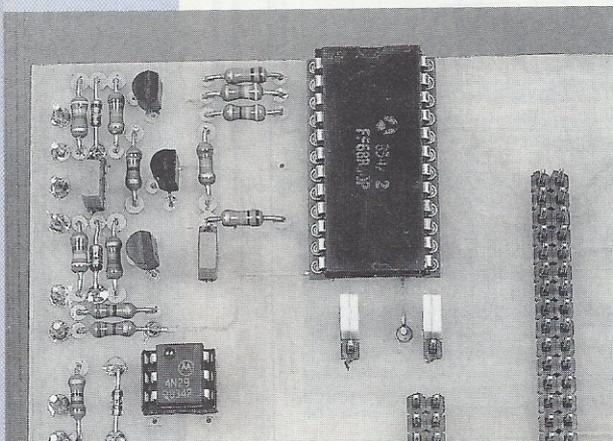
D1 à D3 : 1N4148  
 D4 : 1N4001  
 T1, T2 : 2N2222  
 T3 : 2N2907

### Circuits intégrés :

CI1 : 6850 Motorola  
 CI2 : 74LS373  
 CI3 : 74LS245  
 CI4 : 74LS175  
 CI5 : 74LS221 facultatif  
 CI6 : 7410  
 CI7 : optocoupleur 4N25  
 CI8, CI11 : 74LS393  
 CI9 : 7404  
 CI10 : 7474  
 CI12 : 7805.

### Divers :

Q1 : Quartz 4 MHz  
 1 connecteur CENTRONICS 36 points  
 1 connecteur 34 points  
 1 jeu de cavaliers de configuration sur support.



# UN CI DE COMMANDE DE MOTEUR PAS À PAS

Parallèlement à leurs applications

traditionnelles en positionnement de

précision, les moteurs pas à pas

peuvent aussi être utilisés pour toutes

sortes d'entraînements à vitesse

variable, un peu comme des moteurs

synchrones.

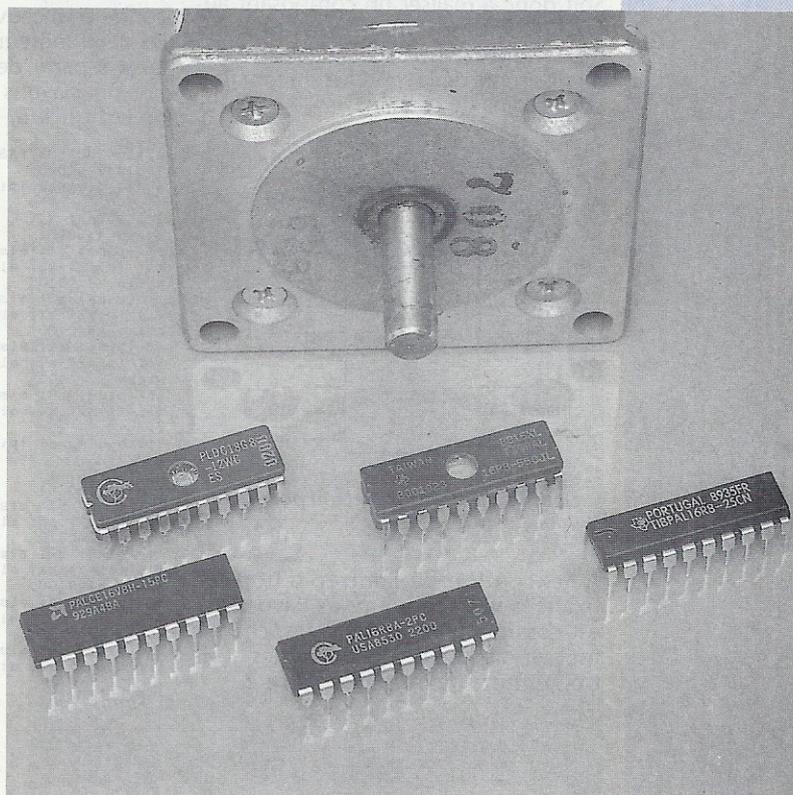
Leur commande, à l'aide de circuits de puissance fort simples, nécessite

cependant des signaux bien particuliers.

Pour ce genre d'applications, il existe une alternative intéressante à l'achat de

circuits intégrés (trop) spécialisés : la confection d'un composant spécifique à

partir d'un PAL ou d'un EPLD simple.



## UN PROBLÈME DE COMPTEURS

Chacun sait qu'un moteur pas à pas est constitué d'un rotor à aimant permanent, et d'un stator à grand nombre de pièces polaires magnétisées par deux jeux de bobinages séparés.

Moyennant des commutations de courant convenablement orchestrées, il est possible de faire « sauter » le rotor d'une paire de pôles à la suivante, ou même de le positionner entre deux paires de pôles consécutives (mode « demi-pas »).

Le principal intérêt de ce principe est que, moyennant certaines précautions, on peut arrêter net le moteur sur n'importe lequel de ces « pas », dont le nombre fixe la résolution de positionnement disponible. Mais si ce processus est répété de façon permanente, on obtient un mouvement de rotation comparable à celui d'un moteur synchrone alimenté en sinusoïdal : la vi-

tesse est étroitement liée à la fréquence.

La principale différence est que le mouvement est plus saccadé, mais il est infiniment plus facile d'introduire des fonctions de variation de vitesse, d'inversion de sens de marche, d'arrêt avec ou sans freinage, etc.

En effet, tout peut se ramener à bloquer ou saturer un ou deux transistors de puissance parmi quatre.

Les séquences de commande nécessaires peuvent naturellement être produites par microprogrammation, mais à vrai dire un simple compteur un peu particulier en fera tout autant, et de façon bien plus simple.

Sans même parler du mode demi-pas, à peine plus compliqué à mettre en œuvre, on peut déjà distinguer deux stratégies de commande différentes.

La plus simple consiste à alimenter tour à tour les quatre « phases » du moteur, et sera confiée à un premier circuit intégré que nous baptiserons arbitrairement « PG3040 ».

La seconde, qui présente l'avantage d'augmenter le couple disponible (mais au prix d'une consommation accrue), fera l'objet d'une variante nommée « PG3041 ».

Elle consiste tout simplement à alimenter simultanément deux phases consécutives.

Ces deux composants exclusifs seront obtenus par programmation d'un PAL 16R8, dont les huit bascules suffiront pour le pilotage de deux moteurs. Naturellement, l'horloge étant commune à toutes les bascules dans ce genre de PLD simple, la variation de vitesse agira sur les deux moteurs à la fois.

En revanche, les commandes de marche-arrêt et d'inversion de sens de rotation pourront être propres à chaque moteur.

Pour les applications nécessitant des variations indépendantes, il restera évidemment possible de ne commander qu'un seul moteur par circuit.

## DÉVELOPPEMENT SOUS PROLOGIC

Soit donc à réaliser un composant auquel nous avons attribué le brochage de la **figure 1** (mais il serait extrêmement simple de le modifier en fonction des besoins de chacun).

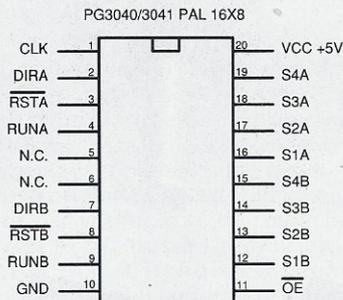


Figure 1 : le brochage retenu pour notre application.

A l'exception de l'entrée d'horloge fixant la vitesse qui, nous l'avons vu, est commune aux deux voies, chaque moteur dispose de quatre sorties et de trois entrées définies à la **figure 2**.

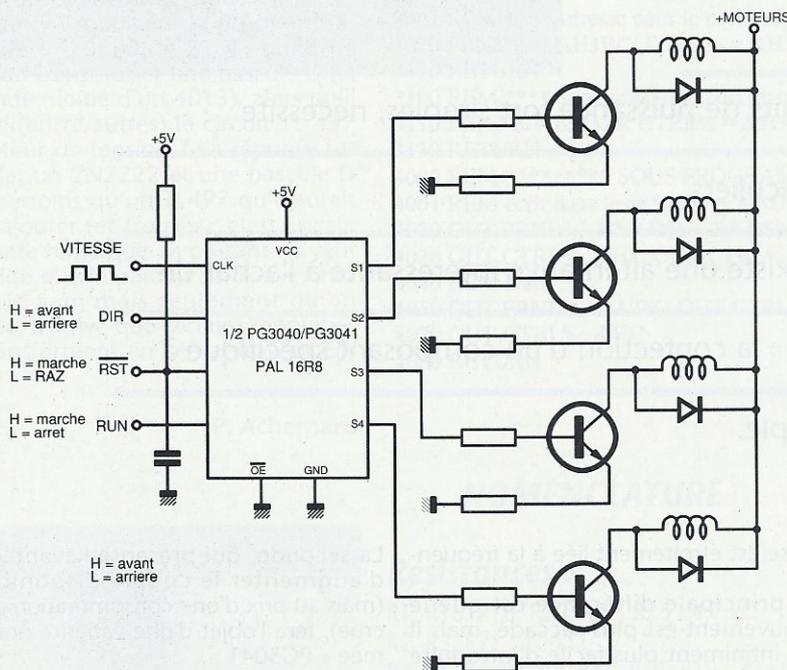


Figure 2 : le schéma fonctionnel de mise en œuvre du composant dédié.

- Quatre sorties pour les étages de puissance des quatre phases du moteur (quatre darlington NPN ou un quadruple driver « low side ») ;
- Une entrée /RST de remise à zéro des compteurs (surtout utile lors de la mise sous tension pour éviter l'apparition d'états illégaux) ;
- Une entrée DIR fixant le sens de rotation (c'est-à-dire une commande de comptage-décomptage) ;
- Une entrée RUN permettant la mise en marche et l'arrêt du moteur, sans « perte de pas » sauf problèmes d'inertie mécanique. Même arrêtés, les moteurs restent alimentés sur au moins une phase, ce qui assure leur maintien en position.

Un effet de « roue libre » (libération de ce freinage) peut être obtenu en agissant directement dans les étages de puissance, ou en mettant l'entrée /OE (broche 11) au niveau haut. Cette seconde manœuvre agit cependant sur les deux moteurs à la fois. C'est à partir de ce cahier des charges que nous avons écrit le « code-source » de la **figure 3**, sous la forme de deux

```

title (MOTEUR PAS A PAS)
include p16r8;
state_diagram !pin16,!pin17,!pin18,!pin19
{
if (!pin3) s1;
state s1=0001
if (pin4) s1; else
{if (pin2) s8; else s2;}
state s2=0010
if (pin4) s2; else
{if (pin2) s1; else s4;}
state s4=0100
if (pin4) s4; else
{if (pin2) s2; else s8;}
state s8=1000
if (pin4) s8; else
{if (pin2) s4; else s1;}
}
state_diagram !pin12,!pin13,!pin14,!pin15
{
if (!pin8) s1;
state s1=0001
if (pin9) s1; else
{if (pin7) s8; else s2;}
state s2=0010
if (pin9) s2; else
{if (pin7) s1; else s4;}
state s4=0100
if (pin9) s4; else
{if (pin7) s2; else s8;}
state s8=1000
if (pin9) s8; else
{if (pin7) s4; else s1;}
}

```

Figure 3

On pourra s'en servir avec n'importe quelle version de 16R8, effaçable ou non (TIBPAL 16R8 bipolaire ou TICPAL 16R8 CMOS chez TEXAS INSTRUMENTS, par exemple), mais des variantes sont nécessaires pour programmer des EPLD à vingt broches capables d'émuler le 16R8.

Nous offrons en téléchargement, dans l'archive PG3040.EXE, un fichier JEDEC « STEP.1JEX » destiné au PEEL 18CV8 d'ICT, et un fichier « STEP1.JEA » pour l'EP 320 d'ALTERA.

Le PG3041 est pour sa part développé à partir du code-source (STEP2.PLD) – F7 –, dans lequel les bascules sont positionnées deux par deux.

De la compilation sous PROLOGIC, il résulte le jeu d'équations – F8 – et le plan des fusibles – F9 – légèrement plus simples que les précédents.

Cela peut paraître paradoxal, car nous avons à première vue compliqué les choses !

En fait, comme les bascules du 16R8 travaillent en logique négative, nous avons supprimé des conditions imposant la mise à zéro de l'entrée D, ce qui simplifie d'autant les fonctions logiques à réaliser...

La transformation du PAL 16R8 en PG 3041 se fera cette fois à partir du fichier JEDEC « STEP2.JED » (F10).

Précisons que si on utilise des PALC 16R8 de marque CYPRESS (disponibles auprès de NEWTEK), on peut se contenter d'un programmeur très simple dont les plans figurent dans notre ouvrage COMPOSANTS ELECTRONIQUES PROGRAMMABLES (ETSF éditeur).

Mais on peut là encore faire appel à un PEEL 18CV8 ou à un EP 320, en utilisant respectivement les fichiers JEDEC « STEP2.JEX » et « STEP2.JEA » de notre archive téléchargeable « PG3041.EXE ».

Bien que la mise en œuvre de ces composants puisse sembler triviale, on ne perdra tout de même pas de vue que les étages de puissance doivent être dimensionnés en harmonie avec le travail qui leur sera demandé, et que les PAL étant des composants très rapides, de sérieux découplages s'imposent : des parasites de commutation mal absorbés auraient par exemple vite fait de faire sauter les compteurs dans des états illégaux où ils se bloqueraient à coup sûr, le 16R8 ne possédant pas suffisamment de « termes de produit » pour traiter ces combinaisons interdites.

Et bien entendu, l'électronique est une chose mais la mécanique en est une autre. Il ne faut pas demander à nos circuits intégrés de renverser les lois de la physique : pas question d'arrêter sur place un moteur pas à pas entraînant à une certaine vitesse une charge mécanique à forte inertie !

Bref, nous vous fournissons ces composants, à vous des les utiliser à bon escient. Les applications ne manquent pas !

Patrick GUEULLE

Les figures F7 à F10 sont disponibles en téléchargement ou sur disquette.

proLogic Compiler  
Texas Instruments V1.97  
Copyright (C) 1989 INLAB, Inc.  
Signal Specifications

```
pin16.d=
!pin16.q & pin17.q & pin18.q & pin19.q & pin3 & !pin4
!pin16.q & !pin17.q & pin18.q & pin19.q & pin3 & pin2
!pin16.q & pin17.q & pin18.q & !pin19.q & !pin2 & !pin4
!pin16.q & !pin17.q & pin18.q & pin19.q & pin4
!pin16.q & pin17.q & !pin18.q & pin19.q & pin3
!pin16.q & pin17.q & pin18.q & !pin19.q & pin4
!pin3

pin17.d=
!pin17.q & pin16.q & pin18.q & pin19.q & pin3 & !pin4
!pin17.q & pin16.q & pin18.q & !pin19.q & pin3 & !pin4
!pin17.q & !pin16.q & pin18.q & pin19.q & pin3 & !pin2
!pin17.q & pin16.q & !pin18.q & pin19.q & pin3 & pin2
!pin17.q & !pin16.q & pin18.q & pin19.q & pin4
!pin17.q & pin16.q & !pin18.q & pin19.q & pin4
!pin17.q & pin16.q & pin18.q & !pin19.q & pin4
!pin3

pin18.d=
!pin18.q & pin16.q & pin17.q & pin19.q & pin3 & !pin4
!pin18.q & pin16.q & !pin17.q & pin19.q & pin3 & !pin2
!pin18.q & pin16.q & pin17.q & !pin19.q & pin3 & pin2
!pin18.q & pin16.q & !pin17.q & pin19.q & pin4
!pin18.q & !pin16.q & pin17.q & pin19.q & pin3
!pin18.q & pin16.q & pin17.q & !pin19.q & pin4
!pin3

pin19.d=
!pin19.q & pin16.q & pin17.q & pin18.q & !pin4 & pin3
!pin19.q & !pin16.q & pin17.q & pin18.q & pin2 & pin3
!pin19.q & pin16.q & pin17.q & !pin18.q & !pin2 & pin3
!pin19.q & pin16.q & pin17.q & !pin18.q & pin4 & pin3
!pin19.q & !pin16.q & pin17.q & pin18.q & pin4 & pin3
!pin19.q & pin16.q & !pin17.q & pin18.q & pin3

pin12.d=
!pin12.q & pin13.q & pin14.q & pin15.q & pin8 & !pin9
!pin12.q & !pin13.q & pin14.q & pin15.q & pin8 & pin7
!pin12.q & pin13.q & pin14.q & !pin15.q & !pin7 & !pin9
!pin12.q & !pin13.q & pin14.q & pin15.q & pin9
!pin12.q & pin13.q & !pin14.q & pin15.q & pin8
!pin12.q & pin13.q & pin14.q & !pin15.q & pin9
!pin8

pin13.d=
!pin13.q & pin12.q & pin14.q & pin15.q & pin8 & !pin9
!pin13.q & pin12.q & pin14.q & !pin15.q & pin8 & !pin9
!pin13.q & !pin12.q & pin14.q & pin15.q & pin8 & !pin7
!pin13.q & pin12.q & !pin14.q & pin15.q & pin8 & pin7
!pin13.q & !pin12.q & pin14.q & pin15.q & pin9
!pin13.q & pin12.q & !pin14.q & pin15.q & pin9
!pin13.q & pin12.q & pin14.q & !pin15.q & pin9
!pin8

pin14.d=
!pin14.q & pin12.q & pin13.q & pin15.q & pin8 & !pin9
!pin14.q & pin12.q & !pin13.q & pin15.q & pin8 & !pin7
!pin14.q & pin12.q & pin13.q & !pin15.q & pin9
!pin14.q & !pin12.q & pin13.q & pin15.q & pin8
!pin14.q & pin12.q & pin13.q & !pin15.q & pin9
!pin8

pin15.d=
!pin15.q & pin12.q & pin13.q & pin14.q & !pin9 & pin8
!pin15.q & !pin12.q & pin13.q & pin14.q & pin7 & pin8
!pin15.q & pin12.q & pin13.q & !pin14.q & !pin7 & pin8
!pin15.q & !pin12.q & pin13.q & !pin14.q & pin9 & pin8
!pin15.q & pin12.q & !pin13.q & pin14.q & pin9 & pin8
!pin15.q & pin12.q & !pin13.q & pin14.q & pin8
```

proLogic Compiler  
Texas Instruments V1.97  
Copyright (C) 1989 INLAB, Inc.

Figure 4 : équations logiques (STEP1.PLD).

```
*N csidp16r8
*QP20
*QF2048
*F0
*L0000 11010110101011011111111111111111
*L0032 01100110111010111111111111111111
*L0064 10100101111010111111111111111111
*L0096 11100101011010111111111111111111
*L0128 11100110010101111111111111111111
*L0160 11100110101110111111111111111111
*L0256 11100110101110111111111111111111
*L0288 10100110101110111111111111111111
*L0320 01010110111011101111111111111111
*L0352 11101110010111011111111111111111
*L0384 11100110111010111111111111111111
*L0416 11011100110110111111111111111111
*L0448 11111011111111111111111111111111
*L0512 11100110100111011111111111111111
*L0544 11010110101011101111111111111111
*L0576 10100110111010111111111111111111
*L0608 01100101111011011111111111111111
*L0640 11101110011010111111111111111111
*L0672 11011011011011111111111111111111
*L0704 11011100110111111111111111111111
*L0736 11111011111111111111111111111111
*L0768 11100110101011011111111111111111
*L0800 01100110101111011111111111111111
*L0832 10011101010111011111111111111111
*L0864 11101110010111011111111111111111
*L0896 11100101111011011111111111111111
*L0928 11011110011011101111111111111111
*L0960 11111011111111111111111111111111
*L1024 1111111111111111101110011001010
*L1056 1111111111111111111001100110101
*L1088 1111111111111111111101010101110
*L1120 1111111111111111111101010100110
*L1152 11111111111111111111011001100101
*L1184 1111111111111111111111001010110
*L1280 11111111111111111111101010101010
*L1312 11111111111111111111101010001110
*L1344 111111111111111111111010101101010
```

proLogic Compiler  
Texas Instruments V1.97  
Copyright (C) 1989 INLAB, Inc.  
Fuse Plot

MOTEUR PAS A PAS  
p16r8 revision 89.2.11

	11	1111	1111	2222	2222	2233
	0123	4567	8901	2345	6789	0123 4567 8901
0	--X-	X--X	--X-	--X-	--X-	--X-
1	X--X	X--X	--X-	--X-	--X-	--X-
2	--X-	X--X	--X-	--X-	--X-	--X-
3	--X-	X--X	X--X	--X-	--X-	--X-
4	--X-	X--X	X--X	X--X	--X-	--X-
5	--X-	X--X	X--X	X--X	X--X	--X-
6	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX XXXX
7	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX XXXX
8	--X-	X--X	--X-	--X-	--X-	--X-
9	X--X	X--X	--X-	--X-	--X-	--X-
10	X--X	X--X	--X-	--X-	--X-	--X-
11	--X-	X--X	X--X	--X-	--X-	--X-
12	--X-	X--X	X--X	X--X	--X-	--X-
13	--X-	X--X	X--X	X--X	X--X	--X-
14	--X-	X--X	X--X	X--X	X--X	X--X
15	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX XXXX
16	--X-	X--X	--X-	--X-	--X-	--X-
17	X--X	X--X	X--X	--X-	--X-	--X-
18	X--X	X--X	--X-	--X-	--X-	--X-
19	X--X	X--X	--X-	--X-	--X-	--X-
20	--X-	X--X	X--X	--X-	--X-	--X-
21	--X-	X--X	X--X	X--X	--X-	--X-
22	--X-	X--X	X--X	X--X	X--X	--X-
23	--X-	X--X	X--X	X--X	X--X	X--X
24	--X-	X--X	X--X	--X-	--X-	--X-
25	X--X	X--X	--X-	--X-	--X-	--X-
26	XX--	--X-	X--X	--X-	--X-	--X-
27	--X-	--X-	X--X	--X-	--X-	--X-
28	--X-	X--X	--X-	--X-	--X-	--X-
29	--X-	--X-	X--X	--X-	--X-	--X-
30	--X-	--X-	X--X	--X-	--X-	--X-
31	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX XXXX
32	--X-	--X-	--X-	--X-	--X-	--X-
33	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
34	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
35	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
36	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
37	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
38	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX XXXX
39	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX XXXX
40	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
41	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
42	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
43	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
44	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
45	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
46	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
47	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX XXXX
48	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
49	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
50	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
51	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
52	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
53	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
54	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
55	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
56	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
57	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
58	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
59	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
60	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
61	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
62	--X-	--X-	--X-	X--X	X--X	X--X
63	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX XXXX

pin2 : 3 : 4 : 5 : 6 : 7 : 8 : 9 :  
pin1 18 17 16 15 14 13 11

Legend:  
X : Cell intact (JEDEC 0)  
- : Cell programmed (JEDEC 1)  
X- : True input term, Complement register term  
-X : Complement input term, True register term  
XX : Any XX pair in a product term yields product term 1  
-- : No input term (don't care). A product term comprising entirely of -- yields product term HIGH.

Figure 5 : le plan de fusibles.

```
*L1376 11111111111111111111111111111111
*L1408 11111111111111111111111111111111
*L1440 11111111111111111111111111111111
*L1472 11111111111111111111111111111111
*L1536 11111111111111111111111111111111
*L1568 11111111111111111111111111111111
*L1600 11111111111111111111111111111111
*L1632 11111111111111111111111111111111
*L1664 11111111111111111111111111111111
*L1696 11111111111111111111111111111111
*L1728 11111111111111111111111111111111
*L1760 11111111111111111111111111111111
*L1792 11111111111111111111111111111111
*L1824 11111111111111111111111111111111
*L1856 11111111111111111111111111111111
*L1888 11111111111111111111111111111111
*L1920 11111111111111111111111111111111
*L1952 11111111111111111111111111111111
*L1984 11111111111111111111111111111111
*CAC91
*W5A5
```

Figure 6 : le fichier JEDEC.



# GESTION DE PLUSIEURS INTERFACES SERIE

Les interfaces série asynchrones sont

très utilisées dans de nombreuses

applications : monnayeurs, lecteurs de

codes à barres, minitel, réseaux de

contrôle d'automates, modems. Tous

utilisent cette interface pour

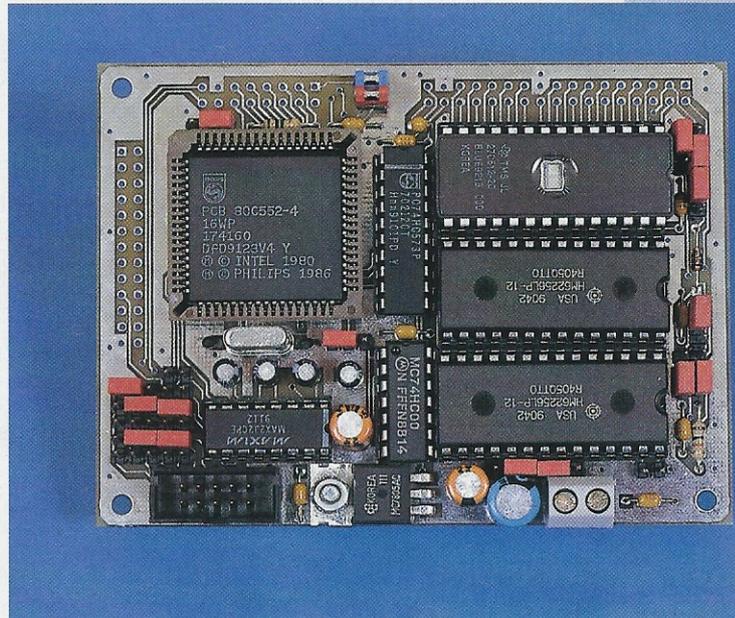
communiquer avec le calculateur.

Les microcontrôleurs modernes

intègrent généralement une interface série asynchrone. Malheureusement, la

multiplicité des périphériques à contrôler nécessite souvent plusieurs interfaces

série.



Ainsi, par exemple, on désirera commander un minitel et un lecteur de codes barre ou bien un modem et un monnayeur, etc. La solution généralement adoptée est l'acquisition d'un boîtier périphérique qui gèrera les interfaces série supplémentaires. Dans le cas où le débit binaire des périphériques est lent (1200 ou 2400 bauds) il est possible de gérer entièrement par programme plusieurs interfaces série. On pourra ainsi avec un simple 80C51 gérer trois interfaces série (avec l'interface hardware) simultanément.

Le programme utilisera une interruption périodique dont la période sera égale au quart de la durée d'un bit. A 1200 bauds, la durée d'un bit est de 833 µs, un timer (le timer 1) sera donc utilisé pour générer une interruption périodique toutes les 208,33 µs. Cette interruption sera l'interruption la plus prioritaire de l'application (registre IP). On pourra d'ailleurs se servir de cette interruption pour gérer les bases de temps utiles dans le reste du programme. Si le quartz utilisé est un 11,0592 MHz, le temps entre deux interruptions sera un nombre entier de cycle, en l'occurrence 192 cycles, ce qui nous

```

RX_PIN EQU 090H ; P1.0 ligne de reception de donnée (RxD soft)
TX_PIN EQU 091H ; P1.1 ligne de sortie de donnée (TxD soft)
MSB EQU 0
LSB EQU 1
RSEG SEGMENT_DATA
RX_CPT: DS 1 ; automate de la rs RXD
TX_CPT: DS 1 ; automate de la rs TXD
TX_BIT: DS 1 ; compteur de bits TX
RS_ACC: DS 1 ; accumulateur de bit
RS_RX: DS 1 ; donnée recue
RS_TX: DS 1 ; donnée émise
RSEG SEGMENT_BIT
SFT_RI: DBIT 1 ; flag donnée disponible dans RS_RX
SFT_TI: DBIT 1 ; flag interface d'émission libre

```

```

; PROGRAMME D'INTERRUPTION
; l'interruption est générée par le timer0 toute les 192 cycles soit tous les
; 1/4 bits pour une vitesse de transmission de 1200Baud (avec un Xtal a 11.059)

```

```

ITEMPS: PUSH PSW ; 2 cycles + 9 cycles de latence max
        PUSH ACC ; 2 cycles

```

```

; gestion de la RS soft en emission (max 21 cycles, 2 cycles si pas d'emission)

```

```

RSEMIT: JB SFT_TI,RSTEND
        MOV A,TX_CPT
        ANL A,#00001111B ; isole les ticks
        JZ RSEMIE ; exécute l'état courant
        DEC TX_CPT ; décremente le compteur de ticks
        SJMP RSTEND ; 9 cycles depuis RSEMIT

```

```

; tous les 4 ticks
RSEMIT: MOV A,TX_CPT ; prend l'état de l'automate
        JNZ TXISAC ; 9 cycles depuis RSEMIT
; etat 0 : preparation de l'émission
TXSTAR: CLR TX_PIN ; bit de start (TX_PIN à 0)
        MOV TX_CPT,#13H
        MOV TX_BIT,#8
        SJMP RSTEND ; 16 cycles depuis RSEMIT
TXISAC: CJNE A,#10H,ISTXST
; etat 1 : decalage des huit bits
TXACCU: MOV A,RS_TX
        RRC A ; décale le buffer d'émission
        MOV RS_TX,A
        MOV TX_PIN,C ; sort le bit sur la ligne d'émission
        DJNZ TX_BIT,TXACCO
        MOV TX_CPT,#23H ; état suivant si dernier bit
        SJMP RSTEND
TXACCO: MOV TX_CPT,#13H ; même état si il reste encore de bits
        SJMP RSTEND ; 22 cycles depuis RSEMIT
ISTXST: CJNE A,#20H,TXEND
; etat 2 : envoi du bit de stop
TXSTOP: SETB TX_PIN
        MOV TX_CPT,#33H
        SJMP RSTEND ; 18 cycles depuis RSEMIT
; etat 3 : fin de l'émission
TXEND: MOV TX_CPT,#0 ; automate à 0 pour prochaine émission
        SETB SFT_TI ; 15 cycles depuis RSEMIT
RSTEND:
;
; gestion de la RS soft en reception (max 21 cycles, 9 cycles si attente)
;
RSSOFT: MOV A,RX_CPT
        ANL A,#00001111B ; isole le compteur de ticks
        JZ RCV
        DEC RX_CPT
        SJMP ENDRS ; 7 cycles depuis RSSOFT
RCV: MOV A,RX_CPT
        JNZ RCVST1
; etat 0 : attend le bit de start
WTSTAR: JB RX_PIN,ENDRS ; si pas de start, attend (9 cycles)
        MOV RX_CPT,#11H ; sinon automate état suivant
        SJMP ENDRS ; (prochain test après le temps de 1/2 bit)
RCVST1: CJNE A,#10H,RCVST2
; etat 1 : est-ce un bit de start ?
ISSTAR: JB RX_PIN,ISSTA0 ; faux bit de start, réinitialise
        MOV RS_ACC,#80H ; initialise l'accumulateur de bits
        MOV RX_CPT,#23H ; état suivant
        SJMP ENDRS
ISSTA0: MOV RX_CPT,#0 ; faux bit de start, automate à 0
        SJMP ENDRS
RCVST2: CJNE A,#20H,ISSTOP
; état 2 : accumule les 8 bits
ACCUBT: MOV C,RX_PIN ; charge la carry avec la ligne rs
        MOV A,RS_ACC
        RRC A ; accumule le bit
        MOV RS_ACC,A
        JNC ACCUB0
        MOV RX_CPT,#33H ; si dernier bit, etat suivant
        SJMP ENDRS
ACCUB0: MOV RX_CPT,#23H ; sinon, même état
        SJMP ENDRS ; 21 cycles depuis RSSOFT
; etat 3 : est-ce un bit de stop ?
ISSTOP: MOV RX_CPT,#0
        JNB RX_PIN,ENDRS ; pas de stop, erreur, sort
        MOV RS_RX,RS_ACC ; transfere l'accumulateur de bits
        SETB SFT_RI ; marque donnée recue
ENDRS: POP ACC ; 2 cycles
        POP PSW ; 2 cycles
        RETI ; 2 cycles
;
; lecture et écriture d'un caractère A depuis l'interface soft
;
GET_SF: JNB SFT_RI,GET_SF
        CLR SFT_RI ; remet le flag donnée reçu a 0
        MOV A,RS_RX ; et prend la donnee
        RET
PUT_SF: JNB SFT_TI,PUT_SF ; attend la fin de la transmission
        MOV RS_TX,A ; transfère la donnée
        CLR SFT_TI ; et démarre la transmission
        RET

```

donne un temps de traitement maximum de l'interruption de  $192 - 11 = 181$  cycles ; les routines de réception et d'émission prennent au maximum 21 et 22 cycles, ce qui laisse du temps pour d'autres traitements. La routine de réception de caractères est gérée sur la base d'un automate à 4 états :

- le premier état est l'attente d'un bit de start.
- le deuxième état est la vérification du bit de start.
- le troisième état est la saisie des huit bits envoyés par le périphérique.
- Le quatrième état est la vérification du bit de stop.

