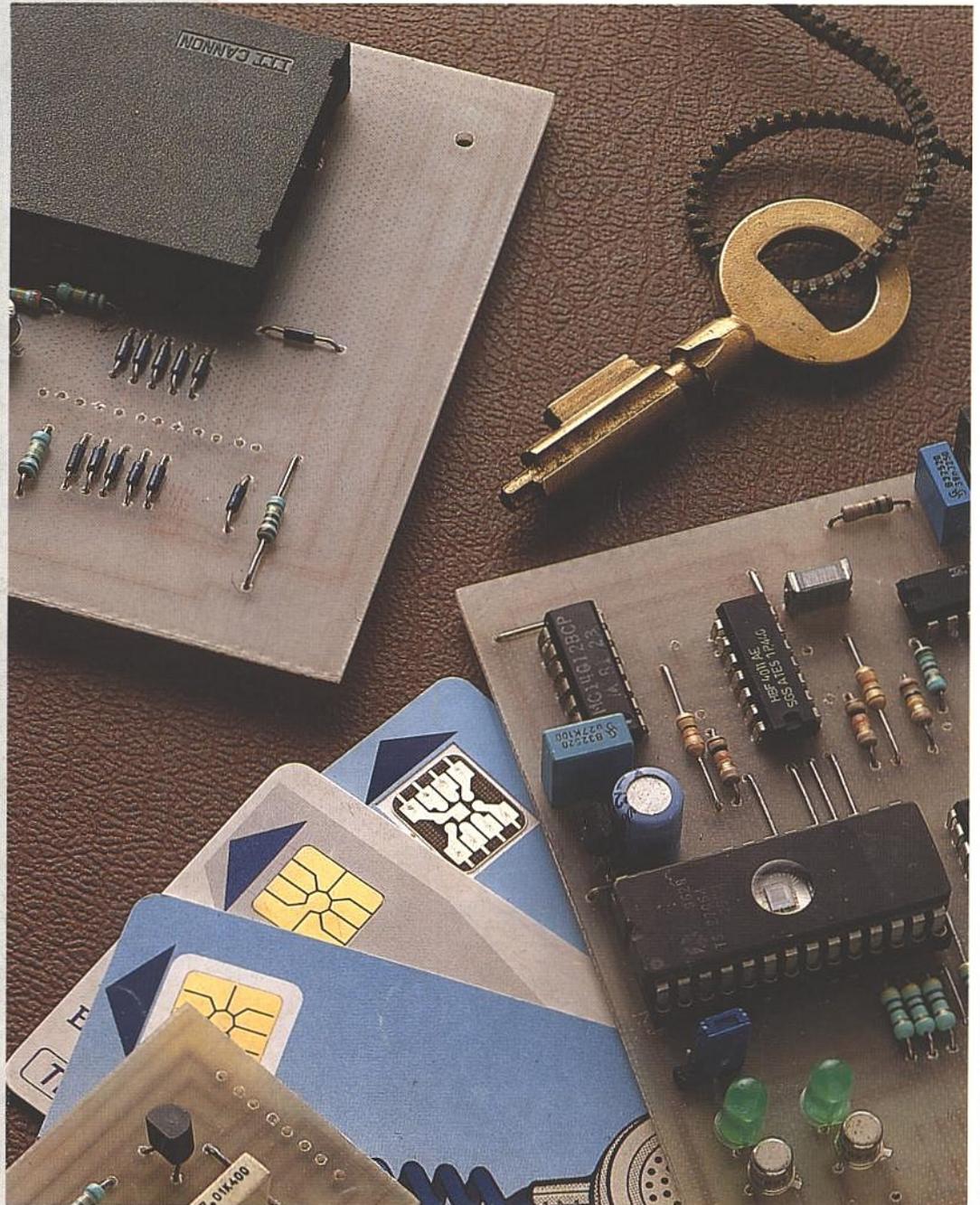


RADIO PLANS

UNE SERRURE ELECTRONIQUE A CARTE A PUCE
LES GENERATEURS DE TEMPS MORT IXYS
LES APPLICATIONS DU MODEM NE 5050
UN REPRODUCTEUR DE SON A EPROM
LES LOGICIELS DE CALCUL POUR PC
UN SIMULATEUR D'EPROM
APPLICATIONS DU MSM 6307, D2 BUS



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

T2438 - 524 - 22,00 F



SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 11 Une serrure électronique à carte à puce
- 55 AC Prompter : transmission d'ordres sur ligne XLR

MONTAGES

- 23 Galvac : galvanomètre à LED
- 47 Reproducteur de son à EPROM
- 71 Un simulateur d'EPROM

CIRCUITS D'APPLICATIONS

- 31 Mise en œuvre du MODEM NE 5050
- 85 Le MC 33110 : compresseur-expandeur audio

TECHNIQUE

- 43 Les logiciels de calcul pour PC
- 63 Générateur de temps mort pour demi-pont avec les circuits IXYS

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 92 Le MSM 6307 OKI, circuit d'interface D2 Bus

COMMUNICATION

- 19 Le NAB 91 à LAS VEGAS

INFOS

- 76 Linear Technology : Nouvel AOP rapide LT 1122
- 78 FITEC : EAO, logiciel d'apprentissage à la logique
KONTRON : le PL 202, FFT 2 voies portable
- 79 PACT informatique : nouvelle série de disques durs SCSI
- 80 SIDER-ONDYNE : le générateur de mires 890
JELT-CM : nouvelle adresse
SELIA : la carte d'interface série PA 731
- 81 AD 745, AOP Fet très faible bruit
DIGIMETRIE : carte coprocesseur PC XT/AT
DAVUM-TMC : diodes schottky Ge forte puissance
- 82 SUPERTEX : le TN 0702, MOSFET très faible bruit
HARRIS : le HA 2444, AOP vidéo
- 84 L'ESIEE en orbite
AD 688 : référence de précision $\pm 10 V$
COMLINEAR: CLC 114, Quad buffer 200 MHz

Ont participé à ce numéro :
J. Alary, Ph.-Bajcik, N. Chaput, B. Delabre,
A. Garrigou, P. Gueulle, X. Fenard, C. Lefebvre,
D. Paret, 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 220409F - Télécopie : 42.41.89.40

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
J.-P. VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA

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 FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU

Promotion : Société Auxiliaire de Publicité
Mme EHLINGER

Marketing : Jean-Louis PARBOT

Directeur des ventes : Joël PETAUTON

Inspecteur des ventes : Société PROMEVEVE

M. Michel IATCA
24-26, bd Poissonnière, 75009 Paris.
Tél. : 45.23.25.60 - Fax. 42.46.98.11

Abonnements : Odette LESAUVAGE
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 2,20 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Electronique Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

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

Ce numéro a été tiré
à 50 600 exemplaires

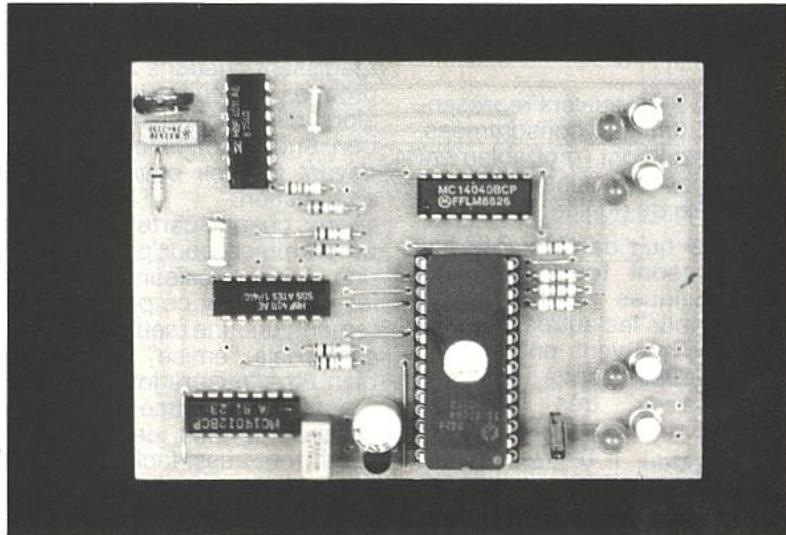
Dépot légal juillet 91 - Éditeur 1654 -
Mensuel paraissant en fin de mois.

Distribué par S.A.E.M. Transport-Presses.
Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -
Imprimerie SIEP Bois-le-Roi et REG Lagny.
Photo de couverture : E. Malemanche.

Une serrure à carte à puce

Ceux de nos lecteurs qui ont réalisé notre "carte de développement pour composants programmables" ont pu constater à quel point il est facile de lire le contenu de la mémoire des cartes à puces les plus courantes (cartes téléphoniques).

De là à imaginer de construire une "serrure électronique" utilisant des cartes à puce comme clefs il n'y a qu'un pas, d'autant que nous allons découvrir qu'il n'est guère plus difficile de modifier leur contenu...



PEUT-ON "BRICOLER" LES CARTES A PUCE ?

De plus en plus largement utilisées dans toute une gamme d'applications "sensibles" et en particulier comme moyens de paiement, les cartes à puce sont souvent présentées comme de véritables forteresses électroniques capables de défendre les secrets qu'elles contiennent envers et contre tout.

C'est à peu près vrai dans le cas des cartes de haut de gamme à microprocesseur incorporé (carte bancaire notamment), mais archi-faux pour ce qui est des cartes "jetables" bon marché que sont notamment les cartes téléphoniques prépayées : la preuve irréfutable en a été apportée dans notre article paru dans le numéro 522 de cette même revue.

Le fait que l'on puisse prendre aussi facilement connaissance du contenu d'une carte à puce ne remet cependant nullement en cause sa sécurité : il n'y a strictement rien de secret dans la mémoire d'une carte téléphonique prépayée !

Même le fait que l'on puisse tout aussi facilement écrire dans sa mémoire ne remet pas en cause l'inviolabilité de cette véritable "monnaie électronique".

Mais après tout, appelons un chat un chat : pour "recharger" une carte usagée, il faudrait remettre à zéro les bits correspondant aux unités consommées

ce qui, dans le cas présent (mémoire EPROM), ne pourrait se faire que par effacement global.

Or, la puce est enrobée dans une résine spéciale, parfaitement opaque aux UV même si elle apparaît parfois comme transparente.

Même si un "pirate" astucieux trouvait le moyen d'effacer tout de même la "puce", il ne pourrait pas reconstituer la "zone fabricant" dont les 96 bits sont protégés contre l'écriture par la destruction définitive, en usine, d'un fusible interne : la carte serait définitivement inutilisable !

Cela étant posé, il serait vraiment dommage de renoncer à expérimenter avec cette matière première pratiquement inépuisable que sont les cartes téléphoniques usagées.

Bien sûr, cette technologie est protégée par des brevets en bonne et due forme : pas question donc d'utiliser à des fins commerciales les montages que nous allons décrire, mais rien n'interdit, nous semble-t-il, de les réaliser dans un but expérimental puis de s'en servir à titre privé.

Ajoutons d'ailleurs que chaque carte téléphonique usagée a déjà donné lieu au versement d'une redevance au titulaire des brevets en question...

PRINCIPE D'UNE SERRURE À CARTE

La **figure 1** reproduit le "vidage" des 256 bits que contient une carte téléphonique épuisée de 50 unités choisie au hasard : les trois premières lignes correspondent aux 96 bits de la "zone fabricant", vraisemblablement unique pour chaque carte en circulation.

Les bits à 1 qui suivent représentent les unités consommées, plus dix qui ont probablement été "brûlées" en usine à des fins de contrôle de qualité.

À part les huit derniers bits qui, lorsqu'ils sont tous à 1, sont caractéristiques d'une carte épuisée, tous les autres bits sont à 0 mais peuvent encore être mis individuellement à 1 : de quoi "personnaliser" très largement les cartes de récupération !

Bien entendu, il y aurait beaucoup moins de ces bits inutilisés sur une carte de 120 unités, et dix de plus sur une carte de 40 unités, modèle que l'on ne trouve plus guère que chez les collectionneurs.

Deux approches différentes sont donc envisageables pour utiliser les cartes de récupération comme "sésames" dans une serrure électronique.

La plus simple consiste à contrôler le contenu d'une carte non modifiée : lire ainsi la totalité de la "zone fabricant" permettrait selon toute probabilité de construire une serrure ne répondant qu'à une seule et unique carte, pas nécessairement usagée d'ailleurs.

En ne lui faisant lire qu'une partie de cette zone de 96 bits, on pourrait par contre faire en sorte que la serrure reconnaisse plus d'une carte : la **figure 2** montre en effet que certaines similitudes se retrouvent d'une carte à l'autre.

En lisant les bits 89 à 96, on pourrait par exemple n'accepter que les cartes de 40 ou de 120 unités, nettement moins répandues que celles de 50.

En s'intéressant par contre aux huit premiers bits, on pourrait définir au moins six "familles" différentes de cartes et peut-être davantage.

L'approche la plus souple consiste cependant à personnaliser la zone des bits inutilisés : une carte de 50 unités épuisée peut par exemple facilement héberger dix ou onze groupes de huit bits, dont chacun peut prendre 256 valeurs différentes.

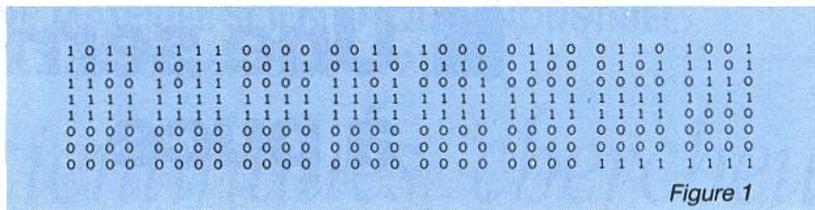


Figure 1

On pourrait donc imaginer de construire jusqu'à dix serrures réagissant chacune à l'un de ces groupes de huit bits : il suffirait alors d'inscrire le bon code au bon endroit dans chaque carte devant pouvoir ouvrir la serrure en question.

Mieux, chaque carte pourrait être programmée pour pouvoir ouvrir une seule, plusieurs, ou toutes les serrures, et ce pas nécessairement en une seule fois : une carte déjà "émise" pourrait fort bien être "mise à jour" de façon à pouvoir ouvrir une ou plusieurs serrures de plus, de même qu'il serait tout aussi facile de lui retirer l'autorisation d'ouvrir telle ou telle serrure : il suffirait pour cela de surcharger avec des "1" tout ou partie des "0" du code correspondant !

On le voit, les perspectives d'applications de cette technique sont immenses...

RÉALISATION D'UN LECTEUR-ENREGISTREUR POUR PC

Nous avons vu dans notre dernier article qu'un matériel extrêmement simple pouvait suffire pour lire tout ou partie du contenu d'une carte, au prix il est vrai d'une bonne dose de patience.

Pour opérer rapidement, confortablement, et en toute sécurité, rien ne vaut cependant un lecteur connecté à un micro-ordinateur, appareil qui pourra par la même occasion servir aussi à écrire dans les cartes !

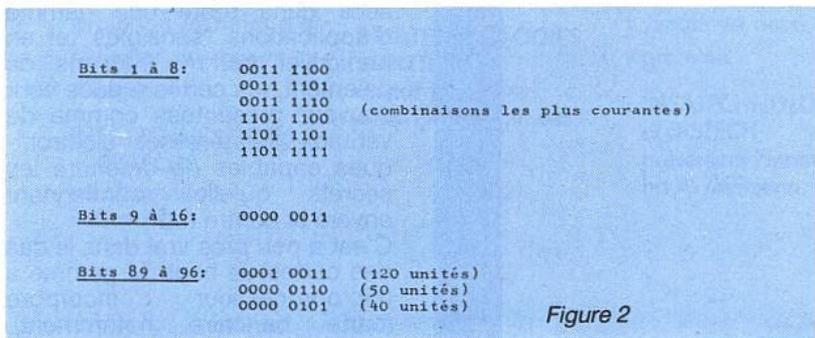
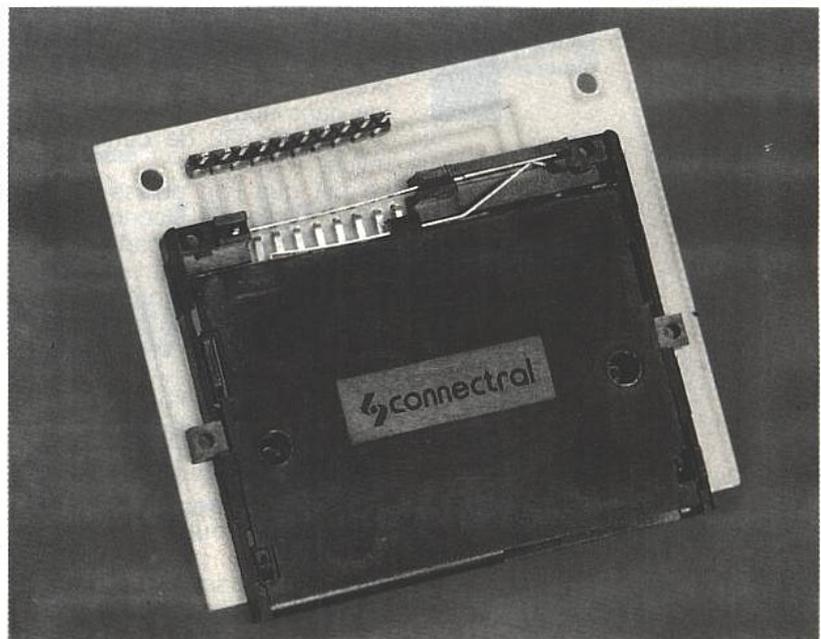


Figure 2



Le schéma de la **figure 3** montre comment interfacer une carte à puce simple (carte téléphonique) à la prise "CENTRONICS" d'un micro-ordinateur.

Nous fournirons les logiciels de pilotage de cet appareil en version "GWBASIC" pour PC et compatibles, mais ils pourraient facilement être adaptés à d'autres machines, à commencer par les AMSTRAD CPC (il suffirait pratiquement de modifier les adresses du port d'imprimante).

La principale fonction du montage consiste à relier directement les entrées de la carte aux sorties de données de l'ordinateur, et la sortie de la carte à une entrée disponible.

La correspondance est la suivante :

- D₀ : RAZ carte
- D₁ : Horloge carte
- D₂ : Ecriture carte
- BUSY : Sortie carte
- /ACK : Détection présence carte (facultatif)

Les autres lignes (D₃ à D₇ et /STROBE) sont équipées d'une batterie de diodes qui, sur certains ordinateurs, arrivent à récupérer suffisamment d'énergie sur les niveaux logiques "hauts" pour alimenter la carte.

Dans le cas général, cependant, un + 5 V externe est nécessaire (facile à prélever, par exemple, sur une prise pour clavier, souris, ou joystick).

La tension Vpp de programmation de la carte (+ 21 V) est pour sa part fournie par une pile pour flash de 22,5 V, équipée d'un circuit limitant la consommation à la seule durée des impulsions de programmation.

Bien évidemment, on peut tout aussi bien faire appel à une alimentation externe, de 21 à 25 V.

Le circuit imprimé de la **figure 4** a été dessiné de façon à pouvoir recevoir directement tous les composants du montage, à l'exception du connecteur CENTRONICS et de l'interrupteur (facultatif) de sécurité de programmation monté sur le Vpp.

Son tracé convient aussi bien à un connecteur de marque CONNECTRAL (disponible au détail chez SELECTRONIC) qu'au modèle concurrent proposé par ITT-CANNON.

Le plan de la **figure 5** décrit l'implantation des composants, laquelle ne soulève pas de difficulté : la pile sera simplement soudée par l'intermédiaire de deux queues de résistances, et il y aura une piste à couper en cas de montage de l'interrupteur de Vpp.

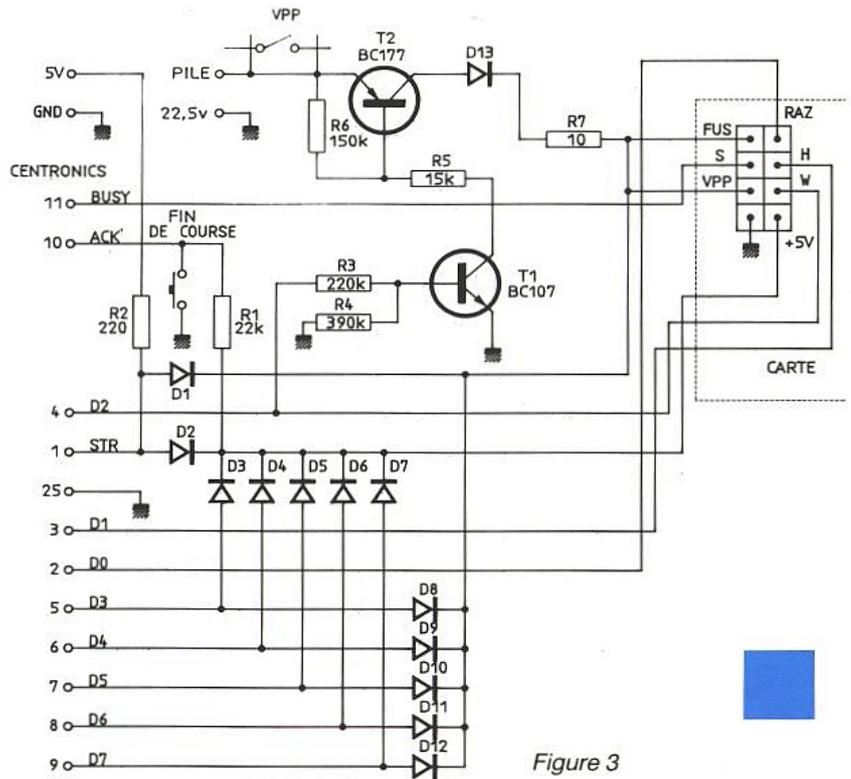
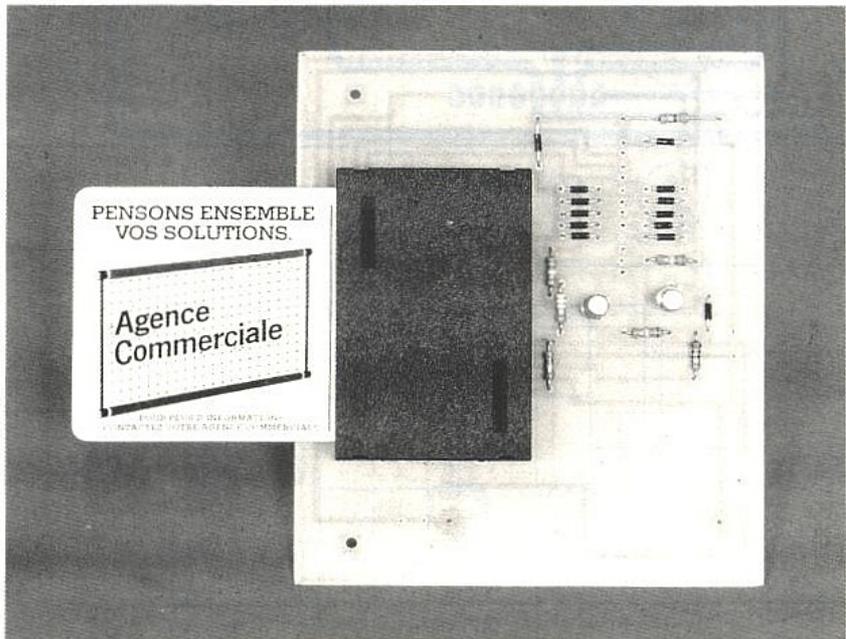
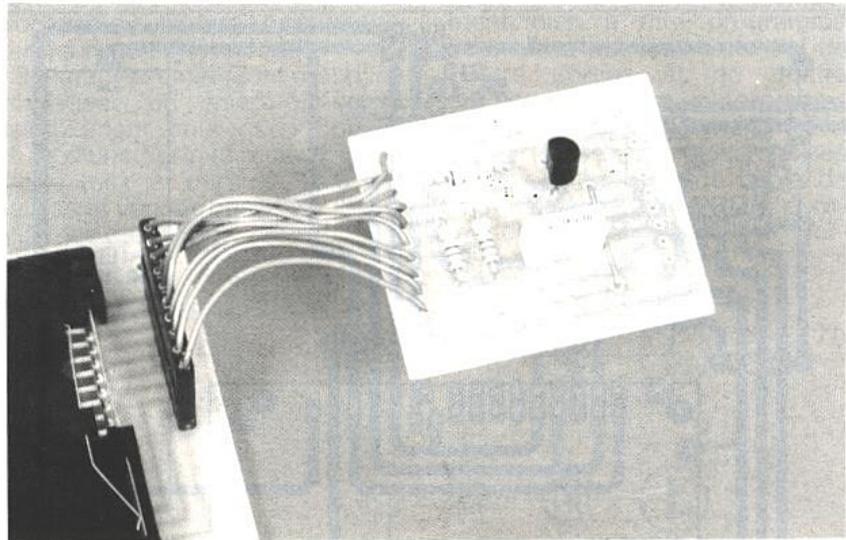


Figure 3



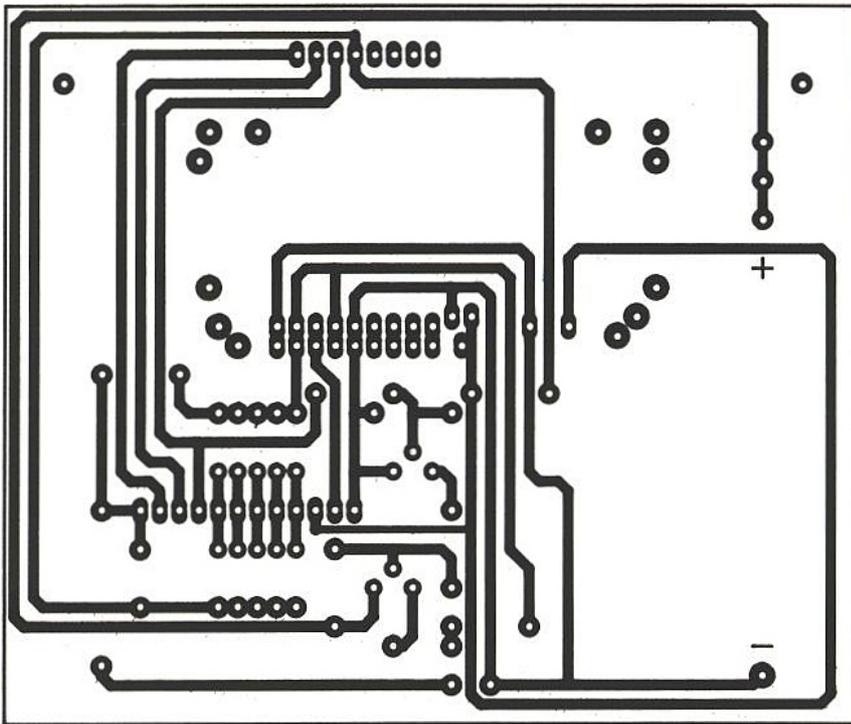


Figure 4

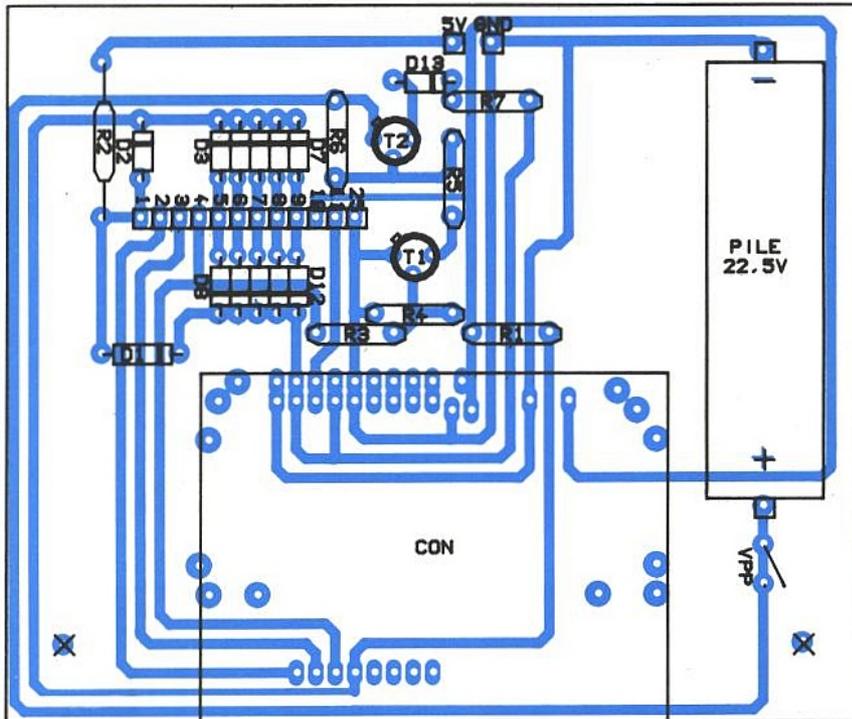
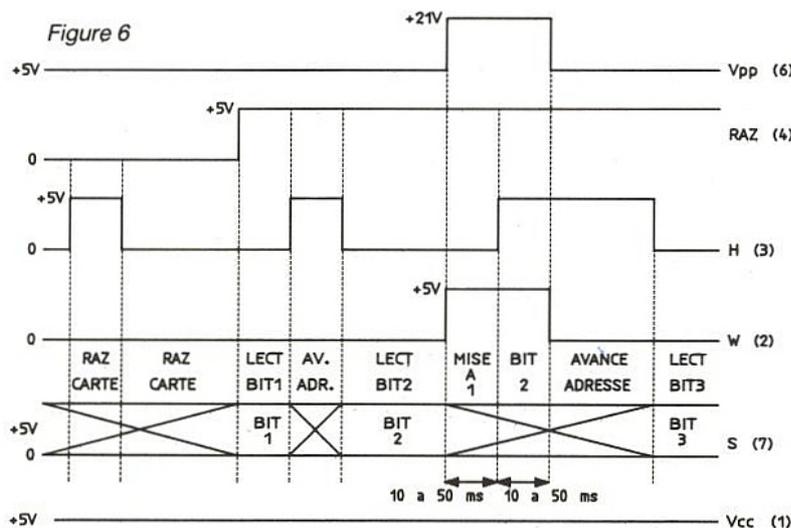


Figure 5



Les différents logiciels que nous avons écrits pour cet appareil mettent en application le chronogramme de la **figure 6**, qui a été mis au point au cours de nombreux tâtonnements : il ne prétend pas être conforme à celui que préconise le fabricant des cartes (dont nous n'avons jamais eu connaissance !), mais a le mérite de fonctionner de façon fiable : que demander de plus ? La **figure 7** reproduit le listing du programme "LECARTE.BAS", destiné à la lecture des cartes : le contenu de la carte insérée est affiché sur l'écran selon une présentation voisine de celle de la **figure 1**, et simultanément enregistré sur disquette dans un fichier dont le nom est muni de l'extension ".CAR" (comme CARte).

Le programme de la **figure 8** (PROCARTE.BAS) sert pour sa part à recopier un fichier ".CAR" dans une carte.

Bien qu'il opère sur la totalité des 256 bits de la carte (pour des raisons de simplification), il ne peut évidemment pas modifier la "zone fabricant" ni transformer des "1" en "0".

Son rayon d'action se limite donc en pratique à la zone des bits inutilisés.

L'utilisation de ces deux logiciels est prévue comme suit :

- 1) Lire une carte avec LECARTE.BAS.
- 2) Examiner le fichier ".CAR" ainsi obtenu, et y apporter les modifications souhaitées à l'aide de n'importe quel éditeur de texte (uniquement des transformations de 0 en 1 à partir du 107^e bit).
- 3) Transférer le fichier ainsi modifié puis sauvegardé, **dans la même carte**, à l'aide de PROCARTE.BAS.

La carte ainsi obtenue doit normalement être conforme au fichier modifié, ce dont il est possible de s'assurer en exécutant le programme "VERCARTE.BAS" de la **figure 9**.

Le programme PROCARTE permet toutefois de recopier un même fichier, en série, dans plusieurs cartes autres que celle d'origine : dans ce cas, il est normal que VERCARTE réponde "Zone fabricant non conforme", mais sauf anomalie, la zone des unités doit être la réplique exacte de celle du fichier.

ties : un bit à 1 correspond à un transistor passant et à un voyant allumé, tandis qu'un bit à 0 se traduit par un transistor bloqué et par un voyant éteint.

Les quatre bits de poids fort constituent un "masque" définissant le rôle des quatre entrées : un bit à 1 interdit l'exécution du "pas de programme" suivant (l'octet situé à l'adresse immédiatement supérieure), tant que l'entrée correspondante n'est pas mise à la masse.

Inversement, un bit à 0 permet la continuation du programme quel que soit l'état de l'entrée correspondante.

La **figure 11** montre comment une carte à puce peut facilement être interfacée avec cet automate : il suffit en fait de reconstituer le complément logique du signal de sortie de la carte pour que le programme puisse tester aussi bien les niveaux hauts que les niveaux bas.

La serrure complète se compose donc de trois cartes :

- l'automate programmable (**figures 12 et 13**)
- le connecteur de carte (**figures 14 et 15**)
- le circuit d'interface (**figures 16 et 17**)

Le connecteur de carte sera placé là où les contraintes d'utilisation l'exigent (souvent en extérieur, dans un boîtier étanche), l'automate programmable là où la serrure doit faire son effet, et le circuit d'interface entre les deux ou à proximité de l'automate : surtout pas avec le connecteur de carte, exposé à toutes les malveillances !

L'automate est alimenté à travers le contact détectant la présence de la carte, et peut donc si nécessaire fonctionner sur pile ou batterie.

Il démarre l'exécution de son programme dès l'introduction de la carte.

Les 500 premières adresses de l'EPROM pourront contenir l'octet 00000011 (3 en décimal) : cette courte attente permet d'éliminer les rebondissements des contacts de la carte.

Suivent un octet 00000001 (1 en décimal) et trois octets 00000011, le tout servant à remettre à zéro le compteur d'adresses de la carte.

Pour chaque bit devant être sauté sans lecture, on doit ensuite programmer les deux octets 00000010 (2 en décimal) et 00000000 (0 en décimal).

Pour chaque bit qu'il faut vérifier comme étant à 0 (E₁ à 0), il faut par contre programmer 00010010 (18 en décimal) puis 00000000.

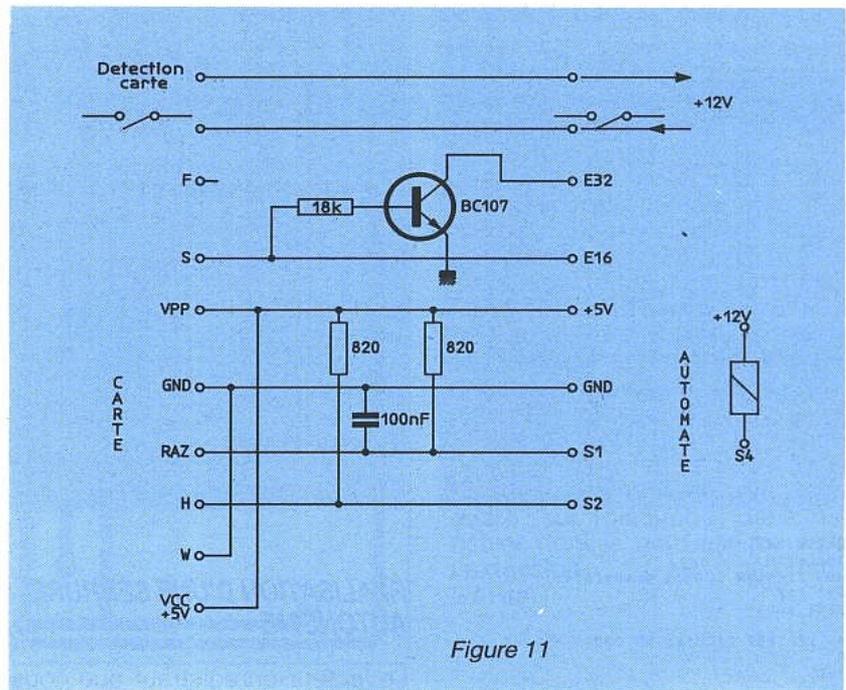


Figure 11

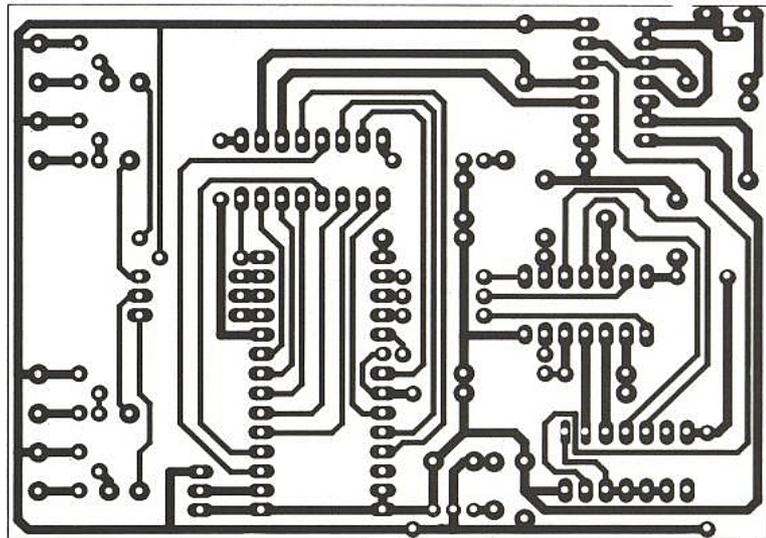


Figure 12

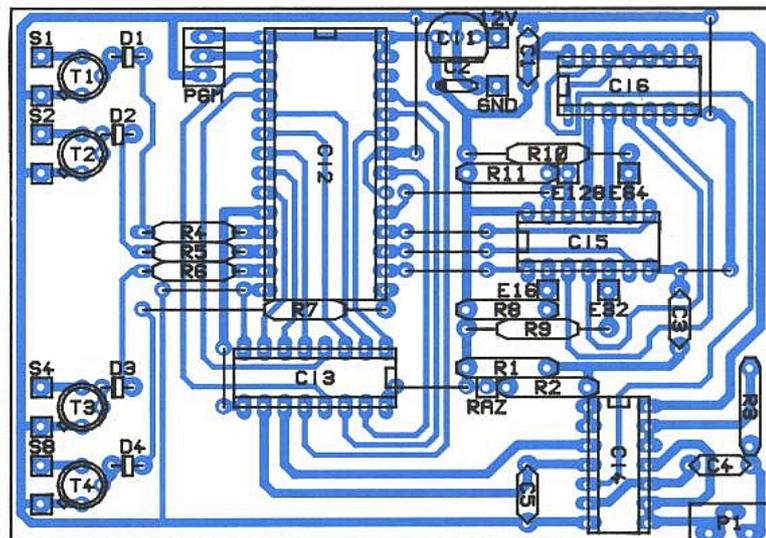


Figure 13

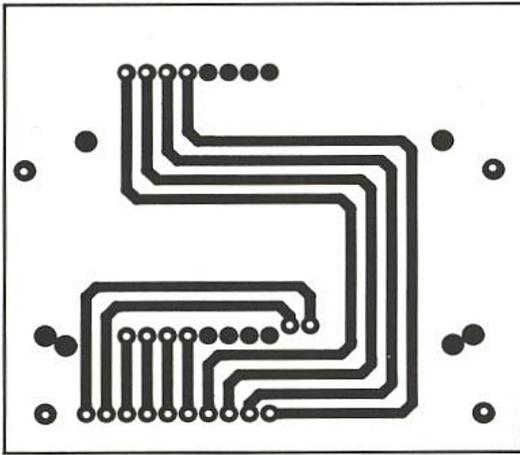


Figure 14

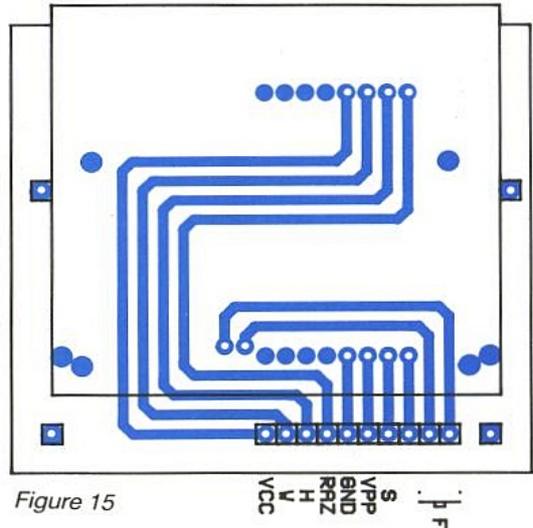


Figure 15

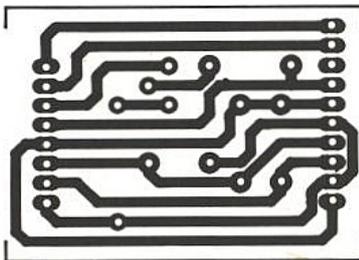


Figure 16

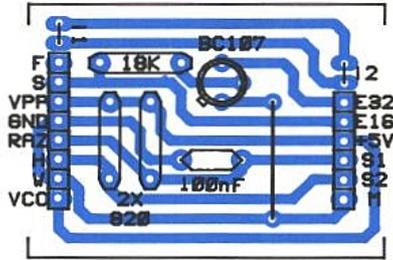


Figure 17

Pour chaque bit à vérifier comme étant à 1 (E_2 à 0), il faut cette fois programmer 00100010 (34 décimal) et 00000000.

Enfin, le programme se termine sur un octet 10000111 (135 en décimal).

Ce dernier octet ne sera atteint que si le contenu de la carte est bien conforme à ce que l'on attend : un niveau 1 est alors dirigé sur la sortie S_4 , et un niveau 0 sur la sortie S_8 , tandis que l'exécution s'arrête là puisque jamais l'entrée E_{128} ne pourra passer à 0.

De même, au premier bit non conforme à ce qui est attendu, l'exécution du programme s'arrête et l'octet commandant le passage à 1 de la sortie S_4 ne sera jamais atteint.

Bien entendu, tout s'arrête dès que l'on retire la carte de son connecteur.

Il peut suffire de faire commander un relais par la sortie S_4 pour déclencher, par exemple, une gâche électrique. On peut cependant renforcer la sécurité du système en faisant commander un second relais par la sortie S_8 , dont un contact repos sera monté en série avec le contact travail du premier relais.

Reste maintenant à programmer l'EPROM avec les octets permettant de reconnaître telle ou telle carte.

En fait, compte tenu de la capacité généreuse de la 2764 utilisée, on peut loger deux programmes distincts dans la même mémoire, et choisir l'un ou l'autre par simple commutation d'un cavalier (H-L) : cela peut être utile, par exemple, si on désire autoriser certaines cartes le jour et pas la nuit, ou en semaine mais pas le week-end.

A défaut de micro-ordinateur, il serait éventuellement possible de programmer une EPROM "à la main" à partir des indications qui viennent d'être fournies : il faudrait alors examiner manuellement le contenu de la carte à lire, ou se servir des indications de la figure 2.

Par contre, la personnalisation des bits inutilisés de la zone des unités ne serait pas à conseiller dans des conditions aussi "rustiques".

Mais voyons plutôt comment opérer avec l'aide de "l'outil informatique" !

Le logiciel "SERCARTE.BAS", listé à la figure 18, opère à partir d'un fichier ".CAR" reproduisant le contenu d'une carte préalablement personnalisée comme il a été expliqué plus haut, ou "brute de récupération".

```

10 REM ----- SERCARTE.BAS -----
20 CLS:PRINT"Nom du fichier .CAR à utiliser ?"
30 INPUT N#:Cs=N#+".CAR":Rs=Ns+ ".ROM"
40 CLS:PRINT"La carte contient 256 bits: 1 à 256"
50 OPEN Cs 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 500
190 PRINT#2,3;
200 NEXT G
210 PRINT#2,1;3;3;3;
220 FOR G=1 TO D-1
230 INPUT#1,B
240 PRINT#2,2;0;
250 NEXT G
260 FOR G=D TO F
270 INPUT#1,B
280 IF B=0 THEN PRINT#2,18;0;
290 IF B=1 THEN PRINT#2,34;0;
300 NEXT G
310 PRINT#2,135;
320 CLOSE
330 CLS:PRINT"----- LE FICHIER ":R#:" EST DISPONIBLE -----"
340 END
350 REM (c)1991 Patrick GUEULLE

```

Figure 18

```

10 REM ----- TRANS.BAS -----
20 CLS:PRINT" NOM FICHER SOURCE (avec extension) ?"
30 INPUT N$
40 PRINT:PRINT" NOM FICHER DE DESTINATION (avec extension) ?"
50 INPUT F$
60 PRINT:PRINT
70 PRINT" Transformation fichier d'cimal en fichier binaire: ---> 1"
80 PRINT" Transformation fichier binaire en fichier d'cimal: ---> 2"
90 PRINT:PRINT"          + ENTER"
100 INPUT Z$
110 IF Z$="2" THEN 230
120 IF Z$<>"1" THEN 100
130 OPEN N$ FOR INPUT AS #1
140 OPEN "r",#2,F$.1
150 FIELD#2,1 AS A$
160 CLS:PRINT" Transformation de ";N$;" en ";F$;" en cours"
170 IF EOF(1) THEN 210
180 INPUT#1,H:M$=CHR$(M)
190 RSET A$=M$:PUT#2,F$+1
200 F=F+1:GOTO 170
210 CLS:PRINT N$;" est transform' en ";F$
220 END
230 OPEN F$ FOR OUTPUT AS #2
240 OPEN "r",#1,N$.1
250 FIELD#1,1 AS A$
260 CLS:PRINT" Transformation de ";N$;" en ";F$;" en cours"
270 FOR F=1 TO LOF(1)
280 GET#1,F
290 PRINT#2,ASC(A$);
300 NEXT F
310 GOTO 210
320 REM (c)1991 Patrick GUEULLE

```

Figure 19

Il suffit de lui préciser le groupe de bits à tester pour qu'il construise automatiquement un fichier de même nom mais muni de l'extension ".ROM", contenant les octets à programmer dans l'EPROM de l'automate. Ces octets sont codés en d'cimal, mais le programme TRANS.BAS de la figure 19 est là pour permettre d'obtenir le "fichier binaire" dont ont besoin certains programmeurs d'EPROM. Evidemment, on peut programmer l'automate pour qu'il lise n'importe quel groupe de bits de la carte, de 2 à 256, selon ce que

l'on souhaite obtenir en pratique : à chaque utilisateur de décider !

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

Condensateurs

C₁ : 270 nF
 C₂ : 220 nF
 C₃ : 56 nF
 C₄ : 39 nF
 C₅ : 1,8 nF

Circuits intégrés

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

Divers

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

Nomenclature

Carte interface μ

Résistances

R₁ : 22 k Ω
 R₂ : 220 Ω
 R₃ : 220 k Ω
 R₄ : 390 k Ω
 R₅ : 15 k Ω
 R₆ : 150 k Ω
 R₇ : 10 Ω

Semiconducteurs

D₁ à D₁₂ : 1N 4148
 T₁ : BC107
 T₂ : BC177

Divers

Connecteur Connectral ou ITT CAN-NON avec contact de fin de course 1 inter pour Vpp

Boardmaker 2

DEUX LOGICIELS CAO/DAO
 POUR LE PRIX D'UN !!

1 SAISIE DE SCHEMA, ET
 2 DESSINS DE CIRCUITS-
 IMPRIMÉS MULTICOUCHES

(Voir Radio-Plans Octobre 90 pour le compte rendu d'essai).

- Pour PC XT, AT et Compatibles ● Souris et D.D. recommandés
- Ecrans CGA, MCGA, EGA ou VGA, mono ou couleur.
- VERSION "PROFESSIONNELLE" : **2990F H.T.**
- AVEC AUTOROUTEUR * : **5980F H.T.**

* (Nécessite 640 K et DD).



VERSION "AMATEUR AVERTI"

(BOARDMAKER 1)
 (COMPLET AVEC DRIVERS SAUF
 GERBER ET CN)

990F TTC
 (Franco de port)

Envoyez-moi tout de suite la disquette de démo avec documentation en Français : Format 3 1/2 5 1/4
 BOARDMAKER 2 50 F TTC (Franco)
 BOARDROUTER + BOARDMAKER 2 150 F TTC
 BOARDMAKER 1 25 F TTC

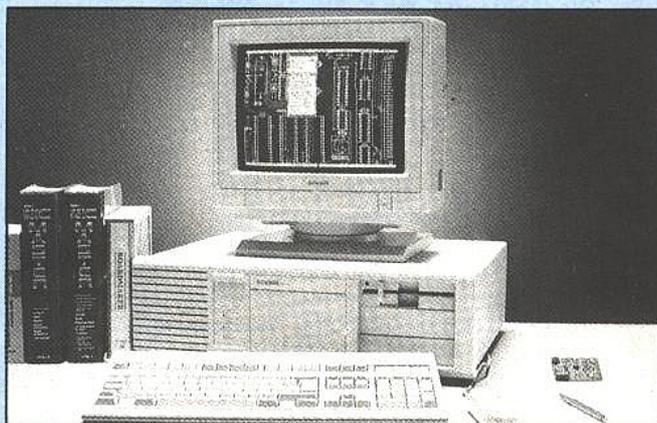
MON NOM
 MON ADRESSE

Règlement à la commande.

Multipower

22, RUE EMILE BAUDOT, 91120 PALAISEAU FRANCE
 TEL. : (33) 69.30.13.79 - FAX : (33) 1.69.20.60.41 - TELEX : 603 103 F

ERP 07/91



LAS VEGAS

69^e Convention du NAB

Pour cette soixante neuvième édition, le NAB — National Association of Broadcasters — a rejoint le "convention center" de Las Vegas qui avait été délaissé lors de la version 90 au profit d'Atlanta.

On s'attendait plutôt à une stagnation, voire une regression du nombre de visiteurs, étant donné le contexte politico-économique, or, la veille de la fin de l'exposition, la barre des 50 000 visiteurs enregistrés à Atlanta était dépassée et l'augmentation serait de l'ordre de 2,5 %.



Précisons toutefois qu'hormis les Halls du Convention Center, tous requis pour l'occasion ce qui ne représente pas moins de 425 000 sq feet ($\approx 40\,000\text{ m}^2$), 3 500 m² avait été réservés à l'hôtel Hilton tout proche afin d'accueillir "HDTV world", exposition faisant partie du NAB mais spécifiquement consacrée aux systèmes et produits HDTV et agrémentée de nombreux cycles de conférences dans les salons attenants.

C'est au total plus de 700 firmes exposantes qui se sont regroupées pour ce NAB 91 et il faut noter un nombre de visiteurs étrangers, en provenance d'une cinquantaine de pays, en nette progression.

Estimé à 6 000 d'après les préenregistrements à l'ouverture, ce nombre a atteint 7 000 en final et justifie à lui seul l'augmentation d'audience évoquée plus haut.

Rappelons que le NAB est une manifestation exclusivement professionnelle avec des droits d'entrée et de participation aux conférences particulièrement élevés et dissuasifs à l'égard du "grand public".

C'est aussi, il faut le préciser, un modèle d'organisation et pour s'en convaincre il suffit d'évoquer le service de navettes gra-

tuit qui relie tous les grands hôtels de la ville (et ils sont nombreux !) au centre d'exposition et ce à intervalles très réguliers. De la sorte les professionnels visiteurs ne perdent qu'un minimum de temps, denrée très précieuse. Petite anecdote amusante, le Convention Center était en reconstruction partielle en ce mois d'avril, et c'est donc au milieu des travaux que nous nous retrouvons avec des Halls rebaptisés. Ainsi les Halls Nord et Sud n'étaient plus à l'opposé l'un de l'autre pas plus que les Halls Est et Ouest ! Disposition géographique originale pour quelqu'un qui ne dispose pas de plan pour s'y retrouver !

Pas de grandes nouveautés dans le domaine de l'audio, pour l'essentiel les appareils exposés l'ayant été au préalable lors de précédentes manifestations (pour de plus amples informations consulter Audio-vidéotech). En vidéo, parmi les nouveautés marquantes, nous avons noté chez PIONEER et TEAC deux lecteurs-enregistreurs de vidéodisques.

Le modèle PIONEER, il s'agit d'un prototype, met en œuvre un procédé magnéto-optique et autorise trente minutes d'enregistrement par face. La vidéo est analogique mais compressée



Le lecteur-enregistreur de vidéodisque PIONEER.

temporellement — luma et chroma indépendantes — (comme en MAC) et conduit à un rapport signal/bruit de 45 dB. L'accès moyen à une plage est rapide, environ 0,2 s, et la machine peut être télécommandée via un port série RS-422A ou RS-232C.

