

RADIO PLANS

DECEMBRE 1992

SERRURE A E2PROM SERIE

LE CONVERTISSEUR LUMIERE/FREQUENCE TSL 220

FONCTIONNEMENT ET APPLICATIONS DES CIRCUITS ISD

SYSTEME DOMOTIQUE TELECOMMANDE AVEC SONO

CROSS-ASSEMBLEUR ET ADAPTATEUR PLCC POUR 68HC705 C8

LA LOGIQUE FLOUE : CONCEPT ET DEFINITIONS



**LA SERIE TAS TEKTRONIX :
L'ANALOGIQUE FAIT PEAU NEUVE**

T2438 - 541 - 24,00 F



BELGIQUE : 155 FB - LUXEMBOURG : 155 FL - SUISSE : 6,30 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : \$ 4,25

SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 23** Système domotique télécommandé avec sono
55 Prédator 1 : préampli microphone (2)

MONTAGES

- 49** Une serrure à E2PROM
89 Adaptateur PLCC pour 68HC705C8

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19** L'oscilloscope analogique TAS 465, Tektronix

TECHNIQUE

- 11** La logique floue : concepts et définitions
71 Cross-assembleur « maison » pour la famille 68705
82 Connaître les DSP : le TMS 320C25, Texas

CIRCUITS D'APPLICATION

- 31** Fonctionnement et applications des ISD 10XX
37 Le convertisseur lumière-fréquence TSL 220

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 43** Le coupleur universel de cartes à puce Corel

COMMUNICATION

- 63** Bus CAN : l'aspect ligne, quelques schémas d'application

INFOS

- 76** Le TSL 214, circuit de détection de lumière
77 Les PCD 8510 et 16, circuits OSD Philips
80 Le catalogue National Instruments 93 est disponible
Nouvelles RAM statiques AT&T : 10 et 12 ns de temps d'accès
88 Circuits MAX 631 et 734 pour programmation de mémoires flash
Un AOP 25 MHz très faible consommation : le MAX 438
Le GFIE organise un voyage au NEPCON WEST 93
94 Wawetek acquiert la division instrumentation de Beckman
Diodes de protection ESD en DIL, Harris
95 AOP rapide très faible bruit CLC 425
Carte enregistreur de transitoires T 512, Krenz
Cartes d'acquisition PC T 12840 et 3240, Krenz

Ont participé à ce numéro :

J. Alary, J.Y. Bedu, P. de Carvalho,
F. de Dieuleveult, J. P. Ducouret, X. Fenard,
A. Garrigou, P. Gueulle, D. Paret, D. Pierre,
R. Schnebelen.

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par la Société Parisienne d'Édition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social

Direction-Rédaction-Administration-Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 42.00.33.05

Télex : PGV 220409 F - Télécopie : 42.41.89.40

Président-Directeur Général,

Directeur de la Publication :

J.-P. VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :

Bernard FIGHERA

Rédacteur en chef :

Claude DUCROS

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité

70, rue de Compans, 75019 Paris

Tél. : 42.00.33.05 - C.C.P. 37-93-60 Paris

Directeur commercial : J.-P. REITER

Chef de publicité : Francine FIGHERA

Assistée de : Laurence BRESNU et de

Murielle KAISER

Marketing : Jean-Louis PARBOT

Directeur des ventes : Joël PETAUTON

Inspecteur des ventes : Société PROMEVENTE

M. Michel IATCA

24-26, bd Poissonnière, 75009 Paris.

Tél. : 45.23.25.60 - Fax. 42.46.98.11

Service des abonnements :

2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Voir notre tarif

« spécial abonnement ».

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2,50 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 Penal ».

Ce numéro a été tiré

à 42 500 exemplaires

Dépôt légal décembre 92 - éditeur 1704

Mensuel paraissant en fin de mois.

Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75011 PARIS -

Imprimerie SIEP Bois-le-Roi et REG Lagny.

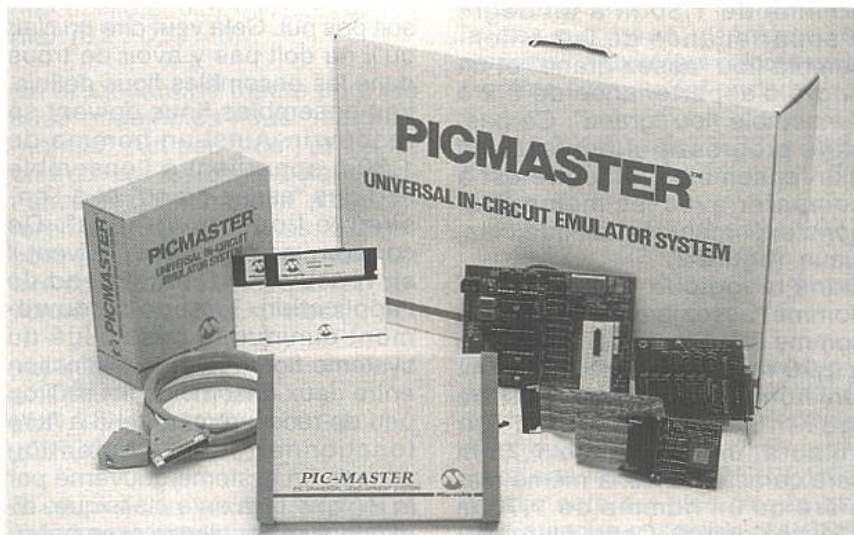
Photo de couverture : E. Malemanche.



La logique floue : concepts et définitions

La logique floue (fuzzy logic) a été introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh à l'université de Californie à Berkeley. Jusqu'à ces dernières années, la logique floue était restée le domaine réservé de quelques chercheurs curieux, et peu d'applications pratiques n'avaient vu le jour. La logique floue a trouvé

de nombreux adeptes dans les sociétés Japonaises. Cette technologie est maintenant l'élément clef de produits comme les appareils photo Autofocus Canon, les machines à laver Hitachi, les transmissions de Nissan et Subaru, ainsi que les systèmes de reconnaissance de caractères dans les calculateurs Sony. Après quelques années d'attente, les compagnies américaines développent à leur tour des produits utilisant la logique floue, la branche Américaine d'Omron met sur le marché un automate industriel combinant la logique floue avec des algorithmes édulcorés de PID, Eaton corp. développe un capteur de couleurs qui simule l'oeil humain, etc.



Les microcontrôleurs RISC PIC se prêtent fort bien à la réalisation d'automates gérés en logique floue.

La logique floue permet de manipuler des symboles et d'inférer des actions en utilisant des règles logiques à partir de prémisses imprécises ou incertaines. Comme Monsieur Jourdain qui faisait de la prose sans le savoir, nous faisons tous les jours de la logique floue sans le savoir. Lorsque nous évoquons un homme "assez grand" et "plutôt corpulent", nous utilisons des concepts flous ou vagues. Le sens commun associe au concept flou "assez grand" une courbe qui définit comment on est assez grand. (figure 1)

On pourra dire que l'on est "assez grand" entre 1,68 m et 1,81 m. A 1,70 m on est "plutôt petit" pour quelqu'un d' "assez grand", alors qu'à 1,80 m on sera plutôt "grand" qu' "assez grand". Nous apprécions ainsi souvent notre environ-

nement à travers des symboles comme "assez grand", "grand", "plutôt petit", qui nous permettent de caractériser de manière floue les valeurs objectives qui nous entourent. Ces symboles flous et les opérateurs associés nous permettent d'agir sur notre environnement (de manière floue là aussi).

"Si il fait beau et si je n'ai pas trop de travail, (alors) je viendrais vers 5 heures de l'après-midi."

est typiquement une phrase qui relève de la logique floue.

Reprenons l'exemple de notre homme "assez grand". Dans l'expérience courante, nous passons graduellement de la notion d'assez grand à la notion de grand. La courbe qui définit l'appartenance à l'ensemble des hommes "assez grands" s'appelle fonction d'appartenance (membership function) et est la représentation graphique des frontières qui séparent les ensembles flous "assez grand", "grand", "plutôt petit". Si on se déplace sur cette courbe, on obtient pour les différentes tailles d'un individu donné, le degré d'appartenance à cet ensemble flou. Cette fonction d'appartenance a des valeurs qui varient entre 0 et 100%. La valeur

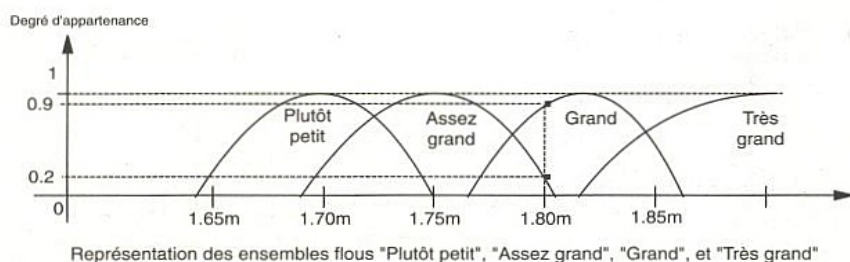


Figure 1

1 (100%) correspond dans notre cas à la taille qui pour nous correspond le mieux à ce que nous pensons être un homme typique "assez grand", ici 1,75 m. Les valeurs 0 correspondent à des tailles que l'on ne pourra en aucune manière qualifier d'assez grandes. Un homme de 1,50 m n'est pas (sous nos climats) "assez grand", un homme de 2,20 m non plus ! Par contre un homme de 1,80 m a un degré d'appartenance de 0,2 à l'ensemble flou "assez grand" et un degré d'appartenance de 0,9 à l'ensemble flou "grand". Ce passage progressif et non exclusif d'un ensemble à un autre est à comparer avec les mêmes notions exprimées en logique classique. (figure 2)

Dans la logique classique, un homme "assez grand" sera défini comme étant de taille supérieure à 1,70 m et inférieure à 1,80 m. Un homme de 1,69 m ou de 1,81 m sera donc écarté. Par ailleurs, un homme de 1,75 m sera caractérisé de la même manière qu'un homme de 1,70 m d'"assez grand". Cette interprétation "tout blanc" ou "tout noir" de la logique classique est remplacée dans la logique floue par la notion de degré d'appartenance de 0 à 100%. Cette capacité à traiter des données avec des valeurs intermédiaires permet aux systèmes à logique floue de s'adapter avec plus de facilité aux environnements humains que les systèmes basés sur la logique binaire.

LES BASES DE LA LOGIQUE FLOUE.

Nous l'avons vu dans les exemples précédents, la logique floue travaille avec des ensembles flous. "Plutôt petit", "grand", "assez grand", sont des ensembles flous qui peuvent être définis mathématiquement par une fonction (membership function) qui définit pour tout élément le degré d'appartenance à cet ensemble. Ce degré varie de 0 à 100% (de 0 à 1). Pour des raisons de facilité de calcul et de représentation, les fonctions utilisées sont des fonctions triangulaires ou trapézoïdales. Ainsi quatre points suffisent à définir un ensemble flou caractérisé par une fonction trapézoïdale. Pour toutes les valeurs (ou "univers du discours") que peut prendre une variable, le concepteur devra définir au moins un ensemble flou pour lequel le degré d'appartenance ne

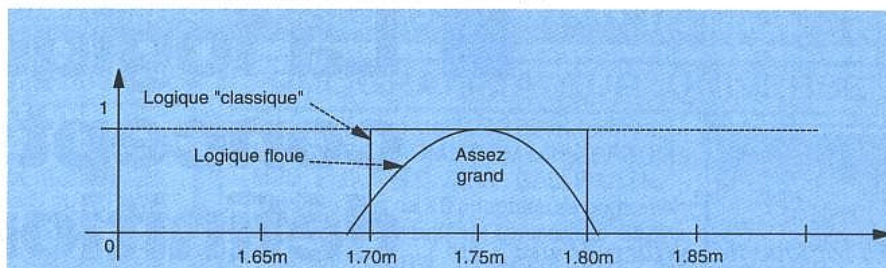


Figure 2

soit pas nul. Cela veut dire en clair qu'il ne doit pas y avoir de trous dans les ensembles flous définis. Les ensembles flous doivent se recouvrir. Ainsi un homme de 1,80m appartient à l'ensemble flou des "assez grand" et à l'ensemble flou des "grands". De combien les ensembles doivent-ils se recouvrir ? Cela dépend de l'application. Trop de recouvrement diminue la possibilité du système flou à faire la distinction entre deux ensembles flous. Trop peu de recouvrement tend à faire fonctionner le système flou comme un système gouverné par la logique bivalente classique, diminuant sa souplesse et sa possibilité de traiter des situations intermédiaires. Des pourcentages de recouvrement de 25% à 50% sont utilisés dans la majorité des cas. (figure 3)

Une fois les ensembles définis, on déterminera le degré d'appartenance aux différents ensembles flous des variables utilisées. Ce processus s'appelle la fuzzyfication.

Par exemple, on désire réaliser un système flou qui établisse le degré de corpulence d'un homme en fonction de son poids et sa taille. Les degrés d'appartenance d'un homme x de 1,80 m aux ensembles flous associés à la taille sont de :

0	Plutôt Petit
0,2	Assez grand
0,9	Grand
0	Très grand

de même pour ce même homme x d'un poids de 75kg, on définit les

ensembles flous "léger", "moyen", "assez lourd", "très lourd" :

0	léger
0,3	moyen
0,7	assez lourd
0	très lourd

Une fois "fuzzyfiées" les variables taille et poids, on utilise des règles pour déterminer la corpulence qui sera le résultat. Comme on l'a fait pour les "entrées" du système flou (taille et poids), on déterminera pour la sortie (la corpulence) plusieurs ensembles flous : "maigre", "normal", "un peu gros", "gros". On utilise généralement des règles simples du type :

si condition 1

et si condition 2

et si condition 3

alors resultat 1

Les règles suivantes permettront de déterminer la corpulence d'un individu :

règle 1

Si x est assez grand

et x est de poids moyen

alors x est de corpulence normale

Règle 2

Si x est grand

et x est assez lourd

alors x est de corpulence normale

Règle 3

Si x est assez grand

et x est léger

alors x est maigre

etc.

Ces règles sont élaborées à partir de la base de connaissance du concepteur. Comme dans le cas de la logique "classique", le

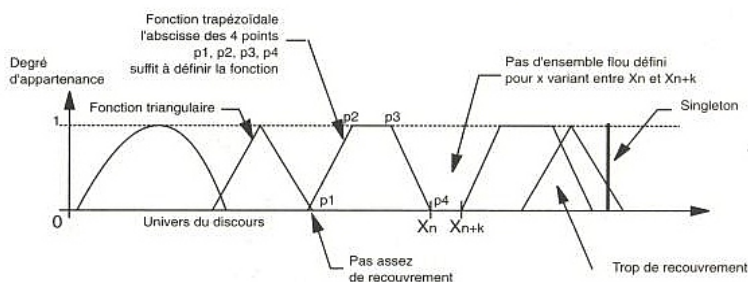


Figure 3

concepteur dispose d'opérateurs pour élaborer ses règles. Ces opérateurs ont le même nom que dans la logique classique (NON, ET, OU) mais alors que la logique classique ne manipule que des valeurs binaires (0 ou 1, Vrai ou Faux), les opérateurs de la logique floue traitent des valeurs comprises entre 0 et 1. Les opérateurs habituellement utilisés sont :

A ET B = $\min(\mu A(x), \mu B(x))$
A OU B = $\max(\mu A(x), \mu B(x))$
NON (A) = $1 - \mu A(x)$

où $\mu A(x)$ indique le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A.

$\min(t, v)$ et $\max(t, v)$ sont les opérateurs qui renvoient la valeur minimum (respectivement maximum) de t et v .

En général l'opérateur OU est sous-entendu. L'emploi de plusieurs règles se rapportant au même ensemble flou de sortie est équivalent à l'utilisation d'un OU. La majorité des règles de la logique binaire ayant leurs équivalents stricts dans la logique floue (voir encadré 2), on peut toujours représenter une proposition logique complexe en une somme de propositions coordonnées par des opérateurs «ET» (réduction à une forme canonique). On utilisera donc souvent :

A ET (B OU C) =
(A ET B) OU (A ET C)
 (Distributivité)

Ainsi dans l'exemple précédent, Si x est assez grand : degré d'appartenance de x à l'ensemble assez grand : 0,9

ET si x est de poids moyen : degré d'appartenance de x à l'ensemble poids moyen : 0,3

ALORS le degré d'appartenance de x à l'ensemble normal est de : $\min(0,9 ; 0,3) = 0,3$

Pour cette règle, le degré d'appartenance de x à l'ensemble flou "normal" est de 0,3.

La règle 2 a trait elle aussi à la corpulence normale. On peut donc écrire que :

Si x est assez grand **ET** x est de poids moyen

OU

Si x est grand **ET** x est assez lourd

alors x est de corpulence normale.

Or l'opérateur **OU** correspond à l'action de prendre le maximum des degrés d'appartenance. On voit donc que quand plusieurs

règles de connaissance se rapportent au même ensemble de sortie, il suffit de prendre le maximum des degrés d'appartenance trouvés pour les différentes règles se rapportant à cet ensemble.

Ainsi pour l'ensemble des règles 1 et 2, on trouve un degré d'appartenance de x à l'ensemble flou "normal" de :

$\mu \text{NORMAL}(x) =$
 $\max(\min(0,2 ; 0,3), \min(0,9 ; 0,7)) =$
 $\max(0,2 ; 0,7) = 0,7$

En procédant de même pour les sous-ensembles flous "maigre", "normal", "un peu gros", et "gros", on trouvera les degrés d'appartenance de cet homme "x" à ces différents sous-ensembles. Supposons (nous verrons par la suite un exemple plus détaillé) que l'on obtienne les résultats suivants :

$\mu \text{MAIGRE}(x) = 0,2$
 $\mu \text{NORMAL}(x) = 0,7$
 $\mu \text{UN_PEU_GROS}(x) = 0,32$
 $\mu \text{GROS}(x) = 0$

Si on ne désire avoir qu'une seule valeur représentative de la corpulence de l'homme "x", il faudra recombinaison l'ensemble des valeurs trouvées. Dans notre exemple, on désirera avoir une note de 0 à 100 (par exemple) indiquant la corpulence : la valeur 0 sera la valeur représentative de MAIGRE, 33 pour NORMAL, 66 pour UN PEU GROS et 100 pour GROS. Nous avons vu que les différentes règles de notre système avaient permis de calculer les degrés d'appartenance de 0,2, 0,7, 0,32 et 0 pour respectivement les sous-ensembles flous MAIGRE, NORMAL, UN PEU GROS, GROS. Une des méthodes pour obtenir une note unique est de prendre la valeur qui correspond au sous-ensemble flou ayant obtenu la "note" maximum. On associera donc à notre homme de 1,80m et de 75kg une valeur de corpulence de 33 qui correspond à la valeur

représentative du sous-ensemble ayant obtenu la note la plus élevée ($\mu \text{NORMAL} = 0,7$). Le mathématicien Bart Kosko a montré que cette méthode (maximum membership defuzzification) n'est pas valide, aussi on lui préfère la méthode du centre de gravité (fuzzy centroid defuzzification) qui a l'intérêt de ne pas recentrer les valeurs de sortie sur les valeurs nominales associées aux sous-ensembles flous de sortie. Dans le cas qui nous intéresse, le centre de gravité est calculé de la manière suivante (cf encadré 1) :

$V = ((0,2 \times 0) + (0,7 \times 33) + (0,32 \times 66) + (0 \times 100)) / (0,2 + 0,7 + 0,32 + 0)$
 $= (0 + 23,1 + 21,12 + 0) / 1,22$
 $= 44,22 / 1,22 = 36,246$

(figure 4)

On voit que l'on trouve un degré de corpulence légèrement supérieur à 33 qui est dû au déplacement du centre de gravité vers le sous-ensemble UN PEU GROS dont la note est plus élevée que celle du sous-ensemble MAIGRE. Dans cet exemple nous avons vu les trois phases essentielles d'un système utilisant la logique floue :

- La fuzzyfication qui consiste à associer à chaque entrée du système plusieurs notes qui sont les degrés d'appartenance aux différents sous-ensembles flous définis pour chaque entrée. Ces sous-ensembles flous sont associés à des symboles, et ce sont ces symboles qui sont utilisés pour définir les règles qui gèrent le système.

- Un ensemble de règles permet de passer des sous-ensembles flous d'entrée aux sous-ensembles flous de sortie. Ces règles sont élaborées en coordonnant les symboles associés aux sous-ensembles flous d'entrée et de sortie avec des opérateurs semblables aux opérateurs utilisés en logique binaire. Ces

Degré d'appartenance

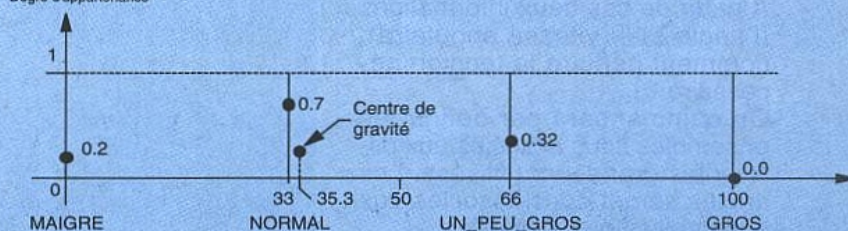


Figure 4

règles permettent de calculer des notes qui indiquent les degrés d'appartenance aux sous-ensembles de sortie.

- La défuzzification est l'opération symétrique de la fuzzyfication. De même qu'à chaque entrée on associe plusieurs notes (les degrés d'appartenance aux sous-ensembles d'entrée), la défuzzification consiste à calculer une valeur unique à partir des différentes notes obtenues grâce à l'application des règles, ce pour chaque sortie. Ce calcul est une évaluation, un peu comme on évalue les aptitudes globales d'un élève à partir de son cahier de notes. La méthode de défuzzification utilisée est généralement la "fuzzy centroid defuzzification" qui revient à calculer le centre de gravité de plusieurs figures simples.

Pour expliciter les notions abordées précédemment, nous allons résoudre à l'aide de la logique floue, le problème du pendule inversé. Le problème consiste à maintenir en équilibre un pendule posé en équilibre sur un plateau pouvant se déplacer vers la droite ou vers la gauche. C'est le problème que l'on résout quand on maintient en équilibre un manche à balai sur un doigt (**figure 5**).

Le système de régulation a deux entrées et une sortie :

- première entrée : l'angle que fait le pendule avec la verticale, Θ .
- deuxième entrée : la vitesse angulaire de déplacement du pendule notée $\delta\Theta$.
- une sortie : la tension V appliquée au moteur pour maintenir le pendule vertical.

En pratique, la vitesse angulaire sera la différence entre l'angle mesuré à l'instant présent et la précédente mesure angulaire effectuée :

$\delta\Theta = \Theta_t - \Theta_{t-1}$. (que l'on devrait en toute rigueur noter $\delta\Theta/dt$)

La fonction de régulation pourra donc s'écrire $V = f(\Theta, \delta\Theta)$. On peut aussi dire que la tension de commande du moteur V doit dépendre de la position actuelle du pendule, Θ , et de la vitesse à laquelle cette position change, $\delta\Theta$. A partir de ces deux informations (l'angle et la vitesse angulaire), comment déduire la tension nécessaire ?

On commencera par définir les ensembles flous associés aux différentes grandeurs utilisées. Les angles seront donc associés aux ensembles flous suivants :

GN, Grand Négatif Autour de -30°

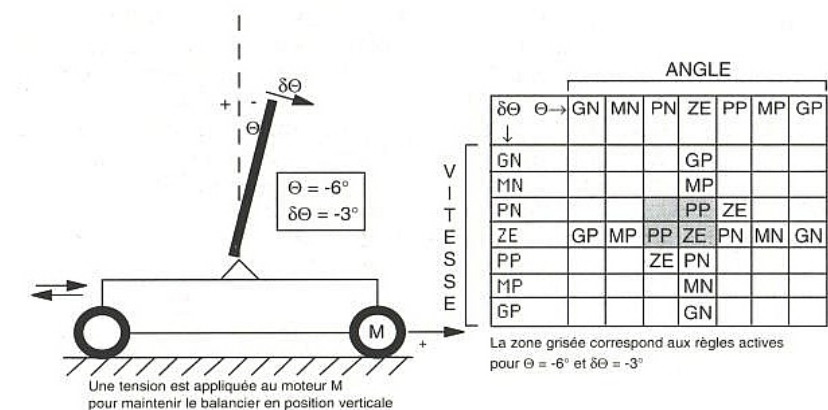


Figure 5

MN, Moyen Négatif Autour de -20°
 PN, Petit Négatif Autour de -10°
 ZE, Zéro Autour de 0°
 PP, Petit Positif Autour de $+10^\circ$
 MP, Moyen Positif Autour de $+20^\circ$
 GP, Grand Positif Autour de $+30^\circ$

De même, les vitesses angulaires et les tensions appliquées au moteur seront associées à des sous-ensembles flous définis dans la **figure 6**. Pour des questions de simplicité d'écriture, les mêmes symboles sont utilisés pour les différents sous-ensembles. L'utilisation des même symboles ne signifie pas qu'il s'agit des mêmes

sous-ensembles. De même que dans la vie courante, "GRAND" peut servir à définir une vitesse, une taille, ou une qualité quelconque, ici le symbole ZE est utilisé indifféremment pour la vitesse, la position ou la tension moteur bien que les ensembles flous auxquels ZE est associé soient différents.

Une fois les variables "fuzzifiées", on élaborera les règles régissant la sortie en fonction des entrées. La règle notée [MN, ZE; MP] s'énoncera :

Si l'angle du pendule est moyennement négatif

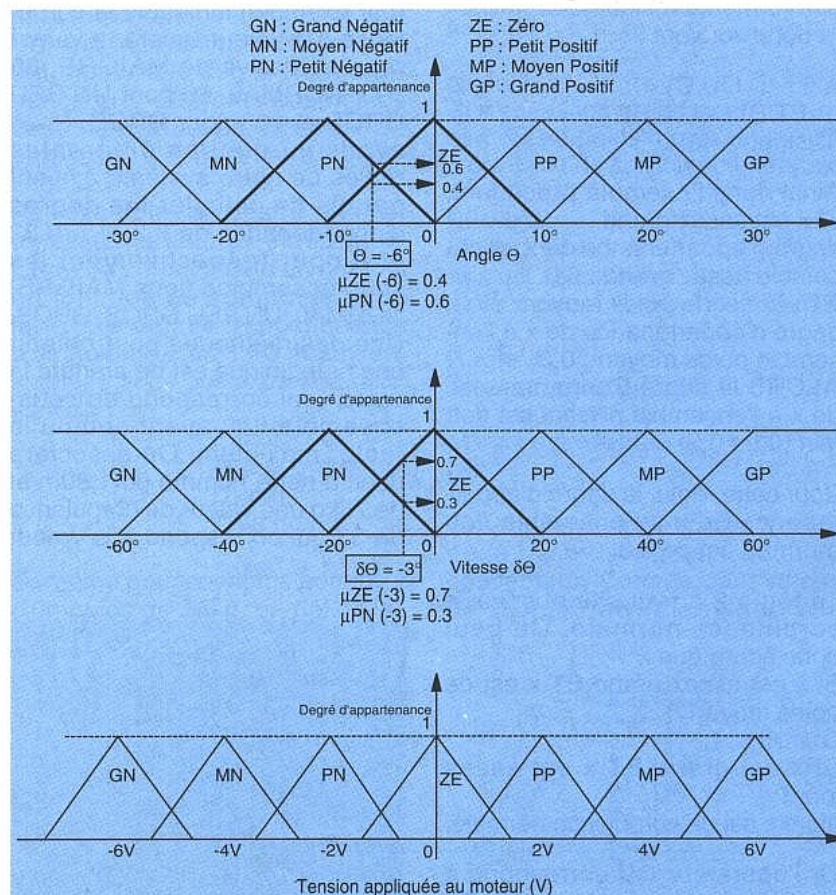


Figure 6

Et son déplacement à peu près nul

Alors la vitesse du moteur est moyennement positive.

Ces règles sont relativement faciles à définir. La règle [MN, ZE; MP] symbolise une connaissance qu'il est facile d'acquérir simplement en essayant de maintenir en équilibre un bâton au bout de son doigt ! D'autres règles se déduisent aisément : [ZE, ZE; ZE] indique que l'on ne doit pas bouger si le pendule est vertical et s'il ne bouge pas, de même [GN, ZE; GP]....

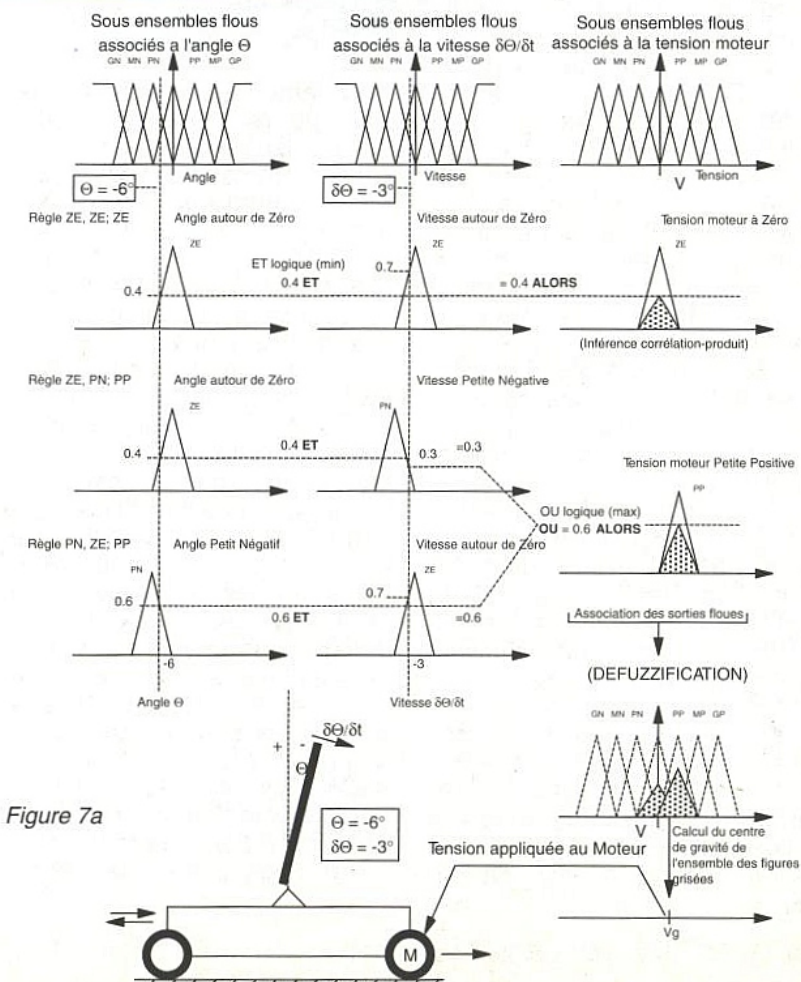
Les différentes règles peuvent être disposées dans un tableau. Elles représentent alors les différentes actions en fonction de toutes les entrées possibles (les lignes sont pour les vitesses angulaires, les colonnes pour les angles, l'intersection entre une ligne et une colonne donne la valeur floue associée à la tension moteur) :

$\delta\Theta/\delta t$	GN	MN	PN	ZE	PP	MP	GP
GN				GP			
MN				MP			
PN				PP	ZE		
ZE	GP	MP	PP	ZE	PN	MN	GN
PP			ZE	PN			
MP				MN			
GP				GN			

On remarquera que le tableau n'est pas complètement rempli. Chaque règle ajoutée permet un meilleur contrôle du pendule mais, en pratique, seul un petit nombre de règles est nécessaire. Les règles seront d'autant plus efficaces qu'elles sont souvent utilisées, aussi, il est avantageux d'analyser le système et connaître les états les plus probables. Si le nombre de capteurs est important, le nombre de règles possible croîtra de manière exponentielle. Par exemple si on a deux capteurs et 7 ensembles flous associés à chaque capteur (cas du pendule), on a $7 \times 7 = 49$ règles possibles. Si on ajoute un capteur, on multiplie encore par 7 soit $7 \times 7 \times 7 = 343$ règles, etc. Il n'est donc pas souhaitable (ni nécessaire) de "remplir" toute les règles. Seules les règles les plus importantes sont nécessaires. On accordera une importance particulière aux règles qui sont le plus souvent mises en œuvre, aux règles dont dépendent des éléments de sécurité, et aux règles utiles à l'initialisation du système.

Pour déterminer les premières, on pourra (dans le cas où elles ne sont pas triviales) échantillonner l'état de tous les capteurs pendant que l'opérateur humain officie. On obtiendra ainsi une "carte" dont les zones les plus denses correspondent aux configurations de valeurs associées au capteur les plus courantes. Il sera de bonne politique de déterminer les règles correspondant à ces configurations. Dans le cas du pendule, les règles sont suffisamment simples pour être déduites directement de l'expérience sensible du programmeur. On pourrait ajouter d'autres règles, par exemple la règle [PN, PN; MP]. D'autres programmeurs utiliseraient pour les mêmes conditions d'entrée la règle [PN, PN; PP]. En fait, la souplesse du système flou permet de supporter les petites variations dans la définition des règles et des ensembles flous. La suppression même d'un nombre

important de règles n'est souvent pas préjudiciable au comportement global du système. Dans l'exemple donné ($\theta = -6^\circ$, $\delta\theta = -3^\circ$) plusieurs règles sont mises en œuvre en même temps, la règle [ZE, ZE; ZE], la règle [ZE, PN, PP], et la règle [PN, ZE, PP]. La règle associée à [PN, PN; ?] n'étant pas définie, elle n'a par conséquent pas d'influence sur la sortie ! La figure 7 explicite le fonctionnement global du système dans ce cas. Une ambiguïté persiste sur le fonctionnement du système dans les zones où aucune règle ne s'applique. Ainsi pour des valeurs Moyennes Négatives de l'angle et de la vitesse angulaire [MN, MN], aucune règle n'est définie. Certaines implémentations de systèmes flous du domaine public donnent dans ces cas à la sortie la valeur 0 ou une autre valeur "de repos". Ces implémentations ne sont pas valides. En effet, dans le cas du pendule par exemple, le pendule arrivera dans la zone [MN, MN] après avoir "traversé" les autres zones et donc la tension du moteur sera positive (toutes les règles qui bordent la zone [MN, MN] ont pour sortie une valeur positive de la tension du moteur). De même dans les zones symétriques [MP, MP] le pendule arrivera avec une tension négative appliquée au moteur. On voit donc que donner une valeur



"de repos" unique dans ces deux cas n'est pas une solution souhaitable. La solution la plus simple consiste à ne rien changer à la valeur de sortie quand le pendule passe dans ces zones sans règles, et donc de garder la valeur précédemment évaluée. (figure 7a).

La valeur de sortie (la tension appliquée au moteur) a été obtenue en calculant l'abscisse du centre de gravité des différentes surfaces grisées obtenues. La surface de ces figures grisées correspondent à la note associée au sous-ensemble de sortie. Si la forme des différents ensembles flous associés à une sortie est identique, si les formes sont symétriques par rapport à une valeur xi, et si les surfaces délimitées par ces formes sont identiques, (ce qui est le cas dans notre exemple) le centre de gravité s'exprime simplement :

$$S = (\sum n_i \times x_i) / \sum n_i$$

pour les différents ensembles flous i , n_i étant la note obtenue après l'application des règles pour l'ensemble flou i .

Dans l'exemple du pendule, et pour les valeurs d'angle et de vitesse angulaire de respectivement -6° et -3° , les seuls ensembles flous de sortie mis en jeu sont les ensembles ZE et PP. Tous les ensembles flous de sortie sont définis par des fonctions symétriques par rapport aux valeurs $-6V$, $-4V$, $-2V$, $0V$, $2V$, $4V$, $6V$ pour les ensembles GN, MN, PN, ZE, PP, MP, GP respectivement. D'où le calcul de S :

$$S = (0,4 \times 0 + 0,6 \times 2) / (0,4 + 0,6) = 1,2V$$

Dans l'exemple du pendule, on a utilisé pour obtenir les figures grisées un procédé qui s'appelle "l'inférence corrélation-produit" qui consiste à faire le produit du résultat de la règle r (par exemple 0,4 pour la règle [ZE, ZE; ZE]) avec la fonction définissant l'ensemble flou associé puis de prendre pour le calcul final du centre de gravité l'ensemble des surfaces définies par cette opération. Un autre type d'inférence peut être utilisé, il s'agit de "l'inférence corrélation-minimum" qui consiste à "tronquer" la fonction associée au sous-ensemble flou. La figure 7b montre le résultat obtenu.

Les réalisations industrielles utilisent l'une ou l'autre des inférences. L'inférence corrélation-produit aboutit souvent à des calculs de centre de gravité plus simples, c'est pourquoi on l'a utili-

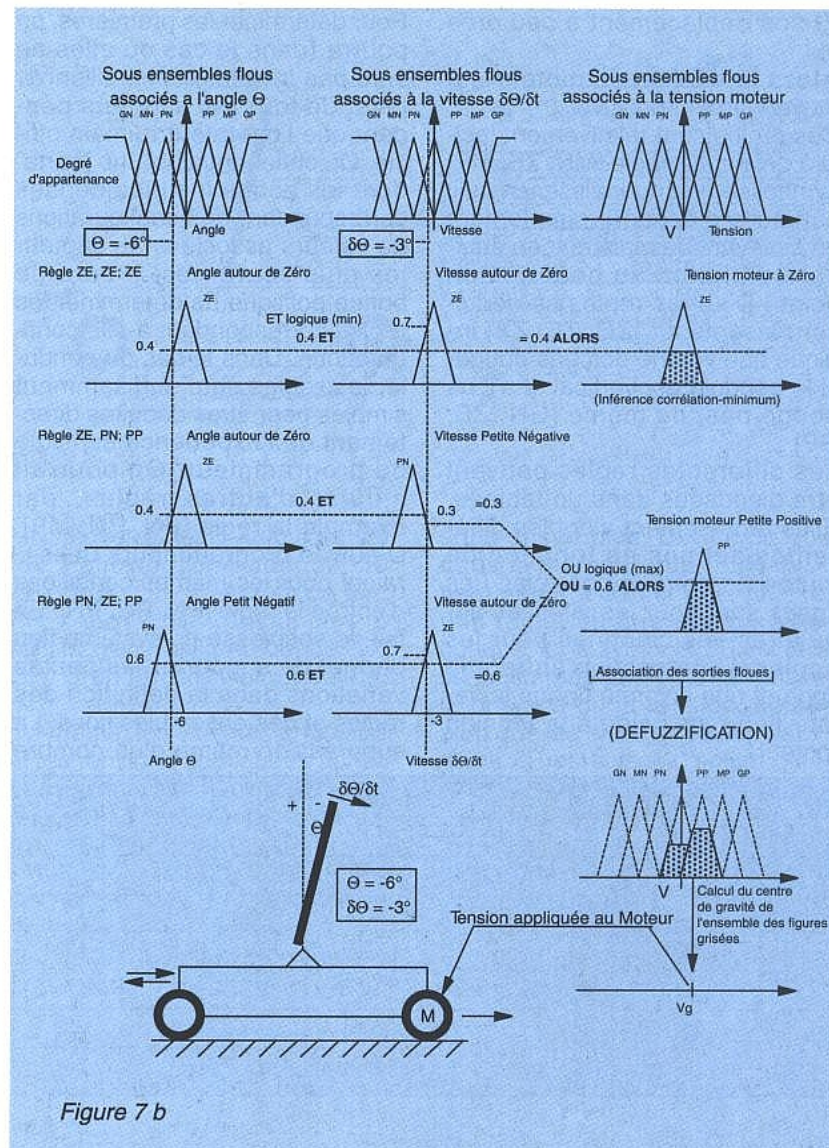


Figure 7 b

sée. Par ailleurs, d'autres opérateurs peuvent être définis pour réaliser les fonctions ET et OU. L'utilisation des fonctions min et max s'appelle la composition max-min, mais l'opérateur ET peut être réalisé en utilisant le produit ($a \times b$) plutôt que le min(a, b); ce type de composition s'appelle la composition max-produit. Il existe encore d'autres types de compositions que l'on ne détaillera pas ici. En pratique, seule la composition max-min est utilisée. La réalisation d'un système basé sur la logique floue est aisée. Les opérations à effectuer sont pour l'essentiel des comparaisons et des affectations. Seule la phase de défuzzification nécessite le calcul d'une division. Dans un prochain article nous montrerons comment réaliser un tel système en utilisant un microcontrôleur ayant une architecture de type 80C51. Le code pour réaliser la partie calcul flou prend environ 256 octets (hors base de données). Avec ce type de proces-

seur, on obtient un temps de calcul de quelques millisecondes pour l'application du pendule inversé.

J.-L. Vern

Encadré 1 : Calcul du centre de gravité

La position sur l'axe des x du centre de gravité d'une figure définie par une fonction $f(x)$ est :

$$Gx = \frac{\int x f(x)}{\int f(x)}$$

Dans la logique floue, les figures dont on veut obtenir le centre de gravité sont généralement des ensembles de triangles, de rectangles ou de trapèzes. Le calcul du centre de gravité de ces figures composées peut se réduire au calcul du centre de gravité de figures plus simples comme des triangles rectangles et des rectangles.

Dans le cas d'un triangle rectangle ayant un sommet à $x = 0$, la fonction qui délimite ce triangle est $f(x) = ax$ ou a est la pente de la droite et est égal à C/B (figure 8) :

$$g = \int x f(x) / \int f(x) \text{ pour } x \text{ variant de } 0 \text{ à } B$$

$$g = \int ax^2 / \int ax \text{ pour } x \text{ variant de } 0 \text{ à } B$$

$$g = [x^3/3] / [x^2/2]$$

$$g = 2B/3$$

On voit donc que dans le cas d'un triangle rectangle, le centre de gravité est au deux-tiers de la base, quelque soit la longueur de la base. Le cas du rectangle est trivial (on pourrait le recalculer si on le désire), le centre de gravité est simplement au centre du rectangle.

Nous avons maintenant les outils pour calculer simplement le centre de gravité de figures plus complexes. Il faut commencer par décomposer chaque figure complexe en somme de triangles rectangles et de rectangles, puis calculer le centre de gravité de la somme des figures en utilisant la formule suivante qui est la version discrète de la formule intégrale donnée plus haut :

$$G = \frac{\sum g_i S_i}{\sum S_i}$$

pour toutes les figures i avec g_i la position du centre de gravité, et S_i la surface de la figure associée. Le terme $\sum S_i$ correspond à la surface totale de la figure dont on veut connaître la position du centre de gravité.

La figure suivante par exemple peut être décomposée en 3 figures simples (figure 9) :

La base du premier triangle mesure 1,2 ; le centre de gravité est donc à $(2/3) \times 1,2 = 0,8$ du sommet. Le sommet est à 2 de l'origine, le centre de gravité est donc à $2 + 0,8 = 2,8$ de l'origine. De même pour les autres figures :

$$g_1 = 2,8$$

$$g_2 = 4$$

$$g_3 = 4,8$$

Les surfaces S_i associées aux figures sont :

$$S_1 = 1,2 \times 1 / 2 = 0,6$$

$$S_2 = 1,5 \times 1 = 1,5$$

$$S_3 = 0,3 \times 1 / 2 = 0,15$$

Le centre de gravité de la figure complète est donc à :

$$G = \sum g_i S_i / \sum S_i = ((2,8 \times 0,6) + (4 \times 1,5) + (4,8 \times 0,15)) / (0,6 + 1,5 + 0,15)$$

$$G = (1,68 + 6 + 0,72) / 2,25$$

$$G = 8,4 / 2,25 = 3,733$$

On procèdera de même pour le calcul de centre de gravité de figures composées de plusieurs triangles ou de plusieurs trapèzes.

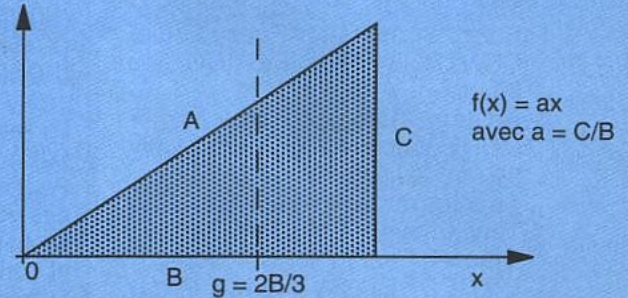


Figure 8

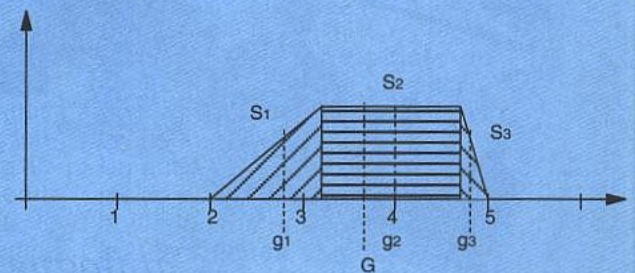
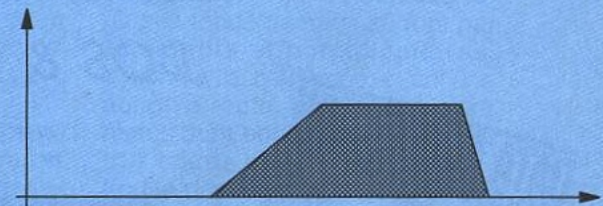
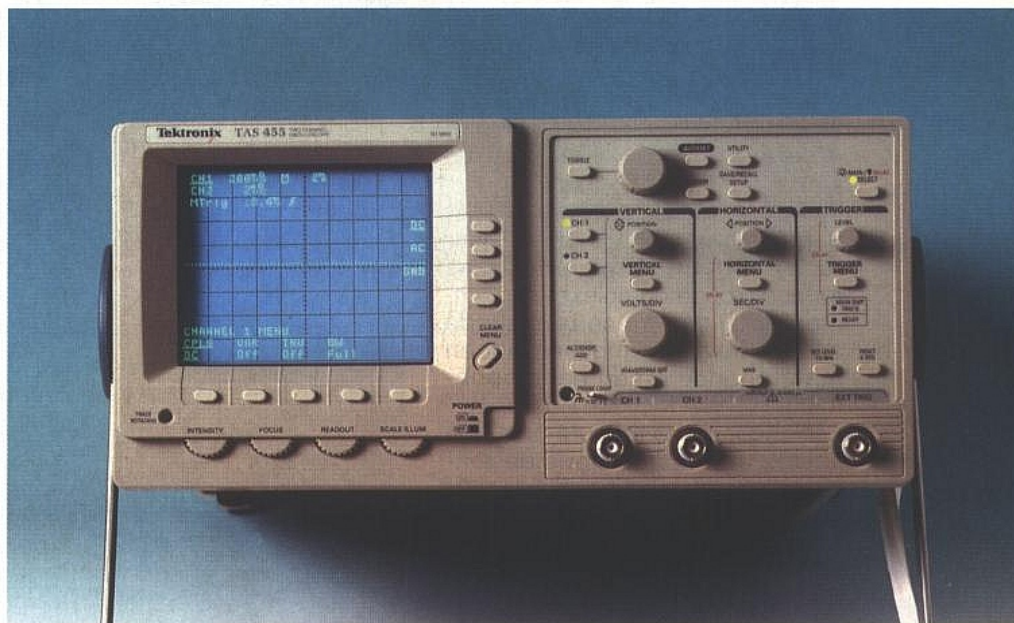


Figure 9

LES OSCILLOSCOPES ANALOGIQUES TEKTRON TAS 4X5

Avec sa nouvelle série de scopes TAS analogiques, TEKTRONIX innove au moins sur deux plans : la réunion de tous les circuits analogiques de traitement au sein d'un unique circuit hybride, la mise à disposition de l'utilisateur de fonctions que l'on ne trouvait jusqu'à présent que sur les scopes numériques et ce à un prix sans communes mesures. Le TAS465, par exemple, offre 100 MHz de bande passante avec auto-setup, mémoire de configurations, curseurs de mesure, double base de temps et déclenchement vidéo, le tout pour moins de 15 000 F HT et avec une garantie complète de cinq ans. Ajoutons à cela une ergonomie très étudiée, alliant commandes «traditionnelles» et menus très intuitifs de faible profondeur, et l'on comprendra pourquoi l'analogique retrouve ses lettres de noblesse et une véritable complémentarité du numérique.



La série TAS comprend à l'heure actuelle deux appareils, les 455, 2 x 60 MHz et 465, 2 x 100 MHz. Hormis la bande passante, ces deux modèles sont en tous points identiques au plan des commandes et des fonctionnalités.

Toutes les commandes et toutes les entrées de signaux, à part l'entrée de modulation de l'axe Z, sont regroupées sur le panneau avant organisé de façon classique en quatre zones fonctionnelles :

- réglages des amplis verticaux ;
- commandes horizontales ;
- paramétrage du déclenchement ;
- fonctions annexes : configuration automatique choix et positionnement des curseurs de mesure, mémorisation et rappel des quatre configurations de mesure sauvgardables, menus utilitaires et de calibration, et enfin choix direct du mode retard de déclenchement pour la seconde base de temps. Chaque zone dispose d'une touche «menu» avec laquelle on accède aux commandes secondaires. Dans chaque menu, le choix s'opère très facilement grâce aux touches encadrant l'écran.