A la fin de chaque état si le déroulement est normal, l'automate passe dans l'état suivant.

Deux variables contrôlent l'automate (regroupées dans un seul octet). La première contient le numéro de l'état courant, la deuxième est un compteur de temps qui permet de définir à quel moment un état donné est actif.

- Etat 0 : à chaque interruption, le programme teste l'état de la ligne de réception de données, si cette ligne est haute, pas de changement d'état, sortie de l'interruption, si la ligne est basse, charger le compteur de ticks avec une valeur correspondant à un demi-bit et la variable d'état à 1 puis sort.

- Etat 1 : si le compteur n'est pas arrivé à échéance, sortir, sinon, tester la ligne de réception de données. Si la ligne est toujours basse, charger le compteur de ticks avec la valeur correspondante à un bit et faire progresser l'état de l'automate à l'état 2.

Si la ligne est haute, faux bit de start, revenir à l'état 0.

- Etat 2 : si le compteur n'est pas arrivé à échéance, sortir sinon accumuler la valeur lue sur la ligne de réception, charger le compteur de ticks avec la valeur correspondante à un bit. Si le dernier bit est chargé, passer à l'état suivant, sinon rester dans le même état.

- Etat 3 : si le compteur n'est pas arrivé à échéance, sortir, sinon, tester la ligne de données à l'état haut. Si c'est le cas (bit de stop) transférer la valeur accumulée dans le registre de données, positionner le flag donnée prête puis revenir à l'état 0.

Le programme du **listing 1** se comporte exactement comme l'interface hardware. Pour lire un caractère, l'utilisateur doit tester le bit SFT\_RI (pendant du bit RI).

Si ce bit est à un, la donnée est prête dans le registre RS\_RX.

Une routine similaire associée au registre RS\_TX et au bit SFT\_TI gère aussi l'émission d'un caractère.

Le listing complet ainsi qu'un exécutable gérant une file de réception de caractères sont disponibles sur le serveur ERP.

J.L. Vern

# L'ACCESS BUS\* : L'INTERCONNEXION FACILITEE

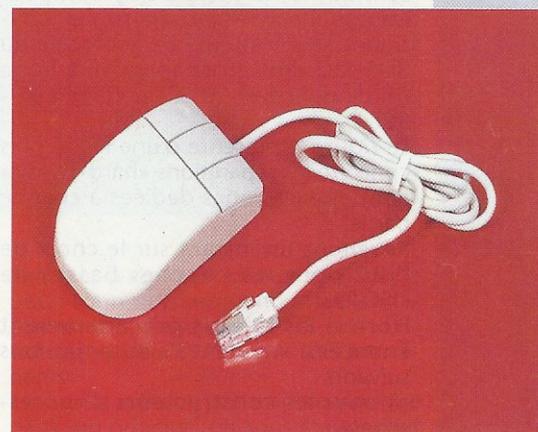
Encore un nouveau bus ? Non, il s'agit  
seulement d'un cousin d'Amérique de  
l'I2C. Vous avez souvent remarqué  
lorsque vous utilisez votre mini-ordinateur  
personnel, PC ou compatible, le nombre  
inquiétant de périphériques qui y sont  
reliés :

- clavier (normal ou spécialement dédié), imprimante parallèle, une liaison RS 232...,
- une autre pour la souris,
- une troisième RS232 pour la «track-ball»,
- (encore !) une autre pour le plotter,

puis :

- les joysticks, les scanners/digitaliseurs, les light pens,
- les tablettes, les modems, lecteurs de cartes magnétiques,
- les lecteurs de codes à barres, etc.

Chacun via sa carte add-on spécifique !



*Une souris toute bête qui se raccorde très facilement grâce à l'Access Bus.*

Que de fils pour tous ces ACCESSOIRES. Certaines grandes sociétés ont ainsi chiffré le coût de chacune de ces prises en termes de connectique, d'électronique associée, de problème de compatibilité (mécanique et logicielle), de maintenance, et ont abouti à un prix moyen élevé (de l'ordre de 70 F) par prise.

Ceci a conduit à reconsidérer complètement la façon de distribuer les liaisons aux ACCESSOIRES externes à un

mini-ordinateur, en l'occurrence le PC, afin de diminuer les coûts et optimiser l'aspect facilité de raccordement des ACCESSOIRES (voir figure 1). C'est ainsi qu'est né l'ACCESS-BUS.

Ah oui, nous avons oublié de vous préciser quels étaient les heureux papas de ce charmant bébé. Il s'agit de deux modestes compagnies, la première DIGITAL (nouvelle appellation de DEC, vous savez, les ordinateurs, les stations de travail...), la seconde PHILIPS (avec

entre autres dans le domaine concerné les générations montantes de CDI et MULTIMEDIA...).

A ce jour, plus de vingt sociétés et non des moindres (voir figure 2) se sont mises d'accord pour se fédérer autour d'un même protocole supporté par une couche physique déterminée.

\* ACCESS BUS marque déposée par DEC (Digital Equipment Corporation)

Voici pour l'historique de ce bus. Passons maintenant au contenu et au contenant.

## MAIS QUE VIENT FAIRE UN TEL SUJET «MINI-ORDINATEUR» DANS ERP ?

Excellente question !  
Première réponse : et pourquoi pas ?  
Deuxième réponse : ce n'est qu'un alibi, car vous qui avez déjà beaucoup travaillé avec des composants I2C vous allez considérer toutes les réalisations que vous avez déjà effectuées comme des ACCESSOIRES de PC et le tour sera joué !

### Le contenant

Tout système de communication bien conçu se plie aux fameuses couches ISO/OSI et l'ACCESS-BUS s'y conforme ; la **figure 3** indique comment chaque couche est remplie. Dans le prochain article, nous vous détaillerons comment celles-ci sont remplies.

Les couches supérieures («session, présentation, application») sont directement reliées à l'environnement logiciel ou machine.

La couche de «transport» dépend directement du protocole ACCESS-BUS, mais un protocole n'est rien si personne ne le transporte, or pour le transporter il est nécessaire d'avoir un moyen de transport fiable, connu, économique, d'emploi facile, de sources multiples pour trouver des composants utilisables, de nombreuses fonctionnalités, etc.

C'est donc pour ces nombreuses raisons qu'il a été choisi d'employer pour les couches «réseau, liaison et physique» le mécanisme du protocole du BUS I2C sans en changer une ligne (ni de données - SDA - ni d'horloge - SCL -).

La **figure 4** présente d'une façon plus concrète les séparations «hard», «soft» ainsi que les zones dédiées à chaque partie.

Revenons un instant sur le choix de l'I2C pour les couches basses de l'ISO/OSI.

Hormis les raisons précédemment énoncées, viennent s'ajouter les faits suivants :

- a) pour les constructeurs d'«accessoires» :
  - l'I2C ne coûte pas cher à implémenter ;
  - c'est un système «ouvert» car les vendeurs de systèmes ou de périphériques n'ont pas de frais de licence ou de royalties à payer du moment qu'ils achètent les composants I2C chez des fabricants de composants eux-mêmes déjà licenciés,
  - le bus I2C satisfait les normes de non-rayonnement FCC,
  - il supporte davantage d'«accessoires» à moindre coût,
- b) pour les revendeurs et les distributeurs :



Figure 1 : l'ACCESS BUS permet de chaîner tous ces périphériques avec un seul point d'accès à la carte s'enfichant dans l'ordinateur.

### Les membres ABIG (Access Bus Industry Group)

AMP, Inc.  
Ceibo, Ltd.  
Computer Access Technology Corp.  
Digital Equipment Corporation  
Discrete Time Systems Corp.  
Honeywell Keyboard Division  
Input Technologies, Inc.  
ITAC Systems, Inc.  
Kensington Microware Limited  
Lexmark International, Inc.  
Logitech, Inc.

Micro Computer Control Corp.  
Molex Inc.  
Mouse Systems Corp.  
New Idea Electronic Co., Ltd  
Nexus Applied Research, Inc.  
Penny & Giles Computer Products Ltd  
Philips/Signetics  
Robert Clemens Research & Development  
Summagraphics Corp.  
Sun International, Inc.  
Welch Allyn, Inc.

Figure 2 : les sociétés membres.

### OSI Model of ACCESS.bus Application

OSI = Open System Interconnection model

OSI Model	ACCESS.bus system
7: Application Layer	PC / Workstation
6: Presentation Layer	PC / Workstation
5: Session Layer	PC / Workstation
4: Transport Layer	ACCESS.bus
3: Network Layer	I2C / ACCESS.bus
2: Link Layer	I2C
1: Physical Layer	I2C

Figure 3 : les différentes couches ISO.

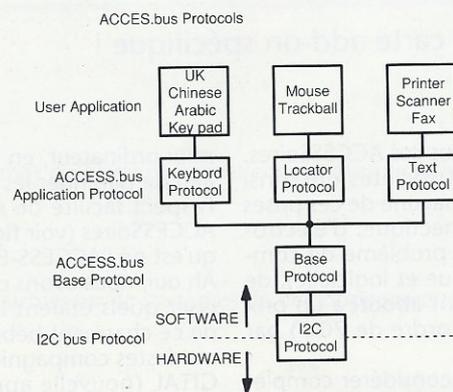


Figure 4

- il présente l'avantage de réduire le nombre d'articles en magasin donc de réduire les coûts de gestion de stock et d'inventaire.

c) pour les utilisateurs finaux :

- plus grande facilité pour l'utilisateur final non expert en mini-ordinateur de raccorder un vaste choix «d'accessoires».

mais attention seulement 14 participants ont le droit d'être présents en même temps- le deuxième octet a pour signification d'indiquer l'adresse du maître émettant.

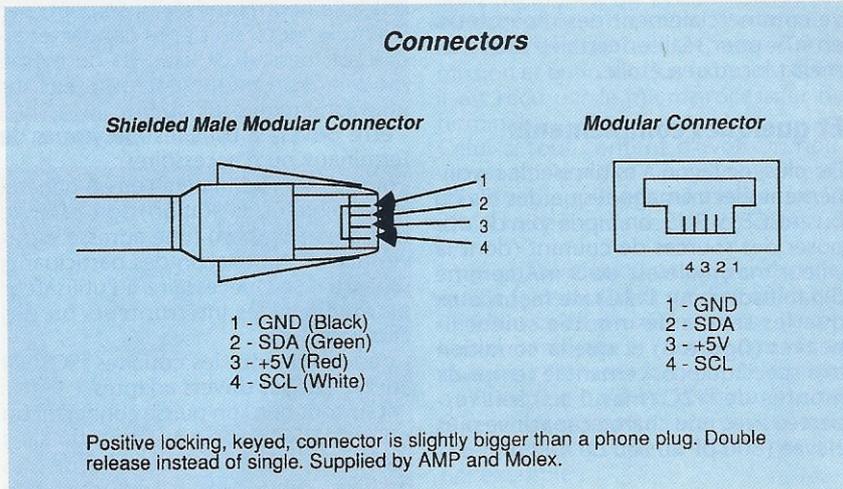
Nous avons donc affaire à un système potentiellement multi-maîtres. Le MSB du troisième octet contient un «Protocol Flag» (Pr) ayant pour but de

déclarer le type de contenu du message envoyé :

Pr = 0, ce ne sont que des données.

Pr = 1, ce ne sont que des ordres de commandes ou d'états.

Les autres bits de cet octet indiquent le nombre d'octets de données qui vont suivre (de 0 au maximum de 127 octets).



■ Figure 6 : les connecteurs normalisés.



■ La carte à enfiger dans le PC.

## Le contenu

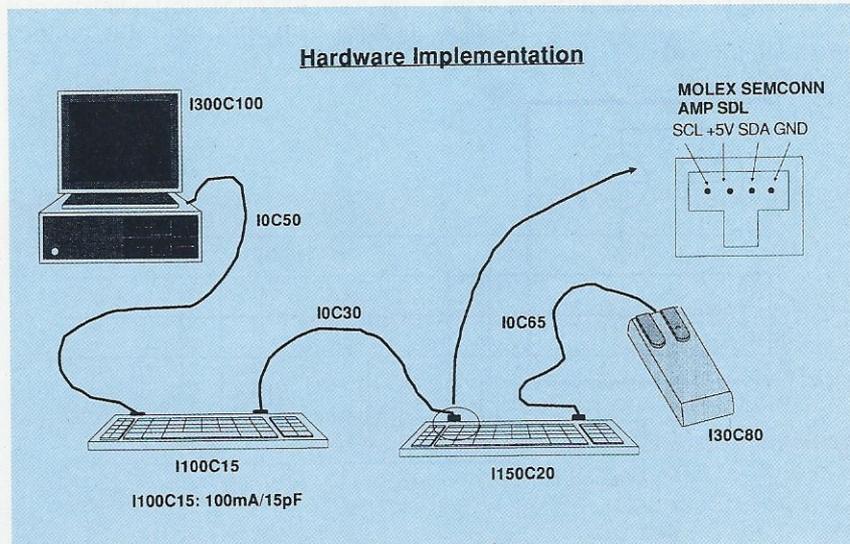
La locomotive I2C (START condition, octet, ACK...) et les wagons (octets, ACK, octets, ACK...) étant sur les rails, tout est alors permis pour remplir ces derniers d'un contenu spécifique à des applications plus dédiées (ce qu'on appelle en termes savants «une encapsulation de protocole dans un autre»), mais en bénéficiant bien sûr de l'effet de masse du côté composants, donc de coût réduit.

Ce contenu est le second fondement profond de l'ACCESS-BUS. Examinons pour commencer le format du message.

## Format du message

Le format du message est donné figure 5 dans lequel on reconnaît facilement la structure I2C décrite ici octet par octet.

Comme vous pouvez vous en rendre compte, le contenu des octets n'a plus le même sens.



■ Figure 7 : le raccordement HARD, on ne peut plus simple.

### Message Format

Byte Number	1	Bit Number	8	
1	S	DESTINATION ADDRESS	0	A
2		SOURCE ADDRESS	0	A
3	Pr	LENGTH		A
4		BODY		A
.....				
length + 4		checksum	A	P

Slave Receiver Address  
Master Transmitter address  
Protocol Flag, Number of Data Bytes  
0... 127 Data Bytes  
XOR of ALL Previous Bytes

S : Start Condition  
P : Stop Condition  
A : Acknowledge  
Pr : Protocol Flag ( Pr=0 : body is data ; Pr=1 : body is control/status)

En effet, bien que le premier octet décrive encore l'adresse de l'esclave récepteur -127 adresses disponibles...

■ Figure 5 : le format du message ACCESS bus.

Enfin, le wagon de queue de tout ce petit train contient un «checksum» construit en faisant un XOR (un «OU exclusif») de TOUS les octets précédents.

Tout cela n'étant pas trop compliqué dans son principe, passons maintenant à l'implémentation matérielle et logicielle de l'ACCESS-BUS.

## L'IMPLEMENTATION MATÉRIELLE

### Commençons par la prise

Le type de prise choisie pour le raccordement à l'ACCESS-BUS est similaire à celle employée pour raccorder le com-



■ Une connectique normalisée, ici une boîte de «raccord».

biné téléphonique à l'appareil lui-même (MOLEX, SEMCONN ou AMP SDL). La **figure 6** donne le brochage retenu et rien ne vous empêche dès à présent de choisir exactement cette prise et ce brochage pour réaliser vos liaisons I2C actuelles, on n'est jamais trop prudent.

### Puis la ligne

Après bien des hésitations, il a été retenu que le terminal délivrerait 5 V (de 50 mA min à 1 A max et généralement 500 mA) et supporterait une charge capacitive maximale de 800 pF.

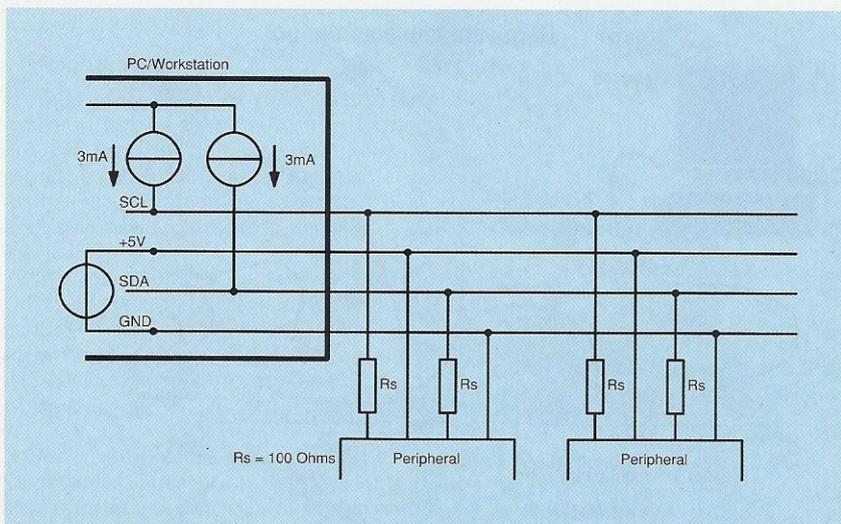
La **figure 7** vous indique la façon de relier tous les accessoires présents sur le bus (montés en Daisy Chain) et donne

aussi une façon simple de dénommer les performances des accessoires au niveau de leur consommation et de leur capacité ramenée sur le bus jusqu'aux fatidiques 500 mA environ et 800 pF permettant de satisfaire la norme du protocole de 14 accessoires maximum opérant simultanément sur le bus. Ceci amène à environ huit mètres de longueur de bus maximale et un débit de 80 kbits/s.

Actuellement, aux Etats-Unis, on trouve commercialement des répartiteurs en «T» pour réaliser certains branchements locaux en étoile.

### Et quelques compléments

De plus, de façon à minimiser le rayonnement électromagnétique des fils du bus ACCESS-BUS, on a pris soin de disposer des sources de courant (dont la valeur maximale est de 3 mA comme d'habitude pour l'I2C) de façon à ce que les temps de montée soient linéaires (**figure 8**) et que la condition très spécifique concernant le temps de montée de l'I2C (max 1 µs) soit respectée avec une charge capacitive plus élevée (800 pF au lieu de 400 pF).



■ Figure 8 : les impératifs électriques à respecter.

### Standard ACCESS.bus Base Protocol Messages

Pr=1  
Command byte is byte #4 of message

COMPUTER-TO-DEVICE		DEVICE-TO-COMPUTER	
COMMAND	OPCODE	COMMAND	OPCODE
Reset()	0xF0	Attention(status)	0xE0
Identification Request()	0xF1	Identification Reply(ID string)	0xE1
Capabilities Request(offset)	0xF3	Capabilities Reply(offset, data fragment)	0xE3
Assign Address(ID string, new address)	0xF2	Interface Error()	0xE4

■ Figure 9 : les échanges préliminaires lors du raccordement d'un périphérique au bus.

## L'IMPLEMENTATION LOGICIELLE

Cette partie est beaucoup plus délicate étant donnés les enjeux envisagés de l'ACCESS-BUS, citons plus particulièrement :

- pouvoir connecter jusqu'à 125 périphériques à un seul terminal. Attention, bien que la bigamie ne soit pas officiellement autorisée, il se peut, par exemple, que l'on désire connecter simultanément deux «souris» du même modèle d'un même constructeur sur un même mini-ordinateur.
- être ouvert à tous les fabricants de terminaux ou d'accessoires,
- que le mini-ordinateur (ou en général le terminal ou la station) soit capable de donner un nom (une adresse esclave) différent à chacun des participants sans qu'il soit nécessaire à l'utilisateur de modifier des interrupteurs ou des cavaliers.
- de fournir pour les couches ISO/OSI adéquates des drivers adaptés,
- et surtout que l'on puisse connecter un nouvel ACCESSoire à «chaud», sans qu'il faille éteindre le terminal et de plus qu'il se «reboot» tout seul, sans que vous puissiez vous rendre compte qu'il a modifié ses «config.sys» et tutti quanti.

### La procédure de configuration

Cette procédure logicielle a pour mission :

- de détecter un nouvel arrivant sur le bus,
- de lui assigner une adresse,
- de connecter le nouvel arrivant à son «driver» logiciel.

Et ce en partant des hypothèses suivantes définies dans le protocole, à savoir :

- l'adresse du «host computer» : 50 hex,
- l'adresse par défaut d'un nouvel accessoire au moment où on le branche : 6E hex,
- le champ d'adresses disponible à attribuer aux nouveaux arrivants va de 52 à 6C hex soit un max de 14 adresses.

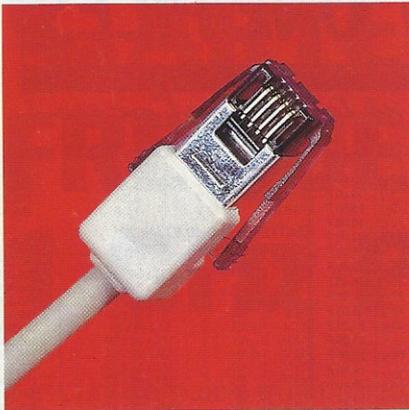
Ces généralités étant exposées, passons aux phases de configuration proprement dites.

### Phases de configuration des accessoires

Elles sont de trois types :

- la phase de mise sous tension et de reset du composant de liaison,
- la phase d'identification pendant laquelle le composant va dire qui il est,
- la phase où le composant va décrire ses performances spécifiques (résolution désirée d'un traceur ou d'une souris...)

La **figure 9** donne le canevas normal des échanges qui doivent être mis en place lors de la connexion sur le bus d'un nouvel accessoire (device) et le terminal (computer).



■ Le connecteur mâle en gros plan.



■ Track-ball Access Bus.

Sur cette figure, vous noterez les codes hexadécimaux qu'il faut placer dans le quatrième octet de la transmission (octet de commande) ainsi que l'alter-

nance des échanges «computer vers le device» et du «device vers le computer».

**a) la phase de mise sous tension et de reset du composant de liaison.**

Durant cette phase, le composant est branché «à chaud», effectue son propre reset (hardware), patiente un peu et avec sa propre adresse initiale «par défaut» : fait une tentative sur le bus pour signaler sa présence. Si le bus est occupé à ce moment, la procédure multimaster du bus I2C effectue sa mission et enfin lorsque le bus est libre, il est reçu par le microprocesseur du terminal.

Celui-ci tout content d'avoir un nouveau participant va lui renvoyer une attribution de nouvelle adresse (entre 52 et 6C hex) pour la session en cours.

**b) la phase d'identification pendant laquelle le composant va dire qui il est.**

Pendant cette deuxième phase, le terminal demande à l'accessoire de se présenter (au sens large) en signifiant qu'il est, ce qu'il est d'ailleurs sensé faire en transmettant le contenu de quelques octets de sa ROM interne, par exemple :

numéro de la révision du modèle : REV X0.2

nom du fabricant : DEC  
nom du modèle : LK401

(On croirait retrouver un bus MIDI, encore un autre bus série mais pour la musique !)

**c) la phase où le composant va décrire ses performances spécifiques (résolution désirée d'un traceur ou d'une souris...)**

Enfin, arrive la phase finale de cette procédure préliminaire à l'emploi de l'«accessoire», lors de laquelle l'accessoire décrit ses qualités actuelles intrinsèques ou désirées par l'utilisateur. Donnons un exemple de chaîne de caractères à transmettre pour signifier tout cela :

( J'appartiens à la grande famille des «localiseurs»,  
je suis une «souris»,  
à «usage principal»,  
je possède «3 boutons» (gauche, centre, droite),  
je fonctionne en «deux dimensions»,  
j'enverrai des «nombres réels»,  
ma «résolution» est de «200 points par pouce»,  
ma «plage» de fonctionnement va de «- 127 à + 127»,  
mes données en «X» s'appelleront «D0»,  
mes données en «Y» s'appelleront «D1».)

Viennent ensuite toutes les procédures dédiées aux accessoires spécifiques pour assurer leur bon fonctionnement, leur inter-opérabilité, etc., dont nous vous parlerons dans le prochain numéro. Bref, comme vous venez de le découvrir, il y a encore beaucoup de pain sur la planche autour de la grande famille I2C.

Dominique Paret



Votre  
**CADEAU :**  
2 logiciels

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

- Profitez de notre offre spéciale d'abonnement recevez

**12 n° d'Electronique Radio Plans**



**2 logiciels exclusifs en cadeau :**

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

Profitez de cette offre exceptionnelle

**ABONNEZ-VOUS !**



# CARTE FRÉQUENCEMÈTRE 1 GHz POUR PC

Il est un domaine où la micro-

informatique se révèle être une

formidable alliée pour l'électronicien :

la conception de maquettes et les

mesures à effectuer sur ces dernières en

vue de leur mise au point. Ainsi, tout

un laboratoire pourra être condensé

dans un ordinateur PC XT ou AT : oscilloscope, multimètre, générateur de

fonctions, fréquencemètre. C'est la description de ce dernier qui fera l'objet du

présent article.

## Caractéristiques de la carte fréquencemètre

Pour être réellement utile, un fréquencemètre doit pouvoir lire des fréquences comprises entre 0 et plusieurs centaines de mégahertz, et ce, sans trou. Il doit présenter une bonne sensibilité et une bonne précision. Tout cela doit être réalisable, dans la mesure du possible, pour un prix de revient abordable, sans nuire à la qualité de l'ensemble.

Nous pensons être parvenu à ce résultat. Voici les caractéristiques des circuits que nous vous proposons de réaliser :

le fréquencemètre se compose d'une carte principale supportant tous les circuits logiques et de trois sondes de mesure. Nous avons en effet pensé qu'il serait plus judicieux de séparer les étages d'entrée de la carte principale. Ainsi chacun pourra à son gré réaliser les sondes dont il aura besoin pour son laboratoire. En effet, pourquoi réaliser une sonde 1000 MHz si l'on travaille uniquement en BF et TTL.

### Carte logique :

- base de temps à quartz de

4194,304 kHz

- 2 temps de porte au choix (durée d'une mesure) : 0,25 s ou 1 s  
- deux entrées commutables par logiciel

- une sortie + 5 V pour l'alimentation des sondes protégée par fusible mise en fonction par logiciel.

- résolution : 1 Hz pour la gamme hertz,

1 kHz pour les gammes supérieures

- la précision des mesures sera fonction, bien entendu, de la qualité du réglage de la base de temps du fréquencemètre ;

- telle quelle (sans sonde), la carte est en mesure de lire des signaux de niveau TTL jusqu'à une fréquence de plus de 50 MHz. (Il peut d'ailleurs être utilisé tel quel si uniquement des mesures sur circuit logique doivent être réalisées).

### Sonde 1 :

- prévision par 10.  
- mesure des signaux à partir de 1 MHz jusqu'à plus de 200 MHz.  
- très bonne sensibilité.  
- sortie à niveau TTL.

### Sonde 2 :

- prévision par 64.  
- mesure des signaux à partir de 80 MHz (à partir de 30 MHz avec une moins bonne sensibilité) jusqu'à 1 GHz.  
- sensibilité meilleure que 10 mV.  
- sortie à niveau TTL.

### Sonde 3 :

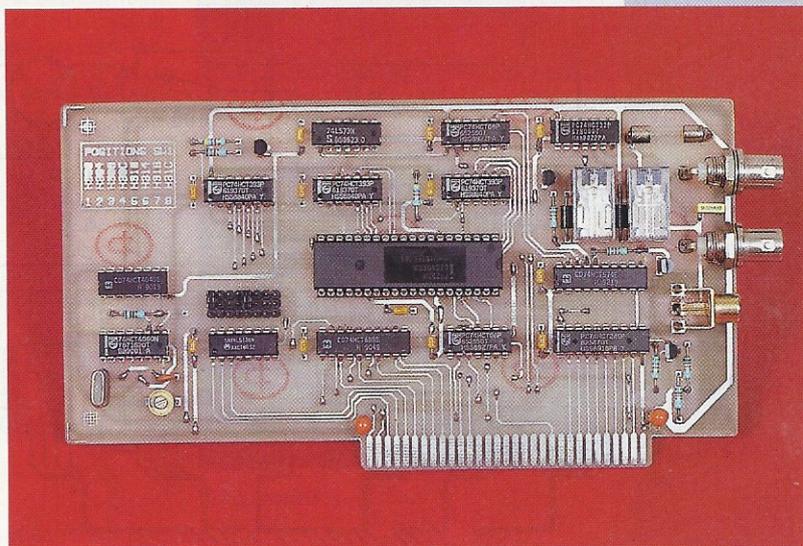
- mesure des signaux BF de 0 à plus de 4 MHz.  
- sensibilité d'environ 50 mV  
- sortie à niveau TTL.

Comme vous pouvez le constater à la lecture de ces caractéristiques, nous pensons que ce fréquencemètre sera en mesure de répondre aux besoins les plus couramment rencontrés en électronique, que ce soit dans le domaine des basses fréquences ou sur les montages HF et VHF.

## LA CARTE FRÉQUENCEMÈTRE.

Le schéma de principe est donné en figure 1.

La carte ne comporte pas moins de 14 circuits intégrés on ne peut plus courants. Il aurait été difficile de faire





moins sans mettre en œuvre des circuits spécialisés. CI1 à CI4 se chargent du décodage du domaine d'adresses d'entrées-sorties du PC. Pour assurer son fonctionnement, la carte nécessite deux adresses qui seront choisies parmi les deux groupes de quatre disponibles aux sorties de IC2, un 74LS138. IC5, un 8255, est chargé de lire les mots binaires présents aux sorties de IC7, IC8 et IC9, qui résulteront de la lecture d'une fréquence pendant un temps donné. IC6 se charge de la sélection du temps de porte, de la remise à zéro des compteurs et de la base de temps, ainsi que de la sélection de l'une des deux entrées et de la mise en fonction de l'alimentation des sondes.

La base de temps est construite autour de IC10 et IC11. Le quartz est un modèle horloger de 4194,304 kHz, dont la fréquence est finement ajustable à l'aide du condensateur variable CV1 (qui devra être de bonne qualité). A la sortie de l'oscillateur-diviseur, nous trouvons une fréquence de 256 Hz, que le second circuit, c'est-à-dire IC11 divise d'abord par 128 pour obtenir 0,25 s de temps de porte, puis par 512 pour disposer également d'un temps de 1 s.

Le temps le plus long pourra être choisi pour la mesure des fréquences très basses afin d'obtenir une meilleure précision.

Les circuits logiques utilisés sont tous de la famille HCT ce qui permet de travailler à une plus grande vitesse. La famille LS est en effet limitée à environ 30 MHz alors que celle que nous avons utilisée fonctionne encore très bien à plus de 50 MHz. Nous aurions pu encore améliorer la rapidité en utilisant des 74SXXX ou mieux 74FXXX mais ces derniers sont d'un approvisionnement si difficile que nous y avons renoncé.

La carte fréquencemètre comporte un connecteur RCA chargé de distribuer le + 5 V pour l'alimentation des sondes. Cette sortie est protégée par un fusible qu'il faudra obligatoirement choisir rapide afin de ne rien détériorer dans l'alimentation du PC s'il venait à se produire un court-circuit accidentel. Pour terminer cette description, chaque circuit est découplé par un condensateur de 100 nF.

## Le fonctionnement du fréquencemètre

Par la mise à 1 des bits 0 ou 1 de IC6, le temps de lecture de 0,25 s ou 1 s est sélectionné. Par la mise à 1 du bit 7 du même CI, le processus de lecture démarre. La sortie /Q (barre) de la bascule IC13A passe à 1 et autorise le passage du créneau de lecture au travers de l'une des portes ET de IC12 (IC12B). Ce créneau est appliqué à une seconde porte ET (IC12A), ce qui permet le passage du signal à mesurer. Une fois le temps écoulé, le flanc descendant du créneau de porte déclenche la bascule IC13A. Sa sortie /Q (barre) passe à 0 et ferme la porte ET (IC12B). La sortie de cette porte passe à 0 et provoque l'arrêt du comptage. Il faudra appliquer un créneau négatif à l'entrée CLEAR de cette bascule pour la remettre dans l'état précédent, ce qui sera effectué par le bit 7 de IC6, inversé par un transistor. Ce bit se charge également de la remise à zéro de la base de temps et des compteurs binaires.