Pour TEAC il s'agit d'un enregistrement séquentiel en composantes R, V, B, qui présente une bande passante chroma de 3,5 MHz. Le système autorise aussi 30 minutes d'enregistrement par face ou, dans une autre version, le stockage de 108 000 images fixes.

Après les formats D1 et D2 d'enregistrement numérique magnétique, signalons l'émergence du D-X proposé par Panasonic, (peut-être s'appellera-t-il à terme tout simplement D3).

Le support magnétique est une bande 1/2 pouce contrairement aux deux autres précités qui exploitent de la bande 3/4 pouce, et il s'agit d'un système en vidéocomposite et non en composantes comme le D1. Par rapport au D2 c'est le codage qui change, au lieu d'une profondeur de 8 bits, il s'agit d'un codage 8-14 : des mots de 14 bits sont enregistrés (à la même vitesse) grâce à la mise en œuvre d'une table d'encodage (look-up table) incorporée dans le processeur. La correction d'erreur devient plus performante (c'est toujours un CRC Reed Solomon).

Le gros avantage réside surtout dans le fait que ce format permet l'incorporation de l'enregistreur sur une caméra grâce à la bande 1/2 pouce ce qui n'était pas le cas de ses prédécesseurs. Ainsi Panasonic présentait un "CAM CORDER" D-X, le modèle WV-F7000, doté d'un senseur CCD 400 000 pixels, autorisant une résolution horizontale de 750 lignes et un rapport S/B de 60dB. En transmission-émission radio,

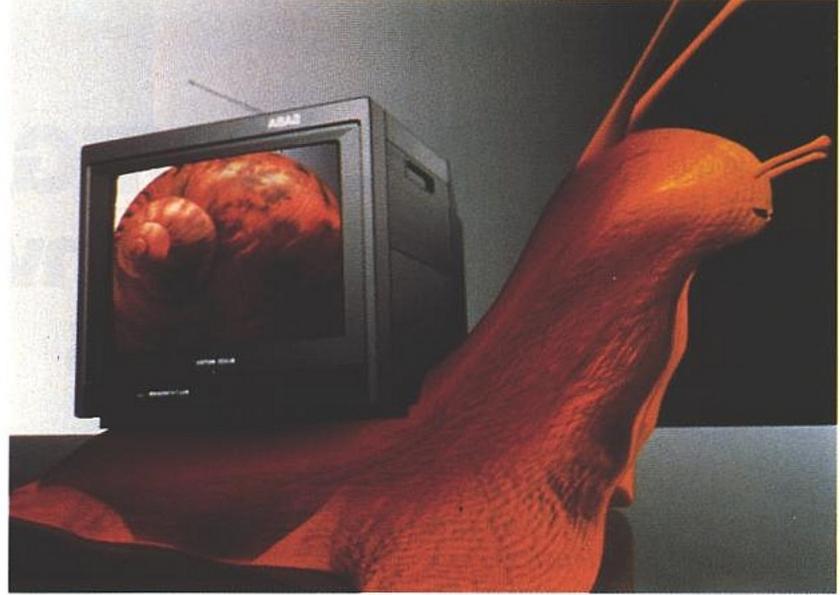


Image de synthèse 3D TDI (Thomson Digital Image).

deux nouveautés : le DOLBY digital STL (Studio to Transmitter Link) et "l'excitateur" FM digital Harris (Digital 50FM EXCITER).

Pour un encombrement spectral comparable à celui de la FM bande étroite, le DP5500 de Dolby permet la transmission de deux canaux son très haute qualité accompagnés de deux canaux auxiliaires.

L'excitateur FM Harris opère avec un synthétiseur numérique 18 bits qui amène à une résolution de fréquence de 0,6 Hz. La porteuse peut être sélectionnée par pas de 10 kHz sans réajustement de syntonisation en sortie et le système se montre particulièrement efficace vis-à-vis des transitoires audio. Avec une puissance RF de sortie de 50 W et un convertisseur A/D disponible pour les stations analogiques, ce système peut être relié à n'importe quel émetteur en augmentant ses performances globales. Pour rester dans la radio, signaux que durant toute la période du NAB, des démonstrations de diffusion audio numérique (DAB : Digital Audio Broadcasting) ont été effectuées par les partenaires du projet 147 d'Eureka (européens) afin d'évaluer la différence de qualité (résultats tout à

fait convaincants) par rapport à une transmission FM conventionnelle.

Pour de plus amples informations sur ce sujet se reporter au compte-rendu de Ch. Pannel sur le NAB 90 (n° 511 ERP). Téléfunken présentait sur son stand l'ampli DAB utilisé pour les démonstrations.

Dans le domaine de l'instrumentation, nous avons noté la présence de TEKTRONIX, ROHDE et SCHWARZ et LEADER (représenté en France par TEKELEC). Leader présentait des générateurs de mires, des vectorscopes et autres analyseurs, Rohde et Schwarz des analyseurs vidéo, un générateur de signaux TV et un générateur de synchro multistandard (multistandard timing).

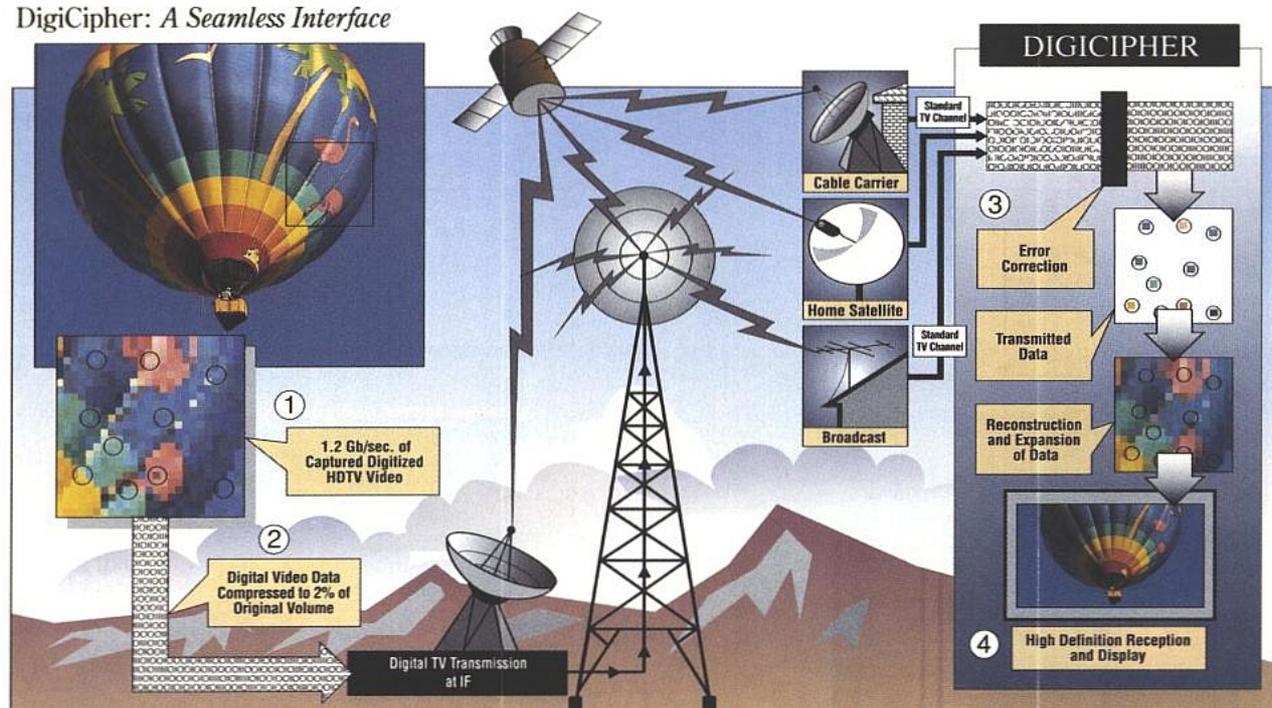


Analyseur de forme d'onde Tektronix 1730 D.

TEKTRONIX présente aussi bien dans l'enceinte du NAB qu'à l'Hilton à "HDTV World" proposait un nouvel oscilloscope, le 2467 BHD, spécialement conçu pour l'analyse des signaux HDTV. Entre autres caractéristiques intéressantes, cet appareil reconnaît tous les "standards" TV actuels : 1 250 lignes/50, 1 125/60, 1 050/60 aussi bien que le NTSC 525/60, le PAL et le SECAM. Il dispose d'une bande passante de 400 MHz et une position 500 ps/div. sur la base



Le Digital 50 FM Exciter Harris.



Les quatre étapes de la transmission dans le système DigiCipher.

- 1) Le programme original, (vidéo, film, images conçues par ordinateur) est numérisé à la tête de réseau (station TV ou câble-satellite). L'encodage de l'information consiste grossièrement en un tri entre données essentielles et moins essentielles de façon à réduire le débit d'information.
- 2) Ce débit de 1,2 G bits/s, pour l'information brute mémorisée, passe environ à 24 M bits/s après divers traitements utilisant notamment des méthodes de prédiction et de compensation. Ce signal compressé est alors transmis par voie hertzienne, par câble ou par satellite.
- 3) Le dispositif HDTV de réception équipé du "décodeur" digicipher met en œuvre des procédés de correction d'erreurs et reconstruit le signal vidéo numérique.
- 4) Enfin la vidéo numérique est convertie en dernier ressort en analogique avant d'attaquer les amplis et le tube du récepteur HDTV. De la sorte on obtient une image sans perte subjective de qualité par rapport à celle de la source originelle.

de temps autorise la capture et l'affichage de transitoires rapides.

Fait très important, il incorpore un circuit de réalignement particulièrement pratique pour travailler sur les signaux TV. Il est en outre possible d'afficher n'importe quelle numéro de ligne dans les standards évoqués plus haut. Enfin comme sur bien d'autres scopes actuels, on peut "programmer" différentes configurations de mesure et les rappeler très simplement (autosetup et rappel de 22 setups possibles).

Autres appareils spécifiques à la HDTV présentés par TEKTRONIX, les TSG1000, série de générateurs HDTV disponibles aux formats 1 050, 1 125, et 1 250 lignes en mode entrelacé ou progressif. Ces générateurs sont programmables et configurables par PROM de façon à pouvoir incorporer des signaux de test spéciaux selon les desiderata des utilisateurs.

Ce sont les compléments de la série SPG1000 de synchrogénérateurs.

Pour en revenir à Rohde et Schwarz, cette société assurait la promotion du RDS — Radio Data System — avec le codeur RDS DMC.10 et son pendant le décodeur RDS DMC.03, tous deux conformes à la recomman-

dation 3244 de l'UER.

Concernant la HDTV, il faut tout d'abord remarquer le déplacement en force de la "communauté" japonaise. Sous l'égide du NHK (Nippon Hoso Kyokai), office de radiotélédiffusion japonais, toutes les firmes impliquées étaient présentes que ce soit pour des démonstrations de systèmes, ou encore d'équipements. Cette délégation occupait à elle seule plus de la moitié de la superficie de "HDTV World".

S'agissant des procédés soumis à la FCC (Federal Communication Commission) pour le choix du standard américain de HDTV, seuls six participants restent en lice pour la décision finale qui aura lieu après la mi-92 : le DigiCipher de General Instrument désormais lié au MIT pour constituer l'ATVA (American TV Alliance), le narrow Muse japonais, le SC-HDTV (Spectrum Compatible) de Zénith associé à ATT, l'ATRC (Advance Television Research Consortium) qui propose deux systèmes : l'ACTV et l'ADTV. L'ATRC rappelons-le est composée de Sarnoff, Philips, Thomson et NBC et constitue le seul regroupement où figurent des Européens au travers de leurs filiales US.

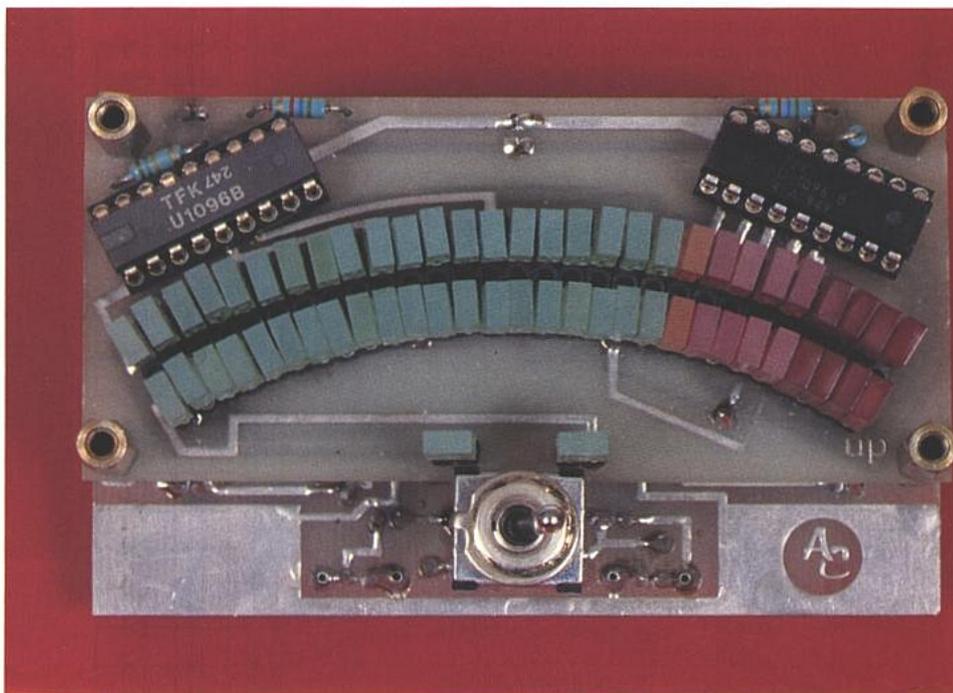
Le DigiCipher est un procédé entièrement numérique mettant en œuvre des techniques de pré-

diction de mouvement afin de compresser le débit d'information et satisfaire ainsi aux exigences d'encombrement spectral imposées, 6 MHz par canal.

Le SC-HDTV (voir n° 511) propose le son numérique associé à une compression de l'information vidéo et un balayage progressif. Le narrow MUSE se contente lui aussi de 6 MHz mais reste un procédé analogique (1 125 lignes, 60 Hz, balayage entrelacé). L'ADTV (format 16 x 9 - 1 050/30) utilise le son et les données numériques par paquets comme la "norme" européenne. Pour en savoir plus sur ces procédés sur lesquels nous aurons l'occasion de revenir à l'occasion du symposium TV de Montreux, et sur les équipements afférents, nous vous conseillons le recueil des conférences "HDTV World proceedings for 1991" disponible auprès du NAB (1771 N Street, N.W. Washington DC 20036-2891).

Sans jouer au concours de pronostics, il y a fort à parier que la FCC penchera vers un système entièrement numérique en provenance d'un Américain bon teint, aussi nous semble-t-il que le DigiCipher, bien que dernier arrivé, soit le mieux placé dans la course actuellement.

L'indicateur de modulation que nous vous proposons ici est un peu particulier : il simule fidèlement un Galva à aiguille, tant pour la plage de mesure que pour l'inertie du cadre. Ce n'est donc pas un bar-graph mais un dot-graph puisqu'une seule led est allumée pour représenter la position de l'aiguille. Jusqu'ici rien de bien étonnant, mais si on précise que nous l'avons prévu stéréo, qu'un inter permet de passer de vu à corrélateur de phases, que les cotes maxi sont 90 × 50 × 50 et que le prix de revient est inférieur à celui d'un vu-mètre à aiguille de qualité, ça devient beaucoup plus intéressant.



Encore une demande de lecteur... Mais on ne peut rien refuser à quelqu'un qui a construit totalement ODDY !

Pour être franc, l'auteur n'était pas très chaud et s'est attaqué au problème uniquement pour rendre service. A priori, à part une implantation particulière, le problème devait être vite résolu et il n'était pas prévu de vous en parler. Il faut dire que Monsieur DELHALLE ne prévoyait qu'un vu mono.

Tant qu'à faire, votre serviteur s'est attaché à réaliser une version stéréo. Dès la première mise en route, il a immédiatement été convaincu que l'idée méritait d'être étudiée soigneusement et suivirent alors mille essais divers et passionnants.

Le mode corrélateur de phases L + R, L - R, ne nous semblait pas présenter un très grand intérêt, jusqu'au jour où voyant que REVOX l'avait installé sur sa console C 279, il fallut bien faire un essai : convaincant, mais pas toujours très facile à interpréter.

TFK U1096B

Parmi les quelques circuits spécialisés dans la fonction "drivers de LEDs", la gamme TELEFUNKEN est particulièrement intéressante.

Nous avons maintes fois mis en œuvre les TFK 257 et 267 qui à eux deux pilotent 10 LEDs très judicieusement réparties entre - 20 dB et + 6. Le 1096 étant dans nos tiroirs depuis environ 4 ans, mais nous en avons abandonné l'usage au profit de deux paires 257/67 imbriquées (Vu Alexandra, RP n° 482) pour la bonne et simple raison que 18 LEDs nous suffisaient à l'époque en mode barre.

Cette fois la demande est différente puisqu'il s'agit de reproduire le plus fidèlement possible le déplacement d'une aiguille et conduit donc à choisir le mode "dot" (ou point) imposant de ce fait un nombre de LEDs beaucoup plus important.

Le 1096 permet d'en commander 30, et pour peu qu'on en monte plusieurs en cascade, il est permis d'aller jusqu'à 150 (presque 40 cm d'une barre constituée de leds plates implantées tous les 2,54 mm !). Ceci resterait bien ordinaire malgré tout si le constructeur n'avait intégré son circuit dans un boîtier 18 broches et veillé à faciliter la future implantation des 30 LEDs.

Dans sa notice datée 5.81, TELEFUNKEN met en évidence quelques possibilités de circuiterie permettant de commander un

nombre important de LEDs avec un minimum de fils. Il est intéressant d'y jeter un coup d'œil.

La **figure 1 a** propose le mode matrice. C'est le plus connu (afficheurs 7 segments multiplexés par exemple), mais il est loin d'être le plus économique en lignes de commandes : 11 dans ce cas précis. En **figure 1 b** on passe carrément au top : 6 lignes suffisent ! La règle de calcul est simple :

$X \text{ (LEDs)} = n(n - 1)$, n étant le nombre de lignes.

Ainsi avec $n = 11$, on peut commander 110 LEDs au lieu des 30 en mode matrice. Pour arriver à ce résultat spectaculaire, il faut faire appel à des drivers de sortie à trois états. Le principe est le suivant : une sortie à l'état haut, une à l'état bas, toutes les autres en haute impédance (3^e état). Ainsi pour allumer la LED n° 1, O_a doit être bas, O_b haut et les autres sorties en HI.

L'idée est intellectuellement satisfaisante, mis comme le fait remarquer la doc TELEFUNKEN "bonjour le câblage!". C'est effectivement un bon exercice de style. Mais ne nous attardons pas sur cette organisation et voyons plutôt la solution retenue pour le 1096 et qui porte le nom de Teleparel (TELEfunken, PIAnar REduced Lines).

La **figure 2** en dévoile les secrets : connexion et condition des drivers de sorties O_a à O_i . C'est sûr, 9 lignes sont désormais nécessaires alors que 6 pouvaient suffire, mais il n'est plus utile de se tortiller les méninges pour implanter le circuit imprimé. Une fois encore, on fait appel au troisième état pour inhiber les sorties non concernées, et la théorie démontre qu'il n'est pas possible à deux diodes d'être allumées en même temps.

Mais la théorie est bien bonne en prenant pour principe que la tension à mesurer est parfaitement stable, car si par hasard elle varie entre deux seuils à une vitesse suffisamment élevée pour que l'œil ne puisse plus distinguer les changements d'état, l'effet conduira à observer deux LEDs allumées en même temps (à moins d'intégrer un max...)!

La **figure 3** donne une idée de l'organisation interne du 1096, son brochage, ainsi que le principe retenu pour les buffers de sorties.

Ces dessins se passent de commentaires et le réseau de comparateurs doit être bien connu des lecteurs car nous en avons plusieurs fois construit de toutes pièces tant à loi logarithmique

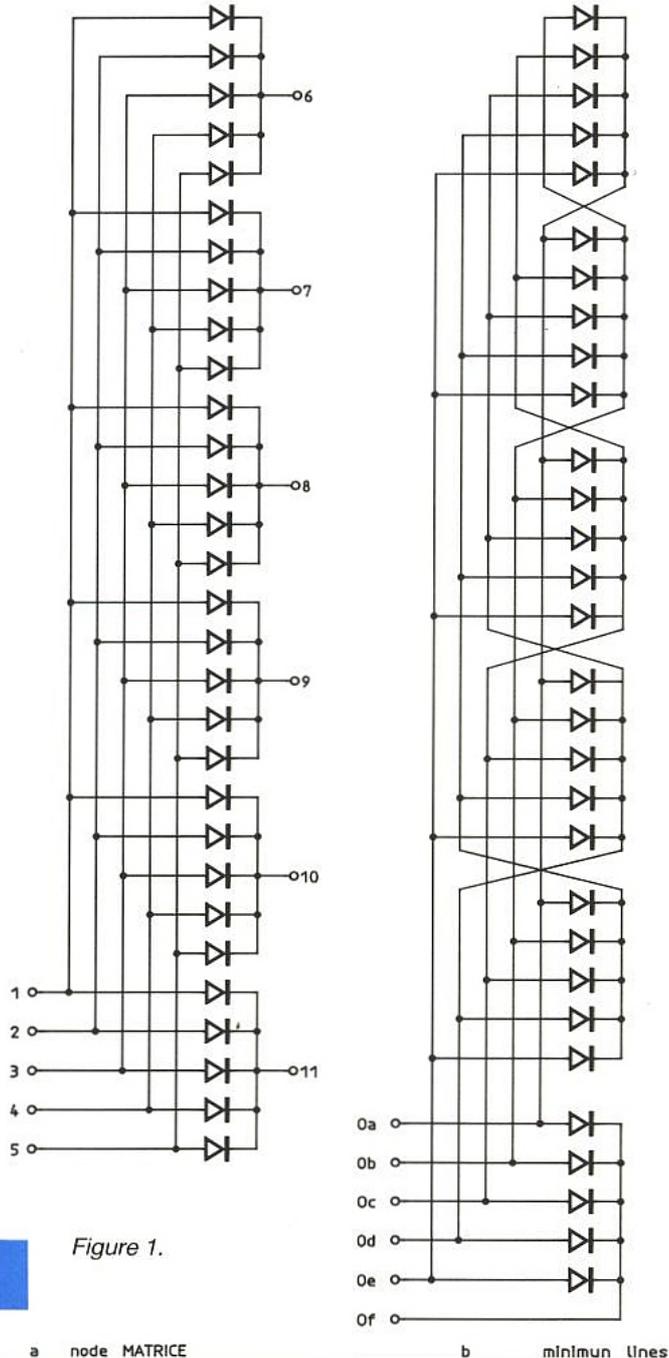
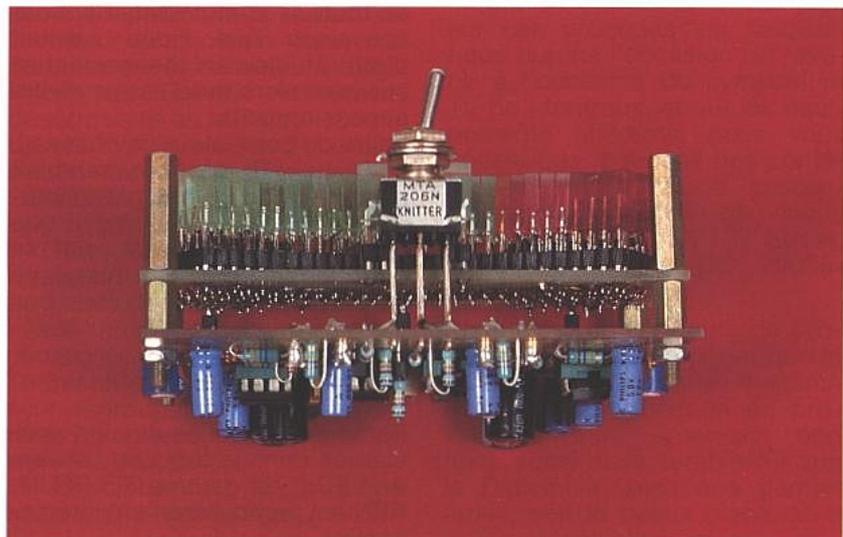


Figure 1.

a mode MATRICE

b minimum lines

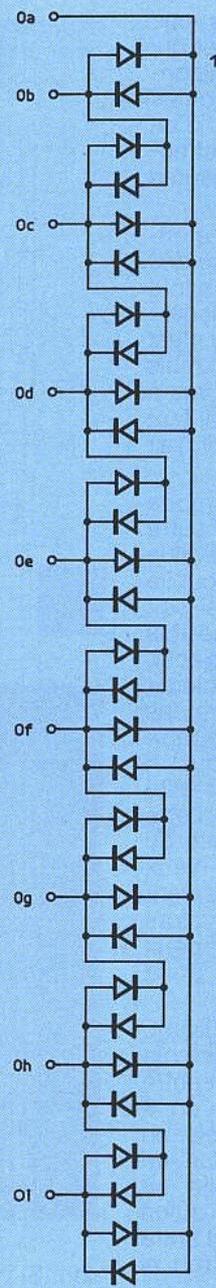


que linéaire. Toutefois, ce que nous avons adopté jusqu'alors était le mode barre, dont la **figure 4 a** rappelle le principe.

Pour passer en "dot" ou point par point, il suffit de modifier le schéma comme indiqué en **4 b**. On remarquera que l'implantation de la formule dot en composants discrets est un peu plus délicate que pour le mode barre (suggestion en **4 c**), et que le passage d'un mode à l'autre n'est pas d'une simplicité aussi grande que pourraient le laisser penser les LM 3915 ou 14, dont il suffit de porter ou non une seule broche à un potentiel donné !

Bref, le 1096 est un excellent produit si le nombre de LEDs à commander est important et le mode dot satisfaisant.

Pour la petite histoire, le premier travail de l'auteur fut de réfléchir à l'implantation de cette section, en laissant provisoirement de côté le traitement du signal à comparer. Au départ la demande de notre ami était pour un vu



CONDITIONS										
LED	Oa	Ob	Oc	Od	Oe	Of	Og	Oh	Oi	
1	H	L	-	-	-	-	-	-	-	-
2	L	H	-	-	-	-	-	-	-	-
3	-	H	L	-	-	-	-	-	-	-
4	-	L	H	-	-	-	-	-	-	-
5	H	-	L	-	-	-	-	-	-	-
6	L	-	H	-	-	-	-	-	-	-
7	-	-	H	L	-	-	-	-	-	-
8	-	-	L	H	-	-	-	-	-	-
9	H	-	-	L	-	-	-	-	-	-
10	L	-	-	H	-	-	-	-	-	-
11	-	-	-	H	L	-	-	-	-	-
12	-	-	-	L	H	-	-	-	-	-
13	H	-	-	-	L	-	-	-	-	-
14	L	-	-	-	H	-	-	-	-	-
15	-	-	-	-	H	L	-	-	-	-
16	-	-	-	-	L	H	-	-	-	-
17	H	-	-	-	-	L	-	-	-	-
18	L	-	-	-	-	H	-	-	-	-
19	-	-	-	-	-	H	L	-	-	-
20	-	-	-	-	-	L	H	-	-	-
21	H	-	-	-	-	-	L	-	-	-
22	L	-	-	-	-	-	H	-	-	-
23	-	-	-	-	-	-	H	L	-	-
24	-	-	-	-	-	-	L	H	-	-
25	H	-	-	-	-	-	-	L	-	-
26	L	-	-	-	-	-	-	H	-	-
27	-	-	-	-	-	-	-	H	L	-
28	-	-	-	-	-	-	-	L	H	-
29	H	-	-	-	-	-	-	-	L	-
30	L	-	-	-	-	-	-	-	H	-

Figure 2.

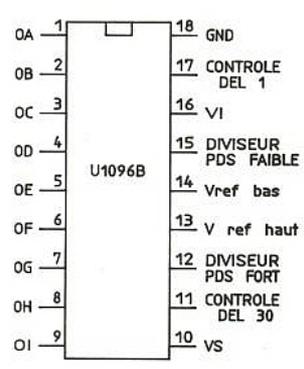
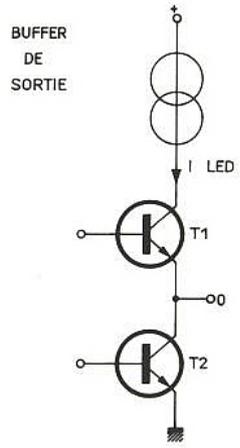
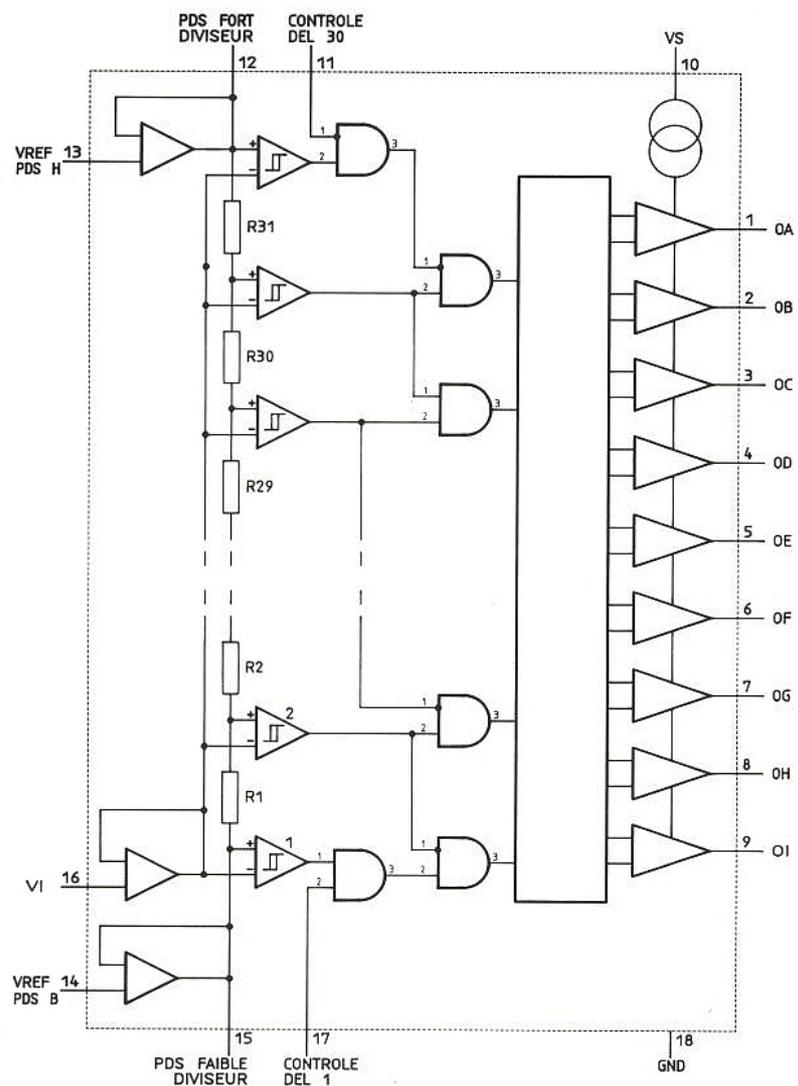


Figure 3.

mono, mais nous n'avons pas résisté au charme d'un objet qui n'existe pas en galva traditionnel : deux aiguilles autonomes pivotant toutefois autour d'un même point, et capable d'effectuer de ce fait deux mesures indépendantes.

Le résultat fut proprement étonnant : une excellente lisibilité des deux rampes et une surprenante facilité à les suivre individuellement ou conjointement. Ce n'est pas très facile à expliquer, mais on sait que pour lire deux vus à aiguille placés côte à côte, il faut quasiment bloquer un œil par vu...

Les rangées de LEDs en mode barre ont à notre avis un autre défaut : le temps que l'œil évalue la longueur du ruban, il en oublie presque l'élément essentiel soit son extrémité. Enfin — une fois encore ceci est très subjectif, voire personnel — il semblerait qu'il soit plus facile de suivre des déplacements horizontaux rapides, que les mêmes verticaux. A priori, ce pourrait être une réalité liée à la constitution de l'être humain : de gauche à droite ou de droite à gauche, nos yeux relaient l'information et assurent un suivi des événements alors que de haut en bas, les deux yeux quittent ensemble le point de mire.

Faites donc l'essai suivant. Repérez quatre points distants chacun de 50 cm de votre centre de vision : un à gauche, un à droite, un en haut et le dernier en bas. En regardant de plus en plus vite de gauche à droite, on finit par se rendre compte qu'un œil est "en avance" sur l'autre mais qu'il n'y a pas de trou ni d'angle mort.

De haut en bas, ce n'est absolument pas pareil et en tout cas beaucoup plus fatiguant. Autre essai : placez-vous debout devant un mur, à 40 cm environ, et regardez droit devant vous. Personnellement, l'auteur "voit" à plus de 3 m à droite comme à gauche, mais pas la limite du plafond, encore moins celle du plancher. Ensuite, tournez la tête de 90°...

Il semblerait donc que face à un obstacle, la zone de vision normale et reposante soit une ellipse fortement étendue sur une ligne passant par nos deux yeux.

Ces propos peuvent vous sembler hors sujet, mais pourtant il y a peut-être à en tirer profit. Cette nouvelle vision de deux points se déplaçant sur un arc de cercle a été tellement choquante (agréable) pour l'auteur qu'il a cherché à en déterminer la rai-

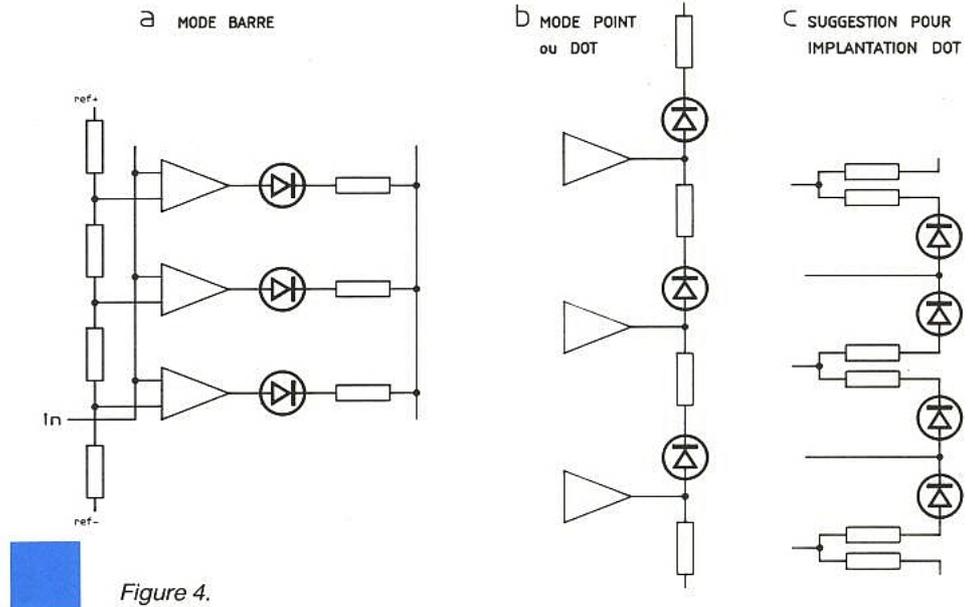
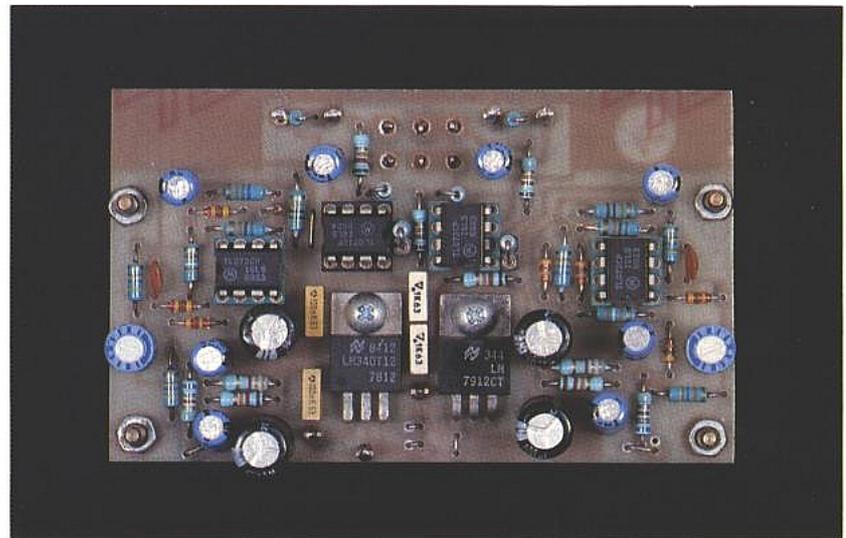


Figure 4.



son. Si pour un vumètre ce n'est pas fondamental (quoique...) on peut imaginer pour un système de sécurité qu'il n'est pas ridicule d'y réfléchir, car si véritablement il était prouvé qu'il est plus facile (ou moins fatiguant) de surveiller des "données" horizontales plutôt que verticales, il serait bon d'en tenir compte.

Précautions d'emploi du 1096

La mise en œuvre du module d'affichage proprement dit mérite d'observer impérativement quelques règles sous peine de non fonctionnement ou pire de destruction (l'auteur a tué un 1096 par overdose accidentelle de V_{in} ... ($V_{in} = V_s$)). Les limites à respecter sont donc les suivantes :

- 1) V_{in} (V_s) comprise entre 8 V et 16 V maxi
- 2) V_{ref} low (basse) mini 0 V, maxi $V_s - 4$ V

- 3) V_{ref} high (haute) mini 3 V, maxi $V_s - 1$ V

On peut en conclure qu'au mini on dispose de 30 pas répartis sur 3 V (0 à 3 V ou $V_s - 4$ à $V_s - 1$) et au maxi 0 à $V_s - 1$ soit entre 0 et 15 V. La valeur des pas est donc à choisir entre 100 mV et 500 mV.

Les données constructeur annoncent V_{in} maxi = $V_s - 1$, mais un bon conseil : évitez de frôler cette limite supérieure. C'est pendant certaines manip's que le fil V_{in} a rejoint accidentellement V_s (soit $V_{in} = V_s = 12$ V) et boum, mort le 1096 !

Donc prévoir plutôt le maxi si possible à $V_s - 2$ V ou moins encore. Dans notre application, nous travaillerons avec V_{refH} à $V_s - 9$ V environ ($12 - 2,7$) pour l'allumage de la LED maxi en condition normale. Certes, il y a du champ, mais n'oublions pas que c'est un vu et si on rasait de

trop près les pâquerettes, une maquette réglée par exemple pour 0 vu = -10 dBu (0 dBu = 775 mV) soumise à un signal de +24 dBu pourrait très bien produire un V_{in} très proche de V_s , et détruire le 1096. Pour être hors risque totalement, il faudrait faire précéder le 1096 d'un montage interdisant d'une part les tensions négatives et ne pouvant d'autre part dépasser $V_s - 2 V$. (AC curit).

Une excellente solution, si on dispose d'une alim. source d'une vingtaine de volts : réguler le 1096 à 15 V et les commandes à 12 V, soit $V_s - 3 V$. Sinon, pour s'assurer $V_{in} = V_s - 2 V$, il faut bien gérer les extrêmes, prendre du recul et prévoir que le dernier circuit de commande ne plafonne pas en sortie de V_s . Et pourquoi ne pas mettre en série d'une telle commande deux diodes silicium (0,6 + 0,6 = 1,2, soit $V_{in} = V_s - 1,2 V$), si $V_{ref\ low} > à 1,2 V$?

Vu, Peak, Galva, etc.

Une fois l'indicateur rapide choisi, il reste encore à le commander judicieusement. Une contrainte nous a gêné au départ (vieilles habitudes) : la linéarité du réseau des comparateurs. Eh oui, le 1096 est linéaire et l'auteur s'est branché au départ sur une conversion log du signal. Erreurs (au pluriel) car les montages perdaient tout intérêt en tant que clone d'un VRAI galva à aiguille. -50 à +12 dB en 30 pas. c'est super au labo mais pour visualiser une modulation, c'est totalement ridicule sauf si on veut prendre son pied sur les plages intermédiaires des disques laser ! -40 à +3 dB avec une bande passante de 30 Hz à 73 kHz dans -1 dB (proto à base de dbx 2252 compensé — voir dB mètre RP n° 487), idem : froid, bien peu significatif, et relation écoute/visu peu probante. En fait la solution était beaucoup plus simple qu'il nous avait semblé au départ comme vous pouvez le constater **figure 5**. Le redresseur utilisé est un vieux compagnon (IC3 ou IC4) et toute l'astuce — si l'on peut dire — tient dans le choix judicieux de R7/8/9 et C3/4 pour la voie gauche (R27 à 29 et C9/10 pour la droite). Les valeurs retenues ont demandé une nuit de travail ! En effet, pour reproduire exactement le comportement des vus à aiguille de grande qualité, il a fallu faire de nombreuses comparaisons tant d'ouvertures brutales à divers niveaux donnés, que de fermetures, et bien

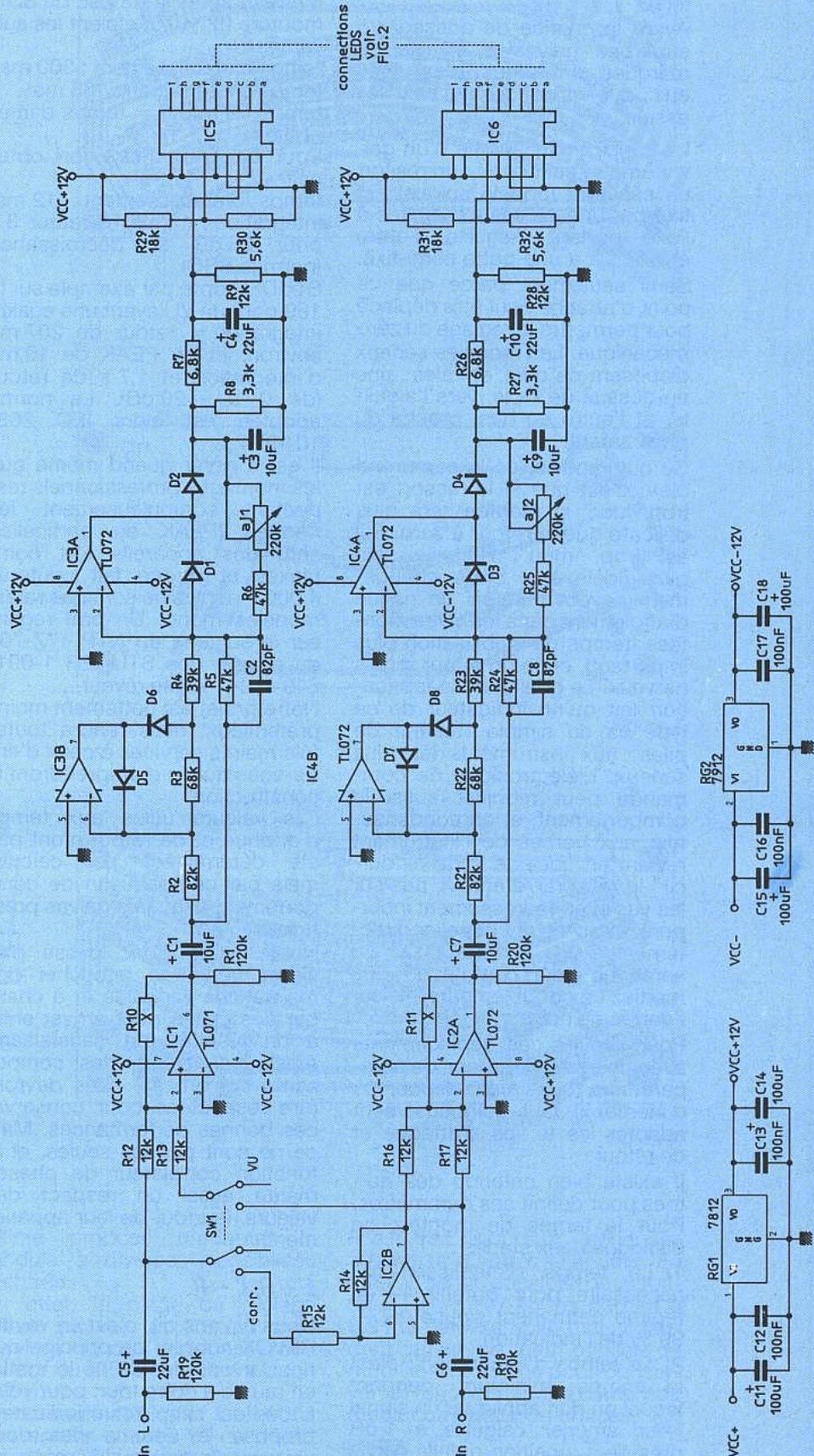


Figure 5.

entendu des rapports œil/écoute(s).

Ayant la chance de posséder 5 superbes galvas à aiguille de marques différentes, c'est avec eux que nous avons fait les essais.

Le principe mécanique d'un galvanomètre est connu : un ressort en escargot (appelé spirale) est fixé par une de ses extrémités à l'axe portant l'aiguille, l'autre étant relié à une patte semi-fixe. Semi seulement parce que ce point d'attache peut être déplacé pour permettre le réglage du zéro mécanique. Les modèles sérieux disposent de deux spirales : une au-dessus de l'axe, vers l'aiguille, et l'autre en bas, proche du pivot arrière.

Ce qui importe, on le comprend bien, c'est que si le ressort est trop "dur" la montée sera plus délicate que le retour à zéro. S'il est trop "mou", l'aiguille sera plus fidèle aux brefs changements avec toutefois un risque d'affolement dans les vives montées (temps de stabilisation plus important), enfin un retour moins nerveux. La qualité de la fabrication fait qu'un indicateur de ce type va du simple "testeur de piles" aux instruments les plus sérieux. L'électronique de commande peut modifier aussi le comportement, et un condensateur aux bornes de l'instrument revient en quelque sorte à "durcir" le ressort. Attention, pas sur les vus avec redressement incorporé, et qu'il suffit de relier directement à une sortie 600 Ω ! Ce serait un peut comme si vous mettiez un condo en parallèle sur l'entrée de notre montage !

Pour simuler ces déplacements avec un système à base de comparateurs (quasiment dépourvus d'inertie) il faut soigneusement adapter les temps d'attaque et de retour.

Il existe bien entendu des normes pour définir ces paramètres. Pour le temps de montée, on distingue deux stades :

1) Le temps d'établissement : nécessaire pour obtenir — en régime permanent sinusoïdal — 99 % de l'indication.

2) Le temps d'intégration : c'est le temps minimum pendant lequel on doit appliquer un signal pour amener l'aiguille à 1 dB près de la position qu'elle occuperait avec un signal permanent. Le temps de retour nécessite de préciser les conditions de mesure.

Par exemple, ce sera le temps mis pour l'aiguille pour passer de 0 à - 20 dB.

Les caractéristiques d'un vu-mètre (d'après la REVUE du SON mouture 02.1975) étaient les suivantes :

temps d'établissement : 300 ms
temps d'intégration : 165 ms
temps de retour = temps d'intégration

Pour un crête-mètre, on obtenait :

temps d'établissement : 12 ms,
intégration : 10 ms et retour 3 s pour 26 dB de décroissance (normes BBC).

STUDER opte par exemple sur la 169 pour un VU ayant une égalité intégration = retour de 207 ms environ, et en PEAK de 10 ms d'intégration et 1,7 s de retour (de 0 à - 20 dB). La norme adoptée est alors IEC 268-10.1974.

Il est à noter quand même que les montages professionnels respectant scrupuleusement les normes (PEAK en particulier) sont des appareils fort complexes et de ce fait coûteux. 4 000 F et plus ne sont pas rares, modèles mono. Un bref regard sur le schéma du NTP 177-700 ou encore des STUDER 1-091-349 et 347 laisse rêveur...

Notre projet est nettement moins prétentieux, mais rendra toutefois maints services à ceux d'entre-vous qui en entreprendront la construction.

Les valeurs utiles aux temps d'attaque et de retour n'ont pas été déterminées par calculs, mais par comparaison de comportement avec des galvas prestigieux.

Nous avons donc passé plusieurs heures à retoucher des résistances variables et à changer des capas pour arriver enfin à un résultat fort satisfaisant. Ainsi, les valeurs des composants qui ont été cités devront être respectées pour conserver ces bonnes performances. Mais ce ne sont pas les seules, et la fonction corrélateur de phases mérite aussi un respect des valeurs, (surtout de leur appariement).

$L + R, L - R$

Nous l'avons dit, c'est en voyant REVOX adopter ce principe que nous avons décidé de le mettre en œuvre à notre tour, pour voir. L'idée est simple : un indicateur propose la somme des deux voies et l'autre la différence. Si les deux modulations sont en phase, le premier se pâme d'overdose pendant que le second sommeille.

Si au contraire les voies sont en franche opposition (180°), la somme devient nulle et la diffé-

rence file au maxi.

Difficile de mesurer les positions intermédiaires mais pourtant on apprécie avec un peu d'habitude certains défauts graves qu'il faudra compléter malgré tout par une écoute monophonique. A titre d'exemple, une source stéréo compatible envoie $L + R$ au taquet, et $L - R$ ne dépasse jamais l'indication - 10 dB.

Disposant d'un fabuleux enregistrement live stéréo réellement incompatible (car formidable en stéréo mais totalement inécoutable en mono suite à des oppositions de phases fréquentes), on arrive presque à un comportement $L + R, L - R$ équivalent à la visualisation normale L, R !

Petit intermède avant de travailler. La prise de son en stéréophonie réelle mériterait une diffusion particulière car la compatibilité mono est un frein considérable à la reproduction spatiale des sons. Dans cette prise incompatible on se situe parfaitement dans l'espace jusqu'à se faire surprendre par des sons venant de l'arrière, et tourner la tête ! Il y aurait donc des choses à faire afin de ne pas niveler par le bas, ce qui n'est pas le cas actuellement, en restant au format des années 50. La révolution serait d'émettre en trois voies : une mono, et les deux autres stéréo. Suivant le récepteur on retiendrait l'un ou l'autre mode.

Notre intervention est sans doute ridicule et restera sans objet, mais on peut rêver comme l'on fait les gens qui envisagèrent la quadriphonie ! En attendant construisez donc GalvAC pour éviter les incompatibilités...

Le schéma proposé **figure 5** montre comment SW_1 permet de passer simplement de L, R à $L + R, L - R$. Dans la position dessinée, L et R ont deux chemins indépendants (à R s'ajoute le bruit propre à IC_{2b} , et que l'on peut négliger). Si SW_1 est basculé sur corrélateur, la voie droite (R) peut se sommer à la voie gauche grâce à R_{13} et la voie gauche inversée par IC_{2b} en fait autant à droite. C'est cette inversion qui fait la différence. Tout ceci reste correct si R_{10} à R_{17} ont la même valeur. Au pire R_{15} et R_{14} pourraient être différentes des autres mais comme il faut que $R_{15} = R_{14}$, inutile de se compliquer la vie.



RÉALISATION

Deux cartes fixées parallèlement permettent un montage se rapprochant de l'esthétique d'un galva traditionnel. Le schéma retenu faisant appel à $V_{Ref\ low} = 0$, les deux LEDs de poids faible sont allumées en absence de modulation. Afin de ne pas les mélanger à la règle de mesure l'auteur a choisi de les placer horizontalement, au centre du module. Elles témoignent de l'alimentation du système, au repos. Il ne reste donc que 29 LEDs par voie pour l'indication proprement dite.

La première carte est en double face : **figure 6** face 1, **figure 7** face 2, mais il n'est pas utile de métalliser les trous et un montage soigneux à base de barrettes double face convient parfaitement. Pour les LEDs, nous avons prévu également des supports faits aussi de barrettes. Cette attention est quasiment indispensable car il est très facile de monter une ou plusieurs des 60 LEDs à l'envers. Notre implantation un peu particulière est visible **figure 8** et l'orientation des LEDs mentionnée par un point sera à respecter scrupuleusement. Signalons toutefois qu'une ou plusieurs erreurs quant au sens des LEDs n'entraîneraient pas la destruction du 1096, mais un fonctionnement plus ou moins aberrant et dont la cause ne serait pas toujours facile à repérer.

Le dessin en arc de cercle n'a pas pu être réalisé par ordinateur, aussi a-t-il fallu travailler manuellement. Ce n'est pas très très joli dans le détail, mais ça marche !

