

électronique

RADIO
PLANS

MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS

NUMERO 575 - OCTOBRE 1995

VOBULATEUR VIDÉO 15 MHz

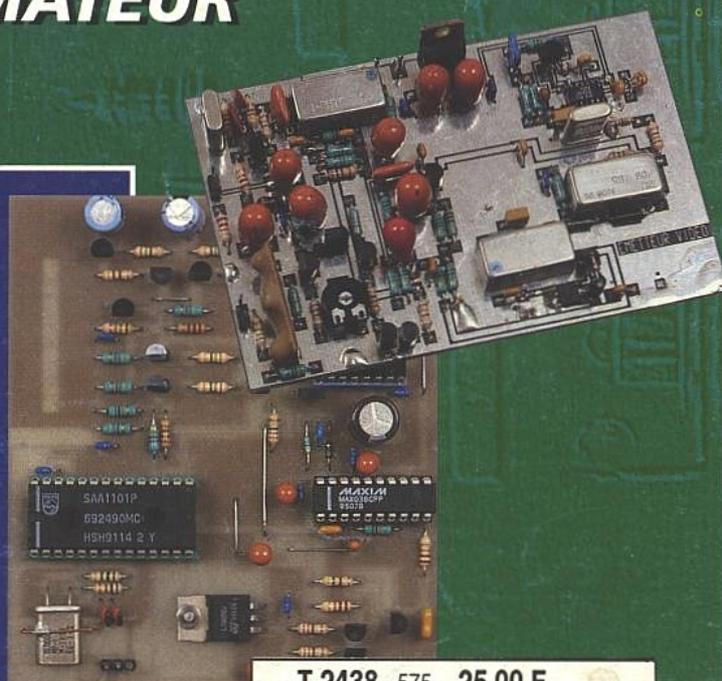
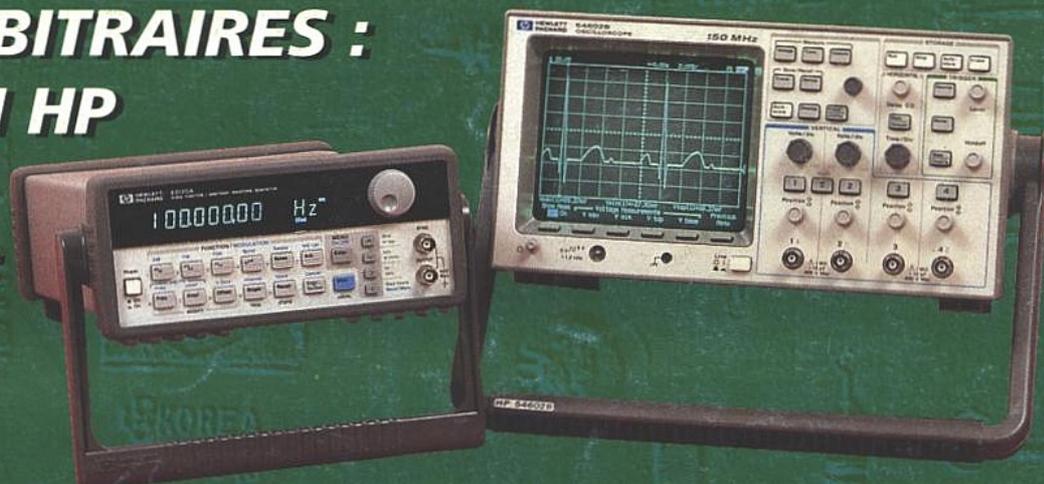
■ GÉNÉRATION DE
SIGNAUX ARBITRAIRES :
LA SOLUTION HP

■ INTERFACE
CLAVIER I2C

■ LECTEUR / PROGRAMMATEUR
DE CARTE T2G

■ DOSSIER
APPLICATIONS VIDÉO

- SYNCHRONISATEUR VIDÉO
À COMPTAGE DE LIGNES
- CARTE DE DISTRIBUTION
AUDIO-VIDÉO
- CARTE D'ACQUISITION
VIDÉO POUR PC...
- ÉMETTEUR VIDÉO + SON AM