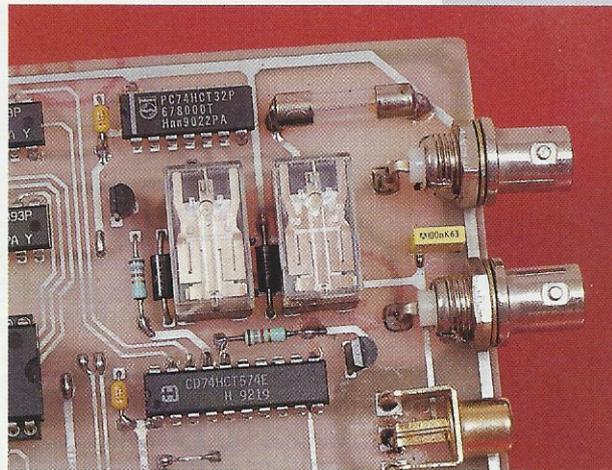
Il ne reste plus qu'à lire les entrées du 8255. Le résultat obtenu sera bien entendu multiplié par quatre si le temps de porte utilisé est de 0,25s.

### Sonde 1

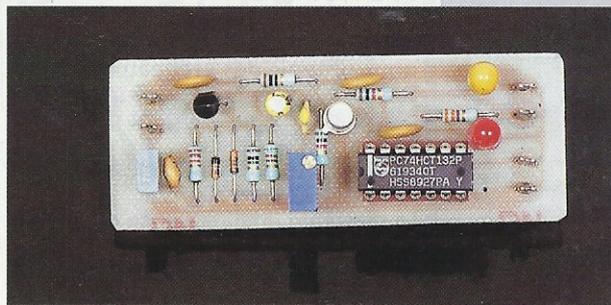
La figure 2 en représente le schéma ultra-simple.

Elle est construite autour d'un circuit 95H90 (famille ECL), diviseur rapide capable de fonctionner à des fréquences supérieures à 300 MHz. Mais nous l'utiliserons à des fréquences bien moins élevées, puisque cette sonde a été prévue pour fonctionner de 1 à 80 MHz.

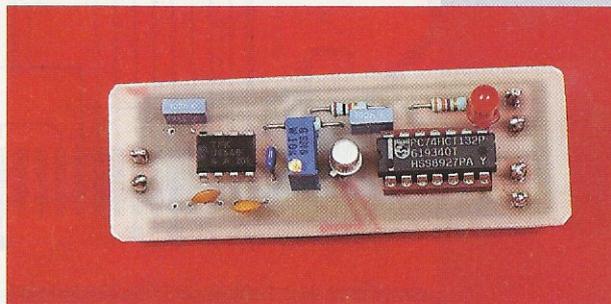
Les diodes D1 et D2 protègent l'entrée de IC1. RV1 sert au réglage de la sensibilité de l'entrée du montage. T1 amène les signaux de sortie du 95H90 au niveau TTL. Une diode LED indique la mise sous tension de la sonde. La sensibilité est très bonne : pour mesurer la fréquence, par exemple, d'un petit émetteur (quelques centaines de mW), il suffit d'approcher l'antenne de cet émetteur à proximité de l'entrée de la sonde (reliée à un petit fil ou à une bobine de quelques spires) pour



■ Les entrées commutées.

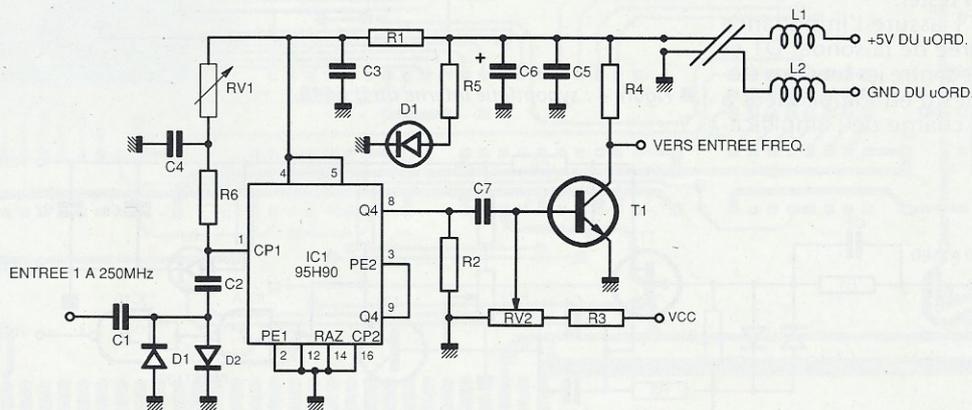


■ La sonde 3.



■ La sonde 2.

connaître sa fréquence d'émission. Comme tous les circuits de technologie ECL, le 95H90 dissipe beaucoup de chaleur, sa consommation se situant aux alentours de quelques 90 mA.



■ Figure 2 : schéma de la sonde 1.

## Sonde 2

Le schéma en est donné à la **figure 3**. Cette sonde utilise un circuit prédiviseur par 64, d'une très grande sensibilité et pouvant fonctionner jusqu'à plus de 1GHz. Le schéma interne de ce circuit intégré, le U664B, est dessiné en **figure 4**. A l'origine, ce circuit a été conçu comme prédiviseur pour les synthétiseurs de fréquence des téléviseurs.

Ses caractéristiques sont très élogieuses :

- impédance d'entrée de 50  $\Omega$ .
- signal d'entrée pouvant dépasser les 300 mV
- sensibilité d'entrée meilleure que 10 mV pour une gamme de fréquence comprise entre 80 et 1000 MHz.
- gamme de fréquences mesurables : 30 à 1000 MHz

RV1 amène le transistor T1 à la limite de la conduction et devra être réglé pour obtenir des créneaux de belle forme sur son collecteur. Les deux portes de IC2 se chargent de la mise en forme des signaux.

La sensibilité du montage est excellente (meilleure que 10 mV).

La mesure d'une fréquence d'émission d'un émetteur peut être effectuée de la même manière qu'avec la sonde 1.

tion au niveau TTL des signaux et IC1 de leur mise en forme.

Les câbles reliant les sorties de ces trois sondes à l'entrée du fréquencemètre seront obligatoirement blindés. Les sondes devront soit être installées dans des petits boîtiers métalliques qui seront reliés à la masse, soit être entièrement blindées avant d'être installées dans des boîtiers en plastique. Pour notre part, nous préférons la seconde solution qui laisse plus de choix dans la forme et la couleur des boîtiers.

## Les essais et les réglages

La carte dûment vérifiée peut être enfilée dans le PC. A l'aide d'une sonde logique, vérifier que l'envoi d'un ordre à la carte se traduit par une courte impulsion en sortie de SW1. Saisir le programme se trouvant en fin d'article ou le télécharger et le lancer. Raccorder l'une des deux entrées TTL à la broche 10 de IC10 et vérifier que la fréquence lue est bien de 4194,304 kHz à 1 Hz près. Vérifier la présence du + 5 V sur le connecteur RCA correspondant. Si tout est en ordre, la carte fonctionne parfaitement.

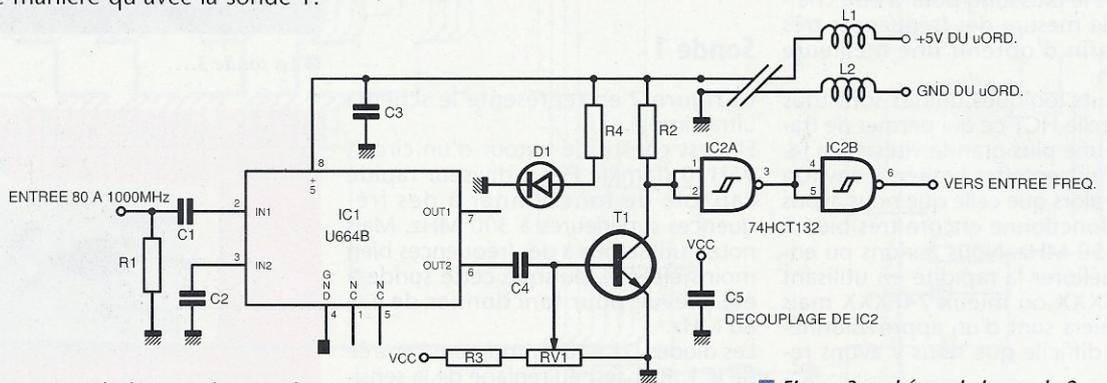
Brancher la sonde 1 sur l'entrée 1. Injecter en entrée une fréquence d'environ 40 MHz, et agir sur les ajustables pour obtenir sur l'écran un affichage de la fréquence stable. Brancher maintenant la sonde 2 sur l'entrée 2, et opérer comme précédemment.

Répéter la procédure pour la sonde 3 mais en y injectant un signal de 500 kHz.

Le dernier réglage à effectuer est celui de la base de temps. Brancher à l'entrée du fréquencemètre une fréquence assez élevée dont la fréquence sera connue très précisément et très stable. Lancer la lecture et agir sur le condensateur CV1 de manière à obtenir une lecture précise de cette fréquence.

## Le logiciel de gestion

En fin d'article figure un listing de programme écrit en QuickBasic et qui suffit à gérer la carte fréquencemètre. Il ne faut en effet que quelques instructions d'entrée-sortie pour effectuer une mesure :



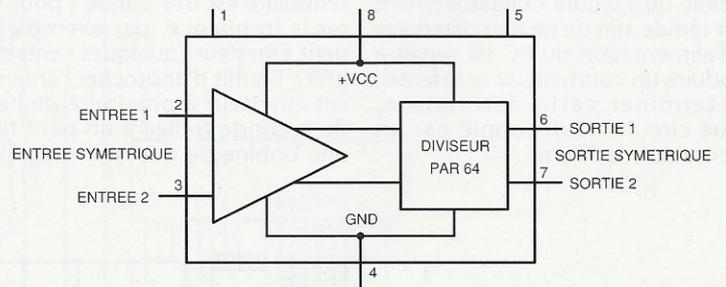
■ Figure 3 : schéma de la sonde 2.

Le câble assurant la liaison des sondes 1 et 2 à l'alimentation fournie par le PC devra être pourvu du côté des sondes de deux petites selfs de chocs (L1 et L2), genre VK200, destinées à éviter des retours de HF vers le PC.

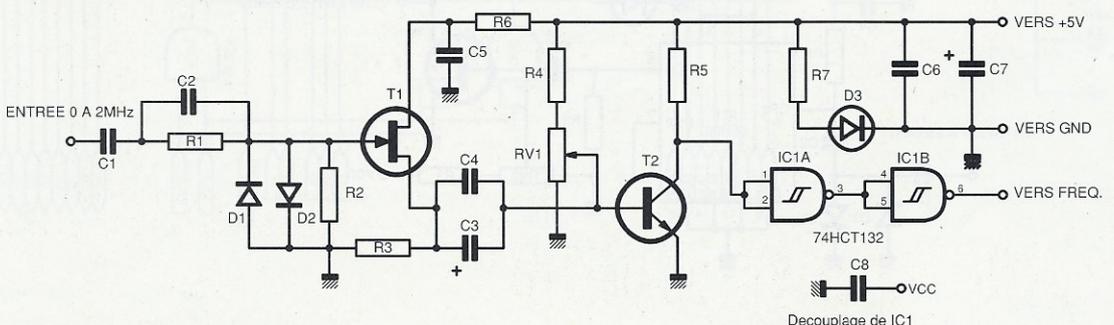
## Sonde 3

Le schéma est représenté à la **figure 5**. Ce montage est simple mais suffisant pour la gamme de fréquences que cette sonde sera chargée de prélever sur les circuits à tester.

Le transistor T1 assure l'impédance élevée de l'entrée de la sonde. D1 et D2 le protègent contre les tensions élevées susceptibles d'être appliquées à l'entrée. T2 se charge de l'amplifica-



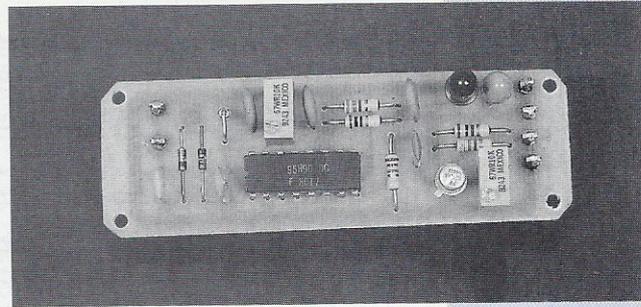
■ Figure 4 : synoptique interne du U 664B.



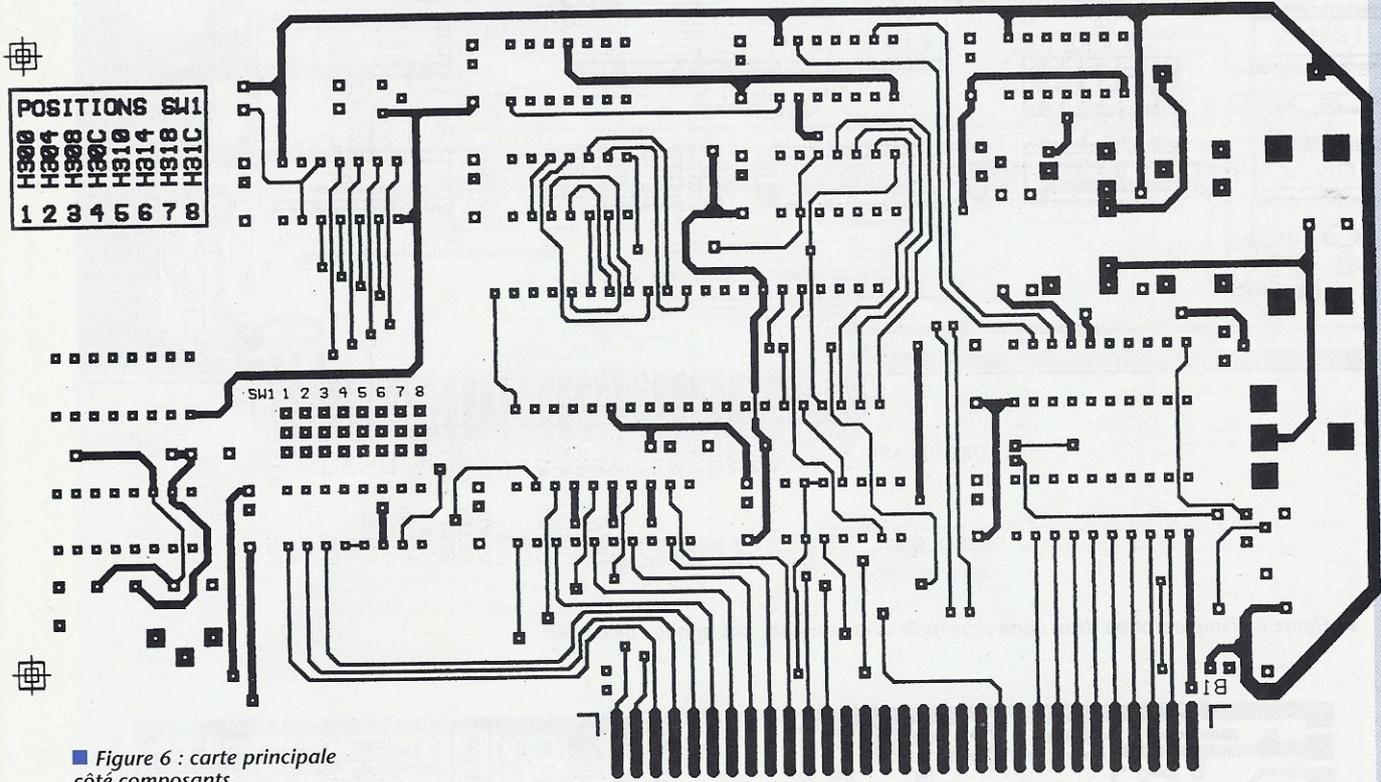
■ Figure 5 : schéma de la sonde 3.

1/ choix de l'entrée 1 ou 2 ;  
 2/ mise en fonction ou non de l'alimentation ;  
 3/ remise à zéro de la bascule et des compteurs, ce qui déclenche automatiquement le processus d'entrée du signal à mesurer ;  
 4/ boucle d'attente pour laisser le temps de porte s'achever ; puis  
 5/ programmation du PPI8255 dont tous les ports doivent être configurés en entrées par l'instruction OUT & H303, 155 (ce qui n'est d'ailleurs pas

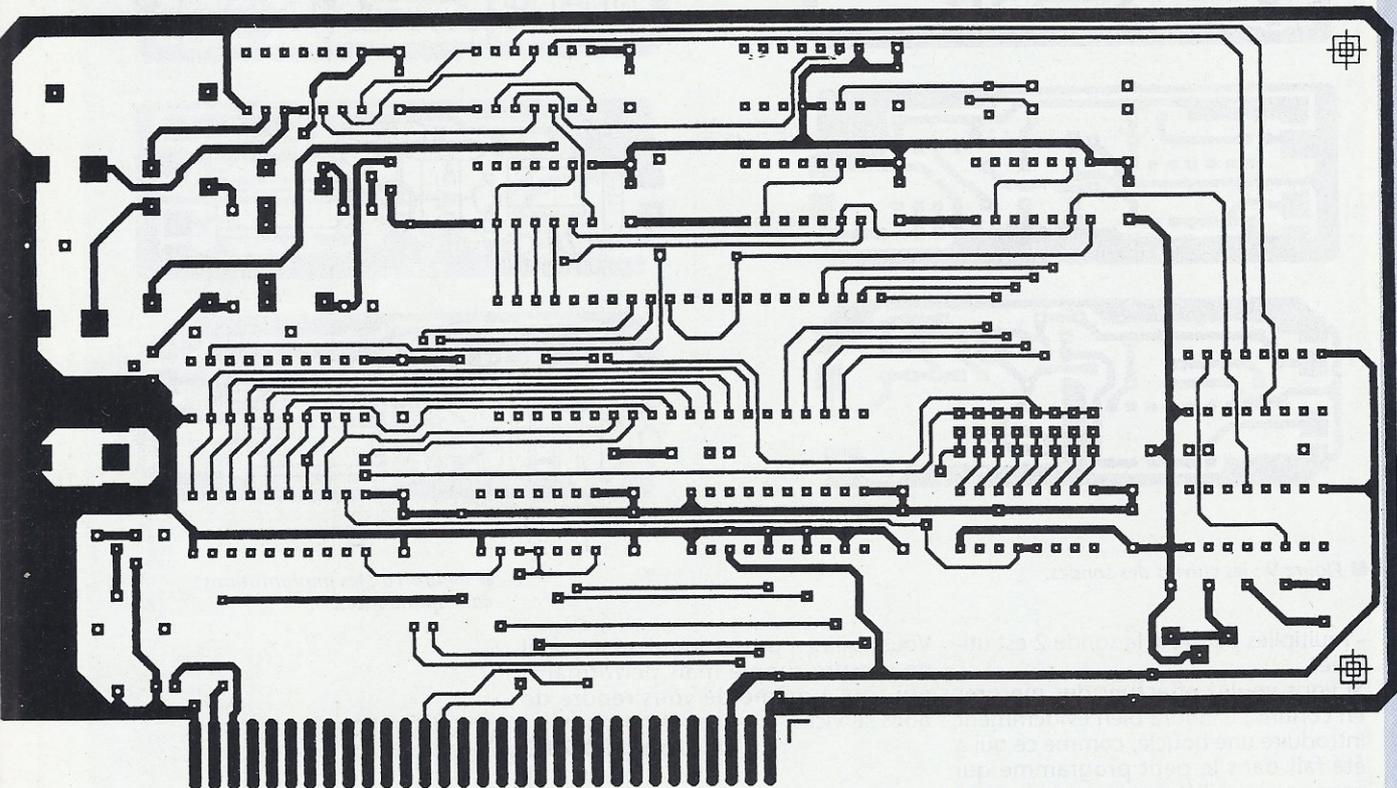
obligatoire, puisque ce circuit se positionne de lui-même de cette façon au démarrage de l'ordinateur ; mais cela est malgré tout effectué par sécurité) ;  
 6/ trois instructions (INP) consécutives qui permettent la lecture des mots se trouvant aux sorties des compteurs binaires ;  
 7/ et enfin interprétation des résultats :  
 - multipliés par 4 si le temps de porte utilisé est de 0,25 s,  
 - multipliés par 10 si la sonde 1 est utilisée,



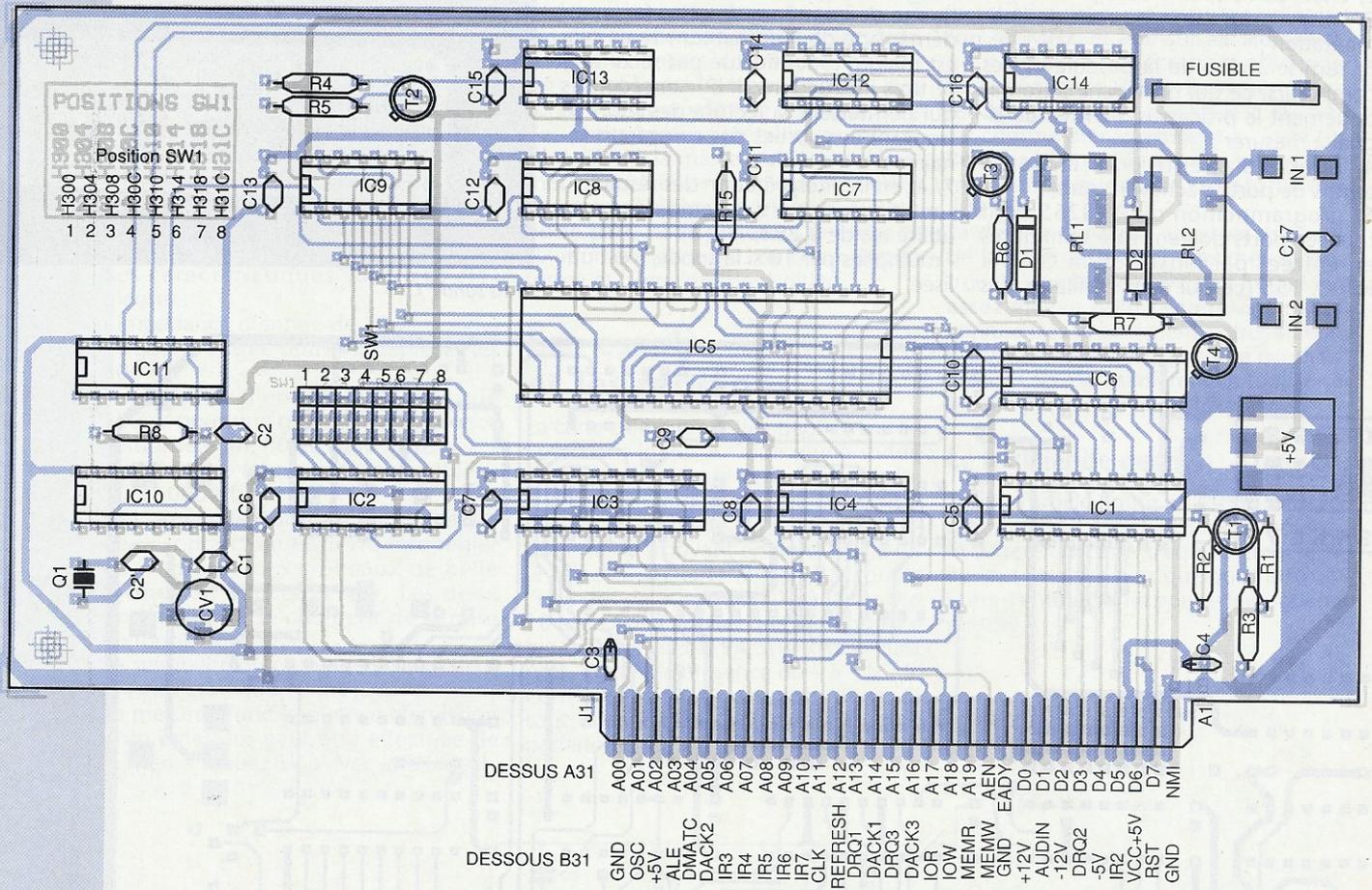
■ La sonde 1.



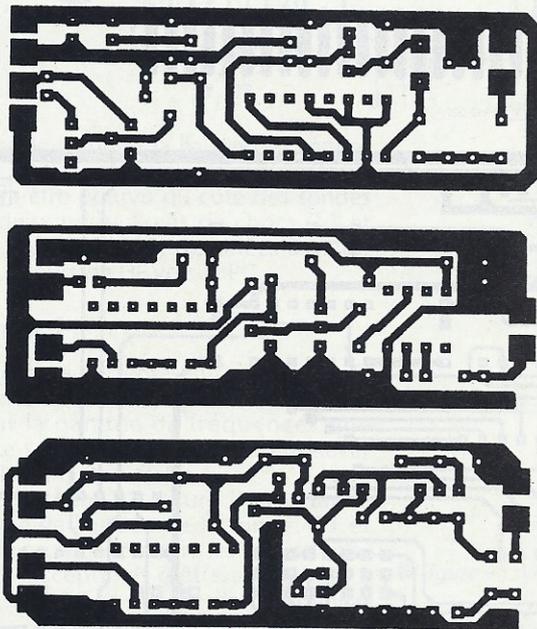
■ Figure 6 : carte principale côté composants.



■ Figure 7 : carte principale côté soudures.

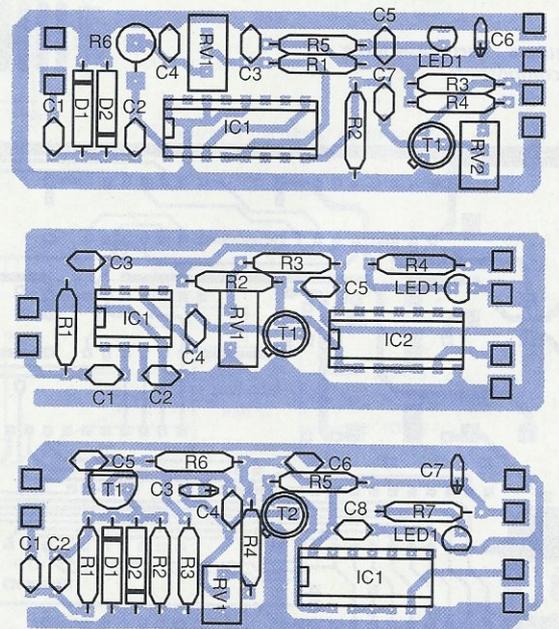


■ Figure 8 : l'implantation de la carte principale avec le rappel des signaux de bus AT.



■ Figure 9 : les cuivres des sondes.

- multipliés par 64 si la sonde 2 est utilisée.  
Si vous voulez effectuer des mesures en continu, il faudra bien évidemment introduire une boucle, comme ce qui a été fait dans le petit programme qui vous servira à l'étalonnage de la base de temps.



■ Figure 10 : les implantations correspondantes.

Vous voilà en possession d'un appareil de mesure simple mais performant, qui sera à même de vous rendre de bons services.

Patrice OGUIC

```

REM *****
REM * LOGICIEL DE GESTION DE LA CARTE FREQUENCIMETRE PC *
REM *****
CLS
LOCATE 2, 25: PRINT "FREQUENCIMETRE 0 A 1000 MHz"
SLEEP 2
GOSUB MENU
MENU:
CLS
LOCATE 6, 23: PRINT "1 - MESURE DE BASSES FREQUENCES "
LOCATE 8, 23: PRINT "2 - MESURE DE HAUTES FREQUENCES "
LOCATE 10, 23: PRINT "3 - QUITTER LE PROGRAMME "
LOCATE 12, 23: INPUT " ENTREZ VOTRE CHOIX "; choix$
IF choix$ = "1" THEN GOSUB BF
IF choix$ = "2" THEN GOSUB HF
IF choix$ = "3" THEN GOSUB fin
IF choix$ <> "1" OR choix$ <> "2" OR choix$ <> "3" THEN GOTO MENU
RETURN
BF:
CLS
LOCATE 2, 28: PRINT "1 - ENTREE 1 NIVEAU TTL"
LOCATE 4, 28: PRINT "2 - ENTREE 2 NIVEAU TTL"
LOCATE 6, 28: PRINT "3 - ENTREE 1 AVEC SONDE 3"
LOCATE 8, 28: PRINT "4 - ENTREE 2 AVEC SONDE 3"
LOCATE 10, 28: PRINT "5 - RETOUR AU MENU"
LOCATE 12, 28: PRINT "6 - QUITTER LE PROGRAMME"
LOCATE 14, 30: INPUT "ENTREZ VOTRE CHOIX "; ch$
IF ch$ = "1" THEN GOSUB TTL1
IF ch$ = "2" THEN GOSUB TTL2
IF ch$ = "3" THEN GOSUB SON1
IF ch$ = "4" THEN GOSUB SON2
IF ch$ = "5" THEN RETURN
IF ch$ = "6" THEN GOTO fin
RETURN
TTL1:
LOCATE 20, 45: PRINT "Hz"
OUT &H310, 128
OUT &H310, 1
SLEEP 1.5
OUT &H300, 155
a = INP(&H300)
b = INP(&H301)
c = INP(&H302)
f = ((b * 256 * 256) + (c * 256) + a) * 4 * 10 / 1000
LOCATE 20, 28: PRINT f
LOCATE 23, 25: PRINT "TAPEZ SUR UNE TOUCHE POUR SORTIR"
DO
LOOP WHILE INKEY$ = ""
RETURN
TTL2:
LOCATE 20, 45: PRINT "Hz"
OUT &H310, 128
OUT &H310, 9
SLEEP 1.5
OUT &H300, 155
a = INP(&H300)
b = INP(&H301)
c = INP(&H302)
f = ((b * 256 * 256) + (c * 256) + a) * 4 * 64 / 1000
LOCATE 20, 28: PRINT f
LOCATE 23, 25: PRINT "TAPEZ SUR UNE TOUCHE POUR SORTIR"
DO
LOOP WHILE INKEY$ = ""
RETURN
SON1:
LOCATE 20, 45: PRINT "Hz"
OUT &H310, 128
OUT &H310, 5
SLEEP 1.5
OUT &H300, 155
a = INP(&H300)
b = INP(&H301)
c = INP(&H302)
f = ((b * 256 * 256) + (c * 256) + a) * 4 * 10 / 1000
LOCATE 20, 28: PRINT f
LOCATE 23, 25: PRINT "TAPEZ SUR UNE TOUCHE POUR SORTIR"
DO
LOOP WHILE INKEY$ = ""
RETURN
SON2:
LOCATE 20, 45: PRINT "Hz"
OUT &H310, 128
OUT &H310, 13
SLEEP 1.5
OUT &H300, 155
a = INP(&H300)
b = INP(&H301)
c = INP(&H302)
f = ((b * 256 * 256) + (c * 256) + a) * 4 * 10 / 1000
LOCATE 20, 28: PRINT f
LOCATE 23, 25: PRINT "TAPEZ SUR UNE TOUCHE POUR SORTIR"
DO
LOOP WHILE INKEY$ = ""
RETURN
HF:
CLS
LOCATE 2, 28: PRINT "1 - ENTREE 1 AVEC SONDE 1"
LOCATE 4, 28: PRINT "2 - ENTREE 2 AVEC SONDE 1"
LOCATE 6, 28: PRINT "3 - ENTREE 1 AVEC SONDE 2"
LOCATE 8, 28: PRINT "4 - ENTREE 2 AVEC SONDE 2"
LOCATE 10, 28: PRINT "5 - RETOUR AU MENU"
LOCATE 12, 28: PRINT "6 - QUITTER LE PROGRAMME"
LOCATE 14, 30: INPUT "ENTREZ VOTRE CHOIX "; ch$
IF ch$ = "1" THEN GOSUB HF1S1
IF ch$ = "2" THEN GOSUB HF2S1
IF ch$ = "3" THEN GOSUB HF1S2
IF ch$ = "4" THEN GOSUB HF2S2
IF ch$ = "5" THEN RETURN
IF ch$ = "6" THEN GOTO fin
RETURN
HF1S1:
LOCATE 20, 45: PRINT "kHz"
OUT &H310, 128
OUT &H310, 6
SLEEP 1
OUT &H300, 155
a = INP(&H300)
b = INP(&H301)
c = INP(&H302)
f = ((b * 256 * 256) + (c * 256) + a) * 4 * 10 / 1000
LOCATE 20, 28: PRINT f
LOCATE 23, 25: PRINT "TAPEZ SUR UNE TOUCHE POUR SORTIR"
DO
LOOP WHILE INKEY$ = ""
RETURN

```

```

HF2S1:
LOCATE 20, 45: PRINT "kHz"
OUT &H310, 128
OUT &H310, 14
SLEEP 1.5
OUT &H300, 155
a = INP(&H300)
b = INP(&H301)
c = INP(&H302)
f = ((b * 256 * 256) + (c * 256) + a) * 4 * 10 / 1000
LOCATE 20, 28: PRINT f
LOCATE 23, 25: PRINT "TAPEZ SUR UNE TOUCHE POUR SORTIR"
DO
LOOP WHILE INKEY$ = ""
RETURN
HF1S2:
LOCATE 20, 45: PRINT "kHz"
OUT &H310, 128
OUT &H310, 6
SLEEP 1.5
OUT &H300, 155
a = INP(&H300)
b = INP(&H301)
c = INP(&H302)
f = ((b * 256 * 256) + (c * 256) + a) * 4 * 64 / 1000
LOCATE 20, 28: PRINT f
LOCATE 23, 25: PRINT "TAPEZ SUR UNE TOUCHE POUR SORTIR"
DO
LOOP WHILE INKEY$ = ""
RETURN
HF2S2:
LOCATE 20, 45: PRINT "kHz"
OUT &H310, 128
OUT &H310, 14
SLEEP 1.5
OUT &H300, 155
a = INP(&H300)
b = INP(&H301)
c = INP(&H302)
f = ((b * 256 * 256) + (c * 256) + a) * 4 * 64 / 1000
LOCATE 20, 28: PRINT f
LOCATE 23, 25: PRINT "TAPEZ SUR UNE TOUCHE POUR SORTIR"
DO
LOOP WHILE INKEY$ = ""
RETURN
fin:
CLS
END

```

■ Le logiciel en Basic interprété. Vous trouverez une version compilée en exécutable (visual Basic) sur notre serveur.