La seconde carte (**figure 9**) se contente d'un circuit simple face et comporte les organes de commande des 1096. Seules les liaisons à SW_1 sont un peu particulières : soit soudures directes (fragiles), soit report par fils ou encore utilisation d'un inter wrapping et dans ce cas on percera les trous de passage des pattes. On pourra même parfois se permettre de recourber ces dernières côté composants pour une meilleure tenue mécanique.

Pour lier les deux cartes entre elles, nous avons opté pour des "connecteurs" constitués d'une patte de résistance pour la partie mâle et de barrettes tulipe pour la partie femelle. Ceci permet de désolidariser aisément les deux cartes en cas de maintenance.

On remarquera que les résistances R_{10} et R_{11} ont été placées également sur supports ! Ce luxe

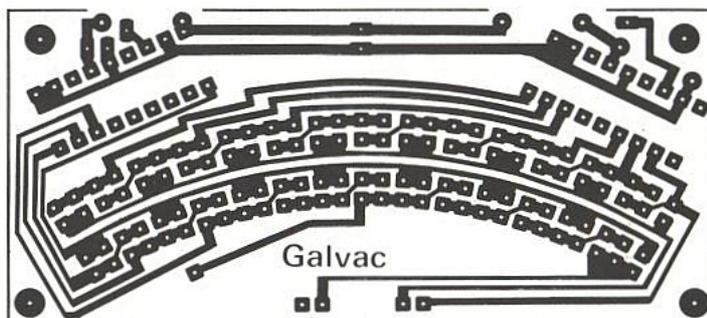


Figure 6.

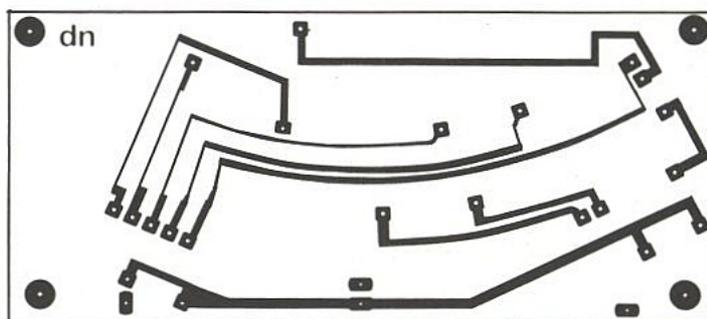


Figure 7.

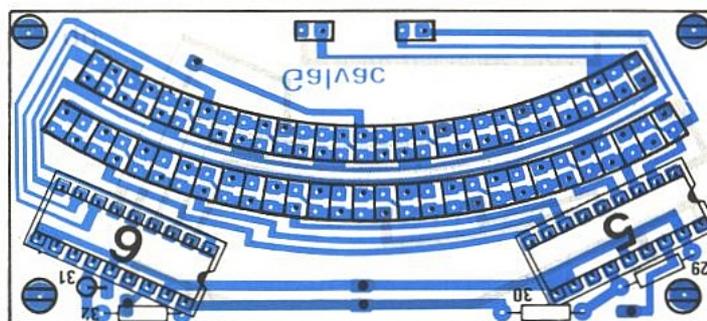


Figure 8.

ultime propose d'adapter le module à diverses sensibilités d'entrée.

En effet, la plage de réglage offerte par AJ_1 et AJ_2 est large (environ 15 dB) mais elle rôde autour du ZÉRO traditionnel, soit 775 mV.

Si on souhaitait relier Galvac à des sorties situées 10 ou 20 dB en deçà, il faudrait donner du gain dans IC_1 ET IC_2A . Pour ce faire, nous conseillons de modifier exclusivement les valeurs de R_{10} et R_{11} . Ainsi pour + 10 dB, soit un gain de 3,16, on choisira $R_{10} = R_{11} = 33$ ou 39 k Ω et on ajustera AJ_1 et 2.

Il est très important de ne pas toucher à d'autres éléments. En effet il serait possible de retoucher R_{12} et R_{17} en les portant à 3,9 k Ω par exemple, mais il faudrait aussi ne pas oublier de modifier R_{13} et R_{16} pour conserver un fonctionnement correct du mode corrélateur de phases.



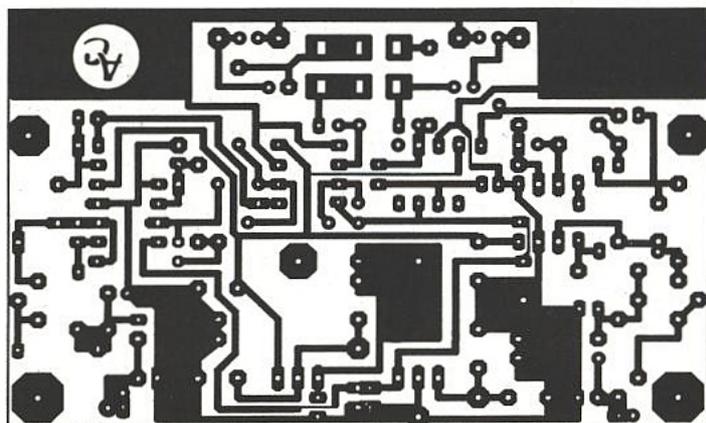


Figure 9 a.

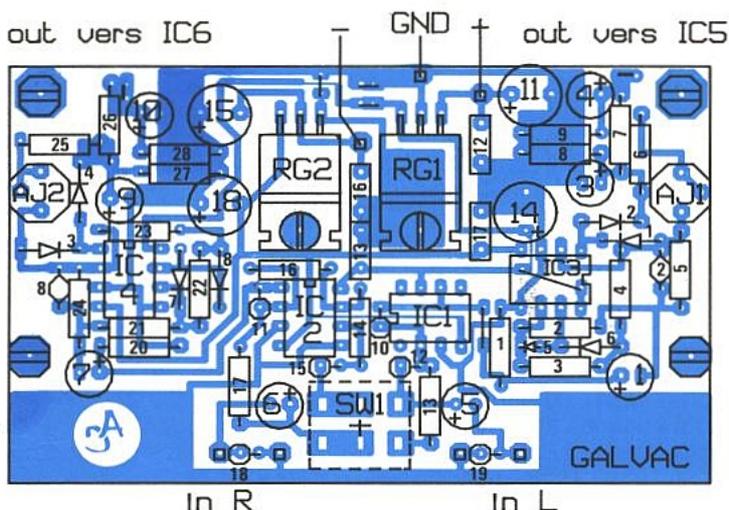


Figure 9 b.

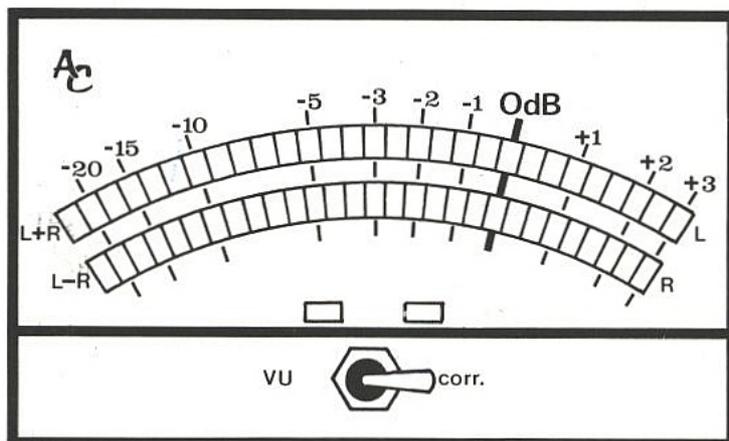


Figure 10.

Nous ne vous ferons pas l'injure de réserver une grande place à la procédure de réglage...

Si le montage a été fait soigneusement, AJ₁ et 2 placées à mi-course ne sont pas loin du 0 VU = 775 mV. Il suffira d'affiner, un point c'est tout.

L'assemblage mécanique est confié à votre imagination ou à vos exigences. Une idée de présentation est suggérée **figure 10**.

CONCLUSION

Cet indicateur stéréo est bien agréable à lire. Son mode corrélateur est un PLUS qui (avec un certain entraînement) permettra de se protéger des nuisances de phases tant au moment des prises, que pendant les mixages gorgés d'effets divers. Une écoute MONO restera toutefois le seul juge final.

Nomenclature Galvac

Résistances

R₁, R₁₈, R₁₉ et R₂₀ : 120 kΩ
 R₂ et R₂₁ : 82 kΩ
 R₃ et R₂₂ : 68 kΩ
 R₄ et R₂₃ : 39 kΩ
 R₅, R₆, R₂₄ et R₂₅ : 47 kΩ
 R₇ et R₂₆ : 6,8 kΩ
 R₈ et R₂₇ : 3,3 kΩ
 R₉ à R₁₇, R₂₈ : 12 kΩ
 R₂₉ et R₃₁ : 18 kΩ
 R₃₀ et R₃₂ : 5,6 kΩ

Ajustables

AJ₁ et AJ₂ : 220 kΩ T7Y

Condensateurs

C₁, C₃, C₇ et C₉ : 10 μF vertical
 C₂ et C₈ : 82 pF
 C₄, C₅, C₆ et C₁₀ : 22 μF vertical
 C₁₁, C₁₄, C₁₅ et C₁₈ : 100 μF vertical
 C₁₂, C₁₃, C₁₆ et C₁₇ : 0,1 μF Milfeuil

Semiconducteurs

LEDs : 42 plates vertes et 18 rouges
 D₁ à D₈ : 1N 4148
 RG₁ : 7812
 RG₂ : 7912
 IC₁ : TL071
 IC₂, IC₃ et IC₄ : TL072
 IC₅ et IC₆ : TFK U1096B

Divers

SW₁ : double inverseur
 entretoises inter-cartes : 4 de 10 mm (on pourrait descendre à 5 mm mais dans ce cas prévoir un carton isolant entre les cartes)

Supports

4 supports 8 broches
 2 supports 18 broches
 Pour les LEDs : 60 fois 2 broches (en barrette)
 ou 29 fois 5 broches (retirer la centrale)
 + 2 fois 2 broches (LEDs ref low)
 Connexions : 2 fois une broche + 1 fois 2 broches
 Pour R₁₀ et R₁₁ : 2 fois 2 broches
 Bien observer les photographies !

Il permettra également de s'assurer que des microphones sont correctement câblés, aidera à choisir la meilleure place pour les prises "live", etc. Bref, il rendra mille services en studio comme en extérieur, sans oublier une caractéristique intéressante : on le lit parfaitement, même d'assez loin.

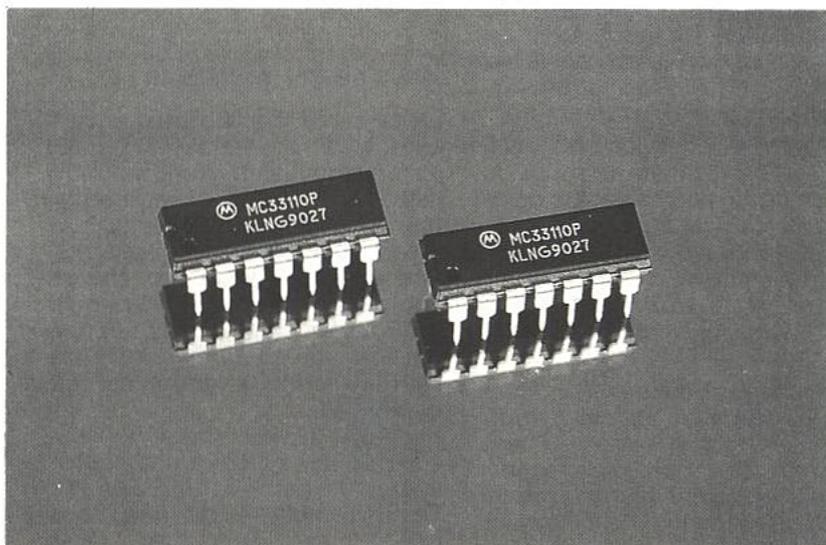
Jean ALARY

Les applications du NE 5050

Après avoir exposé les principes des modems par courants porteurs et jeté les bases du fonctionnement du NE 5050, l'article de ce mois se propose de vous donner des applications de ce circuit dans différents domaines :

- le domaine domestique (ou encore Grand Public),
- le domaine professionnel où le coût n'a que moindre importance étant donnés la qualité et le débit souhaités.

Dans ces deux cas de figure nous vous indiquerons des variantes possibles qui vous permettront de personnaliser si le cœur vous en dit.



APPLICATIONS DOMESTIQUES

Ça y est, nous avons directement plongé dans le domaine délicat des applications domestiques et des applications dites "courants porteurs" utilisant les lignes d'énergie (Power Lines Modems). Si vous n'êtes pas encore bien informés des soucis qui vous attendent reportez-vous rapidement au numéro précédent car ils ne vont que continuer. Expliquons-nous.

Parfois, il est intéressant de commencer par le début... surtout lorsqu'il s'agit d'un conte de fées (voyons, tout le monde sait bien que l'électricité est la fée du logis).

Donc, il était une fois... une ligne de distribution d'énergie (que nous appellerons par la suite EDF par pur esprit de simplification) qui vivait heureuse.

Tout allait pour le mieux dans le meilleur des mondes ; la tension nominale - 220 volts efficace +/- 10 % - une impédance de source connue (du moins normalisée) à 50 ohms (non on ne met pas un ohmmètre sur le réseau pour mesurer son impédance !) etc., etc. Bref, c'était super.

Lorsque soudain survint la vilaine sorcière et ses parasites de toutes sortes : impulsions, modulations... Bref, complications !

Et le beau chevalier ? Une minute que diable on y arrive. Mais d'abord comment voulez-vous

qu'un beau chevalier puisse combattre ces parasites s'il ne les connaît pas. Un peu de logique SVP, même dans un conte de fées.

Or voici la faille de notre conte. Ces parasites sont INCHIFFRABLES. Alors chacun pour soi et Dieu pour tous. Nous avons bien quelques idées sur leur nature et nous vous les avons déjà décrites le mois dernier mais le "quantifiable" : rien. Pas la moindre norme qui verdoie, pas le moindre accord professionnel qui point non plus. Désespérément rien.

Et sœur Anne ne voit vraiment rien venir, même à l'horizon Européen si ce n'est quelques divergences d'opinions de plus sur la question !

Par exemple : lorsque la charge varie, ceci pourrait être assimilé à une variation d'impédance de la ligne de 50 ohms à xxx ohms. Certains vous diront 10 d'autres vous diront 6, d'autres encore seront bien embêtés pour vous répondre quelque chose. Et encore, sans désirer remuer les couteaux dans les plaies, l'impédance normalisée du réseau est constituée d'un ensemble représentatif "R-L-C" bien particulier et, lorsque l'impédance varie, tous les gens concernés ne sont pas d'accord entre eux pour indiquer le ou lesquels de ces paramètres a changé.

Un deuxième exemple : pour ne pas que la ligne "EDF" serve d'antenne d'émission à ces parasites et ne pollue votre environnement, il faut satisfaire à un taux de pollution HF dont les composantes doivent rentrer dans un gabarit normalisé "CISPR". Bien évidemment, pour savoir si l'on satisfait la norme il est nécessaire d'effectuer des mesures (sur l'impédance normalisée, vous savez celle du paragraphe précédent que l'on ne rencontre que très rarement).

Evidemment on peut concevoir son projet en tenant compte du "worst case" (le cas le plus défavorable) mais de combien pénalisera-t-on son coût ?

Et le beau chevalier qui va protéger nos douces petites données et les sortir des griffes de ces parasites ?

Vous l'avez deviné bien sûr, c'est le NE 5050. Il soulève son Heaume (d'où l'appellation "Heaume Bus") et il fait le nettoyage des parasites (si vous le confondez avec le Chevalier Blanc c'est que vous regardez trop la télévision ou que vous vous êtes trompé de conte de fées).

Après ces escapades un soupçon "fantaisistes", redeviendons sérieux.

Nous vous proposons deux schémas pour des applications domestiques.

Le premier pour une ligne "pas trop" perturbée, d'impédance "50" ohms ne nécessitant pas d'étages de (petite) puissance supplémentaires.

Le second capable de commander des lignes d'impédance plus faible (10 ohms) et donc soumises à des modulations d'impédance relativement plus importantes.

D'une manière stricto-sensus nous ne devrions vous présenter, pour des applications domestiques, que de lignes "50 ohms" telles que la norme bien connue — EN 50 065 — les prévoit mais nul n'est jamais trop prudent... et, en se disant que, si par hasard la variation d'impédance baissait la ligne à 10 ohms, ce serait toujours cela de fait...

Ceci étant, le NE 5050 étant capable de "driver" aussi bien une ligne de 10 ohms, pourquoi se priver !

La norme EN 50 065 et ses acolytes (CISPR and Co)

Eh oui, nous sommes en France et tout n'est pas permis, aussi avons-nous décidé de nous plier

aux normes qui régissent ce champ d'applications.

Pour résumer un peu l'ensemble de ces normes, on peut dire en gros qu'il ne faut pas dépasser une certaine tension injectée sur le secteur, qu'elle soit dans une bande de fréquence bien particulière, qu'elle soit structurée (protocole...) et qu'elle ne pollue pas le voisinage.

a) Le niveau de tension

La norme EN 50 065 indique qu'il est interdit de dépasser 116 dB μ V de signal sinusoïdal à certaines fréquences RF (voir paragraphe suivant) injectées sur le réseau (c'est-à-dire sur la fameuse impédance de charge équivalente au réseau 50 ohms). Pour parler français cela fait une tension de 630 mV efficace (1,780 V crête à crête) sur 50 ohms.

Pour les curieux cette tension superposée au 220 V n'en représente qu'à peine 3/1 000.

Contrairement à ce que vous pourriez peut-être croire, nous sommes très respectueux des principes et nous nous sommes arrangés pour que le montage donne de façon nominale 110 dB μ V +/- 3 dB μ V (sur 50 ohms, of course).

b) La bande de fréquence

Elle se situe en gros de 95 à 148,5 kHz mais elle est divisée sommairement en trois sous-bandes.

- de 95 à 125 kHz

C'est le fourre-tout. On peut grossièrement y faire tout ce que l'on veut même si cela embête ses petits camarades et c'est le premier qui cause qui a pratiquement toujours raison, c'est la raison du plus fort, la jungle !

des exemples : Baby alarmes, portiers électroniques, interphones,...

C'est vous qui l'avez choisie, vous l'avez voulue, vous l'avez !

- de 125 à 140 kHz

Contrairement à sa sœur précédente, cette bande est beaucoup plus évoluée et l'ordre et la bienséance y règnent : protocoles, priorités, politesses, courtoisies, convivialité, ... enfin tout le code des bonnes manières.

C'est une bande dans laquelle, tous les vrais professionnels vont placer leurs systèmes de façon à pouvoir communiquer entre eux (enfin espérons-le pour le consommateur final que demain nous serons !)

- de 140 à 148,5 kHz
re souk !

c) Pollution

Il y a sinusoïdes (injectées) et sinusoïdes...,

Les vraies, les pures, les dures et les fausses, celles qui sont toutes distordues, aux taux de THD qui feraient frémir et retourner les moindres distorsiomètres et analyseurs de spectre dans leurs placards.

Alors à nous la qualité spectrale du signal de la porteuse entretenue, donc de celui de l'oscillateur et sus aux manants qui vont les dégrader.

De toute façon, on les repèrera vite car ils seront aux-dessus des gabarits des valeurs données dans l'EN 50 065 pour le signal "bande de base" et au-dessus de celui du CISPR pour les perturbations radio-électriques, principalement dans la bande de 150 à 300 kHz (PO et GO).

Des exemples illustrant ces phénomènes vous sont donnés **figures 1 et 2**.

Pour notre part le choix du NE 5050 garantit la pureté spectrale souhaitée de par le choix du type d'oscillateur (Colpitts) purement sinusoïdal et le fait qu'on le laisse tourner en permanence pour éviter les périodes transitoires génératrices de raies intempestives.

De plus, il est appliqué sur l'étage de puissance une contre-réaction importante qui a un triple but :

– assurer une bonne reproductibilité du montage

– garantir un signal de sortie (110 dB μ V) indépendant des variations de la charge (de 50 à 10 ohms... par pur hasard...).

– Se libérer de la distorsion harmonique de croisement dû au type de montage choisi pour l'étage de puissance (push-pull classe AB).

Nous voilà débarrassés des préliminaires qui concernaient la porteuse entretenue, non modulée. Vous êtes fier de vous car vous avez réussi à obtenir une raie unique à... disons 132,5 kHz, par exemple.

Bon d'accord c'est un "à priori" bien particulier. Et alors ? Bien sûr cette valeur n'est pas innocente, nous y reviendrons plus tard.

En attendant, nous allons la moduler par nos données codées en NRZ ou non NRZ, en Bi-Phase, en modulation de largeur, de position, etc. etc. et selon des débits de 75, 600, 1 200, 2 400 ... bauds.

Et coucou revoilà un superbe spectre de modulation différent selon le type de modulation et

Niveau de sortie

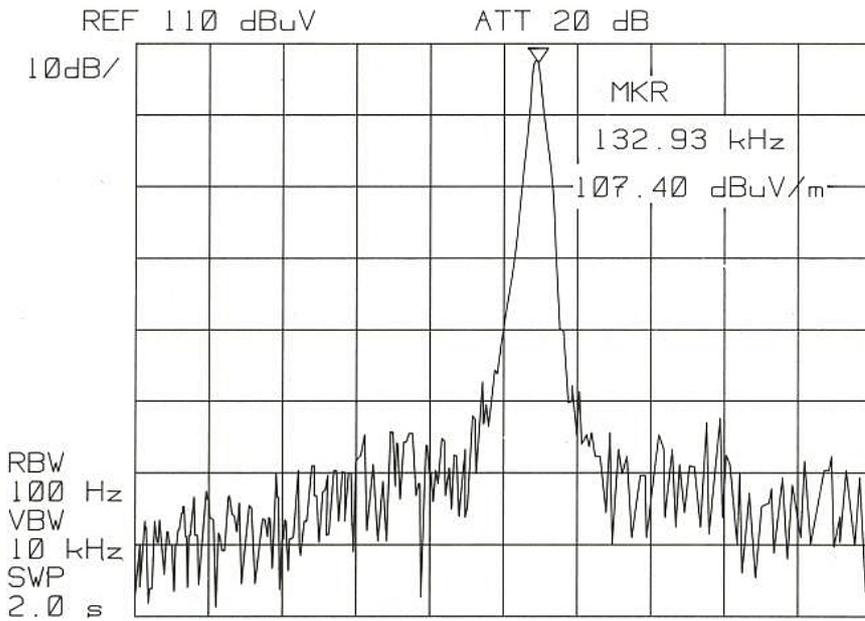


Figure 1

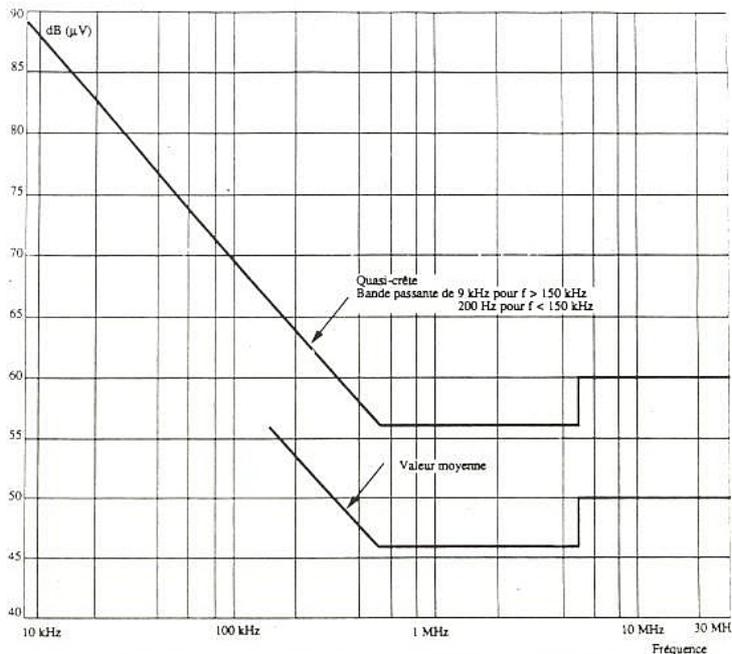


Figure 2

qui doit lui aussi rentrer dans les gabarits.

Nous vous laissons l'entière responsabilité dans le choix du type de modulation que vous souhaitez utiliser et pour notre part nous avons opté pour la tout à fait conventionnelle "NRZ" à 600 bauds en nous assurant que les raies produites étaient en accord avec les normes.

Vous voilà à peu près initiés sur l'état des normes à ce jour en ce qui concerne les courants porteurs à usage domestiques. Passons alors aux réalisations.

LES RÉALISATIONS

Rien de très nouveau par rapport à ce que nous vous avons annoncé le mois dernier.

Les deux schémas de réalisations de ces MODEMS "domestiques" vous sont donnés figures 3 et 4.

Pour ne pas vous laisser de regrets, nous avons réalisé les deux options sur le même cuivre (voir cuivre et implantation figures 5 et 6) de façon à ce que vous puissiez améliorer votre montage à votre bon plaisir.

Maintenant que vous avez connaissance de toute la théorie, nous allons passer à la pratique, mais avant toute chose :

Attention SVP

Nous savons bien que vous êtes très prudents et précautionneux mais ce montage, lorsqu'il est opérationnel, est réuni en permanence au "secteur 220 V eff".

Vous le savez bien, ce type de ligne est capable de débiter en

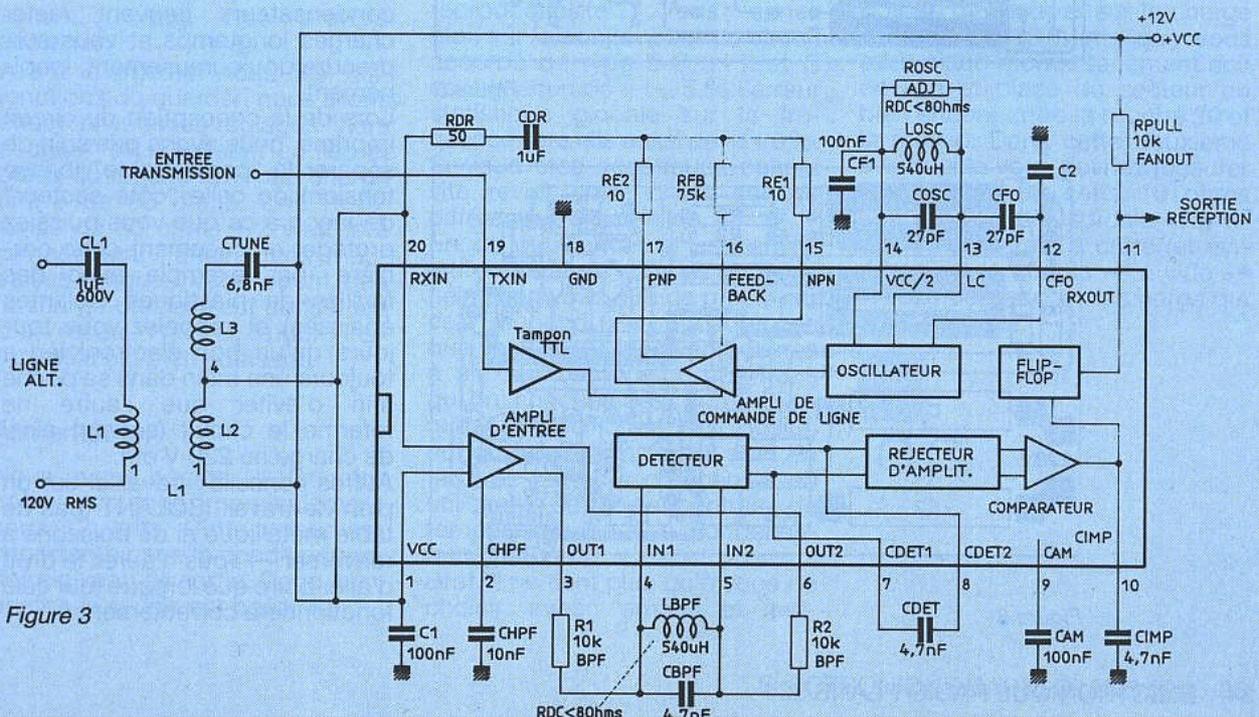
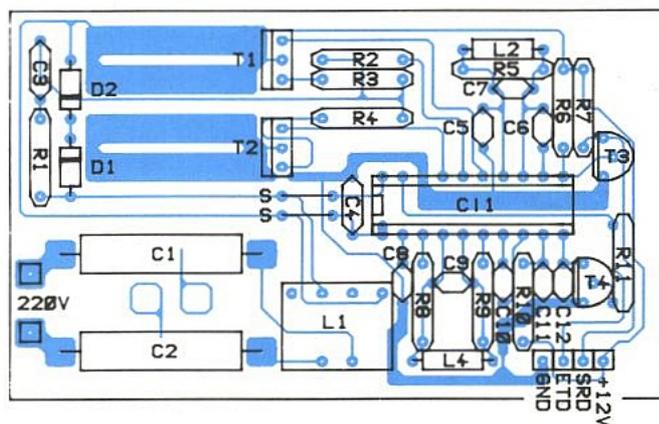
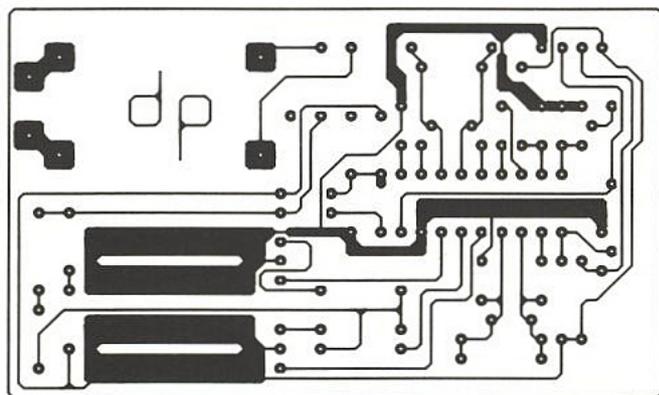
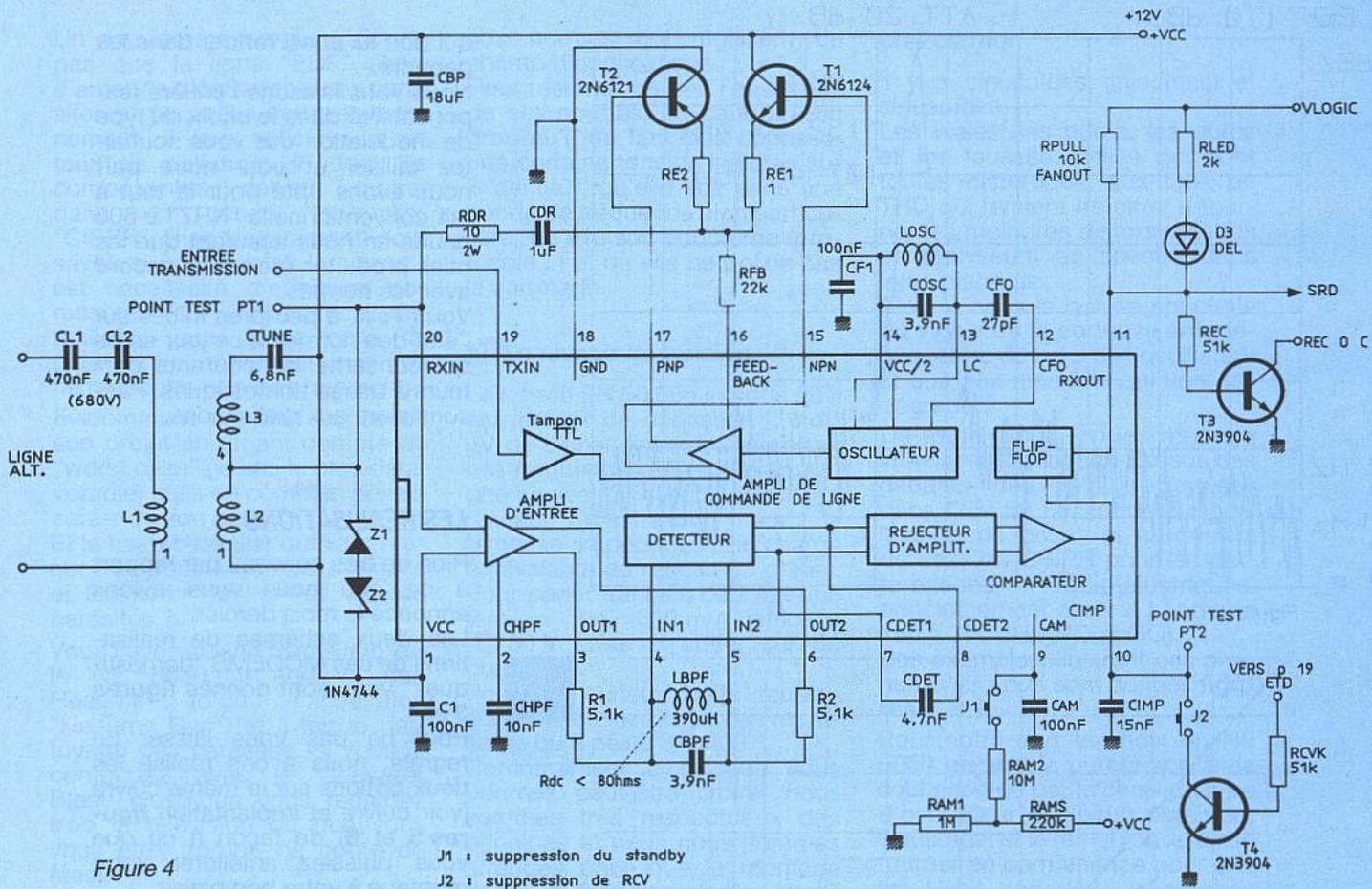


Figure 3



courant "quasi-infini" et seulement quelques 100 mA suffisent pour tuer un être vivant normalement constitué. Alors nous vous demandons une fois de plus la plus extrême prudence lorsque vous allez mettre au point votre réalisation, notamment en ce qui concerne des mesures côté secteur (secondaire du transformateur et capacité de couplage) y compris lorsque la prise secteur est déconnectée car certains condensateurs peuvent rester chargés longtemps et vous surprendre douloureusement, inopinément.

Lors de la conception du circuit imprimé, nous avons pris soin de séparer la "partie froide" (basse tension) de celle "côté secteur" de façon à ce que vous puissiez protéger efficacement cette dernière (par exemple avec des feuilles de plastiques isolantes épaisses) et rappelez-vous toujours qu'un bon électronicien a toujours une main dans sa poche afin d'éviter que l'autre ne referme le circuit (servant ainsi de charge au 220 V eff).

Autres conseils : travailler sur un plan de travail ISOLANT (pas de table métallique ni de boissons à renverser — vous n'aurez le droit d'aller boire que lorsque tout cela fonctionnera correctement !).

De même, après avoir débranché le montage du secteur vous pouvez court-circuiter les extrémités des condensateurs de couplage à l'aide d'un tournevis à manche isolé afin d'entendre le "clac" caractéristique de la décharge (le faire deux fois, il en reste toujours un peu !!).

Ce sont des précautions élémentaires, bien connues certes, mais qu'il est toujours bon de répéter (même au non-débutant).

Mise au point et réglages du modem

Pourquoi ce titre alors que le montage fonctionne parfaitement dès sa mise sous tension ? Eh bien cela est fort simple. Beaucoup d'entre vous, pour des raisons aussi nombreuses que variées, souhaiteront adapter "leur" MODEM à leurs conditions particulières de fonctionnement. Pour vous aider dans vos élucubrations futures, nous avons donc décidé de faire semblant de jouer le jeu de l'adaptation aux conditions (Européennes) classiques suivantes :

- fréquence de repos de la porteuse (non entretenue): 132,5kHz
 - mode de fonctionnement: ASK
 - débit binaire : 600 bauds
 - impédance nominale de la ligne : 50 ohms
 - minimale : 8-10 ohms
 - niveau nominal de sortie (sur charge 50 ohms) : 110 dB μ V \pm 3 dB μ V
 - en accord avec les normes : CENELEC EN 50 065 et CISPR
- Voilà pour le cahier des charges, et c'est déjà pas mal !

Après vous êtes assuré que tout est correctement implanté (diodes TRANSIL de protection, capacité de couplage au bon isolement...) vous êtes prêt à démarrer.

Avant d'ameuter tous les disjonctions du quartier, nous allons effectuer tous les réglages "hors secteur" en disposant en lieu et place du réseau EDF une charge fictive de 50 ohms. Une résistance de 50 ohms 1/2 watt fera parfaitement l'affaire. Les mauvaises langues vous diront que la charge officielle est constituée d'un réseau R, L, C... pour l'instant cela est bien suffisant.

Alimentation

Nous avons décidé d'alimenter notre montage nominalement sous 12 volts. Cette valeur est importante car elle conditionnera notre niveau de sortie. Donc, respectez-la si cela est possible.

L'oscillateur

Nous fonctionnons à l'aide de l'oscillateur interne au circuit intégré. La sinusoïde produite dépend de composants extérieurs selon la sempiternelle formule : $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$

$$\text{où } \omega = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{osc}} \times C_{\text{eq}}}}$$

et dans laquelle :

$$C_{\text{eq}} = C_{\text{osc}} + \frac{C_{f0} \times C_{f1}}{C_{f0} + C_{f1}}$$

Dans notre application C_{f0} est nulle (ou extrêmement faible - quelques pF) donc $C_{\text{eq}} = C_{\text{osc}}$. Si l'on choisit $f = 132,5$ kHz (fréquence centrale de la bande 125-140 kHz) et une inductance nominale de 390 μ H, on obtient $C = 3,7$ nF ou bien encore avec une capacité nominale de $C = 3,9$ nF, il faut une bobine de 370,3 μ H. Il est sûr que l'on trouve plus facilement des capacités de 3,9 nF que des 3,7 et que le fin du fin est d'utiliser une bobine à noyau ajustable pour caler l'oscillateur sur 132,5 kHz ($T = 1/f = 7,55$ μ s).

Que les grands industriels se rassurent, il est aussi facile pour un bobinier de réaliser industriellement des inductances de 370,3 μ H que de 390 μ H en grandes productions (au besoin rappelons-nous d'un certain quartz de 11,0592 MHz !), ce qui permettra par la suite de disposer de la self "ad hoc" non réglable (donc pas chère et sans réglage). Evidemment vous pourriez nous dire que "tolérances et dispersions sont les mamelles de la reproductibilité". Vous auriez bien sûr raison, et pour un circuit accordé de type L-C, si L et C sont chacun de $\pm 5\%$ l'erreur statistique globale sur la fréquence sera elle aussi de $\pm 5\%$. Si vous êtes sceptiques courez vite revoir votre cours sur les différentielles partielles.

En ce qui concerne les dérives en température nous ne pouvons hélas rien vous dire de précis car cela dépend des inductances que vous allez employer (bobines à air, sur batonnet de ferrite...) qui ont chacune des "drifts" thermiques spécifiques (soit positif, nul ou négatif) mais qui sont en fait très faciles à compenser en utilisant le coefficient contraire de température pour le condensateur d'accord.

Bref, il ne tient plus qu'à vous de choisir avec "amour et ten-

dresse" la tolérance de vos composants adorés pour garantir la valeur de votre porteuse et son esprit d'indépendance.

L'émission ou la MODulation

Ça y est, votre oscillateur fonctionne. Parfait. Passons à la suite.

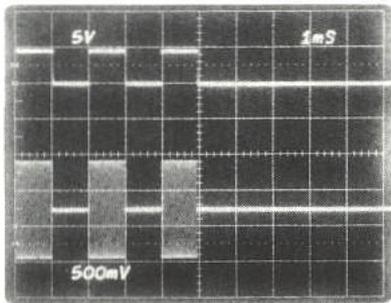
Nous sommes sûrs que vous avez déjà regardé si la sortie fonctionnait correctement en onde entretenue en activant l'entrée Tx in. Et bien vous avez tout faux car il ne fallait pas commencer par cela !

Futés comme vous l'êtes, vous avez certainement remarqué que nous avions disposé "hypocritement" une résistance (R drive) de 10 ohms sur le circuit et non de 50 ohms comme l'aurait voulu une logique primaire. C'était pour mieux tromper l'ennemi, en l'occurrence le réseau, et pour lui faire croire que l'on allait le commander comme s'il était "professionnel" et non "domestique". De ce fait au lieu de la charge "normale" de 50 ohms, nous allons mettre en lieu et place du réseau une résistance de 10 ohms, 2 Watts pour simuler notre charge. Nous voilà prêts.

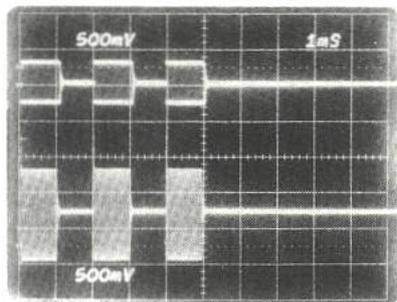
Ne vous amusez pas à mesurer le signal de sortie en mode de "porteuse entretenue" car pour des raisons fonctionnelles, économiques, de volume, il n'est pas nécessaire d'utiliser de dissipateurs sur les transistors de puissance et il est normal que le mode "anormal" d'onde entretenue les fasse chauffer (push-pull en classe AB), donc MODULER le signal SVP en appliquant un signal carré à, par exemple, 500-600 Hz sur la borne d'entrée du montage.

Le signal modulé de type "ASK" doit se développer sur la charge "fictive" de 10 ohms que vous avez placé momentanément soit en lieu et place du secteur ou bien encore entre la broche 20 et la masse. Dans cette deuxième éventualité vous devriez mesurer aux bornes de cette 10 ohms une tension sinusoïdale d'environ 4 volts crête à crête (et évidemment le double — à vide — si vous débranchez la charge qui était adaptée).





oscillogramme a



oscillogramme b

Voir oscillogrammes a et b

Il ne vous reste plus qu'à accorder le transformateur de sortie sur la porteuse pour obtenir le maximum de signal sur la prise de raccordement au réseau. Si tout est parfait, vous devriez avoir autour de 105 dB μ V même sur cette charge anormale de 10 ohms à cause de la contre-réaction présente sur l'étage de sortie qui tend à maintenir une amplitude de sortie constante indépendamment de la valeur de la charge.

Pour conclure avec la mise en route du côté émission (et si vous êtes un ténitnet curieux), si vous souhaitez déjà savoir si le côté réception possède un semblant de vie, vérifiez que vous vous "écoutez" bien pendant que vous "parlez" en examinant le signal sur la sortie Rx out.

Vous avez fini avec votre premier module et bien recommencez avec le second car pour pouvoir communiquer il faut être au moins deux !

Ça y est les deux fonctionnent en MOD... mais avant de passer à la... DEM quelques petites remarques utiles.

Quelques petites remarques

Le transformateur de couplage : Le transformateur utilisé provient de la société bien connue TOKO et porte la référence — 707 VX T1002N — A notre connaissance il est importé chez TOKO FRANCE.

Le MODEM est couplé au réseau via les enroulements de rapport 1 : 1. L'enroulement de rapport 4 : 1, monté en série avec la

capacité d'accord (6,8 nF) est utilisé pour réaliser un circuit résonant à la fréquence de la porteuse. Le noyau de ce transformateur sert à obtenir le maximum de signal à la porteuse.

Si l'on désire encore plus de sélectivité, il est tout à fait envisageable de disposer aussi un circuit accordé sur cette même porteuse du côté "secteur".

Une dernière remarque concernant ce transformateur. A la fréquence porteuse, l'impédance du circuit intégré, en mode de réception est de l'ordre de 9 k Ω . Toutes impédances confondues, étant donnée sa construction, ce transformateur ramène, vue du "réseau", une impédance de l'ordre de 200 ohms. Cette impédance donne entière satisfaction lors de l'emploi de "quelques" modules disposés en différents nœuds (disons une dizaine) mais dans le cas d'applications nécessitant d'avantage de points de connexion, il faudrait envisager l'utilisation d'un autre type de transformateur, toujours de rapport 1 : 1 mais au nombre de tours différent de façon à ramener une impédance plus élevée côté secteur.

Les capacités de couplage : Nous vous conseillons d'utiliser deux capacités de 470 nF-600 nF ou mieux pour effectuer la liaison physique au réseau d'énergie.

Le niveau de sortie : Comme nous vous l'avons déjà dit, lors de l'emploi de transistors supplémentaires, que la charge soit de 50 ou 10 ohms, le niveau de sortie est quasi-constant du fait de la contre-réaction appliquée à l'amplificateur de sortie. Sous 12 V, sur une charge "fictive" branchée (hors réseau) momentanément entre la broche 20 et la masse vous devriez mesurer environ 4 volts crête à crête (ou 8 volts crête à crête, cette charge fictive débranchée puisque nous cherchons à être adapté en impédance.)

Vous allez aussitôt dire que cette tension (4 V) est bien supérieure au 1,780 V crête à crête que l'on doit appliquer sur la ligne pour être en accord avec les normes. Ne vous inquiétez pas, cela est normal car malgré le rapport 1:1 on perd toujours des petits en route entre primaire et secondaire. Si vous désirez augmenter le niveau de sortie (mais être "hors norme") vous pouvez soit augmenter la tension d'alimentation en la passant à 15 V, soit réduire les valeurs des résistances des émetteurs soit encore réduire le taux de contre-réaction en augmentant la valeur de la résistance dite de "feed-back".

La réception ou la DEModulation

Ici aussi il n'y a pas grand chose à faire car tout doit fonctionner sans problèmes..., aux remarques près suivantes qui sont davantage fonction de vos exigences que du circuit intégré lui-même. Donc, avant de crier, de lui taper dessus, de le piétiner, reprenez avec douceur le numéro précédent de ERP pour comprendre comment celui-ci répond au signal.

Sachez que le montage proposé a été élaboré pour avoir un seuil de réception de 20 mV crête à crête (7 mV eff) car les caractéristiques du circuit spécifient 3,5 mV min, avec un temps de réjection d'impulsions (parasites "fins") de 570 μ s approximativement.

Afin d'être encore plus concrets, prenons le cas de notre exemple en NRZ à 600 bauds. (Voir figure 7 pour l'aspect temporel du signal) (600 bits/seconde \Leftrightarrow 1/600 = 1,666 ms).

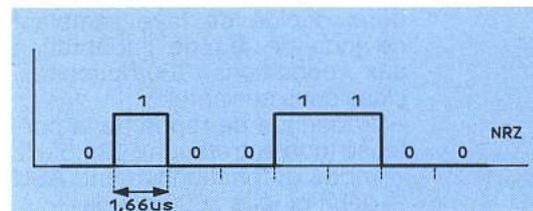


Figure 7

Le pre-filtrage de l'étage d'entrée (broche 2)

Le signal incident passe par le préamplificateur d'entrée réalisant un pre-filtrage passe-bande (dont la valeur la plus haute est fixée de façon interne) que nous avons précédemment détaillé.

La courbe de la figure 8 indique que par rapport au gain unitaire de cet étage, la porteuse (132,5 kHz) est amplifiée de + 24 dB et que l'emploi d'une capacité de valeur 10 nF sur la broche 2 nous a semblé le choix le plus judicieux pour permettre d'atténuer les premiers harmoniques du 50 Hz (100, 150, 200 Hz) d'au moins 30-35 dB et le continu de - 50 dB.

Si vous voulez tout savoir, sachez que — dixit le constructeur du circuit — le point de coupure à - 3 dB du filtre réaliser à l'aide de cette capacité est donné par :

$$f(-3\text{ dB}) = \frac{10^{-3}}{C}$$

$$\frac{10^{-3}}{10 \times 10^{-9}} = 100\text{ kHz}$$

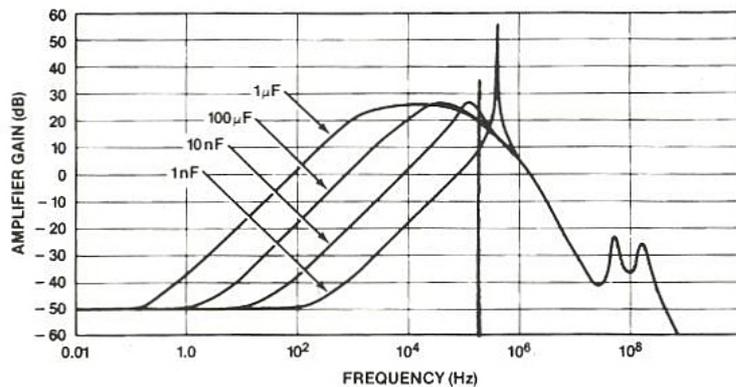


Figure 8

avec une pente de 20 dB par décade. Après ce pre-filtrage, passons maintenant au filtrage.

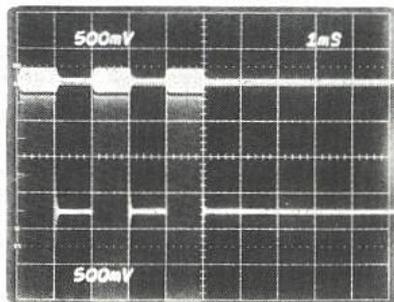
Le filtrage de la porteuse (broches 3, 4, 5, 6)

Nous avons choisi d'utiliser un circuit passif de type RLC. Lui aussi doit être accordé sur la porteuse 132,5 kHz et nous n'allons pas vous re-chanter la même chanson que celle de l'oscillateur pour le calcul des composants... sauf que compte tenu de toutes les tolérances et dérive de tous les oscillateurs, des "participants" potentiels au réseau, il vaut mieux couvrir un peu plus large de façon à être sûr de recevoir tout le monde. Il est donc préférable de "doser" le "Q" du circuit accordé "on-request" à l'aide des deux résistances.

La courbe classique de la **figure 9** vous donne le "Q" en fonction des résistances.

Les valeurs choisies (deux fois 5,1 kΩ) donnent une bonne sélectivité au montage et en employant une capacité d'accord de 3,9 nF nous obtenons :

$Q = (2R \times C \times \omega) = 33,1$ et bande à $-3 \text{ dB} = \frac{\omega}{Q} = \pm 12,5 \text{ kHz}$ soit $\pm 9,4 \%$ autour de la porteuse nominale ce qui veut dire que si vous avez choisi les composants de vos oscillateurs à $\pm 5 \%$ et que vous ayez aussi la malchance (ça c'est "Murphy") que votre filtre soit simultanément aussi à 5% et du mauvais côté (ça c'est du "Super Murphy") vous perdriez 3 dB de sensibilité de réception. Dans ce cas là, une seule issue, diminuer la valeur des résistances pour réduire le "Q" et augmenter légèrement la bande passante sans dégrader la susceptibilité aux parasites.



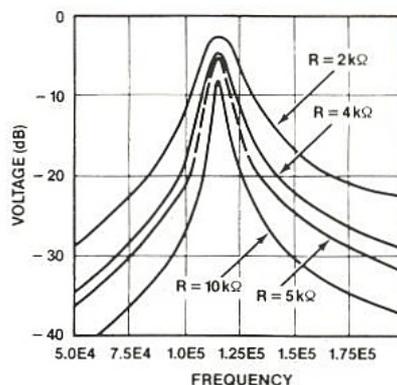
oscillogramme c

La photo c vous montre le signal sortant du filtre et que nous allons présenter à l'entrée du démodulateur.

Les capacités suivantes (broches 7, 8, 9, 10)

Non ce titre n'est pas péjoratif mais elles ont décidé de faire front et de se liguer contre nous pour caractériser la démodulation, alors nous avons décidé de les traiter en bloc.

Afin d'évaluer précisément la valeur de ces capacités en ce qui concerne notre application — 600 bauds, NRZ — nous sommes obligés de vous renvoyer à nouveau à la partie théorique du numéro précédent car nous vous avons évoqué que la bonne démodulation du signal incident devait tenir compte de tous les



retards intervenant le long de la chaîne de démodulation.

Sachant donc que le débit maximal en mode ASK-NRZ est déterminé par :

$\max(\text{bit/sec}) = 1/T_d$,
(600 bits/s $\Leftrightarrow T_d = 1,666 \text{ ms}$)
où T_d représente le retard total de la chaîne, c'est-à-dire :

$T_d = T_{det} + T_{imp} + 2 \mu\text{s}$
où T_{det} est le retard du démodulateur, T_{imp} celui du filtre d'impulsion et $2 \mu\text{s}$ celui dû à la conception interne du circuit intégré, donc nous ne pourrions fixer le T_{det} qu'après avoir choisi "nos" parasites et donc T_{imp} .

Comment choisir "vos" parasites ? Voilà une bonne question.