En effet, lors de l'entrée dans un menu, les symboles et textes correspondants s'affichent automatiquement et la sélection d'une commande est validée par l'appui sur la touche se trouvant en re-

gard en bas de l'écran ; ensuite, le ou les paramètres à sélectionner seront choisis à l'aide des touches disposées sur la droite du tube. La sortie d'un menu, une fois les choix établis, s'opère simplement via le bouton «clear menu». Cette procédure, plus simple à suivre qu'à expliquer, est très conviviale et intuitive ; elle ne désoriente en aucune façon l'utilisateur. Les réglages fondamentaux se font par rotacteurs et potentiomètres, comme à l'accoutumée, et ont une action directe, les réglages annexes sont confiés à des menus très courts et très clairs. On retrouve donc ce qui se fait sur les scopes numériques actuels en matière d'interface utilisateur et qui autorise un plus grand nombre de fonctions disponibles en réduisant le nombre de points de contrôle physiques et en améliorant la répartition par blocs fonctionnels.

Un autre point fort de cette série réside dans le réglage séparé de la luminosité des traces et des textes affichés et même via le menu «utility», de la trace issue de la seconde base de temps. Cette caractéristique est très agréable en cours d'exploitation. Les commandes d'intensité des traces, de caractères alphanumériques (et des curseurs), d'éclairage du gra-

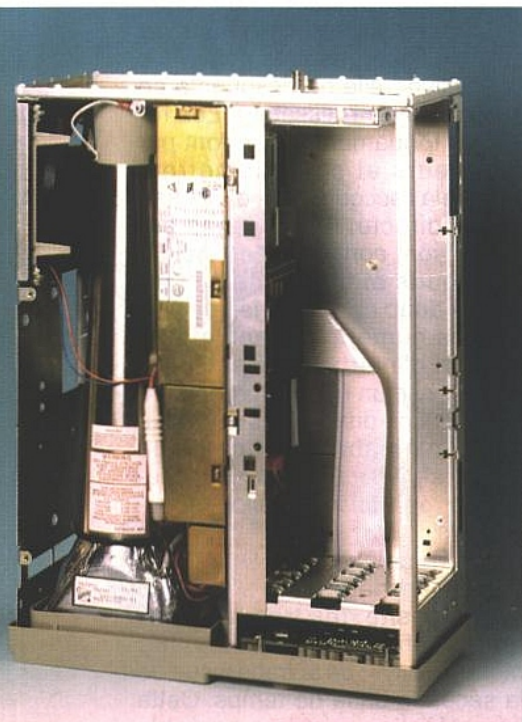
ticule et de focalisation sont confiés à des potentiomètres bordant le bas de l'écran.

Utilisation

Avec sa double base de temps bien étudiée, l'auto-setup, la sauvegarde et le rappel de quatre configurations établies, la touche trig-level 50%, ses menus de faibles profondeurs et facilement accessibles, son déclenchement vidéo complet et une foule de petits détails bien pensés, les 455 et 465 s'avèrent des outils agréables à exploiter.

Il est très facile de « retrouver la trace », de paramétrer une mesure, d'acquérir correctement des formes d'onde complexes, notamment en vidéo où cette série de scopes devrait s'imposer tant en maintenance qu'en développement.

Les curseurs de mesure bien que limités aux acquisitions de tensions relatives ou absolues (par rapport à la référence 0V dans ce cas) ou à l'appréciation de périodes, d'intervalles de temps et de fréquences, sont d'une mise en œuvre aisée. Il suffit d'appuyer sur « cursor » pour entrer dans le menu, de valider le type de mesure via le jeu de touches du bas d'écran et de choisir le curseur actif à l'aide du bouton « toggle » ; le positionnement s'effectue ensuite à l'aide du vernier multifonction



Vue générale de l'intérieur. Il reste beaucoup de place ! Les blindages ne sont pas ôtés. Les circuits à côté du tube correspondent à l'alimentation, à la carte de déflexion et à la carte processeur.

PRINCIPALES CARACTERISTIQUES DU TAS465

Voies verticales

Impédance d'entrée
(ch 1, ch 2, entrée ext.) : $1\text{ M}\Omega \pm 1\%$ en parallèle avec $20\text{ pF} \pm 2\text{ pF}$
Bande passante : 100 MHz (filtre passe-bas : 20 MHz)
(avec la sonde appropriée)
(entre 15 et 35°C)
Couplage alternatif : $10\text{ Hz} - 100\text{ MHz}$ avec sonde X1
 $1\text{ Hz} - 100\text{ MHz}$ avec sonde X10.
Temps de montée : $\leq 3,5\text{ ns}$
Précision statique sur le gain : $\pm 2,5\%$ entre 15 et 35°C
sur les cinq divisions centrales
Retard entre canaux : $\leq 200\text{ ps}$.
CMRR : ≥ 10 pour $f \leq 50\text{ MHz}$.
Sensibilité : 2 mV/div. à 5 V/div.
Tension max. d'entrée : $\pm 400\text{ V}$ (DC + crête AC).
décroissance de 20 dB/dec.
à partir de 100 kHz

Voie horizontale

Bande passante X : DC à 3 MHz .
Déphasage : 3° à 150 kHz .
Précision de la base de temps : expansion off : $\pm 2\%$
expansion on : $\pm 3\%$
Décalibrage : Continûment réglable entre deux positions (facteur 2,5)
Précision du retard de déclenchement (2° Bdt) : $\pm 0,5\%$ de l'affichage + 5% d'1 division de la BdT 1 + 25 ns

Déclenchement

Sensibilité : $0,3\text{ div.}$ (DC à 25 MHz),
 1 div. (150 MHz)
ch 1 et 2 en interne.
 35 mV (DC à 25 MHz), 100 mV (150 MHz) externe.
Précision du seuil de déclenchement : couplage DC :
 $\pm 5\%$ de la lecture + $0,4\text{ div.} + 1\text{ mV}$
en interne ; $\pm 5\%$ + 40 mV en ext. (X1)
filtres de rejection de couplage inactifs.
Retard entre entrée Ext et canaux 1,2 : $< 2\text{ ns}$.
Holdoff : réglage du temps mort. entre balayages de la BdT 1 dans un rapport 10.

Entrée Z

Z_e : $10\text{ k}\Omega \pm 10\%$
 t_m : $< 15\text{ ns}$
Tension d'entrée max : $\pm 25\text{ V}$
Sensibilité : 2 V, V $\nearrow \searrow$

tion placé à droite de toggle et qui permet aussi dans les menus appropriés de régler les retards (delay) et la séparation des traces issues des bases de temps principale et retardée.

Le déclenchement vidéo a été particulièrement bien conçu sur cet appareil. L'utilisateur peut choisir entre un déclenchement

trame paire, impaire, ou ligne dans tous les standards en vigueur actuellement. Ceci, associé à la double base de temps où il est possible de déclencher après un retard (trig after) par rapport à la BdT primaire, ou d'attendre l'occurrence d'un déclenchement valide après retard (run after), automatise une capture simplifiée de lignes

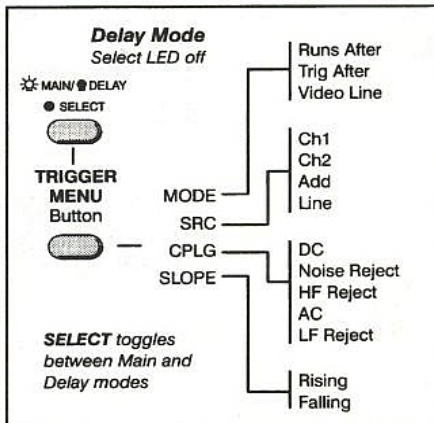
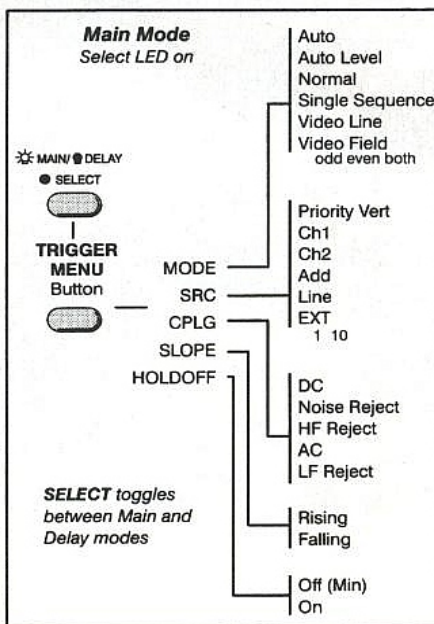
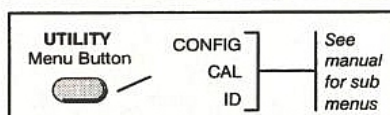
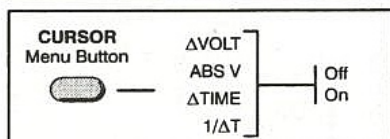
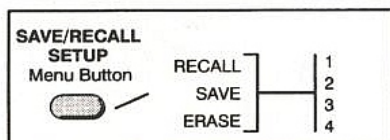
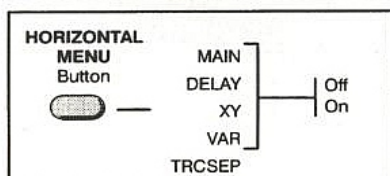
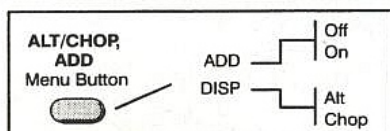
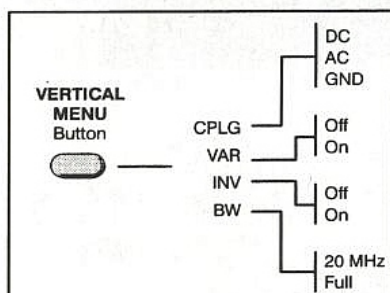
vidéo complètes ou partielles sans trop de gigue. Pour des trains de signaux impulsionnels, le «Hold-off» réglable dans un rapport dix – eu égard au temps mort intrinsèque – permettra de «figer» la trace. La séparation de trace avec possibilité de réglage des intensités Bdt primaire et secondaire évite à l'utilisateur d'écarquiller les yeux pour retrouver ou apprécier les signaux. Le rappel des choix en cours en haut d'écran et la signalisation par voyants LED des commandes actives permet au manipulateur de s'y retrouver rapidement même après une «trêve». Petits détails, mais qui comptent, à chaque fois que l'on repositionne la trace en vertical via «position» ou le niveau de déclenchement «via level» une ligne pointillée rappelle la ligne de référence «0V» ou le niveau de déclenchement en superposition avec le signal. C'est très pratique ! Enfin, il est possible d'activer un filtre passe-bas (full - 20 MHz) pour réjecter le bruit sur certains signaux ou de mettre en œuvre un



La face arrière avec l'entrée secteur commutable, l'entrée axe Z de modulation d'intensité des traces et cinq ouvertures présageant de possibles extensions futures.

couplage passe-haut, passe-bas, réjecteur de bruit pour le déclenchement. En fait, il y a tout ce que l'on peut attendre d'un bon scope analogique avec des possibilités supplémentaires au plan fonction-

nalités qui viennent du numérique : tout ce qui convient aux adeptes de l'analogique (et il y en a encore beaucoup) sans regretter les adjonctions bien agréables propres au numérique.

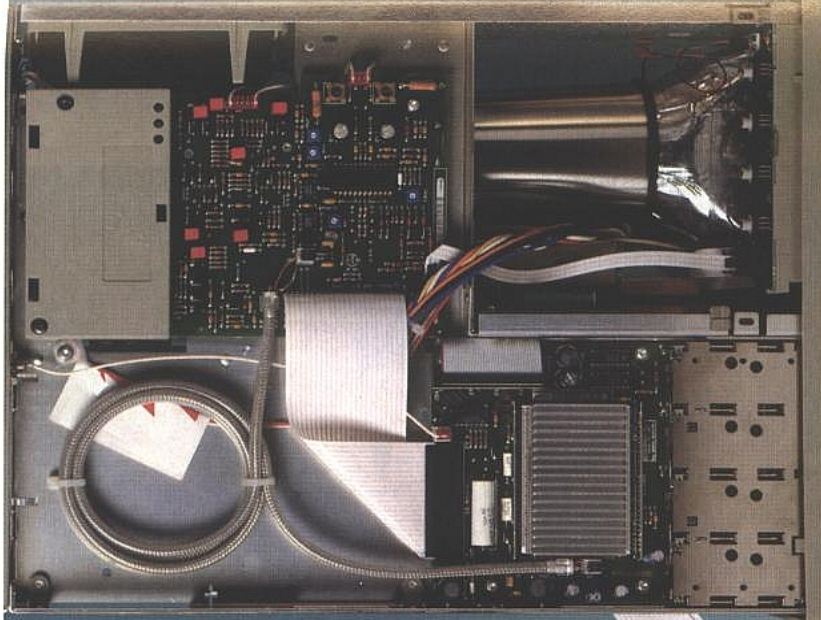


Conception, réalisation

L'ensemble de l'électronique est réparti sur six cartes double face, séparées par des blindages raccordées mécaniquement au châssis :

- Une carte de contre-façade accueille touches, potentiomètres et rotacteurs de la face avant.
- Une carte est dévolue au circuit de contrôle d'affichage pour la génération des textes incrustés à l'écran.
- Une carte processeur gère les menus et le contrôle général de l'appareil : auto-setup, mémoire de configurations, calibration, etc.
- Une carte supporte les circuits de déflexions horizontale et verticale ainsi que le traitement de la haute tension.
- La carte alimentation fonctionnant en mode découpage à partir du secteur (50-132 VRMS ou 180 - 250 VRMS entre 48 et 440 Hz) délivre toutes les tensions, basses pour l'analogique de traitement et la logique de contrôle, hautes pour le tube à déflexion électrostatique.
- Enfin, une carte analogique pour l'amplification et le traitement des voies d'entrées (CH1, CH2, EXT) qui est quasiment entièrement occupée par un circuit hybride refroidi, spécialement conçu à cet effet et que l'on retrouvera certainement sur d'autres scopes Tektronix.

Des menus clairs et accessibles.



Vue du dessous. La carte de traitement analogique d'entrée avec le circuit hybride dédié, refroidi. Sur la gauche, la carte de contrôle des déviations verticale et horizontale connectée à la première avec une ligne à retard coaxiale.

Cette architecture autorise une maintenance aisée, toutes les cartes étant équipées de points de test et interconnectées par câble méplat et connecteurs encliquetables ; de plus cela laisse environ la moitié du volume total de l'appareil vacant ce qui permettra d'insérer de nombreuses extensions voire à partir du même châssis, de réaliser différents appareils. La liaison analogique entre carte de préamplification et circuits de déflexion est constituée d'une ligne à retard coaxiale ; de la sorte les fronts suivant le point de déclenchement sont entièrement visualisés.

La présence d'une entrée de modulation d'axe Z aux niveaux TTL s'avère pratique notamment en wobulation pour le repérage (en surbrillance) de marqueurs de fréquence, par contre nous aurions aimé trouver sur des scopes de ce niveau une sortie de signal de déclenchement et un accès aux signaux d'entrée préamplifiés.

Le tube, quant à lui, est d'excellente qualité, lumineux et bien défini, même sur des signaux rapides ou faiblement récurrents. Au total, un système bien conçu et ouvert.

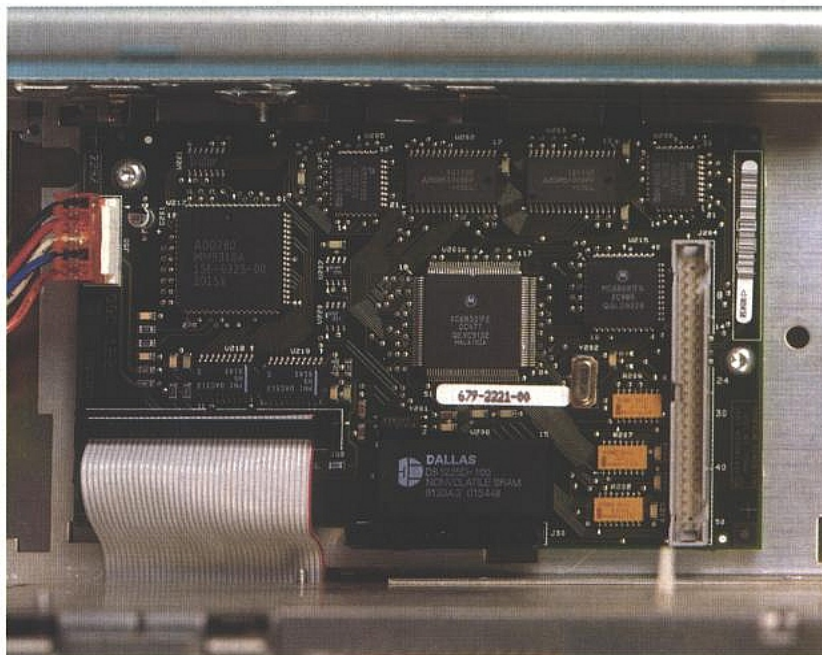
Conclusion

La série TAS Tektronix, pour des prix intéressants – 8900 F HT pour le 2 x 60 MHz, 14900 F HT

pour le 2 x 100 MHz – remet l'analogique en selle. Les constructeurs avaient depuis un certain temps concentré leurs efforts de développement, à juste titre sans doute, sur les DSO mais beaucoup d'utilisateurs et, cela reste souvent justifié, préfèrent, eu égard aux signaux qu'ils ont à étudier, un analogique.

Pour autant que ce genre d'appareil sache évoluer correctement, ce qui apparaît être le cas des TAS, le choix peut se comprendre. Un numérique capable de restituer correctement des signaux HF coûte fort cher et ne servira pas obligatoirement, sur un poste donné, à des manipulations où il se révèle incontournable. La conception et l'architecture ouverte de ces appareils devraient par ailleurs donner suite à des déclinaisons abordables et justifiées.

C.D.



La carte processeur qui contrôle le fonctionnement de l'appareil. Un processeur Motorola, un circuit de conversion AD pour les mesures, et une mémoire sauvegardée DALLAS pour les configurations.

LA SOLUTION GLOBALE ELECTRONIQUE

- CIRCUITS IMPRIMES
- MACHINES
- PRODUITS
- LOGICIELS
- CABLAGE

Pour la réalisation des protos et des petites séries



C.I.F.
CIRCUIT IMPRIMÉ FRANÇAIS

11, rue Charles-Michels
92220 BAGNEUX
Télex : 631 446 F
Fax : (1) 45 47 16 14
Tél. : (1) 45 47 48 00

Demandez le CATALOGUE H5
N°1 DU CIRCUIT IMPRIMÉ

Envoi contre
10 F en timbres



Système domotique télécommandé avec sonorisation

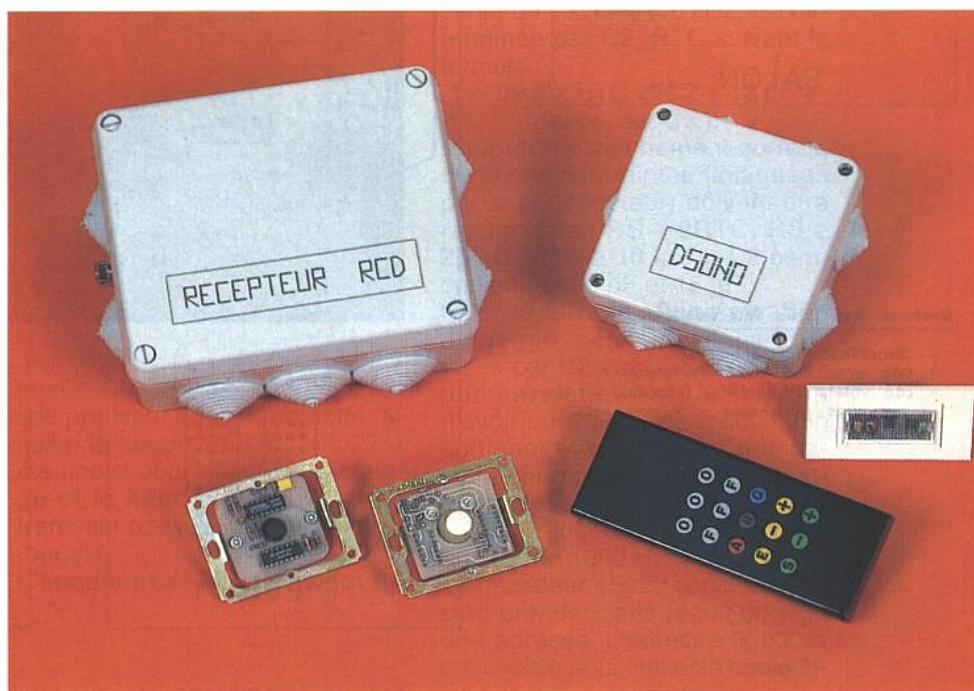
La réalisation du système domotique que nous vous proposons ici, se veut avant tout pratique et fonctionnelle.

Elle va permettre d'apporter un certain confort dans trois domaines de la domotique :

- la sonorisation, afin de pouvoir profiter sur tout un appartement, des possibilités d'une chaîne stéréo.
- la commande d'éclairages avec variateurs ;
- la commande de fermetures motorisées (volets, rideaux, stores).

Il s'agit d'un système modulaire utilisant des composants dont l'approvisionnement est à la portée de tout un chacun.

Dans ce premier article, après une présentation générale, nous allons décrire la partie télécommande (émission et réception) ainsi que le module de distribution du signal stéréo.



PRÉSENTATION GÉNÉRALE

Le synoptique de la **figure 1** ainsi que la photo de la télécommande vont nous permettre de parcourir les différentes possibilités du système.

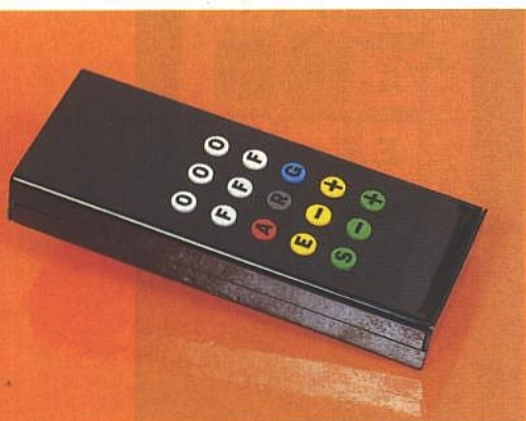
Les touches **O** et **F** permettent de commander l'ouverture (**O**) ou la fermeture (**F**) de un à trois volets par pièce. Une touche seule correspond à l'envoi d'un ordre local (pour la pièce considérée). La touche **G** (Général) permet de «connecter» la pièce au BUS, et donc d'envoyer un ordre à toutes les pièces. Les volets des différentes pièces peuvent être groupés (le choix parmi trois groupes étant fait par cavaliers strap sur la carte décodage que nous décrirons dans un prochain article). Les combinaisons **G** + **Ox** ou **Fx** permettent de commander l'ouverture ou la fermeture de tous les volets du groupe **x** (1 à 3).

La touche **A** (Arrêt) envoie l'ordre d'arrêt à tous les volets, rideaux

ou stores de la pièce, alors que la combinaison **G** + **A** envoie ce même ordre à toutes les pièces. Le maintien de la touche **A** pendant une durée supérieure à 1,5 seconde isole la pièce pour les commandes générales concernant les volets. On pourra donc s'assurer une grasse matinée même si l'occupant de la pièce voisine a décidé de lancer une commande d'ouverture générale des volets à 6 heures du matin ! (cet isolement sera signalé par un voyant).

La touche **R**, associée aux touches **O** et **F**, est prévue pour coder l'ouverture et la fermeture de un à trois rideaux ou stores par pièce : **R** + **O1**, **R** + **F1**, **R** + **O2**, etc.

La rangée de touches suivantes (**E**, **-**, **+**) concerne la commande d'éclairage avec son variateur, la touche **E** servant de bascule marche/arrêt en local et de com-



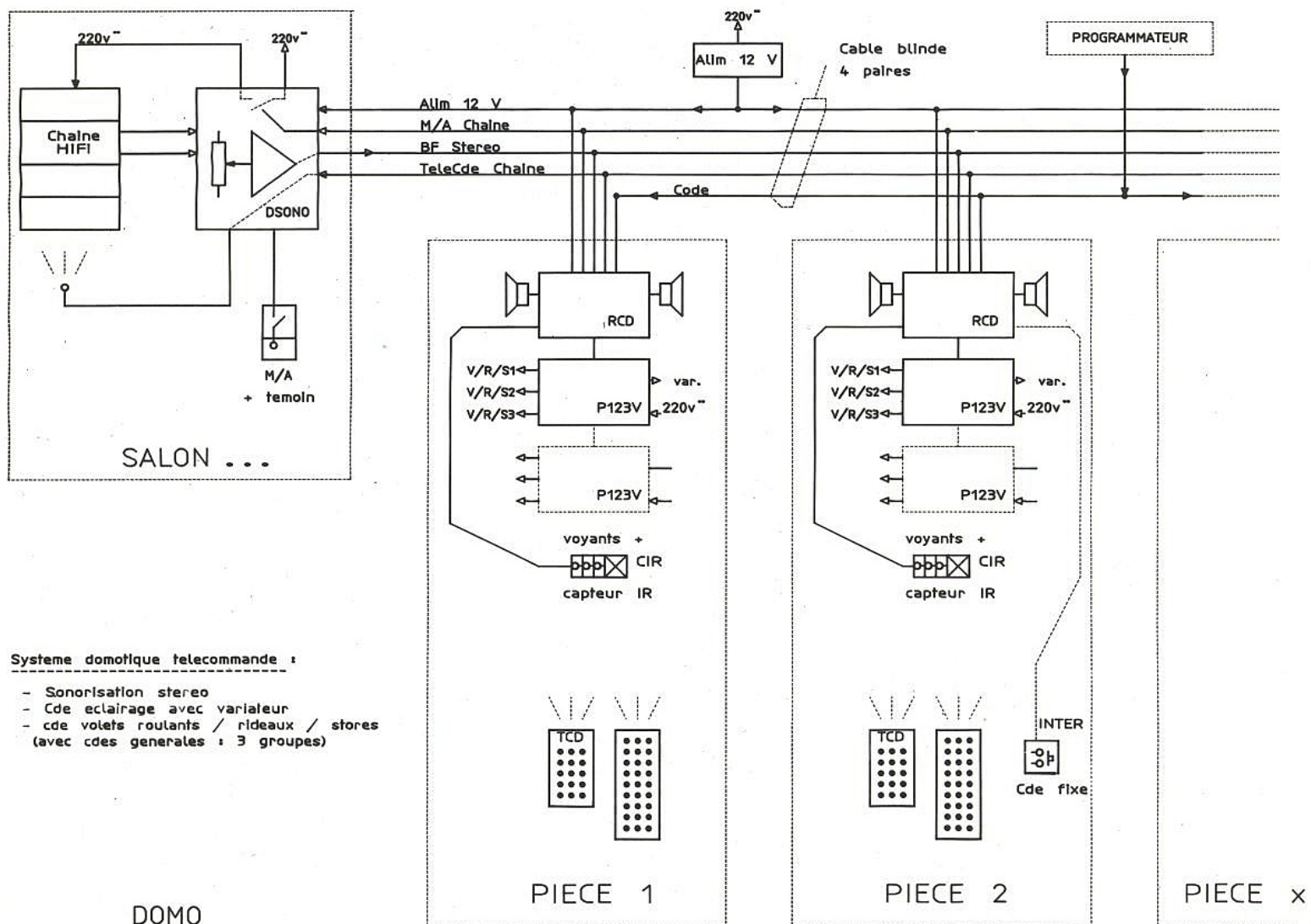


Figure 1

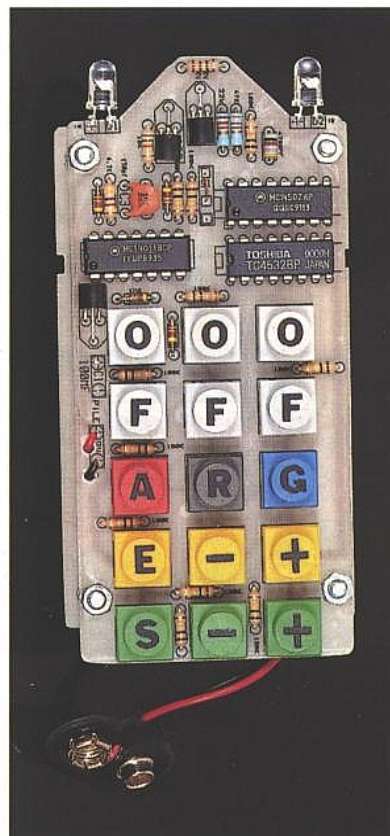
mande arrêt éclairage lorsqu'elle est associée à la touche $\underline{G}$: $\underline{G} + \underline{E}$ = coupure des éclairages télécommandés de toutes les pièces. Un interrupteur-variateur fixe a été prévu pour être placé à l'entrée de la pièce.

Enfin, la dernière rangée (S, -, +) fonctionne sur le même principe, mais pour la sonorisation avec réglage de volume et $\underline{G} + \underline{S}$ = coupure générale de la sono. Ce qui évitera bien des pas lorsque l'on veut quitter son appartement alors que la sonorisation est en marche dans plusieurs pièces, voire sur plusieurs étages !

Concernant la sonorisation, signalons la possibilité de télécommander, depuis toutes les pièces équipées, les différentes fonctions de la chaîne Hi-Fi grâce tout simplement à des télécommandes supplémentaires de votre chaîne (à se procurer auprès du S.A.V.). Le système se contente de retransmettre les ordres reçus. La mise sous tension de l'ensemble Hi-Fi est assurée par le module de distribution de la sono-

risation (DSONO), placé près de la chaîne, grâce à un «OU» câblé sur toutes les pièces. DSONO réalise aussi l'amplification des signaux stéréo qui sont véhiculés en basse impédance sur le câble blindé 4 paires servant de BUS au système.

L'ensemble est alimenté en 12 V par l'intermédiaire du même câble. Pour la source 12 V, deux solutions sont possibles : soit une alimentation secteur/12 V classique et 1 pile ou batterie 9 V au niveau des boîtiers de chaque pièce afin de sauvegarder tous les réglages (niveau du son, réglage variateur, etc.) en cas de coupure secteur, soit une batterie 12 V générale avec chargeur en tampon. Une alimentation 12 V/5 A ou une batterie 12 V/7 Ah conviennent très bien pour une installation sur cinq à dix pièces. La deuxième solution est la seule qui permettra d'utiliser le circuit d'éclairage secours en 12 V prévu sur la carte de puissance en cas d'absence secteur.

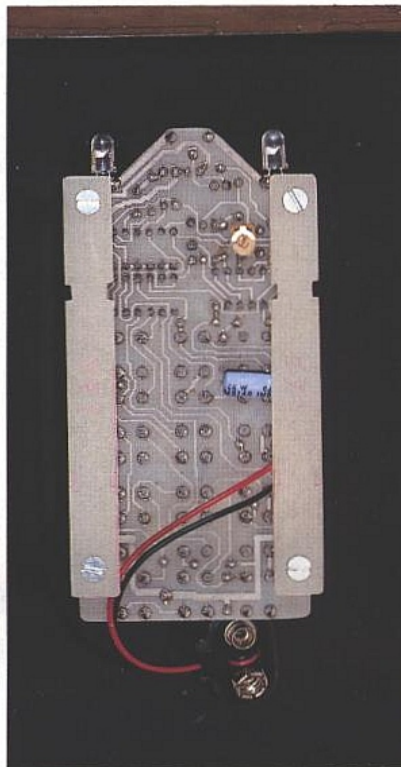


Le synoptique de la figure 1 fait apparaître, en pointillé, un programmeur qui est encore à l'état de projet et qui permettra de simuler une présence en commandant l'ouverture et la fermeture des volets.

Pour terminer ce tour d'horizon des possibilités il faut dire un mot du module CIR (Capteur Infra-Rouge) qui est là pour nous rappeler que nous allons utiliser, comme il se doit, le rayonnement infrarouge. Ce module, en plus de son rôle de récepteur, regroupe 3 voyants :

- 1 - Voyant rouge : signale la réception d'un ordre valide.
- 2 - Voyant vert : signale la mise en marche de la partie sonorisation.
- 3 - Voyant orange : signale l'isolement de la pièce par rapport aux commandes générales des volets (voir plus haut le rôle de la touche A).

A présent, parlons technique.



série sur sa sortie OUT (15) les codes correspondants aux états des entrées A1 à A9, chaque fois que l'entrée TE\ (Transmit Enable) passe à zéro. Un «0» logique est codé avec deux impulsions courtes, un «1» est codé avec deux impulsions longues, une entrée «en l'air» est codée avec une impulsion longue + une impulsion courte. Ces différentes impulsions sont des multiples de la période T de l'oscillateur intégré : 1 impulsion courte = 0,5 T et une impulsion longue = 3,5 T. La fréquence de l'oscillateur, qui peut varier de 1 kHz à 400 kHz, est déterminée par C2, RTC suivant la formule :

$$f = 1/2,3 \times RTC \times (C2 + 12 \text{ pF} + \text{capa. sur C.I.}).$$

Pour un fonctionnement correct, certaines contraintes (indiquées par le constructeur) doivent être respectées : $RS \geq 2RTC$, $RS \geq 20 \text{ k}\Omega$, $RTC \geq 10 \text{ k}\Omega$ et C2 compris entre 400 pF et 15 μF .

Pour réduire la consommation d'énergie, ces impulsions délivrées par U2 vont être «portées» par un signal à 40 kHz. Afin d'avoir un rapport de modulation suffisant et rester avec des valeurs courantes pour les composants de l'oscillateur (RS, RTC, C2), la fréquence théorique retenue est de 1960 Hz.

Le décodeur 45027 considère les cinq premiers bits reçus comme une adresse. L'adresse 00000 a été choisie pour limiter la consom-

LA TÉLÉCOMMANDE (TCD)

Analyse du schéma (figure 2)

Pour la réalisation de la télécommande, comme pour l'ensemble du système, les problèmes de consommation n'ont pas été oubliés. Ceci nous a conduit vers la

famille CMOS classique qui a fait ses preuves. Au sein de cette famille, le couple 45026 / 45027 a été choisi pour effectuer le codage et le décodage des ordres transmis par rayonnement infrarouge.

L'encodeur 45026 transmet en

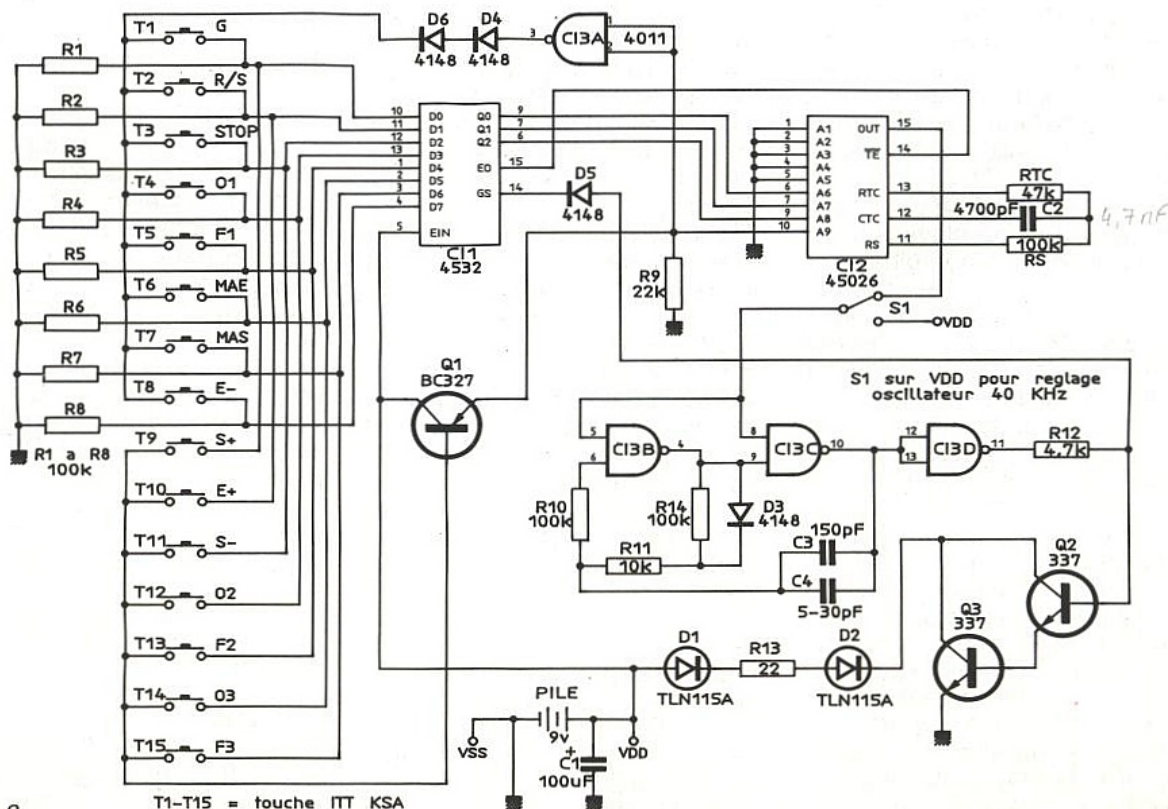


Figure 2

T1-T15 = touche ITT KSA

mation (un «0» = deux impulsions courtes) lors de l'émission d'un ordre : adresse + donnée.

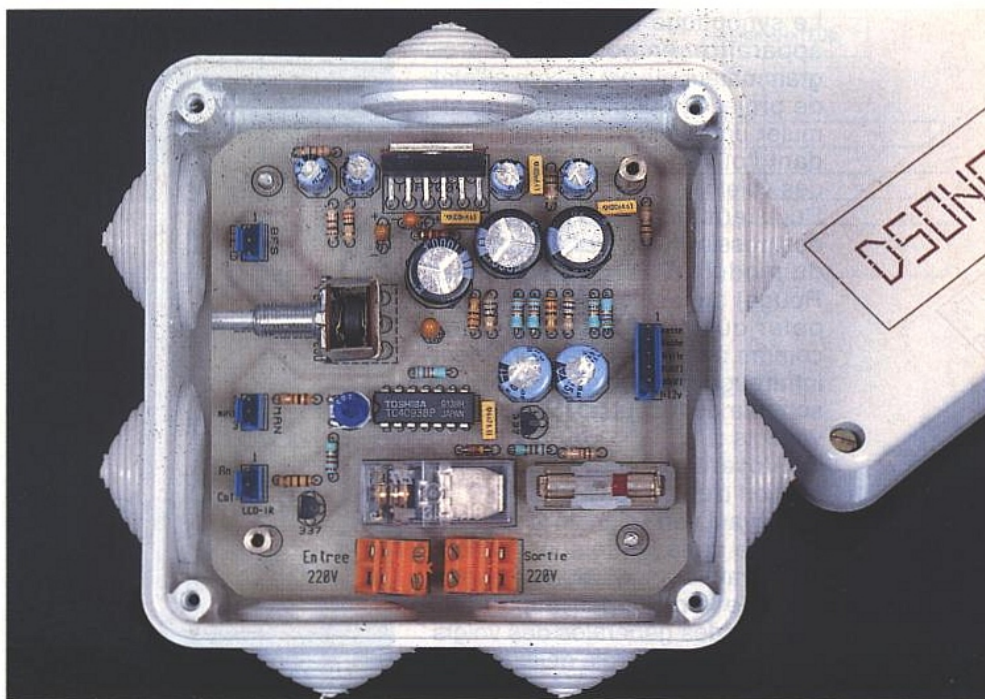
Le train d'impulsions, sur la sortie OUT, qui représente au minimum deux fois, par sécurité, le codage des entrées A1 à A9 est donc modulé à 40 kHz grâce à l'oscillateur constitué avec les deux inverseurs U3B et U3C. La diode D3 permet de diminuer le rapport cyclique et donc la consommation du montage.

L'étage final, avec un darlington (Q2, Q3) et les deux diodes I.R. (D1 et D2), donne à la télécommande une portée supérieure à 12 mètres, ce qui est confortable à l'intérieur d'une pièce d'appartement.

L'alimentation est assurée par une pile 9 V type PP3 alcaline avec une capacité d'environ 500 mA/h. Ceci nous amène logiquement à faire un petit calcul pour essayer de connaître la durée de vie de notre pile. Calcul très approximatif, car qui peut dire combien de fois et pendant combien de temps allons-nous appuyer sur ces petites touches dans une journée moyenne ? Essayons quand même : la consommation à vide est négligeable ($< 1 \mu A$) ; elle est en moyenne de 10 mA pendant l'envoi d'un ordre (en réalité de 5 mA à 15 mA suivant l'ordre transmis : voir plus haut, impulsions longues et courtes).

Considérons, raisonnablement, que dans notre journée moyenne nous émettons pendant une durée totale de 3 mn soit $1/20^e$ d'heure. Ce qui nous donne $500/10 \times 20 = 1000$ jours, soit un peu plus de deux ans et demi d'autonomie. Cela semble acceptable.

Revenons au schéma pour nous intéresser au côté clavier. Nous utiliserons quinze combinaisons sur les seize permises par les quatre entrées de données A6 à A9 du 45027 (U2). L'encodeur prioritaire 4532 (U1) va contribuer à créer ces quinze combinaisons. Avouons-le tout de suite : il aurait fallu logiquement deux 4532, mais, faute de place dans la petite boîte, c'est le transistor Q1 (beaucoup plus petit !) qui va générer avec R9 le bit de poids fort A9. L'alimentation des touches T9 à T15 passe par la jonction émetteur-base de Q1 et dès qu'une de ces touches est actionnée, Q1 devient passant et ramène un «1» sur A9 de U2 (bit de donnée de poids fort) et sur l'entrée de l'inverseur U3A. La sortie de U3A passe donc à «0» ce qui supprime l'alimentation des touches T1 à T8.



R9 doit être suffisamment faible pour que l'entrée A9 ne soit pas considérée par U2 comme «en l'air» lorsque Q1 est bloqué. D6 et D4 sont là pour protéger la sortie de U3A contre les «agressions» de T9 à T15 et abaisser la tension sur T1 à T8 pour permettre une polarisation correcte de la base de Q1 lorsque l'on va enfoncer simultanément une touche T1 à T8 et une touche T9 à T15 (ex : G + O2). Nous avons donc une priorité croissante de T1 à T15. Cet encodage prioritaire est nécessaire pour l'envoi des commandes générales (G + autre touche) avec la touche G en position 1 (la moins prioritaire). Nous en reparlerons lors de la découverte de la carte décodage.

Dès qu'une touche est enfoncée, l'une des entrées D0 à D7 de U1 passe à 1 et ce dernier fait passer sa sortie E0 à 0, ce qui «réveille» U2. Notre 45026, qui n'aime pas le travail inachevé, termine toujours ses deux séries de codage commencées même si TE\ repasse à un (touches relâchées). Dans ce cas, c'est l'émission infrarouge qui va être bloquée par la sortie GS de U1 (à zéro lorsqu'aucune touche n'est activée) via D5.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé

Sa réalisation n'appelle aucun commentaire particulier. Le tracé, en simple face, est fourni à la fi-

gure 3 (échelle 1). Deux découpes sont à prévoir pour recevoir les deux diodes I.R. placées horizontalement.

Perçage : - 3 mm : fixations - 2 mm : passages fils connecteur pile - 1 mm : connecteur pile et touches KSA - 0,6 mm : le reste.

Les composants

La place étant limitée en hauteur (5 mm au dessus du C.I.), aucun écart ne sera permis : pas de support pour les circuits intégrés U1, U2, U3. Les transistors Q1, Q2, Q3 seront placés horizontalement et le condensateur C1 sera placé côté soudure. L'inverseur S1 est constitué d'un simple strap à déplacer : après montage de tous les autres composants, placer S1 côté touches, alimenter en 9 V, effectuer le réglage de l'oscillateur à 40 kHz grâce au condensateur variable C4 (placé côté soudure), puis placer S1 dans sa position définitive.

Le clavier est réalisé avec des touches ITT type KSA avec bouton clipsable rond. Ces touches sont disponibles chez RS COMPOSANTS ou chez ITT MULTICOMPOSANTS où un plus grand choix de couleurs est disponible. Les inscriptions sur les touches peuvent être faites par gravure ou de façon plus économique grâce à des lettres adhésives genre PICKUP.

Le boîtier

L'ensemble est placé dans un boîtier HEILAND HE 222-IR noir, transparent aux infrarouges à

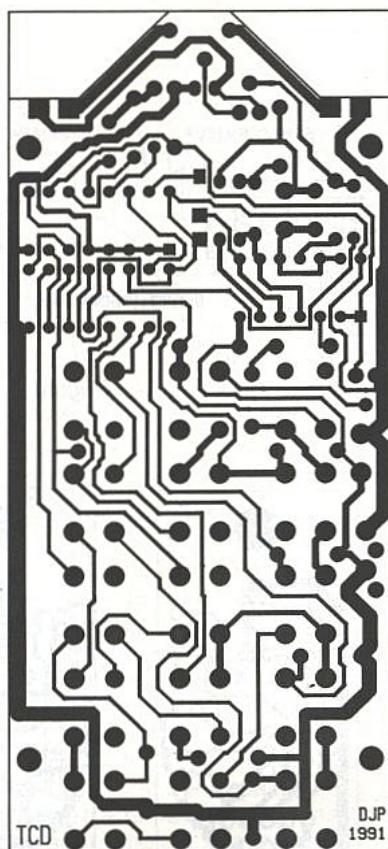


Figure 3a

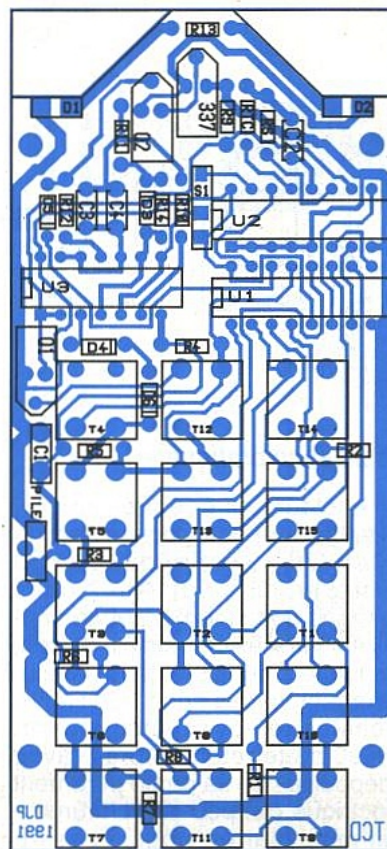


Figure 3b

95%. Pour maintenir le circuit imprimé, deux guides identiques sont nécessaires. Ces guides, dont le tracé est représenté à la **figure 4**, sont réalisés en verre époxy suivant la technique du circuit imprimé. Le montage est fait avec des entretoises 8 mm et des vis têtes fraisées de 3 x 15 mm. Reste à effectuer le perçage, pour les touches, au diamètre 8,5 mm. Pour réaliser cette opération correctement, un gabarit (lui aussi en verre époxy) est nécessaire (voir figure 4).

LE CAPTEUR INFRAROUGE (CIR)

dévoile tout ce qui est caché sous le «capot» : une photodiode (longueur d'onde 980 nm) équipée d'un filtre, suivie d'un amplificateur-limiteur qui fournit un signal «propre» au filtre passe-bande chargé de rejeter tout signal en dehors de la bande $40 \text{ kHz} \pm 4 \text{ kHz}$. Le filtre est suivi d'un démodulateur, d'un intégrateur et d'un comparateur afin d'éliminer la porteuse et de reformer nos impulsions.

L'inconvénient, pour nous, de ce module est son alimentation en 5 V (consommation 5 mA). Le régulateur miniature U2 permet de résoudre ce problème, à partir de notre alimentation 12 V. Le montage inverseur constitué avec R1, R2, et T1 est nécessaire pour adapter les signaux en sortie de U1 vers la carte décodage. Les trois voyants (LED D1, D2, D3), dont nous avons parlé dans la présentation du système, ne sont là que pour leur situation physique dans le même boîtier que la réception infrarouge. Leur commande est gérée par le module RCD (décodage).