■ Le petit programme d'étalonnage.

```

REM *****
REM * ETALONNAGE DE LA BASE DE TEMPS DU FREQUENCIMETRE PC *
REM *****
CLS
OUT &H303, 155
OUT &H310, 0
LOCATE 2, 30: PRINT "E T A L O N N A G E"
LOCATE 5, 23: PRINT "Brancher la sonde 1 dans l'entrée 1"
LOCATE 6, 23: PRINT " et appuyer sur une touche quand "
LOCATE 7, 23: PRINT " quand l'opération est terminée. "
DO WHILE INKEY$ = ""
LOOP
LOCATE 10, 23: PRINT "Injecter à l'entrée de la sonde une"
LOCATE 11, 23: PRINT "fréquence haute (40 MHz par exemple)"
LOCATE 12, 22: PRINT "dont la valeur sera exactement connue."
LOCATE 13, 23: PRINT " Appuyer sur une touche quand "
LOCATE 14, 23: PRINT " cela est fait. "
DO WHILE INKEY$ = ""
LOOP
OUT &H310, 128
OUT &H310, 6
SLEEP 1
a = INP(&H300)
b = INP(&H301)
c = INP(&H303)
f = (((b * 256 * 256) + (c * 256) + a) * 4 * 10) / 1000
LOCATE 18, 44: PRINT "kHz"
LOCATE 18, 34: PRINT f
LOCATE 22, 14: PRINT "Ajuster le condensateur CV1 jusqu'à obtenir l'affichage"
LOCATE 23, 14: PRINT " exact de la fréquence mesurée. "

```



## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS.

### Carte principale enfichable

#### Résistances :

R1 : 15 kΩ  
R5, R6, R7 : 1,8 kΩ  
R2 : 5,6 kΩ  
R3 : 1,2 kΩ  
R4 : 4,7 kΩ  
R8 : 1 MΩ

#### Condensateurs :

C1 : 12 pF  
C2 est optionnel. Il ne sera implanté que si l'oscillateur présente des difficultés à démarrer; sa valeur sera déterminée par essais (quelques pF).  
C3, C4 : 22 μF 16 volts tantale boule.  
C5, C6, C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13, C14, C15, C16, C17 : 100 nF  
CV1 : condensateur ajustable de 3 à 12 pF

#### Semiconducteurs :

T1, T2, T3, T4: BC237, 2N2222  
D1, D2 : 1N4005

#### Circuits intégrés :

IC1 : 74HCT245  
IC2 : 74HCT138

IC3 : 74HCT688  
IC4, IC12 : 74HCT08  
IC5 : 8255  
IC6 : 74HCT574  
IC7, IC8, IC9 : 74HCT393  
IC10 : 74HCT4060  
IC11 : 74HCT4040  
IC13 : 74LS73  
IC14 : 74HCT32

#### Divers :

2 relais bobine 5 volts  
1 contact repos-travail  
MATSUSHITA  
AW 6219HB1  
1 connecteur RCA pour circuit imprimé  
2 connecteurs BNC pour circuit imprimé  
1 fusible rapide 125 mA  
1 DIP SWITCH 8 positions  
1 quartz de 4194304 Hz  
1 support pour CI 40 broches tulipe  
3 supports pour CI 20 broches tulipe  
7 supports pour CI 14 broches tulipe  
3 supports pour CI 16 broches tulipe

#### Sonde 1 :

#### Résistances :

R1 : 4,7 Ω  
R2 : 15 kΩ  
R3, R4 : 1 kΩ  
R5 : 330 Ω

RV1, RV2 : résistances ajustables multitours de 10 kΩ

#### Condensateurs :

C1, C2 : 4,7 nF  
C3, C4, C5 : 100 nF  
C6 : 22 μF 15 volts tantale boule  
C7 : 15 nF

#### Semiconducteurs :

T1 : 2N2222  
D1, D2 : 1N4148

#### Circuit intégré :

IC1 : 95H90

#### Divers :

D1 : LED rouge  
L1, L2 : selfs VK200

#### Sonde 2 :

#### Résistances :

R1 : 56 Ω (facultative)  
R2, R3 : 1 kΩ  
R4 : 330 Ω  
RV1 : résistance ajustable multitours de 10 kΩ

#### Condensateurs :

C1, C2 : 1,5 nF  
C3, C5 : 100 nF  
C4 : 470 pF

#### Transistor :

2N2222

#### Circuits intégrés :

IC1 : U664B  
IC2 : 74HCT132

#### Divers :

L1, L2 : selfs VK200  
D1 : LED rouge

#### Sonde 3 :

#### Résistances :

R1 : 22 kΩ  
R2 : 1 MΩ  
R3 : 820 Ω  
R4, R5 : 1 kΩ  
R6 : 10 Ω  
R7 : 330 Ω  
RV1 : résistance ajustable multitours de 22 kΩ

#### Condensateurs :

C1 : 220 nF  
C2 : 220 pF  
C3 : 10 μF, 15 volts tantale boule  
C4 : 470 pF  
C5, C6, C8 : 100 nF  
C7 : 22 μF, 15 volts tantale boule.

#### Semiconducteurs :

T1 : BF245  
T2 : 2N2222  
D1, D2 : 1N4148

#### Circuit intégré :

IC1 : 74HCT132

## TELECOMMANDES AGREES P.T.T

### ENSEMBLE "RC / 9208"

- 2 émetteurs porte-clés avec piles.
- Fréquence: 224,5 MHz, portée: 10 m<sup>2</sup> max.
- Récepteur monocanal, sortie sur collecteur ouvert (M/A ou impulsionnel). Alim.: 12 V.
- N° d'agrément: 920150 PPL (sans licence).

L'ensemble: 690 F  
Émetteur supplémentaire: ..... 199 F



### ENSEMBLE "ER / T1000"

- Émetteur 4 canaux format carte de crédit avec pile.
- Fréquence: 224,5 MHz, portée: 100 m<sup>2</sup> max.
- N° d'agrément: 4481 PPL (sans licence) ... 260 F
- Récepteur monocanal, sortie sur relais (mode M/A ou impulsionnel). Alim.: 12 V ..... 430 F
- Module décodeur pour réception d'un canal supplémentaire (sortie sur relais) ..... 195 F



### ENSEMBLE "ER / 4CX"

- Émetteur "FM" 4 canaux à commandes simultanées.
- Fréquence: 30 875 MHz, portée: 80 m<sup>2</sup> max.
- N° d'agrément: 930075 PPL (sans licence) ..... 380 F
- Alimentation par pile 9 V (non livrée) ..... 380 F
- Récepteur 4 canaux à double changement de fréquence. Alim.: 12 V, sorties sur 4 relais 1RT 3 A.
- Dim.: 82 x 85 x 20 mm ..... 950 F



### ENSEMBLES PROFESSIONNELS

#### ENSEMBLE FM SERIE "1600"

- Émetteur 16 canaux à commandes simultanées.
- Dim.: 250 x 60 x 42 mm (hors antenne).
- Batterie 12 V incorporée. Bande: 27 MHz (PRO).
- Puissance: 100 mW, portée: 1 Km<sup>2</sup> max.
- N° d'agrément: 930221 PPO (avec licence minime).
- Récepteur double changement de fréquence.
- Alim.: 12 V, sorties sur relais 1RT.
- Dim.: 235 x 101 x 31 mm. Sensibilité: 0,4 μV.



#### ENSEMBLE FM SERIE "400"

- Caractéristiques identiques au modèle précédent avec 4 canaux uniquement. Dimensions récepteur: 96 x 83 x 30 mm.
- N° d'agrément: 930220 PPO (avec licence minime).

#### ENSEMBLE FM "COM-TEL/4"

- Émetteur 4 canaux à commandes simultanées.
- Dim.: 250 x 60 x 42 mm (hors antenne). Batterie incorporée.
- Bande: 40 MHz, Puissance: 3,3 W, portée: 10 Km<sup>2</sup> max.
- N° d'agrément: 930076 PPO (avec licence).
- Récepteur double changement de fréquence.
- Alim.: 12 V, sorties sur relais 1RT.
- Dim.: 170 x 110 x 36 mm. Sensibilité: 0,3 μV.
- Excellente protection sur la voie utile et les voies adjacentes.



\* Portées données à titre indicatif, à vue, sans obstacle, ni parasites extérieurs. Documentation détaillée sur simple demande.

## DIVERS

### INSOLEUSE "DP42"

Livrée sous forme de maquette compacte, elle dispose de 4 tubes actiniques. Format utile: 260 x 160 mm. 590 F



### GRAVEUSE "DP41"

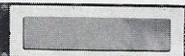
Type verticale avec pompe, diffuseur d'air et résistance thermostatée. Format utile: 270 x 160 mm. 354 F



Pour tout achat d'une de ces machines LEXTRONIC vous offre en plus 1 plaque présensibilisée (100 x 160 mm) et un sachet de révélateur (1 lot par machine)

## EXCLUSIF !

Nouveau circuit intégré à synthèse vocale compatible broche à broche avec le ISD1016 permettant l'enregistrement d'un message (non volatif) d'une minute. 285 F



### AFFICHEUR LCD

Type 2 lignes de 20 caractères avec driver intégré. Adresse en mode 8 bits (D0...D7, R/W, CS, etc.). Livré avec notice. Dim.: 120 x 36 x 12 mm. 45 F

### PROMOS

FILTRE A QUARTZ 10,7 MHz: 55 F  
QUARTZ 10,245 MHz: 22 F

TRANSFOS TOKO:  
2K782: 8 F 2K159: 5 F  
2K509: 8 F 2K768: 8 F  
2K241: 8 F K1420: 8 F  
2K256: 8 F

LES 3 "FI" 455 KHz: 4100, 4101, 4102: 11 F

FILTRES CERAMIQUES:  
SFE 10,7 MHz: 19 F  
CFU 4560: 35 F CFW455HT: 35 F

### ENREGISTREUR EEPROM "MEMO-VOX"

Ce micro module autonome enfichable (67 x 42 mm) vous permet d'enregistrer et de restituer un message vocal de 12, 16 ou 20 s (suivant les versions). Grâce à l'utilisation d'une mémoire EEPROM, le message enregistré ne s'efface pas, même en cas de coupure d'alimentation prolongée. De plus, il vous est possible d'en changer la nature à tout moment. Alim.: 12 V, microphone intégré, restitution impulsionnelle ou continue. (livré sans HP).



### Prix promotionnels

"MEMO-VOX" 12 s en kit: 335 F  
"MEMO-VOX" 16 s en kit: 300 F  
"MEMO-VOX" 20 s en kit: 290 F  
"MEMO-VOX" 60 s en kit: 495 F

27C1001: 59 F 27C4001: 220 F  
ISD1016: 110 F ISD1012: 155 F

CATALOGUE LEXTRONIC 35 F

# BALMA électronique

## DECODEUR TELETEXTE

- En boîtier extérieur.
  - Raccordement par la prise péritel.
  - 2° prise péritel pour connecter magnétoscope, décodeur, etc.
  - Télécommande infrarouge avec fonction veille.
  - Mémorisation de 4 pages pour faciliter la lecture.
  - Nouvelle norme française ceefax.
  - Informations télématiques sur TF1, FR2 et sur chaînes satellite.
  - Sous titrage sur TF1, FR2 et FR3.
  - Alimentation 220 V ac interne
- Livré avec télécommande, câble péritel et notice. Prix : 890

### EGALEMENT DISPONIBLE :

#### TRANSCODEUR PAL/SECAM

- Entrée vidéo pal 1vcc sortie secam 1vcc sur prise péritel.
  - Alimentation 220 V ac interne.
- Livré avec câble péritel et notice. Prix : 690

#### MIRE COULEUR PERITEL

- Dégradé de couleurs au centre.
  - Grille de convergence en fond.
  - Damier sur le pourtour.
  - Sortie sur câble péritel en RVB 1vcc/75 Ω.
  - Alimentation 220 V ac interne
- Livrée avec notice d'utilisation. Prix : 690

### CONDITIONS DE VENTE

paiement à la commande : franco de port contre remboursement : frais de c.r.t. en sus

**ETS BALAVOINE - Tél. : 35.39.06.04**  
**Z.A. Les Bosquets St-Eustache-La-Forêt**  
**76210 BOLBEC**



36/40, rue du Gal De Gaulle (RN4) - 94510 LA QUEUE EN BRIE  
Tél: 45.76.83.88 Fax: 45.76.81.41  
Ouvert du mardi au samedi de 9 h à 12 h15 et 13h45 à 19 h.

Frais d'envoi: 40 F

Contre remboursement: 68 F

# LES MICROCONTRÔLEURS PIC 16CXX DE MICROCHIP

Nous avons déjà consacré, il y a un peu plus d'un an, un article de présentation générale aux microcontrôleurs de la série 16 CXX d'Arizona Microchip. Si nous récidivons aujourd'hui, c'est essentiellement pour deux raisons. La première est tout simplement qu'un



système de développement pour ces microcontrôleurs existe depuis peu sur le marché français à un prix très abordable, ce qui le place donc à la portée des PME/PMI, laboratoires d'études, écoles, voire même des particuliers. La seconde est que ces circuits sont désormais stockés dans diverses versions, ce qui va nous permettre de vous proposer diverses réalisations concrètes y faisant appel. Dans ce contexte, la présentation succincte évoquée ci-avant ne s'avère plus suffisante si vous souhaitez pouvoir exploiter les ressources de ces microcontrôleurs pour développer vos propres applications, et ce d'autant que ces circuits bouleversent un peu les habitudes du fait de leur architecture particulière.

## Généralités

Quasiment tous les microcontrôleurs actuels utilisent une architecture interne dite de Von Neumann, c'est-à-dire en fait une architecture commune à celle que l'on rencontre encore dans la majorité des micro-ordinateurs. La mémoire dite de programme contient en fait des instructions et des données «mêlées» et l'on ne dispose que

d'un bus, appelé bus de données, qui véhicule tour à tour les codes des instructions et les données qui leur sont associées.

Si cette architecture donne toute satisfaction comme vous en avez la preuve éclatante chaque jour, elle pose quelques problèmes dès que l'on veut faire fonctionner l'ensemble rapidement. Il est alors préférable de faire appel à une structure dite Harvard

dans laquelle les instructions et les données sont clairement différenciées et sont véhiculées sur des bus différents. Vu de l'utilisateur, cela ne change rien bien sûr et les circuits de ce type s'utilisent exactement comme les autres. Les résultats obtenus, en terme de vitesse d'exécution des programmes, sont par contre impressionnants comme nous le verrons dans un instant.

Rompant avec une tradition bien établie, les microcontrôleurs PIC 16 CXX utilisent donc une architecture Harvard mais ce n'est pas tout. Ils font également appel à une architecture de type RISC qui, comme on le lit un peu trop souvent, ne se résume pas simplement à disposer d'un jeu d'instructions réduit.

RISC signifie en effet Reduced Instruction Set Computer, ce qui veut bien dire circuit à jeu d'instructions réduit, mais ce n'est pas tout. Un vrai circuit de type RISC doit en effet disposer d'une structure de pipeline qui lui permet au minimum d'exécuter une instruction alors qu'il est déjà en train de rechercher la suivante. Rien n'interdit bien sûr de prévoir même des pipelines à plusieurs niveaux, comme c'est le cas dans les microprocesseurs RISC les plus performants. Ce principe de pipeline permet encore d'accroître la vitesse d'exécution par rapport aux microprocesseurs classiques, appelés par opposition de type CISC (Complex Instruction Set Computer). Précisons en outre qu'un vrai circuit RISC doit en principe exécuter toutes les instructions à la même vitesse, c'est-à-dire en un cycle d'horloge instruction (qui peut être différente de l'horloge processeur bien sûr).

Nos PIC 16 CXX sont donc des circuits RISC, ce qui contribue à accroître encore leur vitesse de travail. Cela présente aussi un avantage pour vous, programmeurs potentiels, vous n'avez plus à apprendre une centaine d'instructions différentes comme avec la majorité des microcontrôleurs actuels mais seulement 33 «pauvres petites instructions». Malgré cela, nous verrons lors de la présentation des applications concrètes que ce jeu d'instructions réduit est quasiment aussi performant, en termes de compacité, de code, que le jeu a priori beaucoup plus complet des microcontrôleurs «conventionnels».

Quelques chiffres parlant mieux qu'un long discours, nous avons trouvé intéressant de reproduire en **figure 1** un petit comparatif des vitesses d'exécution de trois fonctions diverses mettant en concurrence un PIC 16 C5X, un MC 68 HC05 et un 8048. Cela n'a pas valeur de test de vitesse irréfutable, bien sûr, mais les quelques chiffres visibles sur cette figure sont déjà, à notre avis, suffisamment éloquents.

## LA FAMILLE PIC 16 CXX

Les circuits qui nous intéressent sont essentiellement au nombre de six qui se différencient par la taille de mémoire morte et vive interne dont ils disposent ainsi que par le nombre de lignes d'entrées/sorties et les ressources internes.

L'unité centrale et l'architecture restent communes à tous ces circuits qui exploitent donc le même jeu d'instructions et les mêmes modes d'adressage.

**Groupement en un seul octet des quatre bits de poids faibles de deux octets distincts pour former un nombre de deux chiffres.**

### PIC 16 CXX à 20 MHz

	Nb de mots	Nb de cycles
SWAPF REGHI, W	1	1
IORWF REGLO	1	1
Temps d'exécution	0,4 µs	

### MC68HC05 à 4 MHz

	Nb de mots	Nb de cycles
LDA REGHI	2	3
ROLA	1	3
ADD REGLO	2	3
STA REGLO	2	4
Total	10	22
Temps d'exécution	10,5 µs	

### 8048 à 11 MHz

	Nb de mots	Nb de cycles
MOV A,Rx	1	1
SWAP A	1	1
ORL A, Ry	1	1
MOV Ry, A	1	1
Total	4	4
Temps d'exécution	5,45 µs	

**Boucle effectuée un nombre de fois égal au contenu d'un registre**

### PIC16CXX à 20 MHz

	Nb de mots	Nb de cycles
DECFSZ COUNT	1	1/2
GOTOBEG_LOOP	1	2/-
Total	2	3/2
Temps d'exécution	0,6 ou 0,4 µs	

### MC68HC05 à 4 MHz

	Nb de mots	Nb de cycles
DECX	1	3
BEQ BEG_LOOP	2	3
Total	3	6
Temps d'exécution	2,86 µs	

### 8048 à 11 MHz

	Nb de mots	Nb de cycles
DJNZ RX, BEG_LOOP	2	2
Temps d'exécution	2,73 µs	

**Test d'un bit dans un registre ou en RAM et branchement conditionnel.**

### PIC 16CXX à 20 MHz

	Nb de mots	Nb de cycles
BTSC REG, 7	1	1/2
GOTO NEWADD	1	2/-
Total	2	3/2
Temps d'exécution	0,6 ou 0,4 µs	

### MC 68HC05 à 4 MHz

	Nb de mots	Nb de cycles
BRCLR 7, NEWADD	3	5
Temps d'exécution	2,38 µs	

### 8048 à 11 MHz

	Nb de mots	Nb de cycles
MOV, @ Rx	1	1
ANL 7A 8#0H	2	2
JNZ NEWADD	2	2
Total	5	5
Temps d'exécution	6,82 µs	

■ **Figure 1 : vitesses d'exécution comparées des 16CXX, 68HC05 et 8048.**

Le **tableau 1** précise de façon succincte l'essentiel de ce qui différencie ces circuits que l'on peut classer en quatre groupes distincts.

Les PIC 16C54 et 56 sont des circuits de petite taille (boîtier 18 pattes) qui ne disposent que de treize lignes d'entrées/sorties parallèles. Ils se différencient l'un de l'autre uniquement par la taille de mémoire de programme disponible.

Les PIC 16C55 et 57 sont logés quant à eux en boîtiers 28 pattes et disposent de ce fait de vingt et une lignes d'entrées/sorties parallèles. Ils se différencient eux aussi l'un de l'autre par la taille de mémoire de programme disponible. Hormis le fait de disposer de plus de lignes d'entrées/sorties que les 16C54 et 16C56, ces circuits offrent exactement les mêmes types de ressources internes que ces derniers.

Le PIC 16C71, par contre, fait figure de circuit à part. On peut le présenter en disant que c'est un 16C56 auquel on aurait ajouté un convertisseur analogique/digital interne à quatre entrées précédé d'un multiplexeur. Compte tenu de sa présentation en boîtier 18 pattes, il est bien évident que les entrées de ce convertisseur sont nécessairement communes avec certaines des lignes d'entrées/sorties parallèles.

Le PIC 16C84, enfin, est le dernier circuit de la famille à nous intéresser pour le moment. On peut le comparer à un 16C56 auquel on aurait ajouté en interne de l'EEPROM de données d'une capacité de 64 mots de 8 bits.

Tous ces circuits existent en trois versions dont deux seulement vont nous intéresser au tout premier chef :

- Une version UVPROM avec boîtier céramique à fenêtre qui est donc programmable électriquement et effaçable selon le même principe que les mémoires UVPROM bien connues. Cette version est donc très bien adaptée aux phases de mise au point de produits.

- Une version OTPROM avec boîtier plastique sans fenêtre qui est programmable électriquement comme son homologue à fenêtre mais qui n'est pas effaçable. Cette version est parfaitement adaptée aux productions unitaires ou de petite série, lorsque le logiciel a été mis au point et ne nécessite plus d'être retouché. Son intérêt essentiel par rapport à la version précédente est un coût notablement plus faible.

- Une version ROM programmée par masque qui n'est intéressante que lors de productions en très grande série et qui ne peut évidemment être programmée que par le fabricant du circuit lui-même.

Le système de développement peu coûteux évoqué en introduction permet évidemment de programmer les versions UVPROM et OTPROM.

Pour en finir de la présentation de cette famille, vous trouverez en **figure 2** les brochages des différents circuits. Bien qu'une seule version de boîtier semble être présentée, sachez que ces circuits existent en boîtier DIL classique (plastique ou céramique) ou en boîtier dit SOIC qui n'est autre que le DIL du montage en surface. Pour les 16C71 et 16C84, seules les tailles

TYPE	EPROM	RAM	E/S	NIVEAUX DE PILE	CONVERTISSEUR A/D	EEPROM DE DONNEES	BOITIER
16C54	512 x 12	32 x 8	13	2	NON	NON	18P
16C55	512 x 12	32 x 8	21	2	NON	NON	28 P
16C56	1K x 12	32 x 8	13	2	NON	NON	18P
16C57	2K x 12	80 x 8	21	2	NON	NON	28P
16C71	1K x 14	36 x 8	13	8	OUI	NON	18 P
16C84	1K x 14	36 x 8	13	8	NON	64 x 8	18P

**Tableau 1 :**  
les principaux circuits PIC 16CXX.

changent mais les dispositions des pattes restent identiques alors que pour les 16C5X des modifications mineures de brochage sont visibles.

## Architecture interne

La **figure 3** présente l'architecture interne commune à la majorité de ces circuits ; le nombre de lignes d'entrées/sorties parallèles et les tailles de RAM et de ROM variant seulement en fonction des références.

Ce synoptique a bien sûr de quoi surprendre ceux d'entre vous qui sont habitués à l'architecture Von Neuman quasi universellement utilisée encore aujourd'hui. Nous allons voir cependant qu'il se laisse facilement analyser en partant de la mémoire de programme.

Cette dernière est organisée en mots de 12 bits, ce qui permet de coder sur un seul mot l'instruction et l'opérande ou son adresse (au sens large du terme). Le code produit est ainsi très compact.

Les données issues de cette mémoire entrent ensuite dans le décodeur d'instruction qui agit tout à la fois sur le PC ou compteur ordinal, pour les instructions de saut par exemple, sur le bloc de registres à usage général, sur lequel nous reviendrons dans un instant, et qui laisse passer les données proprement dites à destination du registre W ou registre de travail. Ce dernier est intimement lié à l'ALU ou unité arithmétique et logique qui reçoit par ailleurs via un bus de données spécifique les données issues du bloc de registres, des entrées/sorties ou des registres des ressources internes.

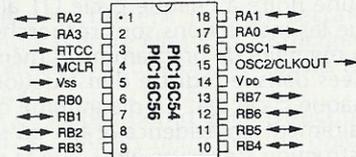
On remarque également que le PC est relié à une pile à deux niveaux (8 dans le cas des PIC 16C71 et 16C84), pile indispensable pour les appels de sous-programmes.

Les différents autres éléments visibles sur cette figure concernent d'une part l'horloge temps réel ou RTCC avec son prédiviseur programmable et les diverses sélections de ses entrées ainsi que le registre d'option et l'horloge maîtresse du micro.

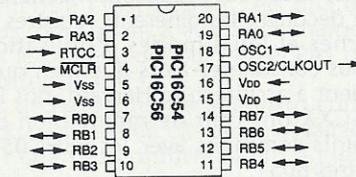
Le bloc de registres à usage général est à considérer en fait comme de la mémoire vive dont les 32 premiers octets sont accessibles directement. Si cette mémoire est de taille supérieure, ce qui est le cas sur certains circuits, un système de pagination est alors utilisé.

Notez également la présence au niveau de ce bloc du registre f4 qui permet l'utilisation de l'adressage indirect.

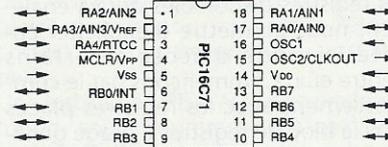
PDIP, SOIC, Cerdip Window



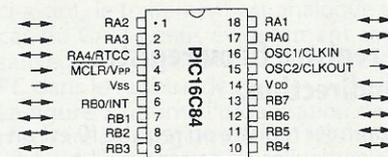
SSOP



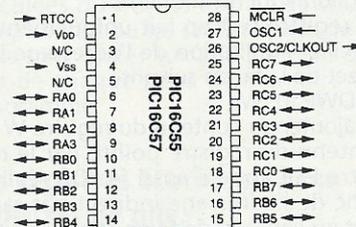
PDIP, SOIC, Cerdip Window



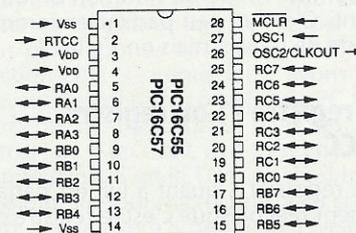
PDIP, SOIC



PDIP, SOIC, Cerdip Window



SSOP



**Figure 2 :** brochages des principaux circuits PIC 16CXX.





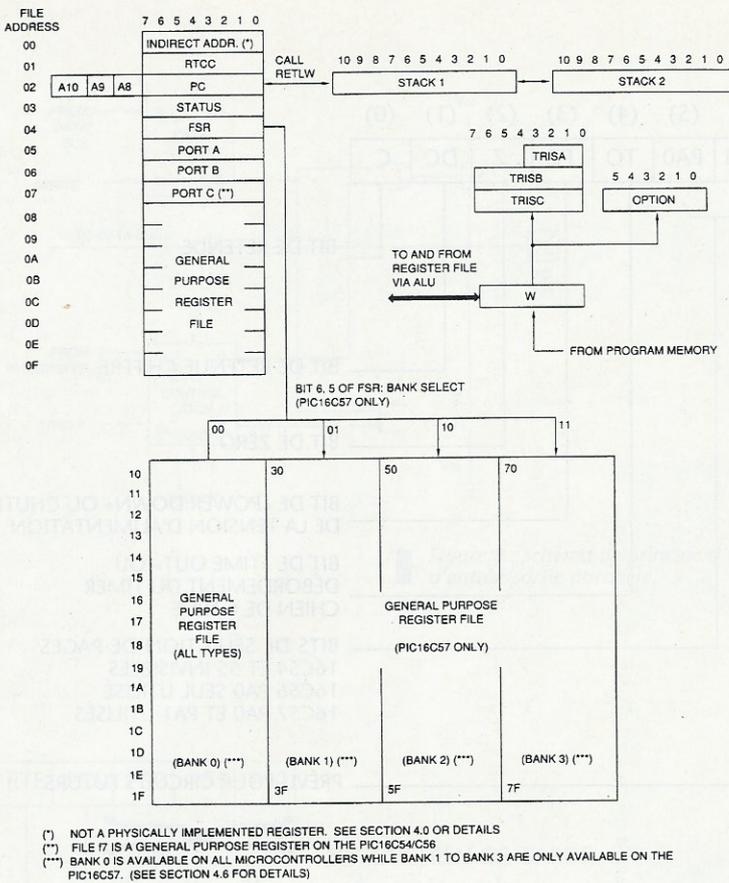


Figure 5 : les registres internes des PIC 16CXX et leur organisation.

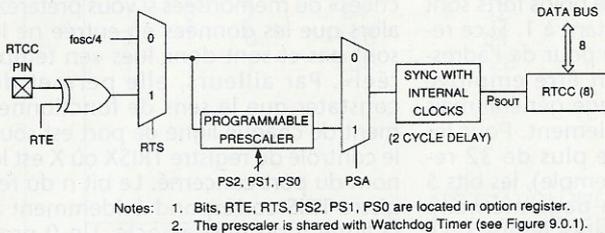


Figure 6 : schéma de principe de la RTCC.

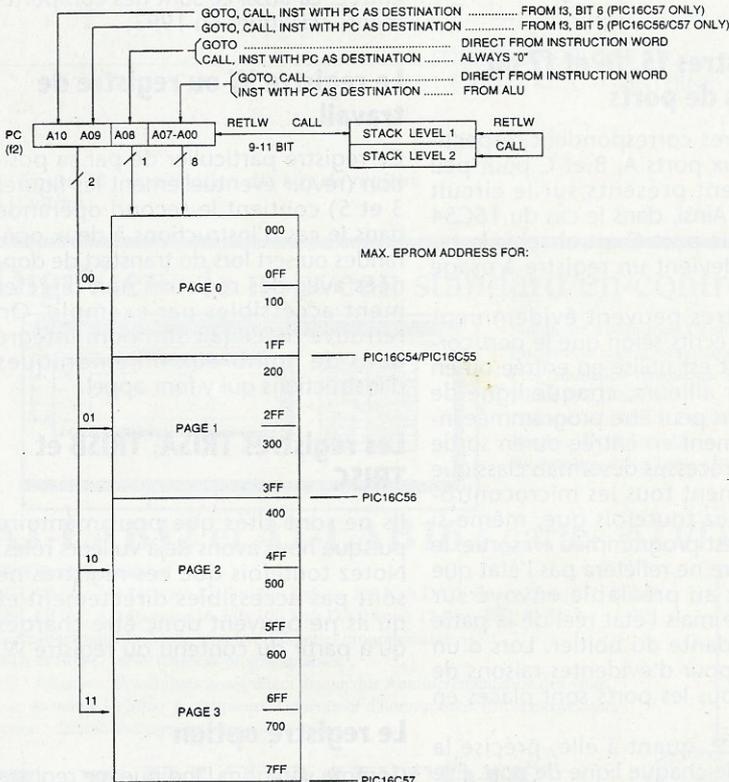


Figure 7 : utilisation des bits de pagination mémoire du PC.

des deux registres de pile Stack1 et Stack2 (ou des huit dans le cas des 16C71 et 16C84) est évidemment identique à celle du PC afin de permettre sa sauvegarde dans tous les cas. Tous les bits de ce PC sont initialisés à 1 sur un RESET. Il pointe donc en haut de la mémoire pour y trouver la première instruction exécutable, ce qui est une pratique universelle, du moins très courante.