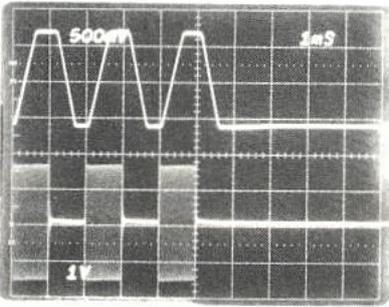
Faute de documents officiels et de normes sur la question et après avoir passé des jours et des nuits entiers à nous abîmer les yeux pour observer le réseau avec des batteries d'oscilloscopes numériques et à mémoire de tous poils (j'espère que vous ne nous avez pas crus !) nous avons décrété unilatéralement que notre immunité au "bruit impulsionnel" (bruit dont la distribution est non Gaussienne) se limiterait à des impulsions dont la durée ne dépasserait pas $T_{imp} = 570 \mu\text{s}$.

Vous pourrez nous dire que ces impulsions sont de type "impulsions de Dirac" (amplitude infinie, durée nulle) dont la Transformée de Fourier donne un spectre de largeur de bande infinie et de valeur unité ce qui, ramené dans le domaine temporel, peut se filtrer à l'aide d'un filtre passe-bas ou un intégrateur quelconque. C'est ce qui a été réalisé dans le NE 5050 de PHILIPS COMPOSANTS.

Le principe de réjection de ces parasites réside en un générateur de courant chargeant (et déchargeant) une capacité C_{imp} et en un trigger de seuil déterminé (re-

Figure 9

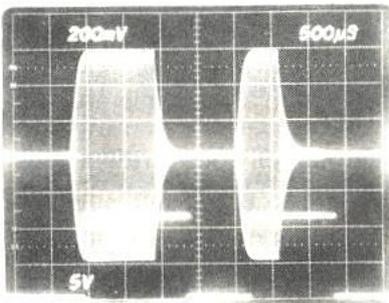
voir ERP). La relation qui lie la capacité à tout ce beau monde est la suivante (voir photo d) :



oscillogramme d

$C_{imp} = T_{imp}/35 \text{ k}\Omega$
soit $C_{imp} = 16 \text{ nF}$

Hélas ces petites rampes ne commencent qu'après un temps T_{det} dû au fait que la tension aux bornes de C_{det} doit atteindre un seuil de 50 mV pour que le démodulateur commence à démoduler. La relation liant T_{det} et C_{det} donnée par le constructeur est la suivante (voir figure 9) et photo e) :



oscillogramme e

$C_{det} = T_{det}/10^5$; si $C_{det} = 4,7 \text{ nF}$ alors $T_{det} = 470 \mu\text{s}$
 $T_d = T_{det} + T_{imp} + 2 \mu\text{s}$
 $= 470 + 570 + 2 = 1,042 \text{ ms}$
inférieur à 1,666 ms
Donc bien compatible avec 600 bauds — N.R.Z. —.

Il ne vous reste plus qu'à personnaliser vos valeurs de composants si vous le désirez en fonction de vos propres parasites si l'on admet qu'un parasite peut être "propre" (à la rigueur ceux provenant des machines à laver !).

La capacité de variation d'impédance de ligne (broche 9)

Un bon dessin vaut mieux qu'une longue explication aussi nous vous invitons à regarder tout de suite la figure 10.

La modulation de l'impédance de la ligne par des variations de charge (démarrage du réfrigérateur...) se traduit comme une "mini" ASK sur le signal utile. Un circuit spécial a été prévu pour annihiler cet effet et comme il a été dit précédemment (suivi de la tension démodulée dans une "fenêtre" de variation de 50 mV), c'est la capacité C_{am} qui a pour but de commander le lissage de la tension de sortie Rx out, sans se faire "piéger" par le débit des données utiles incidentes surtout après un long moment d'interruption de transmission.

Nous venons de mettre le doigt sur un point sensible et délicat que nous avons volontairement passé sous silence lors de l'article précédent pour ne pas trop compliquer l'explication de cet étage mais qui, au niveau de la réalisation, mérite grandement que l'on s'y intéresse en détail.

En effet parmi tous les cas de transmission pouvant se produire citons deux cas bien caractéristiques :

transmission permanente (ou à trafic très dense),
transmission erratique (ou trafic peu fréquent),

auxquelles viennent s'ajouter parfois, pour des raisons d'économie de consommation (et aussi de gros sous), le problème de passage en veille du système. C'est là où la science du compromis commence :

"Comment se réveiller rapidement pour ne pas perdre les bits d'en-tête du message (ou le préambule) afin de conserver une bonne caractéristique de "lisibilité" au récepteur tout en inhibant certaines variations d'amplitudes dues aux variations de charge de la ligne ?

Il faut être simultanément rapide et lent ! Et en plus, oh summum !, il ne faut pas retomber en "veille" tout de suite au cas où quelqu'un aurait l'idée saugrenue d'envoyer une suite de "0" ininterrompue (niveau bas constant) en croyant que le trafic s'était calmé !... Simple n'est-ce pas ?

La valeur acceptable pour cette capacité "compromis" C_{am} devrait être :

$C_{am} = 10^{-4}/\text{débit}$ soit :
 $10^{-4}/600 = 166,6 \text{ nF}$

En choisissant 100 nF nous obtenons une réjection d'une modulation d'impédance de ligne à 100 Hz de l'ordre de 40-45 dB et nous avons décidé de nous réveiller un peu plus rapidement et de nous re-endormir un peu plus vite (en 4 secondes - c'est-à-dire quelques 2 400 "0" consécutifs) après la dernière transition de "1" vers "0". Par contre si vous désirez rendre le circuit insomnique (le pauvre) cela est possible en appliquant une polarisation fixe de l'ordre de 2,5 V sur la même broche (voir figure 11).

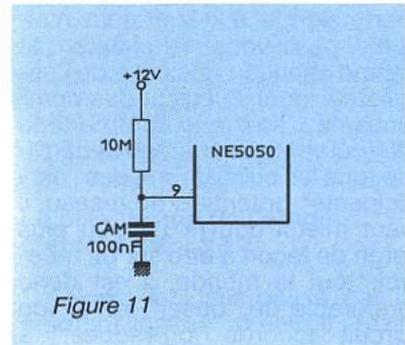


Figure 11

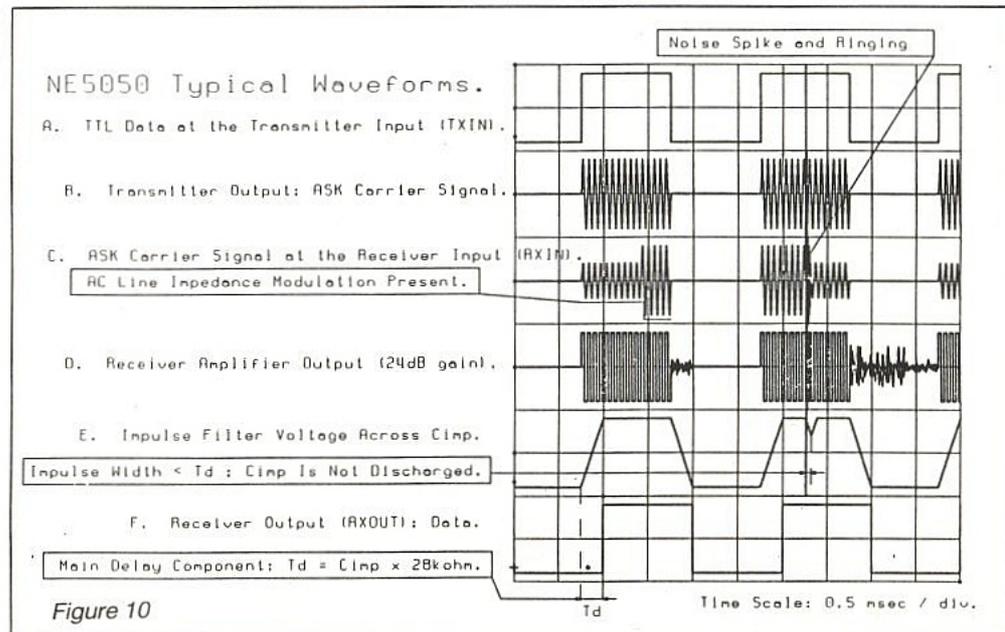


Figure 10

Nous voici bientôt arrivés au terme de cet article et maintenant que vous avez personnalisé votre œuvre, il faut être conscient qu'avoir réalisé un MODEM pour ne pas émettre ni recevoir en vraie grandeur est assez ridicule.

Le seul intérêt est d'appliquer et recueillir quelques signaux utiles, alors entrons et sortons.

Entrons TX in et Sortons RX out

Tx in :

L'entrée Tx (broche 19) fonctionne en logique positive. L'état "1" active la porteuse, l'état "0" la coupe de façon à être en état de réception.

Les niveaux électriques de commande sont compatibles TTL donc peuvent facilement provenir de la broche Tx de votre micro-contrôleur chéri (alimenté sous 5 V) mais pourraient tout aussi bien provenir d'une porte CMOS.

Par contre pas trop de fantaisies en ce qui concerne le niveau bas car s'il était négatif et inférieur à $-0,7\text{ V}$ vous seriez très déçu.

En effet une diode de protection, interne au circuit, se mettrait à conduire et couperait toute commande de l'émission. Donc pas d'attaque directe provenant d'une (vraie) RS 232 (V24) svp.

Rx out :

Non content d'avoir une sortie (logique positive) en collecteur ouvert (broche 11) que nous avons soigneusement refermée au plus à l'aide d'une $10\text{ k}\Omega$ et d'une LED pour faire joli (comme cela elle s'allumera quand un "0" sera reçu), nous avons rajouté un inverseur lui aussi en collecteur ouvert pour ceux d'entre vous qui souhaiteraient une sortie en logique négative et sous une autre tension. De cette façon vous pouvez attaquer tout bon micro-contrôleur qui se respecte soit par son entrée Rx ou bien par sa broche d'interruption et à vous l'algorithme de traitement des collisions...

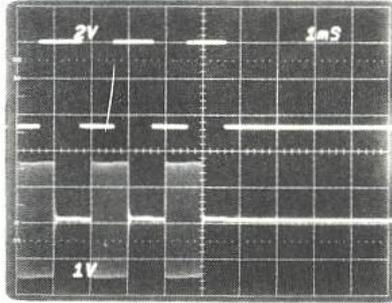
La fin de la phrase précédente est autant pernicieuse que perfide !

En effet vos yeux avertis ont certainement noté la présence d'un étrange transistor disposé sur la broche 10. Mais que vient-il faire là ?

Ici il nous faut revenir en arrière un tant soit peu pour résumer rapidement les phases relatives que présentent certains des signaux.

Comme le montrent toutes les photos présentées, la présence

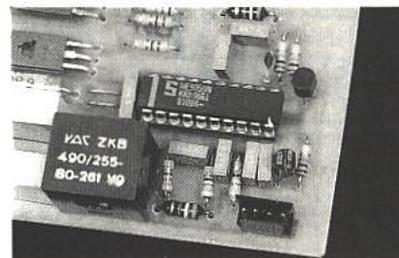
de la porteuse est rigoureusement en phase avec le signal de commande (Tx in). Par contre la sortie Rx out (broche 11) n'est pas du tout en phase avec le signal incident Rx in (broche 20) à cause de tous les retards (Td...) dont nous avons parlé dans les paragraphes précédents. (Photo f).



oscillogramme f

Dans l'absolu ceci n'est pas du tout gênant mais dans la réalité quotidienne ceci occasionne bien des soucis car Tx in et Rx out proviennent généralement d'un micro-contrôleur qui aimerait bien comprendre ce qui se passe à l'extérieur de ses broches de transmission. En effet il se sent un peu perdu car, souhaitant gérer intelligemment les collisions (une collision : présence d'une porteuse — RX out = "1" — lorsque lui s'apprête à émettre — Tx in = "0" —), il en trouve systématiquement une à chaque bit, ce qui fait très négligé surtout lorsque c'est lui même qui émet et que de façon idiote il est obligé de s'écouter parler !

Eh bien ce fameux transistor, disposé sur l'entrée (broche 10) de l'étage de sortie, commandé par la volonté d'émettre du MODEM (Tx in = "1") a pour but de forcer la sortie Rx out à l'état bas "0" lors de l'émission d'un "1" pour annuler ce défaut.



Cette aptitude est aussi prévue pour se prémunir d'échos parasites pouvant survenir du fait des phénomènes de propagation et/ou de réflexion des signaux transmis. Par exemples, dans le cas de réseaux (au sens large) sur lesquels il y a de multiples participants ("émetteurs"), cet écho peut être jugé indésirable car il peut simuler la présence d'un autre émetteur sur le réseau pendant un court instant.

Maintenant que tout le ménage "ligne" est effectué, il ne reste plus au micro-contrôleur qu'à s'occuper de l'arbitrage... mais ceci est une autre histoire.

Le mois prochain, en guise de conclusion sur ce domaine, nous vous décrirons quelques applications professionnelles de ce circuit.

**Dominique PARET
et Nicole CHAPUT**

Nomenclature

Résistances

R₁ : 10 Ω
R₂ : 56 k Ω
R₃, R₄ : 1 k Ω
R₅ : 5,1 k Ω
R₆, R₇ : 10 k Ω
R₈, R₉ : 5,1 k Ω
R₁₀ : 10 M Ω
R₁₁ : 47 k Ω

Condensateurs

C₁, C₂ : 470 nF/600 V
C₃ : 1 μF
C₄, C₅ : 0,1 μF
C₆ : 27 pF
C₇ : 3,9 nF
C₈ : 0,1 μF
C₉ : 3,9 nF
C₁₀, C₁₂ : 4,7 nF
C₁₁ : 10 nF

Circuit intégré

IC₁ : NE 5050 (Philips composants)

Semi-conducteurs

T₁ : BD 135
T₂ : BD 136
T₃, T₄ : BC 547
D₁, D₂ : 1N 4744 (transil)

Divers

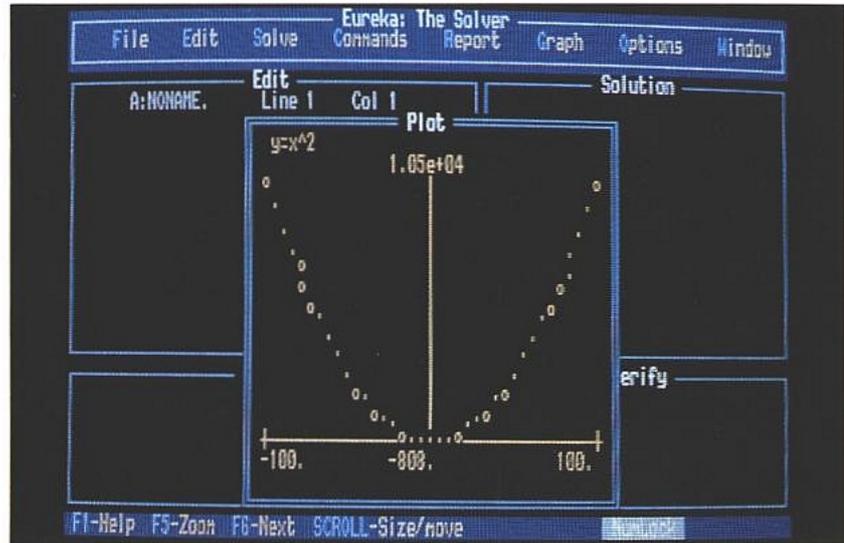
L₁ : TOKO 707 VXT 1002N ou VAC ZKB 490/255 (vacuumschelze)
L₂, L₃ : 390 μH

Les logiciels de calcul pour PC

Il est théoriquement possible d'aborder la résolution des problèmes d'électronique de deux façons concurrentes : par le calcul ou par mise au point en laboratoire.

Dans la pratique, on applique plutôt un savant dosage entre ces deux approches, la proportion exacte dépendant essentiellement de facteurs personnels : on rencontre aussi bien des électroniciens complètement "fâchés" avec les mathématiques mais doués de beaucoup d'intuition, que des inconditionnels des équations différentielles pratiquement incapables de choisir des valeurs de composants autrement que par calcul.

La multiplication des logiciels d'aide au calcul pour compatibles PC pourrait bien bouleverser complètement la situation. A la clef, des gains de temps considérables et une bien meilleure optimisation des circuits : cela mérite assurément qu'on s'y intéresse !



L'ÉLECTRONIQUE : SCIENCE OU TECHNIQUE ?

Il est évident que l'électronique fait partie des disciplines dites "scientifiques", dont l'enseignement réserve une très large place aux mathématiques, peut être à tort d'ailleurs...

A côté des ingénieurs et techniciens ayant suivi cette voie "officielle", on rencontre de nombreux autodidactes qui obtiennent d'excellents résultats pratiques malgré un bagage mathématique limité aux quatre opérations.

Comment cela est-il possible ?

On ne saurait nier que le calcul rigoureux des courants et des tensions dans un circuit électronique (ou même électrique) un tant soit peu compliqué nécessite des outils mathématiques "lourds" : nombres complexes, dérivées et intégrales, logarithmes et exponentielles, matrices ou équations différentielles. Mais ce genre de calcul est-il vraiment utile en dehors des problèmes d'examen, rédigés par de purs pédagogues n'ayant souvent jamais pénétré dans une entreprise industrielle ?

L'électronique courante est en réalité plus une technique qu'une science : les concepteurs disposent souvent de notes d'application pour les composants qu'ils vont utiliser, et d'éléments de

schémas "passe-partout" qui ont depuis longtemps fait leurs preuves.

La phase de mise au point en laboratoire est d'ailleurs là pour permettre de pratiquer les derniers ajustements nécessaires pour obtenir les résultats souhaités.

Cette démarche empirique présente cependant l'inconvénient de déboucher sur des produits qui fonctionnent, certes, mais imparfaitement optimisés : des performances supérieures et des économies non négligeables pourraient découler d'une détermination plus fine des valeurs de composants.

Par ailleurs, l'intérêt est évident de réduire au strict minimum le temps passé aux tâtonnements sur les maquettes et prototypes. Indépendamment des aptitudes et des inclinations de chacun, le point d'équilibre dépend étroitement des temps respectivement nécessaires au calcul et à la mise au point en laboratoire.

LES MATHÉMATIQUES SUR COMPATIBLES PC

Les micro-ordinateurs "compatibles PC" sont des outils désormais très répandus et financière-

ment abordables, mais qui offrent une formidable puissance de calcul.

En fait, il n'est pas exagéré de comparer la puissance d'une "configuration" payée 3 500 F dans un hypermarché, à celle d'un gros ordinateur central d'il y a vingt ans !

Moyennant une programmation appropriée, le premier PC venu est donc capable de mener à bien en quelques minutes des calculs qui nécessiteraient au moins une journée à la main, et avec quels risques d'erreurs...

Même en BASIC, il n'est cependant guère envisageable d'écrire un nouveau programme à chaque fois que l'on doit résoudre un problème pratique : un "langage" spécifique s'impose, dont les instructions pourraient être tout simplement les formules, équations, et données numériques à traiter.

C'est très exactement le genre de service que rendent les logiciels dits "d'aide au calcul numérique", par opposition aux logiciels plus spécialement "mathématiques" qui gèrent des concepts plus abstraits.

Infiniment supérieur à une calculatrice même scientifique, même programmable, ou même graphique, un bon logiciel de calcul est étonnamment simple à utiliser : la plupart du temps, il suffit de taper les formules dont on dispose, et les valeurs numériques imposées.

Si tout cela forme un système d'équations admettant un seul groupe de solutions, les valeurs numériques des "inconnues" s'affichent en quelques instants.

S'il y a trop d'inconnues, des courbes peuvent être construites, qui montrent l'évolution de n'importe quelle variable par rapport à n'importe quelle autre, ou bien des valeurs arbitraires peuvent être essayées pour n'importe quelle variable.

Tout cela étant extrêmement rapide, il n'y a aucun inconvénient à refaire tous les calculs autant de fois que nécessaire pour arriver à la meilleure solution pratique possible, ce qui serait évidemment impensable à la main.

Attention cependant : l'extrême facilité des opérations ne doit pas faire perdre de vue le fait qu'une formulation fautive ne peut donner que des résultats faux ! Plus le calcul est rapide et plus on peut se concentrer sur le véritable contenu du problème, mais plus vite on peut commettre une erreur...

En aucun cas un logiciel de calcul ne peut remplacer le bon sens de l'électronicien : c'est à lui seul qu'il appartient de poser correctement le problème, et de s'assurer de la vraisemblance des résultats obtenus. C'est là qu'interviendront toujours le bagage mathématique de base, et ce "sixième sens" qui permet déjà à certains de déterminer intuitivement des valeurs de composants, et qui servira de plus en plus à contrôler les résultats fournis par l'ordinateur.

Encore faut-il que l'utilisateur dispose des formules dont le logiciel a besoin. Les plus courantes sont connues par cœur ou figurent dans le premier ouvrage de référence venu.

Beaucoup d'autres sont disponibles dans des "formulaires" spécialisés, ou dans les manuels d'application des composants utilisés.

Certains éditeurs de logiciels de calcul proposent pour leur part des "boîtes à outils" optionnelles, jeux de formules déjà programmées et couvrant des domaines bien spécifiques.

MATHCAD, en particulier, peut recevoir un "module" dédié à l'électronique et traitant les sujets suivants :

- rayonnement d'une ligne uniforme,
- guides d'ondes, striplines, ligne coaxiales,
- paramètres des quadripôles,
- analyse de réseaux par matrice d'admittance,
- table des diamètres de fil selon l'American Wire Gauge,
- impédance des lignes en fonction de la fréquence,
- abaque de Smith,
- calcul de lignes de transmission,
- calcul de filtres digitaux (Bartlett, Hanning, Hamming, Blackman, Kaiser),
- calcul de filtres analogiques (Butterworth, elliptiques, etc.)
- polynômes de Chebyshev,
- fonctions de transfert,
- diagrammes polaires et de Nyquist,
- convolution et déconvolution,
- codages algébriques,
- échantillonnage de signaux,
- modulation delta,
- transformée en Z,
- définitions d'unités.

Ces outils d'assez haut niveau dépassent pour la plupart les besoins de l'électronicien moyen, qui pourra souvent se contenter des fonctionnalités de base du logiciel, particulièrement puissantes sur le plan graphique :

- opérations matricielles,
- résolution d'équations simultanées,
- conversion automatique d'unités,
- fonctions trigonométriques et leurs inverses,
- fonctions hyperboliques,
- calcul différentiel et intégral,
- nombres complexes et réels,
- générateur de nombres aléatoires,
- transformées de Fourier rapides (FFT),
- ajustements de spline,
- fonctions de Bessel,
- signalisation dynamique des erreurs,

Très complet, ce produit ne se situe cependant par parmi les plus chers : 3990 F HT pour le logiciel de base, et 1250 F HT pour le module "électronique".

Il est notamment distribué en France par ISE-CEGOS.

MATHEMATICA, distribué entre autres par RITME Informatique et par SOFTWORLD, est sans doute l'un des logiciels mathématiques les plus puissants du moment : il peut même trouver une formule approchée correspondant à un ensemble de valeurs numériques (résultats de mesures) !

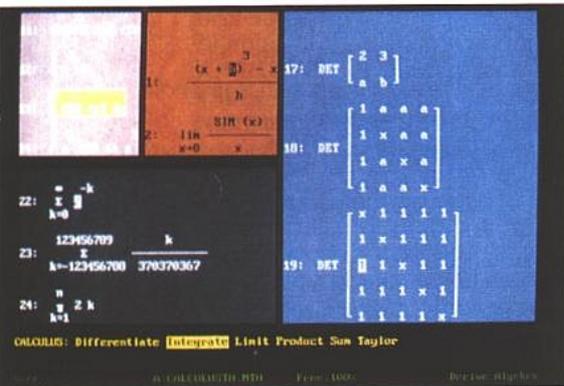
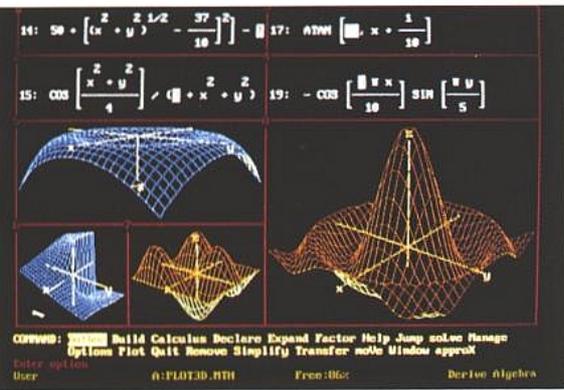
Par ailleurs, il peut produire des graphiques d'une exceptionnelle qualité (Postscript), le tout pour 5220 F HT en version MS-DOS 386.

Conformément à la devise de son créateur ("We built Mathematica to do for mathematics what calculators did for arithmetic"), MATHEMATICA est plus un logiciel de mathématiques que de calcul : un utilisateur essentiellement électronique ne pourra profiter que d'une faible partie de ses ressources.

L'idéal pour l'usage qui nous intéresse serait un logiciel surtout orienté "calcul numérique", offrant une bonne précision et un jeu complet d'opérateurs, la qualité des graphiques restant relativement secondaire.

Ce genre de produit existe, à des prix comparables à ceux d'une bonne calculatrice programmable et graphique malgré des possibilités infiniment supérieures.

DERIVE, distribué notamment par SOFTWORLD et NATHAN Logiciels, se présente comme "2000 ans de connaissances mathématiques sur une disquette" ! C'est peut-être un peu présomptueux, mais il faut reconnaître que la liste de ses possibilités est impressionnante :



- possibilités de programmation (IF-THEN-ELSE, AND-OR-NOT, récursivité et itérations),
- résolution d'équations (fonctions transcendentes, racines complexes, algèbre non linéaire),
- opérations sur matrices,

- calculs de dérivées, intégrales, géométrie, transformées de Laplace et de Fourier,
 - méthodes numériques évoluées (intégrales de Riemann, séries de Taylor, itération de Picard, méthode de Runge-Kutta),
 - Traçage de courbes.
 EUREKA, de BORLAND est pour sa part essentiellement un puissant logiciel de résolution d'équations et de traçage de courbes, particulièrement économique.
 L'une de ses originalités est de reprendre à son compte l'ergonomie bien connue de Turbo-Pascal : ainsi, les habitués de ce langage pourront commencer à utiliser EUREKA de façon intuitive dans les minutes qui suivent l'insertion de la disquette !

Outre toute la panoplie des fonctions usuelles, le logiciel est particulièrement performant en matière de minimisation, maximisation, et lissage de courbes.
 L'exemple de la **figure 1** montre la facilité avec laquelle on peut poser un problème dont la résolution est normalement on ne peut plus fastidieuse : le calcul d'un bobinage HF !
 Dans une première "fenêtre", on introduit les formules applicables au cas considéré, en veillant évidemment à homogénéiser les noms des variables, et les valeurs numériques connues ou imposées : ici, nous faisons "collaborer" automatiquement la formule de Nagaoka (calcul de la self à partir des données de bobinage), la formule de Thomson (calcul de la fréquence de

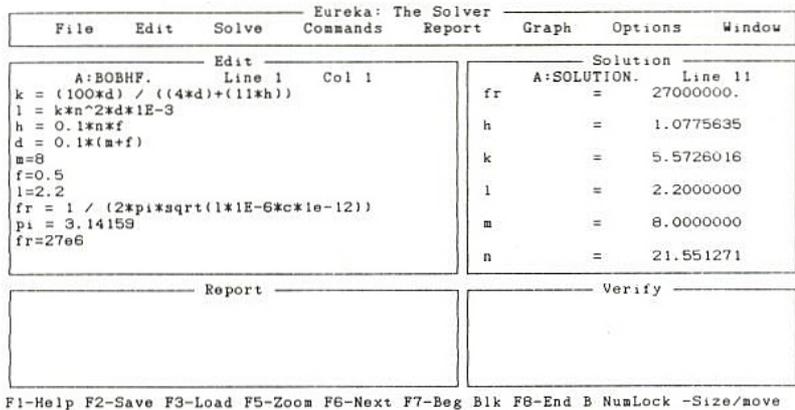
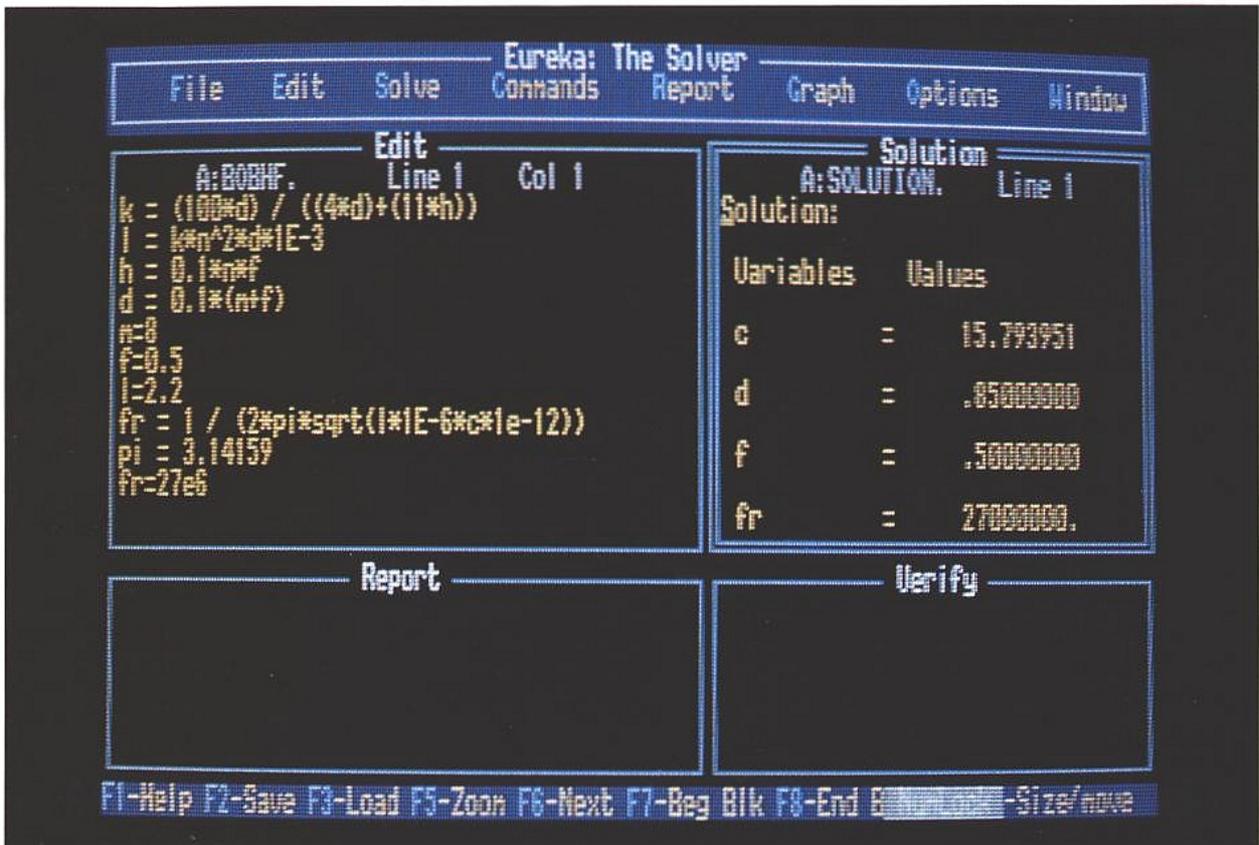


Figure 1



résonance à partir de la self et de la capacité), et diverses formules "maisons" décrivant, par exemple, la relation entre hauteur du bobinage, diamètre du fil et nombre de spires.

Les notations utilisées sont les suivantes :

fr : fréquence d'accord en MHz.

l : self en μH .

k : un coefficient dimensionnel intermédiaire.

h : hauteur bobinée en cm.

m : diamètre du mandrin en mm.

n : nombre de spires (en une couche).

d : diamètre moyen du bobinage en cm.

c : capacité d'accord en pF.

f : diamètre du fil en mm.

Il suffit maintenant d'imposer les valeurs désirées, soit par exemple :

m : 8 mm.

f : 5/10 mm.

l : 2,2 μH .

fr : 27 MHz.

pi : 3,14159 (constante).

En quelques secondes, les résultats sont disponibles dans une seconde fenêtre, et éventuellement dans un fichier disque reproduit à la **figure 2** : il faut bobiner 21,5 spires et placer un condensateur de 15 pF, ce qui est parfaitement vraisemblable

Solution:

Variables	Values
c	= 15.793951
d	= .85000000
f	= .50000000
fr	= 27000000.
h	= 1.0775835
k	= 5.5726018
l	= 2.2000000
m	= 8.0000000
n	= 21.551271
pi	= 3.1415900

Maximum error is 4.4408921e-16

```
k = (100*d) / ((4*d)+(11*h))
l = k*n^2*d*1E-3
h = 0.1*n*f
d = 0.1*(m+f)
m=8
f=0.5
l=2.2
fr = 1 / (2*pi*sqrt(l*1E-6*c*1e-12))
pi = 3.14159
fr=27e6
```

Figure 2

en l'absence de noyau magnétique !

A partir de maintenant, il serait facile de faire varier n'importe quel paramètre, et de recalculer immédiatement tous les autres en conséquence, exactement comme avec les "tableurs" plus

spécifiquement destinés aux gestionnaires.

En fait, bien que pas spécialement destiné aux électroniciens, EUREKA nous semble être l'outil idéal pour les calculs d'électronique courante : il fait également merveille avec les équations de charge et décharge de condensateurs (temporisateurs, filtres, etc) et les nombres complexes.

Il ne s'agit cependant pas d'un logiciel "à tout faire" : d'autres outils de calcul numérique, même s'ils se révèlent beaucoup plus lents, sont à lui préférer pour certaines applications, et tout particulièrement pour la "simulation analogique" (logiciels SPICE ou similaires), qui fait d'avantage appel à des "modèles" de composants qu'à des équations.

Quoi qu'il en soit, un logiciel tel qu'EUREKA permet de redécouvrir toutes ces formules si rébarbatives à utiliser à la main ou même à la calculette, pour calculer nos montages avec une rigueur et une rapidité tout simplement extraordinaire.

Patrick GUEULLE

UNIVERSSEL RAPIDE

EXCEPTIONNEL !

PROMOTION SANYO

10000 ET UNE PILES®

6 POINTS DE VENTE EN FRANCE

GRENOBLE	LYON	PARIS ouest	PARIS nd ouest	MARSEILLE	TOULOUSE
6, r. de Strasbourg 38000 GRENOBLE TEL. 76 47 59 37	34, Cs de la liberté 69003 LYON TEL. 78 62 76 24	8, av. St-Mallarmé 75017 PARIS TEL. 43 80 33 92	155, r. Fg St-Denis 75010 PARIS TEL. 40 35 19 26	75, r. de la Palud 13006 MARSEILLE TEL. 91 54 98 57	10 pl. Dupuy 31000 TOULOUSE TEL. 61 62 79 97

		1 pièce	par 20 p. unité
accus type R6	capacité 600 MAH	12,50 F	11 F
accus type R6	capacité 700 MAH	17,50 F	15 F
accus type R3	capacité 200 MAH	17,50 F	15 F
AVEC COSSES A SOUDER, RAJOUTER 2 F			
chargeur universel rapide (1 heure)		215 F	
chargeur universel standard		89 F	
chargeur compact accéléré (5 heures)		60 F	

Une gamme complète d'accumulateurs et de chargeurs disponible dans nos magasins. Interrogez-nous !

Pour toute commande ou achat de 200 F, notre pin's vous sera offert, ... munissez-vous de cet encart.

"OK TOOLS" A CHOISI C.I.F

POUR DISTRIBUER EN EXCLUSIVITE AUPRES DES REVENDEURS DE COMPOSANTS ELECTRONIQUES, SA GAMME D'OUTILLAGE MONDIALEMENT CONNUE.

SOIT 3 000 ARTICLES POUR LE LABORATOIRE D'ETUDES, LES LYCEES TECHNIQUES ET LE DEPANNAGE.

ELLE COUVRE LA TOTALITE DE VOS BESOINS POUR LA REALISATION DE VOS CIRCUITS IMPRIMES

- MATERIEL POUR WRAPPING
- SOUDAGE - DESSOUDAGE
- OUTILLAGE CMS
- MANIPULATEURS "PICK and PLACE"
- ANTISTATIQUE

Documentation sur demande chez C.I.F. PARTICULIERS : cette documentation se trouve chez votre revendeur habituel.



C.I.F
CIRCUIT IMPRIME FRANÇAIS

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

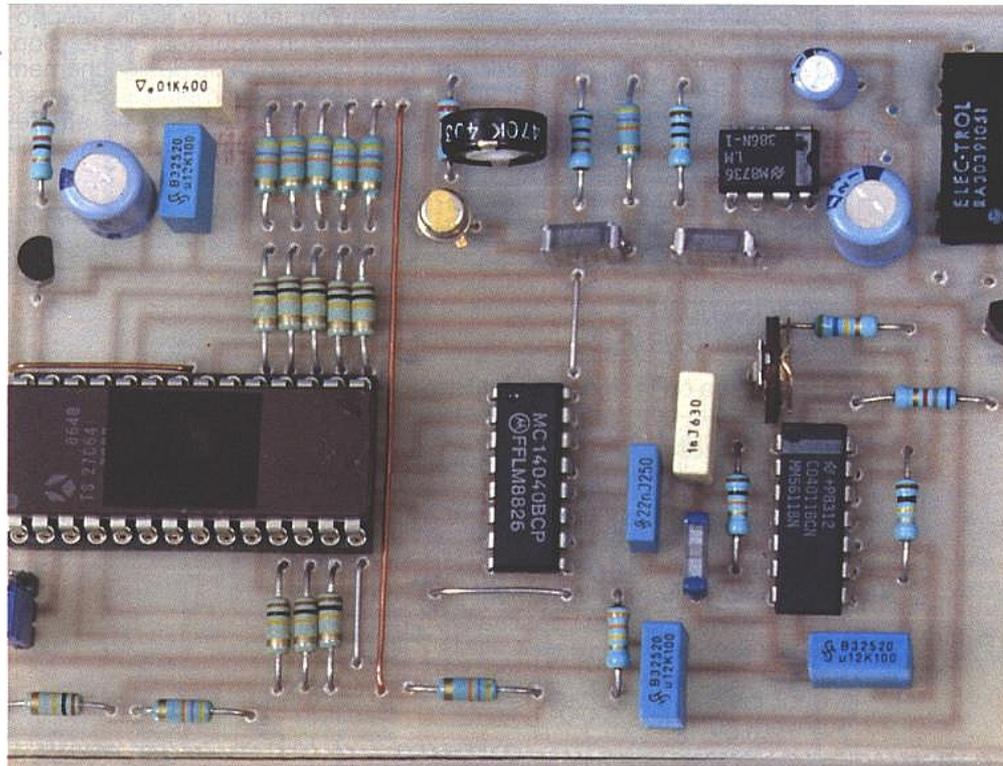
Un reproducteur de son à EPROM et son digitaliseur pour "PC"

La plupart des applications de synthèse de son ou d'enregistrement numérique font appel à des circuits intégrés spécifiques associés à des mémoires.

Nous avons notamment décrit de nombreuses réalisations basées sur l'UM 5100, dont l'algorithme de compression de données permet d'emmagasiner des sons relativement longs dans une mémoire de capacité raisonnable.

Lorsqu'il s'agit d'opérer sur des sons brefs, on peut envisager de se passer de compression : il n'y a alors plus besoin de composants spécialisés, mais seulement de convertisseurs analogique-numérique et numérique-analogique de bas de gamme.

Le reproducteur de son peut alors être un montage à EPROM extrêmement simple et économique, tandis que la digitalisation peut se faire sur un compatible PC muni d'un petit montage lui aussi très bon marché !



QUELQUES POINTS DE REPÈRE

Il est communément admis qu'une bande passante audio s'étendant jusqu'à 4 kHz dans les aiguës suffit pour obtenir une bonne intelligibilité de la parole, et une "vérité" suffisante pour bon nombre de bruitages : rappelez que le téléphone "coupe" à 3400 Hz, et la radiodiffusion "AM" à 4500 Hz.

D'après le théorème de Shannon, il faut respecter lors de la digitalisation d'un son, une fréquence d'échantillonnage au moins double de la fréquence la plus élevée à reproduire.

Par ailleurs, une "résolution" de huit bits (soit 256 niveaux de quantification) suffit pour obtenir un taux de distorsion raisonnable, et en tous cas cohérent avec la fidélité correspondant à 4 kHz de bande passante.

Il est donc clair que pour bon nombre d'applications, un débit de données de 8 k-octets par seconde constitue une bonne moyenne.

Sans aucun artifice de compression de données, une mémoire EPROM de 64 k-bits comme la 2764 peut donc accueillir une seconde de son de qualité satisfaisante !

Et bien entendu, une 27128 pourrait héberger deux secondes de son, une 27256 quatre secondes, et une 27512 huit secondes, sans même parler des EPROM de plusieurs mégabits qui commencent à devenir courantes.

Ajoutons à cela que les mémoires employées pour ce genre d'usage n'ont pas nécessairement besoin d'être fiables à 100 % : quelques centaines de bits défectueux ne suffiraient pas pour altérer la qualité du son de façon décelable, alors qu'un seul serait rédhibitoire dans un logiciel pour microprocesseur.

On peut donc s'attendre, dans les années à venir, à voir apparaître sur le marché des mémoires de "qualité audio", correspondant en fait aux rebuts inven-

dables pour d'autres applications et donc proposées à des prix très inférieurs : de quoi concurrencer sérieusement les circuits à compression de données, encore relativement coûteux.

En attendant, même avec des mémoires de "qualité informatique", les prix actuellement pratiqués sont déjà suffisamment compétitifs pour permettre la réalisation de montage capables de produire, au choix, deux sons durant chacun environ 500 ms : c'est suffisant pour simuler un aboiement de chien ou tout autre cri d'animal, un appel "au secours", "au voleur", ou "au feu", un son de cloche, un coup de feu, etc. etc. Bref, les applications ne manquent pas !

REALISATION DU REPRODUCTEUR

Le schéma de la **figure 1** n'utilise qu'un petit nombre de composants courants et bon marché autour de la mémoire EPROM 27C64, qu'il n'y a aucun inconvénient à choisir en boîtier plastique "OTP" dès lors que le son à reproduire est définitivement figé : moyennant l'effacement de son marquage, on peut alors facilement la faire passer pour un circuit intégré spécifique, ce dont les fabricants de kits ne se privent guère !

Un compteur 4040 entraîné par un oscillateur à portes CMOS suffit pour "balayer" la moitié des 8192 adresses de la mémoire, dont le bus de données attaque un convertisseur numérique-analogique simplifié à l'extrême : un classique réseau de résistances "R-2R" (ou à peu près !).

S'y ajoutent un amplificateur audio (LM 386 pouvant attaquer directement un haut-parleur, un amplificateur plus puissant ou un transformateur de ligne téléphonique), un régulateur de tension, et une logique de déclenchement qui, grâce à un relais REED, permet au montage de ne strictement rien consommer en "veille" : il peut donc très bien fonctionner sur une simple pile de 9 V.

Le choix entre l'une ou l'autre des deux moitiés de la mémoire (et donc entre les deux sons possibles) se fait par positionnement d'un petit cavalier reliant la ligne d'adresse A12 à la masse ou au + 5 V.

Le déclenchement est prévu par un appui bref sur un bouton-poussoir, mais pourrait tout aussi bien être confié à un automate tel que détecteur de présence ou barrière infrarouge.

Tout le montage tient sur un circuit imprimé simple face dont la

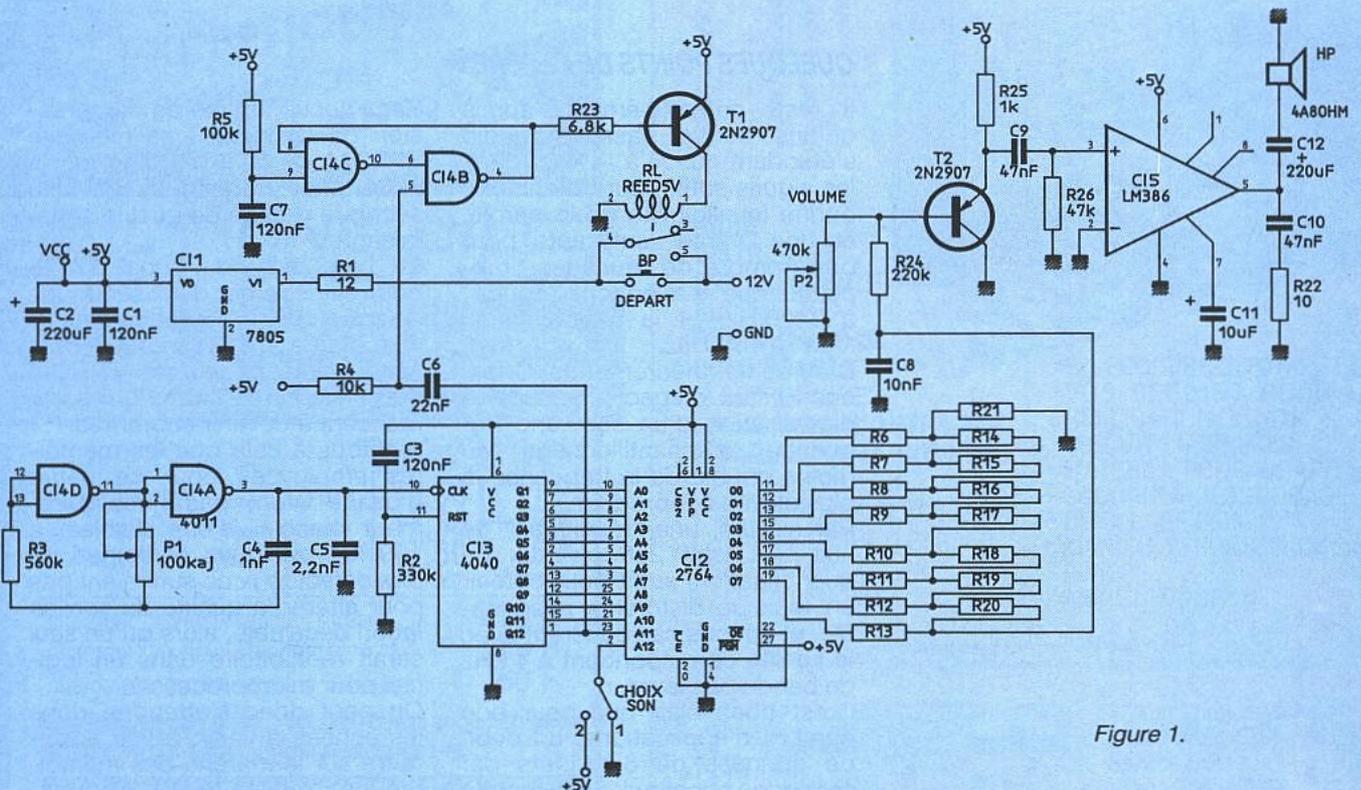
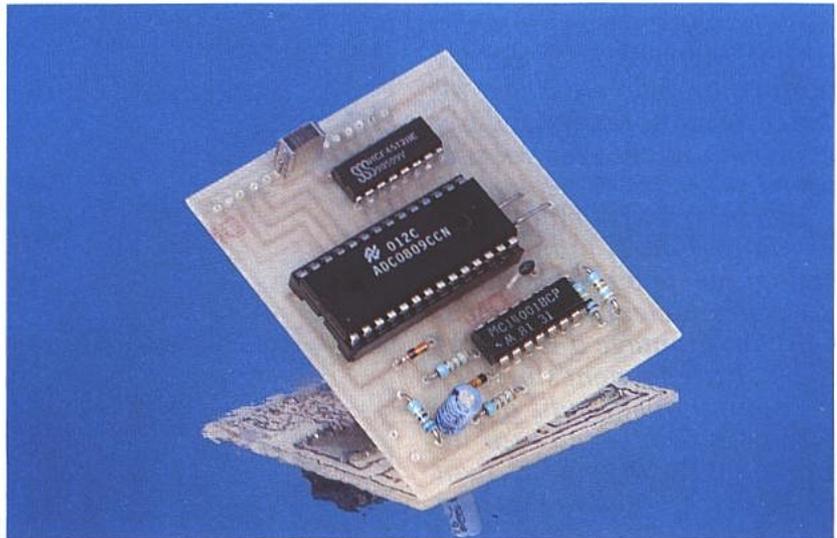


Figure 1.

figure 2 fournit le tracé. L'implantation selon la **figure 3** fait apparaître quelques straps, qui se sont révélés nécessaires pour échapper à la technique double face : il conviendra de ne pas les oublier !

Si l'on souhaite pouvoir changer de mémoire (et donc de sons) de temps à autre, il sera préférable de faire appel à un support à 28 broches. Dans le cas contraire, rien n'interdit de souder la mémoire comme les autres circuits intégrés.

Le digitaliseur de son pour PC

Le reproducteur achevé, il reste à enregistrer les sons à reproduire dans son EPROM : il faut évidemment pour cela un programmeur, mais aussi une ou deux listes de 4096 octets présentées, par exemple, sous la forme de fichiers MS-DOS sur disquette.

Il ne serait pas ridicule de construire un son de toutes pièces, par exemple à partir d'une équation définissant sa forme d'onde : c'est facile et instructif en ce qui concerne, notamment, une simple tonalité sinusoïdale.

En pratique, cependant, on préférera plutôt digitaliser un son réel enregistré au préalable sur une bande magnétique avec la meilleure qualité possible (il est d'ailleurs souvent "payant" d'ajouter un soupçon de réverbération !)

Il est pratique de se servir pour la digitalisation, du micro-ordinateur compatible PC qui a de bonnes chances d'être associé au programmeur d'EPROM utilisé : il faut donc lui adapter un convertisseur analogique-numérique "8 bits", qui n'aura d'ailleurs pas à faire de miracles en termes de rapidité de conversion.

Parmi les modèles les plus répandus et les moins chers, nous avons retenu l'ADC 0809 de National Semiconductor. Le schéma de la **figure 4** montre que nous avons réuni ensemble ses huit entrées, et équipé le tout d'un circuit d'interface spécifique pour signaux audio : deux résistances polarisant l'entrée à la moitié de la tension d'alimentation (référence de conversion), deux diodes servant à écrêter les éventuels dépassements d'amplitude, un condensateur de liaison et une résistance de charge pour la source audio. Celle-ci sera la prise "casque" ou "HP supplémentaire" d'un magnétophone à bobines disposant d'au moins deux vitesses,

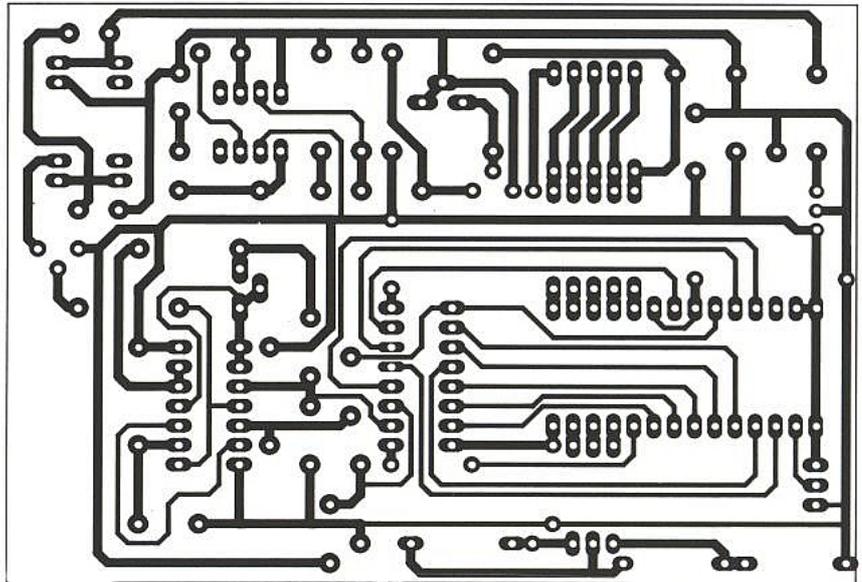


Figure 2.