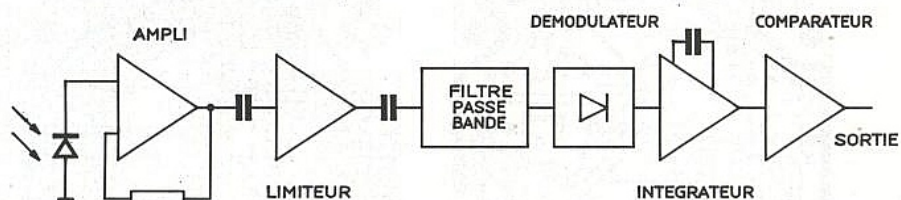


Figure 6

Réalisation pratique

Ce capteur doit être présentable, puisqu'il sera en évidence dans la pièce (sur le coffre de volet ou mieux en plafond). Nous nous sommes donc tourné tout naturellement vers les coffrets électricien, coutumiers du fait, et plus particulièrement vers la série LEGRAND Mosaïc. Le voyant incolore réf. 76490 a été retenu. Après l'avoir «dépouillé» de sa partie purement électrique (un peu de «chirurgie» est nécessaire), nous lui associons un cadre réf. 77201 auquel sera fixé le C.I. avec deux entretoises de 12 mm. Le tout sera agrémenté d'une plaque réf. 77250 puis placé éventuellement dans une boîte d'encastrement réf. 89100. Le circuit imprimé présenté à la figure 7 a été prévu pour ce type de montage.

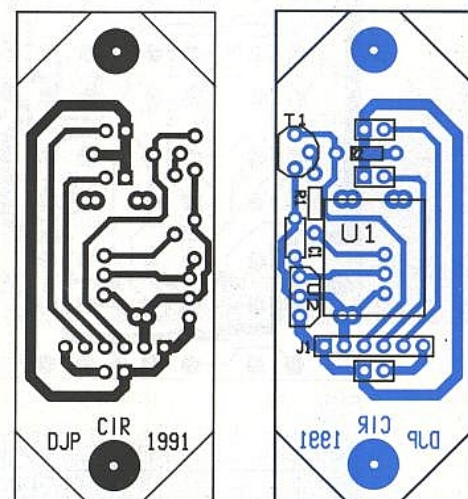
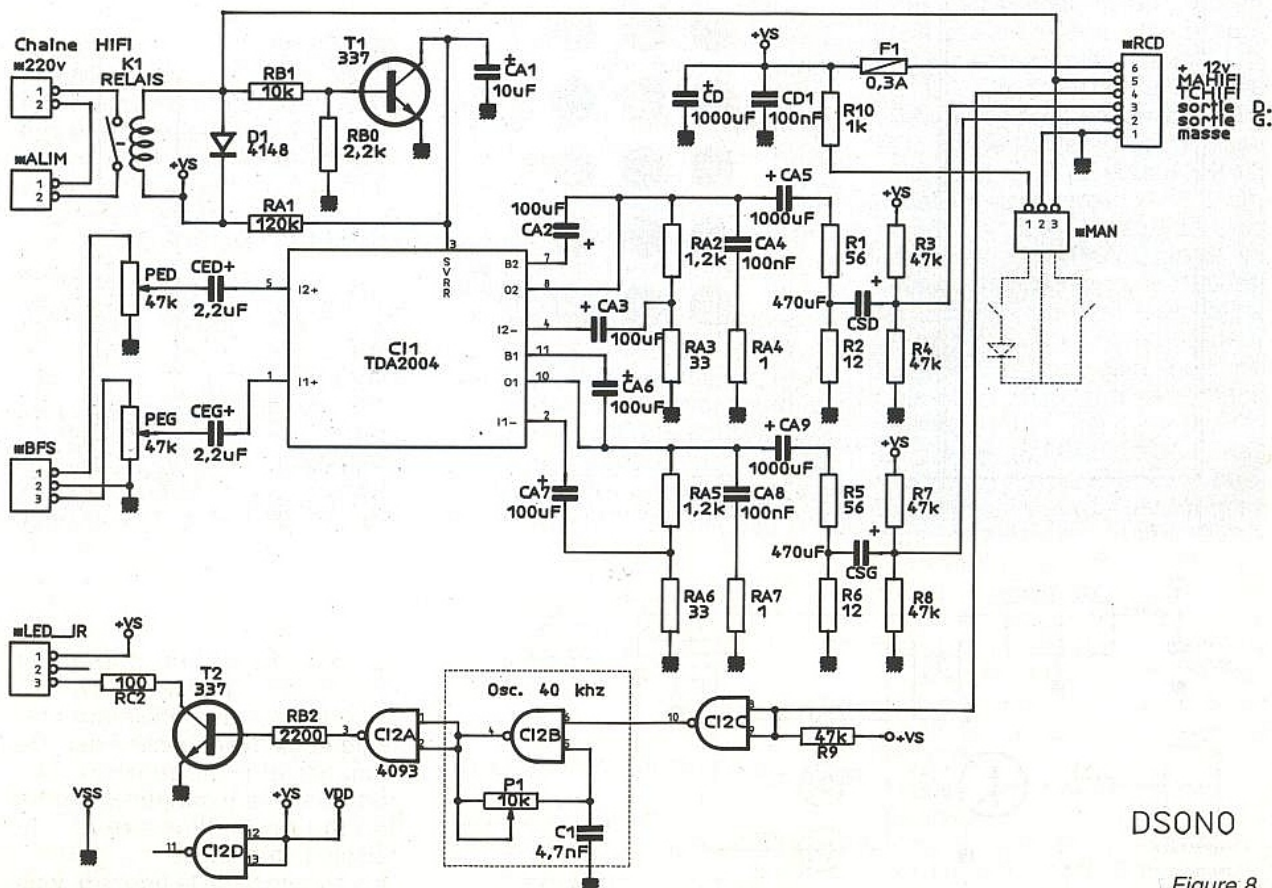


Figure 7



DS0N0

Figure 8

La liaison avec la carte décodage sera réalisée par du câble trois paires et un connecteur (J1) à 90° au pas de 2,54 placé côté soudure.

Les trois LED témoins sont enfilées sur des barrettes tulipe deux points.

Perçage : - 3 mm : fixations - 1,3 mm : blindage capteur - 0,9 mm : U1 et J1 - 0,7 mm : le reste.

DISTRIBUTION DE LA SONORISATION

Ce module, dont le schéma est représenté à la **figure 8**, a trois rôles essentiels :

- 1 - amplifier et adapter les signaux BF provenant de la source de sonorisation stéréo ;
- 2 - assurer la mise sous tension ou la coupure de l'alimentation de la source de sonorisation ;
- 3 - retransmettre les signaux de télécommande venant des différentes pièces, à destination de la chaîne Hi-Fi.

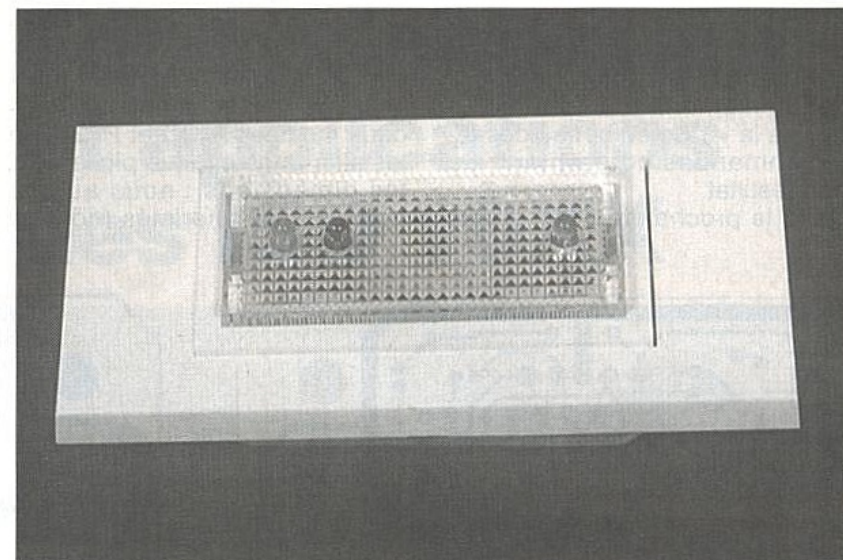
L'amplification

Les deux voies du signal stéréo sont raccordées sur le connecteur *BFS (venant, par exemple, de la sortie enregistrement TAPE 2 de votre ampli stéréo). Un potentiomètre double (PED + PEG) est prévu pour adapter le niveau à l'entrée de l'amplificateur U1 : il s'agit du bien connu TDA 2004, qui a été retenu initialement pour équiper les amplis des différentes pièces. Il a donc tout naturellement trouvé sa place dans ce module.

Rappelons que le TDA 2004 intègre un amplificateur stéréo en classe B à faible distorsion et faible bruit, avec protection contre les court-circuits et les inversions de polarité. Son alimentation peut varier de 8 à 18 V. Il dispose d'une possibilité intéressante, que nous allons exploiter, c'est la mise en veille (standby) qui est obtenue en ramenant une masse sur la patte 3. Dans cette position, la consommation est de 5 mA contre 65 mA en fonctionnement (sans signal).

La mise en œuvre de ce circuit nécessite quelques composants externes. Citons les boucles de contre-réaction permettant de fixer le gain. Elles sont constituées par RA2, RA3, CA3 pour la voie droite et RA5, RA6, CA7 pour la voie de gauche.

Les deux RC (CA4 + RA4 et CA8 + RA7) sont des «garde-fous» contre les risques d'oscillation



haute fréquence. Le découplage en sortie est assuré par CA5 et CA9.

Les éléments en aval sont liés à notre système et non plus au TDA. Les deux diviseurs R1/R2 et R5/R6 permettent d'avoir une impédance de sortie faible tout en limitant la puissance dissipée.

Le signal stéréo est «prêt pour partir» sur deux lignes réservées de notre BUS via le connecteur *RCD (pts 2 et 3). Ces deux lignes vont aboutir sur des potentiomètres numériques prévus au niveau de chaque pièce et réalisés à l'aide de commutateurs analogiques CMOS. Il faut donc prévoir une polarisation pour que la BF puisse passer sans dommages ces commutateurs. Les deux diviseurs R3/R4 et R7/R8 assurent cette polarisation qui est isolée par CSD et CSG.

Commande marche/arrêt

Nous devons, là aussi, dévoiler quelques «secrets» du module RCD pour expliquer cette partie : sur notre BUS, la ligne MAHIFI (Marche/Arrêt chaîne Hi-Fi = Pt 5 du connecteur *RCD) est reliée à des collecteurs ouverts sur les différents modules RCD.

Lorsqu'une pièce va mettre en marche la sonorisation, MAHIFI est mise à la masse, ce qui va actionner le relais K1 et bloquer T1, entraînant la mise en fonctionnement de l'ampli U1. En l'absence d'une masse sur MAHIFI, T1 est saturé (polarisation par la bobine du relais, RB1 et RB0) et U1 en standby, K1 au repos.

Une commande manuelle (+ voyant) de mise en marche de la chaîne a été prévue à l'extérieur de la carte par l'intermédiaire du connecteur *MAN (voir schéma).

Retransmission des télécommandes

Une ligne spécifique a été prévue sur le BUS, il s'agit de TCHIFI (Télécommande Chaîne Hi-Fi = pt 4 du connecteur *RCD), sur laquelle sont présents les signaux reçus et démodulés par les modules CIR de chaque pièce, là aussi grâce à des collecteurs ouverts, dont la polarisation est faite par R9. Les impulsions reçues sont inversées par U2C, puis modulées à 40 kHz par l'oscillateur réalisé autour de U2B (NAND inverseur trigger de Schmitt). U2A transmet ces impulsions «hachées» au transistor T2 qui commande une diode émettrice infrarouge à raccorder sur le connecteur *LED-IR (pts 1 et 3 : attention au sens !) et placée devant la chaîne Hi-Fi.

Réalisation pratique

Ce module est réalisé en simple face (**figure 9**) et a été prévu pour être logé dans une boîte Legrand plexo de 100 x 100 mm.

Réglage de l'oscillateur : mettre sous tension la carte, relier à la masse (provisoirement !) le point 4 de *RCD, à l'aide de P1 régler à 40 kHz sur la sortie de U2A.

Perçage : - 3 mm : fixations - 1,5 mm : support fusible, potentiomètre, contacts K1 - 1,2 mm : U1, borniers, bobine K1 - 0,9 mm : connecteurs - 0,8 mm : le reste sauf U2 à 0,7.

CONCLUSION PROVISOIRE

Cette première partie a permis, après un tour d'horizon sur l'ensemble du système, de vous faire découvrir trois modules (sur six)

qui ne présentent pas de grandes difficultés pour l'approvisionnement et la réalisation. Il faudra quand même être un peu minutieux à la « mise en boîte » des télécommandes pour obtenir un bon résultat.

Dans le prochain numéro, nous

terminerons dans le même esprit et pour ceux qui, tout en commençant à travailler, voudraient réfléchir aux emplacements pour les deux modules (RCD et P123V) à installer dans chaque pièce voici les dimensions : nous aurons deux circuits imprimés (dont un

double face) de mêmes dimensions (125 x 150 mm) superposés dans un même boîtier de 160 x 135 x 77 mm. Pensez aussi au câble 4 paires blindé qui devra relier les différentes pièces.

Jean-Pierre DUCOURET

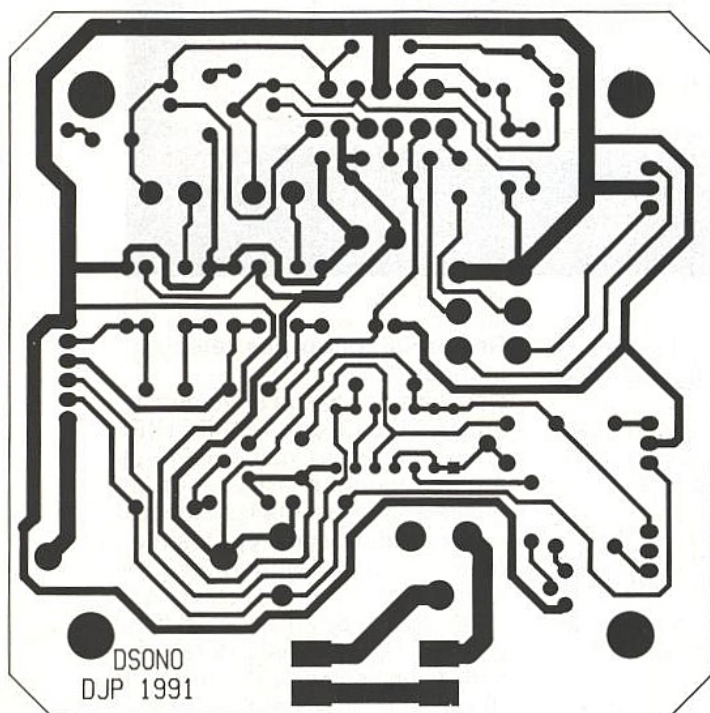


Figure 9a

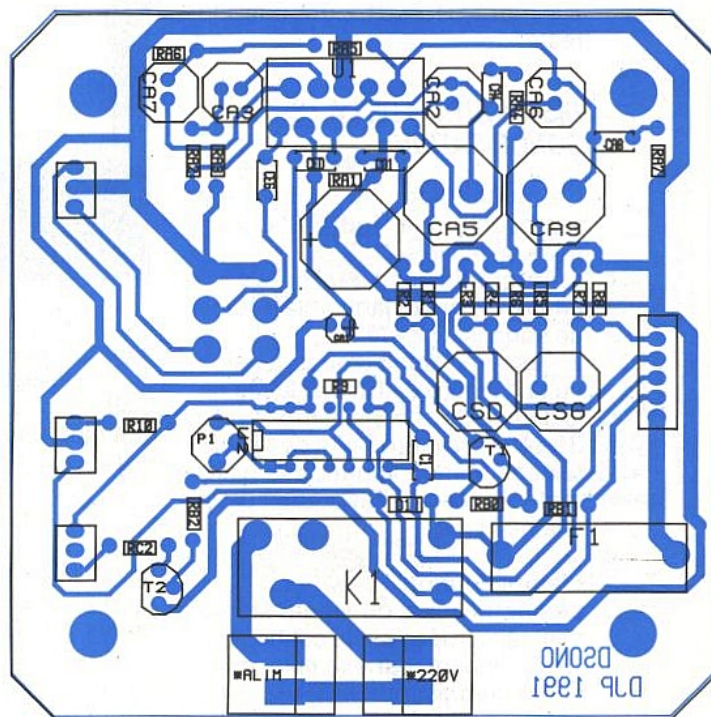


Figure 9b

Nomenclature

TCD

Résistances (1/8 W)

R₁, R₂, R₃, R₄, R₅, R₆, R₇, R₈,
R₁₀, R₁₄, R_S : 100 kΩ
R₉ : 22 kΩ
R₁₁ : 10 kΩ
R₁₂ : 4,7 kΩ
R₁₃ : 22 Ω
RTC : 47 kΩ

Condensateurs

C₁ : 100 μF
C₂ : 4700 pF
C₃ : 150 pF
C₄ : 5 à 30 pF

Semiconducteurs

D₁, D₂ : TLN115A
D₃, D₄, D₅, D₆ : 1N4148
Q₁ : BC327
Q₂, Q₃ : BC337

Circuits intégrés

U₁ : 4532
U₂ : 45026
U₃ : 4011

Divers

Pile 9 V PP3 Alcaline
S₁ : strap
T₁ à T₁₅ : touche ITT KSA

CIR

Résistances (1/8 W)

R₁ : 4,7 kΩ
R₂ : 22 kΩ

Condensateur

C₁ : 100 nF

Semiconducteurs

D₁ : LED 3 mm rouge
D₂ : LED 3 mm jaune
D₃ : LED 3 mm verte
T₁ : BC337

Circuits intégrés

U₁ : Module GP1U52X SHARP
U₂ : 78L05

Divers

J₁ : connecteur mâle 6 pts
90° au pas de 2,54

Carte DSONO

Résistances (1/8 W)

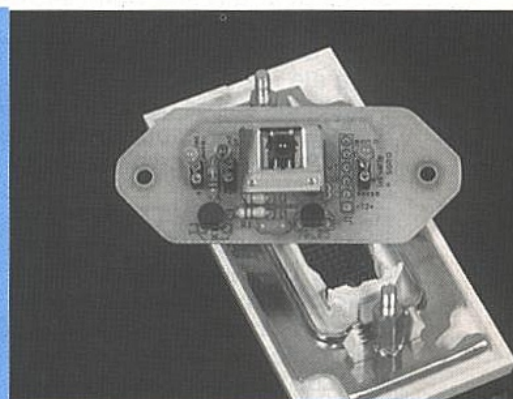
R₁, R₅ : 56 Ω
R₂, R₆ : 12 Ω
R₃, R₄, R₇, R₈, R₉ : 47 kΩ
R₁₀ : 1 kΩ
RA₁ : 120 kΩ
RA₂, RA₅ : 1,2 kΩ
RA₃, RA₆ : 33 Ω
RA₄, RA₇ : 1 Ω
RB₀ : 2,2 kΩ
RB₁ : 10 kΩ
RB₂ : 2200 Ω
RC₂ : 100 Ω

Potentiomètres

P₁ : 10 kΩ
PED + PEG : 2 x 47 kΩ

Condensateurs

C₁ : 4,7 nF
CA₁ : 10 mF tantale
CA₂, CA₃, CA₆, CA₇ : 100 μF
CD₁, CA₄, CA₈ : 100 nF
CA₅, CA₉, CD : 1000 μF
CED, CEG : 2,2 μF tantale
CSD, CSG : 470 μF



Semiconducteurs

D₁ : 1N4148
T₁, T₂ : BC337

Circuits intégrés

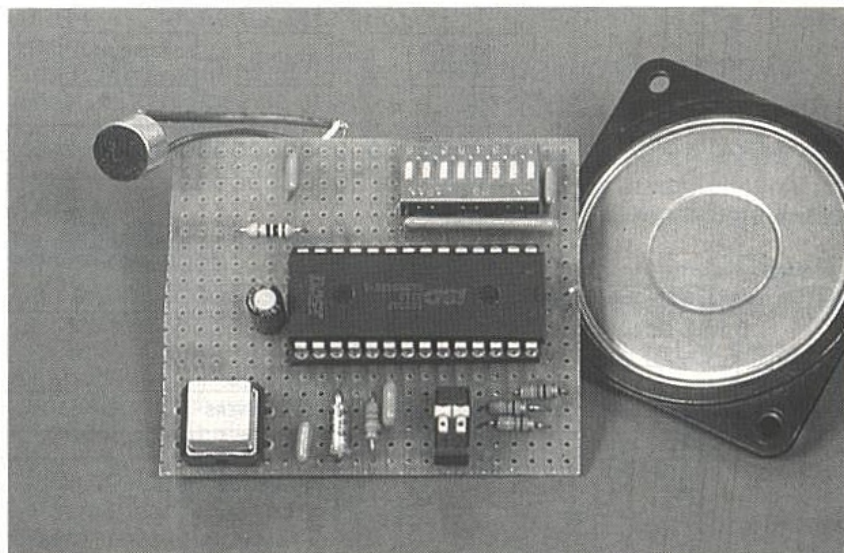
U₁ : TDA2004
U₂ : 4093

Divers

220 V, ALIM : borniers 45° à vis 2 pts.
*BFS, *LED-IR, *MAN : connecteurs
HE 14 - 3 pts.
*RCD : connecteur HE 14 - 6 pts
F₁ : fusible 0,3 A
K₁ : relais 12 V - 1 RT

Fonctionnement et applications des ISD 10XX

Les diverses technologies qui ont vu le jour dans les années 90 permettent la conception et la réalisation aisées de circuits intégrés ayant pour fonctions la numérisation, la mémorisation et la reconstitution d'un signal audio. Les circuits ISD, dont nous allons détailler le fonctionnement, en constitue un exemple frappant et conviennent à de nombreuses applications tant grand public qu'industrielles.



Le synoptique d'un tel circuit est représenté à la **figure 1**.

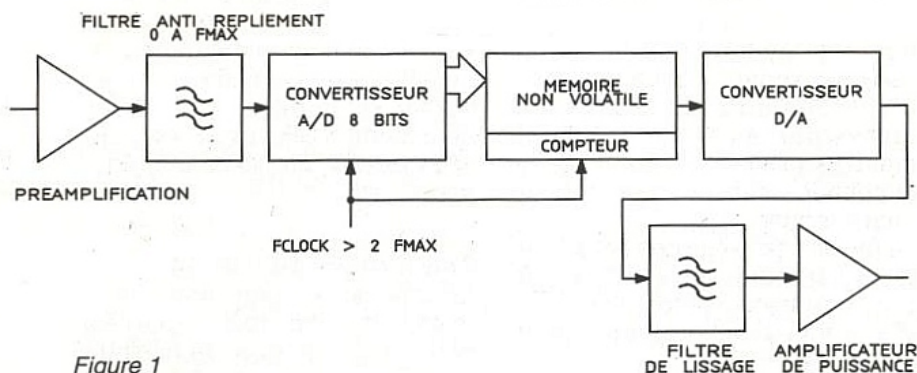


Figure 1

Admettons que le signal audio soit borné de manière fréquentielle par les valeurs 300 et 3 000 Hz. La fréquence d'échantillonnage sera supérieure à deux fois la fréquence maximale. Pour simplifier les calculs, on choisit une fréquence d'échantillonnage de 6,4 kHz. Dans ces conditions, on dispose donc de 6 400 échantillons de 8

bits à chaque seconde. Pour un message de 20 secondes, la capacité de mémoire nécessaire au stockage est donc 128 k x 8 soit une mémoire de 1 Mbits.

Les circuits intégrés ISD utilisent le principe exposé au synoptique de la **figure 1** avec, toutefois, une particularité. L'originalité des circuits ISD réside dans le stockage du signal audio : stockage analogique direct. Le signal audio est échantillonné, mais contrairement au système numérique, la valeur de cet échantillon n'est pas convertie en numérique mais directement envoyée à une cellule mémoire analogique.

Le gain est évident, les deux convertisseurs A-D et D-A ont disparu dans le schéma synoptique de la **figure 2**.

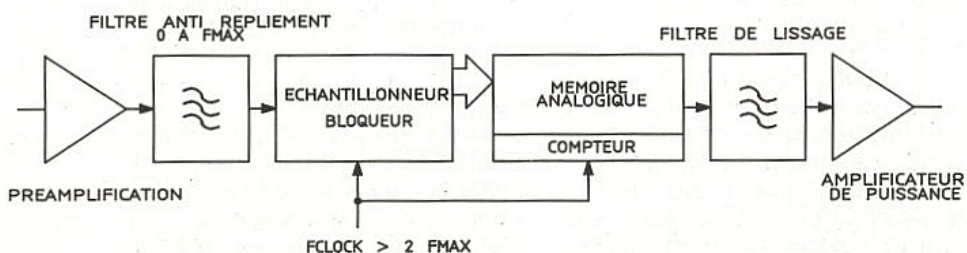


Figure 2

ISD, Information Storage Data, propose trois circuits permettant l'enregistrement, la mémorisation et la restitution d'un message audio. Ces circuits autorisent des durées d'enregistrement de 12, 16 ou 20 secondes.

Le tableau de la **figure 3** regroupe les références des trois circuits, la durée d'enregistrement, fréquence d'échantillonnage et largeur de bande du signal audio. Pour la description des circuits ISD, on se référera au synoptique interne donné à la **figure 4**.

	Durée max. d'enregistrement en s	Fréquence d'échantillon- nage, kHz	Largeur de bande audio kHz
ISD 1012	12	10,6	4,5
ISD 1016	16	8	3,4
ISD 1020	20	6,4	2,7

Figure 3 : Récapitulatif des caractéristiques des trois circuits ISD.

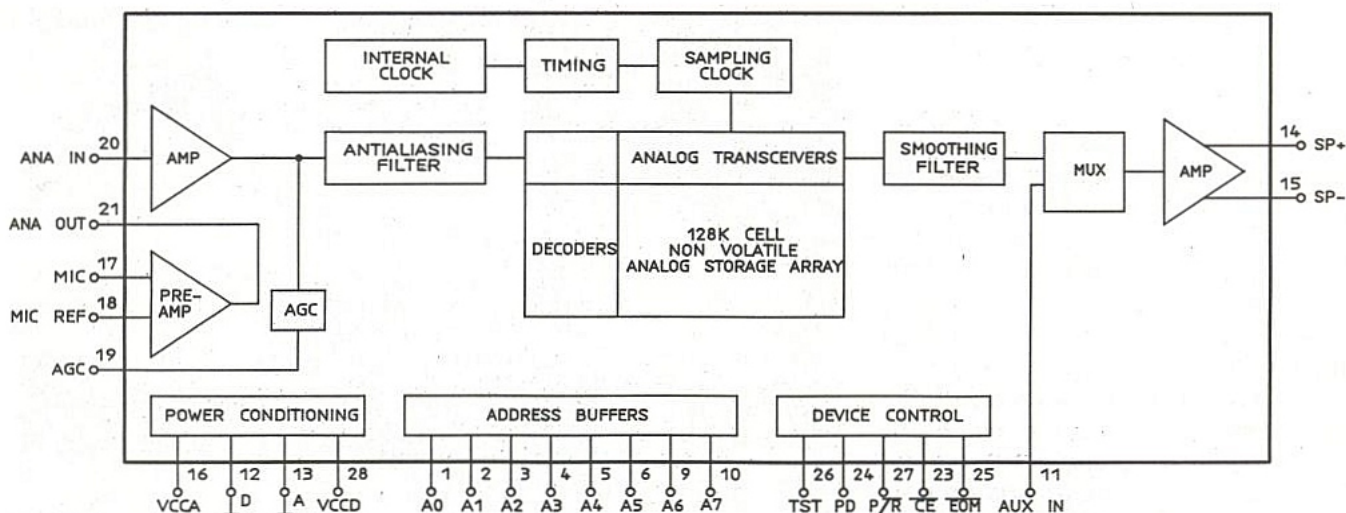


Figure 4

DESCRIPTION DU CIRCUIT ISD 1020A

Le signal de sortie d'un micro type électret est envoyé, via un condensateur de liaison, à l'entrée Mic - pin 17. Les valeurs du condensateur de liaison et de la résistance d'entrée : 10 k Ω , déterminent la fréquence de coupure basse.

La broche 18 est une référence d'entrée et doit être soit non connectée soit reliée au zéro via un condensateur. Le signal issu du micro à électret est premièrement amplifié et est disponible à la broche 21.

Le gain de ce premier étage est fonction de la tension de commande présente sur la broche 19 : AGC. Le gain maximum est d'environ 24 dB.

Le signal de sortie de l'amplificateur : broche 21 ANA OUT, est dirigé via un condensateur de liaison vers l'entrée ANA IN. L'impédance d'entrée de cet étage vaut 2,7 k Ω et, comme précédemment, associée à la valeur du condensateur de liaison, elle détermine la fréquence de coupure basse.

Les signaux audio peuvent être injectés directement à l'entrée ANA IN, broche 20 et dans ce cas le préamplificateur à gain variable n'est pas mis en service.

Le circuit de CAG adapte au

mieux la dynamique du signal audio en sortie du capteur piézo-électrique aux amplitudes requises par la chaîne de traitement. La mise en service de cette circuiterie optimise le rapport signal sur bruit.

La tension de sortie des amplificateurs est redressée et filtrée par un condensateur externe connecté entre la broche 19 et le zéro électrique.

La résistance interne de 5 k Ω et la valeur du condensateur externe déterminent le temps d'attaque du circuit de contrôle automatique de gain. La constante de temps est fonction de la valeur du condensateur et de la résistance placée en parallèle. Lorsque la tension est comprise entre 0 et 1,5 V, le gain de l'amplificateur est au maximum : 24 dB environ. Le gain diminue à partir d'une tension de contrôle de 1,8 V environ.

Sorties SP+ / SP-

Les sorties SP+ et SP- sont prévues pour attaquer directement un haut-parleur ayant une impédance d'au moins 16 ohms.

Un haut-parleur peut être connecté directement, sans condensateur de liaison, entre les sorties SP+ et SP-.

Si une seule des sorties est utili-

sée, l'emploi d'un condensateur est impératif. Pendant l'enregistrement et la mise en veille, les deux sorties SP+ et SP- sont reliées à la référence analogique VSS.

Power Down, PD, pin 24

En attente, ni enregistrement, ni restitution, cette broche est à l'état haut, et ceci permet de diminuer la consommation du circuit. A la fin du message audio le signal /EOM passe à l'état bas, le signal /PD doit repasser à l'état haut pour agir en tant que remise à zéro.

Chip Enable, /CE, pin 23

Cette entrée passe à l'état bas si l'on souhaite réaliser soit un enregistrement soit une reproduction. L'état des entrées A0 - A7 et l'entrée P/R sont examinés sur le front descendant du signal /CE.

Lorsque /CE est à l'état haut, le circuit n'est pas sélectionné et l'entrée auxiliaire est envoyée directement vers le haut-parleur via l'amplificateur de puissance.

L'entrée /CE doit rester à l'état bas pendant toute la durée de l'enregistrement.

Entrée de sélection P/R (play-back / recording)

L'état de l'entrée P/R est mémorisé par le front descendant de l'impulsion/CE. Un niveau haut sélectionne P : playback, restitution du message. Un niveau bas sélectionne R : recording, enregistrement d'un message. Pendant la reproduction, les entrées analogiques sont invalidées. Dans le mode enregistrement, l'adresse de début de stockage du message est codée par A0-A7 à condition que cette valeur soit inférieure à 160 en décimal. Dans le mode reproduction, il est seulement nécessaire de fournir l'adresse du début de message, le circuit restitue le message audio jusqu'à ce que le circuit détecte la fin de message, /EOM. End of message.

Entrées adresses A0-A7

Les entrées adresses A0-A7 ont deux fonctions différentes dépendant de la polarisation de A6 et A7 : si A6 et A7 sont à l'état bas, le mot A0 - A5 représente l'adresse de début du message, et si A6 et A7 sont à l'état haut, le mode opérationnel est représenté dans le tableau de la figure 5.

Figure 5 : Tableau de configuration du circuit.

A0	Adressage séquentiel des messages par impulsion sur l'entrée /CE - option future -
A1	Les marqueurs de fin de message sont effacés par le message suivant - option future -
A2	Pendant la lecture, l'impulsion /EOM passe à l'état bas seulement en cas de dépassement de capacité mémoire.
A3	Lecture sans fin du même message. Lorsque /EOM passe à l'état bas, la lecture du même message recommence à l'endroit du pointeur de début de message.
A4	Adressages consécutifs. Le pointeur de début de message est remis à zéro seulement lorsqu'il y a basculement lecture/enregistrement.
A5	La lecture est activée par le niveau bas de /CE.

Chaque adresse de 0 à 159 représente un segment de mémoire et les 160 segments sont contigus. La durée de chaque segment dépend du type de circuit. ISD 1012 = 75 ms, ISD 1016 = 100 ms et ISD 1020 = 125 ms. Ecriture ou lecture peuvent commencer à n'importe quelle adresse définie par A0-A6 à condition que la valeur soit comprise entre 0 et 159. L'écriture ou la lecture sont continues avec incrémentation automatique de l'adresse jusqu'à ce que /CE passe au niveau haut — cas de l'enregistrement — ou

qu'une fin de message soit détectée ; lecture avec /CE au niveau haut. L'incrémentation est aussi stockée dans le cas du dépassement : mémoire pleine.

CLK

Cette entrée n'est en principe utilisée que par le fabricant. Dans les applications traditionnelles, cette entrée est reliée au zéro électrique.

Une horloge interne cadence le circuit, la fréquence de cette horloge est fonction du type de circuit. ISD 1016 = 1024 kHz, ISD 1012 = 1365 kHz et ISD 1020 = 819 kHz.

La dérive de l'horloge interne est de $\pm 2\%$ sur toute la plage de tension et température. Si une horloge plus stable est requise, les signaux sont envoyés sur l'entrée CLK et le rapport cyclique n'a aucune importance car ce signal est immédiatement divisé par deux.

Sortie fin de message, /EOM

Un marqueur fin de message est inséré automatiquement dans la mémoire volatile à la fin de chaque message enregistré. Cette sortie passe à l'état bas dans les conditions suivantes :

- à la fin de chaque message ;
 - en cas de dépassement de capacité mémoire ;
 - en cas d'alimentation par une tension inférieure à 3,5 V.
- Le signal /EOM est aussi utilisé dans la mise en série de plusieurs circuits. L'entrée interne de l'amplificateur de puissance est reliée soit à la circuiterie de sortie de la mémoire analogique soit à la broche d'entrée dite entrée auxiliaire. L'entrée auxiliaire est active lorsque /CE est à l'état haut et lorsque la lecture est achevée, ou lorsque /EOM est passée à l'état

bas en conséquence d'un dépassement.

Cette entrée auxiliaire n'est utilisée que pour la mise en cascade de plusieurs circuits.

Finalement, le circuit ISD est alimenté par une tension de + 5 V. Les circuiteries analogique et digitale peuvent recevoir des alimentations distinctes pour minimiser les interactions.

APPLICATIONS DU CIRCUIT ISD 1020 A

Le schéma de principe utilisé pour tester les diverses fonctions du circuit ISD est représenté à la figure 6.

Pour le fonctionnement, on peut se reporter au diagramme des temps des figures 7 et 8.

A l'initialisation PD et /CE sont à l'état haut. Le passage en mode enregistrement s'effectue par la mise à zéro des entrées P/R et PD puis par la validation du circuit /CE = 0.

L'entrée /CE doit rester à zéro pendant toute la durée de l'enregistrement.

Le passage en mode lecture est analogue au précédent : PD au niveau zéro et P/R au niveau 1 puis /CE passe à zéro.

Contrairement à l'enregistrement, où /CE doit rester à l'état bas pendant toute la durée du message, seule une impulsion négative sur /CE permet d'initialiser la lecture. Les circuits ISD peuvent être utilisés de bien des manières différentes. Pour la validation du circuit, la méthode la plus simple consiste à adopter des poussoirs mais dans des réalisations plus sophistiquées le contrôle des trois lignes de commandes essentielles /CE, PD et P/R et des entrées d'adresses A0-A7 sera vraisemblablement confié à un microcontrôleur.

Application simplifiée sans commande PD

Dans le cas d'un système géré par microcontrôleur, le signal PD est pleinement utilisé. Dans le cas d'un système simplifié, bouton poussoir exclusivement, il existe une solution pour gérer simultanément les entrées /CE et PD. Cette solution est représentée au schéma de la figure 9. Le double interrupteur momentané S1 envoie simultanément sur /CE le niveau bas et sur PD une impulsion positive faisant office d'impulsion de remise à zéro.

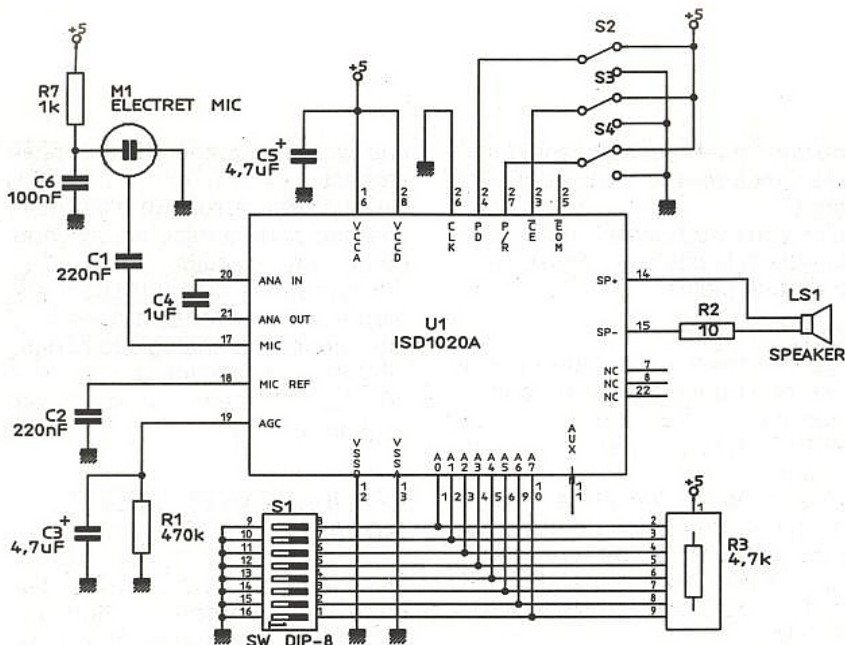


Figure 6

TIMING DIAGRAMS (ISD1020A)

RECORD

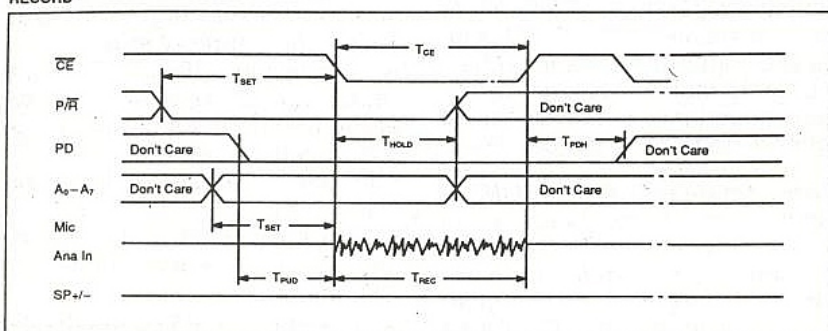


Figure 7

PLAYBACK

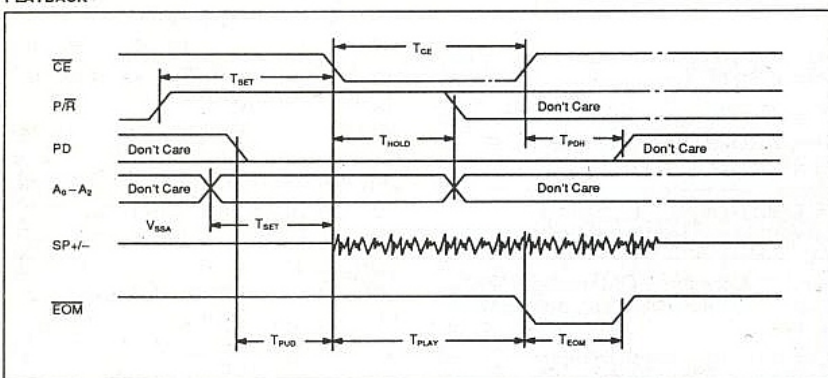


Figure 8

En mode enregistrement, $\overline{P/R}$ au niveau bas, l'opérateur doit avoir le doigt en permanence sur S1. En mode restitution, $\overline{P/R}$ au niveau haut, une pression fugitive sur S1 initialise le cycle de lecture.

Mise en cascade de plusieurs circuits

Les circuits ISD sont prévus pour une mise en cascade, nécessaire lorsqu'il est impératif d'augmenter la durée de mémorisation. Dans l'exemple donné à la figure 10 trois circuits ISD 1020 permettent l'enregistrement, la mémorisation et restitution d'un ou plusieurs messages d'une durée maximale de 1 minute.

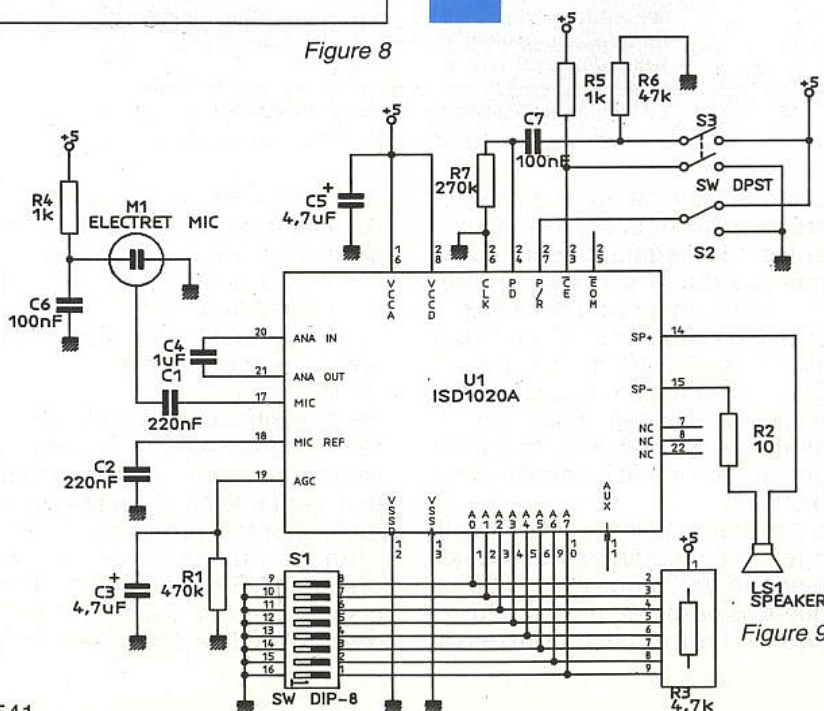


Figure 9

Le circuit U1 reçoit le signal issu du capteur à électret, une partie du signal est mémorisée dans U1 et l'amplificateur de sortie est utilisé. Le circuit U1 est utilisé à 100 %, ce qui n'est pas le cas des deux autres circuits, dont seule la mémoire prend part à la fonction globale. La sortie ANA OUT de U1 est envoyée à toutes les entrées ANA IN des autres circuits. La sortie SP+ du circuit Un est redirigée vers l'entrée AUX IN du circuit Un-1 et la sortie / EOM du circuit Um est envoyée vers l'entrée /CE du circuit Un + 1. Finalement, les entrées PD et P/R sont attaquées en parallèle. Pour que les circuits fonctionnent correctement en cascade, le paramétrage des circuits est impératif. On rappelle que l'on rentre dans ce mode avec A6 et A7 à l'état haut.

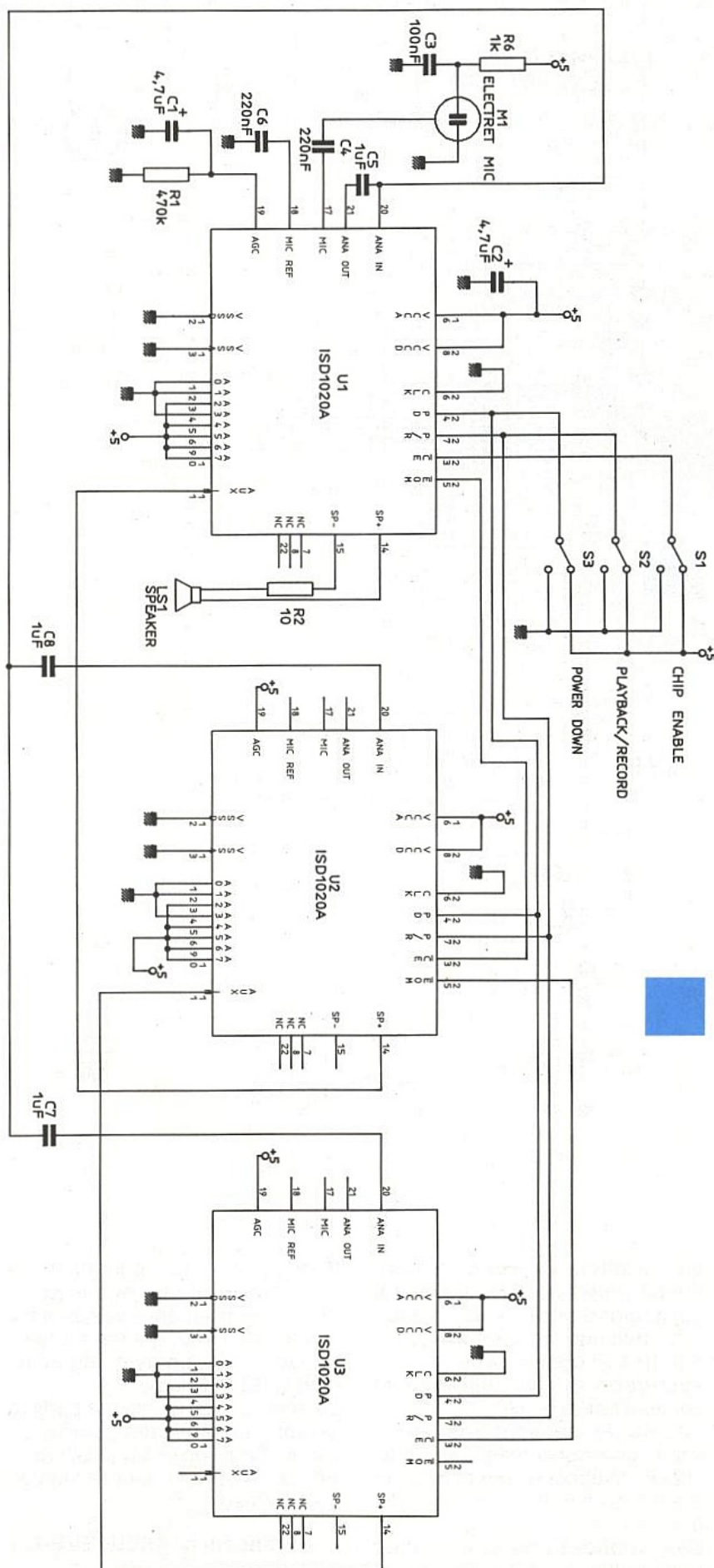
Le paramétrage est dû au mot de 6 bits A0 - A5. Les trois bits A0, A1 et A3 sont à zéro. Les trois autres bits sont à 1.

A2 = 1. De cette manière, le signal de fin de message / EOM passe à zéro uniquement lorsque la mémoire est saturée. Ce signal valide alors le circuit suivant.

Normalement / EOM passe à l'état bas soit à la fin du message soit à la saturation de la mémoire.

A4 = 1. Le pointeur de début de message ne peut être modifié que lorsque le mode du système permute : enregistrement/lecture.

Normalement le pointeur de début de message est initialisé à chaque fois que la sortie /CE passe au niveau actif.



A5 = 1. De cette manière le passage au niveau actif de l'entrée /CE initialise la lecture du message. Cette configuration permet de coupler les sorties /EOM aux entrées /CE.

De cette manière les trois plans mémoire de chacun des circuits sont vus par l'utilisateur comme un seul et unique plan mémoire continu.

Utilisation

Pour l'enregistrement : placer l'interrupteur enregistrement/lecture dans la position enregistrement. Maintenir l'interrupteur /CE en position enfoncée pendant toute la durée de l'enregistrement. Pour enregistrer le second message répéter la même opération. L'enregistrement commence alors à la fin du premier message.

On procède de cette manière jusqu'à épuisement de la mémoire. Le signal de sortie / EOM du dernier circuit peut être utilisé comme indicateur de mémoire saturée.

Pour passer en mode lecture, il suffit simplement de basculer l'interrupteur enregistrement/lecture en mode lecture et faire passer le commutateur /CE à l'état bas.

Les messages sont alors lus les uns à la suite des autres. Pour la remise à zéro, il est nécessaire d'envoyer une impulsion positive sur l'entrée PD.

Une impulsion positive sur PD agissant comme une remise à zéro, en mode enregistrement, cette impulsion entraîne l'effacement des messages les uns par les autres.

Nous en terminerons par une dernière propriété du circuit : la répétition des messages.

La répétition des messages est obtenue par une configuration soit hardware soit software.

Configuration soft en mode répétition

Si un message débute à l'adresse 0 et si la longueur du message est inférieure à la longueur maximale, il est possible d'utiliser le bit A3 pour positionner le circuit en mode répétition.

Il convient en premier lieu d'enregistrer le message avec toutes les adresses A0 à A7 à l'état bas. On bascule ensuite le circuit en mode configuration : A6 et A7 à l'état haut.