Le contenu du PC est évidemment incrémenté de 1 lors de l'exécution de chaque instruction mais peut être modifié directement par un certain nombre d'entre elles ; les restrictions suivantes doivent alors être prises en compte.

Lors de l'exécution d'une instruction GOTO, seuls les neuf bits de poids faible du PC sont chargés conformément à l'instruction ; les bits de poids fort quant à eux sont chargés conformément à l'instruction ; les bits de poids forts, quant à eux, sont chargés avec le contenu des bits PA0 et PA1 du registre d'état (f3).

Lors de l'exécution d'une instruction CALL, seuls les huit bits de poids faibles sont chargés conformément à l'instruction. Le neuvième bit est mis à 0 alors que les bits de poids fort sont quant à eux chargés avec PA1 et PA0 comme ci-avant. Le contenu du PC avant l'exécution du CALL, incrémenté de 1, est quant à lui poussé dans le registre de pile pour assurer le retour correct du sous-programme ainsi appelé.

Une instruction RETLW qui assure le retour de sous-programme charge l'intégralité du PC avec le contenu du registre de pile.

Si le PC est le destinataire d'une instruction « ordinaire », c'est-à-dire de toute autre instruction que celles vues ci-avant, le traitement est analogue au cas du CALL, mais évidemment sans sauvegarde préalable du contenu du PC dans le registre de pile.

La figure 7 résume l'organisation de la mémoire de programme qui résulte de ce mode de fonctionnement en fonction de la taille disponible dans les différents circuits de la famille.

Il importe de noter que, en raison de la mise à 0 du neuvième bit du PC dans le cas des CALL ou des modifications calculées du PC, les appels de sous-programmes ou les sauts réalisés de la sorte sont limités aux 256 premiers octets de chaque page de mémoire de programme.

### Les registres Stack1 ou 2 ou registres de pile.

Ces registres servent à mémoriser l'adresse de retour lors de l'appel de sous-programmes au moyen de l'instruction CALL. Comme nous l'avons vu ci-avant, le contenu complet du PC incrémenté de 1 est poussé dans ces registres lors d'un CALL et il y est ensuite récupéré lors d'un RETLW. Ceci est très classique sur tout microcontrôleur si ce n'est que la pile n'a que deux niveaux (8 pour les PIC 16C71 et 16C84) et qu'il ne faut donc pas imbriquer plus de deux (respectivement huit) sous-

programmes sauf à prévoir des manœuvres spéciales pour assurer un retour correct. Notez également que l'instruction de retour de sous-programme RETLW est suivie d'une donnée qui se trouve chargée dans le registre W lors de ce retour de sous-programme. Cela peut s'avérer intéressant comme nous le verrons pour exploiter des tables de données en mémoire de programme.

### Le registre f3 ou registre d'état

Comme son nom l'indique, ce registre contient un certain nombre de bits d'état de l'unité centrale mais aussi les bits de sélection de pages PA1 et PA0 évoqués ci-avant dans le cas du PC. De ce fait, il peut être lu ou écrit comme n'importe quel autre registre étant entendu que certains bits resteront non modifiés suite à une tentative d'écriture.

La figure 8 présente le contenu détaillé de ce registre. Les bits PA2, PA1 et PA0 servent à sélectionner les pages de mémoire de programme. Selon la taille de la mémoire disponible et donc selon la largeur du PC, PA0 ou PA0 et PA1 ou PA0, PA1 et PA2 sont nécessaires. Pour les circuits où un ou plusieurs de ces bits sont inutiles (PIC 16C54 par exemple ou aucun bit n'est utile), ils servent de bits à usage général.

TO est le bit de Time Out ou débordement du timer chien de garde. Il passe à 1 lors de la mise sous tension du circuit et lors de l'exécution des instructions CLRWDT et SLEEP. Il est remis à 0 lors d'un time out du timer chien de garde (watchdog) comme nous le verrons lors de la présentation de cette ressource.

PD est le bit de Power Down ou d'indication de chute de tension d'alimentation. Il est mis à 1 lors d'une mise sous tension du circuit ou lors de l'exécution d'une instruction CLRWDT. Il est remis à 0 par l'exécution d'une instruction SLEEP.

Z est le bit de Zéro. Il est mis à 1 si le résultat de la dernière opération arithmétique ou logique réalisée est nul, ce qui est très classique.

DC est le bit Digit Carry/borrow ou bit de retenue chiffre. Ce bit, parfois appelé demi-retenu sur certains circuits, est positionné à 1, si l'exécution d'une instruction ADDWF ou SUBWF a généré une retenue.

Lors d'un reset, les bits PA0, PA1, PA2 sont mis à 0, TO et PD sont positionnés comme expliqué ci-avant tandis que l'état des autres bits est inconnu. Notez par ailleurs qu'une écriture dans f3 peut modifier tous les bits sauf TO et PD.

### Le registre f4 ou registre de sélection de registre.

Comme son nom l'indique et comme nous venons de l'expliquer lors de la présentation du registre f0, le contenu de f4 est utilisé en fait pour l'adressage indirect. Pour les circuits ne disposant que de 32 registres à usage général,

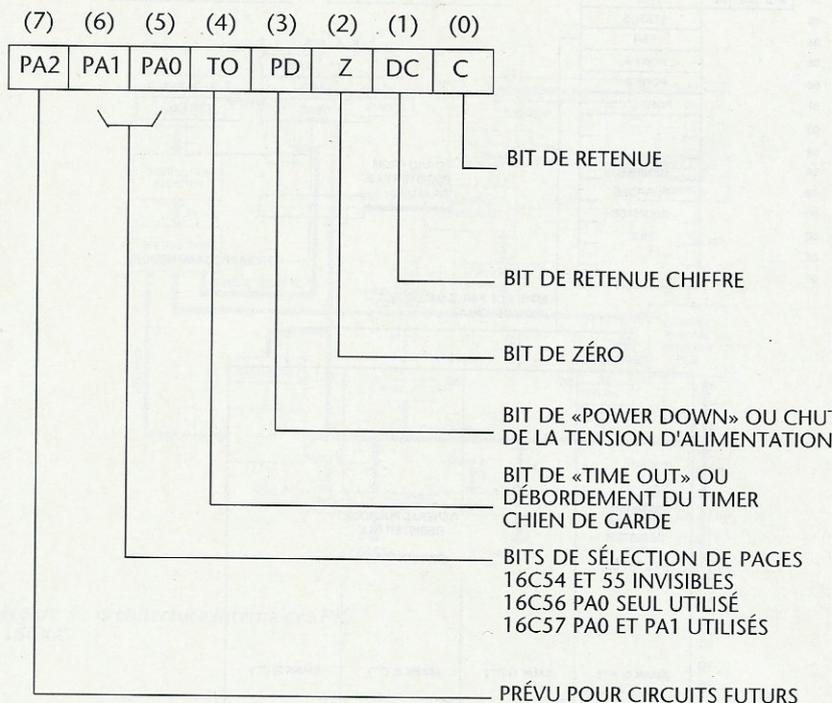


Figure 8 : signification des bits du registre d'état.

seuls les bits 0 à 4 de f4 sont utilisés et significatifs. Les bits de poids forts sont toujours lus comme étant à 1. Si ce registre n'est pas utilisé pour de l'adressage indirect, il peut être employé comme registre à usage général mais avec 5 bits utiles seulement. Pour les circuits disposant de plus de 32 registres (16C57 par exemple), les bits 5 et 6 sélectionnent la page mémoire utilisé comme schématisé figure 5. Le bit 7, quant à lui, est toujours lu comme un 1.

### Les registres f5, f6 et f7 ou registres de ports

Ces registres correspondent respectivement aux ports A, B et C pour peu qu'ils soient présents sur le circuit concerné. Ainsi, dans le cas du 16C54 ou 56 où le port C est absent, le registre f7 devient un registre à usage général.

Ces registres peuvent évidemment être lus et écrits selon que le port correspondant est utilisé en entrée ou en sortie. Par ailleurs, chaque ligne de chaque port peut être programmée individuellement en entrée ou en sortie selon un processus désormais classique sur quasiment tous les microcontrôleurs. Notez toutefois que, même si une ligne est programmée en sortie, le fait de la lire ne reflètera pas l'état que vous avez au préalable envoyé sur cette sortie mais l'état réel de la patte correspondante du boîtier. Lors d'un RESET, et pour d'évidentes raisons de sécurité, tous les ports sont placés en entrée.

La figure 9, quant à elle, précise la structure de chaque ligne de port. Elle permet de comprendre l'essentiel des fonctionnalités de ces lignes à savoir

que les données en sortie sont « lachées » ou mémorisées si vous préférez alors que les données en entrée ne sont pas et sont donc lues « en temps réel ». Par ailleurs, elle permet de constater que le sens de fonctionnement de chaque ligne de port est sous le contrôle du registre TRISX où X est le nom du port concerné. Le bit n du registre TRIS correspond évidemment à la ligne n du port associé. Un 0 programme la ligne correspondante en sortie alors qu'un 1 la programme en entrée. Là aussi ce sont des comportements classiques en 1993.

### Le registre W ou registre de travail

Ce registre particulier de par sa position (revoir éventuellement les figures 3 et 5) contient le second opérande dans le cas d'instructions à deux opérands ou sert lors du transfert de données avec des registres non directement accessibles par exemple. On retrouve de ce fait son nom intégré dans de nombreux mnémoniques d'instructions qui y font appel.

### Les registres TRISA, TRISB et TRISC

Ils ne sont cités que pour mémoire puisque nous avons déjà vu leurs rôles. Notez toutefois que ces registres ne sont pas accessibles directement et qu'ils ne peuvent donc être chargés qu'à partir du contenu du registre W.

### Le registre option

Comme son nom l'indique, ce registre est utilisé pour programmer les options de fonctionnement de l'horloge

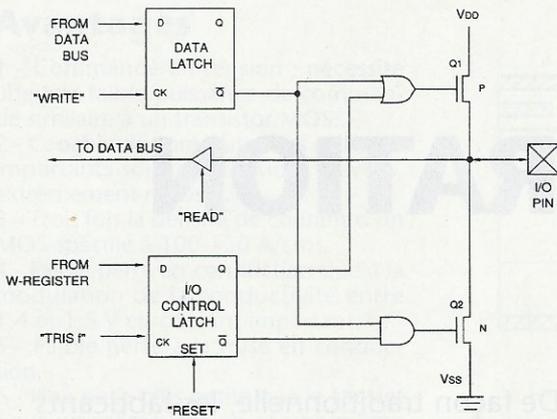


Figure 9 : schéma de principe d'une ligne d'entrée/sortie parallèle.

temps réel. Nous avons d'ailleurs déjà vu la fonction de tous ces bits lors de la présentation du registre RTCC ci-avant. La figure 10 qui définit ces derniers est donc à considérer comme un simple rappel étant entendu que nous vous renvoyons à la description de f1 pour la définition individuelle de chaque bit.

Notez seulement que lorsque le prédiviseur n'est pas affecté à la RTCC, il est alors utilisé par le timer chien de garde (watchdog) et que, dans ce dernier cas, les taux de prédivision diffèrent de ceux utilisés par la RTCC.

Le schéma synoptique complet de l'ensemble RTCC et timer chien de garde devient alors celui présenté figure 11 sur lequel nous ne nous étendrons pas car il se déduit très simplement de la signification des bits de la figure 10.

## CONCLUSION

Vous connaissez maintenant suffisamment bien l'architecture et les ressources internes des PIC 16CXX pour aborder dans notre prochain numéro, la présentation du jeu d'instructions. Rassurez-vous tout de suite, les PIC 16CXX sont des circuits RISC ; ce jeu est donc réduit.

Nous continuerons ensuite par des applications. Ces microcontrôleurs se prêtent notamment fort bien à la réalisation d'automates en logique floue.

## C. BROUSSAS

RTS	RTE	PSA	PS2	PS1	PS0
RTCC CHIEN DE GARDE					
0	0	0	2	1	1
0	0	1	4	2	2
0	1	0	8	4	4
0	1	1	16	8	8
1	0	0	32	16	16
1	0	1	64	32	32
1	1	0	128	64	64
1	1	1	256	128	128

AFFECTATION PRÉ DIVISEUR  
1 = WATCHDOG 0 = RTCC

FRONT ACTIF ENTRÉE RTCC  
1 = 0 =

SOURCE D'HORLOGE RTCC  
1 = PATTE RTCC 0 = INTERNE

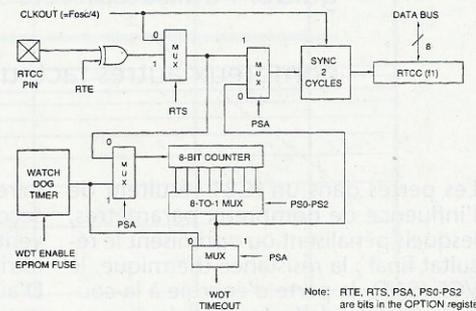
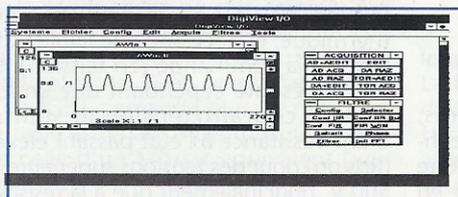


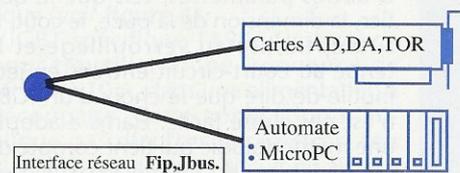
Figure 11 : schéma de principe complet de l'ensemble RTCC - chien de garde.

Figure 10 : signification des bits du registre Option.

## DigiView le nouveau standard en contrôle-acquisition sous WINDOWS

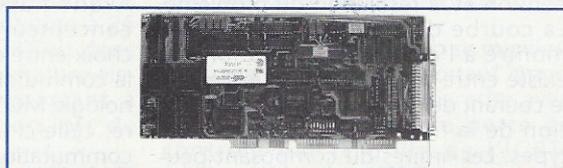


Simplicité d'utilisation. Configuration intuitive.  
 Curseurs et zooms dynamiques.  
 Programmation visuelle par icône.  
 Filtrés FFT, IIR, FIR.  
 Exportation : Paradox, Dbase, Excel, Quattro.  
 Version DOS, DOS32.  
 Bibliothèques DigiTools : DLL, DDE, C, Pascal.



## AT-LAB12 et AT-LAB16 : cartes AD/DA pour WINDOWS

100% programmables  
 AT-LAB12 : AD 16 voies 12 bits 800 Ks/s ou 100 Ks/s, DA 2 voies 12 bits, TTL 40 E/S.  
 AT-LAB16 : AD 16 voies 16 bits 100 Ks/s, DA 2 voies 12 bits, TTL 40 E/S  
 Gain programmable. Mode simple/différentiel programmable.  
 DMA et IRQ (7) sélectables & programmables.  
 FIFO 4 Koctets. Possibilités accès direct disque dur. Autoincrémentement des voies.  
 Base de temps 10 Mhz : 6 compteurs. Générateur d'interruptions (fifo, externe, timer).  
 Option : échantillonnage simultané sur 4 voies.



**DIGIMETRIE**

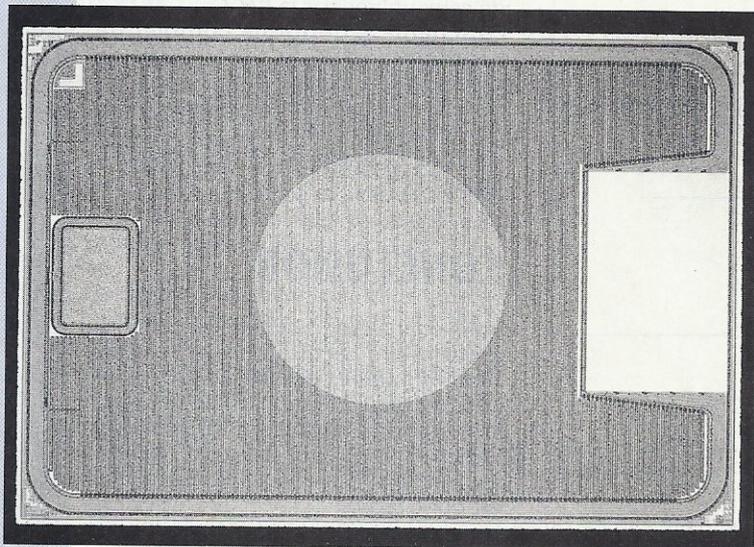
30, Rue E. RENAN 66000 Perpignan  
 Tel : 68 66 54 48 Fax : 68 50 27 85

Nom : \_\_\_\_\_  
 Société : \_\_\_\_\_  
 Adresse : \_\_\_\_\_

ERP 10/93

Catalogue gratuit sur demande

# IGBT : QUELLE GÉNÉRATION CHOISIR ?



Puce d'IGBT

De façon traditionnelle, les fabricants d'IGBT mentionnent qu'il existe une relation d'échanges bien précise entre les pertes en conduction et les pertes en commutation. En fait, ceci est vrai et beaucoup de fournisseurs offrent des composants optimisés pour l'une ou l'autre de ces caractéristiques. Celles-ci ne sont cependant pas suffisantes pour guider l'utilisateur vers son choix optimum. Les pertes sont causées par de nombreux autres facteurs individuels.

Les pertes dans un IGBT résultent de l'influence de nombreux paramètres, lesquels pénalisent ou optimisent le résultat final ; la résistance thermique, le VCE (SAT), la perte d'énergie à la coupure (facteur de forme d'onde du courant de commutation), la valeur du courant, la fréquence de fonctionnement, le rapport cyclique, la tension d'alimentation et la température jouent un rôle à part entière dans la détermination du choix de l'IGBT. D'autres paramètres, tels que le boîtier, la dimension de la puce, le coût, la susceptibilité au verrouillage et la tenue au court-circuit entrent en jeu. Inutile de dire que le choix d'un IGBT n'est pas chose facile. Harris a adopté une méthodologie qui tient compte de ces variables, du moins à partir d'un point de vue des pertes, de façon à aider le concepteur dans la compréhension et la résolution du problème. La courbe de fréquence maximum montre à l'utilisateur la relation qui existe entre les variables en indiquant le courant de sortie maximum en fonction de la fréquence pour plusieurs types. Les limites du composant peuvent de ce fait être analysées à travers les besoins de l'application, ce qui permet de choisir le type approprié. Finalement, les nombreux commen-

taires concernant les améliorations de seconde ou troisième génération peuvent être définis, comparés et compris intrinsèquement.

D'autres améliorations relatives au verrouillage et à la tenue au court-circuit seront abordées parmi les options multiples qui intègrent circuit de commande et protection dans un même boîtier.

## TECHNOLOGIE DE L'IGBT

L'IGBT a été inventé en 1950. Harris, qui possède les brevets de cette technologie, présente sur le marché une gamme de produits dont la matrice en courant va de 3 A à 50 A et en tension de 400 V à 1200 V.

Avant l'apparition des IGBTs, le concepteur avait essentiellement le choix entre deux solutions concernant le commutateur de puissance, la technologie MOS et la technologie bipolaire, celle-ci incluant les transistors de commutation et les thyristors.

Le bipolaire, cheval de bataille de l'industrie, a fourni pendant longtemps des solutions à prix effectif pour résoudre les demandes de commutateur

de puissance. Il offre d'importantes performances en courant, une tenue en haute tension, de faibles pertes à l'état passant, mais également une vitesse de commutation lente et des pertes associées avec, de plus, une consommation significative du circuit de contrôle car commandé en courant. La technologie MOS offre, d'autre part, des performances en vitesse élevée (composant à porteurs majoritaires), c'est-à-dire des pertes associées faibles, peu ou pas d'emballement thermique, et nécessite une faible puissance à la commande (en tension). Le MOS présente cependant une limitation en courant/tension et souffre d'une résistance à l'état passant élevée ( $R_{ds(on)}$ ) pour des tensions supérieures à 500 V, principalement due à la résistivité importante et à une épaisseur plus importante de la couche épitaxiale nécessaire pour tenir ces tensions élevées. Mais surtout, le MOS est plus cher que son homologue bipolaire haute tension pour un  $R_{ds(on)}$  équivalent.

La technologie IGBT s'efforce de combiner les bénéfiques des technologies MOS et bipolaires à l'intérieur d'une structure unique. Les avantages et inconvénients des IGBT sont repris ci-dessous.

## Avantages

- 1 - Commandé en tension ; nécessite une très faible puissance de commande de similaire à un transistor MOS.
- 2 - Capable de commuter des courants importants sous des tensions élevées, extrêmement robuste.
- 3 - Trois fois la densité de courant d'un MOS spécifié à 100-150 A/cm<sup>2</sup>.
- 4 - Faible perte en conduction due à la modulation de la conductivité entre 1,4 et 1,5 V en courant important.
- 5 - Faible perte à la mise en conduction.
- 6 - Une puce plus petite que le Mosfet pour un même Rds on et une même tension. Approximativement le tiers de la dimension d'un transistor Mosfet.

## Inconvénients

- 1 - Temps de descente faible, comparé aux transistors MOS. Cependant, un peu plus rapide qu'un transistor bipolaire.
- 2 - Perte relativement élevée en commutation.
- 3 - Phénomène de verrouillage possible.
- 4 - Peut présenter une aire de sécurité non carrée.
- 5 - Fréquence opérationnelle limitée à moins de 50 kHz.
- 6 - Procédé de diffusion plus complexe mais compensé par une taille de puce inférieure à celle du transistor Mosfet. La structure de base d'un IGBT ressemble à celle d'un Mosfet à la différence que le matériel de départ (substrat) est du silicium dopé + et qu'elle nécessite quelques masques additionnels.

La structure IGBT (**figure 1**) incorpore un transistor bipolaire PNP connecté à un transistor de puissance Mosfet en configuration Darlington. Une structure thyristor parasite est ainsi présente, elle est la cause d'un verrouillage parfois intempestif ; les nouveaux design cependant ont permis de minimiser ce défaut.

Un IGBT canal N se commute à l'état passant quand on lui applique une tension positive sur la grille par rapport à l'émetteur. Le substrat de l'IGBT de type + injecte des porteurs positifs dans la région du drain du Mosfet pendant la conduction, ce qui entraîne une modulation de la conductivité de cette région. Cet effet réduit les pertes de conduction par rapport à un transistor Mosfet conventionnel. Bien que la fabrication d'un IGBT demande plus de masques, sa taille est égale à peu près à un tiers de celle d'un Mosfet équivalent (voir **figure 2**).

La caractéristique de commutation d'un IGBT se situe entre 500 ns et 1µsec à Tj = 150 deg C. Cette caractéristique peut cependant s'améliorer en modifiant le gain du PNP ou en incorporant des centres de recombinaison à l'intérieur de la structure afin de dissiper rapidement les charges emmagasinées pendant la coupure ; le temps d'extraction des porteurs peut se réaliser soit par des dislocations internes de la structure (techniques d'irradiation), soit en utilisant des dopants de métaux

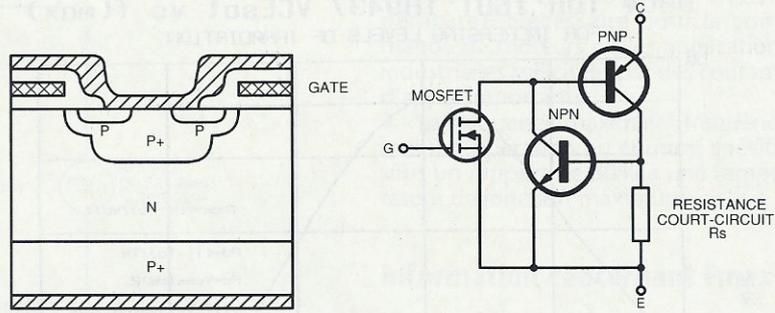


Figure 1 : a) vue en coupe d'un IGBT indiquant la cellule DMOS dont la partie intégrée P+n est court-circuitée. b) circuit équivalent de l'IGBT montrant la caractéristique de commande MOS et la structure thyristor parasite .

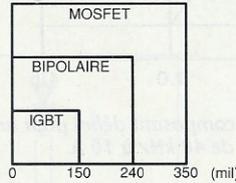


Figure 2 : comparaison de la taille de puce entre IGBT, Bipolaire et Mosfet pour I = 15 A, 500 V.

spécifié par rapport à VCE (SAT). Cette fréquence maximale est basée sur un rapport cyclique de 50% et prend en considération les pertes inductives de commutation et la résistance thermique du boîtier ; il en résulte une fréquence optimum de l'opération pour

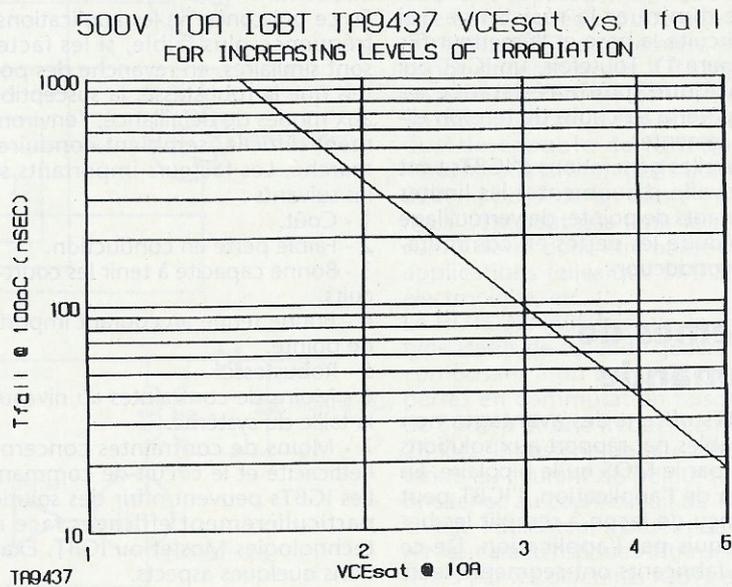


Figure 3 : variation du VCE (SAT) en fonction du niveau d'irradiation.

lourds tels que l'or ou le platine. Le **figure 3** montre l'effet d'une irradiation neutronique sur une puce IGBT Harris et indique de quelle manière elle affecte la relation entre la tension de saturation (VCE SAT) et le temps de coupure. Il est à noter que le temps de coupure est mesuré à 100 deg C. Ceci est important car il y a un rapport 2 entre le temps de commutation à 25 deg et à 150 deg C. Un IGBT est donc deux fois plus lent à température élevée. C'est un point important à prendre en considération lors de l'étude du système. Dès que la relation entre le VCE (SAT) et le temps de coupure est établie, il est possible de tracer la fréquence maximale d'opération pour un courant

différents niveaux d'irradiation. Ceci peut servir à définir un composant pour une application bien spécifique (voir **figure 4**).

L'IGBT spécifique TA9437 est conçu pour travailler à une fréquence de 40 kHz à 10 A, dans une alimentation à découpage. Cette application n'implique pas d'autres paramètres, tels que la tenue au court-circuit ou au verrouillage. Généralement, ces composants irradiés ont un gain très important et une tenue médiocre au court-circuit.

Le verrouillage ou latch-up se manifeste quand un courant important amorce la structure thyristor parasite avec comme conséquence la perte de contrôle par la grille de l'IGBT. Aujourd'hui, les IGBTs ne se verrouillent plus si on les utilise à l'intérieur de spécifications maximales fournies par les constructeurs. La limite

500V 10A IGBT TA9437  $V_{CEsat}$  vs  $f(max)$   
FOR INCREASING LEVELS OF IRRADIATION

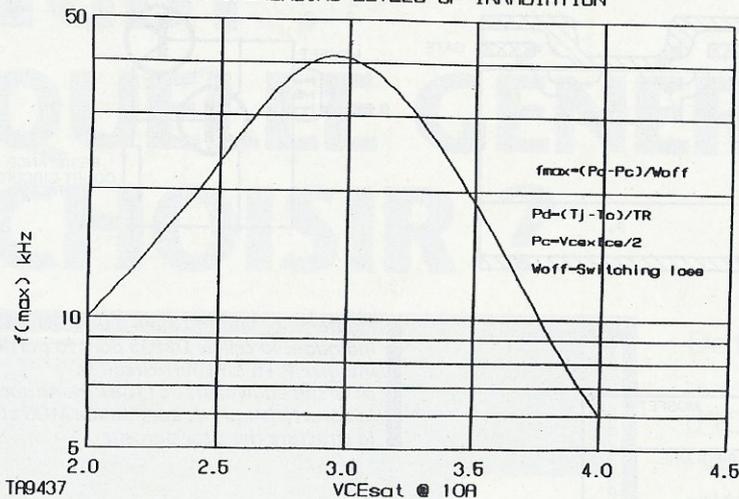


Figure 4 : composant défini pour une fréquence de 40 kHz à 10 A.

d'un verrouillage se manifeste pour un courant de 4 à 10 fois supérieur au courant maximal spécifié à 25 deg C. Les techniques utilisées pour rendre les IGBTs moins sensibles au phénomène de latch-up divergent d'un fabricant à un autre mais souvent le gain du transistor parasite NPN est réduit, tout en utilisant des géométries spécifiques afin de diminuer la résistance qui court-circuite la base et l'émetteur ( $R_s$  de la figure 1). Toutefois, un IGBT qui présente une grande résistance au latch-up verra sa chute de tension directe augmenter.

Les nouvelles générations d'IGBTs sont conçues afin d'augmenter les limites des courants de pointe, de verrouillage et de réduire les pertes en commutation et conduction.

## Systèmes de commande

Les IGBTs offrent des avantages non négligeables par rapport aux solutions offertes par le MOS ou le bipolaire. En fonction de l'application, l'IGBT peut être conçu de façon à remplir les besoins requis par l'application. De ce fait, les fabricants ont segmenté leurs produits pour aller à l'encontre de deux domaines : les IGBTs haute fréquence pour applications telles que alimentation à découpage PWM, ballast électronique et commande de moteur, qui nécessitent une fréquence d'opération entre 20 et 50 kHz, et, d'autre part, des IGBTs plus lents pour applications telles que UPS, robotique, soudure, chauffage à induction et commande de moteur où la fréquence d'utilisation se situe entre 1 et 15 kHz. Les circuits de commande des IGBTs pour ces deux segments sont similaires, mais ils possèdent néanmoins certaines caractéristiques distinctives. Les facteurs importants pour le segment d'utilisation des composants haute fréquence sont les suivants :

- 1 - Prix.
- 2 - Réduction des pertes en commutation avec certains compromis en ce qui concerne les pertes en conduction.
- 3 - Le temps de recouvrement interne des diodes associées doit être inférieur à 100 nsec.

- 4 - Réduction de la taille du système.
- 5 - Réduction des pertes de commande pour augmenter le rendement.
- 6 - La question de la tenue au court-circuit est limitée principalement aux applications de commande de moteurs en PWM.

En ce qui concerne les applications de fréquence plus faible, si les facteurs sont similaires, en revanche des points tels que la robustesse, la susceptibilité aux modes de défaillance, l'environnement difficile, semblent conduire ce marché. Les facteurs importants sont les suivants :

- 1 - Coût.
  - 2 - Faible perte en conduction.
  - 3 - Bonne capacité à tenir les court-circuits.
  - 4 - Bonne tenue au courant important de pointe.
  - 5 - Robustesse.
  - 6 - Moins de contraintes au niveau de la taille du système.
  - 7 - Moins de contraintes concernant l'efficacité et le circuit de commande.
- Les IGBTs peuvent offrir des solutions particulièrement efficaces face aux technologies Mosfet ou IGBT. Examinons quelques aspects.