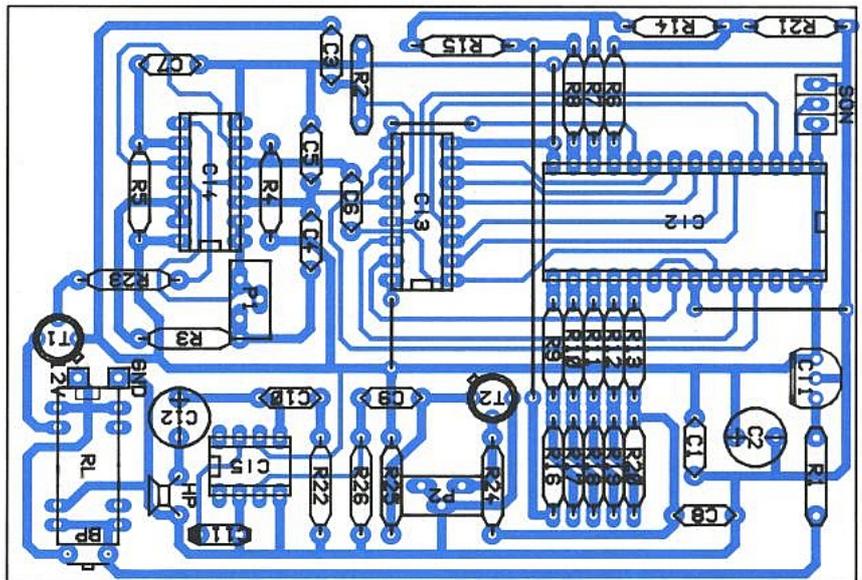


Figure 3.

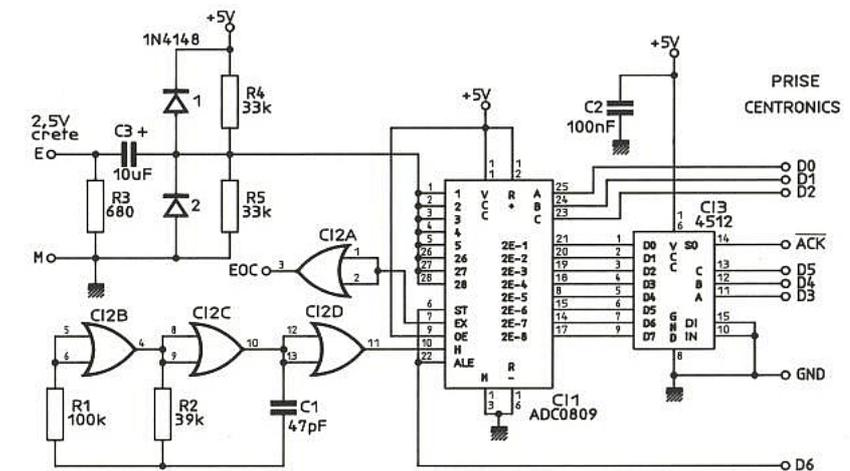


Figure 4.

et si possible de quatre : pour sa part, l'auteur opère régulièrement sur un fidèle UHER REPORT 4000.

Un oscillateur à portes CMOS fournit le signal d'horloge nécessaire au convertisseur, tandis qu'un sélecteur 4512 réalise "l'aiguillage" de ses huit lignes de données, chacune à son tour, vers l'entrée /ACK de la prise CENTRONICS de l'ordinateur.

Nous retrouvons là un choix qui est cher à l'auteur depuis qu'il développe des extensions pour PC : en effet, cette prise pratiquement toujours disponible peut servir à la fois d'entrée et de sortie tandis que son utilisation n'exige aucune manipulation hasardeuse et présente une grande sécurité pour la machine. Enfin, en brochage, ses signaux, et ses adresses d'accès sont bien standardisés.

La réalisation pratique est prévue sur le petit circuit imprimé simple face dessiné à la **figure 5**. L'implantation de la **figure 6** accueille tous les composants nécessaires, à l'exception de la prise CENTRONICS qui sera montée au bout d'un morceau de câble plat à 9 conducteurs.

L'alimentation doit se faire sous 5 V, tension facile à prélever sur un connecteur quelconque de l'ordinateur ou disponible extérieurement. Le cas échéant, une simple pile de 4,5 V pourrait même faire l'affaire.

LE LOGICIEL DE DIGITALISATION

Un logiciel spécifique est évidemment nécessaire pour piloter le convertisseur, puis pour emmagasiner les données collectées dans un fichier compatible avec le programmeur d'EPROM.

Compte tenu de la brièveté du son à digitaliser, nous avons prévu de lire la bande au quart de la vitesse ayant servi à l'enregistrer, quitte à passer par une copie intermédiaire à demi-vitesse si le magnétophone utilisé ne possède que deux allures.

En relisant ainsi à 4,75 cm/s une bande enregistrée à 19 cm/s, la durée de l'opération de digitalisation atteint deux secondes, ce qui permet de travailler confortablement, notamment au démarrage (utiliser la touche de pause du magnétophone).

Malgré cet artifice, le logiciel doit être rapide : pas question donc de programmer en BASIC !

Pas tout à fait aussi rapide que l'assembleur mais infiniment plus que le BASIC, le Turbo-Pascal

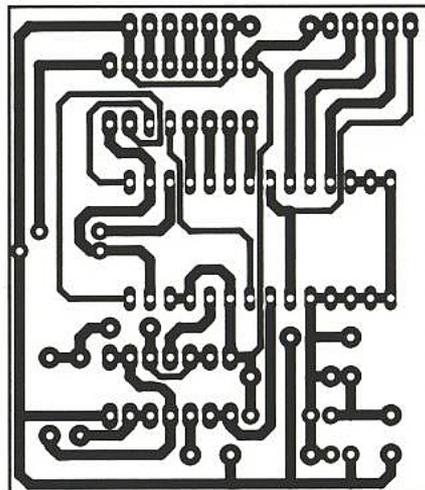


Figure 5.

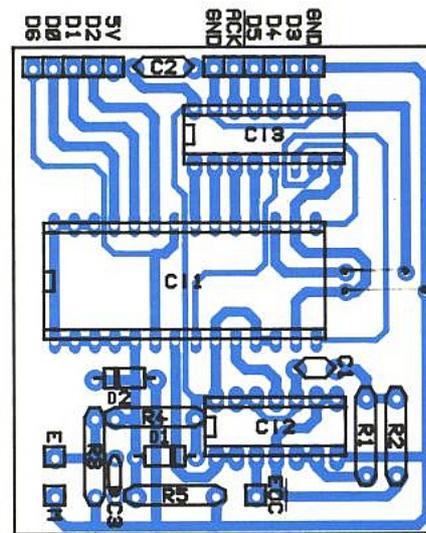


Figure 6.

se prête particulièrement bien à ce genre de travail : le listing de la **figure 7** devra donc être saisi puis traduit en un fichier exécutable, à l'aide du fameux compilateur de Borland.

Prévu pour "tourner" sur un PC de base fonctionnant à 4,77 MHz, on lui substituera la variante un peu "ralentie" de la **figure 8** en présence d'un système cadencé à 8 MHz, et on pourrait s'inspirer de la technique de ralentissement utilisée pour adapter le programme à une machine encore plus rapide.

Même dans ces conditions, il n'y a pas de temps à perdre : les données provenant du convertisseur sont entassées telles qu'elles arrivent dans un grand tableau mémoire, à raison d'un octet par bit, puis traitées une fois l'acquisition terminée.

Les bits reçus "en série" sur le fil /ACK sont ainsi réassemblés en 4000 octets, encadrés par deux séquences destinées à adoucir les transitions au début et à la fin de la reproduction du son (élimination des "clocs" de commutation).

Au terme de ce traitement qui prend tout de même un certain temps, un fichier "SON.ROM" est disponible sur le disque, prêt à être transféré dans l'EPROM.

Il s'agit d'une suite de valeurs décimales, forme convenant au programmeur que nous avons présenté dans cette même revue et dans notre ouvrage "Composants électroniques programmables" (ETSF éditeur).

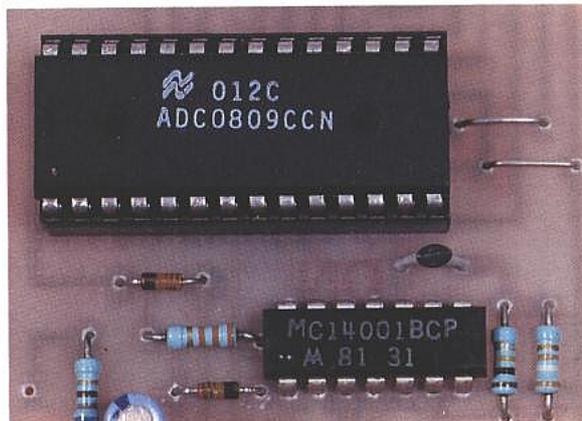
En présence d'un programmeur attendant plutôt un "fichier binaire", il faudra passer par l'intermédiaire de l'utilitaire "TRANS.BAS", petit programme BASIC listé à la **figure 9**.

```

program enregist;
uses crt;
var t:array[1..32000] of integer;
    f,g,h,j,k:integer;
    i:real;
    a:text;
begin
clrscr;
writeln('presser ENTER au démarrage du son');
readln;
k:=0;
for f:=1 to 4000 do
begin
port[888]:=0;
port[888]:=64;
for g:=0 to 7 do
begin
port[888]:=8*g;
k:=k+1;
t[k]:=port[889];
end;
end;
clrscr;
writeln('----- TRAITEMENT EN COURS -----');
assign(a,'son.rom');
rewrite(a);
for f:=0 to 42 do
begin
g:=3*f;
write(a,' ',g,' ');
end;
write(a,' ',126,' ',127,' ',127,' ',128,' ',128,' ');
k:=0;
for f:=1 to 4000 do
begin
i:=0;
for g:=0 to 7 do
begin
k:=k+1;
if (t[k] and 64)=64 then i:=i+(exp((7-g)*ln(2)));
end;
j:=round(i);
write(a,' ',j,' ');
end;
write(a,' ',128,' ',128,' ',127,' ',127,' ',126,' ');
for f:=0 to 42 do
begin
g:=3*(42-f);
write(a,' ',g,' ');
end;
end;
clrscr;
writeln('----- FICHIER SON.ROM DISPONIBLE -----');
close(a);
end.
(* COPYRIGHT 1991 Patrick GUEULLE*)

```

Figure 7.



Un premier son pourra être programmé en maintenant la broche 2 de l'EPROM à la masse, et un second en la portant à + 5 V.

Il est très important, pour la qualité du son reproduit, que le niveau d'attaque du convertisseur soit aussi proche que possible de 5 V crête à crête, c'est-à-dire 2,5 V crête ou 1,77 V efficace : trop fort, le signal serait écrêté et donc distordu, trop faible, il serait entaché de bruit de fond et aussi distordu, à cause du sous-emploi des 256 niveaux disponibles.

Il est donc souhaitable de régler le niveau de lecture du magnétophone sous le contrôle d'un oscilloscope.

Enfin, il faut veiller au bon synchronisme entre le magnétophone et le convertisseur : il est impératif que la durée du son (ralenti quatre fois) soit égale ou légèrement inférieure au temps qui s'écoule entre l'appui sur ENTER et l'apparition du message "Traitement en cours". Si tel n'était pas le cas, il faudrait soit recommencer la prise de son, soit ajuster la vitesse du logiciel. Quelques chronométrages sont donc à prévoir !

Si tout est conforme, il ne reste qu'à effectuer la digitalisation pour de bon : lancer le programme et mettre le magnétophone en lecture et pause, le début du son étant exactement positionné sur la tête de lecture. Relâcher alors la touche de pause tout en appuyant simultanément sur ENTER de l'ordinateur. Arrêter complètement le magnétophone dès l'apparition du message "Traitement en cours", et attendre celle de "Fichier SON.ROM disponible" : il n'y a plus alors qu'à programmer l'EPROM avec le contenu de ce fichier, puis à la monter sur le reproducteur.

Le timbre du son et corrélativement sa durée, peuvent être réglés à l'aide du potentiomètre ajustable. Il est d'ailleurs souvent intéressant de modifier légèrement le timbre originel, notamment lorsqu'on ne souhaite pas que l'on puisse reconnaître la voix du "locuteur". Oui, la fidélité du système serait suffisante pour cela, à condition évidemment de l'utiliser avec soin !

Patrick GUEULLE



```

program rec;
uses crt;
var t:array[1..32000] of integer;
    f,g,h,j,k:integer;
    i:real;
    a:text;
begin
clrscr;
writeln('presser ENTER au démarrage du son');
readln;
k:=0;
for f:=1 to 4000 do
begin
port[888]:=0;
port[888]:=64;
for g:=0 to 7 do
begin
for h:=0 to 2 do
begin
port[888]:=8*g;
end;
k:=k+1;
t[k]:=port[888];
end;
end;
clrscr;
writeln('----- TRAITEMENT EN COURS -----');
assign(a,'son.rom');
rewrite(a);
for f:=0 to 42 do
begin
g:=3*f;
write(a,' ',g,' ');
end;
write(a,' ',126,' ',127,' ',127,' ',128,' ',128,' ');
k:=0;
for f:=1 to 4000 do
begin
i:=0;
for g:=0 to 7 do
begin
k:=k+1;
if (t[k] and 64)=64 then i:=i+(exp((7-g)*ln(2)));
end;
j:=round(i);
write(a,' ',j,' ');
end;
write(a,' ',128,' ',128,' ',127,' ',127,' ',126,' ');
for f:=0 to 42 do
begin
g:=3*(42-f);
write(a,' ',g,' ');
end;
clrscr;
writeln('----- FICHIER SON.ROM DISPONIBLE -----');
close(a);
end.
(* COPYRIGHT 1991 Patrick GUEULLE*)

```

Figure 8.

```

10 REM ----- TRANS.BAS -----
20 CLS:PRINT"NOH FICHIER SOURCE (avec extension) ?"
30 INPUT N#
40 PRINT"PRINT"NOH FICHIER DE DESTINATION (avec extension) ?"
50 INPUT F#
60 PRINT:PRINT
70 PRINT"Transformation fichier décimal en fichier binaire: ---> 1"
80 PRINT"Transformation fichier binaire en fichier décimal: ---> 2"
90 PRINT:PRINT"          + ENTER"
100 INPUT Z#
110 IF Z#="2" THEN 230
120 IF Z#<"1" THEN 100
130 OPEN N# FOR INPUT AS #1
140 OPEN "r",#2,F#,1
150 FIELD#2,1 AS A#
160 CLS:PRINT"Transformation de ";N#;" en ";F#;" en cours"
170 IF EOF(1) THEN 210
180 INPUT#1,N:H#:=CHR$(H)
190 RSET A#:=H#;PUT#2,F#+1
200 F:=F+1;GOTO 170
210 CLS:PRINT N#;" est transformé en ";F#
220 END
230 OPEN F# FOR OUTPUT AS #2
240 OPEN "r",#1,N#,1
250 FIELD#1,1 AS A#
260 CLS:PRINT"Transformation de ";N#;" en ";F#;" en cours"
270 FOR F=1 TO LOF(1)
280 GET#1,F
290 PRINT#2,ASC(A#);
300 NEXT F
310 GOTO 210
320 REM (c)1991 Patrick GUEULLE

```

Figure 9.

Nomenclature Un reproducteur de son à EPROM

Résistances

P₁ : 100 kΩ aj.
P₂ : 470 kΩ
R₁ : 12 Ω
R₂ : 330 kΩ
R₃ : 560 kΩ
R₄ : 10 kΩ
R₅, R₆, R₇, R₈, R₉, R₁₀ et R₁₁,
R₁₂, R₁₃ et R₂₁ : 100 kΩ
R₁₄, R₁₅, R₁₆, R₁₇, R₁₈,
R₁₉, R₂₀ et R₂₆ : 47 kΩ
R₂₂ : 10 Ω
R₂₃ : 6,8 kΩ
R₂₄ : 220 kΩ
R₂₅ : 1 kΩ

Condensateurs

C₁, C₃ et C₇ : 120 nF
C₂ et C₁₂ : 220 μF
C₄ : 1 nF
C₅ : 2,2 nF
C₆ : 22 nF
C₈ : 10 nF
C₉ et C₁₀ : 47 nF
C₁₁ : 10 μF

Circuits intégrés

IC₁ : 7805
IC₂ : 2764
IC₃ : 4040
IC₄ : 4011
IC₅ : LM 386

Semiconducteurs

T₁ et T₂ : 2N 2907

Divers

1 HP de 4 à 8 Ω
1 poussoir
1 relais REED 5 V
1 switch SPDT

Carte conversion

Résistances

R₁ : 100 kΩ
R₂ : 39 kΩ
R₃ : 680 Ω
R₄, R₅ : 33 kΩ

Condensateurs

C₁ : 47 pF
C₂ : 100 nF
C₃ : 10 μF

Circuits intégrés

IC₁ : ADC0809
IC₂ : 4001
IC₃ : 4512

Semiconducteurs

D₁ et D₂ : 1N 4148

AC PROMPTER, sur XLR LINE

Chacun connaît le rôle du souffleur au théâtre ! Notre prompteur n'a pas pour but de remplacer cette fonction dans son intégralité, mais plus modestement de la compléter.

En effet, si le souffleur est à proximité des acteurs, l'ingénieur du son, quant à lui, en est souvent éloigné d'une cinquantaine de mètres ou plus. Pendant les balances, l'Intercom est parfait mais une fois le spectacle démarré on ne peut plus compter sur lui pour faire passer un message sur scène.

Telle sera donc la fonction principale de AC Prompter avec une exigence supplémentaire : les messages (lumineux ou sonores) devront pouvoir être véhiculés par une ligne du multipaire, d'où la précision XLR Line.

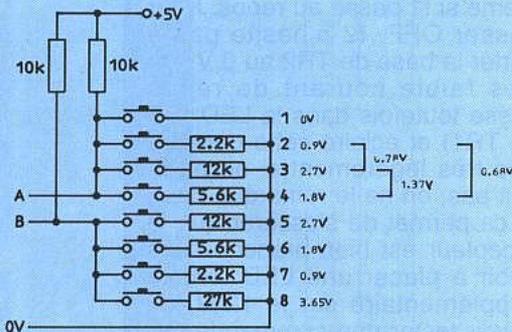
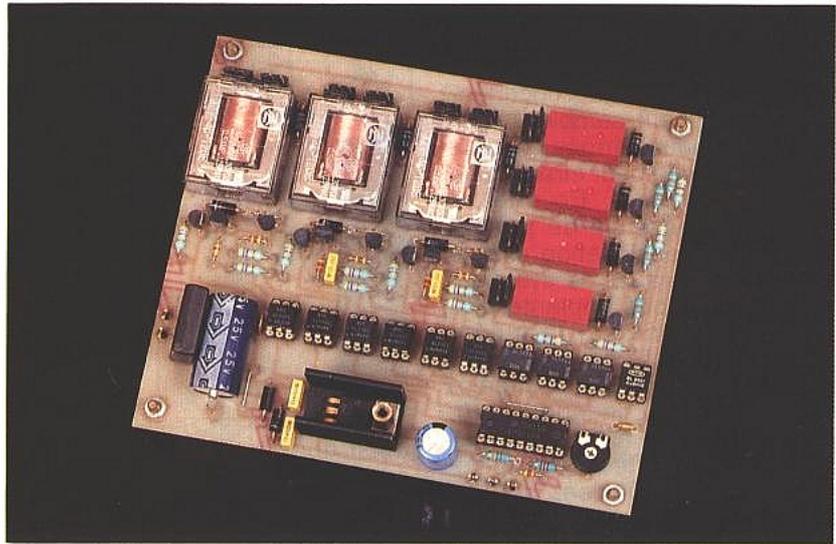


Figure 1

Le hasard fait parfois bien les choses : dans la même semaine, un ami posait une "colle" à l'auteur alors que par ailleurs ce dernier réfléchissait à la possibilité de télécommander une machine d'origine japonaise. A priori il n'y avait aucun lien (et il n'y en a toujours pas...) entre les deux sujets, mais pourtant deux idées allaient voir le jour.

Soyons plus clair !

1/ Notre ami réclamait un système de transmission pour un maximum d'informations, le moins coûteux possible, et véhiculé par un minimum de fils. Le sujet précis fut résolu - en théorie - après quelques heures de réflexion, en tenant surtout compte du fait que la demande venait d'un preneur de son. Ainsi, l'auteur s'est imposé de résoudre le problème en supposant qu'on ne disposait que de trois fils, comme un câble XLR.

Cela revient à considérer les paires blindées d'un câble multi comme chemin pour transmettre d'autres informations audio, sans toutefois perturber ces dernières. C'est la première idée : XLR line.

2/ En regardant un schéma proche de celui proposé figure 1, l'auteur s'est posé la question essentielle : comment ça marche ? Cela semble simple si on suppose une seule touche appuyée, mais un mélange de plusieurs complique sensiblement le problème. Bien sûr en faisant appel à une CAD (conversion analogique digitale), à un tri des données et à une sélection mécanique des envois, on peut reconnaître la ou les touches prioritaires comme en témoigne le dessin.

Nous avons fait le calcul des combinaisons de la partie haute de la figure, pour le départ A. Les valeurs directes et combinées sont indiquées : on obtient huit tensions comprises entre 0 et 5 V. Par curiosité, on constatera que pour B le 0 V est exclu et que la tension la plus basse sera au pire d'environ 0,4 V (les quatre touches appuyées simultanément).

C'est là que s'arrête l'analyse du circuit, car sur le schéma les points A et B rejoignent directement deux pattes d'un circuit

intégré 42 broches (je ne savais pas que cela existait), totalement inconnu mais piloté quartz ce qui ferait penser à un microprocesseur.

Le principe est amusant et permet de transmettre quand même un nombre relativement important de données dans trois fils (A, +5 V, 0 V).

C'est alors que nous est venue l'idée de mettre au point un système, le plus simple possible, qui autorise l'envoi de 10 commandes dans une liaison XLR. La commande par elle-même (l'émetteur) est tout simplement constituée de 10 poussoirs et de 10 ajustables, et le récepteur chargé de décoder les touches est d'une simplicité déconcertante. La carte peut sembler imposante mais nous verrons que suivant les cas elle peut être divisée par 2, voire par 4. En effet, il nous est impossible de prévoir quelle sera l'exploitation exacte que chacun fera de ce système, aussi avons-nous implanté plusieurs solutions sur la même carte. Telle qu'elle est décrite, on dispose de 3 commandes mémorisées avec RAZ indépendante, et 4 commandes à poussoir. Par mesure de sécurité ou de convenance, les alimentations du bloc récepteur et la partie exploitation proprement dite pourront être totalement indépendantes. Il ne faut pas oublier par exemple qu'il serait tout-à-fait possible depuis la console audio d'éteindre ou d'allumer quelques kW de projecteurs avec un simple poussoir, et ce par une paire du multi habituel.

SCHEMAS.

La **figure 2** présente le schéma de l'émetteur. Intéressons-nous tout d'abord à la partie droite : 10 poussoirs montés en série permettent de mettre la sortie S en contact avec un curseur (et un seul) d'un des 10 ajustables envoyant une tension comprise entre 0 et 12 V. On observera qu'au repos, le point S est forcé à 0 (voir I10).

A ce stade, on retiendra que si on se contente de commandes fugitives (poussoir à tenir le temps voulu) ce montage suffit. On verra que mécaniquement nous avons prévu des cartes simplifiées et contrairement à notre maquette, il sera possible d'en monter 5 sur la carte mère. Dans notre exemple, seules I7 à I10 sont des commandes fugitives.

Il nous a semblé intéressant de prévoir aussi des bascules. C'est

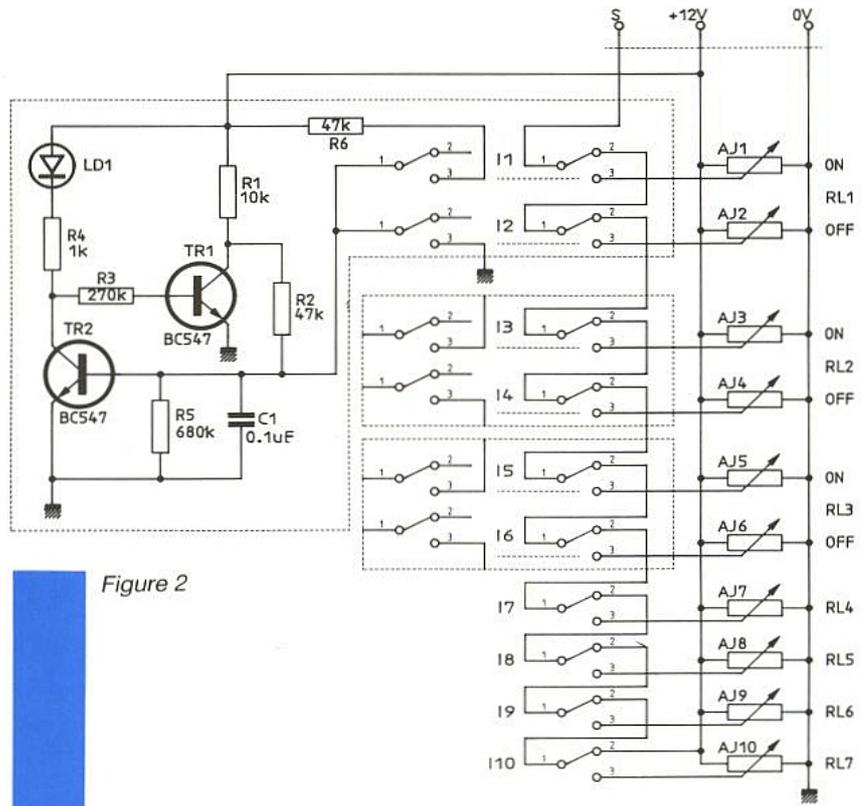


Figure 2

ainsi que I1, I3 et I5 sont des commandes ON et I2, I4 et I6 le pendant OFF.

Si on s'en tient exclusivement à la tension au point S, il n'y a rien à modifier : il suffit de s'organiser côté récepteur comme nous le verrons plus loin.

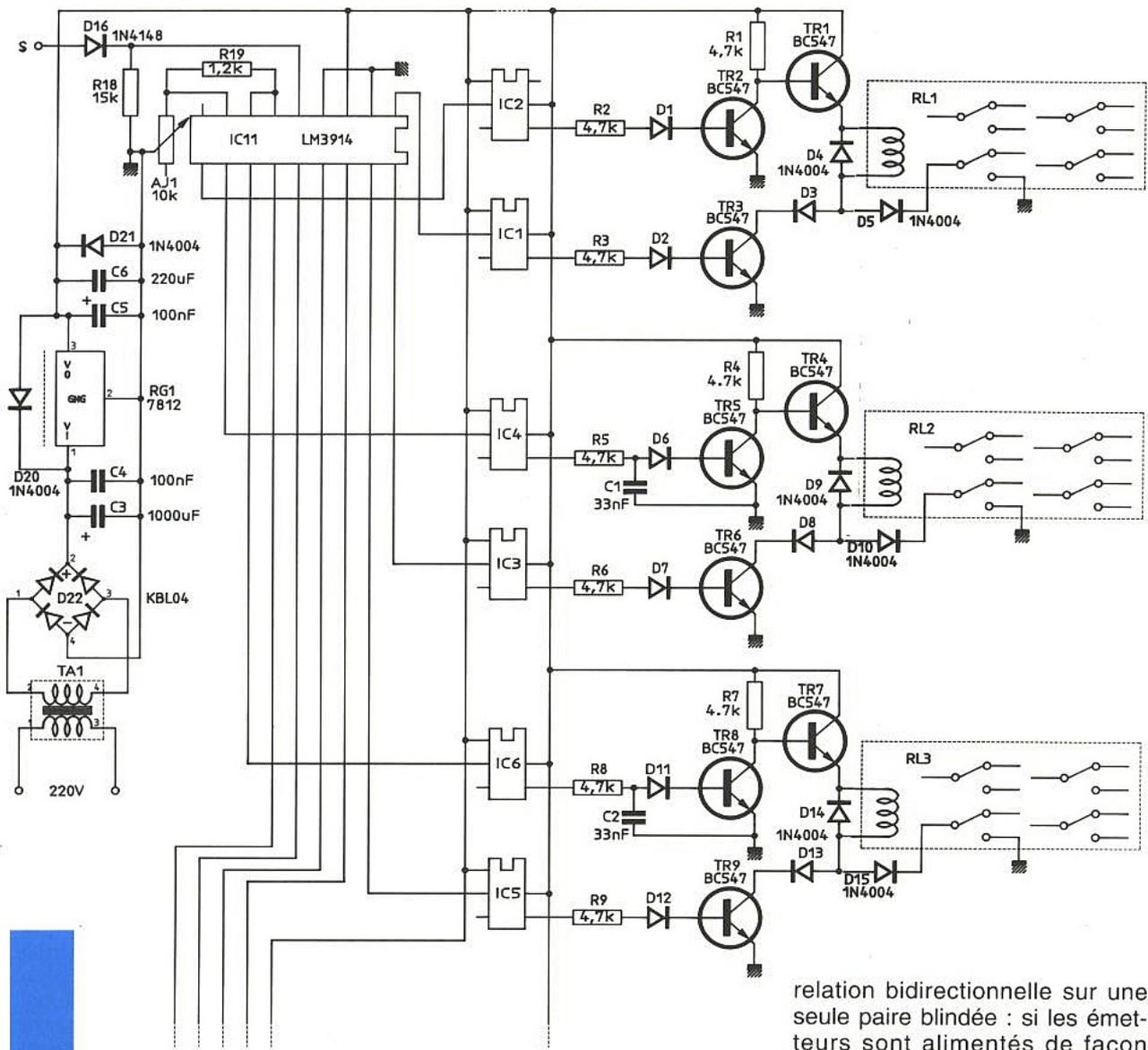
Mais il n'est pas confortable de disposer d'un poussoir ON et un OFF, sans avoir une mémorisation visuelle de l'état. Bien entendu, s'il s'agit de l'allumage ou de l'extinction d'une salle (et qu'on soit dedans) il est facile de savoir où en est la bascule, mais dans bien d'autres cas il est indispensable d'avoir un témoin. Pas question de faire revenir l'information du récepteur par la même paire blindée. Il serait toutefois possible et judicieux dans les cas extrêmes imposant un retour réel, de prévoir une autre ligne dont l'émetteur serait placé cette fois côté récepteur et dont il renverrait les commandes effectivement activées.

Nous n'avons pas voulu compliquer le système, par contre nous avons installé une bascule sur les paires 1.2/3.4 et 5.6 afin de signaler au moins si la touche a été appuyée ou non. Attention donc : si la ligne S est coupée par exemple, les indications seront fausses. Toutefois dans des conditions normales, il est plaisant pour ON de voir s'allumer une LED et qu'un appui sur

OFF l'éteigne. Le petit montage que nous n'avons dessiné qu'une fois fait appel à deux transistors montés en pseudo-bascule : un appui sur I1 rend EC de TR2 passant et ouvre EC de TR1. Ainsi, TR2 reste conducteur même si I1 passe au repos. Pour passer OFF, I2 n'hésite pas à porter la base de TR2 au 0 V. Un très faible courant de repos passe toutefois dans la LED (BE de TR1) et éclaire cette dernière très très légèrement (si on ne le sait pas, on ne le remarque pas), et ça permet de s'assurer que le récepteur est bien branché sans avoir à placer une LED témoin supplémentaire sur le 12 V, ou devoir tester une commande ON juste pour voir si on est alimenté. Comme les photos vous le montrent, nous avons prévu des petites cartes avec les deux inverseurs, la LED et sa logique au même format que les cartes des commandes fugitives. Chacun pourra donc agencer la carte mère de l'émetteur à sa convenance.

J'en entends qui ronchonnent : "il cause beaucoup, mais on n'a pas encore fait grand chose, juste envoyé dix tensions dans la ligne S".

C'est vrai, mais c'est suffisant ! Pourtant, avant de passer au schéma du récepteur, il nous faut quand même suggérer une idée dans le cas où on voudrait une



relation bidirectionnelle sur une seule paire blindée : si les émetteurs sont alimentés de façon autonome, on pourrait ne véhiculer que S envoi, S retour et masse. Dans ce cas, l'émetteur 1 serait alimenté par le récepteur 2 et l'émetteur 2 par le récepteur 1. Dans notre cas (unidirectionnel), on remarquera qu'on peut placer l'émetteur dans un endroit particulièrement délicat (cabane de

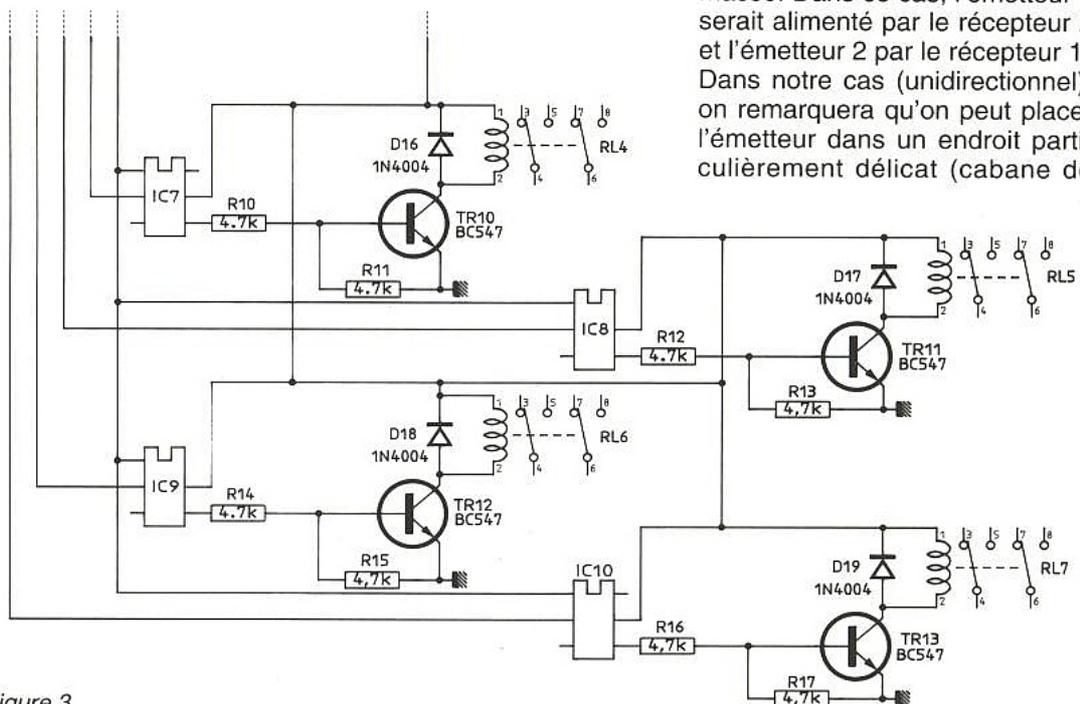


Figure 3

jardin, cave, grenier ou même en plein champ).

Le récepteur.

La **figure 3** en propose une solution. L'idée est toute simple. Une tension de commande (S) est présentée à un réseau de comparateurs en mode point et non en barre : seule la sortie de la plus haute comparaison est active. Un LM 3914 suffit à remplir très simplement cette fonction. Ce circuit propose effectivement 10 comparateurs intégrés reliés à un réseau linéaire et dont le mode d'affichage est commutable aisément en "bar or single LED". C'est bien entendu single LED que nous avons retenu, et la broche 9 de IC1 restera donc en l'air (en la portant à V+, on passe en mode barre).

Nous n'allons pas nous étendre sur ce circuit qui est un grand classique. Il faut signaler néanmoins que son compère 3915, dont le réseau est logarithmique, peut aussi très bien convenir. C'est une question de réglage de l'émetteur.

La tension de référence supérieure a été rendue réglable par AJ1 et on ne s'est pas cassé la tête pour la référence basse : 0 V.

A priori, le problème est résolu : la tension S est comparée au réseau, une LED s'allume, le message est reçu. Ce n'est pourtant pas aussi simple, et le système ne fonctionne correctement que sous certaines conditions. En effet, bien qu'aucune constante de temps volontaire ne s'interpose, la comparaison n'est pas instantanée et la rampe passe par tous les états inférieurs. Si on regarde le film au ralenti, on constate que les LED témoignent des sorties du 3914 s'allument les unes après les autres (très brièvement il est vrai) jusqu'à stopper enfin sur l'heureuse élue.

Dans le cas de commandes toutes fugitives, ce n'est pas grave et on n'a pas à prendre de précaution particulière. Par contre, si on met en oeuvre des bascules, il faut être vigilant. Prenons un exemple : imaginons OFF de la bascule sur le premier comparateur, ON sur le deuxième, et une commande fugitive en dixième position. La "grimpe" de la rampe va, pour la commande fugitive, balayer OFF puis ON de la bascule avant de se stabiliser au maxi. Si la bascule était auparavant pointée sur ON, elle a toutes les chances d'avoir été remise à 0 par le bref passage

intermédiaire sur OFF. Ce n'était pas voulu ! Il est indispensable que les commandes ON ou OFF des bascules soient volontaires. Les temps d'établissement ON étant plus longs que OFF (auto-verrouiller un relais est plus long que le désaligner) il est conseillé de placer ON au bas de la rampe et OFF tout en haut.

La **figure 4** permettra de mieux comprendre les précautions prises afin d'assurer un fonctionnement parfait. Tout d'abord, la tension S venant de l'émetteur rejoint le 3914 par l'intermédiaire d'une diode. C'est très important et conditionne déjà l'accélération que nous souhaitons : le seuil de la diode va servir de porte et quand elle sera passante on pourra considérer que le point S est arrivé à la valeur voulue. La figure montre ensuite l'organisation des comparateurs. On peut voir que les bascules sont placées aux extrêmes. Nous avons ajouté également un système de freinage pour OFF des bascules 2 et 3. De simples condensateurs placés sur ces deux commandes ont suffi. En fait, sur notre maquette ces condensateurs n'étaient absolument pas indispensables mais nous n'avons pas jugé utile de les supprimer. En effet, trouvant exaspérant d'être obligé d'organiser l'ordre des bascules, nous avons cherché une solution. C'est ainsi qu'en freinant toutes les bascules OFF, on pouvait mettre ces commandes en bas de la rampe. Mais comme dans ce cas les freins étaient indispensables alors qu'en changeant l'ordre ce n'était pas le cas, nous avons choisi la sécurité maximale.

Le schéma du récepteur doit être maintenant plus clair puisque les liaisons curieuses sont dénoncées. Les sorties du LM 3914

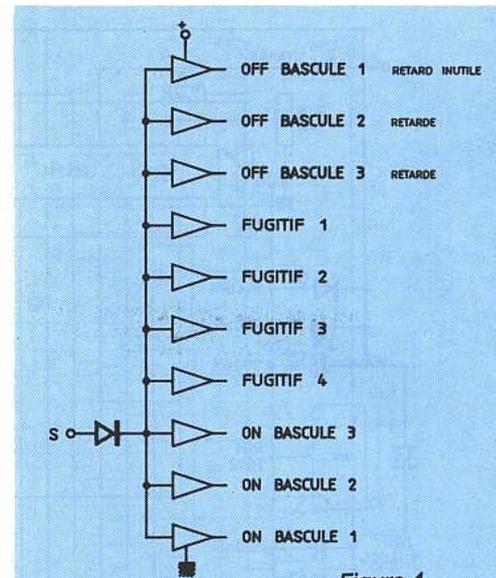


Figure 4

étant directement prévues pour des LED, il n'y a aucun problème pour commander des photocoupleurs. Bien entendu, dans certains cas, on pourra s'arrêter à des LED si ce mode d'indication suffit. D'ailleurs, pour faciliter le réglage des ajustables de l'émetteur, nous ne manquerons pas d'en engager provisoirement dans les supports des photocoupleurs.

Deux straps montés sur la carte permettront de désolidariser totalement le 12 V utile au 3914 de la zone post photocoupleur afin d'offrir un choix maximum à l'exploitation des transistors photocommandés. On notera aussi que l'usage de phototriacs genre S202D54, MOC 3021 ou 41 est parfaitement envisageable si on se contente de touches fugitives. Les drivers de sortie sont des plus simples. Nous avons choisi des circuits électromécaniques afin d'autoriser toutes les combinaisons possibles. Pour les bas-



cules, nous avons déjà donné le schéma dans le n° 521 (Memo). Seules les bascules 2 et 3 sont freinées sur leur ligne OFF par des condensateurs de 33 nF.

A l'allumage, la condition de repos est assurée par l'ouverture de l'espace EC des transistors placés en ligne de commande ON (TR 3, 6 et 9).

Pour les relais dits fugitifs, il ne nous semble pas utile d'expliquer le fonctionnement. Idem pour l'alimentation.

REALISATION.

Tout ce qui nous était possible pour faciliter une personnalisation a été mis en oeuvre.

La construction de l'émetteur fait appel à trois types de cartes : les bascules (figure 5), les paires fugitives (figure 6) et la carte mère, figure 7. Des photographies illustrent mieux qu'un long discours le principe d'assemblage. Certaines légères modifications ont été apportées à la carte mère pour corriger quelques petits défauts de notre maquette prototype : le passage des ajustables Piher est très strict ! L'intérêt de ces modèles est dû au fait qu'ils sont accessibles par le dessus et par le dessous pour peu que l'on pratique un trou dans la carte mère afin de laisser passer un tournevis.

Présentement, nous avons organisé cet émetteur de telle sorte qu'il soit engageable dans une structure à base de "U" d'aluminium de 25 x 50 x 25, mais ce n'est qu'un exemple.

La carte récepteur est présentée figure 8. Il ne manque que le transformateur d'alimentation (12 V 1 A) et la personnalisation se fera au besoin à coups de scie... Les deux straps dorés visibles sur les photos servent à ouvrir les alim pré et post photocoupleurs si besoin était.

Réglages

Il est indispensable d'apporter un soin tout particulier aux réglages si on souhaite un fonctionnement fiable et sans défaut. Cette remarque ne s'applique pas exclusivement à ce montage !

La méthode la plus simple consiste à remplacer provisoirement les photocoupleurs par des LED. Il est très facile d'engager les pattes dans les supports : la plus grande broche pin 1, la plus petite pin 2 (inutile de les égaliser). Mettre ensuite AJ1 du récepteur à mi-course, alimenter la carte et faire en sorte d'obtenir + 10 V sur les broches 6 ou 7 de

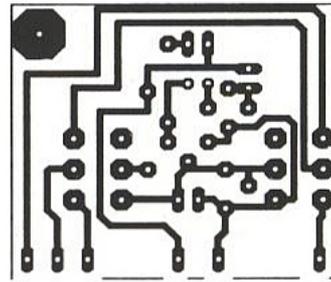


Figure 5 a

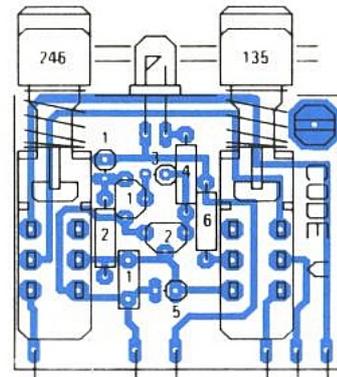


Figure 5 b

Figure 5

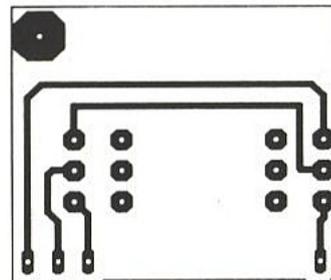


Figure 6 a

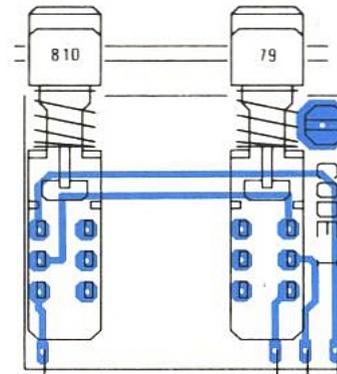


Figure 6 b

Figure 6

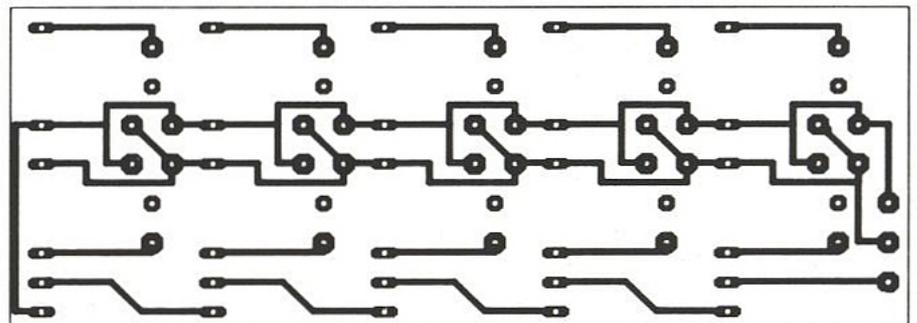


Figure 7 a

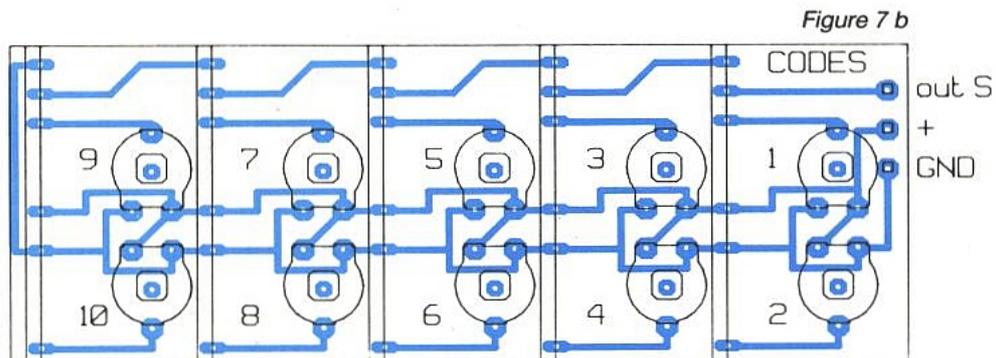


Figure 7 b

Figure 7

IC11, grâce à AJ1 bien entendu. Raccorder ensuite l'émetteur et vérifier déjà que les LED s'allument avec les boutons ON et s'éteignent avec OFF. Il serait d'ailleurs judicieux de tester chaque carte avant de les monter : les deux pattes d'alim étant au milieu des cartes, il est facile de les poser sur une pile 9 V, juste pour voir si tout est correct.

Il va falloir ensuite régler les ajustables de l'émetteur. Pour simplifier la tâche, nous avons fait en sorte que les photocoupleurs du récepteur soient dans l'ordre des poussoirs : surtout ne pas récupérer cette implantation pour faire un vu-mètre ! On trouvera **figure 9** le schéma interne du 3914 ou 3915.

Pour ajuster correctement une touche, il suffit de la maintenir appuyée et de tourner l'ajustable correspondant en repérant les limites maxi et mini pour lesquelles la led témoin reste allumée, et de s'arrêter enfin au centre de cette zone. Une fois les dix touches parfaitement réglées, on retirera les LED et on mettra les photocoupleurs sur leurs supports. Tout doit désormais parfaitement fonctionner.

Pour IC1 à IC10, nous avons mis sur la maquette des SL 5501, mais des 4N25, 35, 28 etc... conviennent parfaitement. En observant les photographies, on remarquera trois types de boîtiers. Ceux de marque RTC (Philips Composants) ont la particularité de pouvoir être montés bout à bout sans exiger d'écart, ce qui permettrait d'en mettre trois sur un support 18 broches.

Idées et sécurité

Les utilisations de ce petit système sont très nombreuses et fort diverses. L'idée de départ que nous avons donnée conduira à construire un petit "bain de pied" qu'on posera sur scène. On pourra employer des voyants de format divers ou au besoin les construire sur mesure (chute de gélatine de projecteur, lampes de couleur, etc...). Mais PROMPTER peut être aussi utile en studio, et l'émetteur parfois réduit à sa plus simple expression si on peut se reprendre sur certaines commandes existantes. Ainsi, le passage en mode enregistrement du multipiste par exemple, renvoyé vers les musiciens, permettra à tous de savoir exactement ce qui se passe en cabine. Idem pour ON AIR, etc... Pour les touches fugitives, il sera parfois intéressant de remplacer les relais par un buzzer.

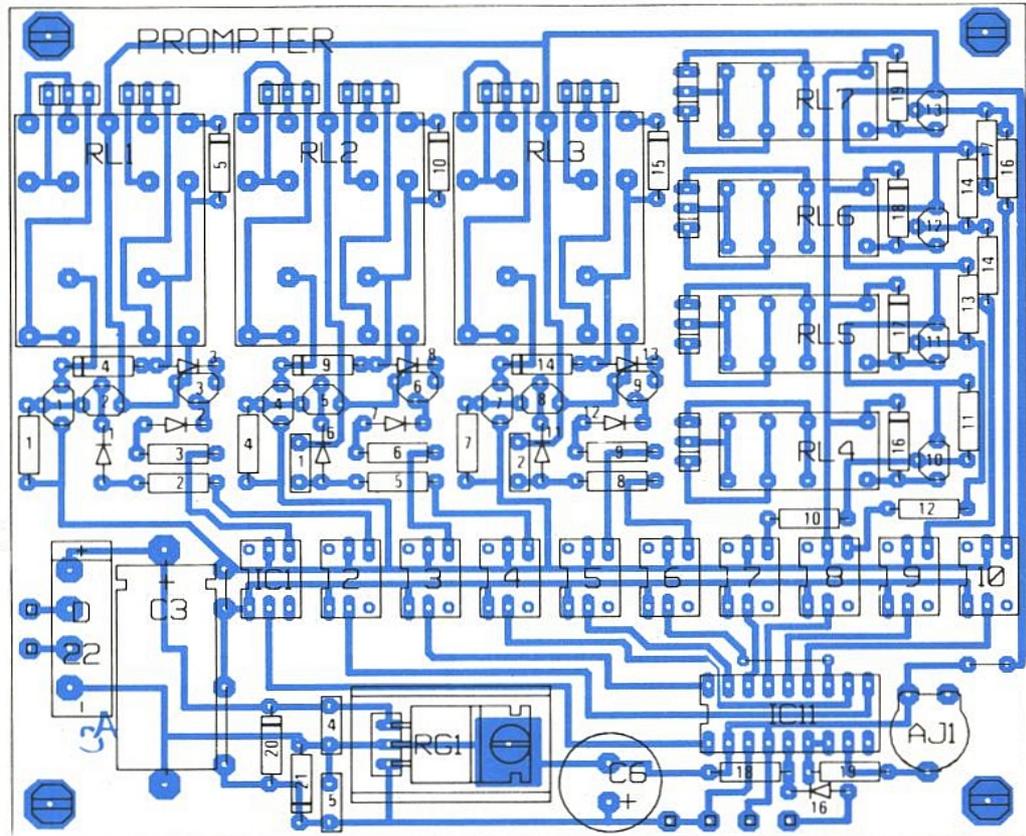
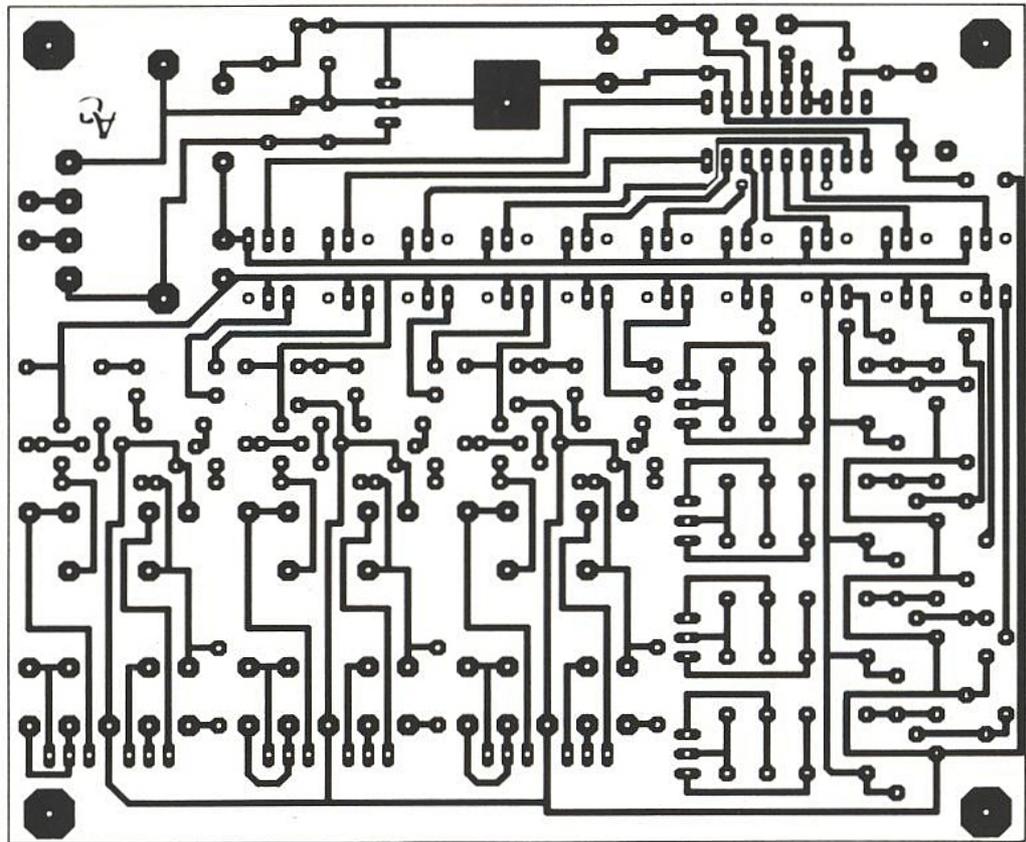
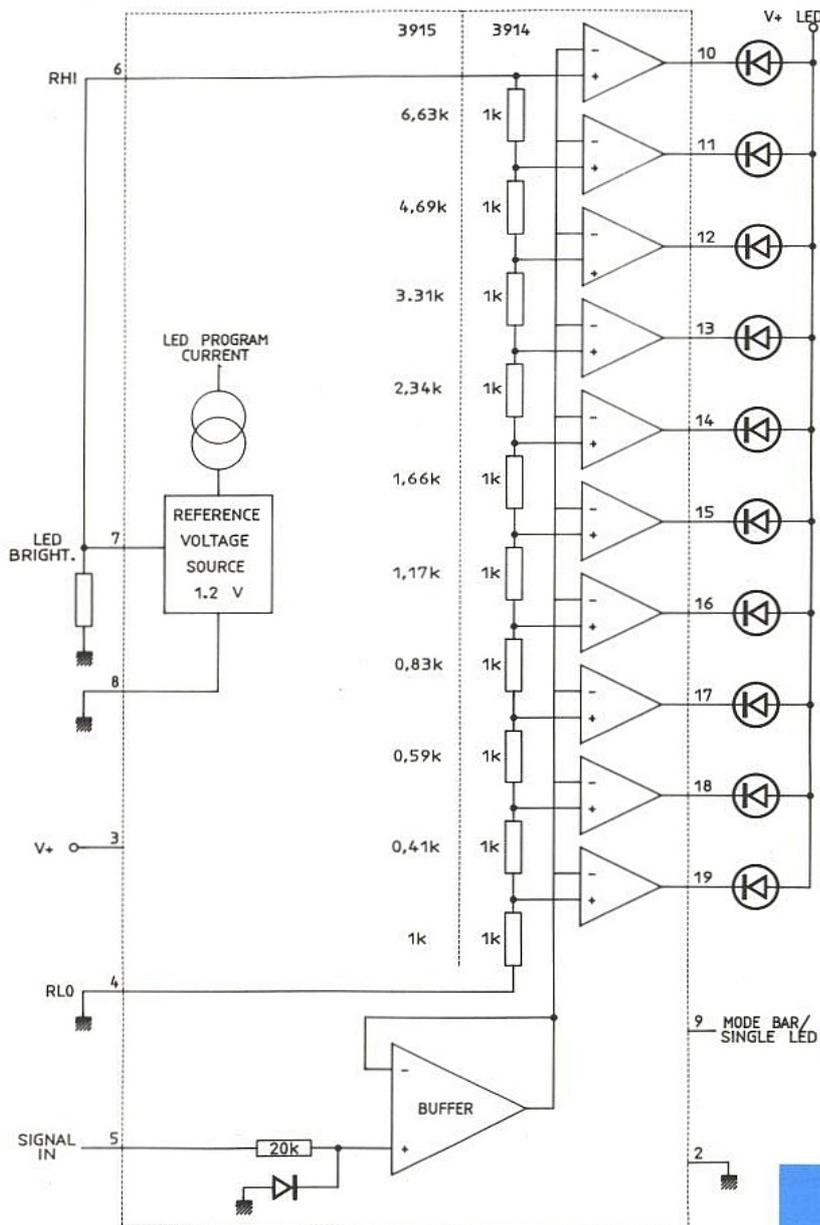


Figure 8

Sur le plan de la domotique, ce type de liaison a aussi sa place. Si par exemple le récepteur est allumé à chaque fois que vous êtes dans votre atelier, et que l'émetteur soit placé dans la cuisine - à disposition de la maîtresse de maison - des messages lumineux peuvent être envoyés : à table, téléphone, une visite, etc... Cela peut sembler ridicule de tirer trois fils alors qu'une liai-

son téléphonique est tout aussi simple. Et bien pas du tout ! Qui d'entre nous, plongé dans ses pensées, n'a jamais sursauté surpris par la sonnerie d'un téléphone ? Sur le papier ça se traduit en général par un gribouillis, mais dans d'autres cas ce peut être même dramatique. Certaines machines sont très dangereuses et l'auteur déconseille fortement de laisser un

Figure 9



téléphone branché dans un atelier, pas plus qu'un interphone d'ailleurs.