Finalement le bit 3 passe à l'état haut pour valider le mode répétition.

Figure 10

Avec PD à l'état bas, $\overline{P/R}$ à l'état haut et /CE maintenu à l'état bas, le message est lu en permanence.

Si /CE repasse à l'état haut après le début du message, la lecture continue jusqu'à la fin du message et s'arrête à cet instant.

Si /CE est câblée à l'état bas comme à la **figure 11**, le message est lu en permanence jusqu'à coupure de l'alimentation.

Configuration hardware pour la répétition

Le schéma de la **figure 12** montre la manière la plus simple d'aboutir au phénomène répétition avec seulement un transistor. La répétition peut avoir lieu sur un message commençant à une adresse quelconque.

L'impulsion de fin de message /EOM est différenciée de manière à délivrer une impulsion positive d'environ 15 ms qui est envoyée vers l'entrée PD.

Cette impulsion agit comme une remise à zéro.

A la fin de cette impulsion, retour au niveau zéro, le fonctionnement est fonction de l'état de l'entrée /CE.

Si l'entrée /CE est à l'état bas, la valeur de l'adresse est prise en compte et la lecture débute à l'adresse indiquée.

Choix des composants

Le choix des composants est important et a évidemment une influence directe sur la qualité de la reproduction.

La puissance de sortie, 50 mW, est assez faible et doit être exploitée au mieux si l'on veut éviter l'emploi d'un amplificateur de puissance externe.

Il est donc préférable d'arrêter son choix sur un haut-parleur ayant un bon rendement, une faible distorsion et une réponse plate dans la bande 300-3000 Hz.

Signalons finalement, et ceci est regrettable, qu'aucune spécification n'est établie en ce qui concerne le rapport signal sur bruit.

Le facteur de bruit du circuit, S/B en sortie pour S/B en entrée, aurait été pourtant un excellent moyen de caractériser la qualité audio du circuit.

OÙ UTILISER LES ISD 1020

Les circuits ISD peuvent s'intégrer dans toute interface homme-machine. Les applications sont in-

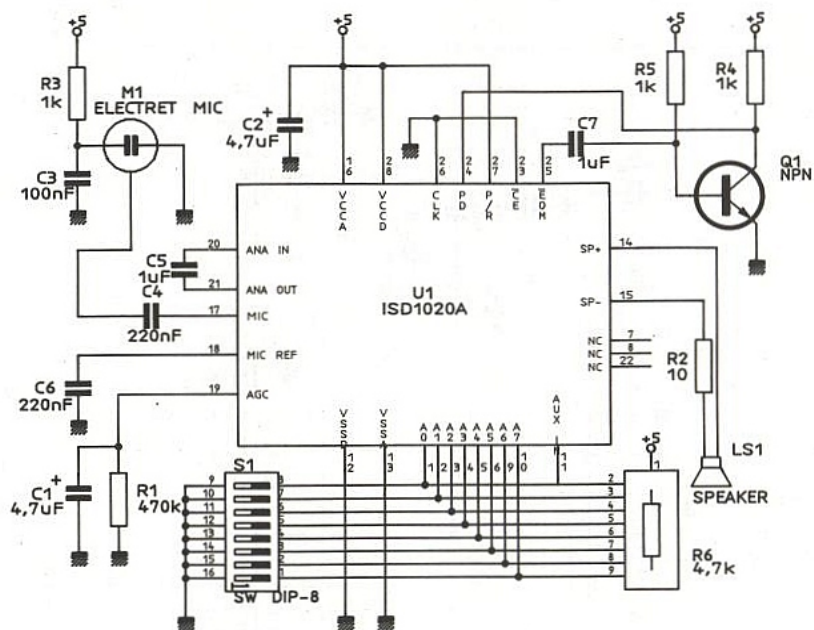


Figure 11

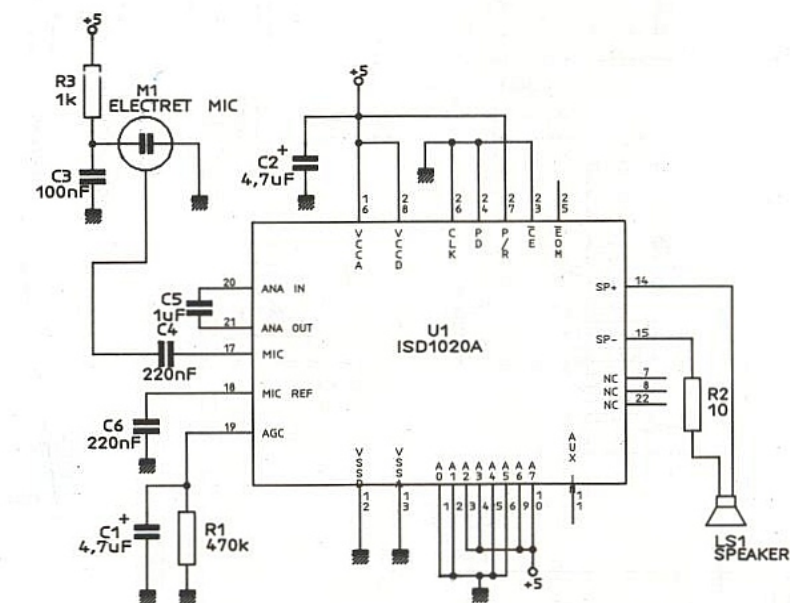


Figure 12

nombrables. Ces circuits sont premièrement destinés à l'électronique grand-public mais on pourrait envisager leur emploi dans d'autres secteurs : automobile, systèmes de surveillance et contrôle par exemple. Toutes les applications domotiques sont concernées par un tel circuit : téléphone, interphone, ordinateur, climatisation, sécurité, etc.

Les applications citées sont toutes plus ou moins sérieuses, en tout cas réfléchies.

Si aucune de ces applications ne vous tente, ni ne vous inspire, pensez simplement à vos enfants, si vous en avez, qui seront ravis de jouer avec un magnétophone d'un si faible volume.

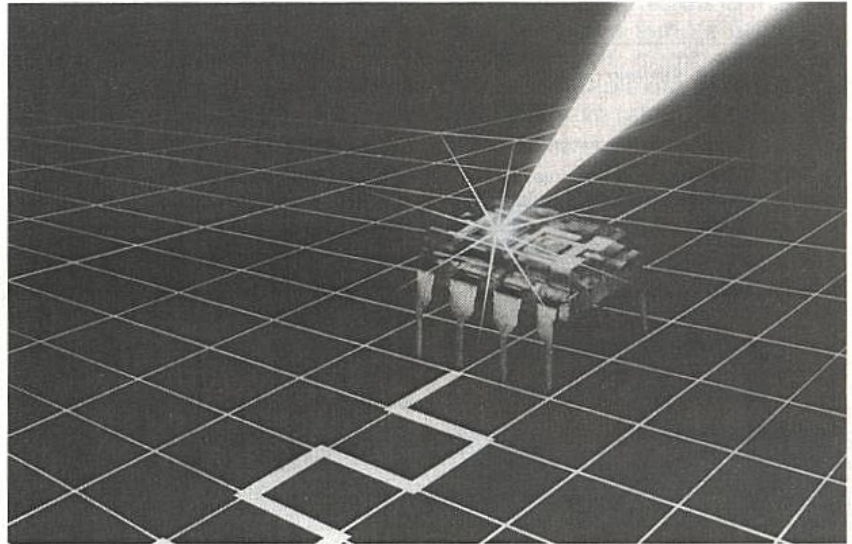
Le secteur des jouets est particulièrement intéressant pour un tel circuit. Seul son prix pourrait l'empêcher d'obtenir tout le succès qu'il mérite.

François de DIEULEVEULT

Le convertisseur lumière-fréquence TSL220 Texas

Rassemblez une bonne photodiode et un circuit intégré conditionneur de signal dans un boîtier transparent, et vous obtiendrez un capteur opto-électronique dont les performances et les possibilités peuvent être étonnantes.

TEXAS INSTRUMENTS a utilisé cette recette pour développer un composant original à plus d'un titre : le TSL220, capable de générer un train d'impulsions compatible CMOS dont la fréquence est proportionnelle à l'éclairement reçu, dans une dynamique de 118 dB.



UN CIRCUIT INTEGRE PHOTSENSIBLE

Les circuits intégrés transparents ne sont pas des composants extrêmement répandus, mais l'idée en soi n'est pas nouvelle: SIE-MENS avait en effet défrayé la chronique, il y a déjà de nombreuses années, en lançant le TFA 1001 W, circuit monolithique réunissant une grande photodiode et un amplificateur de courant à sortie linéarisée.

Ce composant ayant disparu du marché, le TSL220 arrive à point nommé pour lui succéder, avec toutefois une différence de taille : au lieu d'un courant proportionnel à l'éclairement reçu, c'est d'une fréquence dont dispose maintenant l'utilisateur.

Mais c'est certainement mieux ainsi, à l'heure où les microcontrôleurs deviennent infiniment plus courants que les galvanomètres : pas besoin de convertisseur analogique-numérique ! L'éclairement reçu peut, en effet, être facilement et précisément chiffré par des techniques de comptage d'impulsions, de mesure de période, ou même d'intégration si on tient à travailler en analogique.

Sensibilité et résolution sont obtenues grâce à une photodiode de grande surface (4,13 millimètres carrés) : des variations de 0,01%

de la gamme de mesure peuvent être détectées.

Avec une dynamique utile de 118 dB, le capteur peut également mesurer des irradiances déjà notables d'un milliwatt par centimètre carré. Et au delà, rien n'empêche d'intercaler un atténuateur constitué tout simplement d'un filtre gris.

Le schéma d'utilisation du TSL220, extrêmement simple, est reproduit à la **figure 1** : un condensateur de faible valeur suffit pour fixer la relation existant entre éclairement et fréquence (**figure 2**) et subsidiairement, entre éclairement et durée d'impulsion (**figure 3**).

La **figure 4** détaille, pour sa part, les courbes de transfert obtenues avec trois valeurs différentes de condensateur : 27 pF, 470 pF et 100 nF.

Typiquement, une valeur de 100 pF mène à une fréquence comprise entre 0 et 50 Hz dans l'obscurité, et entre 50 et 250 kHz pour un éclairement de $125 \mu\text{W} / \text{cm}^2$, la fréquence maximum disponible se situant vers 750 kHz.

Le TSL220 peut s'alimenter entre 4 et 10 V, sa consommation dans l'obscurité n'excédant pas 10 mA. La compatibilité avec la logique CMOS est immédiate, mais pour

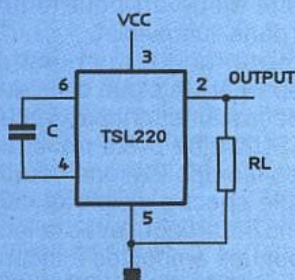


Figure 1

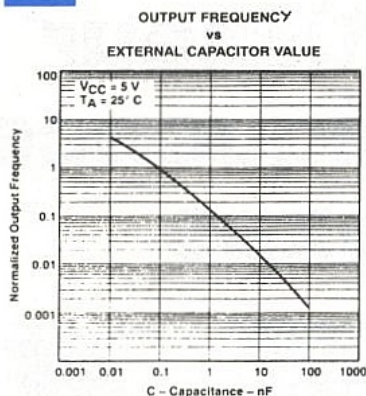


Figure 2

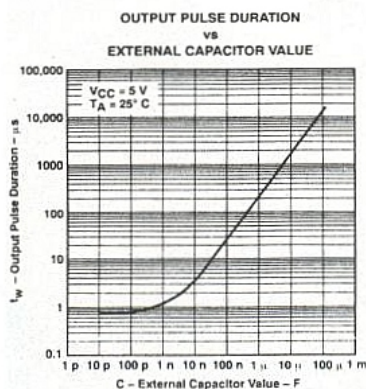


Figure 3

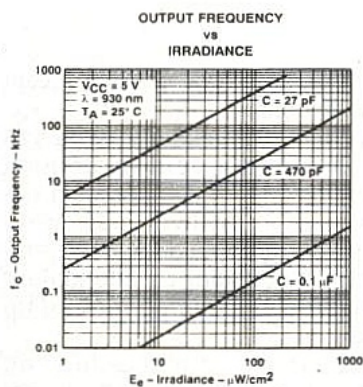
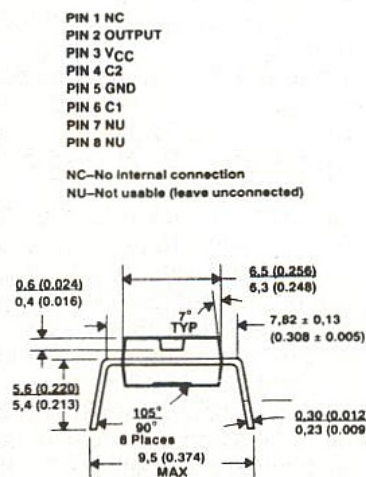


Figure 4



attaquer de la TTL-LS il faut prévoir une résistance de «pull down» dont la valeur recommandable est de 3300 Ω.

La figure 5 fournit les caractéristiques dimensionnelles et le brochage du boîtier, un DIP à 8 pattes réalisé en résine transparente.

Le composant fait appel à deux pastilles distinctes pour la photodiode et pour l'électronique de conditionnement : le TSL220 n'est donc pas un circuit intégré monolithique, ce qui permet de compter sur une optimisation très fine des deux parties qui peuvent ainsi être produites au moyen de technologies différentes.

Le positionnement mécanique de la photodiode est défini avec précision par rapport aux broches du boîtier, ce qui permet dans la plupart des cas de se servir du circuit imprimé comme platine support pour d'éventuels composants optiques associés, ou comme référence de positionnement pour un capteur.

La réponse spectrale du TSL220, caractéristique importante de tout capteur optique, est reproduite à la figure 6. Pas de surprise, il

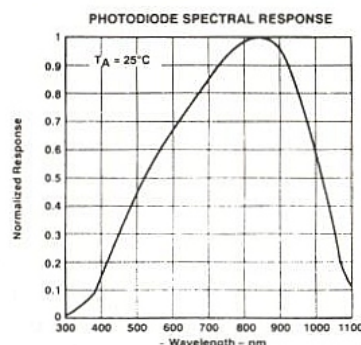


Figure 6

s'agit de ce que l'on a l'habitude de relever sur les photodiodes au silicium, comme le confirme la figure 7 qui compare les caractéristiques spectrales des diodes au silicium, au germanium, et des ampoules à incandescence à filament de tungstène.

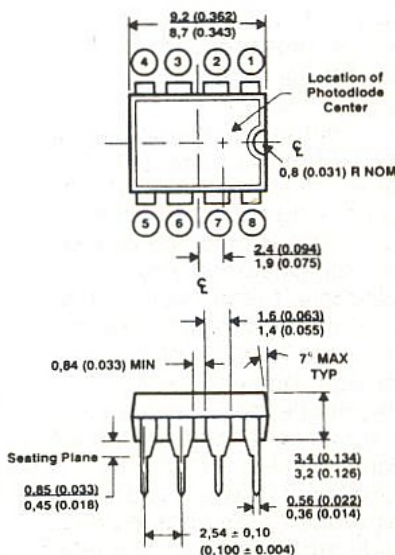
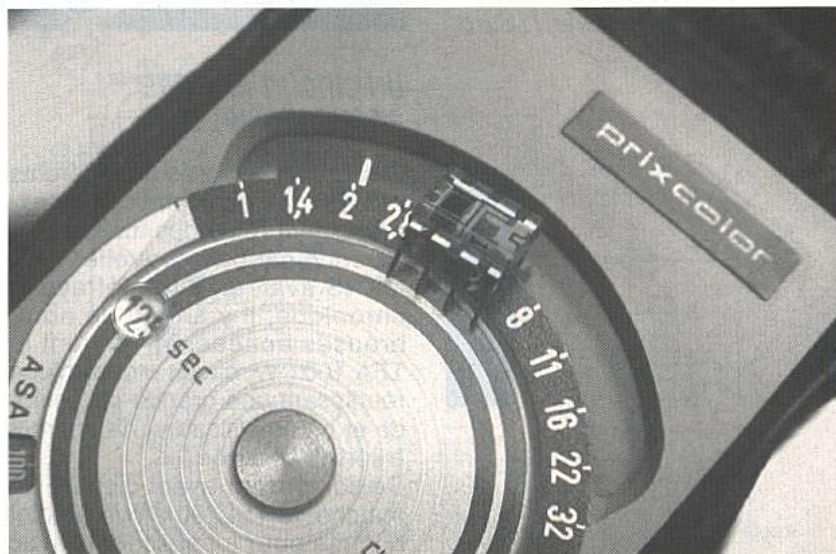


Figure 7

Le pic de sensibilité du TSL220 se situe donc vers 850 nm, dans le très proche infrarouge, un peu en dessous de la longueur d'onde des LED IR.

Une réponse satisfaisante est assurée jusqu'à dans le jaune, mais la sensibilité diminue notablement dans le bleu-vert pour tomber à zéro dans l'ultraviolet.

De toute façon, les plastiques transparents tels que celui du boîtier ne transmettent pas les UV.

Le TSL220 se prête donc bien à toutes les applications courantes dans le spectre visible et dans le proche infrarouge, avec la lumière du jour, les ampoules à incandescence, les diodes LED et laser, de préférence rouges ou infrarouges. Il n'y a pas à redouter outre mesu-

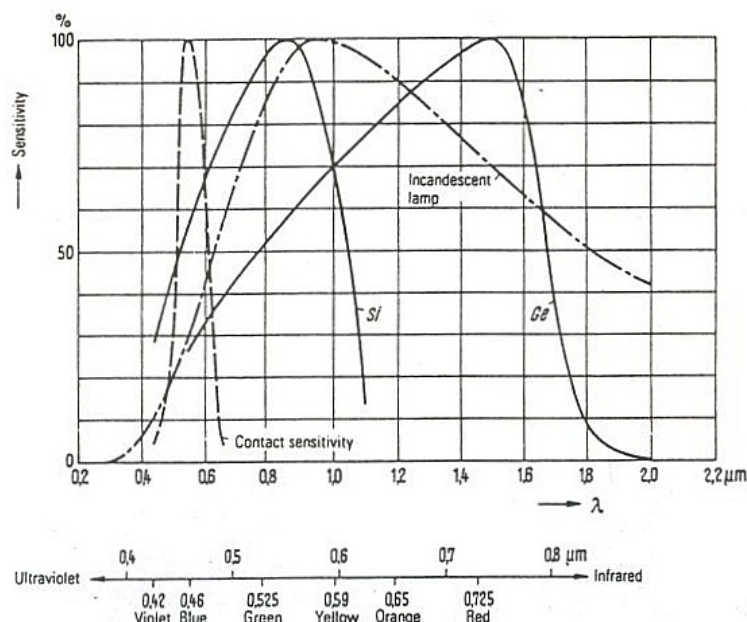


Figure 7

re un échauffement du composant, celui-ci étant spécifié pour la gamme de température allant de - 25 à +70°C.

Le cas échéant, des filtres appropriés pourraient permettre de corriger la réponse spectrale pour compenser dans une certaine mesure l'atténuation des couleurs «froides», et, si nécessaire, pour bloquer les rayonnements purement calorifiques.

EXEMPLES D'APPLICATIONS

Les applications d'un tel composant sont évidemment innombrables, et vont du contrôle de l'intensité lumineuse à la surveillance de la flamme du brûleur à l'intérieur des chaudières.

Il peut également être utilisé dans des photomètres et des posemètres, ou pour l'ajustement de l'intensité lumineuse des écrans en fonction de la luminosité ambiante.

Les applications faisant appel à des techniques d'émission-réception portent notamment sur la surveillance de la régularité de la finition (contrôle de processus industriel) et sur la mesure de l'absorption lumineuse de fluides. Le TSL220 peut aussi être employé pour le positionnement optique précis dans différents domaines, tels que l'impression ou l'usinage, ou pour la mesure précise de la déviation des balances électroniques.

Dans sa configuration de base rappelée à la figure 8, le TSL220 fournit un train d'impulsions dont la fréquence et le rapport cyclique varient simultanément. Si cela

pose un problème, il est facile de revenir à un signal parfaitement carré en intercalant une bascule CMOS comme le suggère la figure 9.

Mais dans bien des cas cet artifice ne sera pas nécessaire, notamment lorsque le TSL220 sera interfacé directement à l'une des lignes d'entrée-sortie d'un port de microcontrôleur (figure 10).

Il s'agit là à la fois de la mise en œuvre la plus simple et la plus puissante du composant, car toute la complexité de l'application se trouve reportée sur le logiciel.

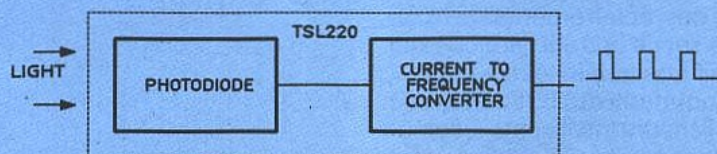


Figure 8

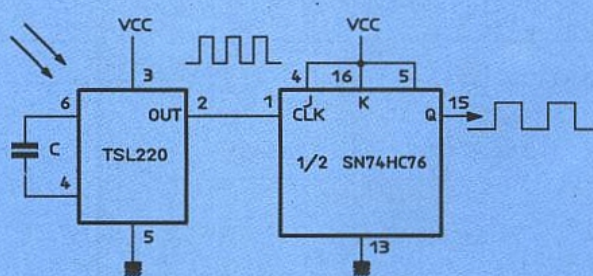


Figure 9

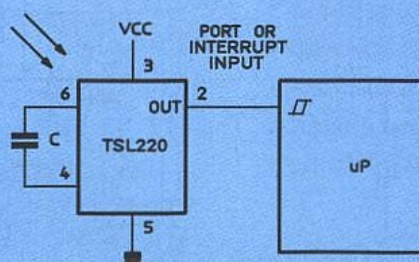
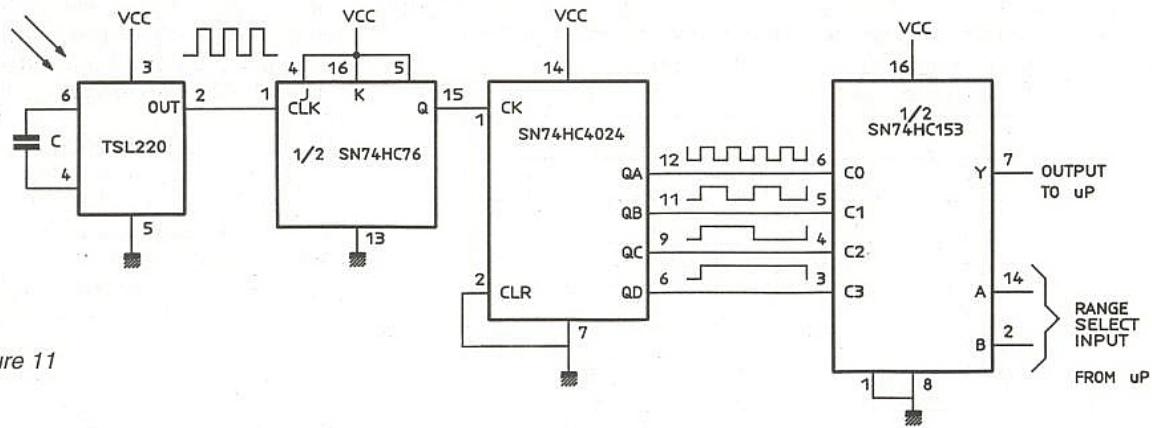


Figure 10

Figure 11



Et moyennant un peu de logique supplémentaire, la **figure 11** montre comment le processeur peut commander des changements de calibre pour étendre encore sa gamme de mesure utile. Mais, naturellement, des applications faisant uniquement appel à de la logique câblée sont parfaitement envisageables : la **figure 12** fournit le principe d'un photomètre digital basé sur un circuit de fréquencesmètre, tandis que la **figure 13** montre comment réaliser un intégrateur simple, capable de cumuler des éclaircissements forts ou faibles reçus sur une période qui pourrait être très longue. L'association du TSL220 avec des afficheurs intelligents à compteurs incorporés (TIL306) permet de construire très facilement des instruments de mesure performants : le photomètre numérique de la **figure 14**, capable d'afficher

Figure 12

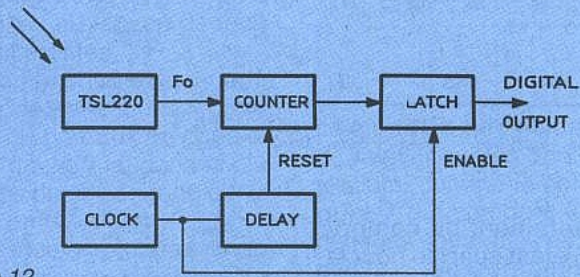


Figure 13

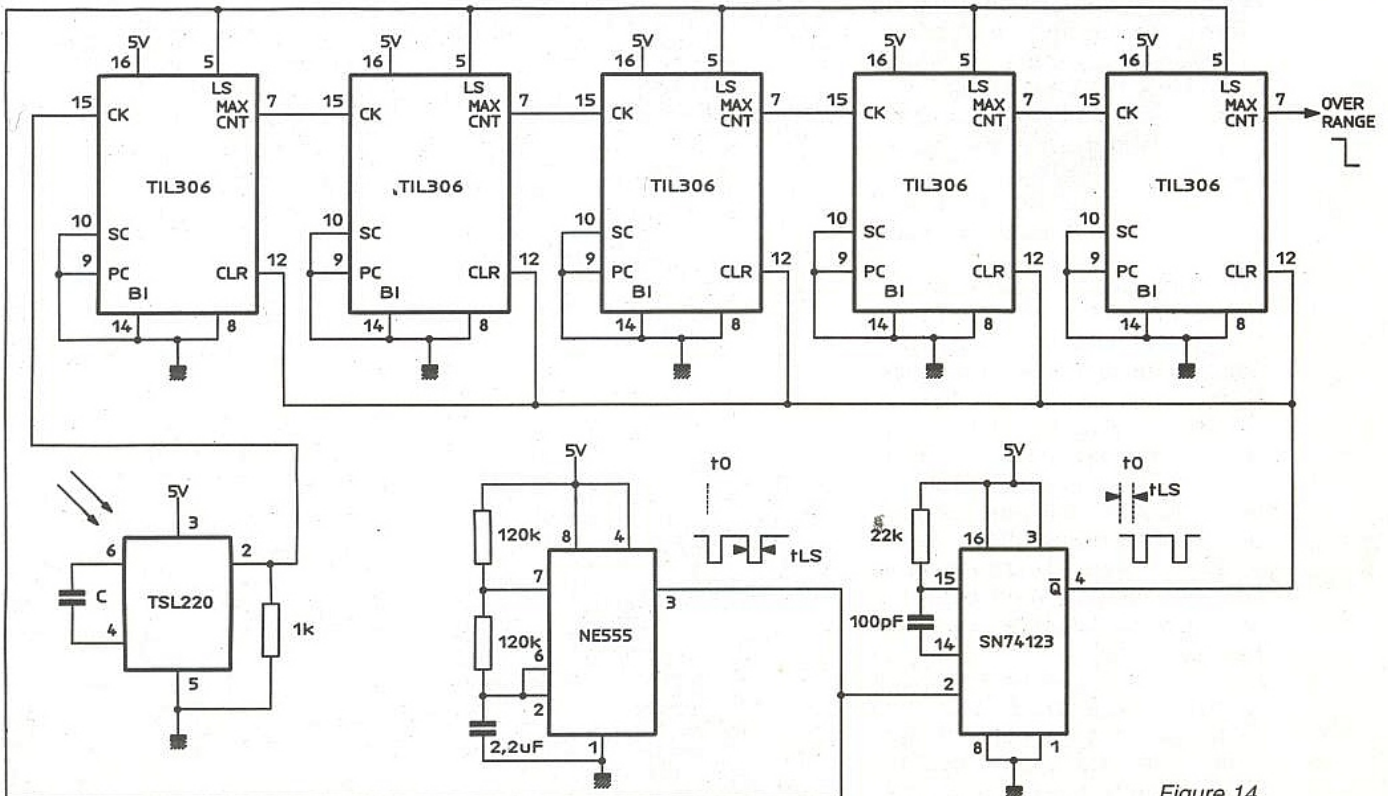
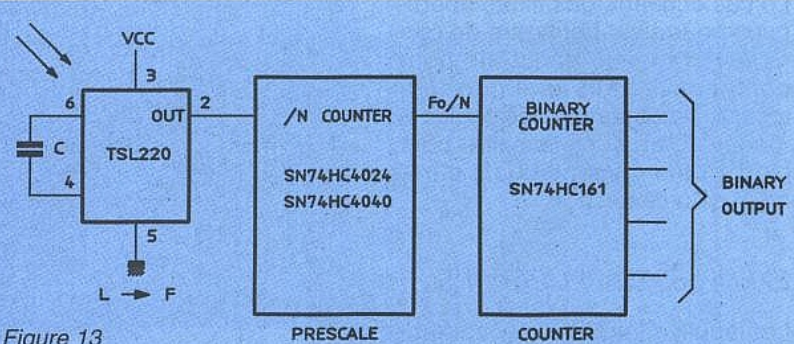


Figure 14

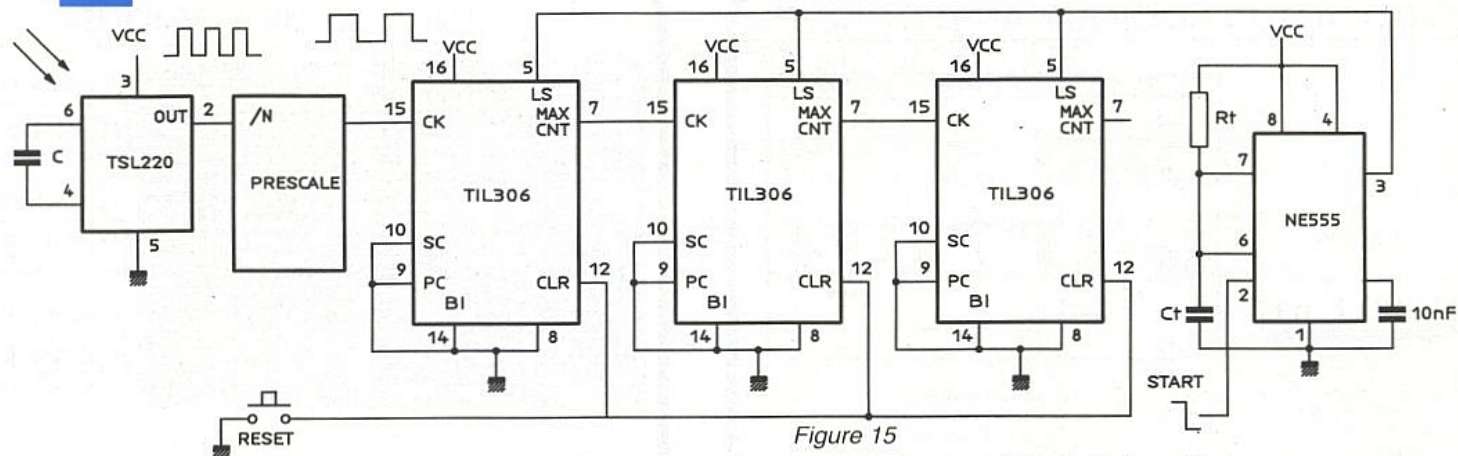


Figure 15

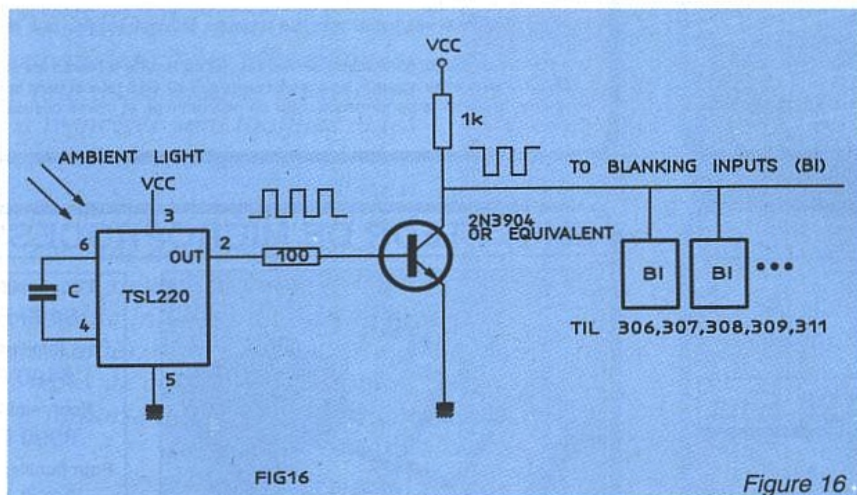


FIG16

Figure 16

sur 5 digits l'intensité du rayonnement reçu, ou le posemètre digital de la **figure 15**, capable d'intégrer l'éclairement reçu pendant une période donnée.

Et n'oublions pas les applications simples mais élégantes comme le régulateur d'intensité pour afficheurs à LED de la **figure 16**, capables de maintenir un contraste constant malgré les variations de la lumière ambiante.

TEXAS INSTRUMENTS est représenté par :

ARROW ELECTRONIQUE

73-79, rue des Solets

SILIC 585

94663 RUNGIS CEDEX

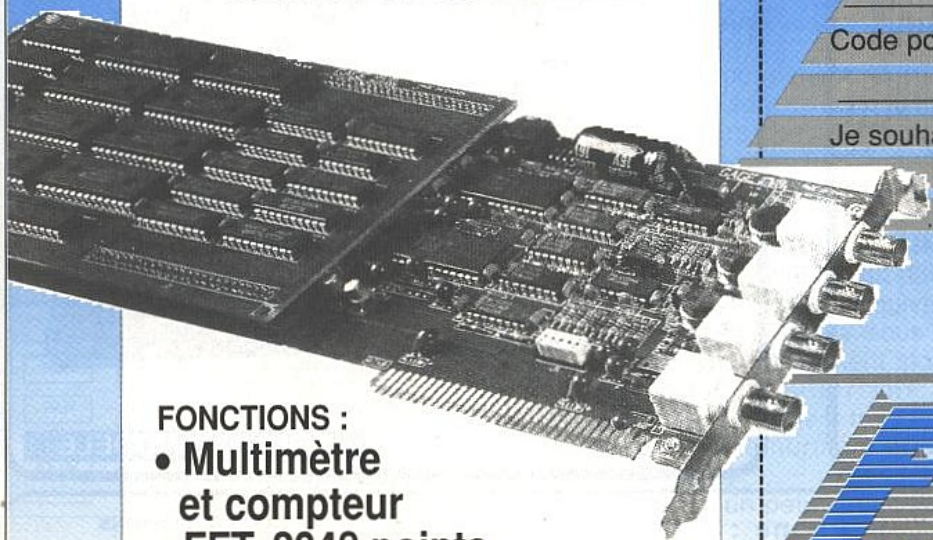
Tel: (1) 49 78 49 78

Fax: (1) 49 78 05 96

Patrick GUEULLE

CARTES OSCILLOSCOPES NUMERIQUES POUR PC

- 40 à 100 Mhz d'échantillonnage
- 16 à 256 Ko de mémoire



FONCTIONS :

- Multimètre et compteur
- FFT, 2048 points

COUPON - REPONSE

Nom _____ Prénom _____

Fonction _____

Société _____

Tél.: _____

Adresse _____

Code postal _____ Ville _____

Je souhaite des renseignements sur les cartes :

- ☐ Oscilloscope numérique
- ☐ Programmeur
- ☐ Générateur
- ☐ Analyse logique
- ☐ Logiciel CAO



FONTAINE ELECTRONIQUE-TEG

9, AVENUE AMPERE - Z.I. DE VILLEMILAN - BP 106

91321 WISSOUS CEDEX

TELEPHONE : (1) 69.30.80.50

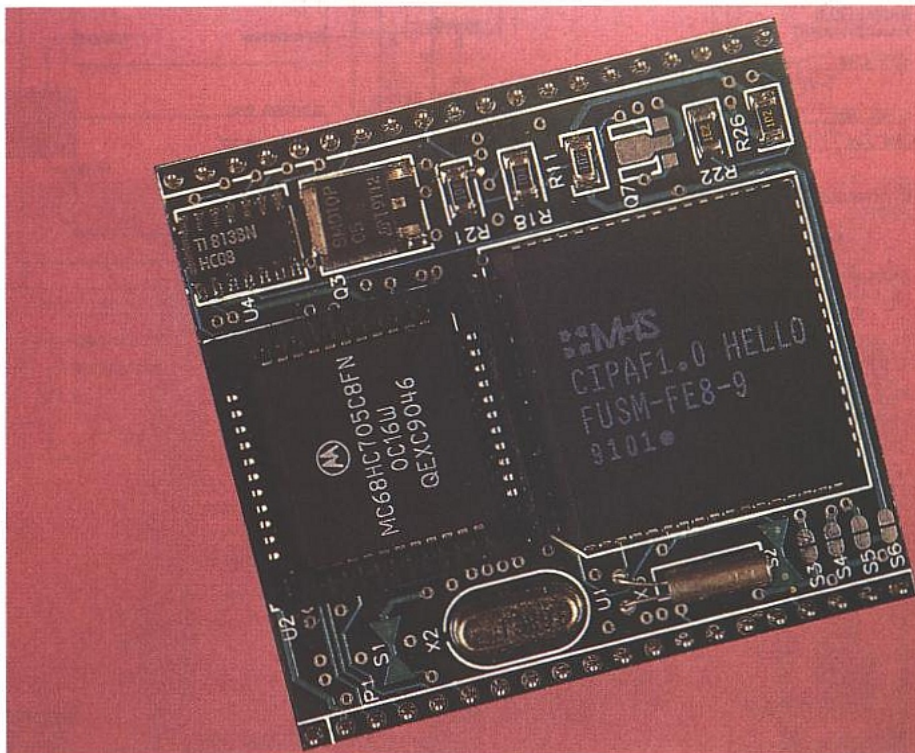
TELEX : FONTEL 604 254 F - TELECOPIE (1) 69.30.79.24

Le coupleur de carte à puce CCU 910 COREL

Nos lecteurs savent bien à quel point il est facile d'opérer sur les cartes à puce les plus simples, et notamment sur les télécartes usagées.

Mis à part le cas très particulier de la DOSCARD de Gemplus, la mise en œuvre des cartes plus évoluées est une tout autre affaire: les normes à respecter sont touffues et les protocoles de communication complexes.

Dans la terminologie en vigueur dans le monde des cartes à puce, le mot «coupleur» désigne un sous-ensemble intelligent capable de communiquer, d'un côté, avec tous les types de cartes, et, de l'autre, avec n'importe quel environnement applicatif courant.



Bref, beaucoup plus qu'une simple interface électrique mais plutôt la «voie royale» permettant d'accéder de façon fiable et en toute sécurité aux multiples applications des cartes à puce.

Parmi les solutions disponibles, le coupleur que COREL Electronique fabrique sous licence INNOVATRON a tout pour séduire le développeur !

multicouches doté de deux rangées de 20 picots au pas de 2,54 mm, regroupant des interfaces électriques et une intelligence embarquée dans un microcontrôleur ROM.

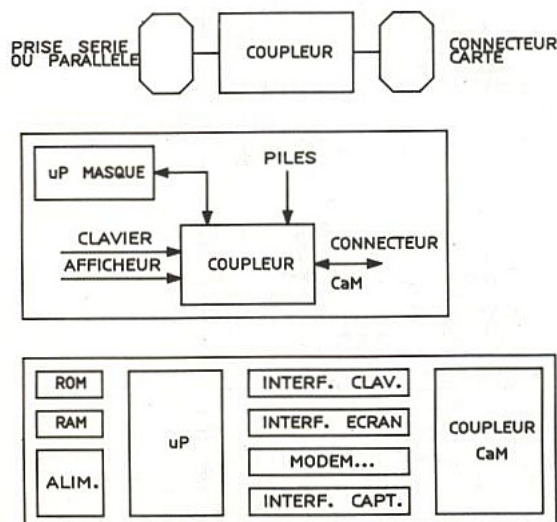
Le développeur peut considérer le coupleur comme un simple circuit intégré qu'il implantera sur sa propre carte, selon l'une ou l'autre des trois organisations les plus courantes de la **figure 1**.

De quoi greffer le plus facilement possible une fonction «carte à puce» sur un système n'en disposant pas encore : distributeur de boissons, système de contrôle d'accès, automate de parking, micro-ordinateur, etc.

Le coupleur sépare alors complètement ce qui est purement applicatif et du seul ressort du développeur, de ce qui concerne exclusivement la gestion des cartes à puce (synchrones ou asynchrones, à mémoire ou à microprocesseur) pour laquelle on bénéficiera d'une «couche» logicielle écrite et fiabilisée chez Roland MORENO lui-même !

Dans le cadre de sa politique systématique de cession de licences,

Figure 1



PRESQUE UN SIMPLE COMPOSANT

Bien des coupleurs présents sur le marché sont en fait des lecteurs dépourvus de connecteur de carte, de boîtier, et d'alimentation. Malgré un prix très inférieur à celui d'un lecteur, le coupleur miniature développé par INNOVATRON offre pour sa part des fonctionnalités au moins équivalentes et plutôt supérieures, sous un encombrement nettement moindre : celui d'un boîtier DIP à 40 broches, seulement trois fois plus large que la normale et un peu plus épais.

Il s'agit d'un petit circuit imprimé

Il s'agit d'un composant mixte analogique et digital avec interface I2C, réalisé en technologie CMOS 2 microns, et conçu par HELLO (groupe INNOVATRON) à l'aide des outils les plus modernes : DIADEM et SMASH (Dolphin Integration), et SPOT (CNET).

L'étude a été menée de façon à ce que la fabrication (pour le moment assurée par MATRA-HARRIS) puisse être facilement transférée d'un «fondeur» à un autre. Il est clair que CIPAF a nécessité de gros investissements, qui ne pourront être amortis que sur des quantités importantes. Or, sans aller jusqu'à dire que «le PIAF bat de l'aile», force est de reconnaître que le succès escompté pour cet astucieux horodateur tarde à venir...

Le cas de Belfort est assez représentatif avec des prévisions de 300 ventes de PIAF la première année: le chiffre est plutôt satisfaisant sur le plan municipal, mais si on le multiplie par le nombre limité de communes volontaires, on reste loin des quantités nécessaires pour rentabiliser la production de CIPAF (à peine 25 000 PIAF auraient été vendus jusqu'à présent en France et à l'étranger). Trop peu de grandes métropoles régionales (Lyon, Marseille, Toulouse) ont pour l'instant agréé le PIAF, et il ne faut guère compter sur la superbe planche de salut que pourrait être Paris (le PIAF ferait concurrence au système «Paris Carte» actuellement en cours de lancement).

Dans ces conditions, le coupleur INNOVATRON fait un peu figure de «sous-produit» du PIAF, auquel on peut fort heureusement prédire un franc succès, en milieu professionnel cette fois.

Tout cela explique pourquoi le coupleur intègre un driver d'afficheur LCD dont on n'a pas forcément l'usage, et aussi une très performante horloge temps réel compensée en température qui, «enterrée» au fin fond de l'ASIC, reste par contre inaccessible aux utilisateurs du module.

MISE EN ŒUVRE DU COUPLEUR

La **figure 4** décrit sous une forme simplifiée les différents accès électriques du coupleur : huit lignes pour les contacts de la carte, bien sûr, mais aussi un contact de présence carte, un voyant «carte active», et une commande d'éjection carte facul-

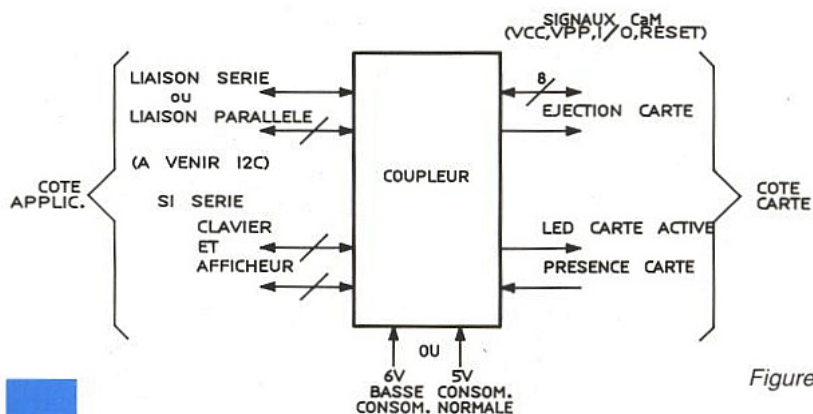
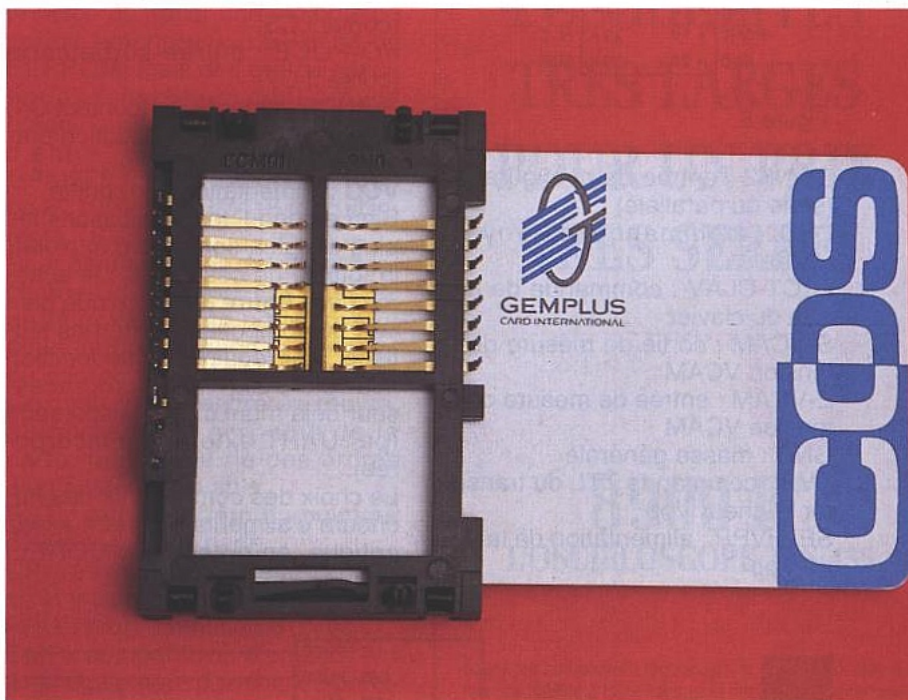


Figure 4



tative (cas d'un connecteur motorisé).

Du côté applicatif cette fois, on trouve les liaisons bidirectionnelles avec le processeur hôte : interface série aux normes TTL/CMOS (facile à convertir en RS 232 à l'aide d'un simple MAX 232), ou interface parallèle TTL/CMOS au choix de l'utilisateur.

Une liaison par bus I2C est également en projet pour une future version.

Tout cela est complété par un jeu de lignes de pilotage, d'un afficheur LCD 2 x 16 caractères (genre SOLOMON LM 1120 ou similaire), et d'interrogation d'un clavier 16 touches organisé en matrice 4 x 4.

Restent les accès d'alimentation : 5 V seulement avec une consommation dite «normale» de 200 mA maximum, ou 6 V «basse consommation» pour les terminaux portables que l'on «réveille» par l'introduction d'une carte.

Les tensions plus élevées nécessaires à certaines cartes (Vpp de programmation) sont produites par des convertisseurs à découpage pilotés et protégés par l'ASIC CIPAF.

Le brochage réel du composant est représenté à la **figure 5**, et permet un maximum de souplesse dans les applications sous le plus petit volume actuellement possible.

L'affectation des broches est la suivante :

- SDA et SCL : futur bus I2C (non encore disponible)
- TXD et RXD : liaison série asynchrone (0 - 5 V)
- PA0 à PA7 : données bidirectionnelles interface parallèle
- /STB - /ACK : cadencement de l'interface parallèle
- /RESET : remise à zéro du coupleur
- CONF1-EJECT : sortie de commande d'éjecteur

LED	• 1	40•	VCC
PA7	• 2	39•	CONF2
PA6	• 3	38•	CONF1 EJ
PA5	• 4	37•	RESET
PA4	• 5	36•	SCL
PA3	• 6	35•	SDA
PA2	• 7	34•	DRAIN
PA1	• 8	33•	TXD
PA0	• 9	32•	RXD
RST PUCE	• 10	31•	ACK STB
VCC PUCE	• 11	30•	STB ACK
LECT CLAV	• 12	29•	ALIM 6V
GND PUCE	• 13	28•	AUTOVCC
VPP PUCE	• 14	27•	SELFVPP1
CLOCK PUCE	• 15	26•	SELFVCC2
I/O PUCE	• 16	25•	S VCAM
B PUCE	• 17	24•	E VCAM
C PUCE	• 18	23•	CAP VPP
PCAR	• 19	22•	N.C.
GND	• 20	21•	SVP

Figure 5

CONF2 : entrée de configuration (série ou parallèle)
LED : commande du voyant «carte»
LECT-CLAV : commande de lecture du clavier
S-VCAM : sortie de mesure de la tension VCAM
E-VCAM : entrée de mesure de la tension VCAM
GND : masse générale
SVP : commande TTL du transistor hacheur Vpp
SELFVPP : alimentation de la self de Vpp

CAP-VPP : entrée Vpp puce non commutée
AUTOVCC : sortie TTL autorisation VCC puce
SELFVCC-2 : entrée découpage self VCC puce
DRAIN : sortie commutée et protégée pour Vcc puce
ALIM6V : entrée alimentation pour Vcc puce
VCC-PUCE : entrée alimentation carte (contact C1)
GND-PUCE : masse de la carte (contact C5)
RST-PUCE : reset de la carte (contact C2)
CLK-PUCE : horloge carte (contact C3)
I/O-PUCE : entrée-sortie carte (contact C7)
B-PUCE : signal «B» (contact C4)
PCAR : entrée TTL détection présence carte
VCC : alimentation du module
Bien entendu, les applications les plus simples sont loin d'exploiter la totalité de ces accès : le schéma de la **figure 6** montre que bien peu de composants externes suffisent pour équiper d'une fonction «carte à puce» un microprocesseur déjà muni d'une liaison série (par UART externe ou incorporée).
Le choix des composants des hacheurs d'alimentation étant assez critique, on notera que COREL,

spécialiste réputé en matière de ferrites, propose des selfs spécialement homologuées par INNOVATRON pour fonctionner avec le CIPAF.