## Coût

La surface typique d'une puce IGBT est égale au tiers de celle d'un transistor Mosfet et à la moitié d'un transistor bipolaire. Quoique le procédé de fabrication soit plus coûteux, l'IGBT a un coût total moins élevé que ses homologues. Ceci est particulièrement vrai pour des courants inférieurs à 20 A car la faible dimension de la puce permet l'utilisation d'un boîtier bon marché tel que le TO-220, nettement plus avantageux que le TO-247. Du fait de sa taille et du volume de production, un TO-220 est pratiquement sept fois moins cher qu'un TO-247.

## Encombrement

Les IGBTs offrent une réduction de taille significative vis-à-vis de certaines solutions bipolaires ou Mosfet. Cette approche peut se discuter de la façon suivante :

1 - Le boîtier TO-220 peut s'utiliser entre d'autres boîtiers plus grands, dépendants du niveau de courant et de puissance. De plus, beaucoup d'IGBTs de faible courant se contentent d'un boîtier report à plat tel que le TO-252 (D-pack), ce qui permet de réduire de beaucoup la taille du système.

2 - Quoique les IGBTs ne contiennent pas une diode inverse inhérente comme tous les transistors Mosfet, il est très facile d'inclure une puce de diode rapide à l'intérieur des boîtiers tels que le TO-220 ou le TO-247. Ceci permet de réduire l'encombrement du système, le coût de l'insertion, et améliore le rendement ainsi que les bruits EMI par l'utilisation d'une diode à temps de recouvrement rapide et doux. Le TRR d'une telle diode est de trois à quatre fois meilleur que celui de la diode inhérente du Mosfet.

3 - Comparé avec les exigences exigeantes des circuits d'attaque des transistors bipolaires, l'IGBT ne nécessite que peu d'éléments et surtout une puissance nettement moindre. Pour rappel, l'attaque d'un transistor Darlington 50 A sous 15 V demande  $\pm 50$  mA, c'est-à-dire 750 mW par composant !

## Exemples d'utilisation

Trois schémas simplifiés sont mentionnés afin d'illustrer l'intérêt de l'IGBT dans trois domaines différents : un commutateur AC statique, une alimentation à découpage et une commande de moteur triphasé.

A - Le domaine d'application du commutateur industriel AC a été récemment bouleversé par le remplacement de la technologie thyristor par l'IGBT. La figure 5 montre un exemple typique d'un commutateur AC isolé optoélectrique pour des applications de contrôle industriel ; il utilise deux IGBTs et diodes associées. L'IGBT offre un circuit de contrôle plus simple, de faibles pertes en conduction, une capacité à gérer des pointes de courant importantes (de six à dix fois le courant continu spécifié à la température de 90°C) et une température de jonction plus importante (150°C). De plus, la robustesse de l'IGBT le prédestine pour des environnements industriels sévères et fournit une solution avantageuse.

B - Beaucoup de fabricants d'appareils ménagers tentent de remplacer le moteur AC traditionnel et son système de transmission par un moteur à courant continu sans transmission, plus efficace et moins onéreux.

L'IGBT semble le candidat prédestiné pour la section de commande de ce circuit, surtout en Europe, car ces composants doivent travailler à une tension supérieure à 500 V. De plus, l'arrivée de circuits intégrés de commande haute tension simplifie cette approche. La figure 6 montre le tiers d'un schéma qui combine un circuit de puissance intelligente, les IGBTs, quelques diodes pour fournir la translation de niveau. Dans certains cas, des protections ou des détecteurs de fautes peuvent être incorporés dans le CI afin de protéger l'IGBT lorsque la charge est

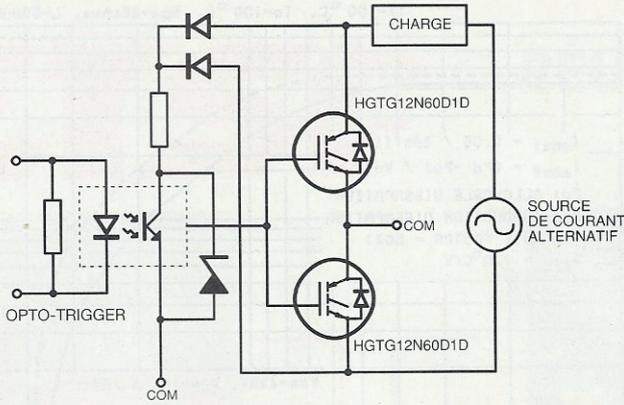


Figure 5 : exemple d'un commutateur AC opto-isolé, utilisant deux IGBTs.

fois le courant continu spécifié en température). Nécessaire pour la commande de moteurs ou les applications industrielles sollicitées par des courants d'appel importants.

9 - La fréquence maximale (fréquence max.) d'opération au courant spécifié sous un rapport de 50% à une température de jonction maximum.

### Information concernant Fmax

Cette information est critique et très importante pour les concepteurs. La fréquence maximum de fonctionnement dépend de la performance du composant par application spécifique. Si un composant surdimensionné en courant est employé dans une application à faible courant, il peut être utilisé pour des fréquences de fonctionnement plus importantes. Ceci est indiqué par la figure 8 qui est un guide d'estimation des performances pour une application donnée.

La figure 9 montre une comparaison entre différents IGBTs de l'industrie ainsi que leurs caractéristiques relatives. Il est difficile de dire que tel IGBT est le meilleur, car il peut s'avérer excellent pour une application et médiocre pour une autre et réciproquement. Harris offre des IGBTs de première et de seconde génération ; le IGTP10N50 est un type de première génération. Il est un des plus petits IGBTs offerts par l'industrie capable de fonctionner à 40 kHz, utilisant un petit boîtier (TO-220), il possède un faible VCE (SAT) mais il ne peut pas tenir le court-circuit. Il devra donc être utilisé dans des applications telles que SMPS, ballast électronique, etc.

Le HGTG32N60E2 est un exemple de type Harris de seconde génération. Ce composant a un bon VCE (SAT), des pertes en commutation raisonnables de 3500  $\mu$  et une fréquence FMAX de 28 kHz. Il possède de plus une bonne tenue au courant de pointe (200A) et une tenue au court-circuit de 10-15  $\mu$ s. En fait, l'utilisateur a besoin de comparer les caractéristiques intrinsèques offertes par les différents IGBTs et sa décision quant au meilleur choix est basée sur les besoins spécifiques de son application.

### Tendances évolutives

Les tendances évolutives de l'industrie de l'IGBT sont nombreuses et difficiles à cerner. Il y a cependant des thèmes identifiables parmi les fabricants :

- 1 - Une recherche continue de la réduction des pertes en conduction et commutation. La troisième génération verra des IGBTs non seulement rapides mais présentant également un faible VCE SAT, le tout dans un même composant ;
- 2 - Des niveaux de seuil d'entrée plus importants pour certains fabricants amélioreront la tenue au court-circuit ;
- 3 - Des IGBTs niveau logique (saturé à 5V) commenceront à faire leur apparition ;
- 4 - Des IGBTs à miroir de courant mais limités à des applications bien spéci-

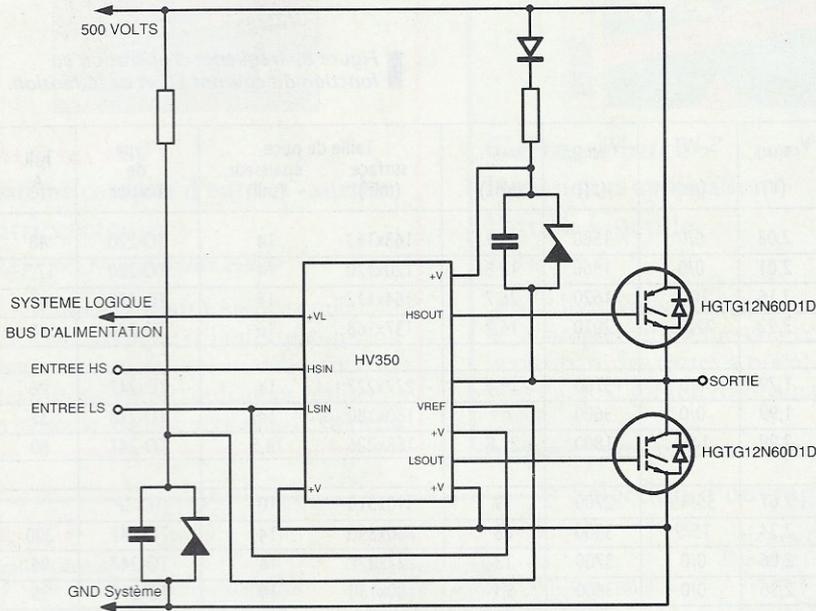


Figure 6 : tiers d'une commande de moteur DC triphasé utilisant le HV350 et deux IGBTs incluant les diodes dans le même boîtier.

court-circuitée.

C - De plus en plus les IGBTs sont sollicités pour la conception des circuits d'alimentation à découpage. Quoique la vitesse de commutation les freine, ils trouvent leur voie dans des applications bien spécifiques. Les alimentations à bas prix de moins de 20 A faisant appel à une topologie flyback peuvent utiliser les IGBTs de façon très efficace. Des IGBTs capables de supporter des tensions supérieures à 1000 V sont maintenant disponibles sur le marché. Le schéma typique d'une telle application est montré figure 7.

## FACTEURS COMPÉTITIFS

La technologie IGBT évolue rapidement et des améliorations apparaissent presque tous les jours. L'industrie à part entière a commuté de la première génération qui présentait de mauvaises performances de commutation, des pertes en conduction et une faible robustesse (verrouillage et tenue au court-circuit) vers une deuxième génération qui améliore ces paramètres.

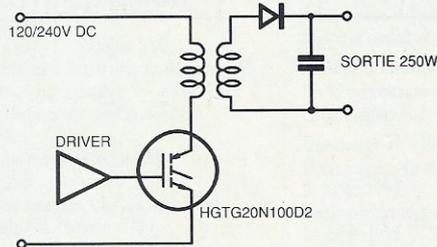


Figure 7 : alimentation à découpage de 250 V utilisant la topologie Flyback et un IGBT 1000V.

Cependant, de façon générale, il existe plusieurs facteurs de différenciation intervenant dans le choix de l'IGBT.

- 1 - Coût.
- 2 - Boîtier et dimension, résistance thermique de celui-ci.
- 3 - VCE (SAT) au courant spécifié pour une température de jonction à 125°C.
- 4 - Temps de descente en température élevée (à 125°C temps jonction).
- 5 - Perte de commutation à la coupure incluant les pertes de traînage.
- 6 - Courant continu maximum pour une température de boîtier à 90°C.
- 7 - Capacité de soutenir pendant un certain temps (5 à 10  $\mu$ sec) un court-circuit. Utile pour la commande de moteurs.
- 8 - Courant maximum de pointe sans verrouillage (souvent de quatre à dix

- figues (voir figure 10) ;  
 5 - Des protections d'écrêtage actif internes (monolithiques) seront disponibles (voir figure 10) ;  
 6 - Des caractéristiques de protection monolithique telles que coupure par limitation thermique et protection contre les court-circuits seront incorporées ;  
 7 - D'autres fonctions «intelligentes» telles que diagnostic de faute... pourraient être ajoutées ;  
 8 - Des modules multipuces incorporent des circuits intégrés de contrôle intelligent en conjonction avec des IGBTs dans le même boîtier (voir figure 11) ;  
 9 - Des puces importantes d'IGBTs et des circuits de contrôle seront utilisés dans des modules de puissance, ceci dans une gamme en courant de 100 à 400A.  
 10 - Des IGBTs de 1200 à 1500 V feront leur apparition.

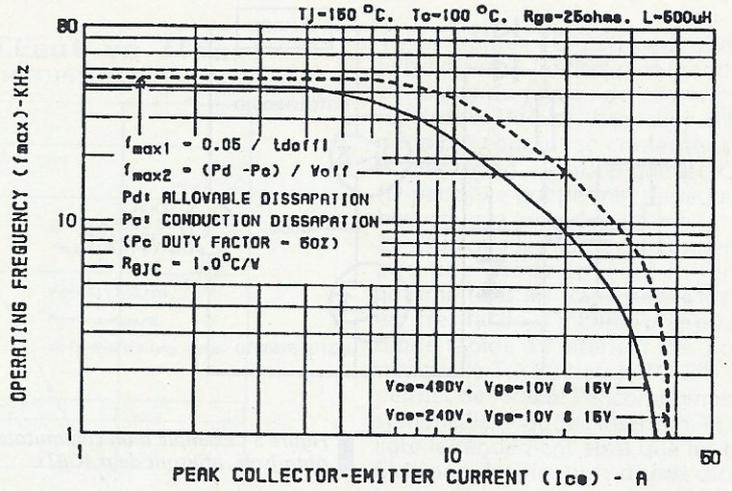


Figure 8 : fréquence d'opération en fonction du courant EC et de la tension.

Référence	Source	$R_{\theta JC}$ ( $^{\circ}C/W$ )	$I_{c90}$ (A)	$V_{CE(sat)}$ (V)	$t_{cWT}$ ( $\mu s$ )	$W_{eff}$ ( $\mu J$ )	$f_{MAX}$ (kHz)	Taille de puce surface (mil <sup>2</sup> )	épaisseur (mil)	Type de boîtier	$I_{pk}$ A
HGTP12N60D1	HARRIS	1,67/1,4	12/17,2	2,08	0/0	1580	26,1	163x163	14	TO-220	48
IGTP10N50	HARRIS	1,67/2,0	10/13,5	2,01	0/0	1960	12,8	120x120	14	TO-220	17,5
PART 1	VENDEUR A	1,2/1,2	12/14,1	3,16	10/3	1620	26,7	164x172	15	TO-220	46
PART 2	VENDEUR B	1,25/1,5	10/13,0	2,92	72/25	2010	16,2	137x168	16	TO-220	40
HGTG24N60D1	HARRIS	1,0/0,8	24/34,4	1,79	0/0	3700	19,4	227x227	14	TO-247	96
IGTH20N50	HARRIS	1,25/1,1	20/25,7	1,99	0/0	3600	7,9	180x180	14	TO-218	35
PART 3	VENDEUR A	0,77/1,0	20/21,3	2,99	14/8	1800	21,8	168x226	14,5	TO-247	80
PART 4	VENDEUR C	0,625/0,52	50/38,9	2,67	55/46	2700	39	310x310	10	TO-3P	
HGTG32N60E2	HARRIS	0,6/0,5	32/35,4	2,34	15/9	3500	28	260x390	14	TO-247	200
HGTG24N60D1	HARRIS	1,0/0,8	24/34,4	2,06	0/0	3700	13	227x227	14	TO-247	96
IGTH20N50	HARRIS	1,25/1,1	20/25,7	2,36	0/0	3600	6,1	180x180	14	TO-218	35
PART 5	VENDEUR A	0,77/1,0	31/34,6	1,64	7/6	18,000	2,5	168x226	14,5	TO-247	80
PART 6	VENDEUR B	0,8/0,7	30/34,6	2,38	13/9	3000	17	258x258	16,5	TO-247	100

Figure 9 : tableau de comparaison entre différents IGBTs de l'industrie.

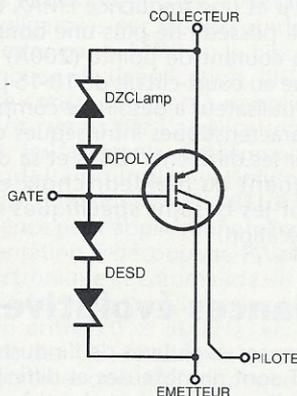


Figure 10 : IGBT à miroir de courant et protection incorporée.

L'IGBT en est encore à ses premiers stades de développement, même si le composant de base a été introduit il y a dix ans. De nouvelles innovations et des performances améliorées le rendront de plus en plus utilisé. D'ici les cinq prochaines années, l'IGBT sera accepté comme le bipolaire ou le Mosfet et fera partie des commutateurs de puissance, dont le concepteur aura le choix.

Robert Lahaye  
Harris Semiconducteurs

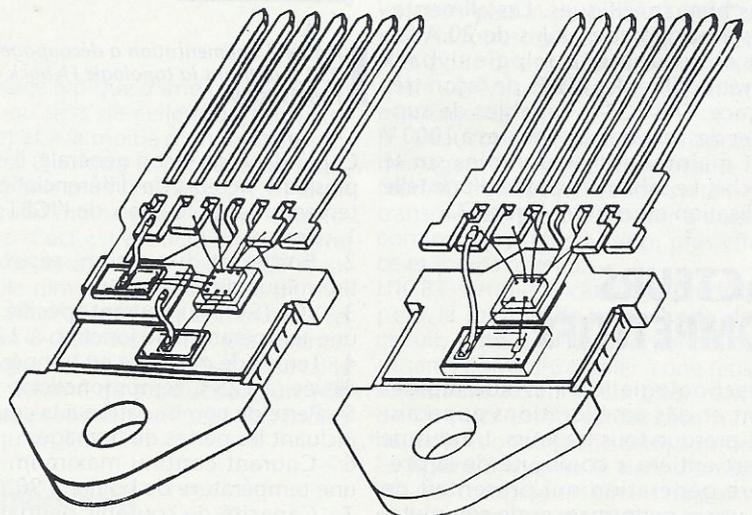
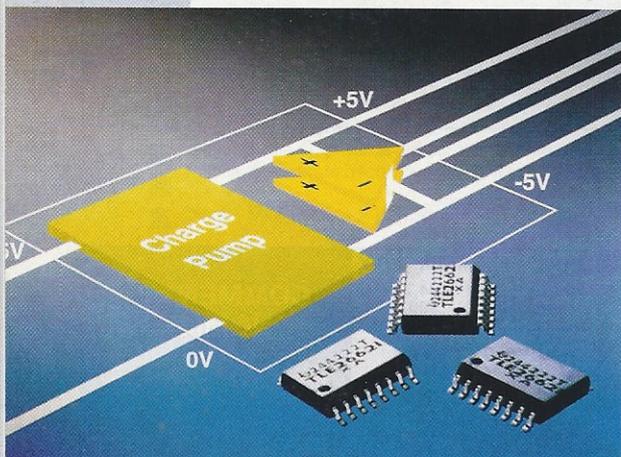


Figure 11 : module multipuces incorporant l'IGBT et le circuit de commande.

## Double AOP avec pompe de charge

Le premier ensemble pompe de charge et double amplificateur opérationnel en boîtier unique est dès à présent disponible chez Texas Instruments. Dans un seul boîtier conçu pour le montage en surface, le nouveau circuit TLE2662 génère la tension d'alimentation négative nécessaire à son double amplificateur opérationnel. Ces caractéristiques font du TLE2662 la solution idéale pour les systèmes à tension d'alimentation unique nécessitant une tension d'alimentation négative pour leurs sous-systèmes comme pour les systèmes de traitement de signaux. La pompe de charge inverseuse du TLE2662 est en mesure de fournir un courant de sortie de 100 mA, destiné à alimenter en tension négative l'amplificateur opérationnel et d'autres sous-systèmes. Chacun des deux amplificateurs opérationnels fournit un courant de sortie élevé (>25 mA) tout en ayant une consommation très réduite (<600  $\mu$ A).



L'intégration de deux produits de base de traitement de signal en un seul circuit permet de réduire non seulement l'espace-carte nécessaire, mais également le coût des systèmes.

Présentant à la fois des dimensions inférieures aux autres solutions ainsi qu'une consommation réduite des amplificateurs opérationnels, le TLE2662 est particulièrement bien adapté aux systèmes portables. La présence d'une broche de mise en veille ajoute un atout supplémentaire à la large gamme des applications possibles de ce circuit. Grâce à cette fonction, la pompe de charge peut être désactivée lorsque la tension négative n'est pas utilisée, permettant ainsi de réaliser des économies de courant supplémentaires.

Parmi les autres applications possibles, on compte les convertisseurs 2 fils/4 fils mono-tension nécessitant en sortie à la fois une dynamique élevée et un courant fort.

Centre d'Affaires et Communication  
B.P. 67,  
78141 Vélizy-Villacoublay Cedex  
Tél. : (1) 30.70.10.10

## Ventilateurs ETRI

### Série 200

Spécialiste mondialement reconnu de la ventilation industrielle, ETRI lance une nouvelle gamme de ventilateurs d'encombrement réduit (<120 mm) et de faible épaisseur (jusqu'à 10 mm). La variété des performances aérauliques (0,5 à 60 l/s à tension nominale), de pression statique (jusqu'à 10 mm d'eau) et de température d'utilisation, permet à la Série 200 de répondre pratiquement à tous les problèmes de ventilation. De par leur faible encombrement, les ventilateurs de la Série 200 sont particulièrement adaptés aux applications de type cartes électroniques, baies/coffrets, armoires de commandes.

Dernier avantage, et non des moindres, ces nouveaux ventilateurs présentent un rapport qualité/prix absolument remarquable.

#### Fiche technique de la Série 200

- **Dimensions** : de 25x25x10 mm à 120x120x38 mm.

- **Alimentation** : la Série 200 est équipée d'un moteur à courant continu, 5/12/24/48 V, à commutation électronique BDC (Brushless Direct Current).

- **Performances aérauliques** : débit à ouïe libre : 0,5 à 60 litres/seconde à tension nominale, pression statique : jusqu'à 10 mm d'eau.

- Palier lisse ou roulement à billes.

- Fabriquée pour correspondre aux homologations : UL, CSA, VDE.

La Série 200 vient compléter la gamme déjà très riche d'ETRI (6600 références) dont le succès mondial (100 millions de ventilateurs vendus dont 70% à l'export) s'explique par un savoir-faire bâti sur cinquante ans d'expérience associé à des moyens de test et d'étude de haut niveau (CAO, chambre anéchoïque, caisson aéraulique,...).

ETRI

9-11, rue du Moulin-des-Bruyères

92400 Courbevoie - France

Tél. : 47.88.50.63



Septembre 1993 à Janvier 1994



44 84 72 72

## RS Composants change de nom

A partir du 1<sup>er</sup> septembre, RS Composants change son nom pour devenir Radiospares et augmente son capital social qui devient 30 010 000 francs (il était de 10 000 francs). Ce changement coïncide avec la parution de son nouveau catalogue qui contient 2000 nouveautés et 11 nouvelles sections de produits.

Jerry Vaughan, Directeur Général de la filiale française du groupe RS Components International commente : « Notre nouveau nom renforce nos liens avec le concept unique de distribution fondé en 1937 par notre groupe et marque le démarrage d'une phase exceptionnelle de l'activité en France. En effet, la première phase d'un investissement de 50 millions de francs annoncé il y a dix-huit mois vient d'être terminée durant l'été. Notre nouveau bâtiment d'une superficie de 12 465 m<sup>2</sup>, s'achève et le magasin est opérationnel depuis quelques semaines. Le déménagement a été effectué pendant un week-end et comprenait le transfert de 26 000 références et 16 millions de pièces. Il a été réalisé sans perte de produits et sans impact sur nos expéditions ».

Rappelons que Radiospares Composants, qui a démarré il y a sept ans en France, est le seul distributeur à expédier toutes commandes reçues avant 18 heures le jour même, franco de port, avec une garantie de livraison le lendemain matin et ceci sans minimum de commande.

Ce service appliqué sur une large gamme de composants est principalement destiné aux techniciens et ingénieurs des bureaux d'études, laboratoires, design, maintenance ou entretien, mais aussi à la production en petites séries.

Radiospares Composants  
BP 453

60031 Beauvais Cedex

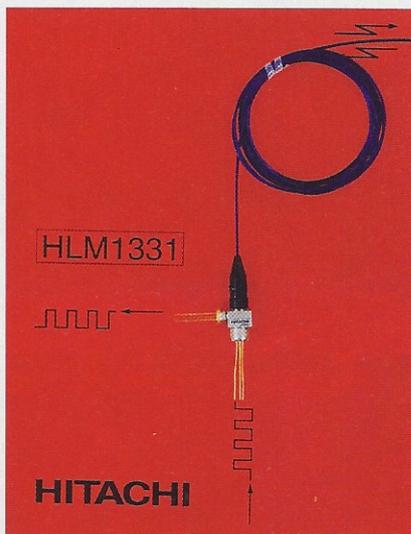
Tél. : (16) 44.84.72.72

Fax : (16) 44.10.16.00

## Module bidirectionnel

### HLM1331 pour des systèmes de communication optiques économiques

Hitachi a développé un émetteur-récepteur à filtre pour fibre monomode, le HLM1331, qui permet une émission et une réception sur une fibre optique pour le marché des systèmes de communications optiques.



Le HLM1331 est un émetteur-récepteur à filtre optique sélectif comprenant une diode laser MQW 1,3  $\mu\text{m}$  pour un fonctionnement à haute température, la HL1326MF, qui a déjà été développée, une photodiode PIN et des composants optiques tels qu'un filtre optique sélectif et une micro-lentille. Ce produit a permis d'obtenir une caractéristique d'intermodulation de 45 dB ou plus (1/30000 ou moins) entre un signal d'émission et un signal de réception (longueur d'onde émise : 1,3  $\mu\text{m}$ , longueur d'onde reçue : 1,55  $\mu\text{m}$ ) en utilisant un filtre optique sélectif de haute performance. En outre, ceci a permis d'obtenir un fonctionnement à haute température sans refroidissement, la diode laser ayant une gamme de températures de fonctionnement de -40 à +85°C, ainsi qu'une réduction du volume à 1 cm<sup>3</sup> ou moins. Le HLM1331 permet la transmission d'un signal bidirectionnel ayant une vitesse depuis quelques Mbps/s jusqu'à 622 Mbps (Mbits/s). Comme dans un assemblage, la technologie a permis de rassembler dans un seul bloc une photodiode standard, une diode laser standard et un filtre. En outre, la productivité et la qualité ont été améliorées en réduisant les réglages de positionnement des composants à trois, ainsi qu'en améliorant la précision de chaque composant. Hitachi prévoit maintenant de développer un module bidirectionnel avec une diode laser 1,55  $\mu\text{m}$ , qui sera utilisé en

combinaison avec le module HLM 1331.

Hitachi Europe GMBH  
Electronic Components Division  
Immeuble Le Thales  
27 rue Olaf Palme  
94006 Créteil Cedex.  
Tél. : 45.13.23.45.

### Driver de MOSFET pour applications industrielles 24 V / 1,5 A

Teledyne Composants présente les premiers drivers de MOSFET CMOS dans la gamme des 24 V pour application industrielle.

Les MOSFET Drivers TC4431/32 peuvent créer à l'aide d'un signal d'entrée TTL (0-5 V) une tension allant jusqu'à 30 V, avec un courant maximal de 1,5 A.

Les temps de montée et descente lors d'une commutation sur une charge de 1000 pF, à 25°C, valent 25/33 ns. Il faut compter 70 ns pour la durée de commutation.

La consommation est seulement de 3 mA pour 12V<sub>DD</sub>, pour une charge de 1000 pF et une fréquence de 200 kHz. Les éléments comportent un système de contrôle de tension intégré. Si la tension tombe en dessous de 7,9 V, le driver se déconnecte automatiquement. Pour le reconnecter, il faudra une tension égale à 8,7 V. C'est ainsi qu'est garantie une connexion sûre et sans danger du MOSFET.

Les produits suivent un processus de fabrication spécial dit «Tough CMOS». Ce dernier permet un courant inversé de sortie indépendant de la polarité, pouvant atteindre jusqu'à 300 mA. En outre, jusqu'à 4000 V, tous les accès sont protégés contre les décharges électrostatiques.

Le TC 4431 est un driver inverseur, le TC 4432 non-inverseur. Les deux éléments sont délivrés dans un boîtier 8 broches, plastique, Cerdip ou SO et sont conçus aussi bien pour une utilisation commerciale (température allant de 0 à 70°C) que pour une utilisation plus étendue (température allant de -40 à +85°C).

### Oscillateur de puissance 3A

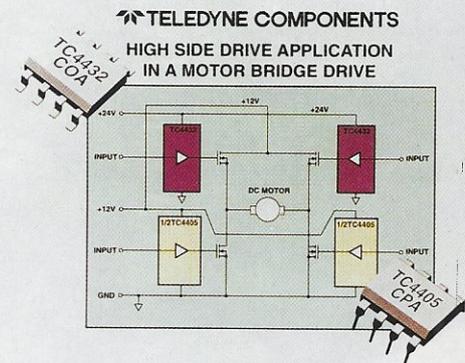
L'oscillateur de puissance TC 96C555 de Teledyne Composants résout un grand nombre de problèmes pour les convertisseurs DC-DC, des oscillateurs et des oscillateurs réglés par courant. Grâce au courant maximal de 3 A en sortie, le TC 96C555 peut être connecté à des MOSFET performants, le circuit est aussi prédestiné au contrôle des moteurs.

Cet élément contient un comparateur à fenêtres de tension de seuil de 1 V et 2 V, deux sources de courant programmables, une référence de 4 V et deux sorties indépendantes P et N. Une des sources de courant charge le condensateur externe jusqu'à ce que le deuxième seuil de 2 V soit atteint et c'est alors à ce moment que la deuxième source de courant intervient pour ramener le condensateur à 1 V. Comme les deux sources de courant sont programmables, l'utilisateur peut déterminer lui-même la fréquence et le rythme de l'oscillateur. Les courants sont programmés par des résistances externes.

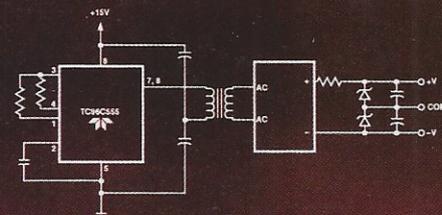
Le TC 96C555 est fabriqué sur le modèle breveté «Tough»-CMOS de Teledyne. Ceci permet un fort courant de : sortie, une haute protection à l'entrée et à la sortie ainsi qu'une faible consommation d'énergie. Jusqu'à 4 kV, tous les accès sont protégés contre les décharges électrostatiques. Il faut seulement compter 23 ns pour commuter une charge de 1800 pF. Le délai de réponse est de 140 ns.

L'oscillateur de puissance TC 96C555 est délivré dans un boîtier 8 Pins en DIP et SO ; la température, pour une utilisation commerciale, va de 0 à 70°C et pour une utilisation plus étendue, de -40 à +85°C.

Teledyne Components  
A. Lincoln Str 38-42  
65189 Wiesbaden  
Allemagne  
Tél. : (19) 49.611.7636.132.



### TELEDYNE COMPONENTS TC96C555 HIGH SIDE FLOATING BIAS SUPPLY



# RÉCEPTEUR IR POUR TÉLÉCOMMANDE DE MODÈLES RÉDUITS

Cette description a été conçue

initialement pour animer une très

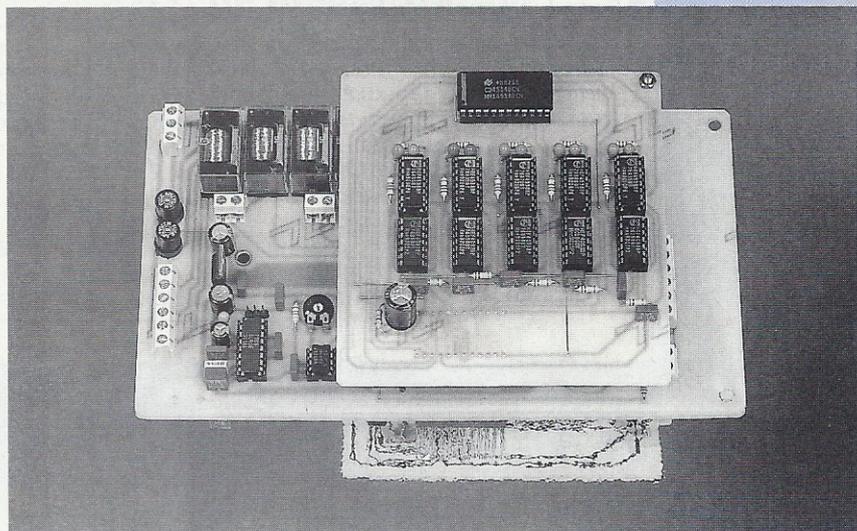
grosse maquette de grue géante

réalisée en pièces « MECCANO » mais

tout autre modèle possédant cinq

moteurs ou moins qui assurent différents

mouvements peut être commandé.



Chaque moteur pourra tourner dans un sens, puis dans un autre et stopper,

ce qui monopolise déjà deux canaux séparés à chaque fois d'où les dix canaux

pour cinq moteurs maximum. Dans la version de base, selon la technique

utilisée, une seule commande peut être effectuée à la fois ce qui limite

quelque peu le réalisme du modèle.