Autre avantage dans ce cas précis, on peut savoir depuis la cuisine si l'atelier est resté allumé : soit par le très léger courant de repos dont nous avons parlé, soit en mettant une fois une LED sur le 12 V côté émetteur. Mine de rien, on peut aussi renvoyer un signal depuis le récepteur : en coupant l'alim pendant une ou deux secondes, on fait une RAZ totale ! Exemple : votre épouse appuie sur la touche ON de la bascule "à table". Le voyant correspondant s'allume et reste allumé à l'atelier. Quand vous avez coupé la toupie ou la mortaiseuse, vos yeux se portent sur le système : message reçu. Pour le faire savoir à votre compagne, vous coupez l'alim du récepteur. A la cuisine, l'émetteur désalimenté passe en position repos et la LED ON du message s'éteint. Deux solutions sont offertes : soit

vous coupez le 12 V de la ligne émetteur - et dans ce cas le message reçu reste allumé alors que l'émetteur est revenu au repos -, soit vous coupez toute l'alim et le récepteur bien évidemment se met aussi en RAZ. Cette dernière formule est la plus sérieuse car elle laissera à votre épouse le plaisir de vous renvoyer le message toutes les dix minutes sans vous déranger...

Une astuce : pour ce coupe-circuit, utilisez donc un poussoir à tenir, ça évitera de l'oublier. Nous ne l'avons pas prévu sur notre maquette, mais une pastille a été ajoutée à gauche du 12 V (près de C6). Il suffira de couper la piste entre les deux pour y insérer ce poussoir. Ainsi il ne sera pas utile d'appuyer trop longtemps car il n'y a plus de capa chimique dans cette portion de ligne. Si vous préférez couper le 220 V, il faudra attendre que C3 soit vidé.

Par fainéantise, l'auteur n'a pas

essayé de ligne supérieure à 100 m, mais nul doute qu'on puisse aller plus loin sans problème. Seule une chute de tension pourrait dérégler le fonctionnement. Au pire, si les réglages in situ ne suffisaient pas, on pourrait envisager de baisser le 10 V ref (AJ1 du récepteur) à 8 V par exemple et refaire les réglages avec la longueur imposée. Mais sur notre maquette, nous n'avons observé aucune différence entre 50 cm, 50 m blindés, puis 50 m de plus en fil téléphone ordinaire. La seule précaution à prendre consistera à ne pas tirer trop sur le 12 V : au-delà des relais, prévoir une autre source d'alimentation.

CONCLUSION

Notre premier voyage sur XLR Line est terminé. Il y en aura d'autres, rassurez-vous mais celui-ci est bien sympathique car fort peu coûteux : l'émission-réception proprement dite coûte environ 100 F, inters compris. Avec l'alim et les drivers de sorties, on ne devrait pas dépasser les 300 F. Et puis il doit bien traîner dans vos tiroirs un LM 3914 ou 15 !

Jean ALARY.

Nomenclature Emetteur

Résistances

R_1 : 10 k Ω
 R_2 et R_6 : 47 k Ω
 R_3 : 270 k Ω
 R_4 : 1 k Ω
 R_5 : 680 k Ω

Transistors

TR₁ et TR₂ : BC 547

Inters

I₁ à I₁₀ : SCHADOW F2

Condensateur

C₁ : 0,1 μ F

Ajustables

AJ₁ à 10 : 47 k Ω Piher

LED

LD₁ : LED rouge \varnothing 5 mm

Divers

3 picots + 1 XLR male

Nomenclature Récepteur

Résistances

R_1 à R_6 , R_{12} , R_{14} , R_{16} : 4,7 k Ω
 R_{11} , R_{13} , R_{15} , R_{17} : 47 k Ω
 R_{18} : 15 k Ω
 R_{19} : 1,2 k Ω

Ajustable

AJ₁ : 10 k Ω

Relais

RL₁ à RL₃ : NFA 12 V
 RL₄ à RL₇ : MR 62 12 V

Condensateurs

C₁ et C₂ : 33 nF MILFEUIL

C₃ : 1 000 μ F 25 V

C₄, C₅ : 1 μ F MILFEUIL

C₆ : 220 μ F 25 V vertical

Semiconducteurs

D₁ à D₃, D₆ à D₈, D₁₁ à D₁₃,
 D₁₆ : 1 N 4148

D₄, D₅, D₉, D₁₀, D₁₄ à D₂₁ :
 1 N 4004

D₂₂ : KBL 04

IC₁ à IC₁₀ : SL 5501 ou
 équivalent

IC₁₁ : LM 3914

TR₁ à TR₁₃ : BC 547

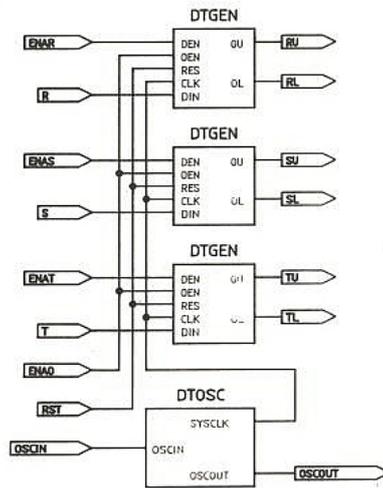
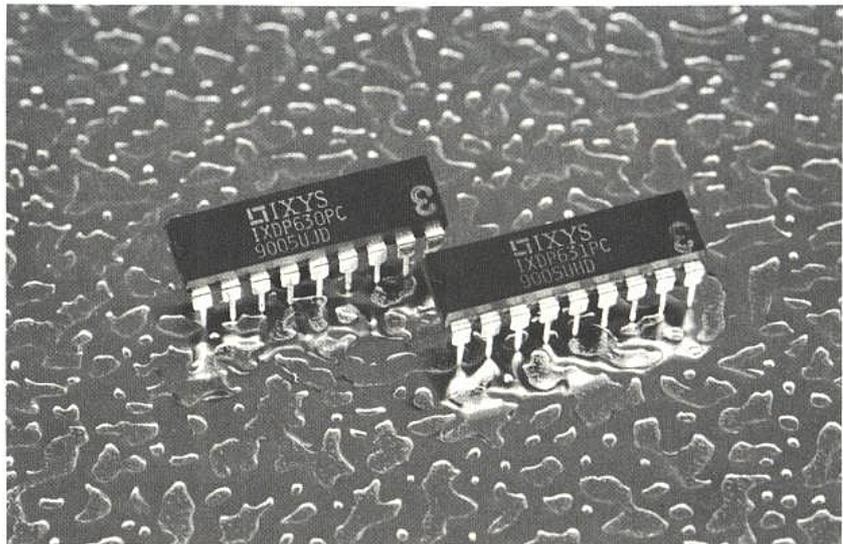
RG₁ : 7812 + radiateur

IXDP 630 et IXDP 631

Deux nouveaux générateurs de temps mort pour montages en pont

Lors de notre précédent article consacré à la génération des temps morts, nous avons passé en revue quelques solutions permettant facilement d'introduire un retard entre les commutations "ON" de chaque interrupteur de puissance. A cette époque, peu de composants spécialisés existaient sur le marché, obligeant le concepteur à improviser une circuiterie bâtie autour de classiques composants logiques.

IXYS pallie désormais (avec d'autres) cette carence, en proposant deux dispositifs intégrés dont la fonction principale consiste à produire des temps morts.



Description

La figure 1 représente les fonctions contenues dans le circuit IXYS ainsi que son brochage. On remarque trois générateurs distincts de temps morts, tous pilotés par une même section oscillatrice. Dans le cas du IXDP 630, cette partie met en œuvre un simple réseau RC, contrairement au IXDP 631 qui exploite la stabilité ainsi que la précision d'un cristal. On peut cependant piloter les deux circuits par l'intermédiaire d'une horloge externe.

Ces nouveaux dispositifs IXYS sont particulièrement destinés à introduire des temps morts dans les applications telles que les moteurs brushless, les servomoteurs ou encore les alimentations ininterrompues à PWM. Partant d'un signal logique unique, les IXDP convertissent celui-ci en une paire de signaux directement exploitables par l'interface des semi-conducteurs de puissance, tout en évitant la conduction simultanée de ces derniers. Ces composants permettent également l'arrêt des commutations (shutdown) en présence de fautes telles la surcharge en courant par exemple.

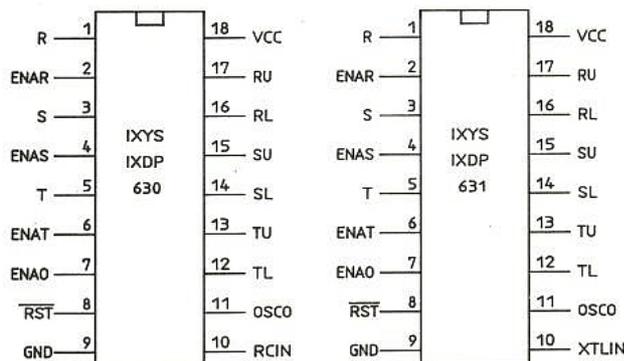


Figure 1

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Celles-ci vous sont proposées en **figure 2**. La technologie HCMOS exploitée ici, garantit une haute vitesse de fonctionnement associée à une faible consommation. Des entrées à trigger de Schmitt (hystérésis de 1,3 volt) couplées à des seuils de commutation CMOS, autorisent une bonne immunité aux parasites. Les sorties délivrent un courant suffisant pour attaquer directement des opto-coupleurs haute vitesse. Le temps mort (dead-time) délivré possède une valeur égale à 8 périodes d'horloge, ou encore : $DT = 8/f_{clk}$. Lors d'un pilotage par horloge externe, le temps mort peut être ajusté (quelle que soit la version) à un minimum de 333 ns ($f_{clk\ max} = 24\ MHz$).

Description des broches

Pin 1, 2 et 5, R, S, T :

Comme expliqué plus haut, les IXDP convertissent un signal logique (PWM par exemple) en une paire de signaux affectés d'un temps mort. Le composant comprend trois générateurs, synchronisés chacun par une même horloge, garantissant alors une valeur de retard égale pour les trois bras de puissance. Les pin's 1, 2 et 5 correspondent aux entrées respectives des trois générateurs.

Pin 2, 4 et 6, ENAR, ENAS, ENAT :

Ces broches d'entrée valident (niveau haut) ou non (niveau bas), les signaux délivrés par les sorties du composant. En cas d'invalidation, (niveau bas) les deux sorties concernées passent à zéro.

Pin 7 OUTENA :

Un peu comme les entrées précédentes, cette broche invalide totalement toutes les sorties du circuit lorsqu'on lui applique un signal logique bas.

Pin 8 RESET :

Cette entrée, active à l'état bas, remet à zéro toutes les sorties du composant. Lorsque celle-ci repasse au niveau haut, les sorties reprennent leur activité avec le temps mort associé.

Pin 9 GND :

Masse du circuit intégré.

Pin 10 OSCIN :

Entrée du trigger de Schmitt (IXDP 630) ou entrée de l'inverseur simple dans le cas de l'IXDP 631 (voir schéma plus loin). Dans le cas d'un pilotage par horloge externe, l'injection s'effectue sur cette entrée.

IXYS		IXDP630 / IXDP631				
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS						
Parameter	Sym.	Min.	Max.	Unit		
Supply Voltage	V_{cc}	-5	+7	Volts		
DC Input Voltage	V_{in}	-5	$V_{dd} + 0.5$	Volts		
DC Input Current	I_{in}	-1	+1	mA		
DC Output Voltage	V_{out}	-5	$V_{dd} + 0.5$	Volts		
DC Output Current	I_{out}	-25	+25	mA		
Storage Temp	T_{stg}	-55	+150	°C		
Lead Soldering	T_{solder}	300 for 10 sec. °C				
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS						
Parameter	Sym.	Min.	Max.	Unit		
Supply Voltage	V_{cc}	4.5	5.5	Volts		
Operating Temp	T_s	°C				
-C Version		0	70	°C		
-I Version		-40	+85	°C		
Output Current	I_o	-8	+8	mA		
Oscillator Frequency	f_{osc}	001	16/24	MHz		
ELECTRICAL CHARACTERISTICS AT 25 °C						
LOGIC INPUTS, OUTPUTS:						
Parameter	Condition	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input Hi Threshold		V_{ih}		2.9		Volts
Input Lo Threshold		V_{il}		1.6		Volts
Hysteresis		V_{hy}		1.3		Volts
Input Leakage Current		I_{in}	-10		10	µA
Input Capacitance		C_{in}		5	10	pf
Output High Voltage	$I_o = -8mA$	V_{oh}	2.4			Volts
Output Low Voltage	$I_o = 8mA$	V_{ol}			0.4	Volts
Supply Current Outputs Unloaded		I_{cc}		5		mA
Quiescent Current Outputs Unloaded IXDP630		I_{ccq}		0.3	1.0	mA
Quiescent Current Outputs Unloaded IXDP631		I_{ccq}		10	100	µA
DP 630 OSCILLATOR SECTION:						
Parameter	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Unit	
Capacitor (RCin to gnd)	C_{osc}	0		10K	pf	
Resistor (OSCout to RCin)	R_{osc}	1		1000K	Ω	
Frequency Range	f_{osc}	001 - 16			MHz	
Initial Tolerance			5		%	
Temp. Co-efficient			100		ppm/°C	
DP 631 OSCILLATOR SECTION:						
Frequency Range	f_{osc}	0.1 - 24			MHz	
Oscillator Thresholds (ATLIN)	V_{th}	3.6			Volts	
	V_{th}			0.8	Volts	
EXTERNAL OSCILLATOR:						
Frequency Range (OSCout open)	f_c	0 - 24			MHz	

Figure 2 : Caractéristiques détaillées.

Pin 11 OSCOUT :

Sortie de l'oscillateur interne. Le fabricant ne recommande pas son utilisation par d'autres composants.

Pin 12 à 17 :

Les sorties du circuit, comprenant le signal destiné au transistor du haut (Upper) et son homologue complémentaire qui lui, attaque le transistor du bas (Lower).

Pin 18 Vdd :

Tension d'alimentation égale à + 5 volts +/- 10 %.

Chronogrammes associés au composant

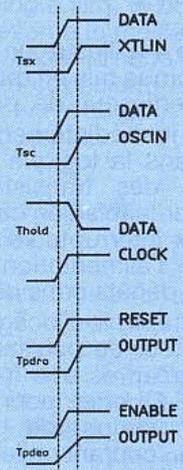
Ceux-ci apparaissent en **figure 3** ainsi que les divers temps de propagation. Notons que le terme "data" exprime le signal que l'on présente aux entrées R, S ou T. Les deux "Set Up Time" représentent ainsi les temps de propagation entre l'information disponible à l'entrée et la validation de celle-ci par le front montant de l'horloge. Ce laps de temps diffère selon la configura-

tion retenue, réseau RC ou quartz.

La **figure 3 a** illustre le fonctionnement normal d'un IXDP 630/631 après que la broche Reset ait été relâchée. Le temps mort séparant deux transitions XU et XL vaut huit cycles d'horloge.

En **figure 3 b**, on retrouve des chronogrammes reproduisant un IXDP travaillant en présence d'une anomalie. Les entrées OUTENA et ENAX forcent de manière asynchrone les sorties XU et XL à zéro, évitant toute destruction des semi-conducteurs. OUTENA bloque à zéro toutes les sorties, alors qu'ENAX invalide seulement les sorties X (X représente une entrée quelconque parmi R, S ou T). On remarque également la présence de bruit sur l'entrée X, efficacement filtré par l'IXDP avant que les sorties XU ou XL ne redeviennent actives. Il s'ensuit un accroissement logique du temps mort.

PARAMÈTRE	SYMBOLE	MIN	TYP	MAX	UNITÉ
Set Up Time Data to XT LIN	T_{sx}	14			ns
Set Up Time Data to OSCin	T_{sc}	22			ns
Hold Time Clock-Data	T_{hold}	0			ns
Propagation Delay Reset-to-Output	T_{pdro}		15	30	ns
Propagation Delay Enable-to-Output	T_{pdeo}		8	16	ns



Remarque sur les diagrammes de temps

IXYS a publié plusieurs data-sheets sur les IXDP. Seule la note d'applications de Décembre 90 propose des chronogrammes complets. Ce n'est pas le cas de sa sœur d'Avril 90.

APPLICATIONS DES IXDP

Les IXDP ont été introduits sur le marché des composants dans le but de simplifier la mise en œuvre des circuits de puissance multi-bras, commandés par des signaux digitaux. On remplace ainsi de un à trois compteurs d'événements (timers/compteurs) intégrés à un microcontrôleur ou un DSP. D'ailleurs, dans la plupart des cas, ces timers cumulent d'autres fonctions telles la gestion d'interruptions, le calcul de largeur d'impulsion, la production d'une horloge temps-réel etc... L'utilisation de l'un des circuits IXYS réduit alors la circuiterie de façon significative. Dans un premier temps, le basculement de l'une des trois entrées R, S et T apparaît en phase sur la sortie Upper correspondante, après le premier front de montée de l'oscillateur interne. Par exemple, si R exprime un niveau haut, R_{Upper} s'y trouve également. Maintenant, supposons que R tombe à l'état bas, alors R_U passe (le temps de montée plus loin) à zéro et R_L monte alors au niveau haut, exactement huit périodes d'horloge interne plus tard. On voit donc qu'en modulant la fréquence d'horloge, on ajuste le temps mort de l'ensemble. Cette méthode de synchronisation garantit un retard constant (à la précision de l'horloge près).

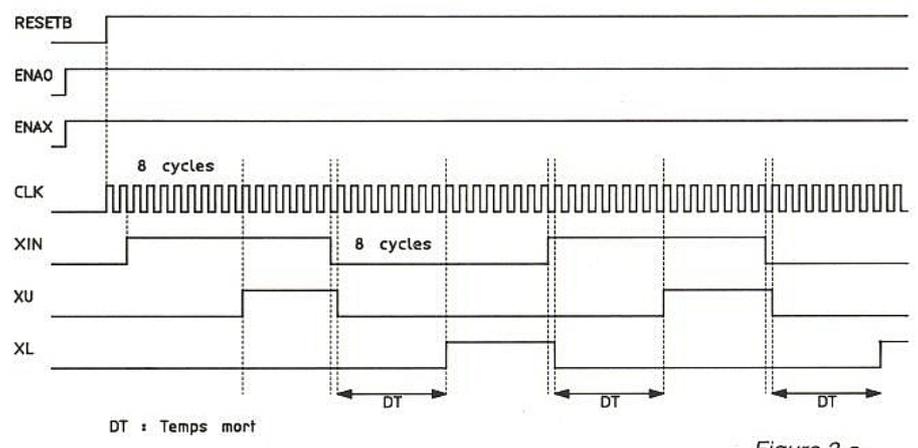


Figure 3 a.

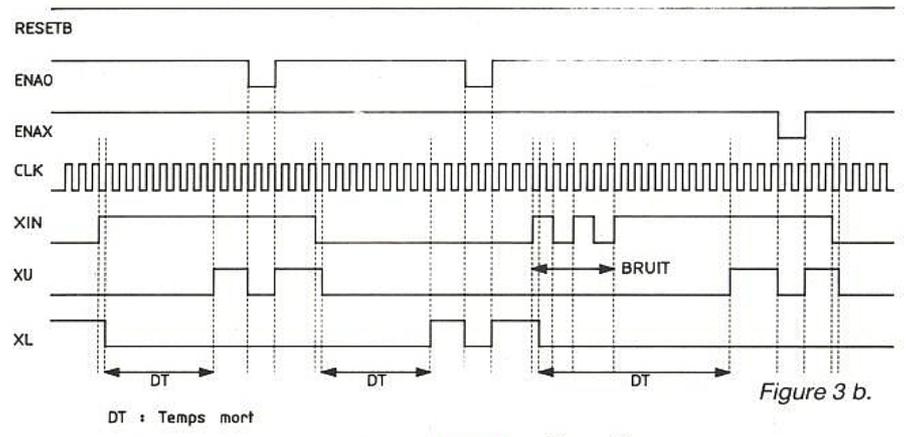


Figure 3 b.

Dans certaines applications, des temps morts non équilibrés peuvent créer un offset dans la fonction de transfert de l'étage de sortie PWM et causer alors, par décalage de son cycle de fonctionnement, une saturation du transformateur utilisé par le convertisseur.

Figure 3.

Le temps mort dans les circuits de puissance

La **figure 4 a** illustre un étage de sortie typique mis en œuvre dans un convertisseur de puissance. On voit immédiatement qu'une erreur dans la logique de commutation des transistors peut provoquer la mise en conduction des deux interrupteurs et court-circuiter l'alimentation, entraînant des dégâts considérables.

Pratiquement, le blocage réel de l'interrupteur de puissance n'est effectif qu'après une fraction de seconde. En effet, pour un bipolaire, le temps de stockage impose au courant collecteur une valeur non nulle, bien que la commande de base ait disparu.

Un phénomène similaire se retrouve dans la décharge de la capacité d'entrée, qui est une combinaison de C_{gs} et C_{gd} (**figure 4 b**). (Courbes PSPICE).

Pour remédier à ce défaut, il faut, une fois la commande disparue, attendre un laps de temps afin que l'interrupteur concerné soit vraiment ouvert. On peut ensuite fermer son homologue du bas, sans la crainte de provoquer un pic de courant.

Problèmes causés par un temps mort excessif

Lorsque l'on introduit un temps mort dans une commande d'étage de puissance, on produit une non-linéarité dans la fonction de transfert de celui-ci. De plus, durant le temps mort, le circuit se retrouve en boucle ouverte (les deux interrupteurs sont ouverts). Si cette non-linéarité devient trop importante, la boucle de contrôle peut éprouver des difficultés pour la compenser. La **figure 5 a** illustre ce problème. La période de commutation T s'exprime de la façon suivante : $T = t_1 + t_2 + DT$. t_1 et t_2 représentent les temps de fermeture respectifs de Q_1 et Q_2 , alors que DT symbolise le temps mort. En supposant une conduction continue associée à une direction de courant IL_1 , on peut ainsi écrire : $t_{high} = t_1 + DT$ et $t_{low} = t_2$. Lorsqu'à présent le courant s'inverse et prend la direction de IL_2 , on écrit : $t_{high} = t_1$ et $t_{low} = t_2 + DT$ (**figure 5 b**). L'introduction du temps mort produit un changement de rapport cyclique égal à deux fois le dead-time ($2DT$, **figure 5 c**). Ainsi, en supposant un temps mort fixé à 5 % de la période de fonctionnement, le rapport cyclique, alors que le courant de self passe par zéro,

change instantanément de 10 %. Cette non-linéarité significative peut provoquer des distorsions de passage à zéro dans le courant de charge et dans la tension (zero crossing distortion). Si cette non-linéarité devient trop importante, il se peut que la boucle de contrôle ne possède pas le gain ou la vitesse nécessaire pour corriger cet éventuel défaut.

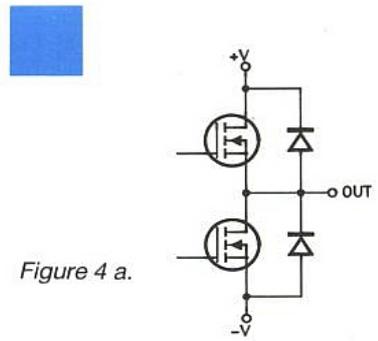


Figure 4 a.

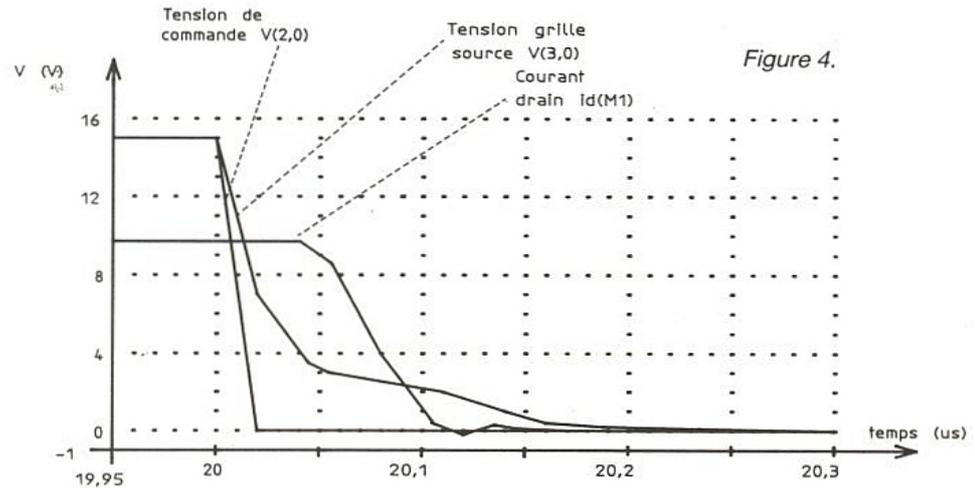


Figure 4 b.

Lorsque ce type de distorsion apparaît dans le courant de commande d'un moteur pas-à-pas, il peut entraîner de sérieuses erreurs de position, de l'ondulation dans la vitesse ou encore un bruit excessif lors du fonctionnement du moteur.

Calculer les valeurs de temps mort adéquates

Le concepteur doit en fait déterminer le temps pendant lequel le semi-conducteur prolonge sa conduction, bien que sa commande l'oblige à se bloquer. Il faut bien entendu se placer dans les plus mauvaises conditions, tout en tenant compte de la technologie utilisée par les interrupteurs de puissance. Par exemple, le temps de stockage (storage time) d'un transistor bipolaire, à commande de base constante, peut varier d'un rapport 10 lors de changements dans son courant collecteur (le temps de stockage croît dans de grandes proportions lors d'une baisse de courant collecteur, pour une faible charge par exemple). Ce genre d'effet doit être évidemment inclus lors du choix des valeurs finales. Mêmes remarques pour un MOS de puissance, dont la capacité composite d'entrée freine la décroissance de son V_{gs} (**figure 4 b**).

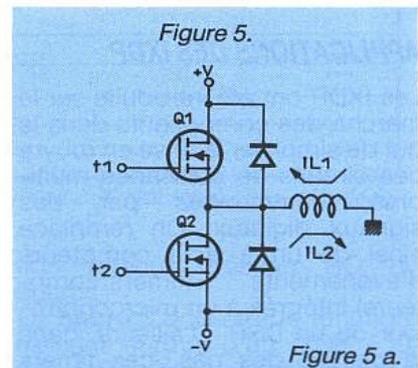


Figure 5 a.

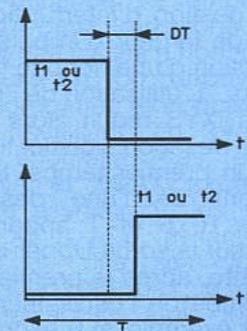


Figure 5 b.

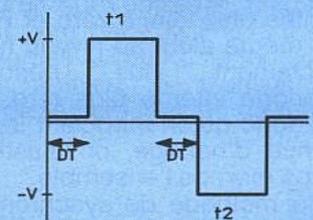


Figure 5 c.

Sélection des composants pour des valeurs spécifiques

Le temps mort délivré par un IXDP 630/631 vaut exactement huit périodes d'horloge : $DT = 8/f_{clk}$. Une fois le temps mort minimum déterminé (data-sheet des transistors utilisés, type d'interface mis en œuvre, mesures sur prototypes...), on peut alors calculer la fréquence de l'oscillateur local : $f_{clk} (max) = 8/DT (min)$. $f_{clk} (max)$ exprime la fréquence d'horloge la plus haute autorisée, incluant la dérive de l'oscillateur, la précision du montage, le(s) coefficient(s) de température etc. En conséquence, le câblage de composants stables et précis pour la section oscillatrice est obligatoire.

L'oscillateur local

Comme indiqué plus haut, chaque version d'IXDP possède son oscillateur interne : réseau RC pour l'un, quartz pour l'autre. Cependant, les deux composants 630 et 631 autorisent un pilotage externe par une horloge compatible HCMOS (jusqu'à 24 MHz), en rentrant directement sur les entrées RCin ou Oscin ; on supprime alors tout composant autour des inverseurs.

L'oscillateur RC de l'IXDP630

La **figure 6 a** représente le contenu de l'électronique accessible par les broches Oscout et Oscin. On retrouve deux classiques inverseurs de Schmitt. L'utilisation d'un simple réseau RC diminue (par rapport à un cristal) sensiblement le coût de revient de l'ensemble, mais au détriment de la stabilité. En supposant les composants RC extérieurs parfaits, l'IXDP630 introduirait tout seul une précision initiale de 5 % et une dépendance envers la température de ± 100 ppm. Une variation de 10 % sur la tension d'alimentation produirait un écart inférieur à 1 % sur la fréquence de l'oscillateur.

L'abaque permettant de déterminer les valeurs de R et C, se trouve en **figure 6 b**. Grossièrement, la formule donnant également la valeur de ces deux composants s'écrit :

$$f_{osc} \approx 1,25 / C_{osc} \cdot R_{osc}$$

Remarque sur le choix des composants externes

R_{osc} devrait être une résistance de précision, acceptant de fonc-

tionner en haute fréquence. Pas question d'utiliser un modèle carbone car le matériau utilisé dans sa fabrication possède des propriétés hygroscopiques (absorption de l'humidité contenue dans l'air). Cela se traduit, pour les composants dont la valeur se situe entre 100 k Ω et 1 M Ω , par une variation de résistance lors de modifications de l'humidité relative. Bien entendu, IXYS déconseille l'emploi de tels éléments. Par contre, on préférera un modèle à film métal dont la tolérance initiale vaut 1 % et possède un coefficient de température de ± 100 ppm ou moins.

La technologie de fabrication du condensateur influe également sur les performances finales.

Cosc sera un condensateur céramique de bonne qualité (simple ou multi-couches) ou bien un modèle au polypropylène. Si la technologie céramique retient le choix du concepteur, on prêter attention aux divers paramètres de stabilité qui la caractérisent.

Par exemple, un Z5U présente une tolérance initiale de $+80/-20$ % et un coefficient de température de $+30/-80$ % sur toute la gamme. Un X7R offre une tolérance initiale de ± 10 %, associée à un coefficient de température valant ± 10 %. Enfin, un condensateur NPO présente ces deux paramètres à une même valeur, ± 5 %.

Si l'on choisit un modèle utilisant la technologie film, le polypropylène représente le meilleur choix. Une tolérance proche de 1 % ainsi qu'un coefficient de température de ± 100 ppm sont des valeurs courantes.

L'oscillateur à quartz de l'IXDP631

Le schéma de celui-ci se trouve en **figure 7**. Comme son collègue précédent, peu d'originalités dans le schéma. On retrouve un classique inverseur HC-MOS travaillant en régime linéaire, grâce à la polarisation à $V_{cc}/2$ imposée par la résistance de 1 M Ω . Le quartz doit présenter des caractéristiques de résonance parallèle et osciller à sa fréquence fondamentale. Les condensateurs permettent d'atteindre la fréquence imposée par le choix du quartz (leur valeur dépend du type de cristal, on se référera aux données du constructeur). IXYS indique cependant que le circuit peut quand même fonctionner (selon les cas...) en l'absence des composants extérieurs. Ce mode n'est évidemment pas recommandé en production.

Ce modèle d'oscillateur à quartz offre une précision sensiblement supérieure à celle de son homologue à réseau RC. La tolérance totale, incluant tous les effets (tolérance initiale, température,

Figure 6.

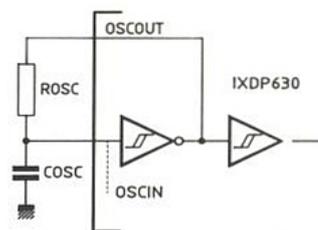


Figure 6 a.

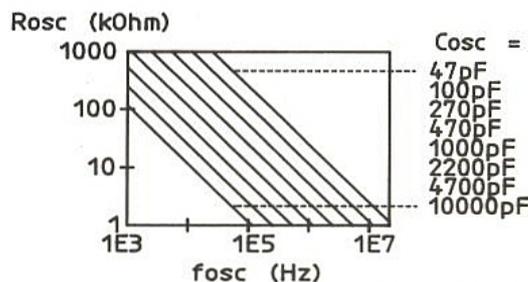


Figure 6 b.

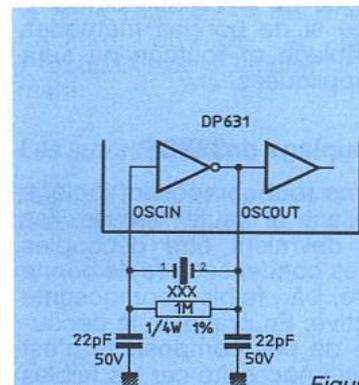


Figure 7.

variations de la tension d'alimentation...) atteint ± 100 ppm. On augmente alors la précision de l'ensemble ainsi que le taux de reproduction des caractéristiques. Le prix croît également...

Remarque sur le choix des composants externes

On choisira un cristal dont la fréquence vaut f_{clk} (min). Les composants externes suivent les mêmes règles que celles énoncées plus haut. En fait, la tolérance et la stabilité de la résistance de contre-réaction influent peu sur la précision de la fréquence d'horloge. Les condensateurs seront des modèles céramique (CK05 ou équivalent) possédant des caractéristiques X7R.

Quel oscillateur choisir ?

Quelle version correspond le mieux à votre application ? Tout dépend du prix que vous désirez investir dans la précision de votre temps mort ! Les lignes précédentes guideront votre choix.

Mise à la masse, interfaçage, et immunité au bruit

En électronique de puissance, les fortes pointes de courant produites en commutant les enroulements d'un moteur peuvent entraîner un fonctionnement erratique de la logique de commande si de bonnes méthodes de câblage et routage ne sont pas appliquées.

Découplage des IXDP

Comme tout composant logique travaillant à haute vitesse, les IXDP devraient être découplés par des condensateurs de bonne qualité, à faible composante inductive. En pratique, le découplage de ces composants n'est pas une nécessité car les faibles courants mis en œuvre dans le circuit ne le transforment pas en source de bruit en présence d'un routage correct. De plus, il possède un taux de réjection suffisant pour ne pas se soucier des bruits présents sur sa ligne d'alimentation.

Niveaux logiques

Toutes les entrées de IXDP630 et 631 (sauf XTLIN sur le 631) présentent des caractéristiques électrique compatibles HC-MOS (trigger de Schmitt). Sur

l'IXDP631, l'entrée XTLIN ne peut tolérer une entrée trigger de Schmitt, puisque l'on force l'inverseur à fonctionner de manière linéaire. Les autres entrées, grâce à leur caractéristique de Schmitt, améliorent sensiblement la fiabilité des commutations en cas d'éventuels parasites (voir figure 8).

de puissance et d'autres une masse locale, il est clair que de tels transitoires produiront une tension de commande erratique. Lorsque l'on travaille en présence de fortes puissances, la mise en conduction au mauvais moment de l'un des semi-conducteurs peut provoquer sa destruction, voire son explosion.

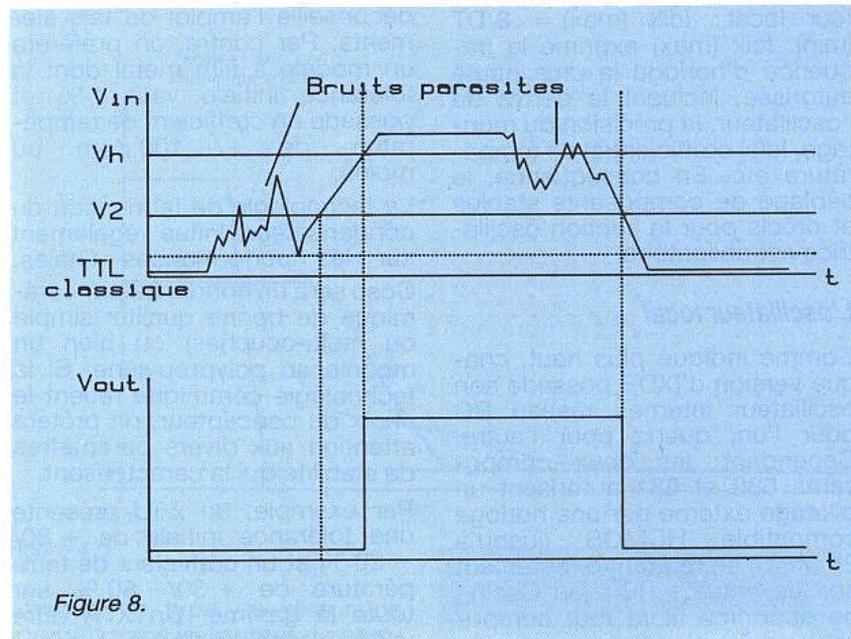


Figure 8.

Génération de parasites par un circuit de puissance

Dans un classique inverseur à transistor, le MOSFET de sortie commute des intensités dont la pente peut atteindre (selon les cas) quelques $500 \text{ A}/\mu\text{s}$ (di/dt). Si l'on regarde la figure 9, on remarque que la source du transistor rejoint la masse via une piste cuivrée de longueur 1 pouce.

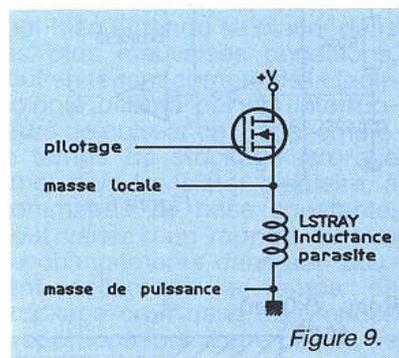


Figure 9.

Cette piste développe grossièrement une self parasite de 27 nH . Lors des commutations d'amplitude précitées, on génère aux bornes de la bobine une tension de : $V = 27 \text{ nH} \times 500 \text{ A}/\mu\text{s} = 13,5 \text{ volts}$. Si certains circuits digitaux possèdent une masse

Méthodes pour corriger ces problèmes

Le premier remède consiste à utiliser une famille logique possédant une forte immunité au bruit. La logique classique TTL (ou ses dérivatifs, incluant HCT-CMOS) représente un mauvais choix de par ses niveaux logiques bas d'entrée, trop près de la référence. En effet, ceux-ci ne peuvent efficacement rejeter les bruits présents sur la masse de leur circuit, commune à celle de puissance. La série 74HC présente des caractéristiques sensiblement meilleures. La vieille série 4000 serait en fait la mieux adaptée, si elle ne se trouvait pas progressivement abandonnée dans les circuits modernes pour des raisons de vitesse. Dans la plupart des cas, on se rabattra donc sur les modèles HC.

Routage du circuit imprimé

Le second et plus important recours réside dans un routage correct des pistes du circuit imprimé. Malgré quelques exceptions, les auto-routeurs modernes ne tiennent pas compte de ces impératifs de tracé. Attention donc lors du développement du support imprimé,

car un routage non rigoureux conduit souvent au mauvais fonctionnement d'un convertisseur de puissance.

Rappelez-vous que les IXDP630/631 assurent l'interface entre la logique de contrôle et le circuit de puissance. Ils représentent l'un des points le plus critique du dispositif et requièrent alors le maximum d'attention lors du câblage final.

Câbler l'interface du MOSFET selon l'option (a), annule l'offset créé par LS_1 et supprime le défaut de mise en conduction du transistor.

Malheureusement, le circuit de pilotage de grille oscillera à chaque commutation : alors que l'IXDP630 impose un niveau haut sur sa sortie, l'interface de puissance suit ce potentiel (au temps de propagation près) et oblige le transistor à conduire.

en conduction produisant des pertes importantes (lossy turn-on, en Anglais).

L'élimination de ce phénomène passe par la mise en place d'un condensateur de découplage, comme l'indique la **figure 10**. Comme il ne peut exister de discontinuité de tension aux bornes d'un condensateur, la tension développée en (a), provoque un décalage de même amplitude sur l'entrée du buffer. Ainsi, la différence de potentiel entre la masse et l'entrée de l'interface reste constante. Le buffer ne détecte plus de variation sur son niveau de commande et sa sortie reste stable, jugulant toute velléité d'oscillation. La légère surintensité encaissée par l'IXDP630 se trouve limitée par une résistance câblée en série sur sa sortie. Ce circuit RC ajoute un retard supplémentaire à l'ouverture et à la fermeture. On en tiendra compte lors de la sélection des temps morts.

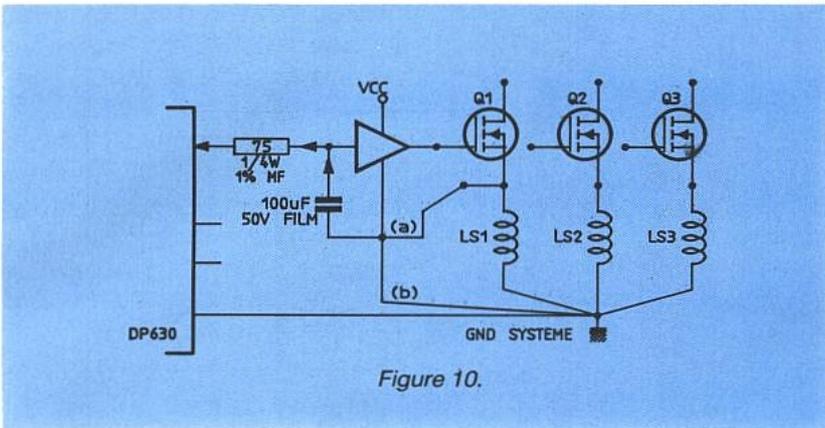


Figure 10.

La **figure 10** illustre ce type de problème. Le circuit de puissance utilise trois MOSFET's de puissance contrôlés par un circuit commun, l'IXDP630. En utilisant un driver de grille (par exemple un IXLD4420) câblé selon l'option (b), la liaison avec l'IXDP sera correctement assurée : la tension parasite développée par le MOS ne gênera pas les deux circuits car leurs masses se trouvent reliées ensemble.

Malheureusement, le MOSFET ne fonctionnera pas parfaitement. La tension induite aux bornes de LS_1 , lorsque Q_1 conduit, provoque un offset sur sa source et réduit en conséquence sa tension V_{gs} , n'entraînant pas sa mise en conduction totale. Si LS_1 et V_{cc} valent respectivement 27 nH et 12 volts, le di/dt final, alors limité par l'ensemble du circuit, atteindra 200 A/ μ s au lieu des 500 A/ μ s escomptés ! (le MOS ne conduit pas totalement...).

On peut, dans certains cas, exploiter un tel comportement afin de limiter le di/dt à la coupure ou la fermeture de l'interrupteur de puissance. Ce mode de fonctionnement n'est cependant pas recommandé lorsque l'on contrôle deux ou plusieurs transistors. En effet, égaliser les inductances parasites des connexions de source tout en assurant un placement efficace des boîtiers sur le radiateur nécessite un long travail de mise au point dont le résultat final n'est pas garanti.

A cet instant, l'offset développé sur le point (a) ($V = LS_1 di/dt$) croît jusqu'à atteindre une valeur telle que le pilote de grille ne voit plus un niveau "un" sur son entrée. On atteint ce moment lorsque $V(a)$ dépasse V_{oh} (de l'IXDP630) — V_{il} (de l'interface de grille). La sortie du pilote de grille retombe à zéro, entraînant le blocage du MOS. Le courant circulant dans le transistor décroît ensuite, provoquant une chute de l'offset développé en (a). Comme ce potentiel se rapproche du potentiel de la masse de puissance, le "un" logique toujours présent en sortie de l'IXDP630 force à nouveau la conduction FET, après le temps de propagation de l'interface. La **figure 11** représente cette mise

Isolation

Il s'agit de la meilleure méthode permettant d'éliminer les problèmes de liaison inter masses. Les opto-coupleurs ou encore les transformateurs d'impulsions, représentent une solution largement mise en œuvre dans les systèmes modernes et conviennent parfaitement à notre application. Les IXDP630/631 ont été spécialement développés pour permettre un pilotage direct des opto-coupleurs haute vitesse de la série HCPL22XX de Hewlett-Packard ou de la famille 740L60XX de General Instrument.

Les autres circuits...

HARRIS Semiconductor a récemment mis sur le marché la

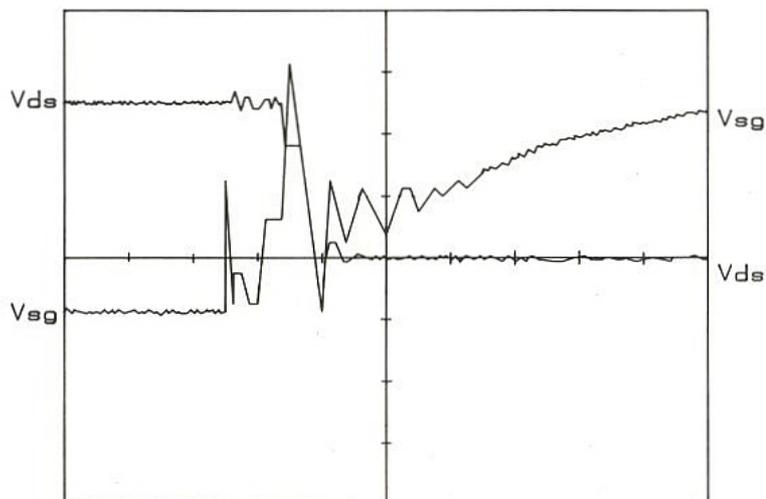
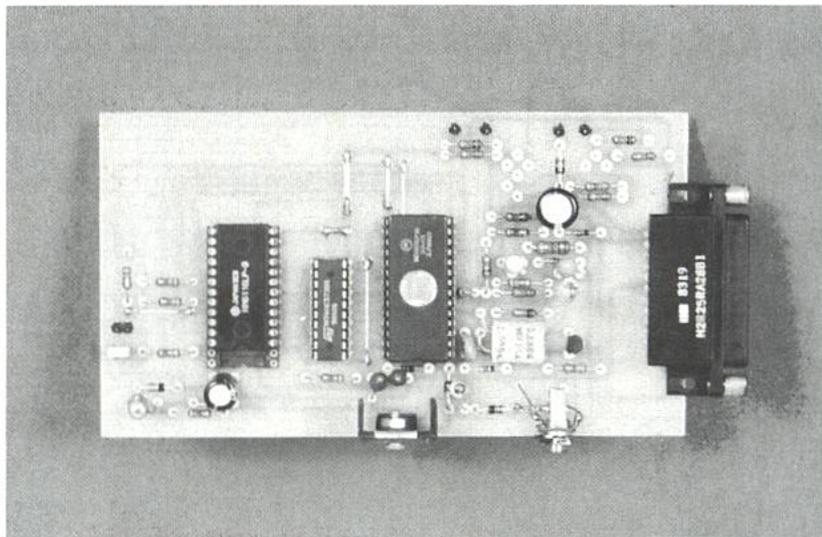


Figure 11.

Un petit simulateur d'EPROM

Dans un précédent numéro, nous décrivions un loader pour le programmeur de 68705P3 ; toujours dans l'optique d'applications autour du même micro-contrôleur, voici la présentation d'un simulateur d'EPROM.

Là encore, le gain de temps est l'objectif visé, la mise au point d'une carte contenant des mémoires mortes oblige la programmation de celles-ci. Avant le test, ce module remplace une EPROM, son contenu est chargé en utilisant une liaison série.



LE SCHEMA ELECTRIQUE

L'ensemble s'articule autour de 3 circuits intégrés. Une mémoire statique assure la simulation de l'EPROM (figure 1).

La carte peut être équipée d'une mémoire RAM de deux kilo-octets pour simuler une EPROM 2716, d'une mémoire de huit kilo-octets pour simuler une 2732 ou une 2764. La mémoire est installée dans un support à wrapper soudé sur la carte, et en bout, un adaptateur permet l'insertion de l'ensemble dans le support d'origine de la mémoire morte. Pour rester simple, le montage n'a pas été équipé de buffers pour isoler la RAM de simulation. Lors du chargement ou de la lecture de celle-ci, le simulateur doit être séparé du montage.