DIALOGUER AVEC LE COUPLEUR

Si les échanges de données entre le coupleur et les cartes à puce se font selon des protocoles très stricts, en revanche, le dialogue entre l'hôte et le coupleur est prévu dans un langage de plus haut niveau facile à mettre en œuvre sans connaissances particulières de la norme ISO 7816. Les échanges sont basés sur l'emploi d'une «trame» universelle qui se compose de l'enchaînement suivant :

- un caractère STX (02h) de début de texte
- une trame de commande appelée T-CMD
- un mot de contrôle LRC (OU exclusif de 00h avec chacun des octets qui composent T-CMD)
- un caractère ETX (03h) de fin de texte

En cas de mauvaise réception d'une trame (LRC défectueux), la trame émise en réponse se compose du seul caractère NACK (15h) : c'est une demande de réémission du message.

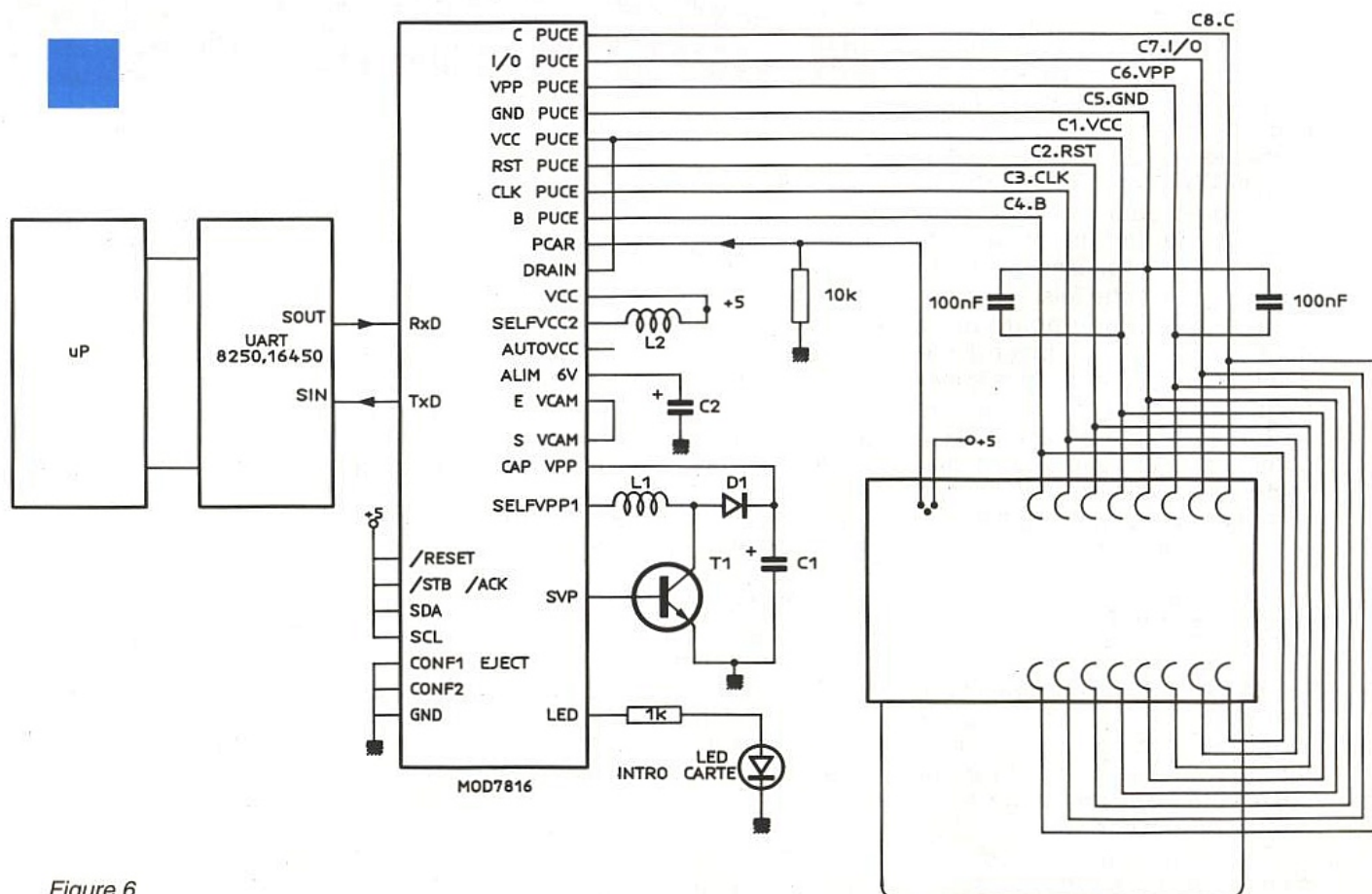


Figure 6

Le déroulement d'un échange est toujours le suivant :

- l'extérieur envoie une trame dite «requête»

- le coupleur répond par une trame de même structure ou par un NACK

- si le coupleur ne répond pas dans les 3 secondes, la requête est réémise au maximum 2 fois

- si la réponse a été mal reçue par l'extérieur, un NACK peut être émis pour demander au coupleur de répéter (2 fois au maximum).

Par exception, les commandes d'arrêt et d'initialisation du coupleur ne donnent pas lieu à une réponse. La trame T-CMD est à son tour organisée de la façon suivante :

- un octet d'identification de la commande (CMD)

- un octet précisant la longueur des données qui vont suivre (LNG)

- un champ de données de LNG octets (DAT), LNG pouvant varier de 00h à FFh.

Le coupleur reconnaît un large vocabulaire de commandes CMD, dont voici les plus usitées :

02h : reset de la carte

03h : mise hors tension du coupleur

0Bh : lecture du type de carte synchrone

0Dh : lecture de l'état du coupleur

0Eh : mise du coupleur en mode STOP

0Fh : initialisation du coupleur

0Ch : téléchargement ou validation carte synchrone.

Par exemple, une trame CMD contenant les octets 02h et 00h renvoie à l'hôte une trame contenant la «réponse au reset» de la carte, suite d'octets spécifique de chaque type de carte et particulièrement utile à lire.

Une trame CMD composée des octets 0Ch, 01h, et 01h programmera pour sa part le coupleur pour traiter les cartes F256 ou GPM256, autrement dit les télécartes ou les cartes de PIAF.

Deux commandes CMD méritent une étude à part, puisqu'elles servent de «préfixe» à des commandes plus détaillées, définies par les normes ISO :

00h : commande ISO sortante

01h : commande ISO entrante

On entend par commande sortante une instruction permettant au coupleur de recevoir des données de la carte, et par commande entrante une instruction servant à envoyer des données à la carte. Une commande ISO se compose à son tour des champs suivants :

CL : classe d'application (ici toujours 00h)

OR : ordre à exécuter

A1 : référence 1 ou poids fort adresse

A2 : référence 2 ou poids faible adresse

LG : nombre d'octets de données
Les principaux ordres ISO reconnus sont les suivants:

B0h : lecture dans la carte

D0h : écriture dans la carte

D8h : effacement de zone

20h : présentation du code porteur (code confidentiel PIN)

10h : présentation de la clef émetteur et effacement de la carte.

Ce jeu d'instructions permet en principe de traiter une majorité de cartes synchrones à EPROM ou EEPROM, mais des ordres spécifiques (simplifiés) sont prévus d'origine pour les plus courantes d'entre elles que sont les GPM256 (circuit intégré TS1200 ou ET1001) et GPM416 (circuit intégré TS1301).

Pour d'autres types de cartes synchrones, il reste toujours possible de télécharger un code exécutable particulier dans la mémoire du microcontrôleur du coupleur. Ce code devra mettre en œuvre, au niveau des contacts de la carte, tout ou partie des ordres élémentaires suivants :

RST : remise à zéro du pointeur d'adresses de la carte

UP : avance du pointeur d'adresse et lecture d'un bit

PRG : programmation d'un bit

CMP : comparaison d'un bit.

Il est également possible de préciser, lors du téléchargement de ce code, la valeur du Vpp à 0,1 V près, et si la carte est vierge à 0 comme les GPM256 ou vierge à 1 comme les GPM416.

Il n'est donc pas exagéré d'affirmer que ce coupleur permet de traiter pratiquement toutes les cartes du marché, à l'exception toutefois de celles qui ne seraient pas conformes aux normes ISO 7816, notamment sur le plan du brochage.

Un exemple bien connu est celui des cartes à puce I2C, mais celles-ci n'ont, par définition, pas besoin de coupleur si elles sont exploitées au sein d'un environnement I2C : un simple connecteur leur suffit alors !

Le coupleur CCU910 est commercialisé par :

COREL Electronique

37, avenue Raspail

B.P. 68

94253 GENTILLY

Tél: (1) 45 47 10 00

Fax: (1) 45 47 87 14

Patrick GUEULLE

NOUVEAU

OFFREZ-VOUS UN OSCILLOSCOPE AUX POSSIBILITES TRES LARGES POUR UN PRIX TRES SERRE.

8900 F.*
L'OSCILLOSCOPE TAS 455

CURSEURS - DOUBLE BASE TEMPS

Basée sur une nouvelle technologie, la gamme TAS offre à la fois une fiabilité à toute épreuve et des prix très performants.

TAS 455	60 MHz	2 voies
TAS 465	100 MHz	2 voies

Ces oscilloscopes 2 voies sont pourvus d'une double base de temps, de curseurs, d'un autoscopes et d'une mémoire de configuration. Pour profiter de nos offres exceptionnelles de lancement, téléphonez sans tarder à Tek DIRECT.

**Tek
DIRECT**

**NUMERO VERT
05.00.22.00**



La technologie au service du prix.

Tektronix

* Prix H.T. au 01/09/92

alliance

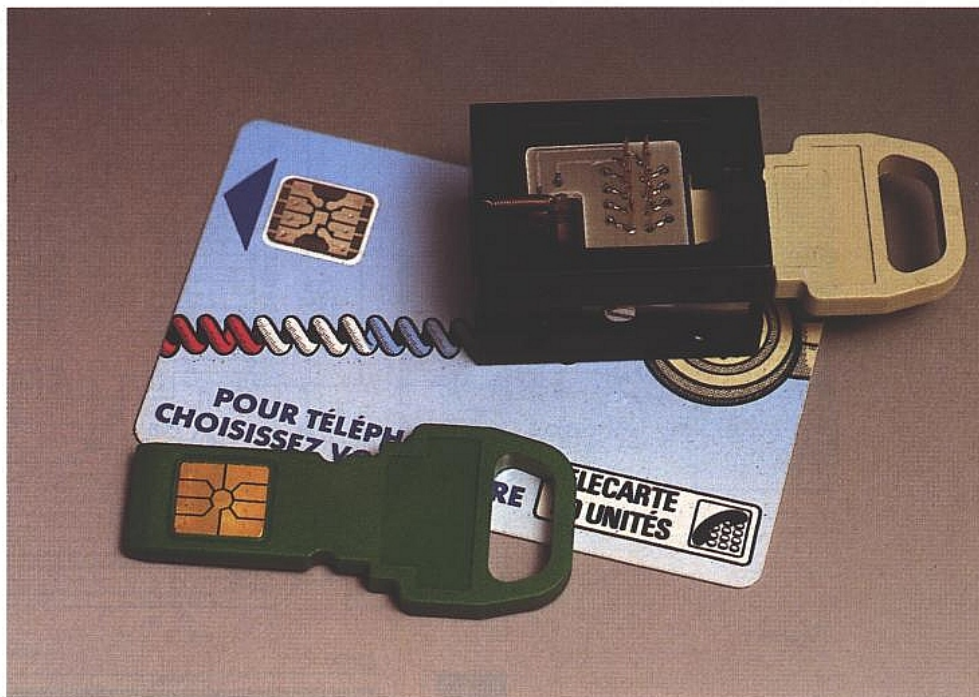
Une serrure à E2PROM série

Parmi les applications potentielles des E2PROM série (voir ERP N° 537), le contrôle d'accès physique occupe une place de choix.

Les techniques utilisées vont de la carte à puce aux badges sans contact, en passant par diverses variantes de clefs à mémoire incorporée.

Nous avons déjà fait réaliser à nos lecteurs différentes serrures utilisant des cartes à puce (télécartes épuisées) ou des clefs à mémoire du commerce.

Ils vont maintenant pouvoir fabriquer et programmer eux-mêmes leurs propres clefs, accédant ainsi à une indépendance totale et à des possibilités de personnalisation pratiquement illimitées, cela à l'aide de composants courants et peu coûteux.



UN SYSTÈME DE CONTRÔLE D'ACCÈS ÉVOLUTIF

C'est dans notre N° 524 que nous avons défini pour la première fois l'architecture de notre système de contrôle d'accès, en décrivant la réalisation d'une serrure à télécarte.

La serrure proprement dite était constituée d'un petit automate sans microprocesseur, programmable à l'aide d'une simple EPROM, et d'un circuit d'interface pour le connecteur de carte.

Grâce à un lecteur de cartes à puce et à un programmeur d'EPROM (voir ERP N° 525 et notre ouvrage COMPOSANTS ELECTRONIQUES PROGRAMMABLES paru aux ETSF), des logiciels pour PC et compatibles permettaient de personnaliser l'EPROM et les cartes pour qu'elles puissent s'identifier mutuellement.

Puis nous avons décrit dans notre N° 533 une variante de cette serrure, fonctionnant cette fois avec les «clefs à mémoire» conçues par SEFEA.

Précisons d'ailleurs, car de nombreux lecteurs nous posent encore la question, que ces clefs et les connecteurs correspondants (y compris le nouveau modèle éco-

nomique en plastique) sont disponibles chez les deux distributeurs suivants :

DSI
Technoparc
Avenue du Parc Floral
45072 ORLEANS CEDEX 2
IDV
2 bis, rue Danton
78390 BOIS-D'ARCY

Parallèlement, nous avons décrit dans notre N° 532 la réalisation d'une «fausse carte à puce» en circuit imprimé de 8/10 mm, équipée d'une E2PROM série NMC9306, particulièrement courante et bon marché.

De là à imaginer d'utiliser cette carte avec notre serrure il n'y a qu'un pas, et nous irons même plus loin en montrant comment intégrer cette même mémoire dans de petits connecteurs pour en faire d'autres clefs électroniques originales.

Un nouveau circuit d'interface

On ne change pas une équipe qui gagne, disent les sportifs ! Pas question, donc, de modifier le schéma de notre automate, qui a largement fait ses preuves, si ce

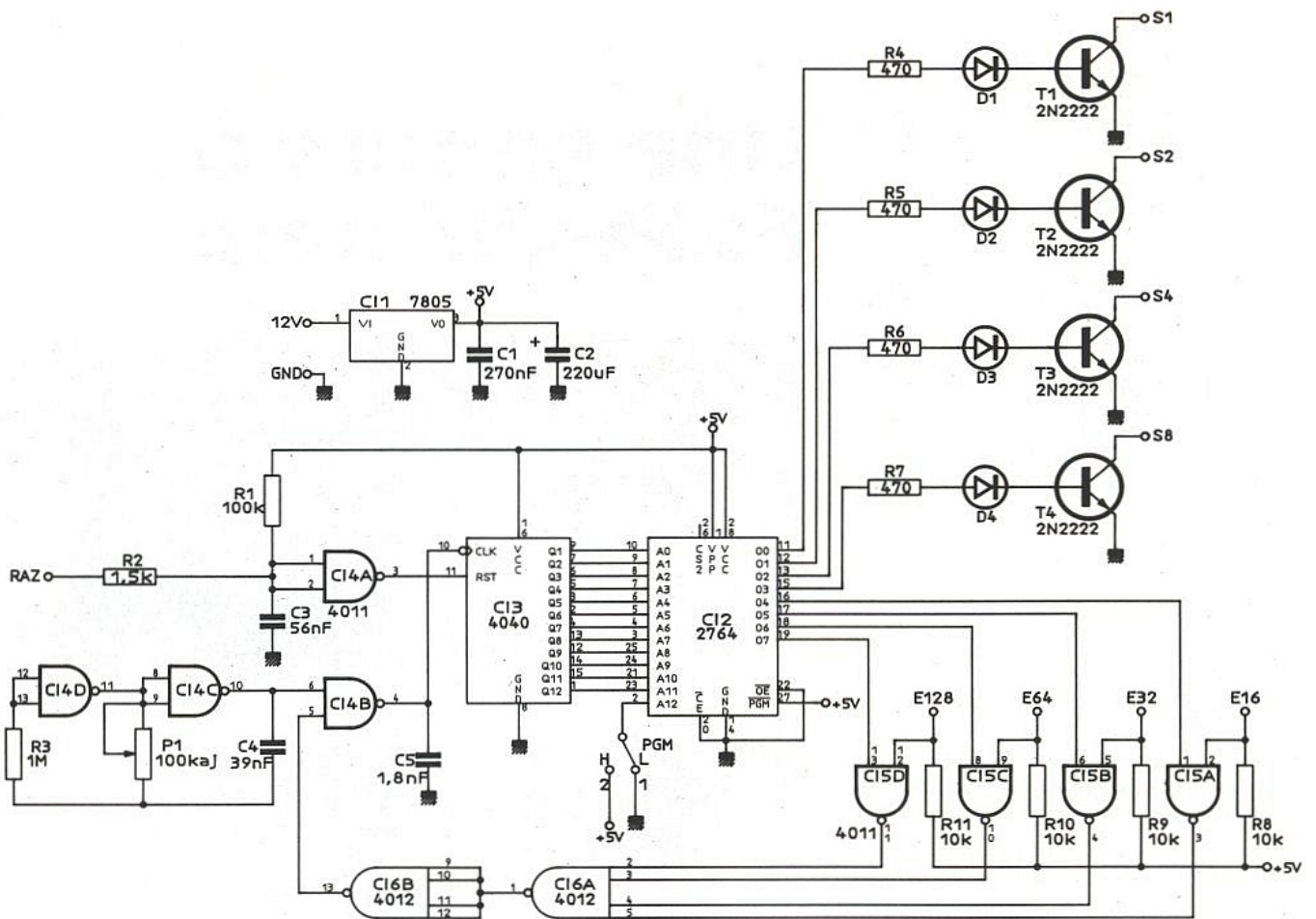


Figure 1

Figure 2

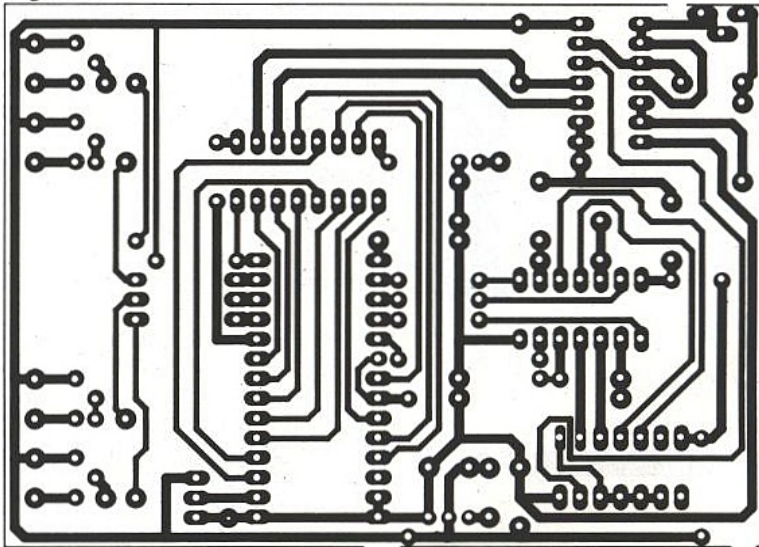
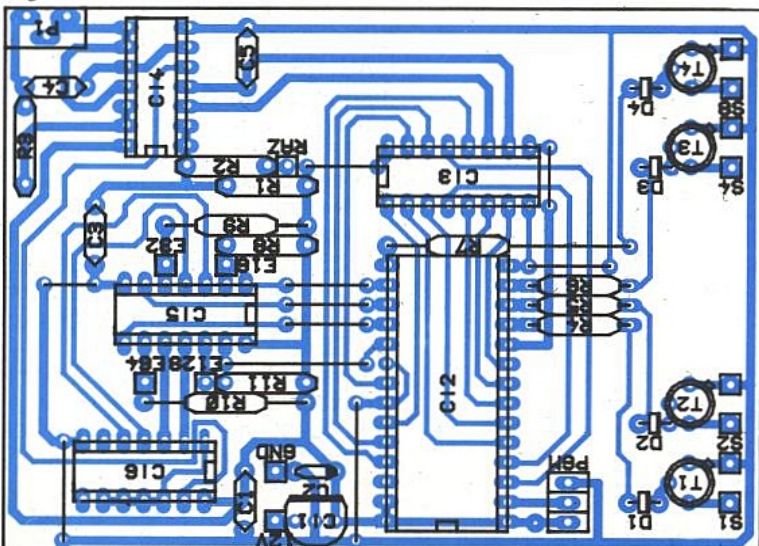


Figure 3



n'est en ajoutant une pastille au circuit imprimé pour faciliter le prélèvement de l'alimentation +5 V.

Nous reproduisons cependant à la **figure 1**, sans commentaires, le schéma de cette carte à l'intention «prendre le train en marche» : ainsi, le présent montage sera-t-il décrit au complet.

Le tracé du circuit imprimé apparaît pour sa part à la **figure 2**, et le plan d'implantation à la **figure 3**. Par rapport aux études précédentes, les nouveautés commencent avec le schéma de la petite carte d'interface, reproduit à la **figure 4**.

Il a fallu, en effet, adapter à l'automate une mémoire dont le brochage diffère sensiblement de celui des télécartes ou de la clef à mémoire utilisée jusqu'à présent, normalisé ISO et rappelé pour mémoire à la **figure 5**.

Mais nous avons tenu à préserver les acquis antérieurs, et une certaine forme de compatibilité a pu être maintenue avec les «sésames» précédents : il a simplement fallu modifier un peu le logiciel de programmation de l'EPROM, ce qui en valait large-

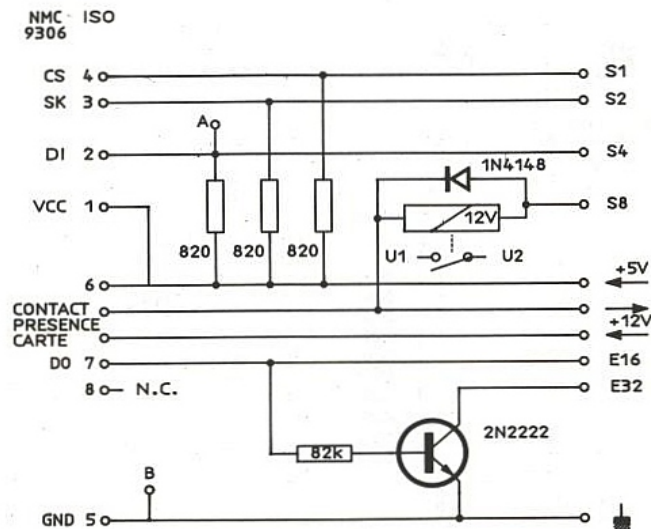


Figure 4

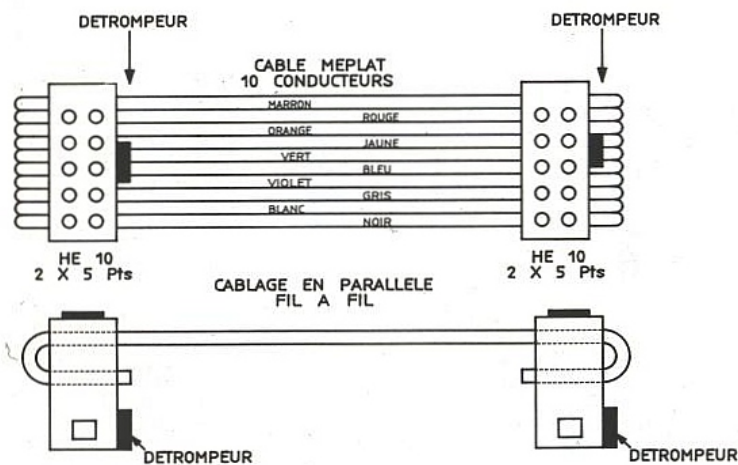


Figure 6

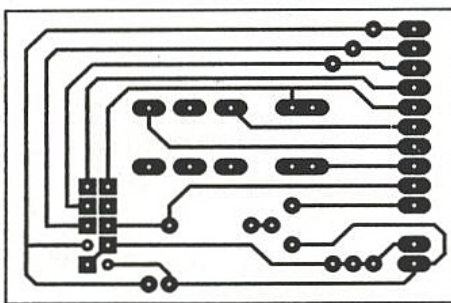


Figure 7

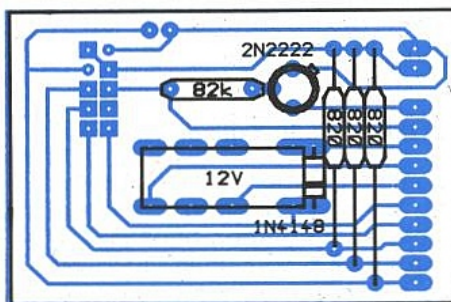


Figure 8

ment la chandelle ! Nous avons également profité de l'occasion pour adopter la connectique que nous avions définie lors de la description d'une «boîte à outils pour cartes à puce» dans notre N° 534, la même d'ailleurs que celle des connecteurs pour clefs à mémoire SEFEA.

Au moyen de simples fiches HE10 à deux fois 5 contacts, serties selon la figure 6 en parallèle fil à fil sur du câble méplat à dix conducteurs, on pourra donc brancher sur ce nouveau circuit d'interface aussi bien un connecteur de carte à puce (vraie ou fausse) à la norme AFNOR ou ISO, qu'un connecteur de clef SEFEA ou encore n'importe quel nouveau type de réceptacle, adapté en conséquence. Nous avons enfin saisi l'occasion pour implanter sur cette carte le relais qui, commandé par l'automate, actionne le contact qui se ferme lorsque la serrure a bien reconnu la bonne clef.

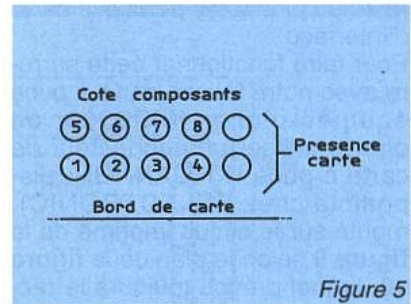
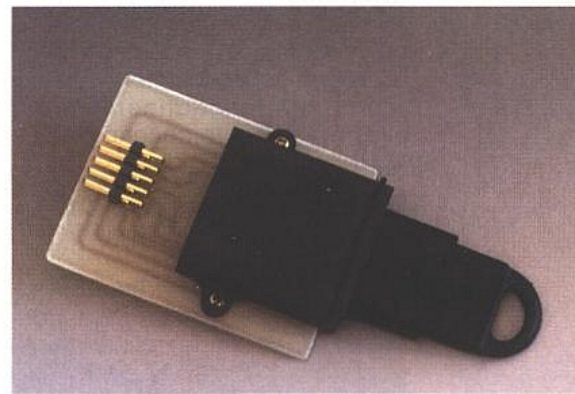


Figure 5

Le circuit imprimé de la figure 7, câblé selon la figure 8, apporte donc une certaine rationalisation à l'ensemble tout en améliorant sa compacité et sa modularité. Le connecteur destiné à recevoir la fiche HE10 sera réalisé avec un tronçon (5 sections) de barrette sécable à doubles picots coudés : le détrompage est alors assuré grâce à l'ergot de la fiche qui, dans le mauvais sens, bute sur le bord de la carte.

Le raccordement de ce module à la carte «automate programmable» ne pose pas de problème particulier : un fil de masse, deux fils d'entrée (E16 et E32), quatre fils de sortie (S1, S2, S4, S8), et deux fils d'alimentation : 12 V coupé par le contact de présence clef, et 5 V revenant de l'automate.

L'alimentation générale (batterie, pile, ou bloc secteur de 12 V environ) sera pour sa part branchée entre la masse et la dernière pastille encore libre : l'entrée du contact de détection de clef.

Ainsi, et comme sur les versions précédentes, la consommation de la serrure est absolument nulle au repos : un fonctionnement sur piles ne présente aucune difficulté.

Le connecteur d'E2PROM

Peu importe le connecteur utilisé, pourvu qu'il assure la correspondance de brochage définie aux **figures 4 et 6**, entre le boîtier DIP de la mémoire et les deux rangées de picots coudés de la carte d'interface.

Pour faire fonctionner cette serrure avec notre fausse carte à puce équipée d'une NMC9306, on pourra utiliser un connecteur de carte à puce ITT-CANNON (disponible chez SELECTRONIC), monté sur le circuit imprimé de la **figure 9** selon le plan de la **figure 10**, lequel prévoit toujours le raccordement par une fiche HE10. Parmi les deux positions prévues, on utilisera la rangée de picots marquée AFNOR (la position ISO ne convient pas à notre fausse carte).

Mais on peut tout aussi bien loger la mémoire dans un connecteur complètement différent : fiche DB9, fiche DIN, ou, beaucoup mieux, le «connecteur intelligent» d'AMPHENOL dont la forme est celle d'un porte-clefs.

La **figure 11** détaille la conception mécanique de la fiche, munie d'un manchon coulissant de protection des contacts, tandis que la **figure 12** donne les dimensions tant de la fiche que de son réceptacle.

Il y a tout juste la place pour loger la NMC9306 dans la fiche, à condition de la monter comme un composant CMS sur le petit circuit imprimé de la **figure 13** impérativement tiré sur du stratifié de 8/10 mm.

La petite carte de la **figure 14**, pour sa part, peut accueillir le réceptacle et à nouveau une barrette sécable à deux fois 5 picots coudés : pas besoin de plan de câblage naturellement, mais attention à ne pas tirer la carte à l'envers, car les connecteurs ne sont pas détrompés !

Comme le réceptacle ne comporte pas de contact de détection de présence clef et qu'il nous en faut un, nous avons prévu deux grosses pastilles carrées pour souder une petite ampoule ILS. Celle-ci sera actionnée par un petit aimant collé dans la fiche, près de l'E2PROM (voir photos). Dans le cas d'un autre type de connecteur, la détection d'enfi-

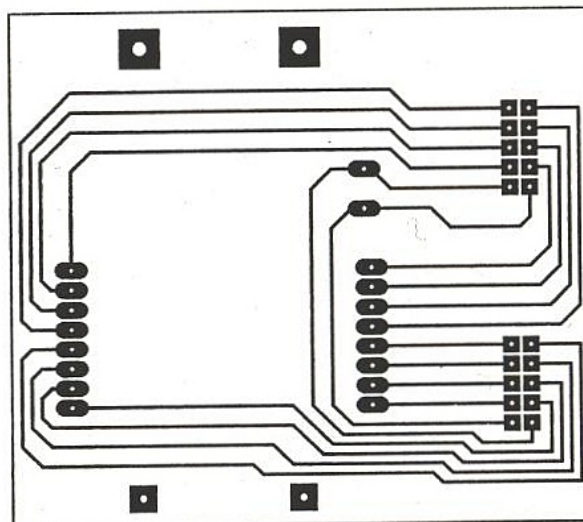


Figure 9

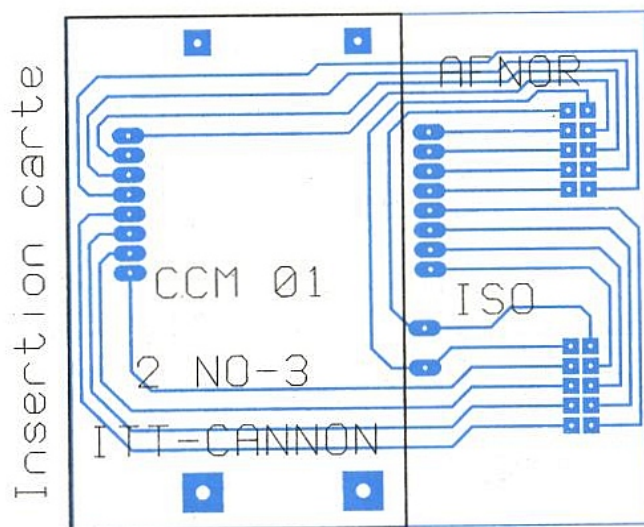


Figure 10

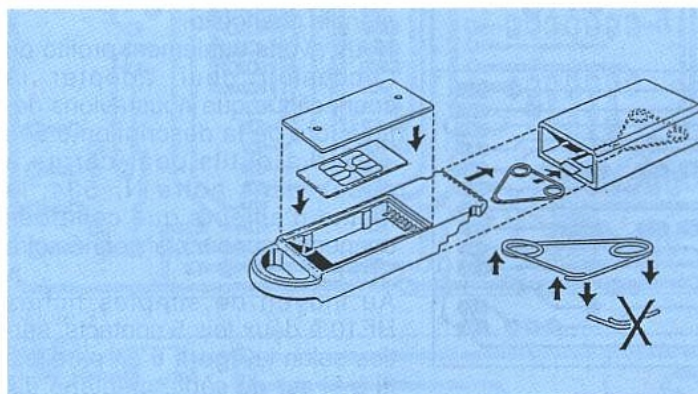


Figure 11

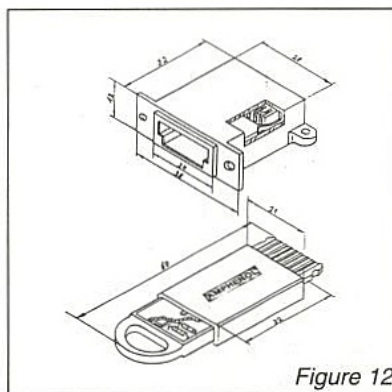


Figure 12

chage pourrait tout aussi bien se faire par pontage de deux contacts inutilisés.

Et un nouveau logiciel

Comme pour les versions précédentes de cette serrure, il s'agit maintenant de personnaliser la clef, et de programmer l'EPROM de l'automate pour que celui-ci puisse la reconnaître.

La programmation de l'E2PROM

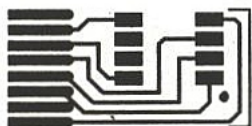


Figure 13

Bord de carte

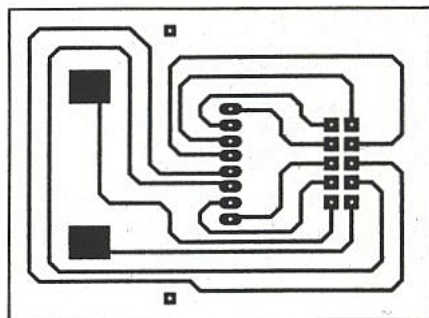
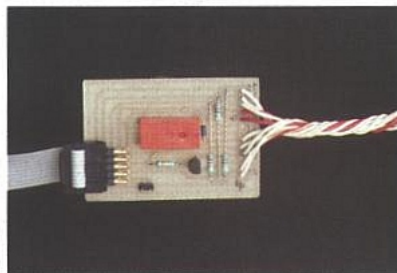


Figure 14



de la clef pourra se faire très facilement avec notre lecteur-enregistreur de cartes à puces et les logiciels déjà publiés pour la «carte à puce à E2PROM» (ERP N°532).

Dans le cas d'un connecteur AMPHENOL, on passera par l'intermédiaire d'une «fausse carte» à la norme AFNOR, reliée à ce connecteur par notre habituel cordon HE10.

La figure 15 reproduit le tracé d'une telle carte, qui avait été malencontreusement remplacé par un autre dans notre article «boîte à outils pour cartes à puce» du N° 534.

On se souvient que la NMC9306 est organisée en 16 registres de 16 bits chacun, mais il est clair que pour notre application, la reconnaissance d'un seul suffit amplement (cela correspond à 65536 codes possibles !)

Moyennant quoi, le programme SERE2PR.BAS de la figure 16 suffit pour construire le fichier de programmation de l'automate, à partir du fichier représentant le contenu de la clef.

Le format de ces fichiers est conforme aux conventions que nous utilisons depuis longtemps dans nos études :

- Format «.CAR» pour les cartes à puce et les E2PROM série (bits individuels à 1 ou à 0 en mode texte ASCII), compatible avec n'importe quel éditeur de texte.

- Format «.ROM» pour les EPROM (suite d'octets exprimés en décimal et enregistrés en mode texte ASCII).

Le cas échéant, des utilitaires très simples suffiraient pour convertir ces fichiers dans d'autres formats (par exemple binaire).

La marche à suivre pour mettre la serrure en service sera donc la suivante :

- Programmer un registre de l'E2PROM (fausse carte ou clef) avec un mot de 16 bits librement choisi, en passant par l'intermédiaire d'un fichier «.CAR» travaillé avec un éditeur de textes.

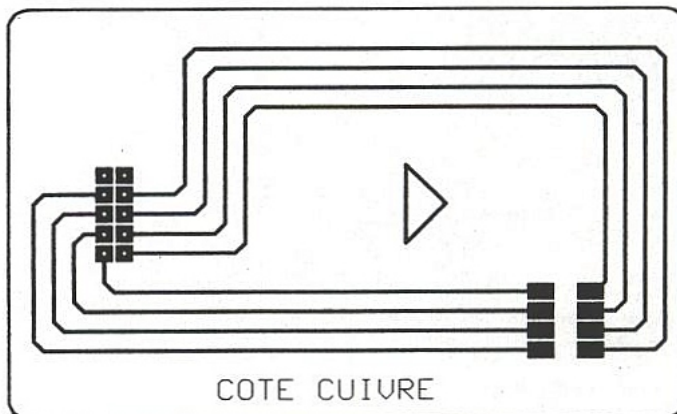


Figure 15

CAO sur PC/AT et compatibles	ACHETEZ UN LOGICIEL COMPLET ET COHERENT "ISIS DESIGNER+" 4990 F ht "ARES AUTOROUTE" 5750 F ht EN PROMOTION: les 2 ensemble 8950 F ht "Isis D+ avec AresAutoroute"	COMMENT ECONOMISER SANS COMPROMIS ?
"ISIS" & "ARES" logiciels de saisie de schéma et d'autoroutage de circuits imprimés sur PC AT		
ISIS DESIGNER+ Professionnel Saisie de schéma multifeuilles. Tailles A0 à A4 et "user". Tracés automatique des fils. Ecrans EGA/VGA/SVGA Annotation et Génération automatique des références Génération automatique de netlists exportables Fichiers schémas exportables vers logiciels de PAO Bibliothèques de symboles extensibles par l'utilisateur Sorties imprimantes matricielles et Lasers, Gerber, HPGL, PostScript, NCdrill, BMP, IMG, DXF. Rapports et listes des nomenclatures. Gère des C.I. multi-couche Passerelle directe à ARES si celui-ci est installé. Facile à utiliser, rapide à apprendre. Demo sous forme de cours CAO. Essayez et vous serez convaincus !!!	ARES AUTOROUTE Professionnel Routage manuel et automatique de circuits-imprimés. Multistratégies. Multicouches (10). CMS et standard PEUT AUSSI AUTOROUTER SUR SIMPLE FACE ! Peut importer des netlists d'autres logiciels de saisie. Utilise les mêmes icônes et manipulations que ISIS... Affichages et calculs rapides (code en assembleur) Support d'écrans, souris, comme ISIS. Reçoit directement par une passerelle des netlists de ISIS si celui-ci est installé. Génération de plans de masse. Fonction Gerber File View intégré. Support EMS. Cartes 76cm x 76cm maxi. Permet de travailler hors-grille. Test automatique des interconnexions etc	
BON DE COMMANDE DISQUETTE DEMO "ISIS/ARES" AVEC MANUEL EN FRANÇAIS Ci-joint mon chèque de 150 Frs TTC franco (c'est gratuit aux professionnels et Lycées) NOM: Société Format désiré: 3,5"/5,25" ADRESSE:	Multipower 22, rue Emile Baudot 91120 PALAISEAU FRANCE Tél. : (33) 1.69.30.13.79 Fax : (33) 1.69.20.60.41 Téléc : 603 103 F	
DISTRIBUTEUR EXCLUSIF DE LABCENTER ELECTRONICS		


```

10 REM ----- SERE2PR.BAS -----
20 CLS:PRINT"Nom du fichier .CAR à utiliser ?"
30 INPUT N$:C$=N$+".CAR":R$=N$+".ROM"
40 OPEN C$ FOR INPUT AS #1
50 CLS:PRINT"NUMERO DU REGISTRE A TESTER ? (0 à 15)"
60 INPUT R:IF R>15 THEN 50
70 B8=0:B4=0:B2=0:B1=0:X=16*R
80 IF R>7 THEN B8=1:R=R-8
90 IF R>3 THEN B4=1:R=R-4
100 IF R>1 THEN B2=1:R=R-2
110 B1=R
120 CLS:PRINT"----- Création fichier ";R$;" en cours -----"
130 OPEN R$ FOR OUTPUT AS #2
140 FOR F=1 TO 128
150 PRINT#2,7;
160 NEXT F
170 GOSUB 380:GOSUB 380:GOSUB 380
180 GOSUB 380:GOSUB 390:GOSUB 390
190 GOSUB 380:GOSUB 380:GOSUB 380
200 B=B8:GOSUB 400
210 B=B4:GOSUB 400
220 B=B2:GOSUB 400
230 B=B1:GOSUB 400
240 IF X=0 THEN 280
250 FOR F=1 TO X
260 INPUT#1,B
270 NEXT F
280 FOR F=1 TO 16
290 INPUT#1,B
300 IF B=0 THEN PRINT#2,6;4;22;
310 IF B=1 THEN PRINT#2,6;4;38;
320 NEXT F
330 PRINT#2,255;
340 CLOSE
350 CLS:PRINT"LE FICHIER ";R$;" EST DISPONIBLE"
360 PRINT"pour programmer la 2764":BEEP
370 END
380 PRINT#2,6;4;6::RETURN
390 PRINT#2,2;0;2::RETURN
400 IF B=0 THEN GOSUB 380
410 IF B=1 THEN GOSUB 390
420 RETURN
430 REM (c)1992 Patrick GUEULLE

```

Figure 16

```

10 REM ----- SERRCART.BAS -----
20 CLS:PRINT"Nom du fichier .CAR à utiliser ?"
30 INPUT N$:C$=N$+".CAR":R$=N$+".ROM"
40 CLS:PRINT"La carte contient 256 bits: 1 à 256"
50 OPEN C$ FOR INPUT AS #1
60 PRINT:PRINT"-----"
70 PRINT:PRINT"      Zone fabricant: 1 à 96"
80 OPEN R$ FOR OUTPUT AS #2
90 PRINT:PRINT"      Zone des unités: 97 à 256"
100 PRINT:PRINT"-----"
110 PRINT:PRINT"Premier bit à tester ?"
120 INPUT D
130 IF D<1 OR D>255 THEN CLS:GOTO 110
140 PRINT:PRINT"Dernier bit à tester ?"
150 INPUT F
160 IF F<=D OR F>256 THEN CLS:GOTO 110
170 CLS:PRINT"----- Création fichier ";R$;" en cours -----"
180 FOR G=1 TO 100
190 PRINT#2,7;
200 NEXT G
210 PRINT#2,5;7;7;7;
220 FOR G=1 TO D-1
230 INPUT#1,B
240 PRINT#2,6;4;
250 NEXT G
260 FOR G=D TO F
270 INPUT#1,B
280 IF B=0 THEN PRINT#2,22;4;
290 IF B=1 THEN PRINT#2,38;4;
300 NEXT G
310 PRINT#2,139;
320 CLOSE
330 CLS:PRINT"----- LE FICHIER ";R$;" EST DISPONIBLE -----"
340 END
350 REM (c)1992 Patrick GUEULLE

```

Figure 17

- Soumettre ce fichier «.CAR» au logiciel SERE2PR.BAS qui construira un fichier «.ROM» de même nom.

- Programmer la moitié d'une 27C64 avec ce fichier «.ROM».

- Monter cette EPROM sur la carte «automate», positionner son cavalier de façon à sélectionner la bonne moitié de l'EPROM (deux programmes distincts peuvent cohabiter), et essayer la carte ou la clef : elle doit être reconnue et donc faire coller le relais.

Il est important de remarquer qu'une seule et même carte ou clef peut être programmée pour un maximum de 16 serrures différentes (une par registre) : à tout moment, on pourra lui donner ou lui retirer l'autorisation d'actionner l'une quelconque de celles-ci !

Compatibilité avec les télécartes et les clefs SEFEA

Comme promis, voici la marche à suivre pour utiliser cette même serrure et son nouveau circuit d'interface, avec les télécartes et les clefs à mémoire SEFEA.

Compte tenu des modifications apportées au circuit d'interface (nécessaires à son bon fonctionnement avec les E2PROM), la programmation de l'EPROM de l'automate doit se faire différemment.

Nous avons écrit pour cela le nouveau logiciel de la **figure 17** : baptisé SERRCART.BAS, il remplace dorénavant le programme SERRCARTE.BAS utilisé pour programmer notre première serrure à télécarte, et réutilisé depuis avec les clefs à mémoire SEFEA.

Ainsi, le présent montage est donc bel et bien compatible avec toutes les clefs électroniques avec lesquelles nous avons jusqu'à présent fait expérimenter nos lecteurs.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Carte automate μ

Résistances

P₁ : 100 k Ω AJ
R₁ : 100 k Ω
R₂ : 1,5 k Ω
R₃ : 1 M Ω
R₄, R₅, R₆ et R₇ : 470 Ω
R₈, R₉, R₁₀ et R₁₁ : 10 k Ω

Circuits intégrés

IC₁ : 7805
IC₂ : 2764
IC₃ : 4040
IC₄ et IC₅ : 4011
IC₆ : 4012

Condensateurs

C₁ : 270 nF
C₂ : 220 nF
C₃ : 56 nF
C₄ : 39 nF
C₅ : 100 nF

Circuits intégrés

D₁, D₂, D₃ et D₄ : DEL
T₁, T₂, T₃ et T₄ : 2N 2222
PGM : SW SPDT

PREDAT-AC

Préampli pour DAT (2)

Le mois dernier nous avons commencé la construction d'un préampli portatif, destiné à remplacer les entrées « micro » d'un DAT, camescope, ou magnétophone à cassette.

A la fin de ces lignes, chacun sera en mesure de partir dans la nature avec PREDAT en bandoulière, ne serait-ce que pour écouter les bruits qui nous entourent : un ou deux micros et un casque 600 ohms suffisent. Expérience passionnante !



Comme au cinéma

Après s'être battu pendant près de 3 mois avec cette réalisation à la mécanique délicate, votre serviteur s'est enfin trouvé prêt à aller sur le terrain pour profiter - enfin - de son travail. Un SHOEPS chaudement habillé d'une généreuse bonnette, un casque sur les oreilles et PREDAT dans le blouson, l'aventure pouvait commencer. C'est alors que s'est imposé une utilisation de ce système, à laquelle nous n'avions pas songé au départ : son autonomie est idéale pour faire des repérages de plans sonores.

Comme un cinéaste regarde une scène au travers d'un objectif avant de la tourner, le preneur de son peut très facilement avec PREDAT déterminer la position idéale des (ou du) micros, sans pour autant se charger de la caméra, du camescope ou du magnétophone. Ceci est valable aussi - bien entendu - pour une prise qui sera faite ensuite avec une console. Ainsi, en entrant dans un lieu inconnu, il est possible immédiatement (avant même d'installer quoi que ce soit) de se faire une idée précise du ou des emplacements les plus intéressants à retenir. Par exemple, avant de monter des perches, de tirer des câbles, etc., on peut sa-

voir très vite ce que donnera une prise depuis la chaire (dans une église), depuis le sommet du clocher ou encore du fond de la crypte ! Un tel équipement permet donc des écoutes aisées et instructives : inutile de rappeler que ce qu'un microphone capte n'est pas souvent identique à ce que nos oreilles « entendent » ?