A l'aide d'un module supplémentaire qui s'enfiche sur la platine principale,

nous obtenons une commande pseudo-simultanée avec mémorisation

du fonctionnement du moteur.

Cette réalisation pourra facilement être revue à la hausse ou à la baisse suivant les desirata de chacun. Comme ce montage est conçu pour animer visuellement une réalisation, nous y avons adjoint une signalisation lumineuse qui sera du meilleur effet sur des modèles mobiles pendant certains de leurs déplacements.

## Émetteur

Nous ne reviendrons pas sur la technologie employée dans l'émetteur car elle a déjà fait l'objet de développements dans ces colonnes et ailleurs. Le désormais classique SL 490 est utili-

sé avec ses composants habituels, voir **figure 1**, l'émission infra-rouge est assurée par les amplificateurs T1, T2 et quatre diodes D1, D2, D3 et D4 qui permettent d'avoir une puissance lumineuse confortable. Les crêtes de courant ainsi fournies sont « épaulées » par le condensateur réservoir C3.

Comme vous pourrez le constater, il est possible de commander le modèle à une distance de quelques mètres sans être dans l'axe optique d'émission.

Afin d'obtenir un boîtier de télécommande plus attractif, nous pouvons utiliser à la place du clavier matricé des leviers de commande type « joystick »

disponibles entre autres chez RS Composants - Radiospare. Il suffira que le micro-rupteur mis en action relie la ligne et la colonne correspondante au numéro du canal désiré (voir numéro des touches sur schéma récepteur).

La commande de 10 canaux nécessitera deux manches à quatre microrupteurs et deux touches modulaires MEC intégrées au circuit imprimé.

La LED D5 visualise l'émission d'un ordre. Nous ne donnons pas de circuit imprimé pour cet émetteur très simple. Nous avons juste rappelé son schéma.

CLAVIER MATRICE 12 TOUCHES  
(ou 2 manches équipés de 4 micro-contacts chacun)

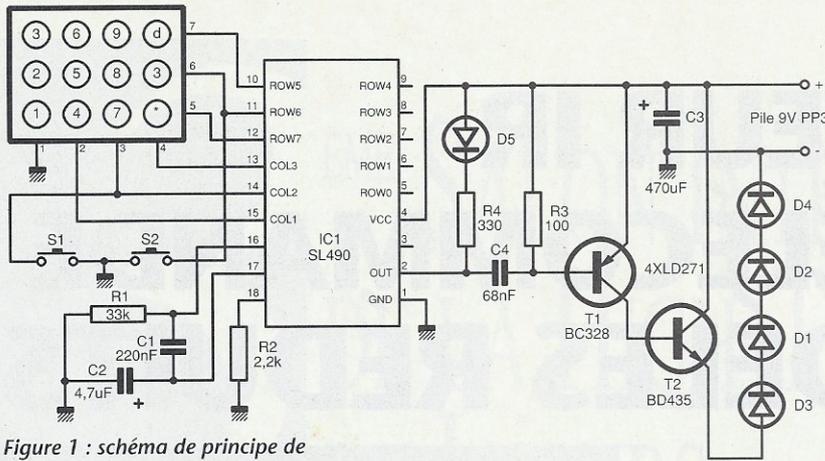


Figure 1 : schéma de principe de l'émetteur.

## RÉCEPTEUR

### Platine principale

On se référera à la figure 2.  
L'amplification des signaux infra-rouges est réalisée par le très fiable SL 486 et ses composants périphériques, essentiellement des condensateurs.  
La diode D12 est constituée de deux photodiodes de type BPW 41 reliées en parallèle et disposées mécaniquement

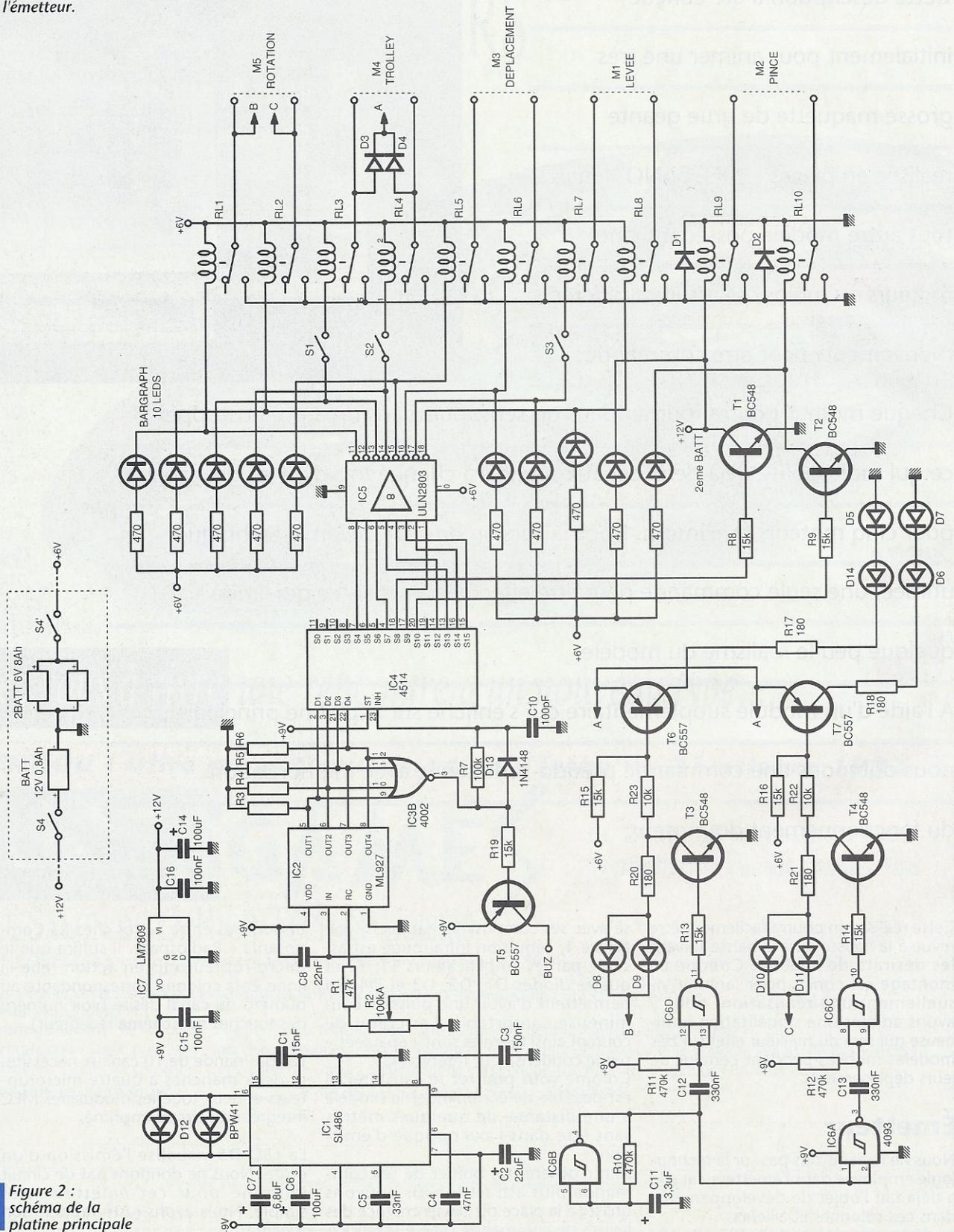


Figure 2 : schéma de la platine principale

dos à dos, afin de capter toutes les réflexions des rayonnements infrarouges provenant de l'émetteur. Le signal amplifié est disponible sur la broche 9 et alimente directement le circuit décodeur de type ML 927 qui décode en DCBA les ordres reçus. Le code est converti en décimal par le décodeur démultiplexeur 1 parmi 16 contenu dans IC4. Le circuit IC3 avec R7 et C10 permet de ne pas avoir de situation erronée en sortie de IC4 lorsque le récepteur reçoit des parasites.

Chacune des dix sorties de IC4 est amplifiée afin de commander directement des relais de puissance. Huit transistors sont intégrés dans IC5 et deux autres séparés sont utilisés pour les deux canaux restants.

Des diodes de protection sont déjà intégrées dans IC5, D1 et D2 protègent respectivement T1 et T2.

Pour terminer, une signalisation lumineuse est effectuée par un bargraph de dix LED reliées à chaque sortie amplifiée du décodeur.

Chaque moteur est donc commandé par deux relais.

Le type de câblage utilisé présente l'avantage, quand aucun des relais n'est excité, de court-circuiter l'induit du moteur provoquant ainsi un freinage électro-magnétique.

Le circuit basé autour de (5,6) IC6 est un multivibrateur astable assez lent qui commande directement un circuit différenciateur (12,13) IC6 dont la durée d'impulsion est fixé par R11, C12. Le second circuit différenciateur est identique au premier mais déphasé de 180° par l'intermédiaire de la porte (1, 2) IC6 montée en inverseur.

On obtient ainsi, avec les valeurs indiquées, un clignotement alterné de type « FLASH ».

Afin d'obtenir le maximum de possibilités, deux types de sortie sont fournies.

Une première de type anodes communes (+ commun) par T3, T4 et la seconde de type cathodes communes (masse commune) par T6, T7 ce qui permettra de faire face à tous les cas de figures.

Il est bien évident que le clignotement ne pourra être effectif que pour certains mouvements du modèle en re-

liant les communs des lampes ou des LED aux différentes sorties des relais. Une autre possibilité fort intéressante dans les modèles assez importants est de pouvoir limiter certains déplacements par des contacts « fin de course » tels que S1, S2, S3 qui sont des inters normalement fermés placés en série avec la bobine du relais du mouvement en cours.

L'alimentation de cette platine est très classique mais aussi très spécifique du modèle que nous avons utilisé.

En effet, l'électronique du récepteur est alimenté avec une batterie de 12 V alors que la motorisation (exceptée celle d'un seul moteur 12 V) est en 6 V fournie par deux batteries au plomb situées dans le contrepoids de la grue. Un régulateur trois broches IC7 avec ses condensateurs de découplage habituels (C14, C15, C16) fournit les 9 V requis pour l'alimentation de la partie électronique.

Une sortie signalée « BUZZ » permettra de relier un buzzer afin d'obtenir un contrôle sonore de chaque ordre émis !

On notera deux choses pour clore cette description :

- Celle-ci est complètement évolutive car pouvant passer facilement à 16 canaux ou diminuée à 2 suivant les besoins et les moyens de chacun.

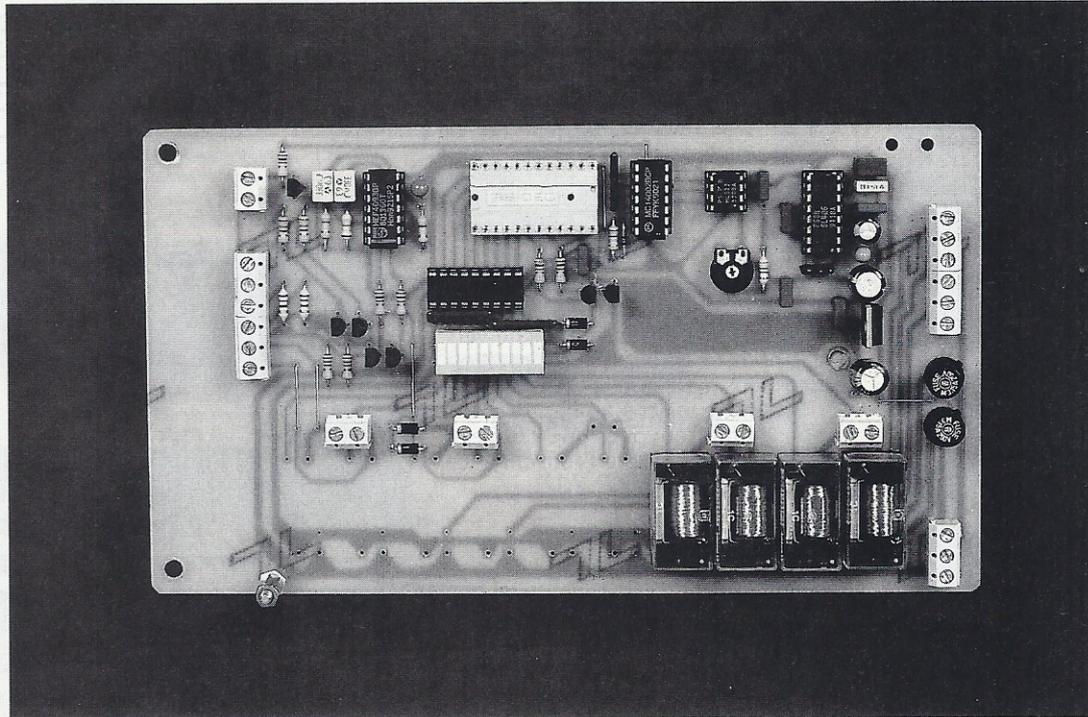
- On ne peut réaliser la commande que d'un seul moteur à la fois, ce qui peut être parfois un inconvénient pour certains modèles.

## Platine de mémorisation

Avec ce circuit supplémentaire dont le schéma est donné figure 3, nous allons réjouir ceux qui se sentaient frustrés de ne pas pouvoir utiliser plusieurs moteurs simultanément !

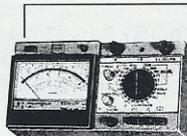
Avec le récepteur de base, lorsque nous poussons la manche en avant, nous obtenons la rotation du moteur dans un sens.

En le relachant, c'est l'arrêt, et en tirant vers l'arrière, c'est la rotation inverse qui se produit.



## ROBUSTESSE GARANTIE

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



**Multimètre 4317 avec disjoncteur automatique**  
42 fonctions - 5 Ampères  
Livré en mallette métallique hermétique  
**288<sup>F</sup>**

En vente chez : (forfait de port 35 F)

### ACER Composants

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

### ACER Reuilly Composants

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

**GARANTIE 1 AN**

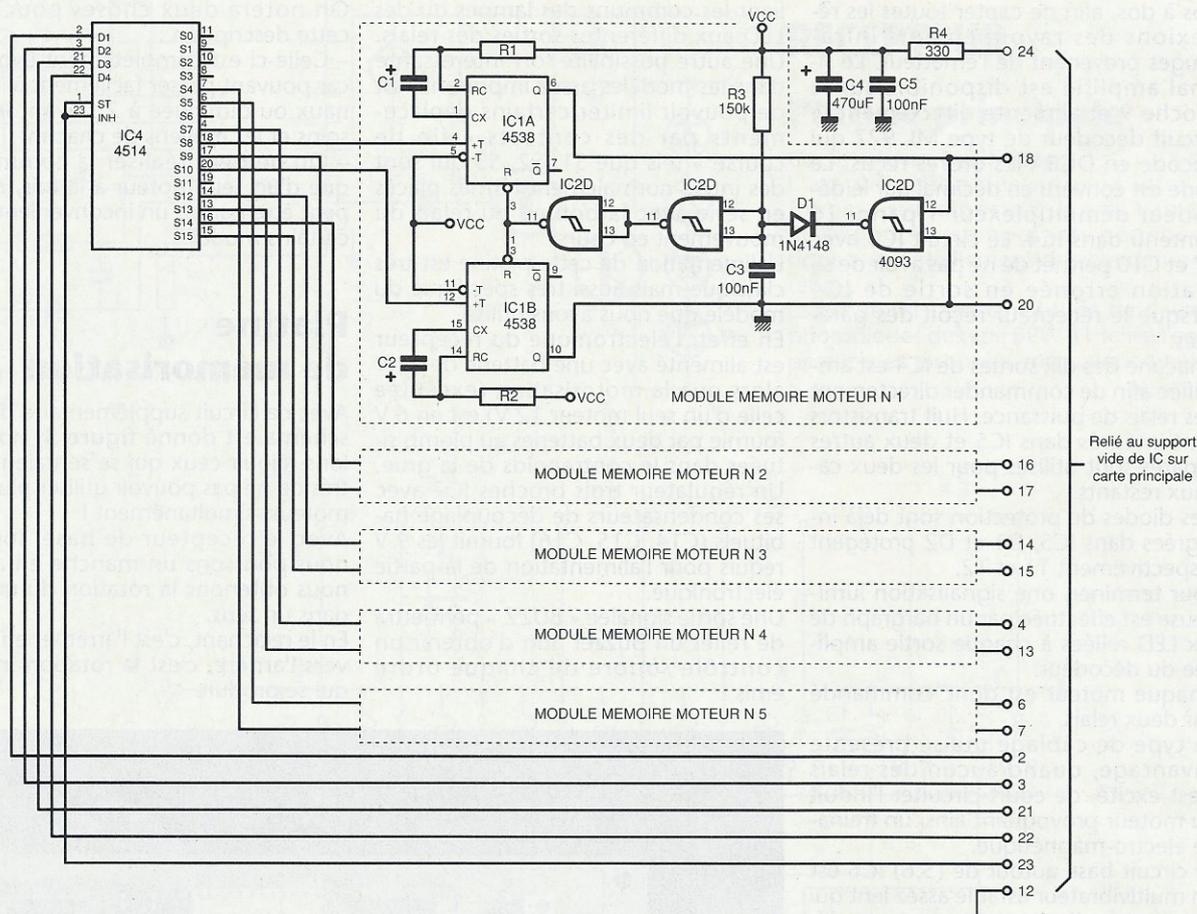


Figure 3 : schéma de la platine d'extension.

Avec ce module supplémentaire, lorsque nous poussons le manche vers l'avant nous obtenons aussi la rotation dans un sens mais celle-ci continue une fois le manche relâché au neutre. Pour stopper, il faut envoyer une nouvelle impulsion vers l'arrière (voir chronogramme de la figure 4).

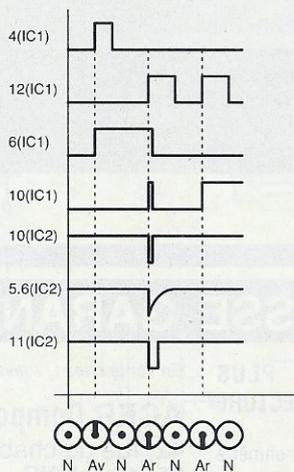
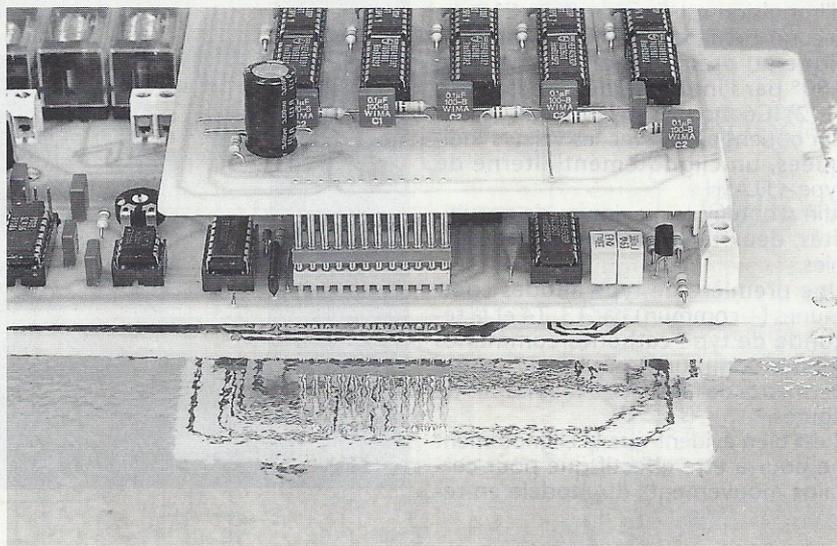


Figure 4 : chronogramme de fonctionnement.

Après un temps mort une nouvelle impulsion arrière commandera la rotation dans le sens opposé et ainsi de suite.

Nous avons bien réalisé une commande pseudo-simultanée, car rien ne nous interdit pendant que le moteur numéro 1 tourne dans un sens de



commander le numéro 3 en sens inverse puis le numéro 4 et de revenir après cela stopper le numéro 1. Avec un peu de pratique, tout cela s'effectue avec un réalisme certain, d'autant plus que les mouvements des modèles sont parfois très lents. Une dernière possibilité qui s'offre à nous est de pouvoir limiter la durée des mouvements au cas où on aurait oublié de stopper un des moteurs, absorbé par la commande des quatre autres.

### Fonctionnement

Nous allons nous borner à décrire le fonctionnement pour un seul moteur,

le processus est identique pour tous les autres !

Chacune des deux sorties décodées de IC4 correspondant à un moteur est reliée à un monostable. Ces monostables contenus dans une moitié d'IC1 (4538) sont déclenchés par un front montant sur TR quand TR est au niveau haut.

Ils présentent alors sur leur sortie Q un état haut dont la durée vaut RC ( $\Omega$ , F). De ce fait, aucune valeur n'est fournie pour R1, R2 et C1, C2, ce sera à vous de les déterminer suivant l'utilisation envisagée !

A titre d'exemple pour R1 = 1M $\Omega$  et C1 = 10  $\mu$ F, on obtiendra une temporisation de 10 secondes avant le déclouage du relais.

Chaque sortie du monostable commande son relais correspondant après amplification par les circuits décrits sur la carte principale.

Ces mêmes sorties sont reliées à une porte NAND 1/4 IC2 (8, 9).

Ainsi lorsque l'une des sorties est déjà haute et que l'on fournit une impulsion de sens opposé, on va brièvement avoir les sorties de chacun des monostables à l'état haut simultanément.

On obtient alors un état bas sur 10 (IC2) qui va provoquer une remise à zéro brutale des deux bascules par l'intermédiaire de D1 qui décharge rapidement C3.

La recharge de C3 se fait plus lentement par l'intermédiaire de R3 et permet d'obtenir un temps de latence pendant lequel aucune commande à l'entrée des monostables ne pourra être prise en compte (voir diagramme des temps).

Ce module devra être répété autant de fois que nécessaire.

Un dernier point important nécessite d'être souligné. Contraire au récepteur de base il est important que les broches 1 et 23 de IC4 soient reliées entre elles.

On mémorise ainsi les états stables entre chaque nouvelle séquence ce qui évite les déclenchements erratiques qui seraient susceptibles de se produire. Le circuit IC4 sera simplement extrait de son support et replacé sur le support correspondant de la platine de mémorisation.

On prélèvera les signaux de commande sur le support du récepteur (A0, A1, A2, A3, ENABLE, LATCH ENABLE, MASSE, V+) et on y réinjectera les sorties mémorisées en Q4, Q5, Q7, Q8, Q9, Q10, Q12, Q13, Q14, Q15.

## RÉALISATION

Les circuits imprimés et implantation des deux platines sont fournies figures 5, 6 et figures 7, 8. On préférera de loin la méthode photographique surtout pour la réalisation de la platine de mémorisation où les pistes sont relativement serrées.

Après perçage, on placera les nombreux straps qui ont permis de rester en simple face. Attention, certains d'entre-eux passent sous des supports de circuits intégrés.

Les diodes de la platine de mémorisation doivent être mises en place avant de souder les supports de CI.

On soudera le nombre de relais nécessaires au fonctionnement du modèle. Les modèles indiqués dans la nomenclature sont relativement économiques et supportent 3 A constant.

Les sorties s'effectueront de façon économique par des fils soudés ou plus luxueusement par des borniers à vis.

Toute la partie visualisation n'est évidemment pas obligatoire et peut être omise !

La jonction de la platine principale avec le module d'extension se fera à l'aide d'un support mâle-mâle spécial ou tout simplement par un support à WRAPPER soudé du côté cuivre et venant s'enficher dans le support correspondant de IC4 laissé vacant.

## L'incontournable DAO CIAO® VERSION 2

Plus de 100000 utilisateurs

- Version monoposte
- Version multiposte
- Module de perçage (perceuse numérique)

Tracé du plan d'implantation, du typon simple et double face, duplication de circuit, dossier de fabrication ...

Sortie sur imprimantes, laser, traceurs

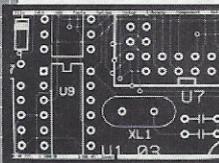
904 Fr. TTC

Le 2<sup>ème</sup> poste 272 Fr. TTC

## BOARDMAKER II

### Saisie de schémas

BOARDMAKER, c'est un peu "deux logiciels pour le prix d'un et demi" puisqu'il coûte trois à quatre fois moins cher que certains produits concurrents pas toujours aussi performant ! Il permet d'exploiter à fond les périphériques les plus performants tels que plotters HPGL (Hewlett-Packard) ou DMPL (Houston), imprimantes laser (Laserjet, Desjet, ect.), ou phototraceurs GERBER.

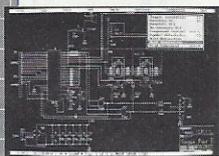


BOARDMAKER tire vraiment le maximum des imprimantes à aiguilles. disquette de démonstration existante

## BOARDMAKER II

### Dessins decircuits imprimés

BOARDMAKER est parfaitement adapté aux applications professionnelles : cartes multicouches, composants CMS, génération de fichiers pour production sur machines à commande numérique. Menus déroulants, accessibles à l'aide de souris ou des touches fléchées du pavé numérique, permettent à un



utilisateur novice ou occasionnel de servir immédiatement de BOARDMAKER notice en français

## GRAF CET

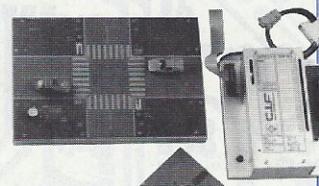
DU COLLEGE AU LYCEE  
JUSQU'AU LABO INDUSTRIE

Programmation et édition Grafcet, pilotage d'interface UART à partir d'un PC. Utilisation simple, livré avec manuel et exemples, éditeur pleine page, aides et infos permanentes. Divergence et convergence multiples (nombre de branches illimité) et combinées (hiérarchisées ou synchro.), pas imposition d'étape initiale, étape et transitions source et puits, modifications aisées, sauvegarde automatique, respect total du graphisme et des règles d'évolution.

500 Fr. TTC

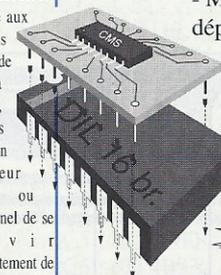
### Interface + feux de croisement

- 8 entrées logiques protégées
- 8 sorties 10 Amp
- Branchement machine, feux...
- Laisse libre le port parallèle
- PC protégé



## Adaptateur CMS

- Maintenance, dépannage, mesure
- Permet de remplacer un composant traditionnel par un CMS

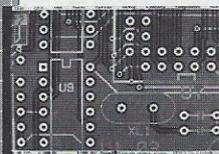


### EXCLUSIVITE

## BOARDMAKER II

### Routage

Mise au point du schéma de principe. Placement manuel des composants avec BOARDMAKER. Elaboration de la "netlist" (liste des connexions à réaliser) avec l'éditeur de netlists de BOARDMAKER, ou importation de netlist produite par un outil de saisie de schéma compatible (ORCAD, TANGO, RACALREDAC, MENTOR, PROTEL, VUTRAC ...).



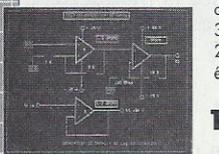
Routage automatique de tout ce qui peut l'être.

disquette de démonstration

## FINDER - PRO

Le data book électronique

Recherche par nom, fonction ou par caractéristique. Recherche d'équivalences paramétrables. Fiches techniques, table de vérité, brochage, boîtier, création de schémas d'application, éditeur graphique et éditeur de textes. Bipolaire, mos, effet de champ, diodes, thyristors 3604 composants, TTLIS 2391 composants, interfaces 595 composants, mémoires 2006 composants, PALS 340 composants, 283 500 équivalences.



1056 Fr. TTC

326 Fr. TTC

6000 références

150 types de machines

CATALOGUE E5 contre 11,20 en timbres

\* tarifs t.t.c. pratiqués (au 01/09/93)

chez les distributeurs CIF

## Transformez votre traceur en phototraceur U.V. Pen®

- Finies les plumes bouchées et l'encre qui sèche.
- Réalisation d'un positif ou d'un négatif sans chambre noire (lumière ambiante).
- Très facile à installer.
- Aucun branchement sur l'ordinateur.
- Aucun branchement sur le traceur.
- Fibre optique à très haut rendement.
- Obturateur électronique.
- Source U.V. à très haut rendement

Livré en standard avec fibre Ø 0.35



11 rue Charles Michels 92270 BAGNEUX  
Tél : (1) 45 47 48 00 Fax : (1) 45 47 16 14



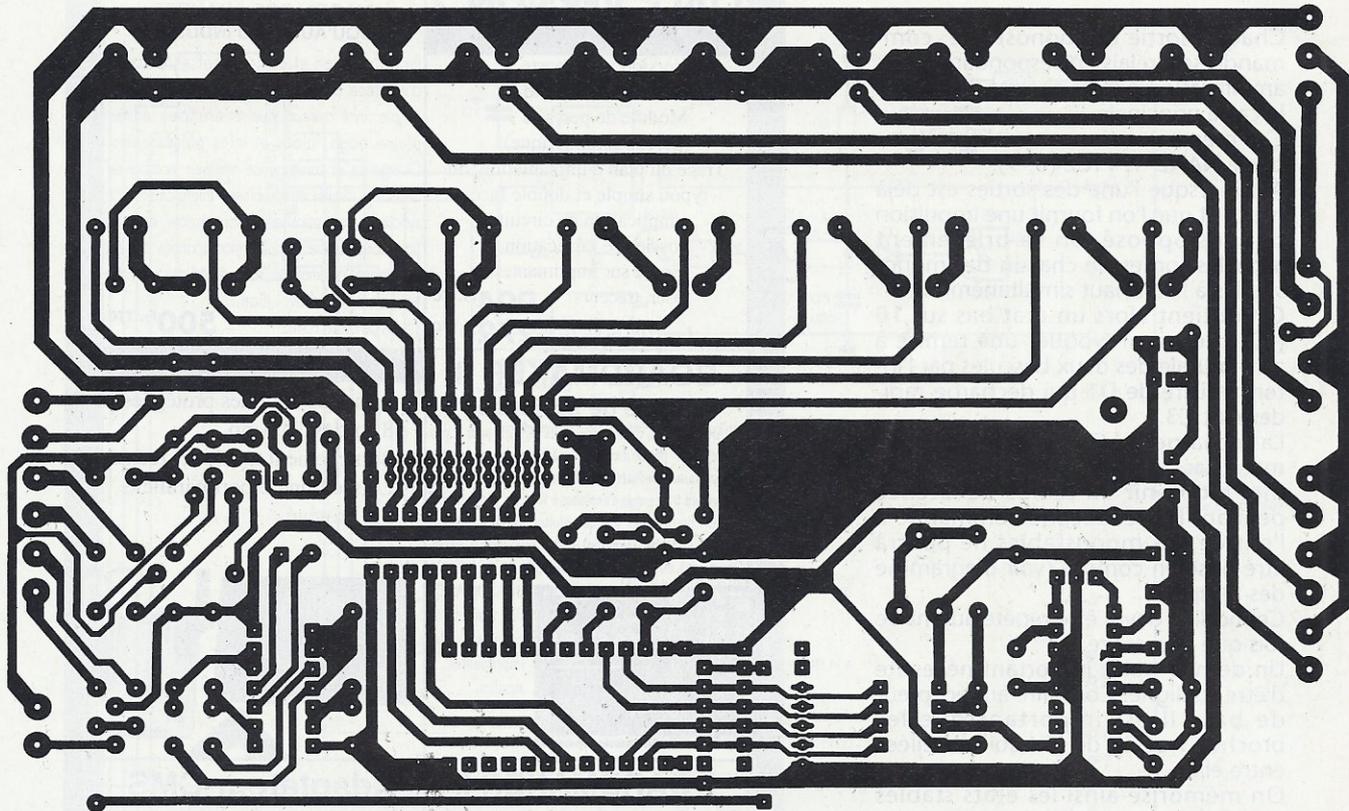


Figure 5

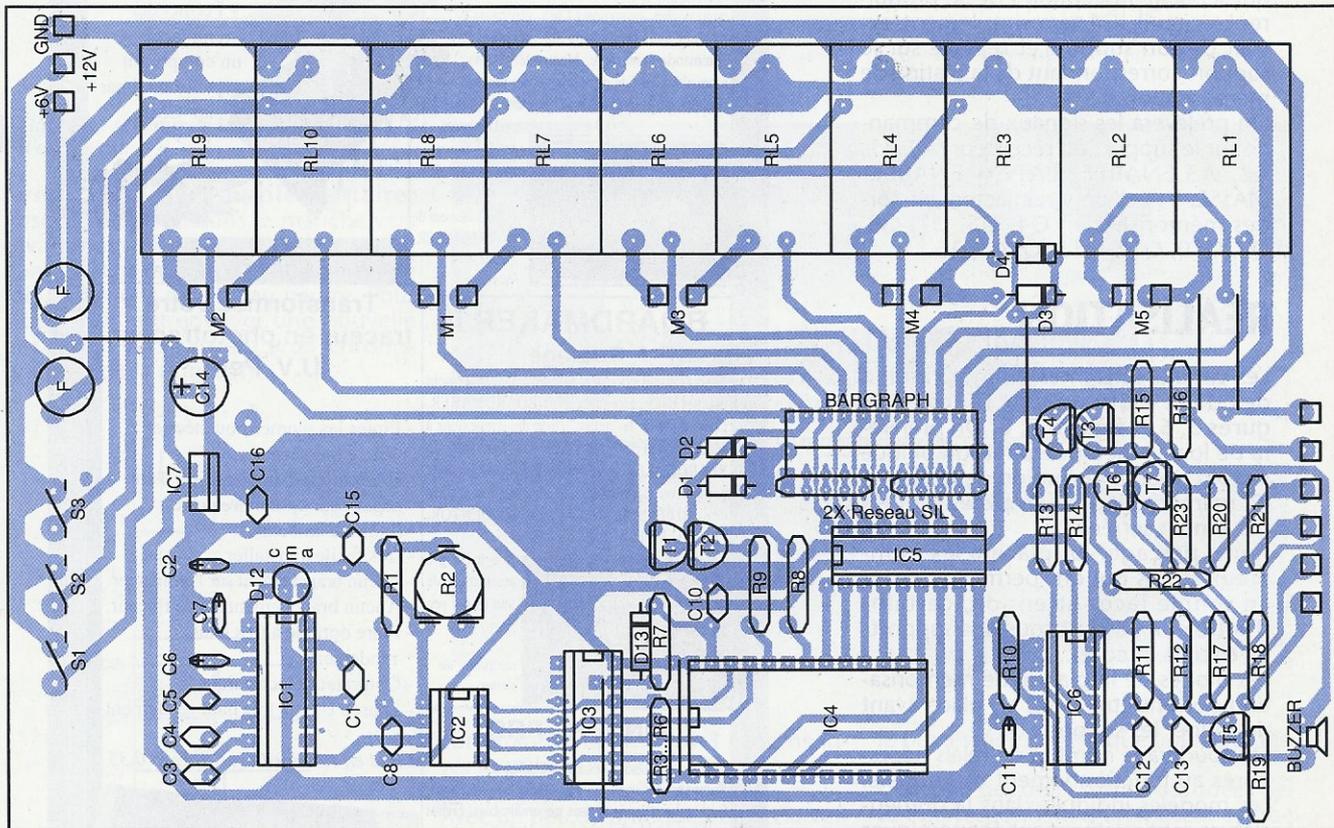


Figure 6

Une entretoise supplémentaire permettra d'immobiliser de façon rigide les deux circuits l'un à l'autre. Les diodes D12 de réception devront être reliées au montage par un câble blindé à deux conducteurs + tresse, le plus court possible avec la tresse reliée à la masse du montage d'un seul côté. Ces diodes devront, bien entendu, être placées à un endroit dégagé et bien en vue afin de capter toutes les réflexions issues du rayonnement de l'émetteur.