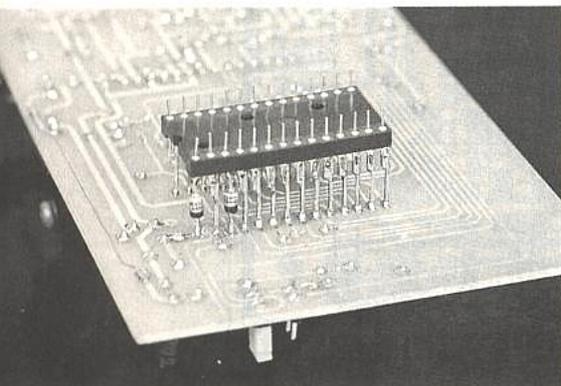
Le micro-contrôleur assure la gestion de la liaison série, et de la programmation de la mémoire statique. Le 68705P3 dispose de 20 bits d'I/O, ce nombre est insuffisant ; pour l'étendre, il a été fait appel à un octuple latch, le 74LS573. Ce circuit positionne les 8 premiers bits des adresses de la RAM. Les sorties sont actives lors de l'écriture en mémoire, elle passent à haute impédance pendant la simulation. Il aurait été possible d'utiliser un autre circuit de la même gamme, le 68705U3, mais son coût est plus élevé, il possède plus de mémoire ROM que le 68705P3, inutile dans cette application ; par contre l'utilisation de l'octuple latch aurait été évité. Les

ports A et B sont mis en haute impédance lors de la simulation. Dans le mode de chargement, le port A génère l'adresse basse de la mémoire, puis toujours par le port A, il va lire ou écrire les données dans la mémoire. Le port B assure la gestion des adresses hautes ainsi que la gestion des signaux de services CE, OE, et WR.

Une LED (rouge) indique que le micro-contrôleur peut effectuer des I/O sur la RAM. Eteinte, elle assure que celui-ci n'effectuera pas d'I/O, et que pas conséquent, le module est prêt à être utilisé en simulation. Le port C ne pouvant absorber que très peu de courant, il est préférable d'utiliser une diode à haute luminosité.

L'interface de la liaison série est réalisée avec les 2 seuls transistors présents sur la carte (hors l'option).

L'entrée série sert aussi à générer la tension négative pour la sortie. La vitesse est de 1200 bauds, le quartz doit impérativement être de la valeur indiquée. L'alimentation est stabilisée par un régulateur 7805. Une diode en entrée protège le montage contre les inversions de tension, de plus une distribution au travers de diodes évite les problèmes de circulation de courant entre les 2 cartes. La diode sur le régulateur modifie sa tension de sortie puisqu'elle passe à 5,6 V. Ce gain de 0,6 V est perdu dans les deux diodes d'alimentation.



Diodes à rajouter sur les broches 24 et 28 (Vcc) sur l'adaptateur.

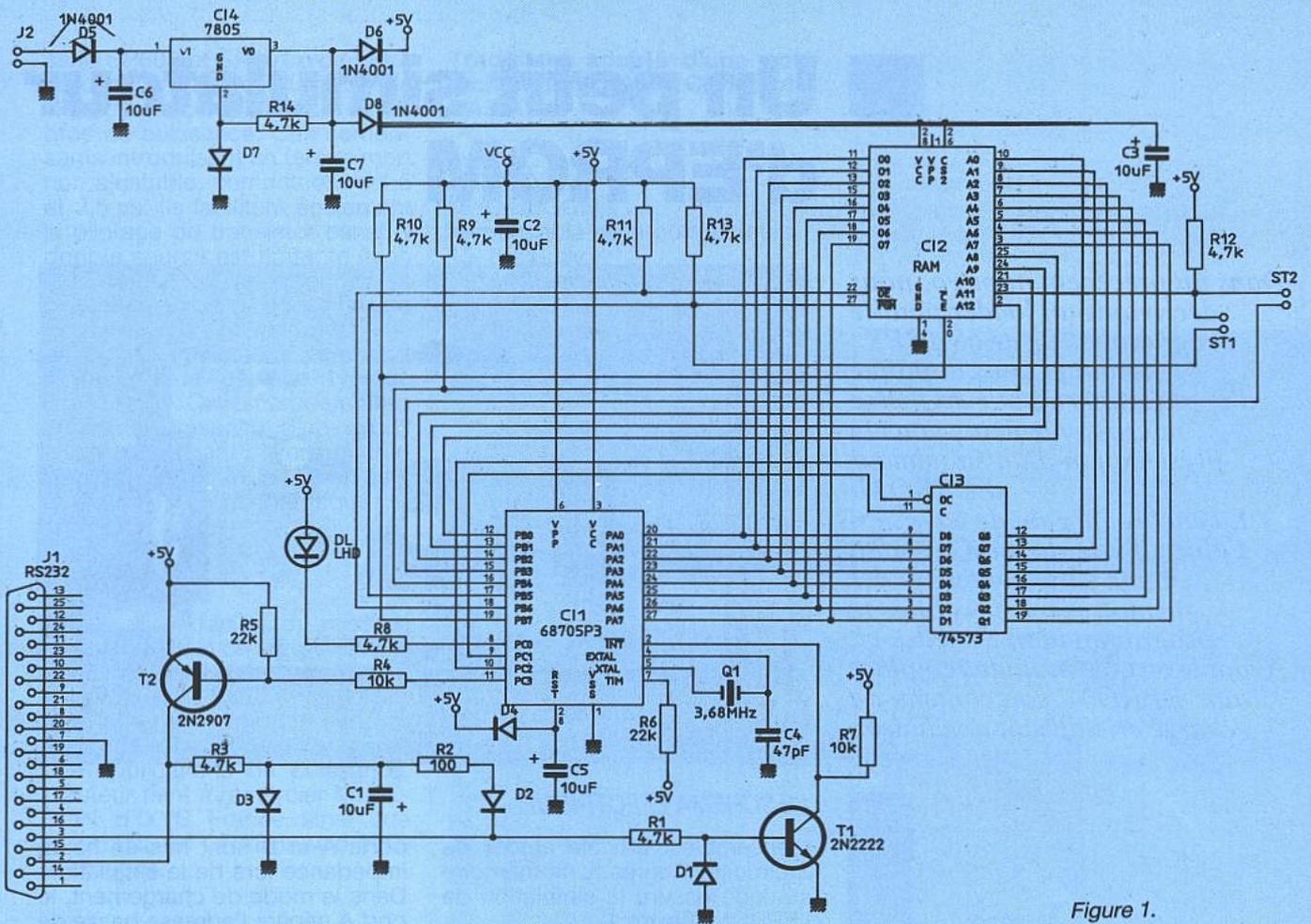
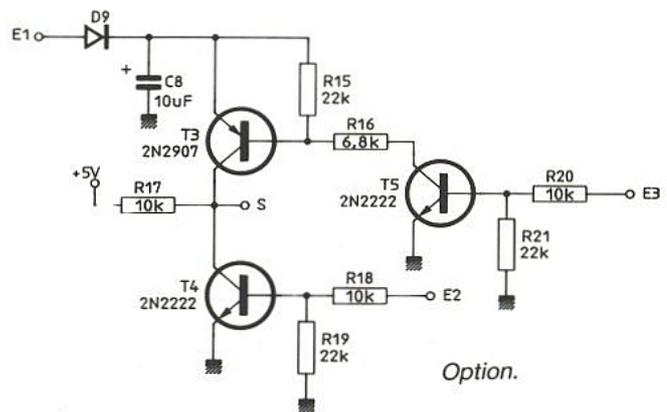


Figure 1.

L'ADAPTATEUR

Mécaniquement nous avons vu qu'il s'agissait d'un support à wrapper, mais il faut détailler les connexions en fonction de l'utilisation envisagée. Plusieurs sandwichs pourront, le cas échéant, être créés. Sont communs à tous les types de mémoires : la masse, les I/O, les A0, A10 incluses et les lignes de service OE et CS. Les lignes VPP, PRGM des mémoires ne doivent pas être reliées. Le pôle positif de la mémoire est relié à plus de la carte à simuler au travers d'une DIODE (cathode côté mémoire). Elle sert à éviter, si l'alimentation de la carte simulateur est coupée, qu'une tension soit présente sur les entrées de la mémoire et supérieure au VCC de celle-ci.

Suivant le type de mémoire (2716, 32, 64) le câblage des connexions nécessaires est réalisé. La **figure 2** donne le brochage des différents boîtiers possibles. La ligne WR n'est pas connectée à la carte (elle n'est dans TOUS les cas pas nécessaire). Au moment du passage en mode simulation PB5 passe en haute impédance, l'état haut de WR est assuré par la résistance de PULL-UP. Si sa valeur



Option.

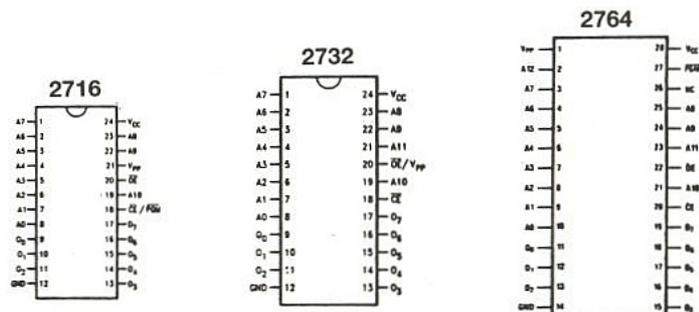


Figure 2 : Brochage des différents boîtiers d'EPROM.

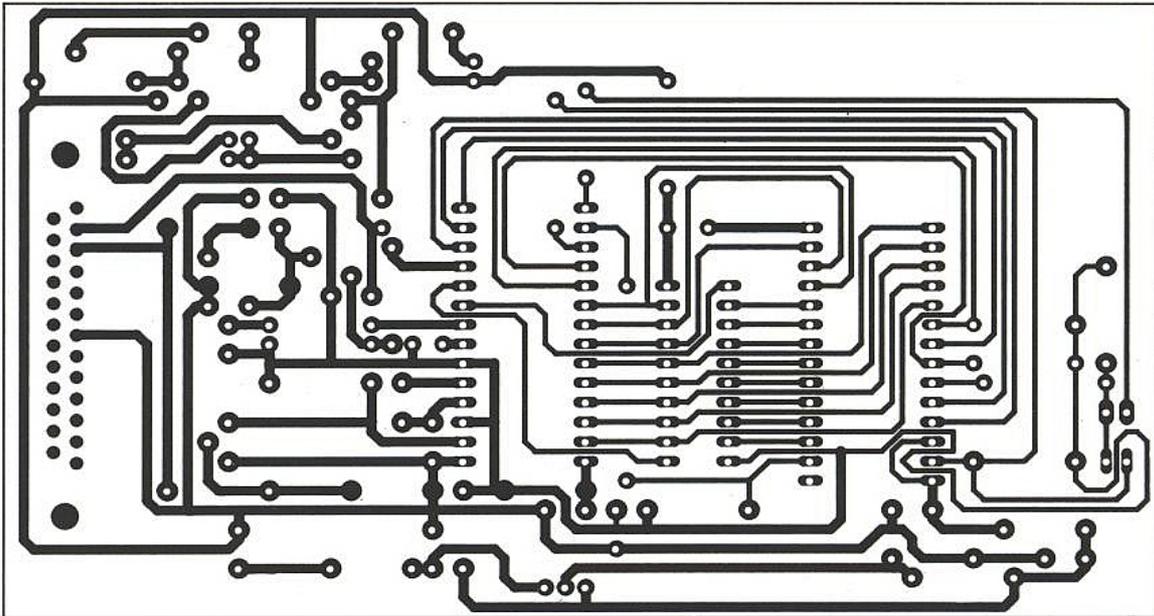


Figure 3.

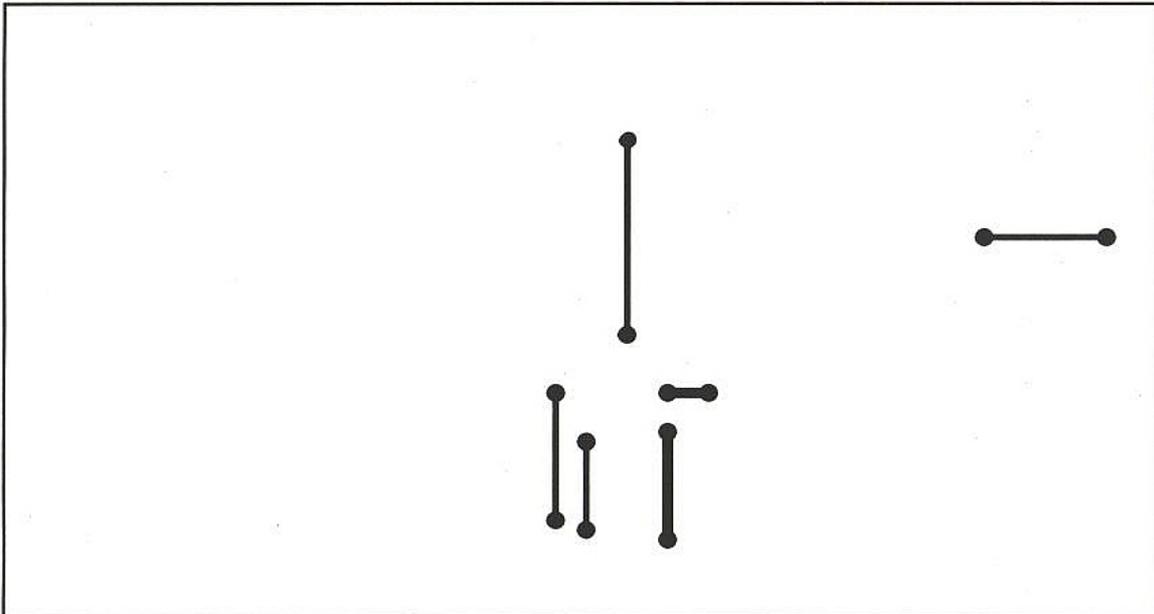


Figure 4.

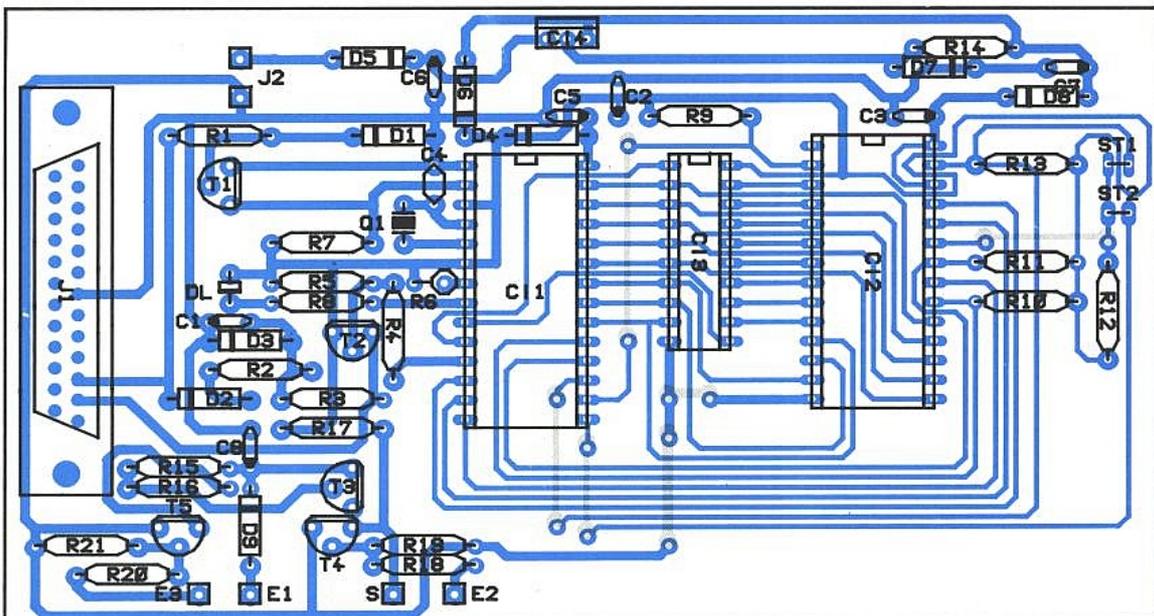


Figure 5.

est élevée, il est dangereux pour la conservation des données de poser le doigt dessus. PB5 est mis en haute impédance pour permettre aux utilisateurs avertis d'utiliser le simulateur pour simuler une RAM (par une RAM). Il est possible, en prenant des précautions sur le signal WR pour éviter la perte des informations d'analyser le contenu de la RAM. C'est souvent utile pour trouver un bug "résistant", de vider la mémoire après un crache ; surtout si une réinitialisation du CPU efface toutes les traces dans la mémoire (dans la pile par exemple)...

Au total, le circuit imprimé double face que l'on pourra tirer en simple, car étant étudié pour remplacer la face composants par de simples straps, est donné aux figures 3 et 4 et l'implantation afférente à la figure 5.

UTILISATION

Nous disposons sur la table d'un PC, du simulateur, et du montage. Une parenthèse doit être ouverte à ce sujet. Chaque appareil muni d'un filtre secteur fuit un courant (très très faible) vers la masse. Il arrive souvent que les appareils ne soient pas reliés à la terre. Tant que ces machines ne sont pas reliées, une différence de potentiel de plusieurs dizaines de volts peut exister entre elles. Si on touche ces machines, un choc électrique peut être ressenti... la destruction d'interfaces sensibles peut aussi se produire si les masses ne sont pas reliées AVANT les autres liaisons. Exemple classique : la destruction du port MINITEL au moment où il est connecté sur un PC au travers d'une interface sans isolation galvanique.

Fermons la parenthèse et pour être clair, il vaut mieux relier ensemble la masse du PC, du simulateur, et du montage AVANT de les brancher sur le secteur.

Le simulateur et le PC peuvent être mis sous tension, la liaison série peut rester branchée durant toutes les phases des opérations. La LED passe au ROUGE indiquant que le micro-contrôleur peut effectuer des I/O et qu'il ne faut pas le connecter au montage. Le PC étant mis en mode terminal (7 bits), un message est envoyé par le 68705. Les commandes acceptées par le micro-contrôleur sont au nombre de 5 :

```
S11300800A0D53494D5537303520D6B1AEB0A0B026
S1130090B2AFB1B9B9B120434F505952494748544E
S11300A0204046454E4152442E58203139393100C2
S11300B00D0A000D0A3A3130000D0A3A3030303161
S11300C03030303146451A004D4F44452049534F96
S11300D04C450D0A004D4F4445204E4F4E20495388
S11300E04F4C450D0A00AD4E3F393F3ACD02CF9AF1
S11300F0AE00CD028FAE55CD028F1102CD02B1A15B
S1130100492721A150270AA14C270DA15A270E20C7
S1130110E4A620CD019620DDCD01D620D8A620CDA1
S1130120018520B1AD10AE48CD028F1002CD02B1B1
S1130130A14B27C120EE3F043F05A60FB706813F20
S1130140413F4081A6FFB704B641B7001202130233
S11301501502B640AAE0B701A6FFB70581ADE53F99
S113016004B601A43FB701B6001E011C0181ADD441
S1130170B642B700B601A41FB701AAE0B7013C41DB
S113018026023C4081B744CD013F3F42CD016EB6CB
S113019040B14426F581B744CD013FCD02BE2708C6
S11301A0CD02B1A158260181AE30CD028FA610B781
S11301B043B640CD029AB641CD029AA620CD02C3E1
S11301C0CD015DCD029ACD017EB640B144260181B8
S11301D03A4326E720C5CD02B1A15326F9CD02B199
S11301E0A13926029881A13126EC3F3DAD19B73CD7
S11301F0AD15B740AD11B741AD0D2705CD016E204A
S1130200F73C3D27D19981AD1748484848B742ADDE
S11302100FA40FBA42B742BB3DB73DB6423A3C8148
S1130220CD02B1A030A1092302A00781A655B74091
S1130230A610B743AE33CD028FA607CD029AB640BF
S1130240CD029AA600CD029ABE40D60700CD029AEE
S11302503C40270B3A4326F0A6FFCD029A20D1AEAC
S113026039AD2C815FA600B740A610B743AE30ADC0
S11302701EA600AD25B640AD21A620CD02C3BE40CA
S1130280E600AD163C4027063A4326ED20DB81E626
S1130290802706CD02C35C20F681B73B4444444426
S11302A0AD02B63BA40FAA30A1392302AB07CC029E
S11302B0C3AD0B27FC974CA41FB739E61981B63997
S11302C0B13A810417FDAA80B714A47F141781AE34
S11302D04F6F105A26FBA618B709811F09CD031FBB
S11302E0CD02E4800117123A12260EA603B7129823
S11302F02E019936133A11270181B613A47FB71042
S1130300B63A974CA41FB73AB610E719111712174B
S11303108100170A1017A604B712A608B711803A6D
S113032016261BA603B716B6152B1427084A27074B
S113033036142406C615171602C617023A15810587
S10B034017FCA60AB71520F210
S10407845818
S10B07F802DB0311031E00E6FD
S9030000FC
```

Figure 6 : Le logiciel du simulateur sous le format Motorola.

I : (Isolé) passage en mode isolé, la LED s'éteint indiquant que le micro-contrôleur n'effectuera pas d'I/O, le simulateur peut être connecté au montage.

K : En tapant cette lettre, on autorise les I/O. A l'initialisation le micro-contrôleur se trouve dans ce mode. Les 2 autres commandes ne sont valides que si l'on se trouve dans ce mode.

L : Met le monochip en attente de réception d'un fichier au format MOTOROLA. Une trame se termine par un retour chariot, la fin de transmission par S9.

P : Il vide la mémoire, (un dump...). Il considère toujours qu'une 2764 a été installée, dans le cas contraire le dump fera apparaître plusieurs fois le contenu de la mémoire. En tapant X on arrête le dump.

Z : Remplit la mémoire de 0.

Toutes les autres lettres sont ignorées.

Le format Motorola

Il a été décrit dans l'article sur le loader. Pour charger un fichier, il suffit de taper copy MON fichier COM. : Dans la description du loader une gestion de flux avait été installée (optionnelle) pour des raisons techniques... Dans le simulateur, l'accès à la mémoire étant "plus rapide" et complètement "aléatoire", la gestion de flux a été supprimée. Pour charger ou lire un octet en RAM, 60 μ s environ sont nécessaires, la vitesse de transmission étant de 1200 bauds, il faut 13 ms pour en recevoir un. Comme on utilise 2 caractères ASCII pour un octet, le chargement s'effectue à environ 75 octets/seconde, soit 30 secondes pour une 2716, et environ 2 minutes pour une 2764 (complètement remplie).

1200 bauds ce n'est pas très rapide, il est certainement possible d'augmenter cette vitesse. Pour parvenir à ce résultat il aurait fallu réécrire le logiciel en le rendant plus "compact", nous avons souhaité garder une certaine transparence au logiciel afin que les programmes puissent être facilement analysés (une invitation...) alors tant pis pour la vitesse...

LE LOGICIEL

Le contenu de l'EPROM du 68705P3 est donné sous le format MOTOROLA, **figure 6**. Il suffit de le rentrer, en utilisant par exemple un éditeur de texte, puis de suivre les indications données dans l'article sur le loader pour

avoir rapidement un simulateur prêt à l'emploi. Il n'est pas nécessaire de vérifier la saisie, en effet en cas d'erreur sur la checksum le loader s'arrête de charger le code. En analysant le dump qui suit le chargement, l'erreur se trouve dans la trame qui contient le dernier octet chargé. Si une zone de 00 apparaît dans le code, c'est qu'une ligne a été oubliée, là encore il est facile de déterminer la ligne manquante.

La visualisation des vecteurs du monochip en haut de la mémoire indique un chargement correct. Pour éviter une saisie trop longue, le code a été créé au plus court.

Extensions et versions

Ce montage permet de générer des adresses et des données pour programmer une mémoire vive (RAM), ne pourrait-il pas convenir pour programmer une mémoire "MORTE" ? L'auteur n'a pas écrit (à ce jour), ce programme. Pour programmer une EPROM il est nécessaire de contrôler le VPP et c'est pour cette raison qu'a été prévu l'option dans le schéma. Le VPP, 12,5... 25 Volts suivant le cas, entre par e1, C1 à 1 permet de le retrouver sur S. La borne C2 permet la mise à la masse pour gérer les EPROM ayant OE/VPP sur la même patte.

Attention, la configuration : présence de VPP (e1), C1 et C2 à 1, correspond à une configuration "catastrophe". C1, C2 devront être connectés au monochip, le (les) types de EPROM choisis... et le code écrit en conséquence. Le code du simulateur, une fois analysé... donne une bonne base pour cette extension. Il est facile de créer sa version "personnelle". Le soft est par définition "MOU" et, bien évidemment si un lecteur (ou l'auteur) améliorerait de façon notable la version du loader ou du simulateur, une suite serait donnée à cet article.

X. FENARD

Nomenclature Simulateur d'EPROM

Résistances

R₁ : 4,7 k Ω
R₂ : 100 Ω
R₃ : 4,7 k Ω
R₄ : 10 k Ω
R₅ : 22 k Ω
R₆ : 22 k Ω
R₇ : 10 k Ω
R₈ à R₁₄ : 4,7 k Ω
R₁₅ : 22 k Ω
R₁₆ : 6,8 k Ω
R₁₇ : 10 k Ω
R₁₈ : 10 k Ω
R₁₉ : 22 k Ω
R₂₀ : 10 k Ω
R₂₁ : 22 k Ω

Condensateurs

C₁ : 10 μ F 25 V
C₂ : 10 μ F 6,3 V
C₃ : 10 μ F 6,3 V
C₄ : 47 pF 10 V
C₅ : 10 μ F 10 V
C₆ : 10 μ F 25 V
C₇ : 10 μ F 10 V
C₈ : 10 μ F 10 V

Semiconducteurs

DL : LED
D₁ à D₄ : 1N 4148
D₅, D₆ : 1N 4001
D₇ : 1N 4148
D₈ : 1N 4001
D₉ : 1N 4148
T₁ : 2N 2222
T₂ : 2N 2907
T₃ : 2N 2907
T₄ : 2N 2222
T₅ : 2N 2222

Circuits intégrés

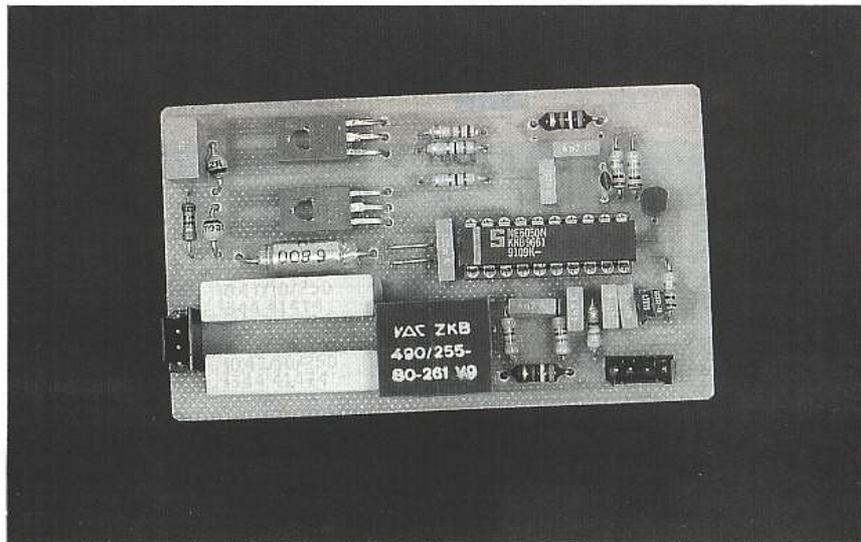
IC₁ : 68705P3
IC₂ : RAM 2k X8 ou 8k X8
IC₃ : 74LS573
IC₄ : 7805

Divers

J₁ : Embase RS232
Q₁ : Quartz 3,68 MHz

Un compresseur-expandeur audio MOTOROLA, le MC 33110

Depuis quelques mois nous vous proposons des articles consacrés aux circuits intégrés radio-fréquences. Aujourd'hui nous parlerons dans ces lignes d'une nouvelle "puce" conçue et fabriquée par la firme MOTOROLA, il s'agit - comme le titre le laisse sous-entendre - d'un compander (abréviation anglaise pour COMPressor expANDER) audio qui permet de favoriser sur différents supports de transmission, le rapport signal sur bruit d'une liaison. Le support prend alors la forme d'une ligne téléphonique ou d'une liaison hertzienne. Le MC33110 est présenté dans l'industrie en deux boîtiers maintenant devenus classiques puisque ce sont les DIL14 et SO14 pour la version CMS.



Le MC33110 contient deux cellules à gain variable permettant la compression et l'expansion de la dynamique d'un signal audio compris dans la gamme de fréquences allant de 100 à 20 000 Hz. L'une d'elle autorise la mise en service d'un expandeur ou d'un compresseur tandis que l'autre ne permet que la configuration du mode expansé. Pourtant chacune comporte un redresseur double alternance qui donne la valeur moyenne du signal redressé afin de l'appliquer aux quadripôles contrôlés par cette tension redressée et filtrée, proportionnelle à l'amplitude du niveau d'entrée. A l'intérieur du circuit s'opère une régulation de la tension d'alimentation compensée en température faisant office de référence pour les circuits des cellules de régulation de niveau ; cette configuration autorise une variation de tension dans une plage allant de 2,1 à 7 volts maximum. La gamme de température permettant le fonctionnement nominal va de - 40 à + 85° C. Toutefois il s'avère recommandable d'utiliser le MC33110 sous une tension Vcc de 5 volts pour garantir sur la broche 6 une

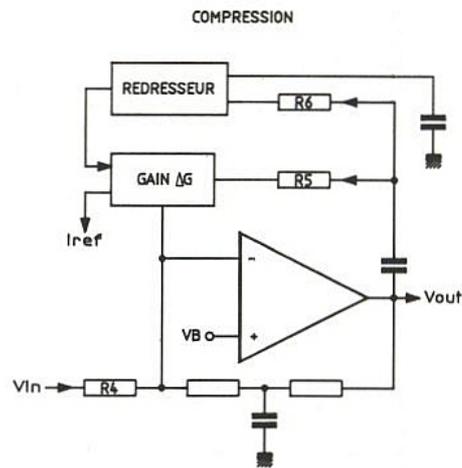
valeur de référence de l'ordre de 2,5 volts, on pourra de la sorte l'utiliser en externe dans la limite d'une consommation maximum de 10 μ A.

Dans ces conditions le circuit consomme 5,5 mA maximum. La ligne d'alimentation doit subir un fort découplage vis à vis des tensions résiduelles BF et HF, il faut donc connecter au plus près du circuit intégré un condensateur d'au moins 10 μ F pour le domaine des basses fréquences et une 10 nF pour la gamme des hautes fréquences. Ainsi le régulateur interne restera insensible aux différents bruits présents sur l'alimentation.

Le MC33110 fonctionne dans une gamme dynamique de 80 décibels qui s'étend de - 60 à + 20 dB, la référence de 0 dB correspond à une amplitude de 100 mVeff. Un signal audio-fréquence d'une amplitude placée à 0 dB à l'entrée donnera en sortie le même niveau, soit un gain de 1.

Par ailleurs, la compression d'un signal de 80 dB de dynamique occupera après traitement 40 dB. Il sera expansé à l'arrivée afin de restituer le message origi-

nal, comme le montre la fonction de transfert présentée à la **figure 1** associée aux courbes de caractéristiques d'entrée-sortie. Ce circuit intégré prendra une place prépondérante dans tous les appareils qui demandent l'optimisation du rapport signal sur bruit. Présentée sous la forme des boîtiers DIL14 ou SO14, la répartition des broches correspond au dessin de la **figure 2**, le **tableau 1** en donne les fonctions.



$$V_{out} = \sqrt{\frac{R5 \times R6 \times I_{ref} \times V_{in}}{7,2 \times R4}}$$

$$= 0,3162 \times \sqrt{V_{in}}$$

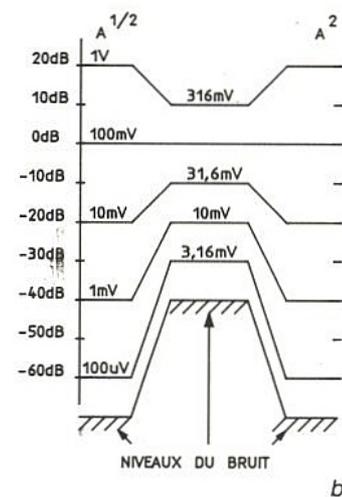


Tableau 1

Nom de la broche	numéro de la broche	fonction de la broche
------------------	---------------------	-----------------------

Vref : 1 ; normalement elle n'est pas utilisée et reste en l'air. Elle peut être employée pour ajuster le niveau de référence 0 dB, le bruit présent sur celle-ci n'affecte pas le fonctionnement général.

filtre d'expansion : 4, sortie de l'expandeur qui redonne la dynamique originale du signal, soit 80 décibels.

entrée de l'expandeur : 5, elle possède une impédance de 3200ohms. Elle accepte des signaux allant de 3,16 millivolts à 316 millivolts, soit une dynamique d'entrée de 40 décibels. Elle doit être couplée capacitivement au reste du circuit.

Vb : 6, référence de tension interne correspondant à $V_{cc} / 2$, elle doit être correctement découplée afin d'obtenir une forte réjection des parasites présents sur le bus d'alimentation.

Masse : 7, masse générale du circuit

Contre-réaction du compresseur : 8, entrée de la boucle de contre réaction et du redresseur bi-alternance, pour le contrôle du gain du compresseur. Son impédance d'entrée vaut 3200 ohms.

Entrée inverseuse : 9, entrée inverseuse de l'amplificateur du compresseur. Elle est couplée par un filtre RC à pôle de transmission sur la sortie de l'amplificateur opérationnel.

Entrée du compresseur : 10, l'impédance d'entrée vaut 10 kiloohms. La dynamique équivaut à une plage allant de 100 microvolts efficaces à 1 volt, soit 80 décibels. Cette entrée doit être couplée capacitivement par rapport au reste du circuit.

Sortie du compresseur : 11, correspond à la sortie du compresseur. Elle sert également à diriger le signal vers le redresseur et le réseau de contre-réaction.

Filtre du compresseur : 12, un condensateur doit être connecté à cet accès pour filtrer la tension redressée de régulation. Elle affecte les temps d'attaque et de retour du compresseur, elle agit également sur la valeur de la plus basse fréquence à compresser.

Vcc : 14, cette broche correspond au + de l'alimentation, comprise entre 2,1 volts et 7 volts, le courant consommé atteint un maximum de 6 milliampères.

EXPANSION

$$V_{out} = \frac{7,2 \times R3 \times V_{in}^2}{R1 \times R2 \times I_{ref}}$$

$$= 10 \times V_{in}^2$$

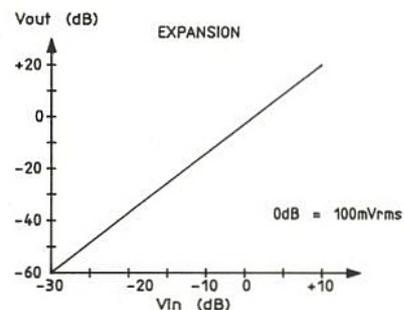
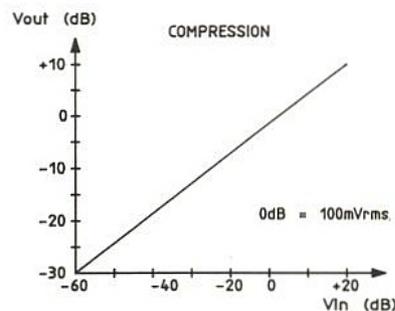
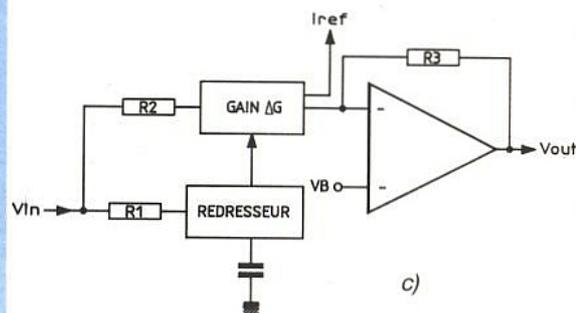


Figure 1

SCHEMA SYNOPTIQUE DU MC33110

Structuré conformément au dessin de la **figure 3**, il présente deux parties totalement indépendantes, le compresseur et l'expandeur. Chaque cellule repose sur un système de redressement à double alternance qui agit sur des amplificateurs contrôlés en

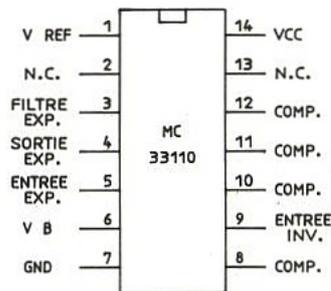


Figure 2

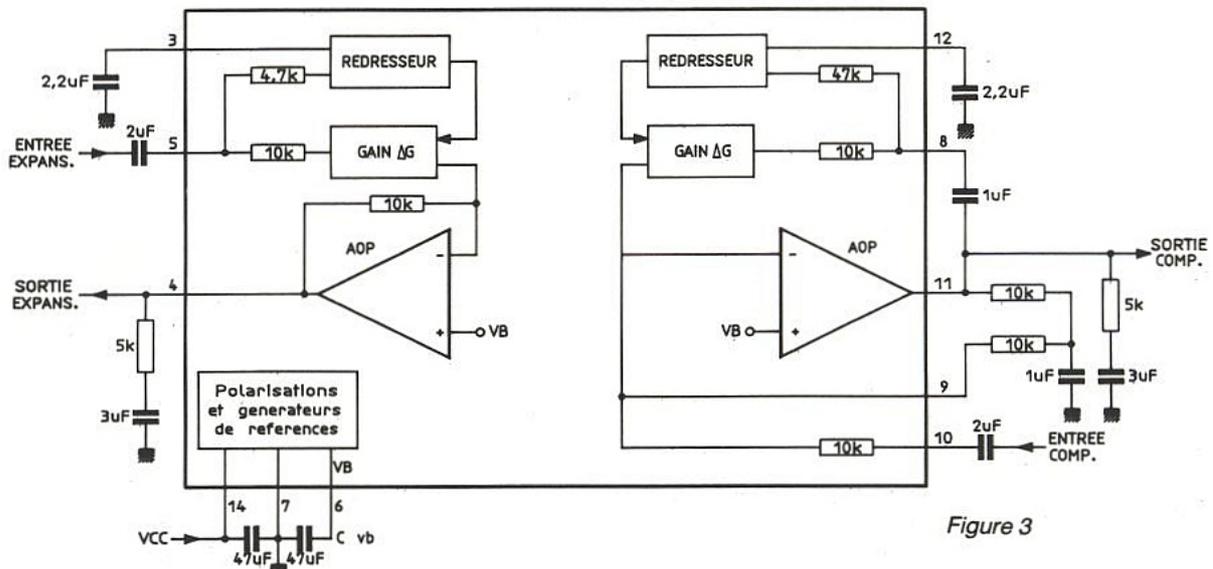


Figure 3

courant. Le compresseur traite des signaux d'une dynamique de 80 dB, allant de 100 μ vols à 1 volt efficace, qu'il ramène dans un rapport de 2. Il amplifie les faibles niveaux et atténue les forts, l'expandeur pour sa part opère dans le sens inverse afin de restituer le message original. L'utilisation du MC33110 dans un téléphone sans fil pourrait poser des difficultés sur le plan de la diaphonie entre l'expandeur et le compresseur utilisés en même temps. Un signal de 316 mVeff sur la broche 5 de

l'expandeur donne une tension atténuée de 68 dB sur la broche 11 du compresseur, à 10 kHz. Dans les mêmes conditions à 1 kHz nous obtenons une réjection de 48 dB. Par contre en appliquant 1 mVeff sur l'entrée du compresseur, broche 10, la réjection sur la sortie de l'expandeur, broche 4, atteint 107 dB à 1 kHz et 114 dB à 10 kHz. Ces mesures sont le résultat des laboratoires MOTOROLA. Les dessins présentés à la **figure 4** donnent le résumé de l'étude diaphonique du MC33110 et les

tensions maximales admissibles à l'entrée, notez que lorsque la fréquence augmente, la diaphonie diminue, ceci est due aux capacités parallèles réparties avec le substrat du circuit intégré. La réponse en fréquence correspond à une droite horizontale dans la bande de 100 à 20 000 Hz, comme le montre la **figure 4 a**.

CC
e
CHOLET
COMPOSANTS
ELECTRONIQUES

Recevez tous les
SATELLITES
ACTUELS... et FUTURS !

MAGASIN

1, RUE DU COIN - TÉL. : 41.62.36.70 - FAX : 41.62.25.49

VENTE PAR CORRESPONDANCE : B.P. 435 - 49304 CHOLET Cedex

COCHEZ LES CASES QUI VOUS INTERESSENT :

- | | |
|---|---|
| <input type="checkbox"/> 1 PRODUITS H.F. - 2 TP | <input type="checkbox"/> 6 KITS "GRAND PUBLIC" - 2 TP |
| <input type="checkbox"/> 2 RECEPTION TV-SAT - 2 TP | <input type="checkbox"/> 7 MATERIEL C.I. - 4 TP |
| <input type="checkbox"/> 3 LOGICIELS EDUCATIFS - 3 TP | <input type="checkbox"/> 8 LIBRAIRIE TECHNIQUE - 3 TP |
| <input type="checkbox"/> 4 SCANNERS - 2 TP | <input type="checkbox"/> 9 MESURE - 5 TP |
| <input type="checkbox"/> 5 MODULES "CEBEK" - 2 TP | |

(TP = Timbres poste à 2,30 F)

NOM : _____
SOCIÉTÉ : _____
ADRESSE : _____

Adressez ce bon à :

CCE - B.P 435 - 49304 CHOLET CEDEX

ERP 07/91

Le compresseur

Il fonctionne selon le schéma de principe présenté à la **figure 5** où nous voyons les trois sous-ensembles principaux, le redresseur double alternance, la cellule de contre-réaction contrôlée en courant et l'amplificateur opérationnel. Lorsque nous appliquons une tension basse fréquence d'amplitude variable sur l'entrée du compresseur, broche 10, la source voit une impédance voisine de 10 kΩ.

Les deux diodes d'entrée maintiennent l'amplitude du signal audio dans les limites de la tension Vcc d'alimentation ; lorsque le niveau d'entrée dépasse 500 mV au-dessus de Vcc ou en dessous de celui de la masse, un écrêtage apparaît et se reflète à la sortie, broche 11, cette tension doit atteindre au maximum une valeur efficace de 2 V. Nous voyons sur la figure 5 les deux résistances fixes de 10 kΩ qui donnent un gain de 0 dB pour une tension efficace d'entrée de 100 mV, de cette façon nous pouvons dire que l'impédance du réseau variable de contre-réaction vaut 0 ohm. Elle augmente quand le courant de contrôle diminue, produisant ainsi la compression du signal d'entrée, la fonction de transfert vaut :

$$(V_{out})^2 = \frac{R_5 \times R_6 \times I_{ref} \times V_{in}}{7,2 \times R_4}$$

ou si on l'exprime en décibels
 $V_{out} \text{ (dB)} = 0,5 \times V_{in} \text{ (dB)}$

La cellule de redressement prélève une partie de la tension de sortie sous une impédance d'entrée de 3200 Ω, une capacité réservoir évacue la composante alternative afin de conserver la valeur moyenne de la tension redressée. Les temps d'attaque et de retour se voient ajustés par le condensateur connecté à la broche 12 conjointement à la résistance interne de 10 kΩ. La **figure 6** montre leur progression par rapport à la valeur de la capacité, par ailleurs la **figure 7** montre l'allure de la courbe obtenue par vobulation. Le temps d'attaque du compresseur s'avère toujours plus rapide que son temps de retour puisque le redresseur s'alimente directement sur le signal de sortie. Supposons que l'amplitude du signal d'entrée augmente, alors pendant un instant la sortie verra la même progression qui chargera, via le redresseur, la capacité

Figure 4 : Courbes diaphoniques du MC33110.

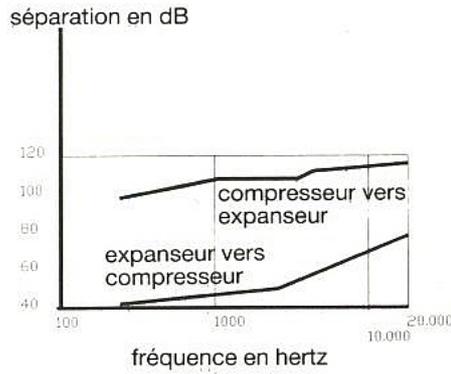


Figure 4 a

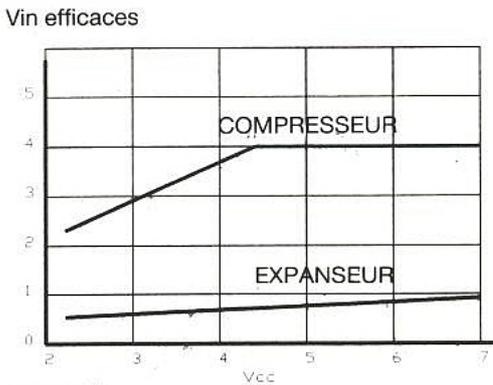


Figure 4 b

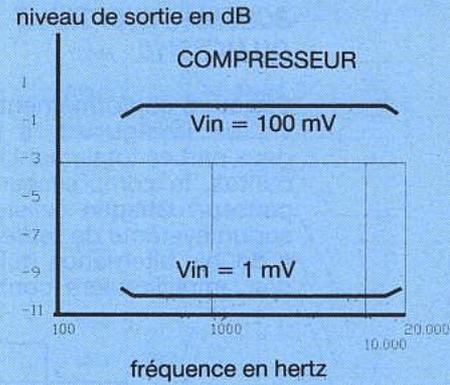


Figure 4 b

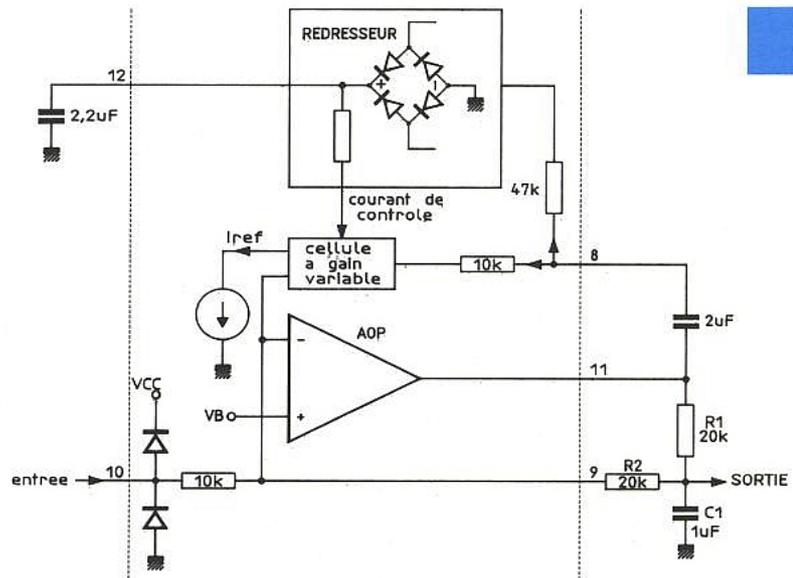
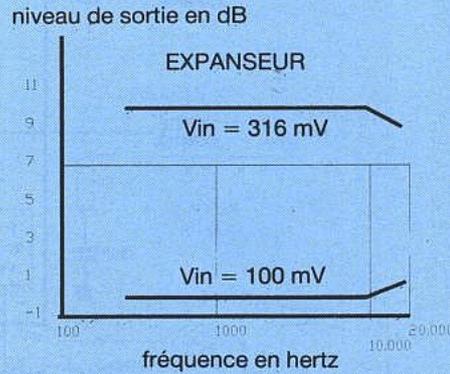


Figure 5

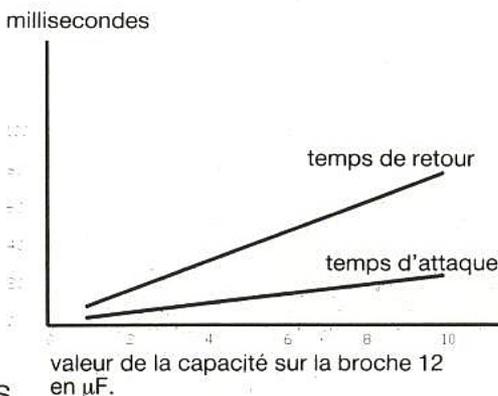


Figure 6 : Progression des temps d'attaque et de retour du compresseur.

réservoir dans un temps très court, le courant résultant (proportionnel à la variation d'amplitude vue à la sortie) ira diminuer l'impédance du réseau de contre-réaction, par voie de conséquence nous observons la réduction du gain de la cellule. Si maintenant la tension d'entrée vient à diminuer, le courant de contrôle ne prendra sa nouvelle valeur qu'après un temps "t" proportionnel à la valeur de ce condensateur encore chargé. Pour éviter de dégrader les performances du système aux fréquences basses, il convient de ne pas réduire les constantes de temps par l'emploi de condensateurs de plus faible valeur, une capacité de 1 µF apparaît comme un minimum. Avec un condensateur de 2,2 µF, le temps d'attaque vaut 6 ms et le temps de retour environ 20 ms.

La réjection de l'ondulation présente sur l'alimentation se situe à -30 décibels pour 0 volt à l'entrée, broche 10. L'impédance de sortie équivaut à 300 Ω sur la broche 11.

Le rôle du compresseur étant de réhausser les amplitudes les plus faibles, on peut imaginer qu'en l'absence de signal à l'entrée le gain soit maximum, dans ces conditions le circuit de compression devient instable et tente pour le moins de rentrer en oscillations intempestives. Pour parer cet état il suffit de placer un réseau RC en parallèle sur la cellule de contre-réaction, rôle confié aux éléments R₁, R₂ et C₁ sur le schéma type. Ce groupement forme un pôle de transmission sur le dixième de la plus basse fréquence à reproduire, la valeur de ces composants s'obtient en appliquant la formule ci-dessous :

$$f = \frac{R_1 + R_2}{2\pi \times R_1 \times R_2 \times C_1}$$

Les valeurs citées en exemple donnent un pôle vers 16 hertz. D'autre part la capacité présente aux broches 11 à 8 demande quelques précautions d'usage. Nous savons que l'impédance d'entrée du redresseur, en 8, vaut 3200 Ω et la fréquence de résonance du réseau équivalent ne devra pas excéder le dixième de la plus basse des fréquences auxquelles nous nous intéressons. Pour un usage dans les téléphones, la gamme des fréquences s'étend de 300 à 3000 hertz, ce qui avec les valeurs indiquées sur le schéma

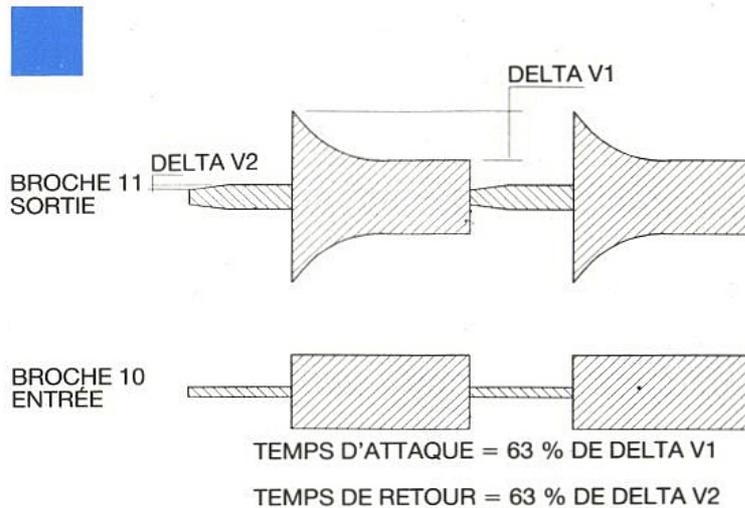


Figure 7 : Comresseur.