Par ailleurs, les bruits de la vie sont passionnants à « regarder » au travers de l'objectif « microphone ». Pour vérifier l'action d'un filtre coupe-haut par exemple, rien de tel que les coups de marteau d'un tailleur de pierre à 40 mètres de distance : on a l'impression d'avoir fait un zoom sur ce bruit, tout en gardant le « recul » et la couleur générale des autres sons environnants.

Bref, vous l'avez compris, en promenade avec PREDAT nous ne nous sommes pas ennuyés, et attendons impatiemment - entre autres - les « silences » d'une ville de province, la nuit, sous la neige... Le fait d'écouter seulement (sans se préoccuper d'une bande qui risque de saturer ou du souffle d'un support qui détruira les ambiances les plus fragiles) est une source de joie rare. Mais pour en goûter, il faut un outil performant et PREDAT (avec des micros et un casque de qualité, et

des oreilles disponibles) est parfaitement adapté.

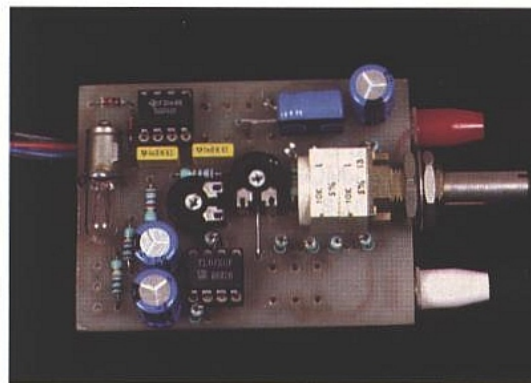
Avant d'en profiter, il reste quelques étapes à franchir - pas toujours très joyeuses - mais cette construction devrait toutefois surprendre agréablement au bout du compte !

SCHEMA

On peut voir **figure 1** le reste de l'électronique à installer pour que la machine soit complète. A priori il n'y aurait pas de quoi y passer ne serait-ce qu'une nuit, mais nous constaterons que la mise en boîte n'est pas des plus simples, même si nous avons fait tout ce qui était en notre pouvoir pour li-

sorties : sur XLR ou sur jack stéréo 3,5mm.

Un inter (SW8) se charge d'une double action: alimenter un petit oscillateur et le raccorder en mono aux deux amplis finaux. Il est en effet pratique de disposer d'une source de référence connue, afin de calibrer les indicateurs du récepteur. C'est donc un oscillateur à pont de Wien classique, stabilisé grâce aux propriétés du filament d'une lampe à incandescence qui a été retenu, et dont la fréquence délivrée «tourne» autour de 700 Hz, compromis entre le traditionnel 1000 Hz qui arrache les oreilles et les 400 ou 200 Hz que nous préférons nettement.



Carte oscillateur.

d'injection. Tout semblait simple sur la première mouture, mais force a été de constater que pendant le temps d'établissement (à l'allumage) de très sérieuses

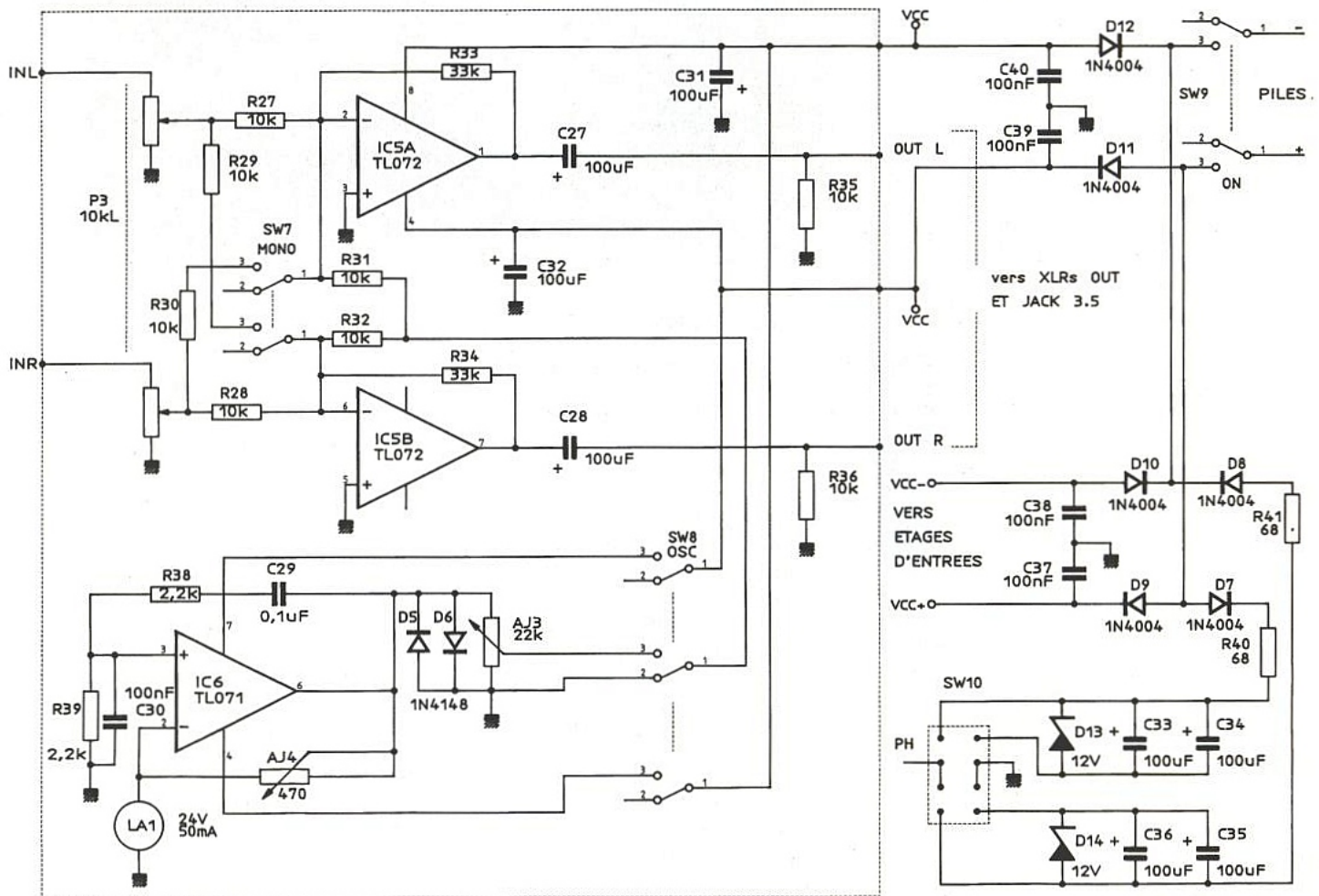
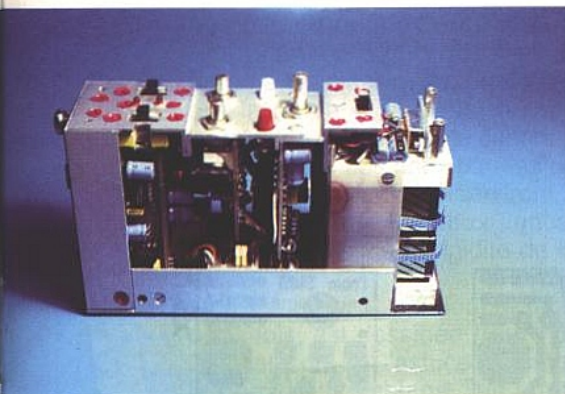


Figure 1

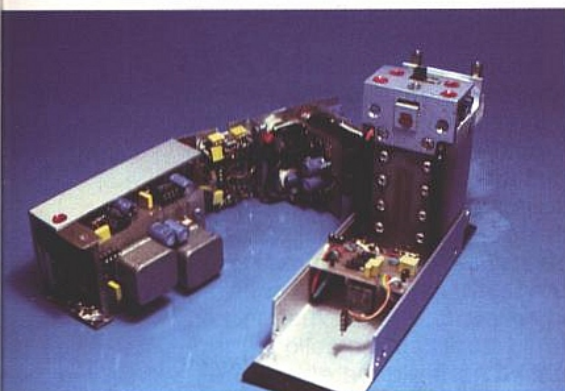
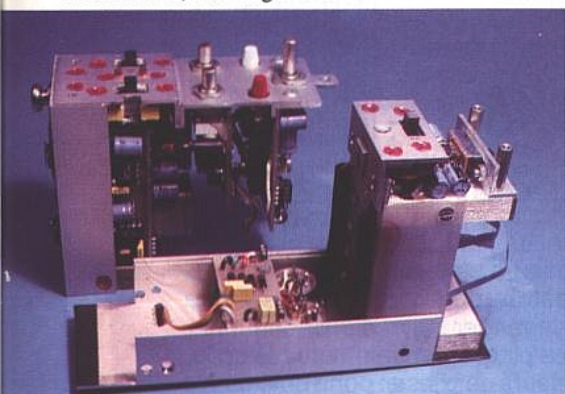
vrer les moindres secrets. Les deux voies précédemment amplifiées et individuellement dosables, sont reprises par le potentiomètre P3 dit «général». Suivant la position de SW7, on disposera d'un mélange mono ou des deux voies séparées. Comme on peut le constater, un gain de 10 dB (voies séparées) est donné au final dans IC₅, dont les sorties sont exploitées sans autre forme de procès pour attaquer le récepteur. Un choix est offert pour ces

Cette section toute simple a pourtant posé bien des problèmes de mise au point. En effet, la règle pour un appareil alimenté par batteries est d'économiser l'énergie au maximum, et de ce fait exclure les gadgets du genre LED témoin, oscillateur alimenté en permanence, éclairage, etc. Il fallait donc désalimenter totalement l'oscillateur de référence au repos, et SW8 a été prévu de sorte qu'il puisse, outre couper les alims, boucler au 0V le mélange mono

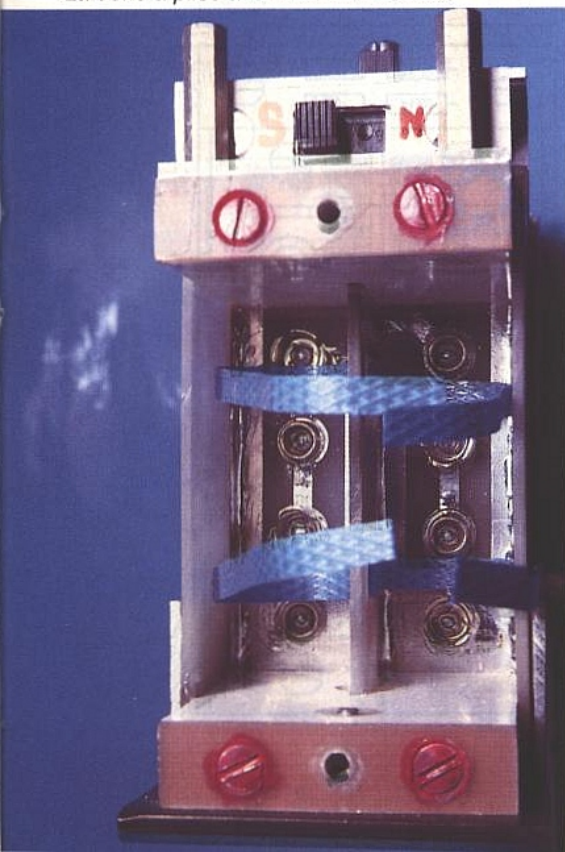
overdoses d'amplitude pouvaient déplaire aux VUs de certains récepteurs. Il a donc fallu intervenir pour calmer le jeu, et D5 + D6 ont tout changé: en écrétant les dépassements abusifs, elles ont accéléré de ce fait le temps de stabilisation du montage, et modifié considérablement le comportement du système jusqu'à le rendre utilisable. Ce n'était pas le cas avant, et certaines photographies montrent encore la première carte OSC «adaptée». Bien en-



L'ensemble, habillage ôté.



La boîte à piles avec l'accès à SW10.



tendu le circuit imprimé a été refait à votre intention.

A noter quand même un petit défaut de PREDAT: la mise en route de l'oscillateur ne coupe pas les modulations présentes sur les entrées. Ces dernières viennent alors se mélanger au 700 Hz, et ce n'est pas très sérieux. Il faudra donc mettre le potentiomètre général (P_3) à zéro pour s'assurer une note pure. En fait, on ne passe pas son temps avec l'oscillateur, et en général une fois les machines calibrées il n'y a plus à y toucher.

A ce sujet on remarquera que la mise en route de l'oscillateur se fait pour SW8 levé. Ainsi, au repos SW8 est enfoncé ce qui laisse un peu plus de place pour passer les doigts. Cette méthode a également été adoptée pour SW7: on est en stéréo enfoncé, et en mono levé.

La distribution des alimentations est très simple: SW9 lie le montage au couplage de 4 piles 9V. Par le chemin D_{11}/D_{12} on alimente la carte OSC, par D_9/D_{10} les étages d'entrées, et par D_7/D_8 les sources d'alim phantom. SW10 fera le choix: phantom 12 V avec positif ou négatif à la masse, ou encore coupure totale. Mécaniquement, cet inter est soigneusement placé, car sa manipulation ne doit pas pouvoir être accidentelle. Il a donc été retenu de le «cacher» dans la boîte à piles: il suffira d'ouvrir la trappe pour y accéder, ainsi il ne devrait y avoir aucun risque.

Pendant qu'on parle des piles, un choix délibéré a été fait quant à leur contrôle de charge: RIEN... A cela plusieurs raisons: ayant 4 piles avec point milieu à vérifier, l'indicateur n'aurait pas été très simple à mettre en œuvre (et en place), ou alors tout à fait ridicule. Chacun sait en effet que dans un jeu de batteries ou de piles, il y a toujours un vilain petit canard qui se décharge avant tout le monde. Aussi, à moins de faire un test élément par élément pour savoir «où on en est exactement», le réflexe sur le terrain est de tout changer. L'auteur a donc pensé qu'il était plus judicieux de partir avec dans la poche un jeu de batteries de rechange, et un testeur de pile (certains multimètres ordinaires et peu coûteux disposent de cette fonction), plutôt que d'engorger PREDAT d'une logique de contrôle interne complexe et sans grand intérêt. Mieux vaut encore retirer les piles quand on ne se sert pas de l'objet - et au moment

de les mettre en place, les contrôler -, avoir un jeu de rechange pour balance et prise, bref s'organiser pour ne pas partir avec un paquet de biscuits vide...

L'autonomie de PREDAT est bien difficile à déterminer: avec phantom ou sans (et quels micros?), oscillateur commandé souvent et longuement, LED over en saturation permanente, type de batteries ou de piles, etc.? Tout ce que l'auteur peut dire à ce sujet, c'est qu'avec un jeu de piles MAZDA ultra plus, il a procédé à des mesures de labo (over, osc,...) pendant environ deux heures (sans alim phantom). Puis il est parti sur le terrain pendant encore deux heures avec un seul Shoeps ORTF (+ à la masse, assez gourmand) et un casque HD430 comme seul récepteur (200 Ω). Pas besoin d'oscillateur pour cette balade! A ce stade le jeu de piles est encore actif: OK pour un repérage, mais à déconseiller pour une prise importante (intuition...).

Certains auraient peut-être espéré également une entrée pour alim extérieure, mais une fois encore le «maître d'œuvre» a tranché: NON. Et puis il y a des idées à suivre: se fabriquer une trappe «spéciale» afin d'y prévoir un tel raccord, ou encore envisager une alimentation secteur complète qui vienne remplacer la trappe actuelle... A voir!

REALISATION

On va commencer doucement: **figure 2** est donné le circuit imprimé et l'implantation de PREDATOS. Attention SW7 et 8 sont à souder côté cuivre, et les photographies détaillent certaines particularités (C_{32} couché-collé, sorties alim sur SW8, nappe + connecteur pour rejoindre P_3 , etc.).

Le second circuit imprimé est visible **figure 3**. Il est chargé d'assurer une partie de la distribution des alims, comme son nom l'indique: PREDISTR. Son rôle exact est de recevoir les lignes provenant de la boîte à piles et de proposer une connectique pour ALIM OSC, ALIM (phantom sélectionnée comprise) pour PREDAT1, et de servir également de relais élégant entre OUT OSC et les XLRs+ jack.

Toutes ces «complications» ont pour but de simplifier la maintenance au maximum, et de désosser PREDAT en un temps record:

Les clips des piles ont été soigneusement démontés de canards à fils classiques, puis rivés sur la carte et soudés sur les bandes de cuivre pour la continuité électrique. Les deux bandes de cuivre de chaque côté serviront à lier par soudure les deux flancs, participant ainsi à la rigidité de la boîte.

Une 7^{ème} carte, en double face cette fois, est dessinée **figure 5**. C'est elle qui est l'astuce principale de cet assemblage : en effet, elle va permettre de reporter les tensions sur le haut de la boîte, mais également de mettre en place un système d'extraction des piles particulièrement simple et performant.

Chacun sait en effet que les boîtes à piles proposent en général une introduction aisée de ces dernières, mais pour l'extraction ce n'est souvent pas aussi simple : si on a oublié de sortir la languette textile avant d'engager les piles, on est piégé et c'est d'habitude un ongle qui est condamné à se sacrifier.

Pour la 6F22, c'est encore plus complexe, et un couplage lâche par canards à fils était à exclure : c'est traditionnellement quand on est pressé qu'un fil casse ! Il a donc fallu inventer une méthode nouvelle et la moins encombrante possible. Les séries de petits trous visibles sur la carte sont destinées à pratiquer dix rainures parallèles dans lesquelles vont passer deux lanières chargées de tirer les piles par dessous. La lanière textile souple était exclue pour les raisons invoquées précédemment. C'est alors que nous

avons pensé à utiliser ces bandes de plastique très solides et qui servent de cerclages pour les colis. En général elles sont de couleur bleue, mais on en trouve des blanches et des transparentes, de largeurs diverses. N'ayant sous la main que de la large, nous avons taillé des bandes de 4 mm avec des ciseaux solides, puis - suivant un parcours très précis que nous précisons tout à l'heure -, avons passé ces bandes dans les fentes prévues dans le CI central, de sorte qu'elles viennent tout naturellement couler sous les 4 piles (entre les clips) et remonter le long des flancs pour sortir enfin de quelques centimètres vers la trappe d'accès. Et voilà une super boîte pour 4 piles de 9 V, équipée d'extracteurs parfaits !

Encore faut-il la fixer dans notre coffret. **Figure 6** nous avons tracé une coupe partielle de cette section. On peut voir deux petites plaques de PVC de 10 mm d'épaisseur venant rigidifier l'ensemble et permettant :

- 1- de visser la boîte sur la plaque de fond ;
- 2- de porter sur tranche les écrous prisonniers de la trappe ;
- 3- d'offrir à la partie supérieure un nouveau plan de travail, prêt à recevoir des composants tels que SW9, SW10 et quelques autres câblés sans CI ;

4- de servir de plan de reprise pour fixer la contre-face avant (ou supérieure).

Regardez attentivement les photographies et vous constaterez que c'est plus facile à faire qu'à expliquer ! Mais la solution est payante, car toute la section «énergie» : mise en route, plus sélection d'alim phantom, est totalement autonome et se contente d'un volume de 46 x 94 x 56 mm (trappe comprise), soit 0,24 dm³ ! Elle nous en a fait «baver» avant d'être parfaite (et c'est peu dire car parfois votre serviteur était proche du découragement total), mais maintenant qu'elle est au point, elle pourra servir d'exemple. Rien n'interdirait d'ajouter 2 piles de plus (c'est un jeu d'enfant) et de disposer de 54 V dans un volume très raisonnable, avec une régulation à 48 V interne...

Pour sourire un instant (tout en restant utile), il faut signaler que certains «accessoires» photographiques ont des particularités très intéressantes. En voici une :

Les boîtes rectangulaires longues dans lesquelles on reçoit les diapositives, sont des «boîtes à piles» géniales pour le bricoleur : constituées de 3 compartiments idéalement adaptés pour accepter chacun 3 piles de 9 V, on peut disposer de 81 V dans un volume ridicule. A noter que c'est idéal

Figure 5

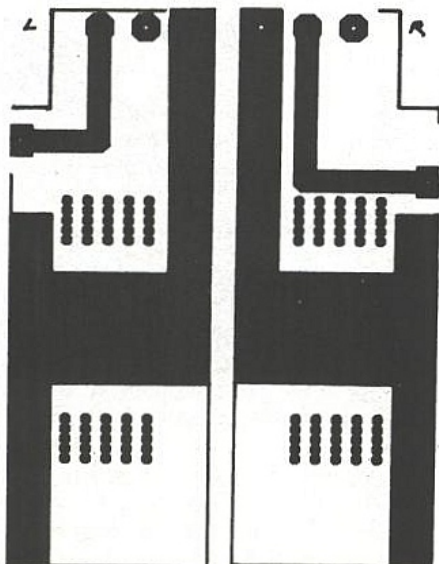
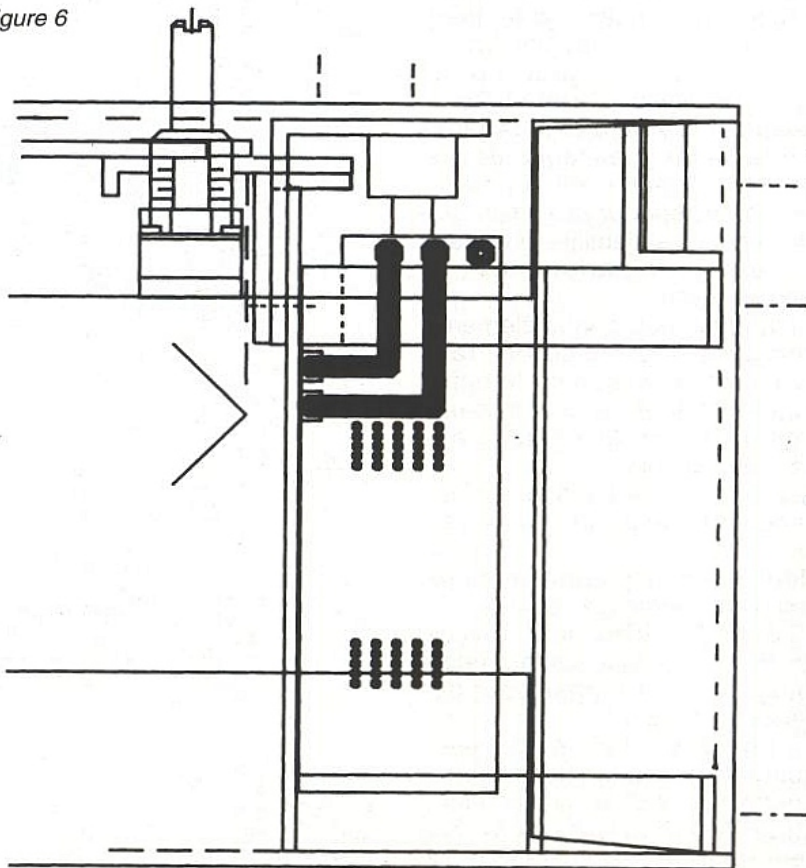


Figure 6



pour transporter en toute sécurité des 6F22 de rechange. Prévoir un bracelet élastique pour la fermeture...

Passons à la **figure 7** qui détaille échelle 1/2 six pièces à tailler dans du U d'alü de 25 x 50 x 25. La première, appelée équerre phantom est à usiner pour porter SW10. La seconde va servir de verrou et autoriser un désassemblage déroutant de facilité, mais portera également P3 et viendra se river dans la dernière pièce réalisée le mois dernier. Un très léger rebord (2 mm environ) est utilisé pour interdire toute rotation à la carte OSC. Cette dernière n'étant fixée que par P3, il fallait se garantir une immobilisation parallèle. La troisième pièce va venir se fixer sur le CI du fond de la boîte à piles et dans la plaque supérieure en PVC, porter l'inter SW9, l'écrou nécessaire au verrou, et tenir le support de ce dernier. Contrairement à la maquette photographiée, le support de verrou, désormais plus haut, vient se visser au niveau du PVC (voir coupe figure 6).

La trappe amovible a vu ses ailes limées afin se pouvoir s'introduire en toute facilité dans son logement. La vis dessinée au-dessus est réservée à la seconde attache de guitare, et fait le pendant avec celle mise en place le mois dernier. En outre, on dispose ainsi d'une «poignée» pour extraire la trappe ! La dernière pièce dessinée est la plaque de fond sur laquelle on fixera la boîte à piles, les XLRs mâles et le jack 6,35. Attention, il y aura des usinages sur les ailes (passages de vis, tenue de l'étage d'entrée) mais il faudra se reporter aux photographies pour les identifier et les faire correspondre parfaitement de pièce à pièce.

Il manque encore trois éléments, non dessinés : la contre-face avant, et les flancs de la boîte. Pour la contre-face, on s'inspirera très fortement des cotes de la gouttière de fond...

Les usinages seront à faire à partir du décor de façade donné plus loin.

Nous n'avons pas indiqués les cotes des morceaux de PVC: 50 x 43,8 mm (l'intérieur du U d'alü est de 46 mm, auxquels il faut retirer deux fois 16/10, épaisseur des flancs en époxy).

La **figure 8** est assez détaillée pour mieux cerner l'assemblage. Toutes les liaisons circuits imprimés/PVC seront faites par vis fraisées, têtes plates, pour Novopan.

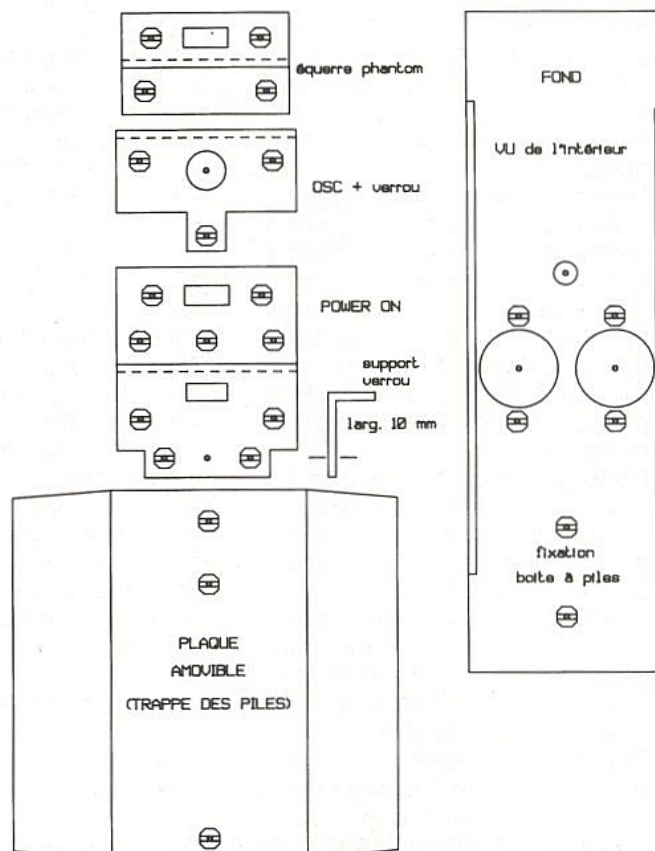


Figure 7

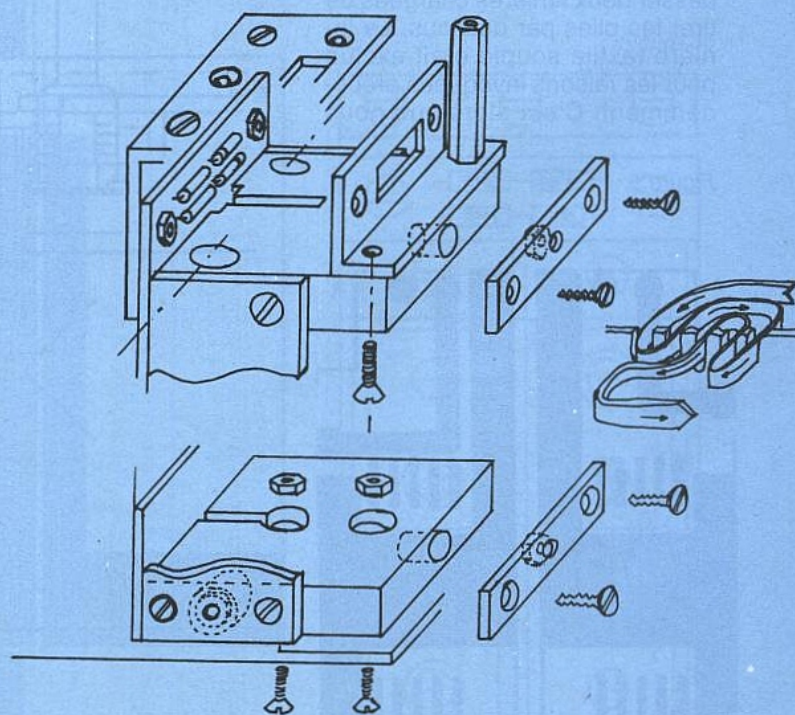


Figure 8

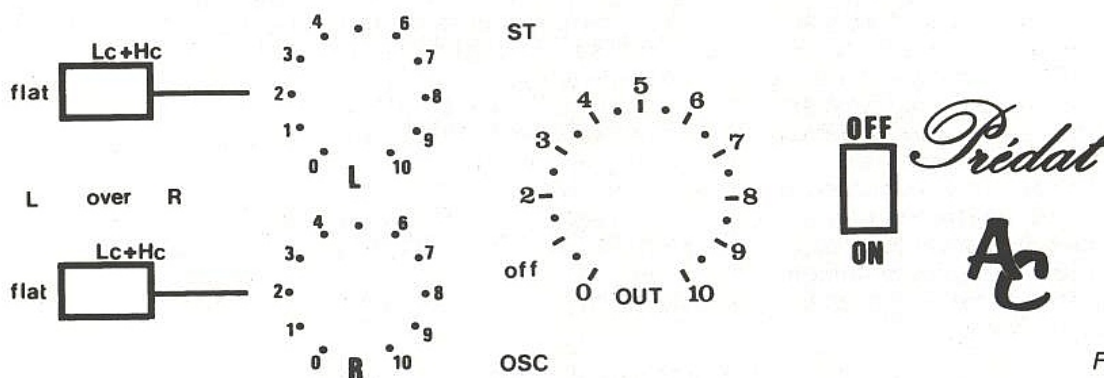


Figure 9

Les contours des figures 9 et 10 ne sont pas tracés (éch. 1).

Il faudra procéder à des lamages dans la tranche du PVC afin que les écrous prisonniers puissent s'y loger ainsi que les vis qui viendront les épouser (1 10 mm).

Les écrous destinés à assurer la fixation de la boîte au U de fond, devront être noyés. Il faudra donc faire un lamage et figer les écrous dans l'Araldite, mais attention : ce que nous appelons PVC (pour aller vite) est en fait du Komacel, et ce matériau est mou à cœur. Aussi est-il vivement conseillé de placer une rondelle sous les écrous afin d'éviter à ces derniers de s'enfoncer.

A la partie supérieure, on remarquera deux trous percés en biais et destinés à sortir les fis. Les décrochements pratiqués dans la pièce «POWER ON», (figure 7) sont prévus pour les laisser passer.

Le dessin indique enfin le trajet à respecter pour les languettes d'extraction des piles : il faut en effet que les sorties soient les plus basses possibles pour ne pas poser de problème à l'engagement, mais pas trop toutefois pour lever suffisamment, à l'extraction.

Liaisons électriques et mise en route

Nous vous laisserons l'initiative de retrouver le câblage traditionnel des quelques composants à souder dans le haut de la boîte : C₃₃ à C₃₅, D_{7/8/13/14}, R_{40/41}, SW9 et 10, et de sortir les fils utiles à PREDISTR soit +/-masse et phantom/masse.

Le test de l'oscillateur se fera sur table : par AJ4 on cherchera le point d'oscillation, et avec AJ3 à obtenir en sorties +4 dBm, soit 1,23V.

Le câblage du jack et des XLRs sera reporté à PREDISTR pour que les sorties d'OSC profitent du connecteur, enfin les alims d'OSC

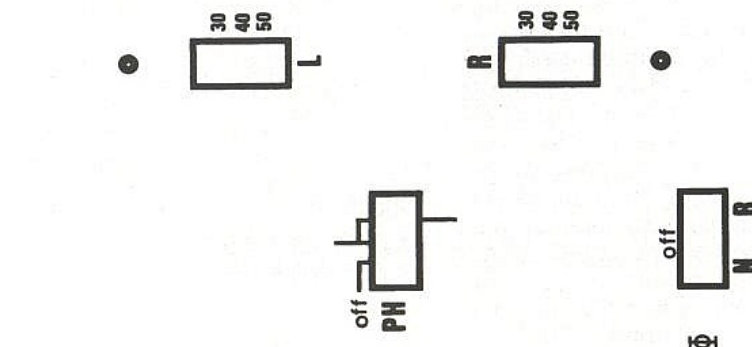


Figure 10

seront à prendre sur SW8, toutes les autres cosses ayant été coupées à ras.

A ce stade, après vérification des polarités voulues sur PREDISTR, il est permis de raccorder les blocs et de procéder aux premières écoutes. L'absence de contre-façade et d'habillage latéral n'est pas un problème : le montage est aussi solide ouvert que fermé, et totalement opérationnel. C'est d'ailleurs dans cet état que PREDAT a fait sa première sortie dans le monde, caché toutefois sous un blouson pour le protéger (comme son maître...) des intempéries.

A titre purement indicatif, les réglages moyens pour le Shoeps étaient : gain 40 dB, potentiomètres de voie et général aux 2/3 (mono), pour un confort total avec un HD 430. Avec des micros dynamiques, il fallait pousser à 50 dB de gain et donner 5 dB sur chaque potentiomètre pour obtenir l'équivalent en niveau, pas en qualité (détails des plans sonores éloignés)!

Habillage

Une présentation correcte passe par un habillage soigné. Quand toute la machine fonctionne, il est temps de penser à la rendre jolie.

Une finition en Lexan et Forex (pour les côtés) nous a semblé satisfaisante. Tous les documents utiles ne peuvent pas être donnés ici pour le Lexan : la feuille prévue correspondant presque à une plaque 19' 3U. Seule la face avant **figure 9** et le côté «entrées» **figure 10** sont livrés.

La technique utilisée pour les commutateurs à glissière est la suivante : un cadre en traits gras a été dessiné autour de chacun, et il suffira d'évider au cutter la partie centrale pour obtenir une finition très satisfaisante, cachant totalement les défauts d'usinage. Pour la face des entrées, deux pastilles marquent les deux seules vis apparentes tenant la contre-plaque des commutateurs. Il faudra découper à ces endroits deux confettis de 6 mm de diamètre, et ce au moyen d'une petite perforatrice de bureau, pour préparer le passage des têtes fraisées.

Simple rappel si c'est votre premier contact avec le lexan : pour détourner les gros trous, faire une croix au cutter au centre, et découper en **plongeant** une lime douce et ronde, et en s'appuyant sur les bords.

Pour habiller le fond, il faudra dévisser les deux vis de la boîte à piles, commencer à coller le lexan dessous, revisser la boîte, et finir

en couvrant le fond (les vis disparaissent) et en repliant à l'autre bout (côté entrées). La trappe, quant à elle, est seulement recouverte d'un aplat noir. Pour les côtés, nous avons choisi du Forex noir (teinté dans la masse), dont l'aspect s'harmonise bien avec le lexan. Avec quatre vis dans la face avant, on constitue ainsi un grand U qui s'engagera comme un fourreau, et terminera l'objet. C'est fini !

CONCLUSION

Sans rire, c'est incontestablement la réalisation qui a donné le plus de mal à l'auteur en huit ans de publications mensuelles ! Si ça n'avait pas été pour satisfaire de fidèles lecteurs, il est fort probable que l'idée n'aurait jamais vu le jour sous une forme aussi complexe et complète. Rien ne vous empêche maintenant de la simplifier : si vous n'avez besoin que d'une seule polarité d'alim phantom par exemple, ne vous sentez pas obligé de monter SW10, etc. Pour toute question relative à cette construction, utilisez la bal

PREDAT, sur le 36-15 ERP. Et que les lecteurs intéressés par CLEMENT se rassurent : rendez-vous dans le prochain numéro.

Jean Alary.

NOTA : Les transfos SP61B sont exclusivement disponibles (actuellement) auprès des établissements Millerieux 187-197, route de Noisy-Le-Sec 93230 Romainville. Tél. : (1) 48.40.36.20
Les contacter pour les modalités.

NOMENCLATURE

Résistances

R₂₇ à R₃₂, R₃₅, R₃₆ : 10 k Ω
R₃₃, R₃₄ : 33 k Ω
R₃₇ : non utilisée
R₃₈, R₃₉ : 2,2 k Ω
R₄₀, R₄₁ : 68 Ω

Ajustables

AJ₃ : 22 k Ω PIHER
AJ₄ : 470 Ω PIHER

Potentiomètre

P₃ : duo 10 k Ω log P11

Condensateurs

C₂₇, C₂₈, C₃₁ à C₃₆ : 100 μ F 25V radial
C₂₉, C₃₀, C₃₇ à C₄₀ : 0,1 μ F MILFEUIL

Semiconducteurs

D₅, D₆ : 1N 4148
D₇ à D₁₁ : 1N 4004
D₁₃, D₁₄ : zéner 12V
IC₅ : TL072
IC₆ : TL071

Divers

SW₇ : Schadow 2 inv + bouton cône
SW₈ : Schadow 4 inv + bouton cône
SW₉ à 10 : commutateurs à glissière 3 positions
LA₁ : ampoule 24 V 50 mA
2 supports 8 broches
13 points de barrette seccable.
Visserie + 4 FF20 (dont 2 à réduire à 18)
2 XLRs mâles
1 jack chassis 3.5 mm stéréo
Habillage Lexan + Forex
3 boutons pour axe de 6 mm dont 1 à jupe

UNAOHM

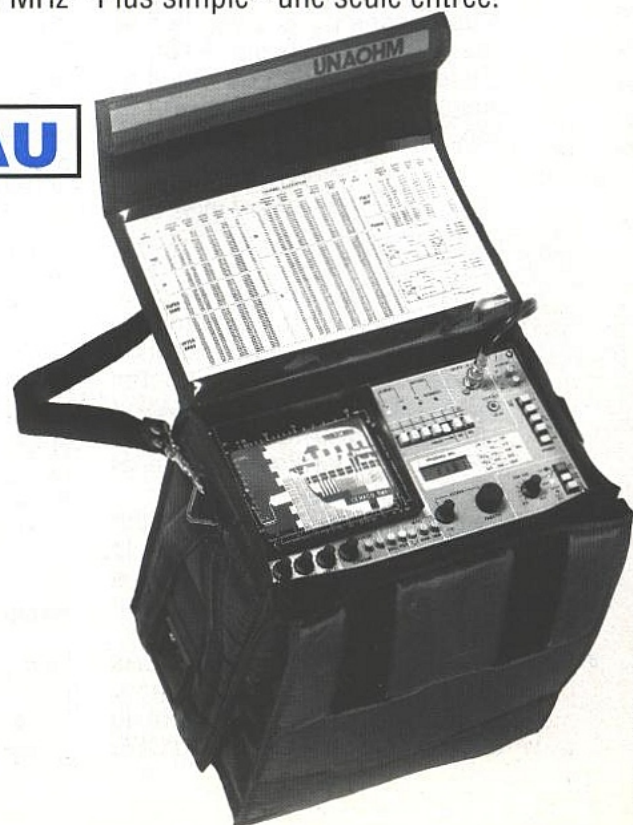
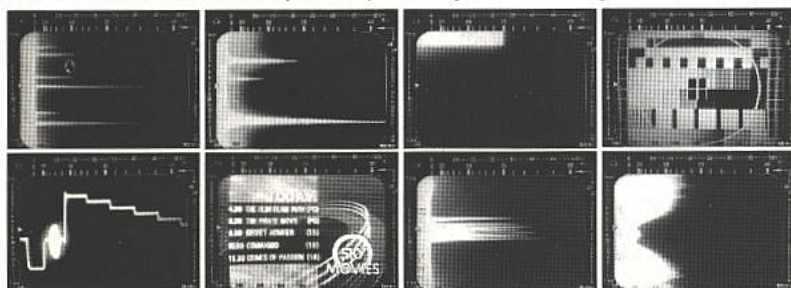
MCP 937 SAT

TOUT EN UN TERRESTRE ET SATELLITE

PLUS PRÉCIS ± 1 dB - GAMME ELARGIE JUSQU'A 2050 MHz - Plus simple - une seule entrée.

- Bandes élargies de 46 MHz à 2050 MHz
- Mesure de 20 dB μ V à 130 dB μ V
- Affichage du spectre VHF - UHF - FM - SAT
- Double tension de Téléalimentation 13 et 17 V
- Monitoring image TV et SAT
- SON satellites de 5.5 à 9 MHz
- PAL ou SECAM
- Sortie en bande de base pour décodeur D2MAC
- Fonction oscilloscope de profil synchro et ligne

NOUVEAU



SYNTHES
INSTRUMENTS



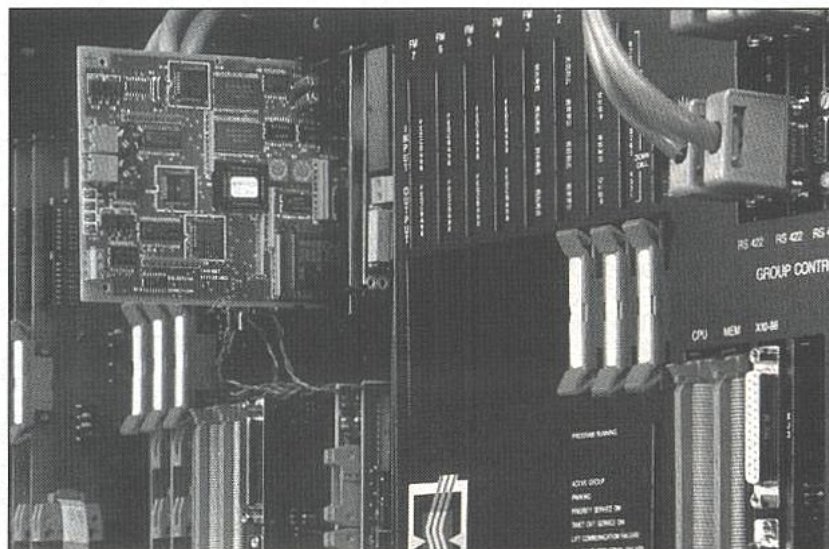
UNAOHM
FRANCE

339 H Route de VALPARC - 74330 POISY - Tél. 50.22.31.42 - Fax 50.22.09.78

Applications du BUS CAN

Dans les deux numéros précédents nous vous avons décrit d'une part le protocole du bus CAN - Controlled Area Network - et d'autre part les premiers composants dédiés existants permettant de concevoir de nouvelles réalisations.

Nous nous proposons à partir d'aujourd'hui de vous décrire comment envisager vos premières applications concrètes et pour ce faire nous avons décomposé cette présentation sur deux numéros : - encore un peu de théorie sur les applications lignes puis, - réalisation physique d'une CPU «CAN» à l'aide d'un micro 80C 592



Souvent les utilisateurs du bus CAN schématisent celui-ci de façon simpliste en n'évoquant que l'aspect «ligne» puisque c'est principalement elle que l'on aperçoit en premier. Aussi, voulant nous-même jouer à l'utilisateur standard, nous commencerons par elle et en la décortiquant sous toutes ses coutures.

LA LIGNE CAN

La ligne CAN est réalisée par une paire de fils torsadés permettant de relier différents sous-ensembles répondant au protocole du bus (ex **figure 1**) et devant être aptes de communiquer jusqu'à un débit maximal de 1 mégabits par seconde.

Des questions classiques se posent immédiatement à ce sujet :
Quel est le type de fil ?
Comment «driver» la ligne ?
Comment protéger la ligne ?
Sur quelle distance ?

Nous y re-voilà, il y avait longtemps !

Si ligne il y a, il y a donc impédance caractéristique, donc adaptation (et désadaptation), donc ondes stationnaires, donc rebonds en bout de ligne et donc collisions possibles sur le bus et ce d'autant plus que celui-ci sera long et rapide.

La distance maximale d'un système CAN est limitée par les desiderata des caractéristiques temporelles du principe d'arbitrage (au niveau bit) défini dans le protocole (voir premier article).

Examinée sous cet angle la norme CAN met en lumière que la distance entre deux nœuds dépend fortement des paramètres suivants :

- du débit binaire (bit rate) nominal souhaité,
- de l'instant précis où sera effectué l'échantillonnage du signal pendant la présence du bit,
- des fréquences (et leurs tolérances) des oscillateurs des

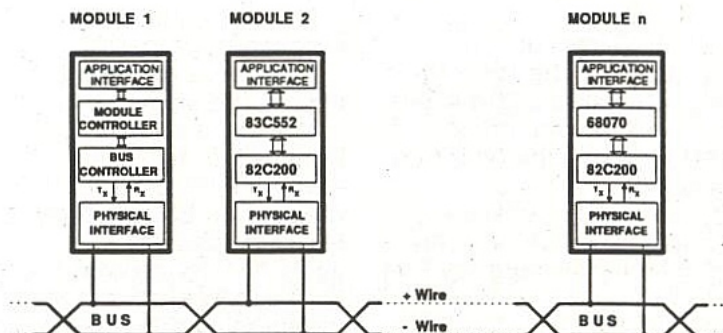


Figure 1

contrôleurs (micro ou pas) CAN,
- de la vitesse de propagation du support physique de la ligne,
- du retard qu'introduit l'étage de sortie de l'émetteur,
- du retard qu'introduit l'étage d'entrée du récepteur, etc.

Tout ceci se calcule et donne (non sans mal) des résultats différents pour chacun des composants spécifiques. Dans le cas du microcontrôleur 80C592 que nous utiliserons le mois prochain dans notre réalisation, on obtient le tableau de la **figure 2** dans lequel, en dehors de la relation «vitesse / distance», nous avons introduit les valeurs à charger dans les registres BTR0 et BTR1 du micro de façon à obtenir ces vitesses quand le quartz est de 16 MHz.

Tout ce bla bla ne signifie rien si nous ne rajoutons pas les points suivants :

- que les tolérances de l'oscillateur doivent être inférieures à 0,1 %,
 - que la ligne (la paire torsadée) doit avoir une vitesse de propagation inférieure à 5 ns/m,
 - que la somme des retards qu'introduisent l'ensemble de l'émetteur et du récepteur ne doit pas excéder :
- 70 ns (à 1,6 Mbit/s),
 - 90 ns (de 250 kbit/s à 1 Mbit/s),
 - 300 ns (de 5 kbit/s à 125 kbit/s).

Quelques cas particuliers

La norme ISO décrivant le protocole du bus CAN subdivise les champs d'applications en deux grands groupes bien distincts :

- Le CAN «high speed» ISO/N608E.

- Le CAN «low speed» ISO/N47E. Ces deux versions diffèrent au niveau des couches physiques des façons suivantes :

Le CAN «high speed» (voir figures 3 a et 3 b) :

- débit de 125 k à 1 Mbit/s,
- ligne jusqu'à 40 mètres au débit de 1 mbit/s,
- 2 à 30 nœuds sur le bus,
- paire différentielle (torsadée) avec rappel de masse,
- impédance caractéristique de ligne de 120 ohms,
- courant de sortie fourni par l'émetteur supérieur à 25 mA, protégé contre les courts-circuits.

Le CAN «low speed» (voir figure 4 a et 4 b) :

- débit maximal de 125 kbit/s,
- ligne jusqu'à x mètres déterminée par la charge capacitive du bus
- 2 à 20 nœuds,

Bit Rate	Max. Distance	Bus Timing ¹⁾	
		BTR0	BTR1
1.6 Mbit/s ^{1) 2)}	10 m	00h	11h
1 Mbit/s	40 m	00h	14h
500 kbit/s	130 m	00h	1Ch
250 kbit/s	270 m	01h	1Ch
125 kbit/s	530 m	03h	1Ch
100 kbit/s	620 m	43h	2Fh
50 kbit/s	1.3 km	47h	2Fh
20 kbit/s	3.3 km	53h	2Fh
10 kbit/s	6.7 km	67h	2Fh
5 kbit/s	10 km	7Fh	7Fh

Figure 2

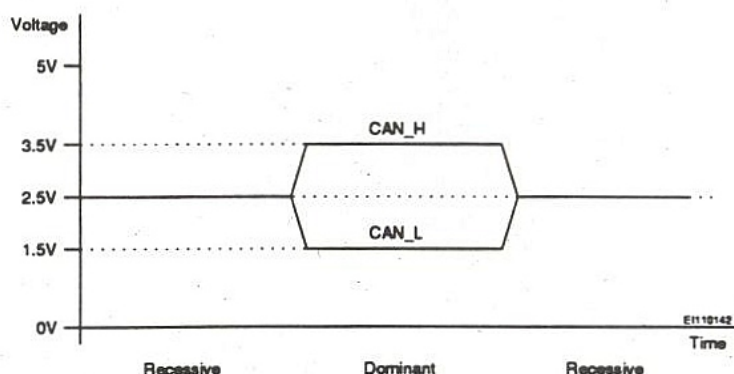


Figure 3a

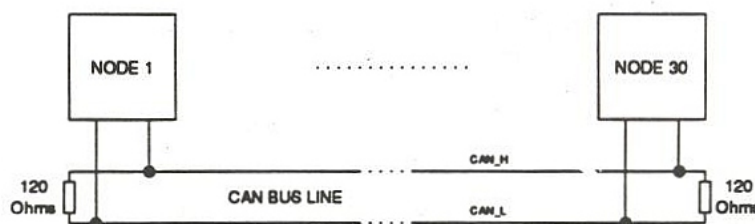


Figure 3b

- paire différentielle (torsadée) avec rappel de masse,
 - impédance caractéristique de ligne de 120 ohms,
 - courant de sortie fourni par l'émetteur supérieur à 1 mA,
 - circuit simple de terminaison (liaison) au bus, protégé contre les courts-circuits.
- Juste histoire de vous mettre la puce à l'oreille, nous attirons votre attention au sujet des courants

maximaux de sortie qui vont certainement induire des types de schémas différents de «driver de lignes» selon vos applications particulières.