Les résistances R22 et R23 n'apparaissent pas sur la maquette car elles ont été ajoutées après coup sous le circuit imprimé.

### Essais

Après une ultime vérification, on s'assurera que la tension est de 9 V au niveau de tous les supports de CI, puis on réglera R2 afin d'obtenir une réception optimale.

On essaiera d'abord la platine sans son module d'extension avec IC11 en place dans son support. On constatera l'allumage de chaque canal à l'aide du bargraph de 10 LED. Puis on retire IC4 de son support et on le replace sur la platine de mémorisation. On enfiche celle-ci sur le support de IC4 laissé vacant. On doit obtenir le fonctionnement bistable décrit précédemment.

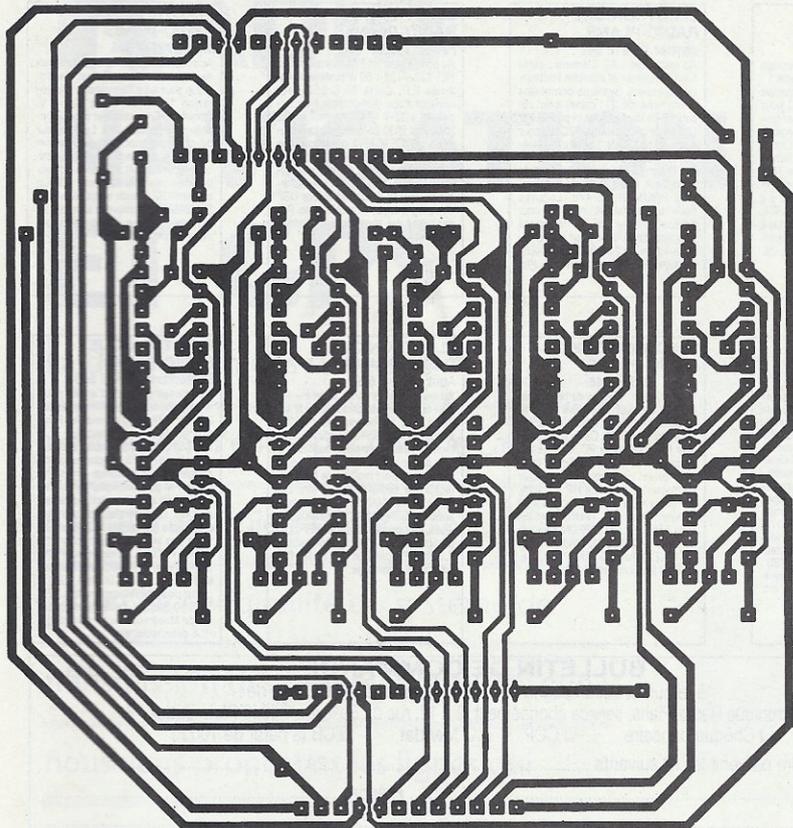


Figure 7

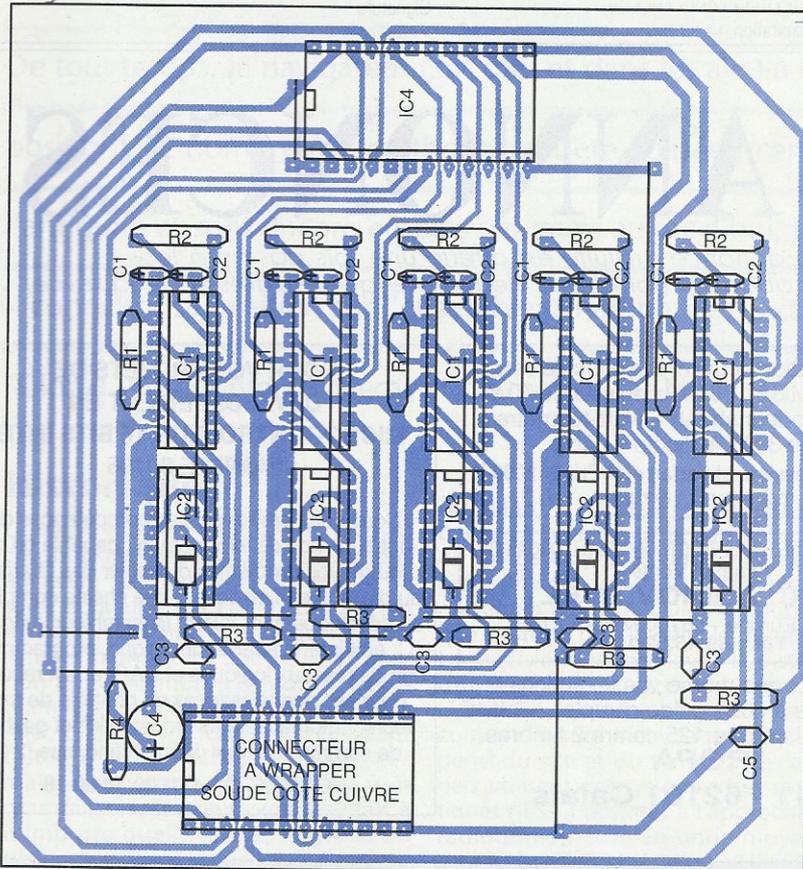
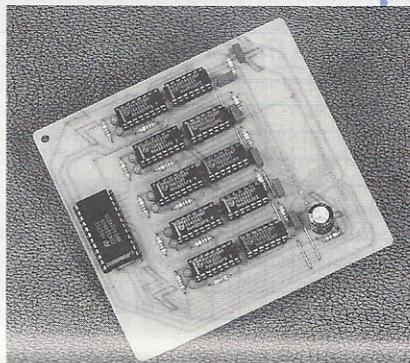


Figure 8

Il ne reste plus qu'à adapter ces platines à la réalisation que l'on désire animer.

E. Champeboux



## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

### Carte principale

#### Résistances :

R1 : 47 k $\Omega$ .  
 R2 : Ajustable, 100 k $\Omega$ .  
 R3, R4, R5, R6 : réseau SIL 5 x 1 k $\Omega$  (Saint-Quentin).  
 R7 : 100 k $\Omega$ .  
 R8, R9, R13, R14, R15, R16, R19 : 15 k $\Omega$ .  
 R10, R11, R12 : 470 k $\Omega$ .  
 R17, R18, R20, R21 : 180  $\Omega$ .  
 R22, R23 : 10 k $\Omega$  + 2 réseaux, 5 résistances, 1 commun (Saint-Quentin).

#### Condensateurs :

C1 : 15 nF.  
 C2 : 22  $\mu$ F chimique.  
 C3 : 150 nF.  
 C4 : 47 nF.  
 C5 : 33 nF.  
 C6 : 100  $\mu$ F 25 V chimique.  
 C7 : 6,8  $\mu$ F 25 V Tantale.  
 C8 : 22 nF.  
 C10 : 100 pF.  
 C11 : 3,3  $\mu$ F 25 V Tantale.  
 C12, C13 : 0,33  $\mu$ F.  
 C14 : 100  $\mu$ F 25 V.  
 C15, C16 : 0,1  $\mu$ F.

#### Semi-conducteurs :

IC1 : SL 486 Plessey.  
 IC2 : ML 927 Plessey.  
 IC3 : CD 4002.  
 IC4 : CD 4514.  
 IC5 : ULN 2804.  
 IC6 : CD 4093.  
 IC7 : LM 7809.  
 T1, T2, T3, T4, T5 : BC 548.  
 T6, T7 : BC 557.  
 D1, D2, D3, D4 : 1N4004.  
 D5, D6, D7, D8, D9, D10, D11, D14 : LED.  
 D12 : 2 X BPW41 en parallèle.  
 D13 : 1N4148.  
 1 BARGRAPH : 10 LED.

#### Divers :

S1, S2, S3 : MICRO (contacteurs fin de course).  
 RL1 à RL10 : relais HA1 national (bobine 6 V, coupure 3A).  
 Supports pour CI.

### Carte de mémorisation

#### Résistances :

R1, R2 : voir texte.  
 R3 : 150 k $\Omega$ .  
 R4 : 330 k $\Omega$

#### Condensateurs :

C1, C2 : voir texte mais de préférence tantale goutte 16 V.  
 C3 : 0,1  $\mu$ F (WIMA).  
 C4 : 470  $\mu$ F 25 Radial.  
 C5 : 0,1  $\mu$ F (WIMA).

#### Semi-conducteurs :

5 X IC1 : CD 4538.  
 5 X IC2 : CD 4093.  
 1 X IC4 : CD 4514 (récupéré sur platine principale).  
 5 X D1 : 1N4148.

# RADIO-NAVIGATION ET GPS

La description des systèmes de

navigation n'entre pas dans le cadre

habituel des sujets d'ERP ; c'est en

raison de l'originalité du système de

transmission des informations GPS que

nous vous proposons les lignes qui

suivent.

De tout temps, le navigateur (sur mer et dans les airs) a cherché à connaître sa

position. De nombreuses méthodes ont été utilisées, certaines remontent à

l'antiquité et sont encore employées, mais aujourd'hui, le rêve du navigateur

– connaître sa position sur l'ensemble du globe – est exaucé. Il s'appelle GPS

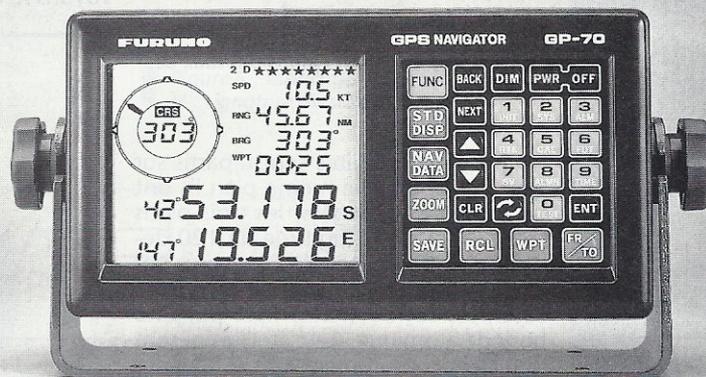
(Global Positioning System) et nous vient du Nouveau Monde.

## Historique

Le relevé d'amers (la nuit : les phares) constitue avec le repérage visuel la plus ancienne des méthodes, les étoiles, le soleil et la lune ont été et sont encore utilisés. Des méthodes de calculs simples permettent une seule évaluation de la position par jour en effectuant le relevé de la hauteur d'un astre. Avec d'autres méthodes, nécessitant l'utilisation de tables, remplacées maintenant par les calculatrices programmables, le point peut être fait à n'importe quelle heure, la précision dépendant de la virtuosité du navigateur au maniement du sextant. En connaissant son cap et sa vitesse, une estime est toujours possible. Toutefois, ces deux paramètres sont entachés de nombreuses erreurs, la méthode porte donc bien son nom.

En haute mer, l'erreur sur la position ne constitue pas un risque pour le bâtiment ; proche des côtes, il en est tout autrement. Le relevé de plusieurs amers offre une bonne précision, toujours actualisé mais pas dans le

brouillard... Il reste l'estime entre les bouées... La radio est venue au secours du navigateur, la radiogoniométrie (les radio-phares) puis les systèmes plus sophistiqués (DECCA, LORAN...) donnent une position même dans le brouillard. La précision diminue avec la distance qui sépare l'émetteur du mobile. L'OMEGA, système américain, a une couverture mondiale, la précision dépend du site et du temps... Les avions utilisent des systèmes très sophistiqués (ILS...) destinés à l'approche. La radiogoniométrie en onde moyenne disparaît, elle subsiste en VHF à l'envers !, les ports et les tours peuvent «tirer» un navire perdu en lui demandant d'émettre sur sa «VHF», il devient le phare, le relevé lui donne la route à suivre. Pour obtenir une bonne précision avec ces systèmes, il faut mailler le territoire, cela nécessite un nombre d'émetteurs important, le coût de maintenance l'est aussi. Avec seulement 24 satellites nous allons pouvoir bénéficier d'une très bonne précision sur toute la planète, voici comment...



## LE GPS

Le NAVSTAR, GPS a été développé en 1973, à destination de la marine et de l'aviation américaines qui souhaitent détenir un système global de navigation. Il existe deux GPS, un civil et l'autre militaire. Les produits civils de taille très réduite profitent de la maîtrise acquise avec les systèmes militaires. Les prix varient seulement en fonction des options, la taille est toujours réduite : de l'ordre d'un gros paquet de cigarettes. Bientôt, pour 5000 F, vous pourrez connaître exactement votre position. Faire apposer sa longitude et sa latitude sur sa carte de visite constituera bientôt la meilleure méthode pour que vos nouveaux amis vous retrouvent ! Pour bien comprendre le fonctionnement du GPS, il nous faut commencer avec un peu de géométrie, puis nous verrons le principe de codage, qui est très surprenant.

## Problème de géométrie

Le système GPS est passif, il n'émet aucune information, il reçoit seulement des signaux émis par les satellites. Le récepteur reçoit les éphémérides des satellites, il connaît parfaitement leur position. Ceux-ci tournent sur une orbite quasi circulaire, à une altitude de 20183 km environ (figure 1). Les

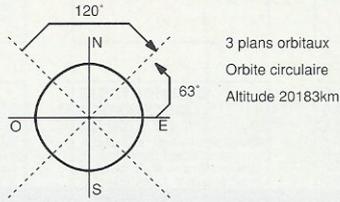


Figure 1 : position des plans orbitaux des satellites.

vingt-quatre satellites sont répartis sur trois plans, dans le même plan ils ont un écart de 45 degrés, les trois plans sont distants en longitude de 120 degrés, et sont inclinés de 63 degrés par rapport au plan de l'équateur. Tous les satellites sont synchronisés par une horloge atomique. Ces satellites pèsent 500 kg et consomment 400 W environ. Au sol, la station maîtresse située en Californie reçoit et transmet aux stations de poursuite situées à Hawaï, Guam (une île) et en Alaska, les mesures et les nouvelles éphémérides (figure 2). Pour définir une position dans l'espace il

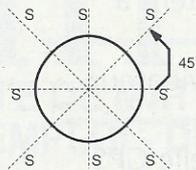


Figure 2 : répartition des 8 satellites sur un plan orbital.

nous faut trois équations indépendantes. Tous les satellites envoient en même temps une impulsion, le récepteur les reçoit et les écarts de temps entre les impulsions donnent les écarts de distance qui séparent les satellites les uns des autres par rapport au récepteur (figure 3). Connaissant ces

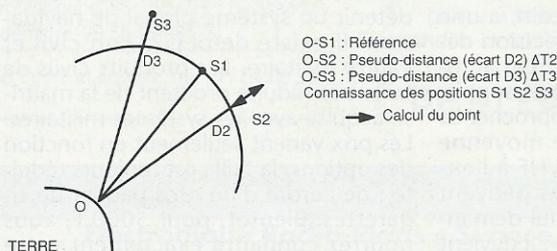


Figure 3 : le point par la mesure des pseudo-distances.

pseudo-distances et la position des satellites, le système d'équations permet de trouver la position du récepteur. Pour avoir une bonne précision, il faut

que l'erreur sur la mesure des pseudo-distances soit la plus faible possible, hors un récepteur de poche ne peut pas être équipé d'une horloge atomique, cette erreur est considérée comme une autre inconnue ; bien que le point soit possible avec seulement trois satellites, quatre satellites sont utilisés. Les calculs trigonométriques peuvent donner plusieurs solutions (à plusieurs centaines de kilomètres de distance) ; le lever de doute est réalisé en prenant la solution la plus proche du dernier point (fait toutes les secondes). A la fin de ce chapitre nous savons que le récepteur doit recevoir des tops ainsi que les éphémérides, voyons le codage du système.

Le signal reçu est mélangé avec le signal généré par le récepteur. Si le signal du satellite est présent, il sera sorti du bruit par ce mélange, dans l'autre cas, il ne restera que du bruit... Les satellites possèdent des générateurs pseudo-aléatoires (du bruit), ce sont des registres à décalage rebouclés sur eux-mêmes selon une équation qui caractérise le générateur, ainsi chaque satellite a sa signature. Sur le système civil, le registre a une taille de 1024 bits, le débit est de 1,023 Mb/s, (c'est un code court d'acquisition grossier - coarse - C/A : 25 m). Le militaire est émis avec un débit de 10,23 MHz et a une période bien plus longue, il est réinitialisé chaque semaine, ce débit et la



Un des récepteurs GPS Furuno.

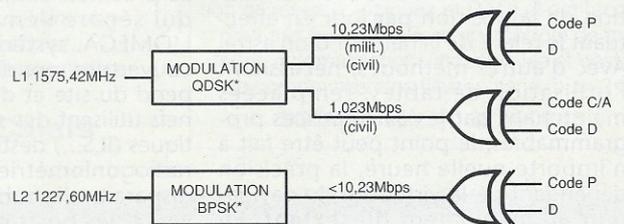
## Le décodage du GPS

Tous les satellites émettent sur deux fréquences, L1 : 1575 MHz et L2 : 1227 MHz. Ces deux fréquences ont été choisies pour que les spectres des signaux ne se recouvrent pas et afin d'effectuer les corrections relatives à la propagation. Les appareils civils utilisent seulement L1 (figure 4). Bien entendu tous les satellites émettent en même temps... En général, ce préambule crée un certain froid, car comment se retrouver dans cette cacophonie ? Sur ces deux fréquences, un récepteur «normal» ne verra que du bruit... La réception est basée sur l'uti-

taille du registre permettent une protection du code, la précision espérée du positionnement passe à 30 cm !

### Le code C/A

Restons sur le civil. Lorsque le récepteur souhaite recevoir le code d'un satellite, il génère la même séquence aléatoire, malheureusement il y a de forte chance que le code ne soit pas détecté par le corrélateur car les deux



\* : QDPSK : Quadrphase shift keying  
BPSK : Biphase shift keying

Figure 4 : structure des signaux émis.

lisation de corrélateurs, ils déterminent la qualité d'«identité» de deux signaux. Le récepteur génère une répétition du signal du satellite à recevoir.

séquences ne sont pas synchronisées. Au bout d'une milliseconde, le récepteur décale la séquence d'un bit (figure 5), et recommence, il y a 1024 pos-

sibilités, donc après un maximum de 1024 ms (1 seconde environ), il doit avoir trouvé la synchronisation avec le satellite. S'il ne trouve pas ce satellite, il part à la recherche d'un autre satellite, il lui faut donc 24 secondes pour faire tout le tour des satellites ! S'il a déjà reçu les éphémérides, il peut prévoir l'emplacement des satellites, et optimiser son choix. Notre récepteur est synchronisé, il génère le code à l'identique du satellite, en même temps, toutes les 1024 ms, le passage du mot X donne le top qui va permettre la mesure des pseudo-distances. Les récepteurs modernes possèdent plusieurs chaînes de traitement, 4, 5 ou 6 satellites sont reçus en même temps, les mesures simultanées améliorent la précision. Le code pseudo-aléatoire C/A de chaque satellite est, en réalité, constitué de deux générateurs pseudo-aléatoires, ils sont initialisés à 1 et les polynômes générateurs sont connus (code civil), les signaux issus des deux générateurs sont mélangés, mais le second est décalé de N bits, ce N définit la signature du satellite, le tout forme toujours un code pseudo-aléatoire.

### Les éphémérides

A propos, les éphémérides, où sont-elles ? Le satellite envoie les informations avec un débit de 50 bits/s, elles sont découpées en cinq sous-trames de 30 bits. Chaque sous-trame contient le mot de télémesures, le mot de passage du code C/A au code P(HOW) (figure 6). Les trois premières sous-trames contiennent les informations de corrections relatives au satellite, les deux autres les éphémérides moins précises des autres satellites. Il faut six secondes pour transmettre toutes ces informations, deux minutes et demies pour l'ensemble des 25 pages. Les données sont valides pendant quatre heures. Le faible débit est nécessaire pour obtenir une synchronisation du récepteur ; en effet, chaque transition des données inverse le code pseudo-aléatoire émis. Comme cette cadence est faible par rapport au débit du code C/A, le bon fonctionnement du corrélateur est assuré dans la phase de synchronisation. Le récepteur analyse la corrélation avec le code C/A et le code C/A inversé, les basculements des corrélateurs régénèrent le message. Le code C/A d'acquisition court est réservé au civil, le P au militaire, ils sont émis simultanément en modulation de phase sur L1. L2 émet soit C/A soit P. La vitesse (qui peut être mesurée) influe sur la précision. Le traitement du signal dans les récepteurs est assuré par des circuits spécialisés, leur fonctionnement reste encore secret, concurrence oblige. La synchronisation et la poursuite de la séquence nécessite l'utilisation de boucles d'asservissement sophistiquées. Au niveau analogique, par exemple, les têtes HF doivent être protégées contre des surcharges provoquées par les impulsions radar qui émettent dans des bandes de fréquences proches de celles du GPS. Les fréquences L1, L2 et les débits sont dans des rapports entiers de 154 et de 120 f (f = 10,23 MHz).

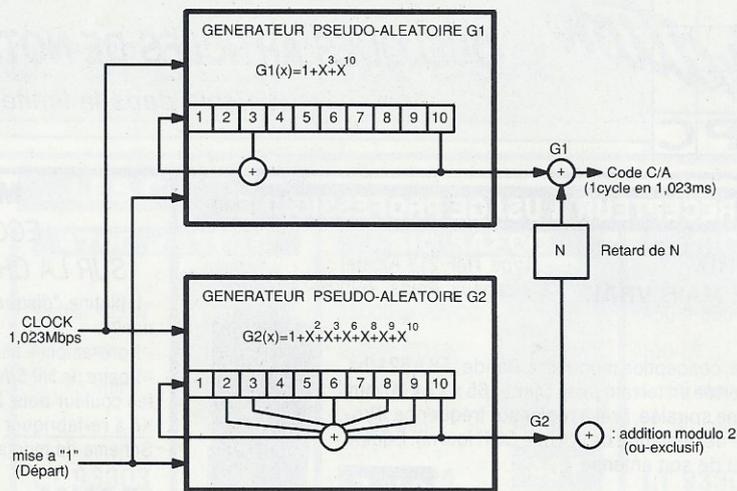


Figure 5 : fabrication du code C/A- N : signature du satellite.

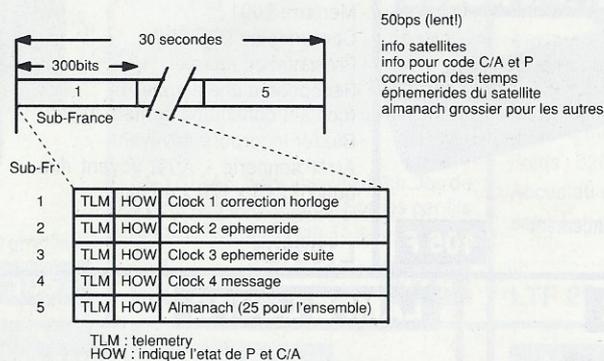


Figure 6 : contenu du message D (éphémérides, synchronisation...).

### Le code P

Le débit est plus important, il est réservé aux militaires ; là encore deux générateurs pseudo-aléatoires sont utilisés, toutefois les polynômes générateurs ne sont pas connus ! La synchronisation se fait aussi par glissement d'une réplique, pour que cela ne prenne pas trop de temps, le code HOW envoyé dans les messages donne une indication sur l'état du générateur P. L1 et L2 sont utilisées, un recouplement est possible, les récepteurs sont conçus pour fonctionner sur des aéronefs se déplaçant rapidement. La précision de ces systèmes est inconnue.

### L'originalité du GPS

Transmettre un signal qui ressemble à du bruit, mais dont il est possible de distinguer l'émetteur et d'isoler son message, constitue la caractéristique fondamentale du système. Ce dispositif assure une très bonne protection de l'information contre les parasites, mais le débit est faible. Le spectre de transmission étant large, on peut considérer que l'information est dupliquée dans tout le spectre du signal.

### Aspect physique

Transmettre des informations avec du bruit semble un peu étrange, voici une manière d'appréhender le phénomène.

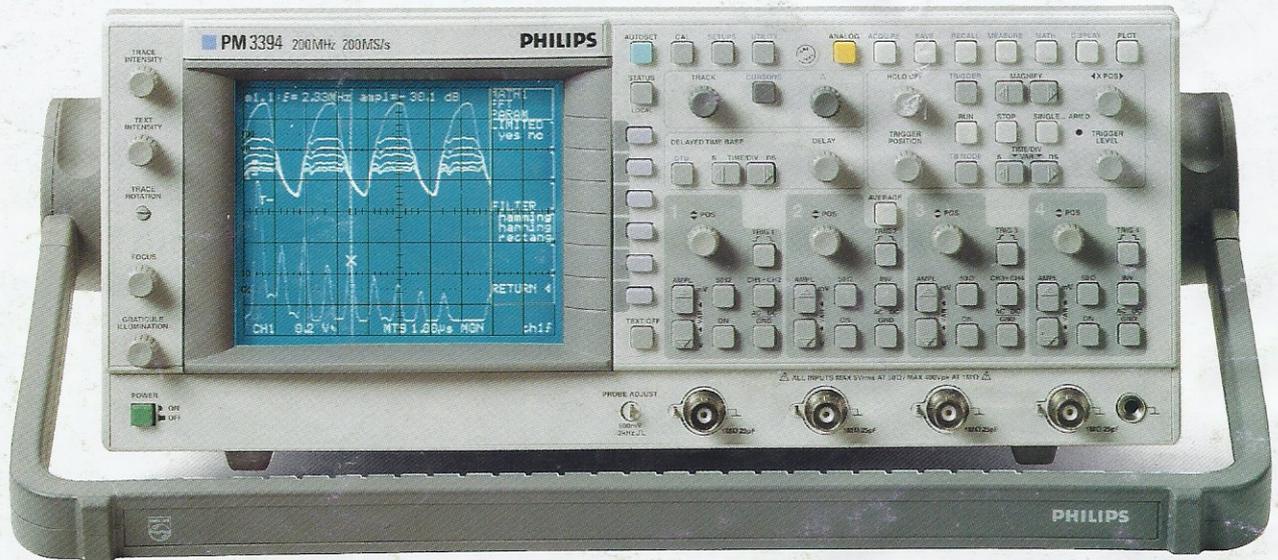
ne. Avec ce système, nous possédons le même message que le satellite ; à chaque transition du signal émis, nous nous attendons à la recevoir. Une fois, deux fois un parasite pourra la cacher, mais comme la prochaine transition arrivera après un temps «aléatoire», certaines passeront forcément au travers, d'où la synchronisation. Dans un second temps, si les transitions sont reçues à l'envers, c'est que le code a été inversé : le message apparaît ! Le secteur (électrique de la maison terrienne) est le siège de nombreux parasites, la transmission d'informations (à faible débit) utilisant ce principe de transmission est à l'étude.

### Position du GPS

Le GPS représente un monopole, les Russes possèdent aussi un système similaire. Prochainement, les récepteurs pourront décoder les deux systèmes. La précision est assurée par les stations américaines, qui peuvent à tout moment dégrader le système en faussant les données correctives ou les horloges ; le récepteur reçoit un indicateur de «qualité» afin que le navigateur soit tenu au courant. Une petite question subsiste : qui va payer l'entretien ? Les pays sont à peu près d'accord sur le principe... Des systèmes complémentaires de positionnement couplés au GPS permettront d'assurer dans une zone restreinte (entrée de port) la précision nécessaire à l'amerrissage tout temps (sans avoir recours au code P !).

P. Achernard

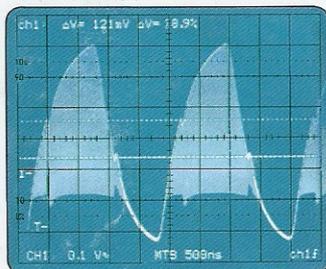
# Achetez le numérique, Fluke vous offre l'analogique



## Click !

OSCILLOSCOPE  ANALOGIQUE

## La vision temps réel



Vous êtes en train de contrôler un signal nouveau pour vous. L'image numérique semble assez claire... mais vous voulez être sûr. Connecter un nouvel oscilloscope analogique pour voir un peu plus loin va vous coûter un temps précieux. Mais avec un CombiScope™, vous avez juste besoin d'appuyer sur le bouton jaune et...

### CLICK !

... vous avez un véritable oscilloscope analogique qui visualise la nature réelle du signal. Cette vérification instantanée est ce qui fait du CombiScope un outil si puissant. En toute confiance.

Cela fonctionne dans l'autre sens également. Passer de l'analogique au numérique et sélectionner une des fonctions évoluées comme la FFT pour l'analyse spectrale du signal. Avec deux scopes en un, il n'y a plus aucun compromis !

Ce petit bouton jaune et les fonctions d'accès directs font que c'est un plaisir d'utiliser le CombiScope. Mais, ne vous contentez pas de nous croire sur parole. Appelez maintenant pour obtenir gratuitement votre kit d'évaluation d'oscilloscope.



## CombiScope, en toute confiance.

Fluke-France - 105 rue de Paris - B.P. 187 - 93003 BOBIGNY CEDEX  
Téléphone : (1) 49 42 80 80 - Télécopie : (1) 49 42 81 00



# FLUKE®