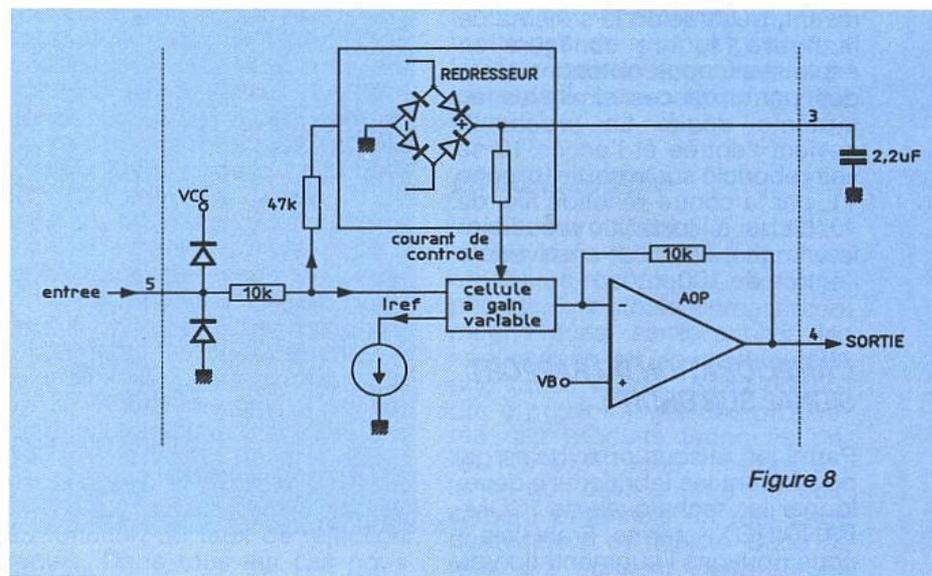


Figure 8

correspond à un pôle situé vers 30 hertz. La formule qui lie la valeur des composants vous est proposée ci-dessous :

$$f = (2 \times \pi \times 3,2 \times 10^3 \times C)^{-1}$$

L'expanseur

Puisque le compresseur effectue l'opération mathématique "A^{1/2}", l'expanseur devra agir de telle manière qu'il réalise la fonction inverse "A²". L'expanseur se compose toujours d'un amplificateur opérationnel dont le gain se voit contrôlé par un réseau variable en série avec une résistance de 10 kΩ imposée sur l'entrée de la voie inverseuse. Nous vous donnons le schéma de ce circuit à la **figure 8** ; à part le circuit à diodes toujours présent à l'entrée, broche 5, le reste du schéma électronique suit la fonction inverse du compresseur. Le redresseur prend un échantillon de la tension d'entrée afin de la moyennner sous la forme d'une tension continue, d'où l'effet

d'expansion du signal d'entrée. Le réseau de contre-réaction se compose ici d'une résistance de 10 kΩ. Lorsque la tension d'entrée atteint 100 mV nous observons que le courant en provenance du redresseur est au maximum, donc l'impédance du réseau variable prend une valeur nulle.

Ce qui précède conduit à dire que le gain vaut 0 dB. La tension de sortie est liée à la tension d'entrée par la relation suivante :

$$V_{out} = \frac{7,2 \times R_3 \times (V_{in})^2}{R_1 \times R_2 \times I_{ref}}$$

ou exprimée en décibels
V_{out} (dB) = 2 x V_{in} (dB)

Les circuits internes se voient appliquer la tension de référence produite à l'intérieur du circuit intégré, disponible sur la broche 6 et découplée par une capacité de 200 µF. Elle procure une réjection de 45 dB contre les bruits et ondulations produits par la tension d'alimentation, pour 0 volt efficace à l'entrée.

La broche 5 présente une impédance de l'ordre de 3200 Ω . Sur cette même broche il ne faudra pas dépasser une tension audio-fréquence de 450 mVeff. Les temps d'attaque et de retour sont influencés par la capacité connectée sur la broche 3 du MC33110, avec la résistance interne de 10 k Ω , ils donnent, pour les valeurs indiquées, des temps voisins de 19 à 20 ms. Les **figures 9** et **10** en donnent le graphe en fonction de la capacité et l'image du signal vue au vobulateur. Notez qu'une valeur minimum de 1 μ F s'impose si on souhaite préserver les performances du système dans le domaine des basses fréquences.

A titre indicatif sachez que le circuit de compression vu auparavant, peut, selon le schéma de la **figure 11**, être configuré en expanseur, nous obtenons alors des performances similaires au système dédié. La broche 8 devient l'entrée et l'accès 10 se voit rebouclé sur la sortie, broche 11, par la contre-réaction fixe de 10 k Ω qui à l'instar du précédent fixe le gain à 1 pour un niveau à l'entrée de 100 mV.

L'AMELIORATION DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT

Parmi les raisons principales qui poussèrent les fabricants à développer les techniques de "COMPANDING" - terme FranGlais - nous trouvons l'augmentation du rapport signal sur bruit des réseaux de télécommunication à grande distance ou tout simplement optimiser le rendement des ensembles à faible puissance. Dans cette catégorie d'appareils nous pouvons citer les téléphones sans fil, les micro HF et autres "transceivers". Pour la modulation à bande large on sait d'après les formules consacrées que, bande large et figure de bruit font mauvais ménage, or pour conserver la dynamique d'amplitude nécessaire à la bonne reproduction du message d'origine nous avons deux solutions. La première consiste à optimiser la figure de bruit de l'élément de réception - (qu'il soit récepteur HF, support magnétique ou filaire) - et, ou augmenter la puissance de l'émetteur.

La seconde solution demande l'emploi d'un "Compandeur" qui réduira à l'émission dans un rapport de deux la dynamique du signal modulant. Dans le même temps l'indice de modulation sera réduit, et l'excursion en fréquence également, donc le

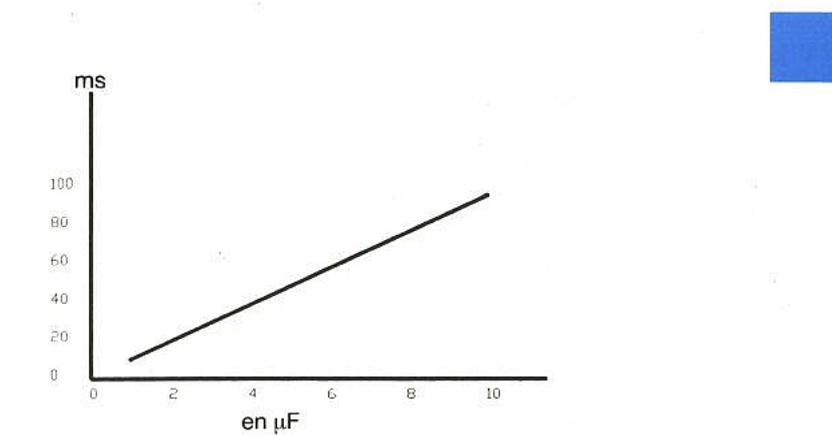


Figure 9: Progression des temps d'attaque.

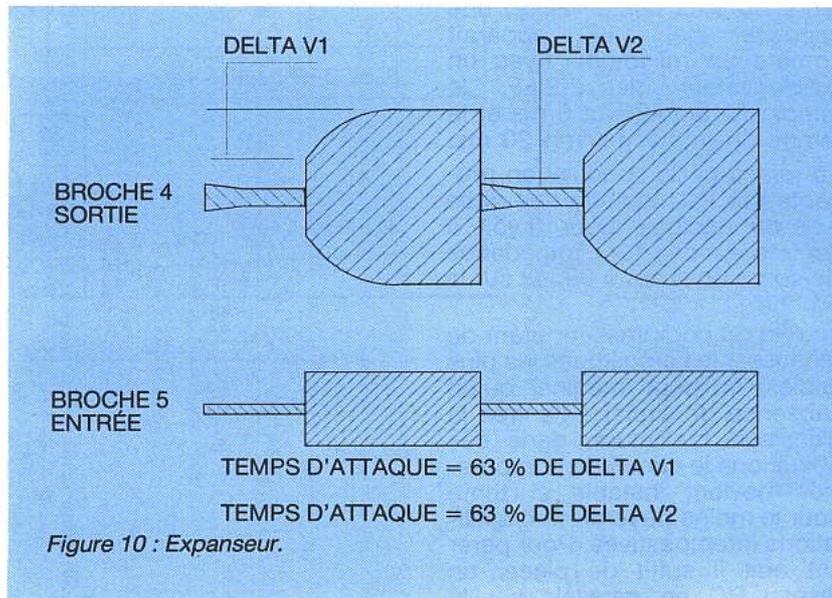


Figure 10: Expanseur.

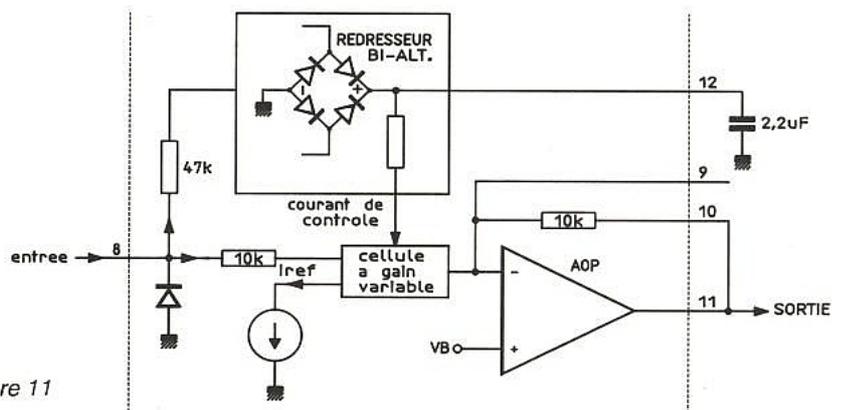
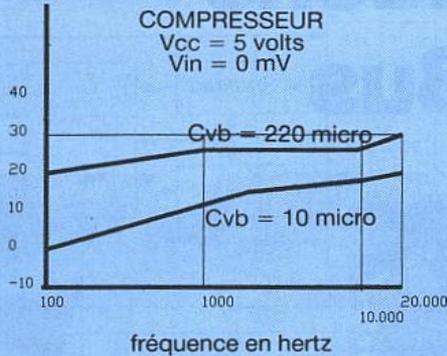


Figure 11

récepteur sera conçu avec une bande passante plus réduite. On gagne allègrement 6 dB sur le rapport $(S \times B)^{-1}$. Par ailleurs, pour le signal audio-fréquence, le gain se retrouve sur les signaux de faibles amplitudes puisque le compresseur réhausse ceux-ci, laissant bien en dessous le niveau du bruit, comme le montre la **figure 1**, et l'expanseur le repousse à l'arrivée en dessous du signal le plus faible.

Pour un micro HF le principe de la compression-expansion permet de réduire la puissance de l'émetteur et, ou de travailler avec un récepteur possédant une faible sensibilité. Dans les domaines de la BF il sera possible d'enregistrer sur bande magnétique une source provenant d'un lecteur laser. Un lecteur de cassettes possède un niveau de bruit situé vers - 50 dB pour les meilleurs, alors qu'un compact disc voit son bruit

RÉJECTION EN dB



RÉJECTION EN dB

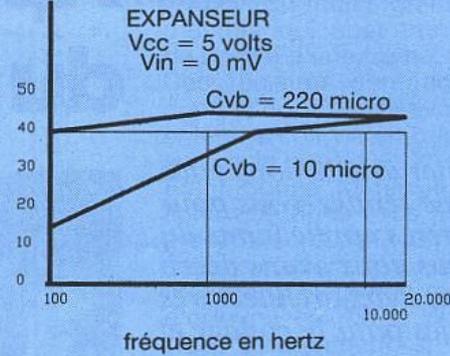


Figure 12 : Valeur du condensateur C_{vb} à adopter en fonction du taux de réjection souhaité.

repoussé vers -80 dB. Pour l'enregistrement de l'un sur l'autre il suffit de comprimer sur la bande magnétique le signal sortant du lecteur laser et, à la lecture de l'expanser dans le rapport inverse pour retrouver la dynamique d'origine. Par ailleurs cette manière de procéder réduit la diaphonie des deux voies (en stéréo bien sûr !!) à l'enregistrement puisque le flux magnétique appliqué - (ou induction en nano Weber) - est moins important et par conséquent les pistes droite et gauche du support magnétique s'en retrouvent mutuellement moins influencées. Concernant les systèmes de transmission analogiques modulés en amplitude à bandes latérales - (AM) -, ou bande latérale unique - (BLU) -, la puissance des bandes latérales dépend de l'amplitude du signal modulant. Or lorsque celui-ci se retrouve placé dans une fenêtre dynamique de 40 dB, qu'il soit de très faible ou de très forte amplitude la puissance d'émission se verra comprise dans la même plage, le gain sera véritablement si le récepteur est équipé de l'expanser réalisant la fonction inverse.

MISE EN ŒUVRE DU MC33110

S'agissant d'un circuit intégré apportant un gain très élevé, il faut prendre des précautions quand à sa mise en service. Tout d'abord, la tension d'alimentation devra subir un filtrage très sévère de toutes les traces d'ondulations résiduelles et autres parasites provenant de diverses sources. Les points froids occuperont une surface importante de cuivre. Le V_{cc} sera découplé par des condensateurs au tantale en parallèle avec des multicouches de 100 nF. Les condensateurs au tantale sont préférables aux chi-

miques à cause de l'effet inductif provoqué par ces derniers.

On pourra s'assurer à l'aide d'un oscilloscope, sonde placée sur le bus d'alimentation, ... de l'absence de bruits à moyenne et haute fréquence, perceptibles lors de l'emploi de circuits digitaux au sein de l'appareil, ou même si la tension continue provient directement d'une carte à découpage qui engendre souvent des signaux parasites compris dans le domaine fréquentiel allant jusqu'à plusieurs MHz - (signaux de commutation de forme d'onde carré) - et possédant une amplitude d'au moins 500 mV. Les courbes proposées par la **figure 12** donnent la valeur du condensateur C_{vb} à utiliser en fonction du taux de réjection requis. Dans tous les cas nous conseillons vivement l'utilisation d'un régulateur intégré, modèle MC78L05 placé au plus près du MC33110 et dédié uniquement à celui-ci. Toutes traces de bruit ou de parasites, avant le régulateur, peuvent se réduire par l'adjonction en série sur la ligne de l'alimentation, et au plus près du circuit intégré, d'un réseau passe-bas constitué d'inductances et de capacités - complétées le cas échéant par des résistances -.

Le bus V_{cc} alimentant le MC33110 doit prendre sa source directement sur la sortie du bloc de régulation général et, en aucun cas il ne devra se connecter à la sortie du bus qui alimente les éventuels circuits logiques ou digitaux. Les amplificateurs du MC33110 possèdent une bande passante de 300 kHz qui peut conduire à l'entrée en oscillation du circuit à l'extérieur de la bande utile allant de 20 hertz à 20 kHz. Ce phénomène provient d'une conception de circuit imprimé donnant des capacités parasites trop importantes et, ou

réalisant des rebouclages par la masse ou l'alimentation. Les méthodes de wrapping doivent ici être bannies, comme d'ailleurs dans beaucoup d'applications.

EN CONCLUSION

Voici un circuit voué à un brillant avenir dans la conception des émetteurs-récepteurs, radiotéléphones, lecteurs-enregistreurs magnétiques sans oublier les applications sur les réseaux téléphoniques filaires. Sans prétendre à pouvoir juger des propriétés des produits fabriqués par MOTOROLA, nous insistons sur le fait que celui-ci offre aux utilisateurs potentiels un réel gage de qualité et de fiabilité. Dans les mois qui viennent, nous aurons le plaisir de vous proposer une application s'articulant autour du MC33110, et nous parlerons également d'un autre moyen d'optimiser la réception d'ondes radio-électriques à l'intérieur d'un véhicule, il s'agit - vous l'avez deviné - du système "diversity". En attendant bonnes réflexions et à bientôt pour la pratique.

Ph. B

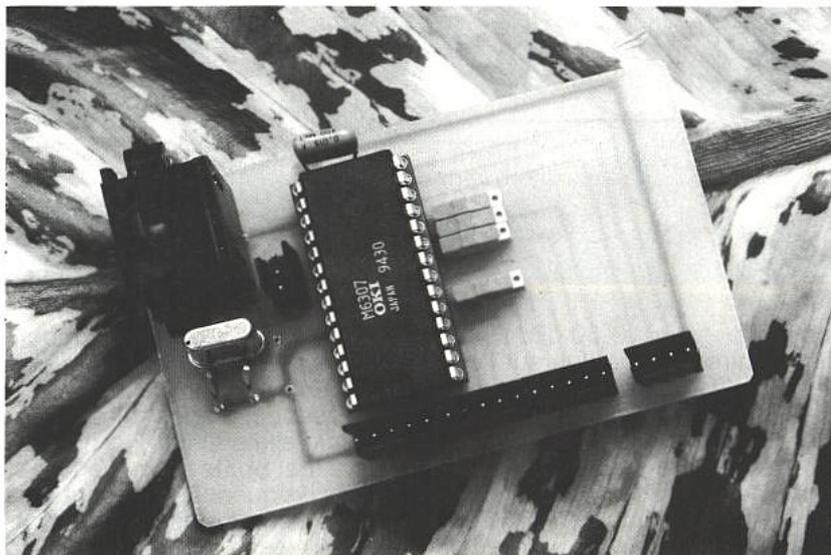


Bibliographie

Les documents MOTOROLA nous ont été aimablement fournis par l'intermédiaire de la société SCAIB.

Applications du D2 Bus

Lors du dernier article nous vous avons donné rendez-vous pour les premières applications du D2B. Nous vous avons décrit rapidement deux architectures utilisables pour le codage et décodage de ce protocole bien spécifique. Evidemment le domaine de prédilection de bus est, de par sa vocation initiale, orienté vers le pôle audio-vidéo. Bien sûr rien ne vous empêche de l'utiliser pour d'autres applications, au titre de "particulier" car bien entendu vous ne seriez compatible qu'avec vos propres "codes". Pour ceux, qui en lisant ces lignes auraient des idées industrielles, il est bon qu'ils sachent que s'ils désirent disposer du logo officiel "D2B", ils doivent se mettre en rapport directement avec "D2B systems Co LTD" en Angleterre dont nous vous avons déjà donné les coordonnées.



Ce préambule étant terminé passons à l'examen de la réalisation. Nous l'avons élaborée autour du circuit MSM 6307 OKI pour trois raisons :

- il répond correctement au protocole normalisé (mode "0" et "1") car il a été développé sous licence et en plein accord avec PHILIPS,
- il est disponible depuis de nombreux mois,
- il sait s'interfacer soit sur le bus parallèle d'un micro-contrôleur 8 bits standard soit sur le bus I2C.

Après toutes les applications décrites dans ERP autour du bus I2C, vous aurez donc tout loisir de communiquer à plus longue distance votre I2C à l'aide du D2B.

Les figures 1 et 2 vous indiquent le brochage et le bloc diagramme de ce circuit.

Les figures 3 et 4 vous rappellent les applications typiques de ce composant.

Les figures 5 et 6 vous donnent les circuit imprimé et implantation du module réalisé.

Première constatation, ce module est ridiculement petit !! Le composant le plus encombrant est la prise D2B ! Il est vrai que la gestion numérique du protocole ne demande que du silicium et qu'à terme, cet(te) interface devra être intégré(e) au micro-contrôleur comme cela a déjà été le cas pour le bus I2C (famille 80 C 652, C552, ...).

Comme nous vous l'avons fait précédemment remarquer ce circuit est principalement architecturer autour d'une banque de registres qui sert d'interface entre la CPU du micro-contrôleur (via le bus parallèle) et le gestionnaire de protocole.

Notre description de ce circuit va donc surtout s'orienter autour de ces registres.

LE MSM 6307

Les registres du MSM 6307

La RAM que constitue ces registres, au nombre de 16 (de 00H à 0FH), est divisée en quatre parties principales :

- une partie réservée au MAÎTRE
- une autre à l'ESCLAVE en mode de RÉCEPTION
- une encore à l'ESCLAVE en mode d'ÉMISSION
- et enfin, la dernière pour le fourre-tout GÉNÉRAL.

Chacune de ces parties est subdivisée de façon à satisfaire le protocole et possède donc différents registres de longueur variable et adaptée à la structure de la trame du D2B.

Le tableau de la figure 7 vous indique la composition des registres, leurs noms, leurs adresses et leurs dimensions opérationnelles. En effet selon les modes de fonctionnement "0" ou "1"

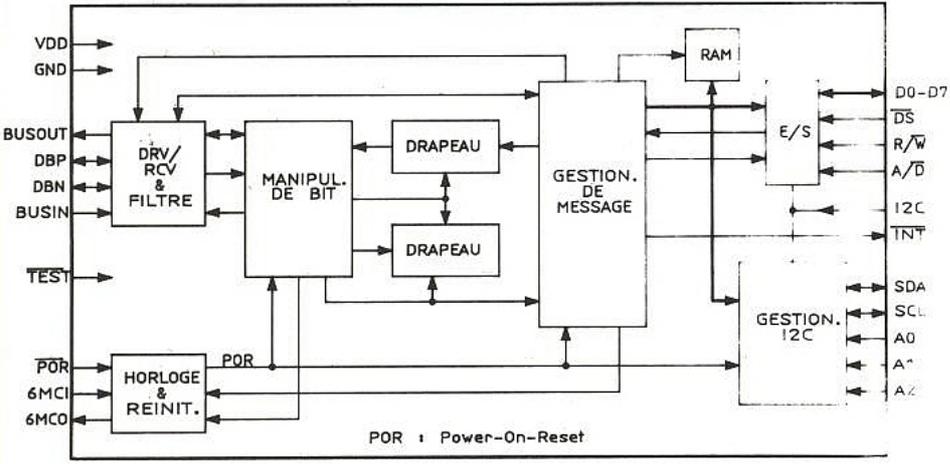


Figure 1

(voir tableau **figure 8**), il est nécessaire de pouvoir engranger un plus ou moins grand nombre d'octets qui sont transmis lors de l'envoi d'une trame. Ces registres sont accessibles comme nous vous l'avons laissé entendre soit via un bus parallèle soit via le bus I2C. Etant donné toutes les réalisations que nous vous avons déjà présentées en I2C, toutes applications confondues, le plus facile pour vous (comme pour nous d'ailleurs) est de le charger via l'I2C. Evidemment, si vous êtes très courageux, que vous êtes au début d'une conception spécifique, avec un micro-contrôleur non équipé d'un interface I2C à bord, il ne vous reste plus qu'à vous servir du bus parallèle. Mais c'est vous qui l'aurez voulu, on vous aura suffisamment prévenu.

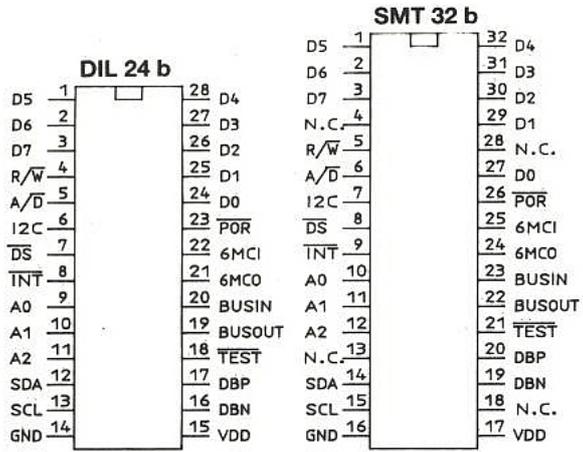


Figure 2

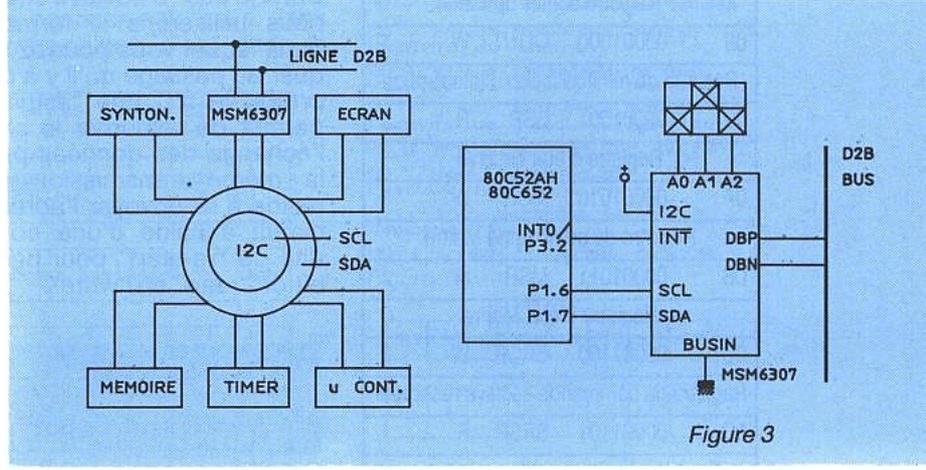


Figure 3

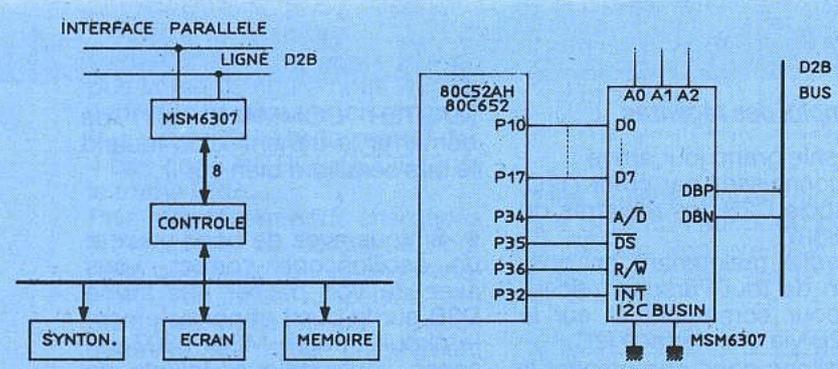


Figure 4

La communication D2B via l'interface I2C

Comme tout circuit "I2C" normalement constitué, il possède sa propre adresse reconfigurable (en l'occurrence "0 1 0 0 A2 A1 A0" = 4 x H) à l'aide de broches extérieures et il ne reste plus qu'à l'alimenter (non pas avec du 5 V mais avec des octets à transmettre ; il faut suivre un peu quand même). Deux cas de figure peuvent arri-

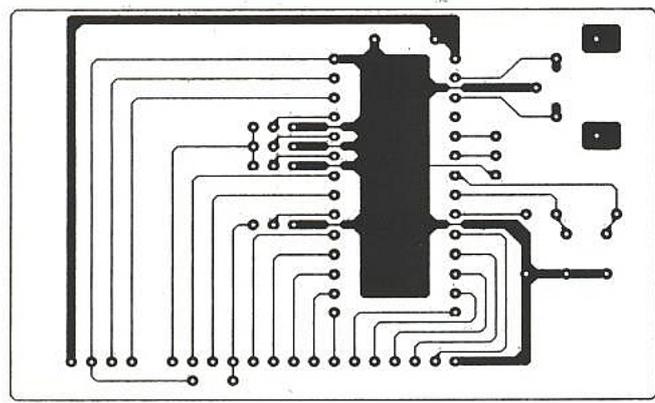


Figure 5

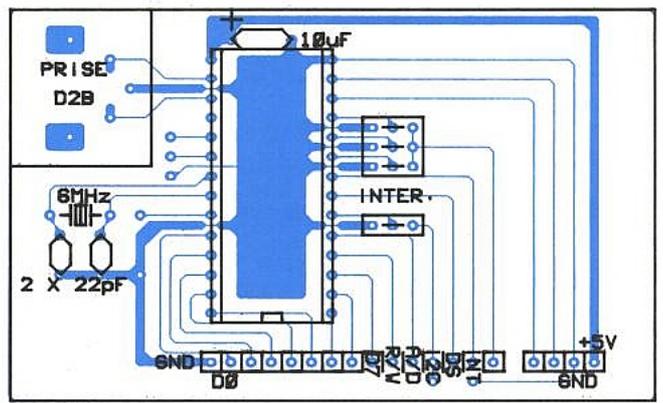


Figure 6

HEX	BINAIRE	ABBR	R/W	#B
00	00000000	GL	W	2
Registre global				
01	00000001	LA	R	2
Registre verrouillage d'adresse				
02	00000010	MBW	W	34
Buffer Maître (écriture)				
03	00000011	MBR	R	34
Buffer Maître (lecture)				
04	00000100			
Non défini				
05	00000101	SRB	R	34
Buffer de réception esclave				
06	00000110	STB	W	16
Buffer d'émission esclave				
07	00000111	INT	R	1
Registre d'interruption				
08	00001000	CLINT	W	1
Registre de réinitialisation d'interruption				
09	00001001	SSR	R	1
Registre d'état esclave				
0A	00001010	MCR	W	1
Registre de commande Maître				
0B	00001011	MSR	R	1
Registre d'état Maître				
0C	00001100	SRCR	W	1
Registre de commande esclave récepteur				
0D	00001101	SRSR	R	1
Registre de statut esclave récepteur				
0E	00001110	STCR	W	1
Registre de commande esclave émetteur				
0F	00001111	STSR	R	1
Registre de statut esclave émetteur				

Figure 7 : Repartition de la RAM interne.

Mode	Maître vers esclave	Esclave vers maître
0	2 octets de données 209 octets/s	2 octets de données 198 octets/s
1	32 octets de données 2457 octets/s	16 octets de données 1497 octets/s

Figure 8.

ver dans le système que "Vous" représentez :

- ou bien vous êtes un "particip-ant" récepteur,
- ou bien vous êtes un "particip-ant" émetteur.

Dans tous les cas de figure, c'est votre micro-contrôleur qui doit gérer l'interface I2C / D2B. Pour cela il doit "piloter" le circuit intégré pour le configurer comme il se doit par tranche de temps. Nous disposons de deux formats de transmission (sur le bus I2C) pour mettre en place le circuit intégré. (Voir figures 9 et 10).

Généralement l'interface D2B est toujours en mode de réception, ne sachant pas si par hasard quelqu'un voudrait lui adresser la parole.

Dans ce cas, via l'I2C, en utilisant le format n° 1 nous irons lire le contenu des registres.

Dans le cas "d'esclave émetteur" nous utiliserons le format n° 2 dans lequel vous pourrez remarquer au passage qu'il y a dans le protocole I2C une "astuce" qui permet de retourner le sens de l'échange des données pendant la même transmission et qui réside à re-envoyer l'adresse du circuit à l'aide d'une condition dite de "re-start" pour passer le bit de "read" en "write".

Tout d'abord commençons par des "choses bêtes" :

Nous ne pouvons qu'être Emetteur ou Récepteur et Esclave ou Maître !

Étant incapable de traiter tous ces cas en une seule fois et, toute modestie mise à part, commençons par être "Maître" !

MAITRE

Hors tout commentaire cette section inclut principalement trois registres :

- un de commande,
- un de "status",
- et des buffers.

Mais comment mettre tout cela en branle ?

Voici des procédures à employer :

Cas du Maître EMETTEUR

- Via l'I2C charger le buffer du MAITRE avec l'adresse du composant que l'on veut adresser, les codes de commandes et les données à transmettre (rappelez-vous que la taille maximale de tout ce beau monde est de 34 octets).

- Initialiser une "MASTER REQUEST" ("le souhait d'être maître") en utilisant le registre

FORMAT DE L'ESCLAVE RECEPTEUR

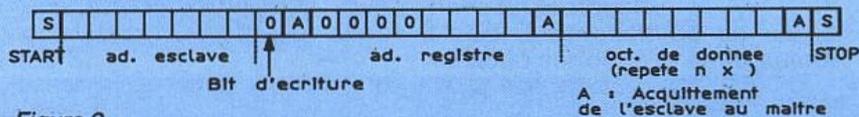


Figure 9

De l'emploi des registres

Ça y est le grand jour arrive : Vous connaissez par cœur l'I2C, le protocole D2B, les registres du MSM 6307.

Vous voilà maintenant en possession de tout l'arsenal nécessaire pour communiquer sur le bus D2B via un interface I2C.

Nous allons donc commencer la revue de détail des registres en prenant des exemples d'applications.

MASTER COMMAND afin de démarrer la transmission (quand le bus sera libre bien sûr !)

- Si vous avez de bons yeux et un oscilloscope correct, vous avez dû voir passer une trame D2B sur le bus ! et normalement le circuit intégré MSM 6307 est sensé vous indiquer la joie de son succès à travers l'interruption (broche externe) qu'il renvoie au micro-contrôleur.

FORMAT DE L'ESCLAVE TRANSMETTEUR

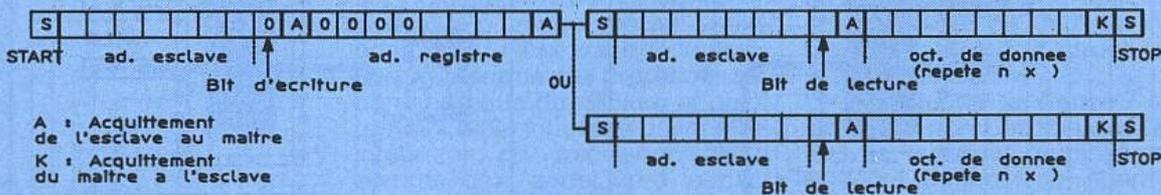


Figure 10

- Lire le registre "MASTER STATUS" pour savoir combien d'octets ont bien été transmis (peut-être dû à des conflits...)

- Désactiver les interruptions (du maître et du CLEAR INTERRUPT).

Pour bien vous convaincre de cette procédure (pas trop compliquée) recommencer plusieurs fois pour bien comprendre le mécanisme du fonctionnement de chargement des registres du MAÎTRE.

D'accord, tout ceci n'est pas aussi évident que ce que l'on vient de vous le décrire alors, et c'est bien parce que vous êtes des lecteurs sympathiques nous allons à titre d'exemple vous redétailler tout cela pour ce cas de figure (ce n'est pas par paresse que nous ne le ferons pas pour les autres cas mais cela devient vite fastidieux et d'autre part la spécification du constructeur est suffisamment claire pour comprendre facilement tout seul).

Re-cas du MAÎTRE EMETTEUR

Via l'I2C charger le buffer du MAÎTRE.

De son vrai nom MBW (adr :02H), celui-ci doit tout d'abord contenir l'adresse du "système" que l'on désire adresser. Vous vous souvenez que l'adresse d'un système relié au bus D2B est donnée sur 12 bits.

Nous sommes bon pour "casser" ce mot de 12 bits en un octet et demi et de caser dans le premier octet les poids forts de l'adresse "système" (B11 à B4).

Dans le deuxième, comme l'indique la même figure nous finirons l'adresse système et on en profitera pour adjoindre le quartet des 4 bits de CONTROL CODE (*) de la trame D2B.

Puis maintenant nous chargeons au kilomètre les octets de données que nous souhaitons transmettre en nous rappelant bien dans quel mode ("0" ou "1") nous sommes car c'est uniquement dans le mode "1" que nous avons droit de transmettre des trames de 32 octets de long.

Voilà, à cette heure tous nos petits octets dorment sagement dans le ventre du registre MBW en attendant que l'on veuille les mettre à la porte.

(*) de façon générale nous n'apprécions pas trop les termes Anglo-saxons mais, étant donné que CONTROL signifie "commande" en français et qu'il y a tellement de COMMAND par ailleurs nous resterons exceptionnellement en Anglais. OK !! Initialiser une "MASTER REQUEST" (le souhait d'être

Maître) en utilisant le registre MASTER COMMAND (appellation contrôlée : MCR = OAH) afin d'initialiser la transmission.

Ce registre est un gâchis. Comme le montre la figure 12, il contient 8 bits et l'on ne se sert que de deux bits (5 et 7) ! Une honte !

Un petit coup d'I2C et vous le charger simultanément en bit 5 du mode ("0" ou "1") désiré et en bit 7 de votre demande d'initialisation d'un envoi de votre trame D2B sur le bus. Sachant qu'une trame D2B dure au maximum 17 ms, vous courez vite écouter sur la broche d'interruption de votre micro-contrôleur si, durant ce laps de temps, comme sœur Anne vous avez ou n'avez pas vu de coursier poindre à l'horizon pour vous annoncer la bonne nouvelle comme quoi le message a bien été envoyé.

Ouf, le coursier est arrivé dans les temps, sinon c'est dans le lac !

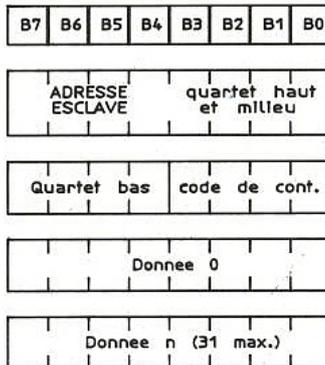


Figure 11

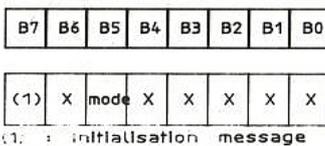


Figure 12

Dans la série un tien vaut mieux que deux tu l'auras ou bien, on est jamais trop précautionneux, il est bon d'aller lire le registre

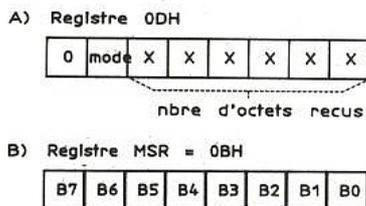


Figure 13

B7 à B0 = 0 : pas d'acquiescement = ni émission-ni réception
 = 1 : acquiescement reçu de l'adresse mais pas de données émises
 = 2 : acquiescement reçu de l'adresse et du contrôle mais pas de données émises
 ≥ 2 : acquiescement reçu et au moins 2 octets de données émises

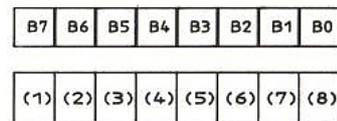
"MASTER STATUS" (MSR à l'adresse 0DH) pour avoir une idée de l'état pateux dans lequel a été transmis le message.

La figure 13 vous donne la table de "vérité" de la qualité de la transmission.

Tout étant, parfait il ne reste plus qu'à :

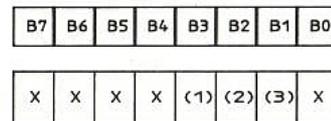
- Désactiver les interruptions (du maître et du CLEAR INTERRUPT)

Deux registres (IR = 07H et CLINT = 08H) donnent des indications quant au compte rendu des "interruptions" qui ont eu lieu ou bien celles qui sont en cours (voir figures 14 et 15).



(1) : Reset a la mise sous tension
 (2) : Erreur temporelle pendant l'activité du maître
 (3) : Erreur temporelle pendant l'activité de l'esclave transmetteur
 (4) : Erreur temporelle pendant l'activité de l'esclave receveur
 (5) : Inter. demandee par le maître
 (6) : Inter. demandee par l'esclave transmetteur
 (7) : Inter. demandee par l'esclave receveur
 (8) : Erreur temporelle detectee

Figure 14



(1) : Efface l'Inter. du maître
 (2) : Efface l'Inter. de escl. tr.
 (3) : Efface l'Inter. de escl. rec.

Figure 15

Le premier de ces deux registres doit être testé (par polling par exemple) dans un but de contrôle et le second doit être positionné pour pouvoir travailler correctement.

Maintenant que le "ménage" a été effectué vous pouvez continuer votre transmission (ou réception) à votre bon plaisir mais avant de conclure cette partie et que l'on vous invite ainsi à mettre un terme au MAÎTRE, nous vous donnons, en guise de résumé pour ce cas de transmission "Maître Emetteur", la suite des codes que votre micro-contrôleur doit envoyer à l'aide du bus I2C pour charger le MSM 6307 (voir figure 16).

Nous espérons que maintenant vous avez bien compris le mécanisme du fonctionnement de ce circuit, aussi de manière plus succincte, nous allons vous décrire les trois autres cas de figure pouvant arriver lors d'une communication.

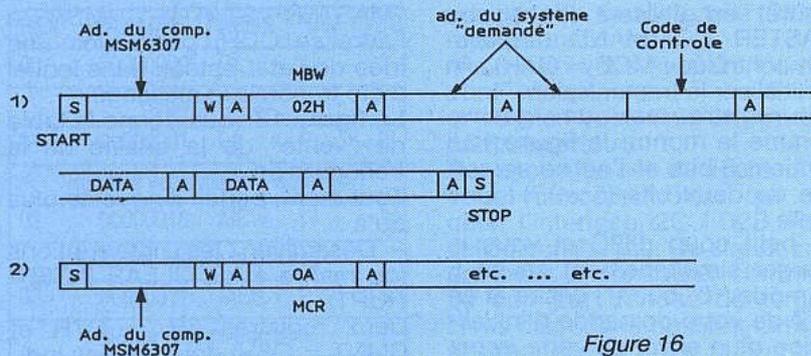


Figure 16

MAITRE RECEPTEUR

– Charger le MASTER BUFFER de l'adresse de l'esclave et du CONTROL CODE.

– Initialiser la MASTER REQUEST en utilisant le MCR.

– La procédure s'établit sur le bus et la réception commence.

– Attendre l'interruption comme auparavant.

– Lire le MASTER STATUS REGISTER pour être sûr que tout c'est bien passé.

– Lire le contenu du MASTER BUFFER (= 04H) pour récupérer les octets transmis.

– faire le ménage des "CLEAR INTERRUPT"

Tout cela est fort simple lorsqu'on a bien compris la procédure d'avant, n'est ce pas !

ESCLAVE RECEPTEUR

Les temps changent.

Il est vrai que cette situation est notre position favorite car, étant d'une extrême vigilance, nous nous attendons toujours au pire. Aussi nous avons choisi de toujours nous mettre en position de repli stratégique, c'est-à-dire à l'écoute du bus et on attend, on attend, jusqu'au merveilleux jour où quelqu'un s'est enfin souvenu que nous existons et a pris le temps de nous "causer" !

Faut-il encore qu'il sache comment nous avons décidé de nous appeler !

Pour cela eut-il encore fallu qu'à la mise sous tension de notre système on ait décidé de le baptiser d'un "petit nom". (Voir plus loin le LOCK ADDRESS REGISTER). Mais ceci étant, on nous cause. Ça y est la trame D2B est passée.

Etant donné qu'elle a un soupçon d'éducation, à la fin de son passage, elle a eu la gentillesse de baisser le petit drapeau de notre boîte à lettre pour nous informer que quelque chose venait d'y arriver. En fait, elle a activé l'interruption externe du circuit intégré pour que le microcontrôleur puisse se mettre dans tous ces états en disant

"chouette, super, extra, j'ai du courrier !" et court vite l'ouvrir, via quelques registres bien entendu (non il n'y a pas de coupe-papier fourni dans le circuit intégré et quoi encore !).

Tout d'abord on va lire le registre "SLAVE RECEIVER STATUS" (en 0DH) pour savoir combien d'octets sont bien arrivés.

Puis on lit le contenu du registre SLAVE RECEIVER BUFFER (en 5H).

Ménage des interruptions dans le registre de CLEAR INTERRUPT, (en 8H).

Ménage des "buffers" de réception de la fonction esclave en écrivant dans le registre SLAVE RECEIVER COMMAND (en CH).

Pour les contenus bit à bit de chaque registre, nous vous renvoyons aux figures 17 a à c (GL en 00H).

Figure 17

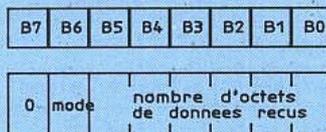


Figure 17 a

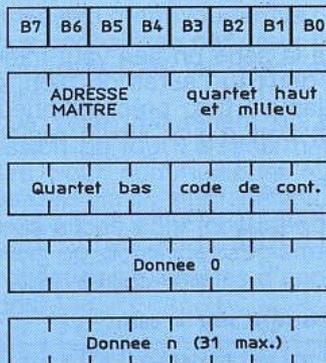


Figure 17 b



Figure 17 c

ESCLAVE EMETTEUR

Dernier épisode.

Ecrire les octets à transmettre dans le buffer spécialisé "SLAVE TRANSMITTER" qui habite en 6H (maximum 16 octets).

Déclarer la validité des données que l'on vient de ranger dans le buffer à l'aide du SLAVE TRANSMITTER COMMAND (en EH).

La transmission a lieu et attente de la fameuse interruption.

Et comme d'habitude on jette un œil sur le "SLAVE TRANSMITTER STATUS" puis, en bon français, on "nettoie" tout ce qu'il y a à "CLEARer". A cet instant tout est refermé puisque seule la fermeture est CLEAR.

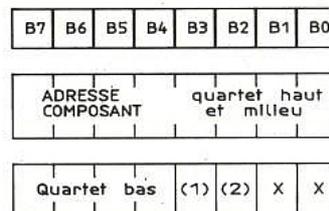
Pour vous aider à écrire du logiciel autour de ce composant, il est encore nécessaire d'effectuer deux ou trois remarques concernant les registres qui ne manquent pas d'importance. En effet, nous avons omis de vous commenter les registres dits "GLOBAL" et "LOCK ADDRESS REGISTER".

Ces deux registres renferment quelques particularités du protocole D2B que nous avons passées sous silence lors des précédents articles attendant le moment le plus opportun pour en parler.

Le registre "GLOBAL" (GL en figure 18)

Celui-ci est utilisé pour personnaliser votre système à différents niveaux.

Tout d'abord il sert à définir l'adresse du composant (et par voie de conséquence celle du système dans lequel il est soudé) sur 12 bits (de 000H à FFFH).



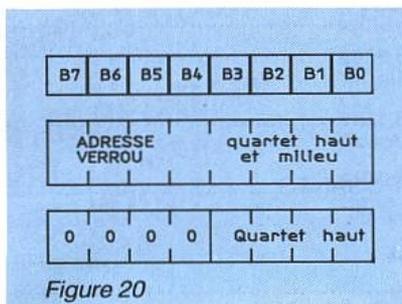
(1) : L'appareil a de la mémoire
(2) : Esclave actif en transmission

Figure 18

Vous êtes bien entendu libre de choisir, lors de vos applications dans une configuration personnelle, l'adresse que vous désirez et même de la modifier par tranche de temps si bon vous semble mais ceci "à vos risques et périls".

En effet, si vous désirez assurer une compatibilité avec des systèmes existants ou allant le deve-

nir, il vaut mieux vous conformer aux codes attribués par la norme EN 1030. Ces codes dont un extrait est donné **figure 19** vous montrent que ces 12 bits sont divisés en (4 + 5 + 3).



Les 4 premiers bits de l'adresse (poids forts) indiquent la "classification" des "services" et dans chacun des "services" définis il est possible de faire correspondre sur les 5 bits suivants un type d'équipement particulier et aux 3 derniers une unité spécifique parmi huit soit en fait 256 adresses différentes, en résumant :

Service de :

0 00H à 0 FFH communications / téléphonie.

1 00H à 1 FFH audio / vidéo / contrôleurs audio/vidéo.

2 00H à 2 FFH gestion domestique (cuisine).

3 00H à 3 17H écrans de contrôle supplémentaires.

3 18H à 3 1FH magnétoscopes supplémentaires.

3 20H à 3 2FH caméras supplémentaires.

3 30H à F FFH "pour normalisation ultérieure".

Exemple :

(audio/vidéo) code "service" = 0001 = 1 H.

(vidéo disc) code "équipement" = 00110 = 30 H.

(unité no [4]) code "unité" = 100 = 4 H.

Adresse du système = 0001 00110100 = 1 34 H.

Figure 19

Donc à vous de décider du bon emploi de ces adresses (nous insistons : dans vos contextes strictement personnels pour éviter tout conflit plus tard).

La dernière partie du deuxième et dernier octet de ce registre GLOBAL sert aussi à indiquer que ce fameux système auquel appartient ce composant possède ou non un espace mémoire (RAM ou EPROM par exemple) qui pourrait être disponible pour servir de tampon momentanément pour y stocker des informations. Ce genre de facilité peut-être d'une grande aide lors de transmissions de grande longueur.

Le registre LOCK ADDRESS (LA en 01H). Figure 20

La notion de Grand Amour existe aussi dans le protocole D2B.

En effet, il est possible de déclarer son amour entre "demandeurs" et "demandés" d'une certaine façon.

Ceci est réalisé au travers d'une procédure de "verrouillage" (en V.O. : locked) qui revient à jouer à : "je te veux, je t'aurai, je te tiens".

Evidemment ce ne sont que des amours passagères et/ou occasionnelles et/ou basement intéressées mais enfin.

Vous avez certainement remarqué dans notre premier article présentant le protocole un tableau décrivant la signification des quatre bits contenus dans la partie "CONTROL CODE" et dans lequel on trouvait ces fameux "verrouillé - déverrouillé", et pas un seul commentaire à leur sujet.

Cela ne nous ressemblait pas beaucoup.

En effet, c'est au moyen du code de contrôle qu'un "demandeur" peut verrouiller (ou déverrouiller) le "demandé" avec qui il a décidé de vouloir discuter. Evidemment vous allez nous demander à quoi cela peut-il servir et vous aurez raison.

Cela est facile à comprendre. Vous savez qu'une trame D2B est limitée en durée et qu'à chaque début de trame une procédure d'arbitrage a lieu tenant compte notamment du "mode" et bien d'autres choses...

Nous vous avons expliqué que des priorités existaient et donc que des fois celles-ci pourraient s'avérer gênantes car, si vous étiez en train de discuter avec un certain "demandé" il se pourrait que quelqu'un d'autre usant de sa priorité de rang plus élevé cherche à vous couper la parole en voulant lui aussi discuter avec le même "demandé". Le pauvre "demandé" va très rapidement ne plus rien comprendre au charabia entrelardé des deux (ou multiples) "demandeurs". (Vous avez certainement déjà vécu l'expérience de deux ou plusieurs personnes qui vous parlent en même temps, sinon je vous invite dans mon bureau, c'est permanent !).

Aussi, afin d'éviter d'être perturbé par des pollueurs verbaux impénitents, le "demandeur" verrouille avec lui son "demandé" pour être sûr que celui-ci aura toutes les chances d'avoir une discussion suivie. Comme le

demandé est poli, il accepte d'être ainsi ficelé... mais momentanément, car un soupçon d'éducation du "demandeur" doit consister à lui rendre sa liberté lorsqu'il a totalement fini son échange.

En conclusion de ce paragraphe nous vous recommandons de ne pas oublier de "déverrouiller" le "demandé" en fin de communication sinon gare à sa rébellion car il peut être facilement éduqué de façon à être capable de se souvenir quel vilain "demandeur" avait tenté de lui passer la bague au doigt de façon définitive pour ne plus que cela arrive !

CONCLUSION

Nous voici arrivés au terme de cette première série d'articles sur le D2B et sur ses interconnexions avec le bus I2C bien connu ("passerelles").

Nous comptons sur vous pour nous faire part de vos commentaires et vos applications autour de ces deux bus. De plus comme vous avez pu le constater tout au long de ces articles ces deux concepts conçus et développés par PHILIPS montrent bien la volonté d'une présence Européenne forte dans ces domaines Grand Public que sont l'Audio, la Vidéo et les applications Domestiques ou Domotiques.

En vous souhaitant des bonnes et studieuses vacances nous vous donnons rendez-vous le mois prochain pour découvrir de nouveaux composants et faire un point global de l'architecture d'un système micro-contrôlé à usage domestique.

**Dominique PARET et
Blandine DELABRE**

La route la plus directe sera toujours la ligne droite...



... en CAO ELECTRONIQUE

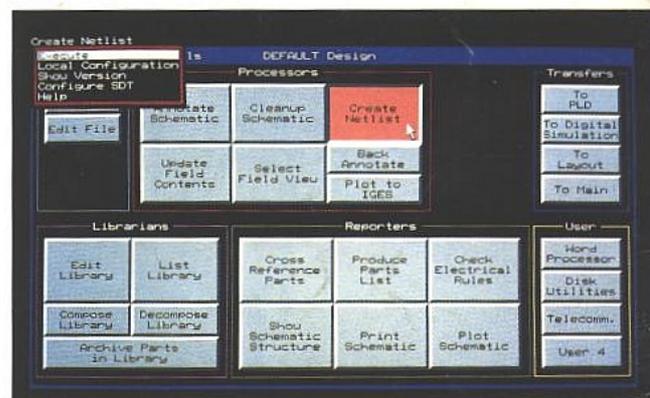
**L'ÉVÈNEMENT 91 : ORCAD/SDT Version IV
PUISSANT - SIMPLE - CONVIVIAL - UNIVERSEL**

Avec **ORCAD/SDT IV** les projets les plus complexes sont maintenant gérés globalement et intuitivement dans un environnement (FRAME WORK) par un module de commande qui vous obéit au doigt et à l'œil.

ORCAD/SDT IV c'est :

- Plus de 20 000 symboles de composants et un éditeur graphique interactif.
- Une gestion de mémoire étendue.
- Une compatibilité matérielle quasi totale (imprimantes, traceurs, cartes graphiques...)
- Des références incontestables (IBM, MATRA, HP, DASSAULT...)

ALS Design est importateur et distributeur exclusif des produits **ORCAD** et propose une gamme complète, intégrée et homogène de logiciels de CAO Electronique sur PC et stations de travail, comme **PSpice**, **Filter Designer**, **LineSIM**, **ALS-View**, **CAM-Bridge**...



OrCAD 
More Designs from More Designers



Le Savoir et le Savoir-faire

Nom : _____

Société : _____

Adresse : _____

Tél.: _____

Je désire recevoir votre documentation et la **disquette** de démonstration **gratuite** de **ORCAD/SDT IV**.

Je souhaite avoir de plus amples informations sur toute la gamme de logiciels CAO distribués par **ALS design**

ERP 07/91



Advanced Logic System DESIGN
38, rue Fessart
92100 BOULOGNE
Tél.: (1) 46.04.30.47
Fax: (1) 48.25.93.60