Comment «driver» la ligne du bus CAN

Si vous avez bonne mémoire, vous vous rappelez que la norme

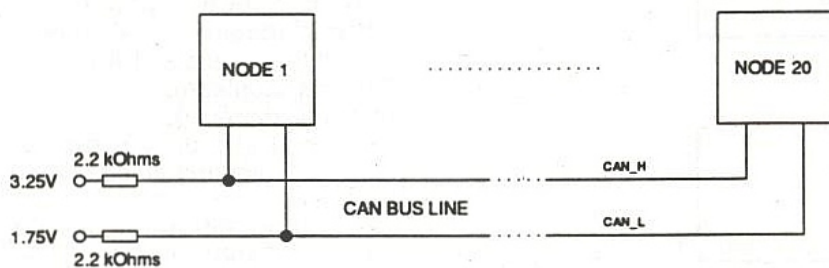


Figure 4a

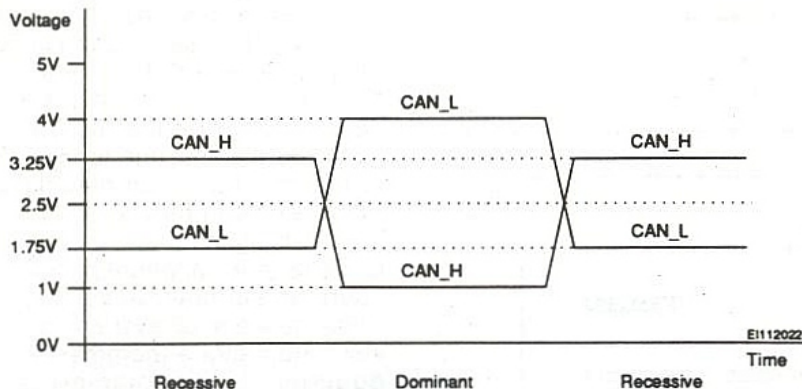


Figure 4b

ne définit pas le type de médium de transport en laissant libre choix entre les paires différentielles filaires ou encore les fibres optiques ou encore... mais ce n'est pas sans une petite hypocrisie que nous avons indiqué sur les figures précédentes des valeurs électriques des signaux (récessifs et dominants).

En effet, la majorité des applications seront filaires mais que tout le monde se rassure, les liaisons optiques seront au menu ! Passons au concret.

La figure 5 donne un exemple d'application de commande de ligne via le 80C592.

Bon, d'accord, c'est encore un peu synoptico-théorique mais, oh surprise, que voyons-nous ? Deux drivers sur un seul microcontrôleur. Ça c'est fort alors. Pourquoi donc mettre deux sorties vers le bus CAN puisque celui permet de fédérer différents sous-ensembles ? Bonne question !

Ceci a été réalisé de façon à ce que vous puissiez créer simultanément deux réseaux CAN complètement distincts ; par exemple, d'une part un réseau n° 1 à débit rapide sur paire différentielle et d'autre part un réseau n° 2 soit isolé électriquement par optocouplage ou bien encore sur fibre optique. Ces applications industrielles sont bien plus fréquentes qu'il n'y paraît de prime abord.

Le «driver» CAN du microcontrôleur 80C 592

Notre passage de la théorie à l'application puis au concret se veut très progressif pour bien vous faire assimiler toutes les nuances du protocole CAN ainsi que ses possibilités d'emploi. Ici aussi la structure interne du «driver» intégré va apporter de l'eau à notre moulin.

Le schéma interne de celui-ci est constitué selon la figure 6 :

a) le bloc de transmission

Le bloc destiné à la transmission (Tx) permet de sortir directement en différentiel (CTX0 et CTX1 pour CAN Tx0 et CAN Tx1). Ces sorties (capables de fournir +/- 10 mA) étant programmables par logiciel peuvent être configurées de différentes manières :

- soit en open drain (à la masse et au plus),
- soit en push-pull,
- soit normales (asymétrique par rapport à la masse pour attaquer en DC des drivers de bus externes),

CAO
sur PC/AT et
compatibles

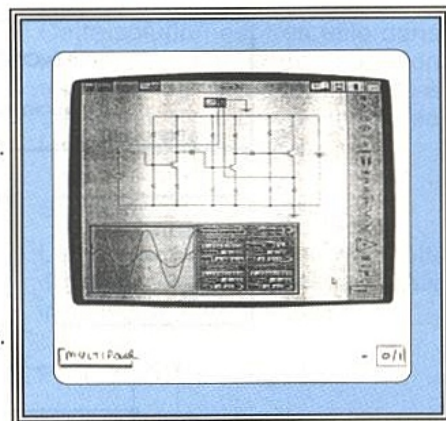
PRIX A PARTIR DE
1290 F HT
pour la version «personal»

COMMENT
ECONOMISER
SANS
COMPROMIS ?

«ELECTRONICS WORK BENCH»

Le laboratoire d'électronique sur disquette

- ☐ Logiciel permettant de réaliser, simuler et essayer des circuits analogiques et numériques.
- ☐ Facile d'utilisation (icônes), et apprentissage rapide.
- ☐ Idéal pour apprendre l'électronique.
- ☐ Idéal pour l'expérimentation et le prototypage.
- ☐ 3 versions pour PC au choix ; personal, professionnelle, et professionnelle plus.
- ☐ Version Macintosh Plus (ou mieux), en monochrome seulement.
- ☐ Minimum de 286 avec 640k, DD, EGA/VGA, et souris recommandés pour les versions professionnelles.



Veuillez m'envoyer la documentation et le tarif complet du logiciel «Electronics Workbench»

NOM : _____ Entreprise : _____

Adresse : _____

Tél. : _____

Multipower

22, rue Emile Baudot
91120 PALAISEAU
FRANCE

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

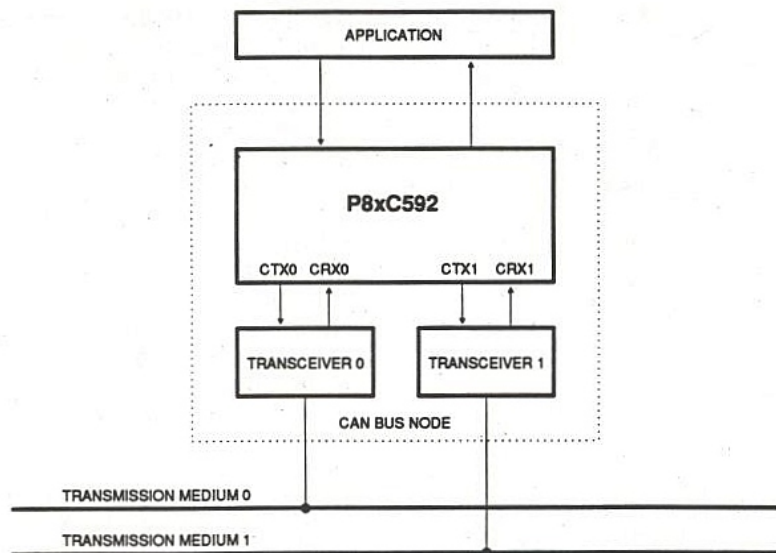


Figure 5

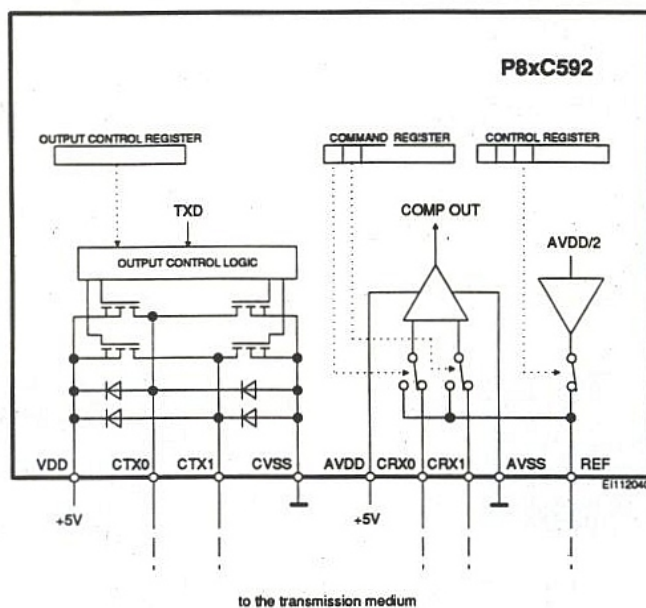


Figure 6

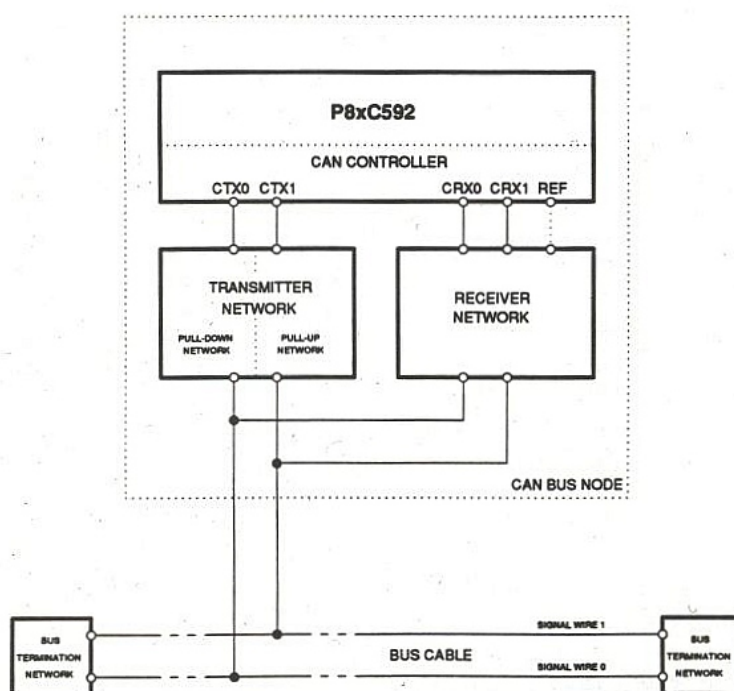


Figure 7

- soit en mode bi-phase (pour pouvoir attaquer en AC des drivers de bus ou des transformateurs de couplage).

b) le bloc de réception

Ce bloc (Rx) a pour mission de traiter les signaux électriques du bus CAN.

Les entrées différentielles rentrent sur CRX0 et CRX1 et une tension de référence V_{ref} égale à $V_{dd} / 2$ est aussi disponible en sortie pour toutes les applications possibles du bus CAN. Par le jeu astucieux de l'interrupteur interne disposé à cet effet et commandable par logiciel, il est possible de connecter en interne, ou de sortir, ou d'entrer une tension de référence pour situer électriquement le niveau moyen de la tension de la ligne.

Comme cela n'apparaît pas sur la figure, il faut noter aussi que ce circuit possède un système de réveil automatique (commandable également par logiciel) afin d'éveiller le contrôleur au moment où une communication commence et donc d'éviter de consommer inutilement.

Exemples de «driver» de bus CAN avec le microcontrôleur 80C592

En avant pour la schémathèque. Les goûts et les couleurs ne se discutent pas, voici plusieurs solutions et variantes de solutions où chacun utilisera ce qu'il voudra selon ses propres besoins. De toutes façons, votre schéma global sera construit autour du schéma de principe de la **figure 7** devant posséder les propriétés suivantes :

émetteur :

- adaptation correcte de la commande différentielle,
- protection des sorties contre les surtensions en ligne,
- être le plus symétrique possible pour minimiser les rayonnements.

récepteur :

- adaptation correcte à la réception différentielle,
- protéger les entrées contre les surtensions,
- ne pas détériorer les qualités de réjection du mode commun de la ligne.

Sur support de paire torsadée différentielle

a) réalisation en composants discrets :

1) en mode «high speed»

La **figure 8** donne le montage recommandé en composants dis-

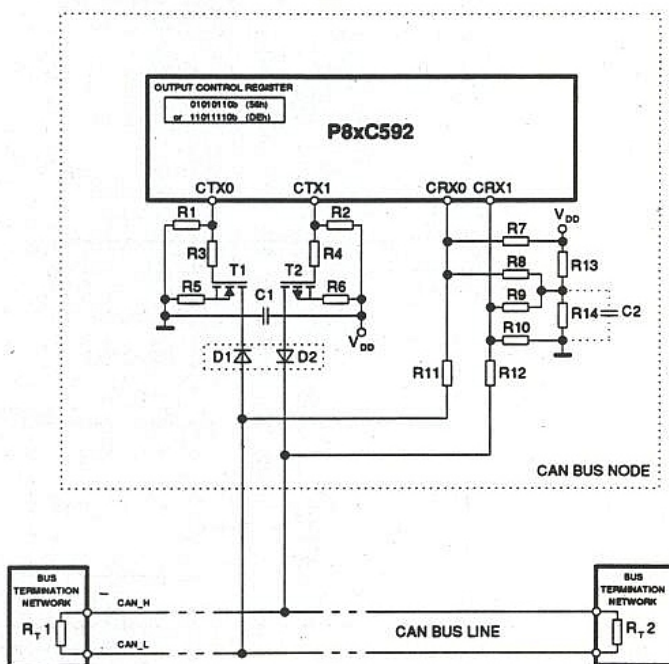


Figure 8

crets où l'on a bufferisé les étages internes CTX0 et CTX1 à l'aide de transistors externes MOS (BST 70A et BST 100) pour obtenir les fameux 25 mA min.

2) en mode «low speed»

Les figures 9 a et 9 b donnent la version générale dont voici les sous-variantes possibles au niveau de la partie d'émission.

*) Economique.

Ce sont directement les broches du circuit intégré qui attaquent la ligne pour des réalisations simples.

*) Protégée.

*) Protégée et bufferisée, à l'aide de deux transistors bipolaires.

b) Réalisation en composants intégrés avec le PCA 82C 250.

Ce circuit bufferise les sorties du microcontrôleur et assure la liaison à la ligne (voir article précédent) et, par voie de conséquence, supporte directement le mode «high speed».

La figure 10 donne le montage recommandé. Ce boîtier 8 broches est attaqué (asymétriquement) par la sortie CTX0 du microcontrôleur 82C 592 et le signal incident provenant d'un autre nœud CAN utilise l'entrée CRX0. L'entrée CRX1 est utilisée ici pour appliquer la tension de référence et un port quelconque Px,y du micro peut être utilisé pour réveiller ou non le micro.

c) En version intégrée, isolée galvaniquement par opto-couplage. La figure 11 vous indique comment on peut extrapoler la version précédente en une version isolée galvaniquement à l'aide d'opto-coupleurs, toujours sur le même type de médium.

Cette solution est très utile dans le cas où la valeur de la tension de rappel de masse à tendance à s'évanouir avec l'air du temps en fonction de la distance...

Sur support fibre optique

La figure 12 donne un exemple de réalisation d'un réseau CAN installé sur fibre optique.

Protection de la ligne

Pour que le système soit fiable, il faut qu'il puisse encore fonctionner dans des cas de figures très contraignants. En dépit de cela il est nécessaire que la configuration interne de l'interface CAN du microcontrôleur soit apte à resoudre tous ces cas en réussissant à continuer de transmettre dans un mode dégradé (mais à transmettre quand même !) et de

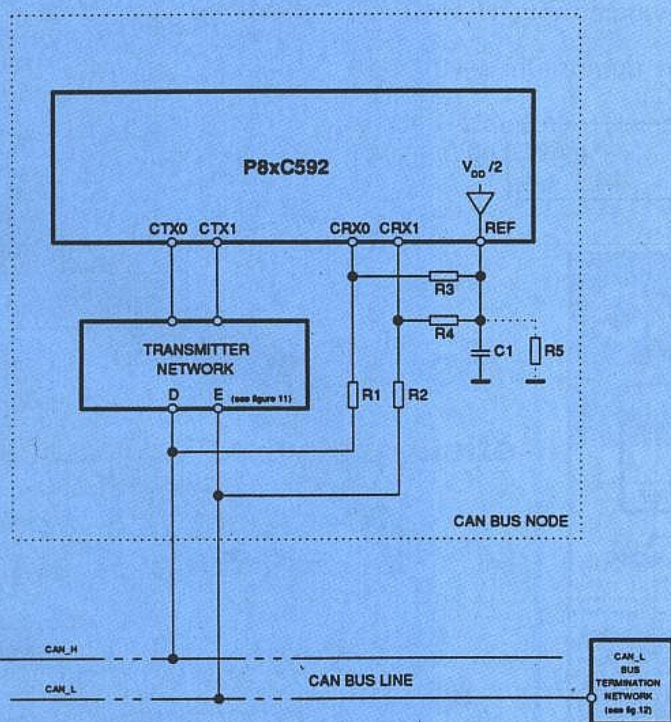


Figure 9a

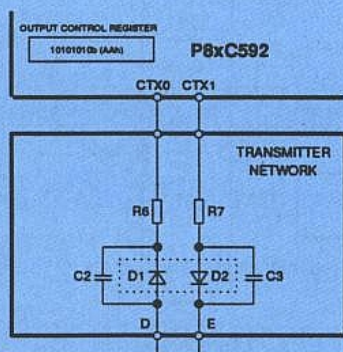


Figure 9b

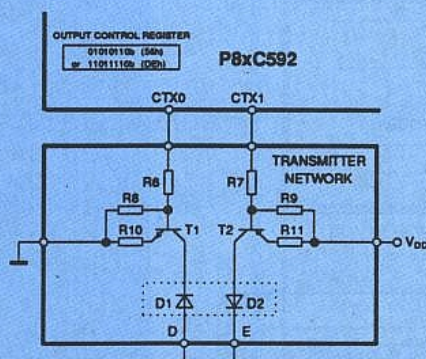


Figure 9c

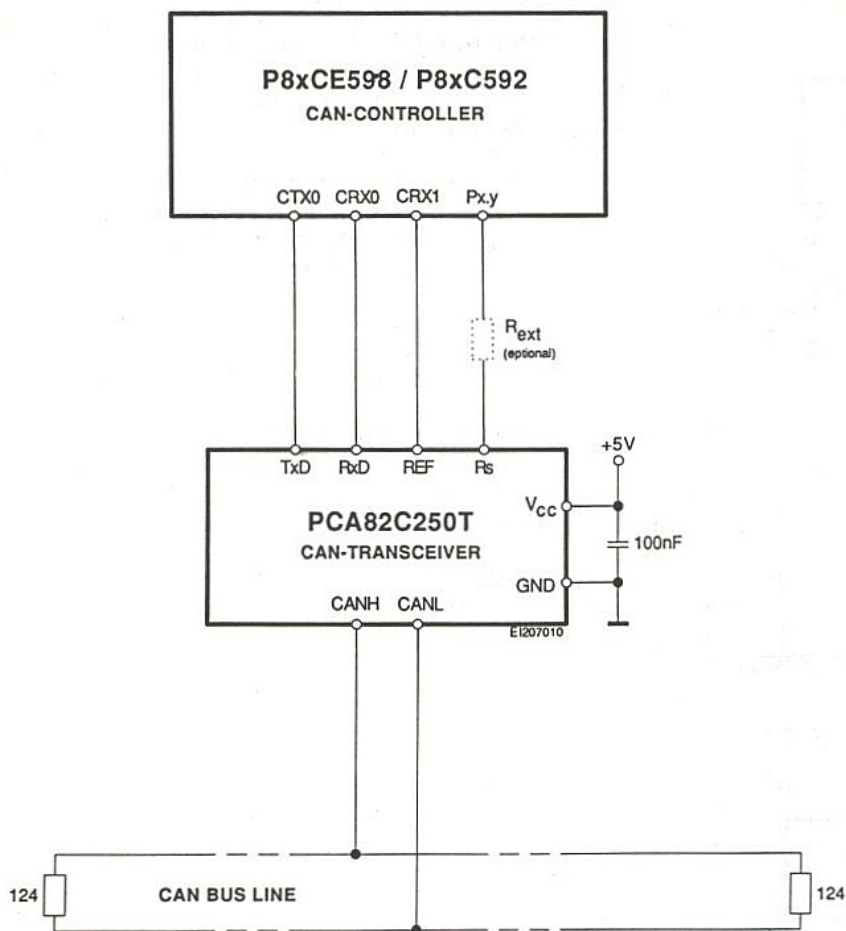


Figure 10

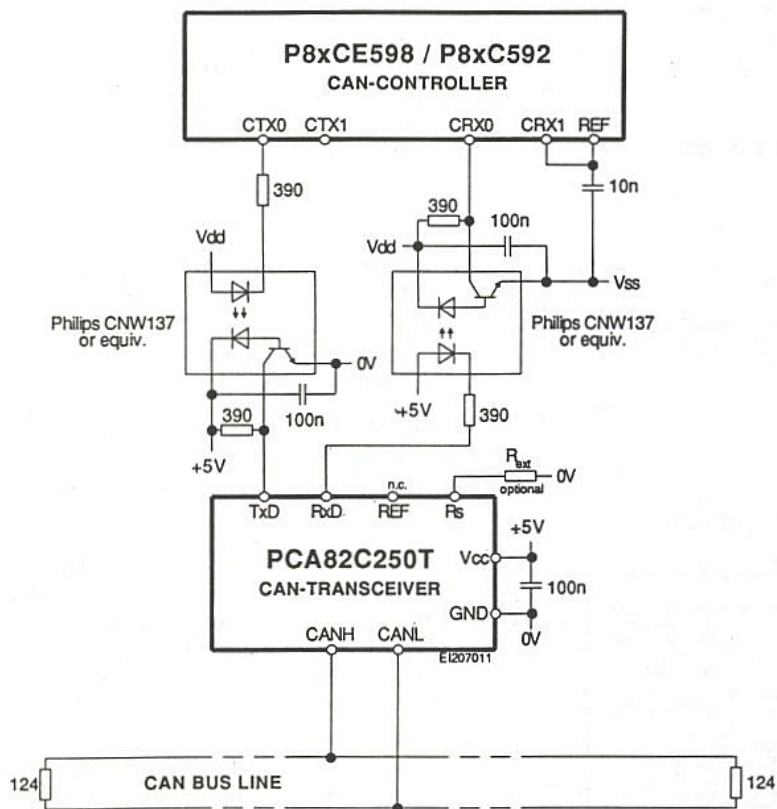


Figure 11

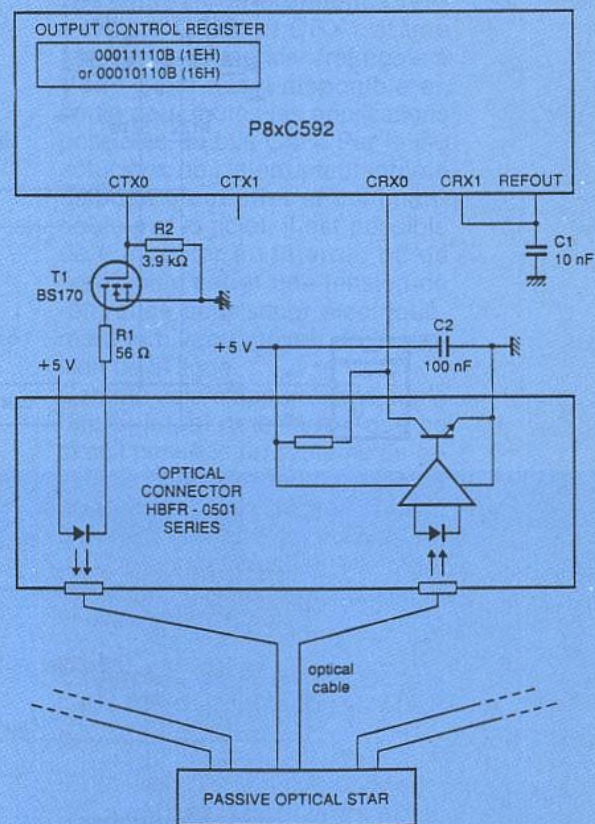


Figure 12

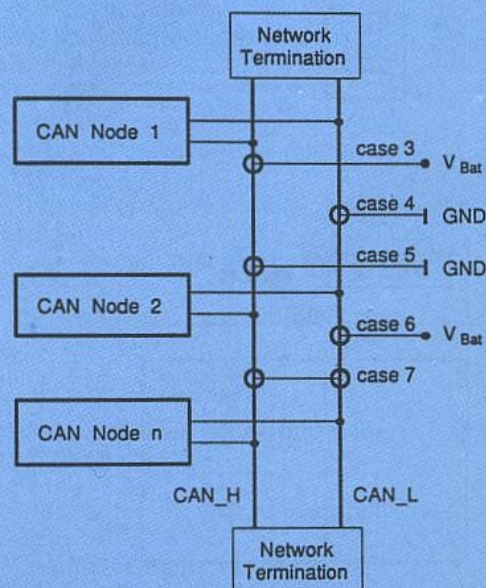


Figure 13

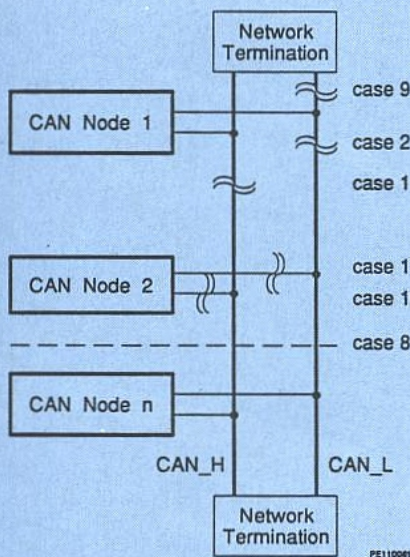


Figure 14

signaler les défauts qui se sont produits.

Les figures 13 et 14 donnent les deux types de familles de problèmes qui peuvent se présenter pour perturber la ligne du bus CAN.

La première famille est celle des «courts-circuits» aux différents potentiels présents dans la configuration :

cas 3 : CAN-H court-circuité au Vb,

6 : CAN-L court-circuité au Vb,

4 : CAN-L court-circuité à la masse,

5 : CAN-H court-circuité à la masse, et

7 : CAN-L et CAN-H court-circuités entre eux.

La deuxième famille est celle des «circuits ouverts» :

cas 1 : CAN-H interrompu,

2 : CAN-L interrompu,

8 : CAN-L et CAN-H interrompus au même endroit,

10 : CAN-H interrompu vers un nœud,

11 : CAN-L interrompu vers un nœud, et

9 : CAN-L ou CAN-H interrompu au départ de la ligne.

Lors du prochain article concernant la réalisation, nous vous indiquerons en détails comment cela est résolu à la fois par le hard interne du micro et un peu de logiciel.

Nous vous donnons donc à nouveau rendez-vous au mois prochain pour conclure cette première prise en main du bus CAN.

Dominique PARET

DILEC Services

à Montparnasse au 37 rue de la Gaité
PARIS 14^e

Tél. : (1) 43.27.75.84

Fax : (1) 43.27.75.30

Service C.I. minute !

Réalisation instantanée de votre circuit imprimé.

Service de conception et réalisation en CAO.

Service de réalisation de circuits imprimés à partir de revues, mylars ou disquettes.

Service traceur à votre disposition (norme HPGL).

Service de programmation et duplication d'EPROM, de microcontrôleurs, de PAL et GAL.

CONDITIONS PARTICULIÈRES
POUR PROFESSIONNELS

CAO
sur PC/AT et
compatibles

..PRIX...PRIX...PRIX...PRIX.

"Boardmaker 1" 834,74 F ht
"Boardmaker 2" 2990 F ht
"BoardRouter" 2990 F ht

"BoardMaker 2 +
BoardRouter"

EN PROMOTION 4950 F HT
(offre limitée)

**COMMENT
ECONOMISER ?
SANS
COMPROMIS !**

"BOARDMAKER"

logiciels de saisie de schéma et dessin de circuits imprimés sur PC XT/AT

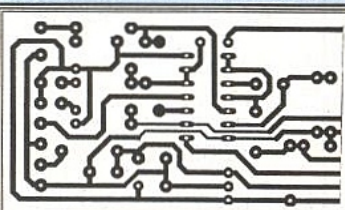
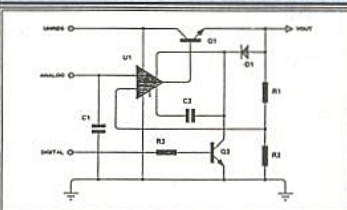
Produit des laboratoires de recherche de Cambridge, la Silicon Valley anglaise, Boardmaker est parfaitement adapté aux applications professionnelles les plus pointues: cartes multicouche, composants CMS, génération de fichiers pour production sur machines à commande numérique. Ecrans CGA, EGA, VGA. avec "ZOOM" à 7 grossissements différents permettant d'afficher toute la carte de 43cmx43cm maxi, ou une zone de sept carreaux de la grille de 2,54mm ! Sorties sur imprimantes matricielles, lasers, tables-traçantes, Gerber et NC drill. Deux logiciels pour le prix d'un seul car Boardmaker permet de réaliser la saisie de schéma et le dessin de circuit imprimé. Bibliothèques de symboles graphiques extensibles par l'utilisateur. Souris et DD recommandés. 640 K min.

Boardmaker... une famille évolutive!

Commencez par Boardmaker 1 et évoluez plus tard vers Boardmaker 2 et même BoardRouter...vos fichiers sont transmissibles de l'un à l'autre...pas de travail perdu ! Livrable sur stock.

Boardmaker 1: 990.00 F TTC franco

NOTE: Boardmaker 1 ne traite pas les netlists mais contient tous les drivers professionnels Gerber, drill etc Voir le Compte rendu d'essai Radio-Plans Octobre 1990.



BON DE COMMANDE DE LA DISQUETTE DEMO AVEC MANUEL EN FRANCAIS.
Ci-joint mon chèque de 50 Frs TTC franco (même prix pour BM1, BM2 ou BM2 + BR)
NOM: _____ ADRESSE: _____
Format désiré: 3,5"/5,25"

Multipower

22, rue Emile Baudot
91120 PALAISEAU
FRANCE
Tél. : (33) 1.69.30.13.79
Fax : (33) 1.69.20.60.41
Téléx : 603 103 F

PREMIER IMPORTATEUR DE BOARDMAKER DEPUIS 1990

Un cross-assembleur pour le 68705

Enfin il est arrivé, ce cross-assembleur, qui grâce à ERP va vous permettre d'avoir une chaîne de développement complet sur PC, pour la réalisation de vos applications avec la famille des 68705 (HC, P3 et C8).

```

C:\68705>as68705 -itest.src -otest.obj -ltest.lst
s. 68705 Ver. 1.3 (XT) du 02/11/92 - Wed Nov 04 00:05:15

FICHER DE
ASM 68705

Test des directives
PAGE 62
ORG 60
rmb 10
fcb near
fdb far
foc \Voici une chaîne\

Commandes MS-DOS
C:\68705>as68705 -itest.src -otest.obj -ltest.lst
Asm 68705 P3/C8 Ver. 1.3 (XT) du 02/11/92 - Fri Nov 13 14:26:22 1992
Resolution des references
Passé 0
Total references 76
Generation du listing
Generation du format S9
Fin d'assemblage
total erreur(s) 0
  
```

LE SYSTÈME COMPLET.

L'ensemble de développement sera constitué d'un PC (d'IBM ou compatible), d'un éditeur pour écrire le source de l'applicatif, que nous nommerons dans cet article Mon_application.src, des deux programmes : le cross-assembleur qui va être décrit dans cet article et du logiciel de programmation FXPRGM7C pour les cibles 68705P3 ou les 68HC705C8. Ce logiciel a été décrit dans de précédents articles. Enfin, une lampe à UV sera nécessaire pour effacer les programmes dans la phase de mise au point. Deux versions seront disponibles pour le cross-assembleur, l'une universelle pour les PC-XT et les PC-AT, l'autre plus rapide, réservée aux ATs.

Les fichiers de la disquette.

Les fichiers, qui seront disponibles gratuitement sur disquette ou sur le serveur d'ERP, sont au nombre de dix environ. Pour la disquette, il suffit d'en envoyer

une, formatée, avec une enveloppe de retour suffisamment affranchie.

L'AS68705.exe constitue le programme assembleur, le fichier mk.bat permet de générer la ligne de commande donnant les fichiers objet et listing. Deux programmes source d'exemple seront fournis. Le programme FXPRGM7C (et ces fichiers) seront aussi contenus dans la disquette afin que le paquet cadeau soit complet.....

Invocation de l'assembleur.

L'assembleur est un programme qui à partir du fichier Mon_Application.src crée le fichier objet ; le contenu de ce fichier sera mis dans l'EPROM du monochip. On indique «cross» pour préciser que cet assembleur fonctionne sur une machine (le PC) et génère du code pour un autre processeur (la famille 6805). Pour invoquer l'assembleur AS68705, il suffit sur le PC de taper : mk mon_programme. L'ordinateur détecte que MK est un fichier

«bat», c'est un fichier texte, l'ordinateur ouvre ce fichier et y trouve cette ligne: «as68705 -i%1.src -o%1.obj -l%1.lst» qu'il exécute. L'AS68705 crée le fichier Mon_Application.obj et Mon_Application.lst qui contient le listing du programme, c'est-à-dire à gauche le code pour le processeur, et à droite le source d'origine. Le fichier Mon_Application.obj, qui est au format MOTOROLA S9, sera celui qu'il faudra passer comme argument au programme FXPRGMC7 qui assure la programmation du monochip (P3 ou C8). Ce fichier pourra aussi être utilisé pour programmer une EPROM, puis le monochip par un copieur EPROM -> P3 du commerce. Le **tableau 1** donne la liste des options possibles dans la ligne de commande d'invocation de l'assembleur.

-I fichier d'entrée
-O fichier de sortie
-L fichier de listing

Table 1 : liste des options dans la ligne de commande

La syntaxe.

L'assembleur lit plusieurs fois le source, à chaque passe il effectue une opération : création du code opératoire, de la table des symboles, etc. L'ensemble des règles définissant ce qu'il peut trouver sur chaque ligne constitue la syntaxe de l'assembleur. La syntaxe de cet assembleur reprend en grande partie celle de MOTOROLA, la description de cette syntaxe ne pourra pas, dans le cadre d'un article, être exhaustive, toutefois les exemples et quelques essais pour les cas «très particuliers» permettront de tirer parti au mieux de celui-ci.

Le premier champ

Une ligne de commentaires commence par un point virgule (;) dans la première colonne, un champ est défini comme une suite de caractères sans espace, les champs sont séparés par un ou plusieurs espaces, ou un séparateur, la virgule, dans le cas de champs multiples. Le commentaire peut aussi être ajouté en fin de chaque ligne. Dans ce premier champ, l'assembleur doit trouver une directive, un mnémonique ou une étiquette. La liste des directives et leurs utilisations est don-

née dans le **tableau 2**, les mnémoniques sont ceux de Motorola,

TEJECT	Génère un saut de page, la taille de la page est fixée à 60 par défaut
PAGE	Spécifie le nombre de lignes de la page de listing
END	Fin du programme, ne pas tenir compte de ce qui suit.
ORG	Définit l'origine du code, donne la valeur au PC.
RMB	Réservation d'une zone pour stocker des données.
FDB	Réservation double octets (16 bits mis en mémoire)
FCB	Réservation simple octet
FCC	La chaîne de caractères entre deux ' sera convertie et mis en mémoire

Table 2 : liste des directives

seules les instructions BSET, BCLR, BRSET et BRCLR ont été concatenées avec le numéro du bit concerné (par exemple BSET5). Le **tableau 3** donne la liste complète des mnémoniques.

(Pour plus d'informations, se reporter à la doc MOTOROLA)
Les instructions entre [] sont spécifiques au 68705 C8
LDA, LDX, STA, STX, ADD, ADC, SUB, SBC, AND, ORA, EOR, CMP, CPX
BIT, JMP, JSR
INC, DEC, CLR, COM, NEG, ROL, ROR, LSL, LSR, ASR, TST, [MUL]
BRA, BRN, BHI, BLS, BCC, BHS, BCS, BLO, BNE, BEQ, BHCC, BHCS
BPL, BMI, BMC, BMS, BIL, BIH, BSR
BRSETn (n=0..7)
BRCLRn (n=0..7)
BSETn (n=0..7)
BCLRn (n=0..7)
TAX, TXA, SEC, CLC, SEI, CLI, SWI, RTS, RTI, RSP, NOP, [STOP], [WAIT]

Table 3 : liste des mnémoniques

L'assembleur ne différencie pas les minuscules et les majuscules tant au niveau étiquette que mnémonique. Le nombre maximum de caractères pour déclarer une étiquette est de 9.

Le second champ

Le second champ peut être constitué des opérandes dans le cas des mnémoniques, ou bien des symboles = ou EQU quand on souhaite donner une valeur à une étiquette (ex : MAX EQU 10). Les mnémoniques peuvent être écrits en minuscules ou en majuscules. Les opérandes, c'est-à-dire les informations qu'il faut passer avec l'instruction, dépendent des instructions. Pour les branchements, il faut préciser la destination, sous une forme d'expression constituée d'une étiquette seule (ex : TOTO), ou d'une expression plus complexe comme *+3 (* représente le contenu du registre PC) ou toto+5 (à savoir correctement utiliser). Les instructions BRSETX et BRCLRn nécessitent deux opérandes, séparées

par une virgule. Le premier donne la case mémoire, le second l'adresse de destination, par exemple : BRSET2 PORTB, TOTO. Les instructions utilisant l'ALU (add, sub....) peuvent être immédiates : # expression, direct : expression <256, étendu : expression >255, indexé direct : expression, x, indexé étendu : expression, x ou indexé court : 0, x. Le tableau 3 est tiré de la documentation MOTOROLA; dans chaque case le code opératoire de l'instruction est mis au milieu, le nombre de cycles pour l'exécution est indiqué en haut à gauche pour la version HMOS (le 68705P3) et à droite pour la version HC (68HC705C8). Le nombre d'octets nécessaire à l'instruction figure en bas à gauche, le mode d'adressage est précisé de l'autre côté.

Les instructions que possèdent la famille HC mais pas le P3 : WAIT, STOP, MUL sont connues de l'assembleur.

Règles de calculs.

Pour l'évaluation des expressions, il effectue l'analyse de gauche à droite, et gère la priorité des opérateurs. Ainsi $A+B*C$ donnera $A+(B*C)$, il est possible de parenthéser l'expression, pour avoir $(A+B)*C$. Le signe * ou & représente aussi la valeur du PC. Pour indiquer un nombre hexadécimal, il faut le faire précéder du signe \$ (\$5C), c'est le % (%0100) pour le binaire, par défaut c'est le système décimal qui est pris comme base (45), les valeurs négatives sont aussi comprises par l'assembleur (-1). Avec le symbole ' (apostrophe), c'est la valeur ASCII de la lettre qui suit qui est prise en compte.



Le phasing

Ce terme, un peu barbare, désigne un problème que peuvent rencontrer les assembleurs et qui est lié aux modes d'adressage directs de la famille 6805 (et d'autres processeurs). L'assembleur cherche à optimiser la taille du programme en utilisant le plus possible l'adressage direct (2 octets) plutôt que l'étendu (3 octets) ; suivant son choix par défaut et si certaines étiquettes sont proches de la 256^e case mémoire, il ne peut plus définir correctement la valeur de toutes les étiquettes qui suivent dans le programme puisque la taille du programme varie dans cette zone. C'est assez surprenant la première fois, de passer de une erreur à plus de 200, en ajoutant simplement une instruction. Pour éviter ce problème, il faut réserver le début de l'EPROM aux tableaux de messages... Pour résoudre ce petit problème il suffit de rechercher l'étiquette à l'origine du problème, et de la décaler, soit en modifiant l'ordre des sous-

programmes, soit si on est pressé, en ajoutant quelques NOP!. La solution universelle consiste à faire commencer le programme à l'adresse \$100.

Le compte rendu des erreurs

La table 4 donne la liste des messages d'erreurs. Le logiciel n'en peut plus après que 50 erreurs aient été détectées, mais cela ne concerne pas les lecteurs d'ERP!

- | | |
|----|---|
| 00 | pas d'erreur |
| 01 | mnémotique trop long |
| 02 | directive illégale |
| 03 | label multiple |
| 04 | déclaration multiple |
| 05 | expression non résolvable à la première passe |
| 06 | origine illégale |
| 07 | expression non résolvable |
| 08 | branchement relatif hors limites |
| 09 | mode d'adressage illégal |
| 10 | champ de variable omis |
| 11 | valeur trop grande |
| 12 | pas de END en fin de fichier |
| 13 | erreur de conversion |
| 14 | erreur niveaux de parenthèses |
| 15 | ?? extra terrestre?? |

Table 4 : liste des erreurs

Limitations

Cet assembleur a été réalisé afin de pouvoir créer des applications simples autour des monochips et présente quelques limitations. L'assembleur ne peut gérer qu'un maximum de 600 symboles. L'assemblage conditionnel et la définition de macros n'ont pas été implémentés. Certains opérateurs (décalage, XOR...) rarement utilisés lors des calculs, ne peuvent pas être utilisés, mais cela ne gêne en rien la création de logiciels.

Compatibilité

Cet assembleur est proposé afin que les lecteurs puissent en disposer pour se faire la main ; il faut noter que les sources des précédentes réalisations, disponibles sur le serveur ou sur disquette, ne sont pas « totalement » compatibles avec cet assembleur, (étiquette avec ':', 0H pour \$), assemblage conditionnel, etc., une remise en forme, avec un éditeur sera nécessaire si l'on souhaite personnaliser ces programmes.

CONCLUSION

Avec cet assembleur, les programmeurs, les différents logiciels disponibles pour les exemples, le 68705P3 pour se faire la main et le 68HC705C8 en version «PRO», nous avons voulu que plus aucune raison existe pour ne pas jouer avec le monochip, y sommes-nous parvenus ? En tout cas, on continue....

PIERRE Dominique et
FENARD Xavier.

NDLR :

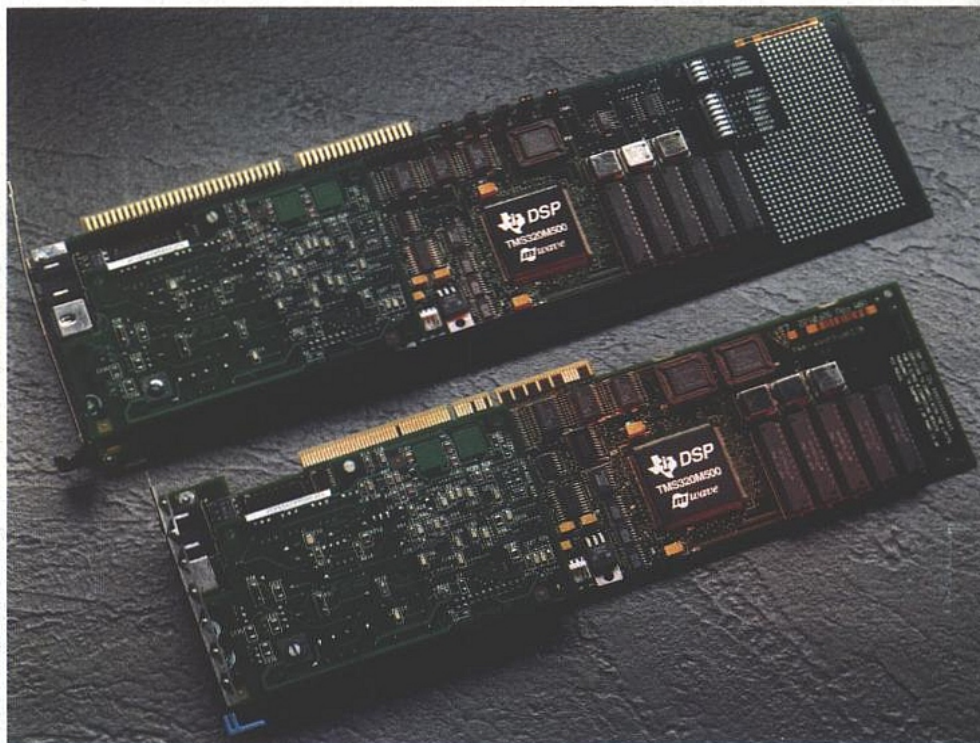
L'écriture de l'assembleur, en C, a pris du temps, le source n'est pas fourni sur la disquette, il n'est pas nécessaire. Les lecteurs qui souhaitent l'obtenir pourront prendre contact avec les auteurs, par un courrier à la rédaction. Les EXE et différents autres fichiers nécessaires seront sur le 3615 ERP.



Le DSP TMS 320C25 TEXAS INSTRUMENTS

Nous avons, le mois dernier, abordé l'étude des processeurs de signaux numériques en évoquant leurs principales applications en traitement de signal et en abordant les différentes architectures employées généralement.

Comme nous le mentionnions à la fin de cet article, nous allons, dans ce numéro et ceux qui viennent, nous attacher à détailler le fonctionnement des principaux DSP fréquemment employés en commençant par le TMS 320C25 de Texas Instruments.



ARCHITECTURE DU TMS 320C25

Ce processeur possède une architecture de type Harvard qui consiste à séparer les bus programme et données. Ceci permet un parallélisme complet de la lecture et de l'exécution du programme. Afin de minimiser le nombre de pattes du composant, Texas Instruments a multiplexé les bus pour l'accès extérieur. Ceci impose donc à l'utilisateur de traiter les boucles rapides de son programme dans les 4K de mémoire programme interne afin de garder l'avantage de la structure bus internes séparés, qui permet d'obtenir la vitesse maximale de fonctionnement.

Le TMS 320C25 incorpore les instructions nécessaires au transfert de données de la mémoire programme à la mémoire de données et vice-versa. De plus, un pipe-line de lecture du programme, de décodage et d'exécution d'instructions, tout à fait invisible pour l'utilisateur, sauf pour les instructions de branchement, permet d'accélérer la vitesse d'exécution

des programmes. Le DSP exécute une majorité d'instructions en un seul cycle machine.

Schéma fonctionnel

Le schéma bloc du TMS 320C25 (figure 1) représente toutes ses fonctions principales et le chemin des données d'une fonction à l'autre. Vous trouverez également représenté toutes les broches d'entrées/sorties accessibles par l'utilisateur. Le bus programme véhicule les codes instruction et les opérandes en adressage immédiat de la mémoire programme. Le bus de données interconnecte les différents éléments tels que la CALU (Central Arithmetic Logic Unit) et les registres auxiliaires à la RAM données. Les bus programme et données peuvent faire transiter des données de la RAM interne et de la mémoire programme interne ou externe vers le multiplieur en un seul cycle pour les opérations de multiplication avec accumulation.

Le TMS 320C25 autorise de paralléliser certaines opérations.

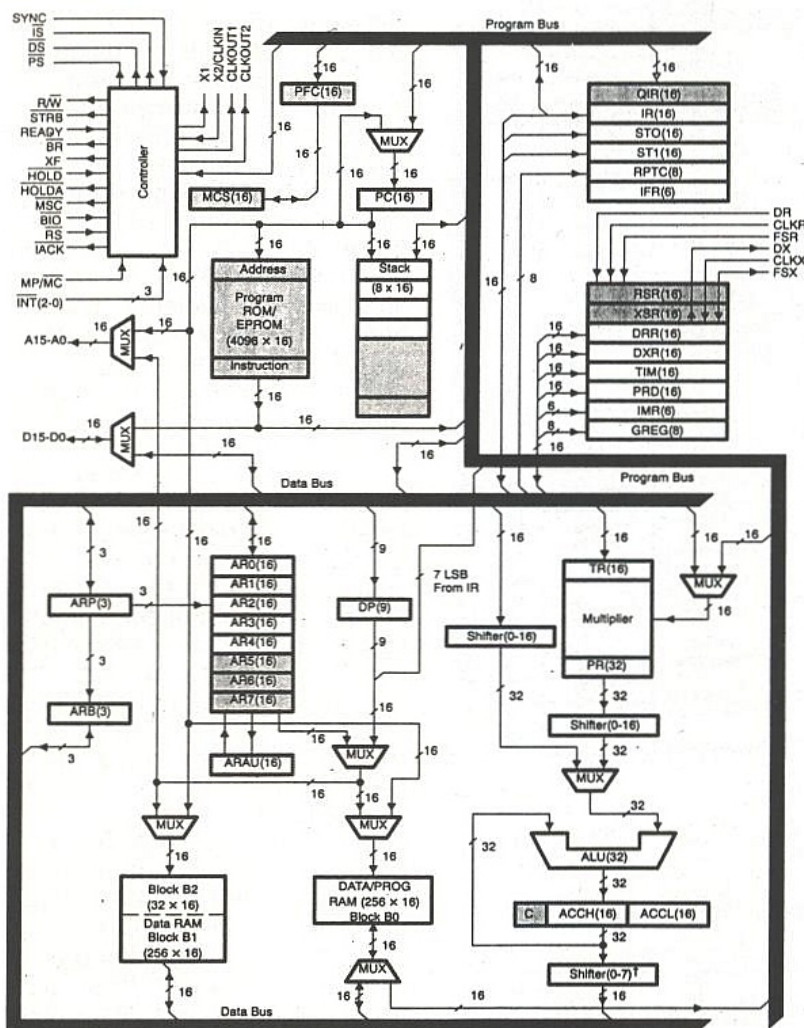


Figure 1 : architecture interne du TMS 320C25.

Lorsqu'une donnée est traitée par la CALU, des opérations arithmétiques peuvent être traitées dans l'ARAU (Auxiliary Register Arithmetic Unit). Un tel parallélisme conduit à disposer d'un jeu d'instructions arithmétiques, logiques et de contrôle de bit très puissantes et exécutables en un seul cycle micro et parallèlement aux opérations traitées dans la CALU.

La mémoire :

Le TMS 320C25 possède 544 mots de 16 bits en mémoire RAM. Ceux-ci sont séparés en trois blocs (B₀, B₁ et B₂). Le bloc B₀ de 256 mots est configurable par les instructions CNFD et CNFP en mémoire programme ou en mémoire données. Les blocs B₁ et B₂ sont configurés en bloc mémoire de données et comprennent 288 mots dont 32 servent de mémorisation intermédiaire. Les 64 K mots externes sont directement accessibles par le bus externe unique du DSP. Le TMS 320C25 contient 4 K mots de mémoire ROM interne.

Celle-ci pouvant être programmée par masque à la fabrication du DSP.

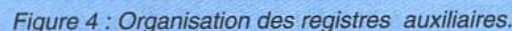
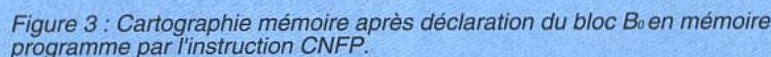
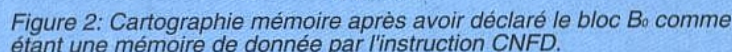
Le DSP peut tourner sur sa mémoire programme interne (ROM) ou sur une mémoire programme externe. Le choix se faisant par la pin externe MP/MC (microprocesseur/microcomputer).

Des versions disposant de 4 K mots d'EPROM interne, les TMS320E25 ou P25 en OTP, permettent à l'utilisateur de mettre au point rapidement son programme et commercialiser son application de suite. Ensuite, si la série de pièces à produire en vaut la peine, le masquage de la ROM permettra de réduire les coûts. La mémoire programme peut être étendue en externe à 64 K mots où le programme peut être déroulé à pleine vitesse si le temps d'accès mémoire le permet. Dans le cas où la mémoire externe est trop lente, des temps d'attente (wait states) peuvent être générés.

Le bloc B₀ interne peut également être utilisé comme mémoire programme. Il est donc avantageux

de laisser les tâches de fond lentes dans la mémoire externe et de traiter les boucles répétitives rapides dans le bloc B₀ préalablement chargé avec les programmes concernés. Dans ce cas, la mémoire externe peut être plus lente car en faisant un peu attention à la répartition du programme, 90% du temps de traitement peut être exécuté en interne donc à la vitesse maximale. Le chargement du programme est réalisé par transfert de blocs en utilisant les instructions RPTK et BLKP. Après transfert, le bloc B₀ est utilisable en mémoire programme par l'instruction CNFP. Tous les petits programmes devant être exécutés rapidement devront être placés dans ce bloc B₀ autant que possible. Le TMS320C25 possède trois champs d'adresses indépendants de 64 K pour la mémoire programme, la mémoire données et les Entrées/Sorties. La MAP mémoire du TMS 320C25 est donnée figures 2 et 3 et est représentée pour différentes configurations. Il est à remarquer que le bloc mémoire B₀ change de page d'adressage lorsqu'il est utilisé en mémoire programme ; pages 4-5 en données et pages 510 et 511 lorsqu'utilisé en mémoire programme. Les registres internes sont situés dans le champ mémoire de données. Huit registres auxiliaires utilisables en adressage indirect (figure 4) ou en mémoire temporaire peuvent être adressés directement par des instructions ou indirectement par un pointeur de registre 3 bits (ARP). En adressage indirect, le registre auxiliaire utilisé contient l'adresse de la mémoire sur laquelle porte l'opération à exécuter. La suite de registres auxiliaires est connectée à l'ARAU qui peut effectuer une opération sur le registre auxiliaire courant alors qu'une mémoire de donnée est en cours d'adressage. L'indexation par ± 1 ou par le contenu du registre auxiliaire ARO peut être utilisée. De cette manière, les informations stockées dans des tables en RAM interne ou en ROM (interne ou externe) peuvent être gérées sans avoir à monopoliser le CALU pour autant.

L'ARAU permet également d'effectuer des opérations arithmétiques non signées sur 16 bits en parallèle avec les opérations 32 bits en complément à 2 traitées par le CALU. Ceci étant possible grâce à l'adressage direct des re-



L'interfaçage du bus du TMS 320C25 avec l'extérieur comprend un bus de données bidirectionnel 16 bits, un bus d'adresses 16 bits, 3 signaux DS, PS et IS sélectionnant la page mémoire de données, la mémoire programme ou les entrées/sorties et plusieurs signaux de contrôle. Le TMS 320C25 fonctionne à sa vitesse maximale lorsqu'il adresse sa mémoire ROM ou RAM interne ou lorsqu'il utilise une mémoire programme externe assez rapide. L'utilisation du signal READY par un composant externe lent permet de générer les temps d'attente (wait states) nécessaires à leur adressage. Il faut remarquer que ce type de gestion de vitesse de transfert nécessite souvent une circuiterie supplémentaire externe au DSP. Ce n'est pas le cas lorsque les wait states sont programmables par soft comme avec les nouvelles versions TMS 320C50, compatibles au plan logiciel avec le TMS 320C25 ou en-

core pour les DSP AD ou Motorola.

Le TMS 320C25 peut fonctionner dans un environnement requérant des transferts de données en DMA sur ses bus externes. Pour cela, il faut que le processeur demande au bus positionne le signal HOLD à zéro et attende que le TMS 320C25 ait fini de mettre ses bus en haute impédance et positionné le signal HOLDA à 0. Deux modes de fonctionnement sont alors possibles lors d'un DMA.

Le premier, qui existait déjà dans le TMS 32020 consiste à suspendre purement et simplement l'exécution du programme et d'attendre la libération des bus externes. La deuxième, spécifique au TMS 320C25, consiste à continuer l'exécution du programme en interne jusqu'à ce qu'une instruction nécessitant un accès extérieur au DSP soit rencontrée.

A ce moment, le programme est suspendu jusqu'à la libération des bus. Ce procédé augmente considérablement les performances lorsqu'il y a besoin de nombreux échanges de données.

L'unité centrale arithmétique et logique (CALU)

La CALU du TMS 320C25 (figure 6) est constituée d'un registre à décalage 16 bits pour effectuer les mises à l'échelle, d'une multiplication parallèle 16 x 16 bits donnant un résultat sur 32 bits, d'une unité arithmétique et logique (ALU) sur 32 bits, d'un accumulateur 32 bits, et de quelques registres à décalage pour les remises à l'échelle des données en sortie du multiplieur et de l'accumulateur.

Les étapes suivantes sont parcourues lors de l'exécution d'une instruction classique sur l'ALU :

1) La donnée est lue dans la RAM par l'intermédiaire du bus de données.

2) La donnée traverse le registre à décalage puis le MUX et l'ALU où l'opération arithmétique ou logique est effectuée.

3) La donnée est ensuite stockée dans l'accumulateur.

Le traitement dans la CALU est effectué sur 32 bits.

Une des entrées de l'ALU est toujours connectée à l'accumulateur 32 bits. L'autre entrée peut venir du registre produit (PR), du multiplieur ou bien du registre à décalage qui est chargé par les données venant de la mémoire.

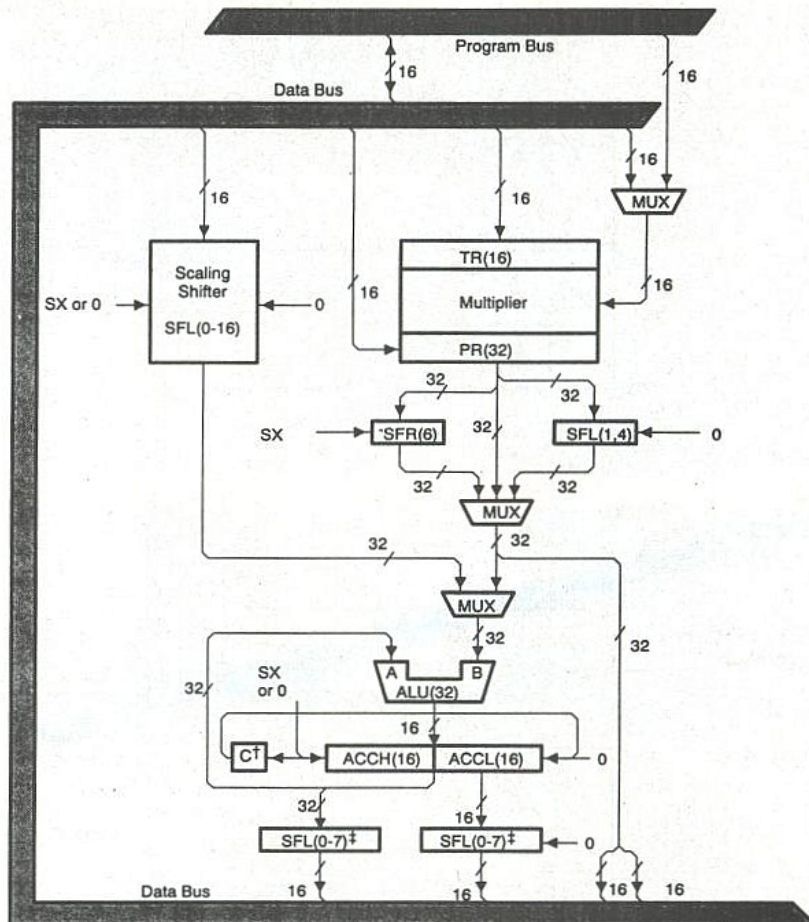


Figure 6 : Unité centrale arithmétique et logique (CALU).

Le registre à décalage du TMS 320C25 est un registre 16 bits connecté au bus de données. Ce registre transmet 32 bits vers l'ALU après avoir effectué de 0 à 16 décalages à gauche de la donnée d'entrée selon l'instruction en cours d'exécution. Les LSBs (bits de faible poids) en sortie du décalage sont chargés par des zéros et les MSBs également par des zéros si la donnée est non signée ou par la recopie du bit de signe si la donnée est signée (c'est l'extension de signe). Tout dépend de l'état du bit ST1 indiquant le mode d'extension de signe dans le registre d'état. La sortie sur 32 bits permet de ne pas perdre en définition lors des décalages. D'autres possibilités de décalage autorisent le processeur à faire des mises à l'échelle numérique, des extractions de bits, des extensions d'opération et de se prémunir des débordements.

L'ALU 32 bits du TMS 320C25 associée à l'accumulateur traite un grand nombre d'instructions arithmétiques et logiques. La majorité d'entre elles sont exécutées en un cycle d'horloge DSP.

Le mode saturation sur débordement peut être programmé par les instructions SOVM et ROVM

(set/reset overflow mode). Quand l'accumulateur fonctionne avec le mode saturation sur débordement et qu'un débordement résulte d'une opération sur l'accumulateur, alors celui-ci est chargé par la valeur maximale positive (ou négative) suivant le sens du débordement. Un bit indicateur de débordement est alors positionné. Cette fonction non implémentée dans les microprocesseurs classiques est primordiale dans les processeurs de traitement du signal.

En effet, en comparant le DSP à un ampli OP, l'équivalent d'un débordement sans saturation correspond à un retournement de phase de l'AOP (figure 7). En traitement numérique signé, la valeur maximale positive est 01111.... En ajoutant 1 par exemple à cette valeur on obtiendrait 10000, soit la valeur maximale négative ! La valeur ainsi créée est 0 et non la valeur max + 1.

Le mode saturation permet de retrouver un comportement comparable à un AOP saturant sans inverser la phase en maintenant le résultat à 01111 (figure 8).

L'accumulateur 32 bits est divisé en deux segments de 16 bits ACCH (partie haute) et ACCL

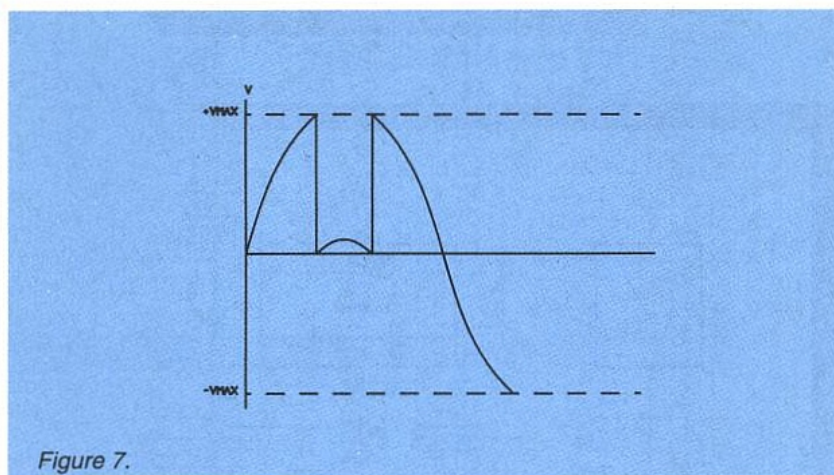


Figure 7.

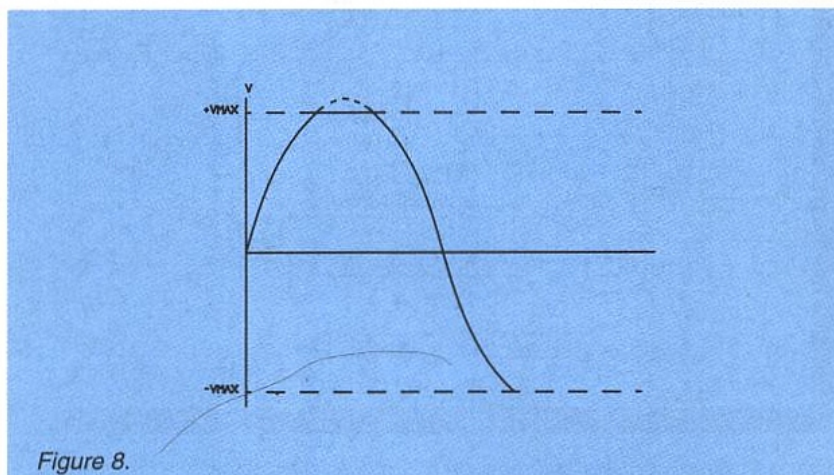


Figure 8.

(partie basse). afin de se connecter facilement au bus de données interne 16 bits. Une opération de décalage à gauche de 0 à 7 bits peut être exécutée au moment du transfert de la donnée sur le bus mémoire de données. le contenu de l'accumulateur reste pour sa part inchangé. L'accumulateur présente lui aussi la possibilité de réaliser des décalages de 1 bit à gauche ou à droite (SFL, SFR) et des rotations à travers le carry (retenue, ROL et ROR).

Un bit de retenue (carry) permet de réaliser les opérations arithmétiques de multiples précisions avec plus de facilité. La retenue est affectée par les opérations d'addition et de soustraction. Deux nouvelles instructions dans le TMS 320C25 réalisent l'addition avec carry (débordement par valeur positive) ADDC, et la soustraction avec borrow (débordement par valeur négative) SUBB. Le TMS 320C25 possède une multiplication 16 x 16 bits câblée, sortant le résultat sur 32 bits à chaque cycle machine. La précision de cette multiplication est totale et aucune troncature n'est opérée. Deux registres sont associés au multiplieur :

- le registre temporaire (TR) 16

bits contenant une des opérandes de la multiplication .

- le registre Produit (PR) contenant le résultat de l'opération.

En sortie du registre produit, une opération de décalage de 0, 1 ou 4 bits à gauche peut être réalisée. Ceci est très utile pour les opérations fractionnaires. Un décalage de 6 bits à droite est également implémentable.

128 multiplications consécutives sans débordement peuvent ainsi être exécutées. L'instruction MPYU de multiplication non signée laisse la possibilité d'étendre la précision de la multiplication. Le contenu non signé du registre temporaire est alors multiplié par le contenu non signé de la case mémoire donnée adressée à cet instant. le résultat est stocké dans PR.

Deux instructions MAC et MACD exploitent toute la puissance du CALU en réalisant des multiplications avec accumulation.

Ces instructions réalisent la multiplication de deux opérandes nouvellement chargées à chaque cycle DSP. Par contre, la préparation de la multiplication prend 3 cycles machine. Ensuite, tant que l'opération est répétée (par les instructions RPT et RPTK), il faut

compter un cycle par multiplication. L'incrémentation de l'adresse des deux opérandes est automatique. Les adresses peuvent être prises en binaire normal ou en binaire renversé, permettant ainsi de traiter facilement les transformées de Fourier Rapide. Dans ces opérations, le bus programme peut alimenter le multiplieur par des données en RAM et ROM interne ou externe tout en maintenant le rythme d'une multiplication avec accumulation par cycle machine. Les instructions SQRA (carré avec addition) et SQRS (carré avec soustraction) opèrent de la même manière.

Le TMS 320C25 supporte les manipulations de données en virgule flottante pour les applications nécessitant une grande dynamique de signaux. Il faut pour cela normaliser la donnée représentée en virgule fixe par l'instruction (NORM). Ceci crée une mantisse et un exposant. L'instruction LACT (chargement de l'accumulateur avec décalage comme spécifié dans le registre T) dénormalise une donnée exprimée en virgule flottante donc représentée par sa mantisse et son exposant. Cette opération effectue des décalages arithmétiques sur la mantisse dans le registre à décalage d'entrée.

Les instructions ADDT et SUBT sont disponibles pour réaliser des additions et soustractions avec des prédécalages spécifiés par le registre T. De cette manière, les données en virgule flottante possédant une mantisse de 16 bits et un exposant de 4 bits peuvent être traitées.

Les données sont représentées par :

(mantisse) x 2 (Registre T, bits 0 à 3) dans ces opérations.

Ce DSP est muni d'une grande variété d'instructions de branchement dépendantes de l'état de l'ALU. Des instructions de test de bit (BIT et BITT) sont incorporées au jeu d'instructions. Celles-ci n'affectent pas le contenu de l'accumulateur et réalisent le test d'un bit d'une donnée mémoire.

Nous finirons l'étude du fonctionnement du TMS 320C25 dans notre prochain numéro en abordant le contrôle du système, le répertoire d'instructions et les différentes configurations d'exploitations possibles.

J. Bedu

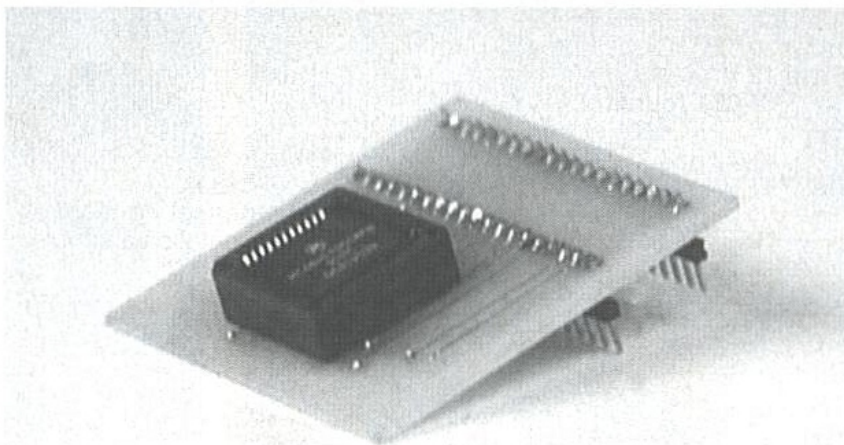
Le 68HC705C8 EN PLCC.

Le 68HC705C8 fait partie de la famille des monochips Motorola successeurs du 68705P3 et constitue la nouvelle génération.

Pour la domotique, il répond à l'angoissante question de savoir ce qui se passe si le programme déraile quand les occupants de la maison sont absents : il est « sécurisé ».

Le 68705P3 reste un excellent circuit pour l'apprentissage mais la taille mémoire et l'absence de circuits périphériques évolués limitent la réalisation d'applications sophistiquées.

Dans le précédent numéro, nous décrivions un programmeur pour le 68HC705 en boîtier DIP, cette fois-ci, nous allons nous intéresser à la version PLCC, en raison de sa taille et de son coût.



Coût de la version PLCC.

Pour changer, commençons par évoquer le coût de ce circuit, ce chapitre arrive souvent à la fin mais c'est celui qui, bien souvent, conditionne le choix.

Il existe deux versions du monochip ; la version DIP 40 pattes équipée d'une fenêtre, est effaçable aux UV, son coût est de quelques centaines de francs à cause du boîtier ; ce circuit doit servir uniquement pour la mise au point du programme.

La version PLCC offre l'avantage d'être de bien plus faible coût, toutefois c'est une version OTPROM, non effaçable (programmable une fois).

Mais non effaçable ne veut pas dire qu'on ne puisse pas le programmer plusieurs fois, il faut mettre le nouveau programme après la précédente version, un programme « chausse-pied » (BOOTSTRAP) lancera toujours la dernière version.

Ainsi, par exemple, si le programme applicatif d'origine fait trois kilo-octets, la seconde version n'en fera qu'un puisque celle-ci

utilisera les sous-programmes de la première version.

En gérant correctement cette mémoire, trois à cinq versions successives pourront être chargées dans la version C8 (8K octets) avant que le circuit ne soit plein. Bien qu'il existe une version C4, dans ce contexte, et pour la différence de prix, la version C8 sera préférable.

L'aspect domotique du 68HC705.

Le COP est certainement la caractéristique la plus intéressante quand on veut réaliser des applications autour de la domotique.

Que peut-il se passer si le monochip « plante », « déraile », alors que la maison est inoccupée ? Le COP (Computer Operation Properly) intervient.

Les lecteurs auront sans doute remarqué que «COP» se traduit par policier, la notice stipule «WATCH-DOG», chien de garde...

Pour accroître la sécurité, ce circuit peut être monté en réseau de monochips, la redondance des circuits est possible.

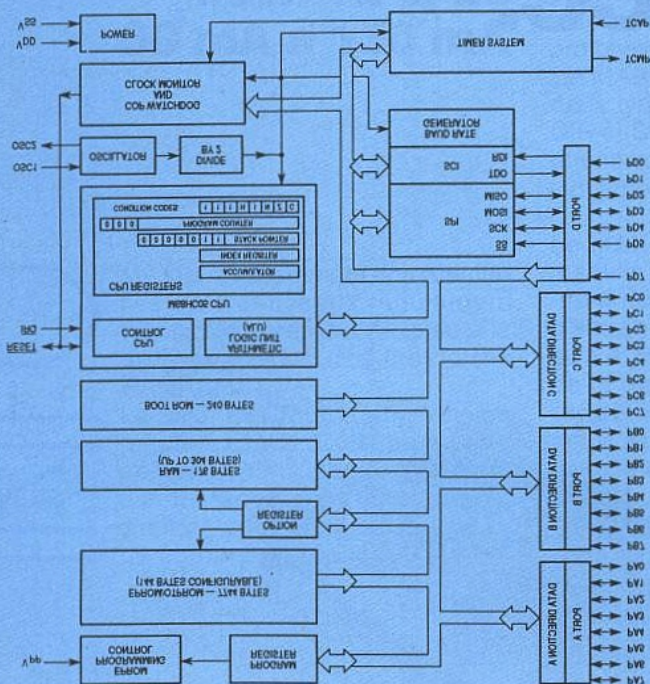


Figure 1.: Carte memoire.

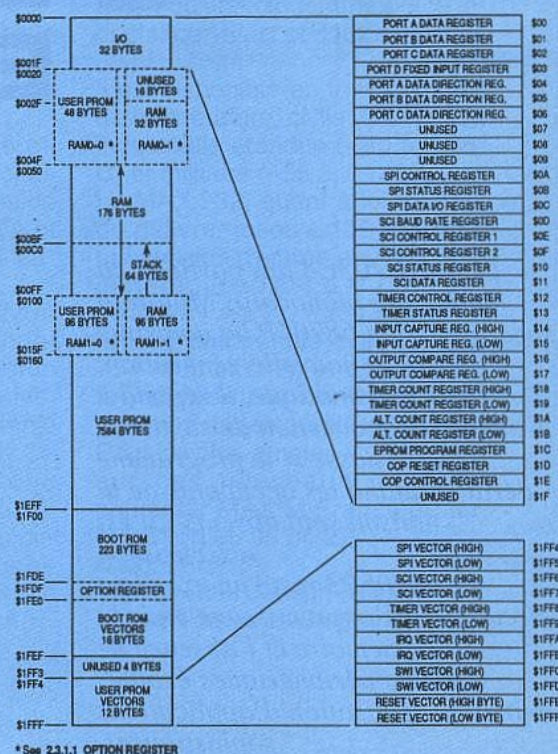


Figure 2.: Bloc diagramme.

Sa faible consommation et la possibilité de mise en sommeil du CPU permet de troquer la batterie contre une simple pile de trois volts, 2 V suffisent à conserver les données en RAM ! Passons maintenant à la description de ce circuit.

PRÉSENTATION DU 68HC705C8.

La **figure 1** présente sa carte mémoire, comme sur le P3 on distingue rapidement les parties importantes.

La **figure 2** donne le schéma bloc.

Tous les périphériques sont regroupés en bas de l'espace d'adressage, ils seront décrits dans les prochains chapitres.

On trouve l'espace RAM avec quatre configurations possibles. Au moment du RAZ, RAM0 et RAM1 sont à zéro, la mise à 1 de ces paramètres permet de faire apparaître des zones RAM en plus, ces deux paramètres se trouvent dans l'option register à l'adresse \$1FDF, respectivement en bit 7 et en bit 6 du mot (on commence à 0).

Le programme applicatif est chargé dans la zone PROM, et comme nous l'avons vu, c'est soit

une EPROM effaçable (boitier DIP à fenêtre), soit une EPROM non effaçable dans la version PLCC.

La zone d'EPROM située à la fin de l'espace d'adressage doit être chargée avec les vecteurs comme le montre la **figure 3**.

Le programme de Bootstrap est en ROM, il est gravé dans le silicium, donc pas effaçable ; il est lancé si la patte IRQ est à environ 9 volts lors de la fin du RESET et si le BIT de VERROUILLAGE est à 0 (option register, bit 3).

Plusieurs fonctions peuvent être réalisées avec ce programme, l'article sur le programmeur en a donné la description.

Enfin, l'option register contient quatre bits actifs, les autres sont à zéro ; trois ont été décrits (RAM0, RAM1 et SECURITE (verrouillage), le bit 1 détermine la sensibilité de la patte IRQ.

Elle est mise à 1 par le RAZ, dans ce cas elle est sensible au front descendant et au niveau, à zéro elle est sensible uniquement au front.

Les périphériques.

Cette zone commence à zéro et se termine à l'adresse \$1F.

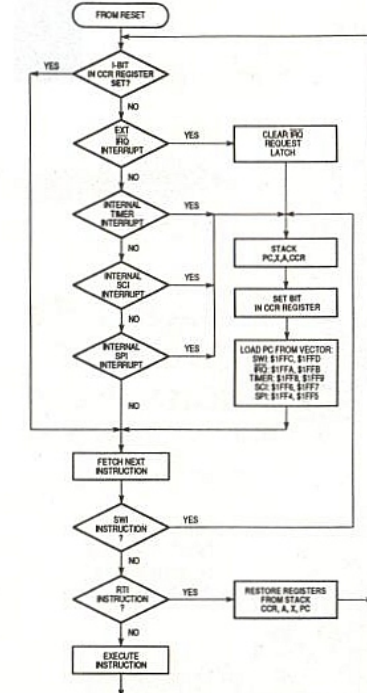
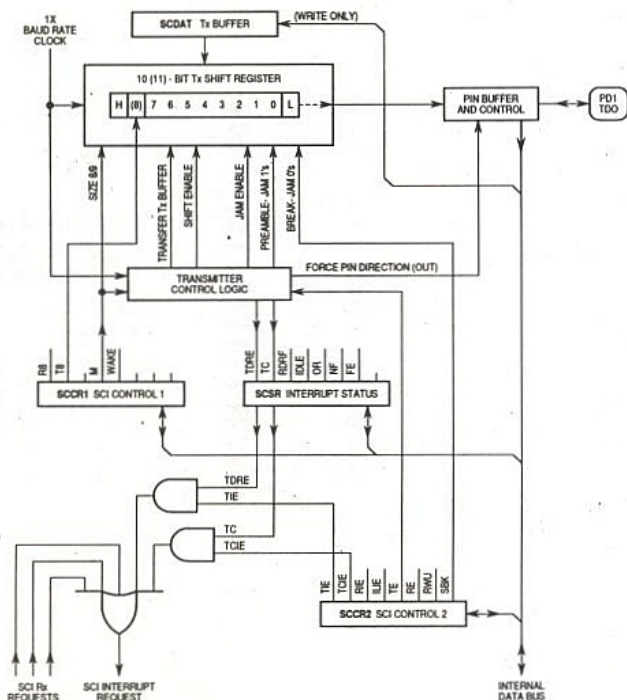
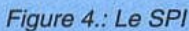


Figure 3.: Table des vecteurs IRQ.

Le port D ne peut pas être configuré en sortie, la mise en service des autres périphériques monopolisent ses pattes.

Trois registres contrôlent ce périphérique : le SPCR pour le contrôle, le SPSR pour le statut, et le SPDR qui contient la donnée à transmettre ou à recevoir.



The block diagram illustrates the internal architecture of the SCI module. Key components and their interconnections include:

- 16X BAUD RATE CLOCK**: Provides the timing reference for the module.
- PDI RDI**: Pin Driver/Receiver Input/Output block.
- PIN BUFFER**: Buffers the input/output signals.
- DATA RECOVERY**: Recovers data from the received signal.
- 10 (11)-BIT Rx SHIFT REGISTER**: Shift register for received data, with bits 0 through 9 (or 10) and control signals **STOP** and **START**.
- MSB** (Most Significant Bit) and **ALL ONES**: Specific bit positions in the shift register.
- WAKE-UP LOGIC**: Logic for waking up the module from sleep.
- SCCR1 SCI CONTROL 1**: Control register 1, with fields **NB**, **TB**, and **M**.
- SCSR INTERRUPT STATUS**: Interrupt status register, with fields **TDRF**, **RDRF**, **IDLE**, **ILIE**, **OR**, **RIE**, **TE**, and **TOE**.
- SCCCR2 SCI CONTROL 2**: Control register 2, with fields **LIE**, **RE**, **RWU**, and **SRR**.
- SCDAT Rx BUFFER**: Receive data buffer, labeled **(READ ONLY)**.
- Internal Data Bus**: Connects the module to the system bus.
- Control Signals**: Various signals like **WAKE**, **RDRF**, **RIE**, **ILIE**, **OR**, **RIE**, **TE**, **TOE**, **LIE**, **RE**, **RWU**, and **SRR** are shown as inputs/outputs to the internal blocks.

Le Serial Communications Interface.

Le SCI (**figure 5**) permet d'avoir une interface standard, NRZ, du type RS232.

Toutefois, cette interface permet la gestion du bit M et du WAKE-UP, pour la mise en réseau de circuits distants.

Le bit M permet de passer un 9^e bit dans le mot transmis.

Ce bit permet, par exemple, de différencier les octets de données de ceux de commandes.

En général, on programme le monochip pour qu'une interruption soit générée à chaque caractère reçu, en réseau cela se traduit par une gestion des trames, y compris de celles qui ne sont pas destinées au monochip.

Par le WAKE-UP, on peut bloquer les interruptions générées par la réception des caractères tant que la transmission de la trame n'est pas terminée.

Le SCI détecte une fin de trame quand plus de onze «un» successifs ont été reçus.

Une autre méthode permet d'utiliser le bit M pour ré-armer l'interruption de réception caractères. Cinq registres permettent de configurer l'interface.

Avec un quartz de 4 MHz, il est possible de créer toutes les vitesses de transmission, y compris le 31,25K bits/s pour le standard MIDI.

Au niveau de l'oscillateur, un quartz ou un résonateur céramique peut être monté ; il est possible d'injecter l'horloge par l'entrée OSC1, la fréquence maximale de fonctionnement est de 4,2 MHz à 5 V, elle tombe à 2,0 MHz à 3,3 V (sa consommation en fonctionnement est de 2mA).

Le timer.

Il a un fonctionnement radicalement différent du P3 (**figure 6**).

L'horloge interne divisée par quatre est appliquée au timer, c'est un compteur 16 bits libre, il n'est pas possible de le recharger.

Sans entrer dans les détails, ce fonctionnement particulier donne une sécurité supplémentaire contre les tentatives d'analyse de fonctionnement du programme dans les applications sensibles (bancaire...).

A tout moment il est possible de le lire, (\$18,\$19 ou \$1A,\$1B).

Le registre Input Capture Register est chargé sur un front (dont le

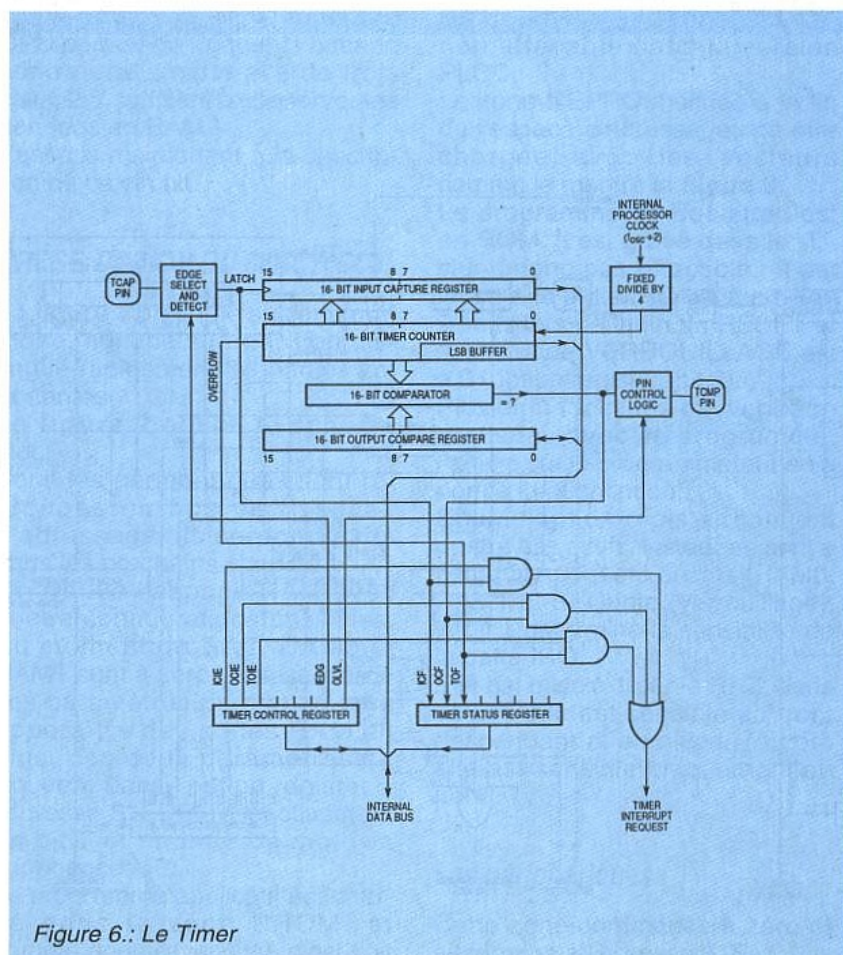


Figure 6.: Le Timer

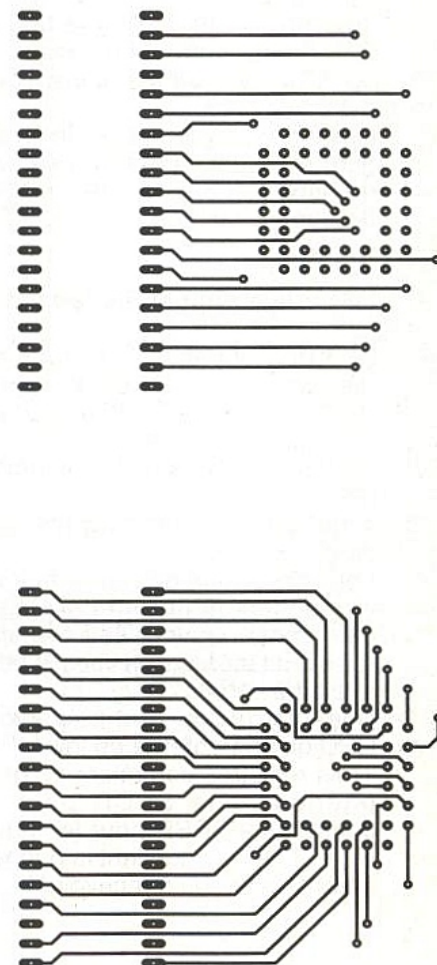


Figure 7 : Adaptateur DIL PLCC

	BIT 7	6	5	4	3	2	1	BIT 0	
\$00	PA7	PA6	PA5	PA4	PA3	PA2	PA1	PA0	PORTA
\$01	PB7	PB6	PB5	PB4	PB3	PB2	PB1	PB0	PORTB
\$02	PC7	PC6	PC5	PC4	PC3	PC2	PC1	PC0	PORTC
\$03	PD7/*		PD5/*	PD4/*	PD3/*	PD2/*	PD1/*	PD0/*	PORTD
\$04	DDA7	DDA6	DDA5	DDA4	DDA3	DDA2	DDA1	DDA0	DDRA
\$05	ddb7	ddb6	ddb5	ddb4	ddb3	ddb2	ddb1	ddb0	DDRB
\$06	DDC7	DDC6	DDC5	DDC4	DDC3	DDC2	DDC1	DDC0	DDRC
\$07	DDD7		DDD5	DDD4	DDD3	DDD2	DDD1	DDD0	DDRD***
\$08									UNUSED
\$09									UNUSED
\$0A	SPIE	SPE	DWOM*	MSTR	CPOL	CPHA	SPR1	SPR0	SPCR**
\$0B	SPIF	WCOL		MODF					SPSR**
\$0C	SPD7	SPD6	SPD5	SPD4	SPD3	SPD2	SPD1	SPD0	SPDR**
\$0D			SCP1	SCP0		SCR2	SCR1	SCR0	BAUD**
\$0E	R8	T8		M	WAKE				SCCR1**
\$0F	TIE	TCIE	RIE	ILIE	TE	RE	RWU	SBK	SCCR2**
\$10	TDRE	TC	RDRF	IDLE	OR	NF	FE		SCSR**
\$11	SCD7	SCD6	SCD5	SCD4	SCD3	SCD2	SCD1	SCD0	SCDAT**
\$12	ICIE	OCIE	TOIE	0	0	0	0	0	TCR
\$13	ICF	OCF	TOF	0	0	0	0	0	TSR
\$14	ICH7	ICH6	ICH5	ICH4	ICH3	ICH2	ICH1	ICH0	ICHR
\$15	ICL7	ICL6	ICL5	ICL4	ICL3	ICL2	ICL1	ICL0	ICLR
\$16	OCH7	OCH6	OCH5	OCH4	OCH3	OCH2	OCH1	OCH0	OCHR
\$17	OCL7	OCL6	OCL5	OCL4	OCL3	OCL2	OCL1	OCL0	OCLR
\$18	CH7	CH6	CH5	CH4	CH3	CH2	CH1	CH0	CHR
\$19	CL7	CL6	CL5	CL4	CL3	CL2	CL1	CL0	CLR
\$1A	ACH7	ACH6	ACH5	ACH4	ACH3	ACH2	ACH1	ACH0	ACHR
\$1B	ACL7	ACL6	ACL5	ACL4	ACL3	ACL2	ACL1	ACL0	ACLR
\$1C									UNUSED
\$1D									UNUSED
\$1E									UNUSED
\$1F									UNUSED

Les registres et bits de contrôle.

sens est défini dans le registre TIMER) appliqué sur l'entrée TCAP.

La sortie TCMP peut évoluer quand la valeur du compteur libre est identique au registre Output Compare Register.

Tous ces événements, ainsi que le passage à zéro du compteur libre peuvent générer des interruptions, certains bits du Timer Control Register valident les autorisations.

Le cop.

Ce gendarme contrôle le bon fonctionnement du programme, il est constitué d'un timer et d'un analyseur d'horloge.

Si l'analyseur d'horloge détecte la perte de l'horloge interne ou si le timer n'est pas ré-armé à intervalles réguliers inférieurs à un temps maximal, le COP actionne une RAZ.

L'analyseur d'horloge empêche un fonctionnement statique du processeur, comme pour le

compteur libre du timer, cela permet d'éviter le « piratage » du programme.

Pour diminuer la probabilité que le programme, même en déraillant, ré-arme le timer, celui-ci n'est ré-armé que si l'on écrit \$55 puis \$AA.

Lors de l'écriture du programme, on veillera à ce que ces deux ordres soient bien espacés.

Avec un quartz de 4 MHz, le temps maximal de réarmement peut être choisi entre 4 valeurs allant de 16 ms à 1 s environ.

Le registre PROGRAMM.

Ce registre, situé à l'adresse \$1C est mis en action quand on souhaite programmer l'EPROM, il est rarement utilisé (le VPP doit être présent).

Le registre contient deux bits, le bit 2 (LAT) mis à 1 « LATCH » les adresses, l'accès à l'EPROM en lecture n'est plus possible (le programme pour cette application doit être dans la ROM ou en RAM).

Le bit 0 mis à 1 (PGM) permet d'appliquer le VPP sur l'EPROM. A ce moment toute écriture dans l'EPROM provoque la programmation de la cellule.

Les nouvelles instructions.

Les anciennes instructions sont réalisées avec moins de cycles internes par rapport au P3, cela donne un gain de vitesse de 25% environ.

La multiplication (code \$42) de A par X est possible, le résultat est mis dans X (partie haute) et dans A (partie basse).

Les deux nouvelles instructions concernent la mise en faible consommation de la CPU.

Dans le mode STOP(\$8E), la CPU est mis dans l'état de consommation minimum, soit 2,8 mA !

Tous est mis à l'arrêt, les ports d'E/S restent dans l'état et pour sortir de cet état de léthargie, il faut soit faire un RESET, soit déclencher l'IRQ externe.

Les SPI,SCI, et le timer n'étant plus gérés, il faut veiller à ce que ces circuits soient en attente avant l'exécution du STOP.

Dans le mode WAIT(\$8F), la CPU consomme 1,7mA, tous les circuits restent actifs, une interruption déclenche la sortie de ce mode.

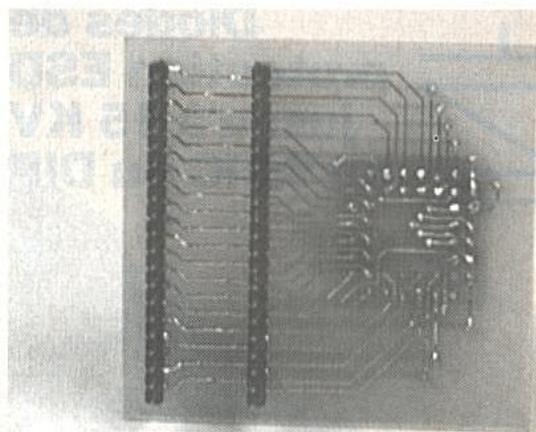
En fonctionnement normal, le monochip consomme 5 mA contre 100 mA pour le 68705P3.

CONCLUSION.

Dans cet article de présentation, il était impossible de décrire le contenu de tous les registres, compte tenu des configurations possibles. Nous décrirons ces périphériques plus précisément lors de réalisations pratiques.

Le 68HC705C8 en version PLCC permet la réalisation d'applications sécurisées, avec une faible consommation. Ces caractéristiques ainsi que son fonctionnement en réseau le rendent attractif pour des applications domotiques. Moyennant un « chausse-pied », plusieurs versions peuvent être mises dans un même PLCC OTPROM.

X.Fenard



La barette de picots sécable se prête bien à la mise en œuvre de l'adaptateur DIL 40 broches. Les picots dépassant côté circuit autorisent un contrôle aisé des signaux transitant par les différentes broches.

Nous avons juste rogné le prix.

Les multimètres Fluke de la série 10

Le Fluke 12 grandeur réelle : Facile à transporter, agréable à utiliser.

Nouveau ! V Chek™ : Pour la mesure rapide des arrivées d'énergie et des alimentations, réglez-vous sur V Chek et laissez le multimètre se débrouiller. V Chek choisira entre la continuité et la résistance ; si une tension est présente, il passera automatiquement en mode V AC ou V DC, suivant le cas. Pour la plupart des mesures préliminaires c'est le seul réglage que vous ayez à faire.

Gamme automatique ou manuelle : votre choix dépend de votre application.

Mode arrêt automatique
L'appareil s'arrête de lui-même, si vous avez oublié de le faire, pour économiser la pile.

Nouveau ! Un commutateur à glissière et quelques boutons poussoirs suffisent à sélectionner toutes les fonctions. Conçu pour pouvoir être utilisé d'une seule main.

Signal sonore de continuité : Pour des mesures de continuité rapides, il suffit de prêter attention au bip ; pas besoin de garder les yeux rivés sur l'afficheur.

La qualité Fluke : Fabriqué aux Etats-Unis par Fluke, avec la même rigueur qui a fait notre réputation dans le monde entier. Il conserve ses performances dans les milieux les plus sévères et il bénéficie de 3 ans de garantie.

Grand afficheur facile à lire : 4000 points.

Nouveau ! Enregistrement des Min./Max. avec indication de temps relatif et capture de continuité™.

Permet de détecter aisément les problèmes intermittents. Enregistre la plus grande et la plus petite des valeurs mesurées avec indication du temps écoulé depuis le début de la mesure. En mode capture de continuité, capture et affiche les coupures et les courts-circuits aussi brefs que 250 μ s.

Capacité : Gamme automatique de 0,001 μ F à 9999 μ F. Plus besoin de capacité externe.

Si vous voulez de hautes performances pour un petit prix, choisissez la nouvelle série 10 de Fluke. Prenez contact avec votre agence Fluke pour expérimenter et apprécier ces nouveaux multimètres et leur prix et demander une documentation gratuite.



Fluke 10	Fluke 11	Fluke 12
Afficheur numérique de 4000 points Précision de base pour V DC 1,5 % Précision de base pour V AC 2,9 % Précision de base pour ohms 1,5 % Signal sonore de continuité rapide Test de diode Mode veille automatique 3 ans de garantie	Fonction V Chek™ Capacité de 0,001 à 9999 μ F Afficheur numérique de 4000 points Précision de base pour V DC 0,9 % Précision de base pour V AC 1,9 % Précision de base pour ohms 0,9 % Signal sonore de continuité rapide Test de diode Mode veille automatique 3 ans de garantie	Fonction V Chek™ Enregistrement des Min./Max. avec indication du temps relatif Capture de continuité™ Capacité 0,001 à 9999 μ F Afficheur numérique de 4000 points Précision de base pour V DC 0,9 % Précision de base pour V AC 1,9 % Précision de base pour ohms 0,9 % Signal sonore de continuité rapide Test de diode Mode veille automatique 3 ans de garantie

Sur option étui de protection rigide utilisable en pupitre



Sécurité - le standard Fluke : Répond aux normes de sécurité UL 1244, CEI 1010, CSA et VDE ; protégé en interne contre les surcharges.

Nouveau ! Cordons de test TL75 à pointe dure renforcée

Mesures et Tests précis et rapides : Mesure de tension AC et DC jusqu'à 600 V, de résistance jusqu'à 40 M Ω ; test sonore de continuité ; test de diode.

La nouvelle série 10
UN petit prix pour UN Fluke

FLUKE ET PHILIPS
L'ALLIANCE EN TEST ET MESURE

S.A. PHILIPS INDUSTRIELLE ET COMMERCIALE
Département Test et Mesure, 105, rue de Paris, B.P. 187,
93003 BOBIGNY CEDEX - (1) 49.42.80.80 - 235 546 Induphi

FLUKE®