T 2438 - 575 - 25,00 F



ETUDES ET CONCEPTION

- 55 INTERFACE CLAVIER PC POUR BUS I2C

REALISATIONS

- 11 COMMANDE DE MOTEUR À COURANT CONTINU
63 LECTEUR-PROGRAMMATEUR DE CARTE T2G
79 TROIS MODULES POUR SONO ET STUDIO

DOSSIER APPLICATIONS VIDÉO

- 23 VOULATEUR VIDÉO 15 MHz
27 ÉMETTEUR AM VIDÉO + AUDIO
35 CARTE D'ACQUISITION VIDÉO
43 SYNCHRONISATEUR VIDÉO À COMPTAGE LIGNES
49 DISTRIBUTEUR AUDIO-VIDÉO TROIS VOIES

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 76 GÉNÉRATION DE SIGNAUX ARBITRAIRES HP : HP33120A
+ BENCHLINK.ARB

CIRCUITS D'APPLICATION

- 87 APPLICATIONS DU SLIO CAN 82C150

TECHNIQUE

- 68 TRANSMISSIONS NUMÉRIQUES ET MODEMS (2)

IDÉES ET MÉTHODE

- 71 TRACÉ DE CERCLES SUR MICROCONTRÔLEURS

INFOS

- 86 1996 : AN 1 DE LA CEM
92 RENDEZ-VOUS SALONS EN OCTOBRE
DU NOUVEAU CHEZ TERAL
NOUVELLE VERSION DE STATE CAD POUR ALTERA-HDL
93 LE MULTIMÈTRE BDM35 BI-WAVETEK
ELECTROLUBE EN FRANCE
LE CLC949 : CAN 12 BITS, 20 Méch./s MICRO-LINEAR
94 F1505/506 MULTIMÈTRES RS232 DOUBLE AFFICHAGE
LM 50, UN NOUVEAU CAPTEUR DE TEMPÉRATURE SILICIUM
96 CAN 12 BITS 2 VOIES SIMULTANÉES SIPEX
CONTROLAB : DÉVELOPPEMENT 68HC11 SOUS WINDOWS®
ML6401 : CAN 8 BITS 20 Méch./s MICRO-LINEAR

COMMANDE DE MOTEUR À COURANT CONTINU POUR CIBLE MOUVANTE

Le petit montage que nous proposons

ici est en mesure de piloter un moteur

à courant continu asservi ou non à

deux butées de fin de course.

Destiné à l'origine à commander une

cible mouvante (tir au pistolet), il est

capable d'offrir jusqu'à 32 forces de

jeux pour des «parties» pouvant durer

chacune jusqu'à 4 minutes 30 secondes.

Les solutions retenues sont simples, évolutives, et peu coûteuses afin que

chacun puisse les adapter à des applications personnelles très diverses.

C'est en récupérant un mécanisme d'imprimante 7 aiguilles grand chariot, que l'idée nous est venue de le transformer en «animateur» de cible. Il n'est pas question de livrer ici toutes les conditions de sécurité liées à une telle utilisation. Une suggestion toutefois : des cartons remplis de vieux journaux (ou des publicités qui encombrant nos boîtes à lettres) s'avèrent d'excellents amortisseurs, idem pour les vieux tapis de sport. Bien entendu le port de lunettes de protection reste obligatoire !

SCHÉMA

La figure 1 montre le schéma de la carte proposée. Malgré une apparente complexité, il est d'une grande simplicité comme nous allons le démontrer. Partant d'un moteur à courant continu (12V) affecté au déplacement du chariot et de deux microswitches témoignant des positions extrêmes, on

conçoit - pour que les jeux soient intéressants et variés - qu'il faut prévoir :

1 / deux commandes d'inversion de sens du moteur = la première automatiquement liée aux impulsions des butées, la seconde commandable soit par l'utilisateur soit par un automatisme pseudo aléatoire.

2 / plusieurs vitesses de déplacement du chariot. Dans notre cas elles sont au nombre de 5. Plein pot, rapide, lente (ces deux dernières étant ajustables) et deux arrêts : le premier avec une légère tension (frein) et le second pour un moteur totalement désalimenté donc libre.

3 / des commandes mises à la disposition de l'utilisateur les plus simples possibles mais capables toutefois de s'adapter à tous les cas de figures. Nous avons opté pour un poussoir START, un autre de STOP, une clé de PAUSE et une sélection de jeu par roue(s) codeuse(s). Le STOP effectuera une RAZ du jeu alors que la pause permettra d'interrompre le cycle pro-

grammé (arme enrayée par exemple) puis de relancer le cycle quand tout est rentré dans l'ordre.

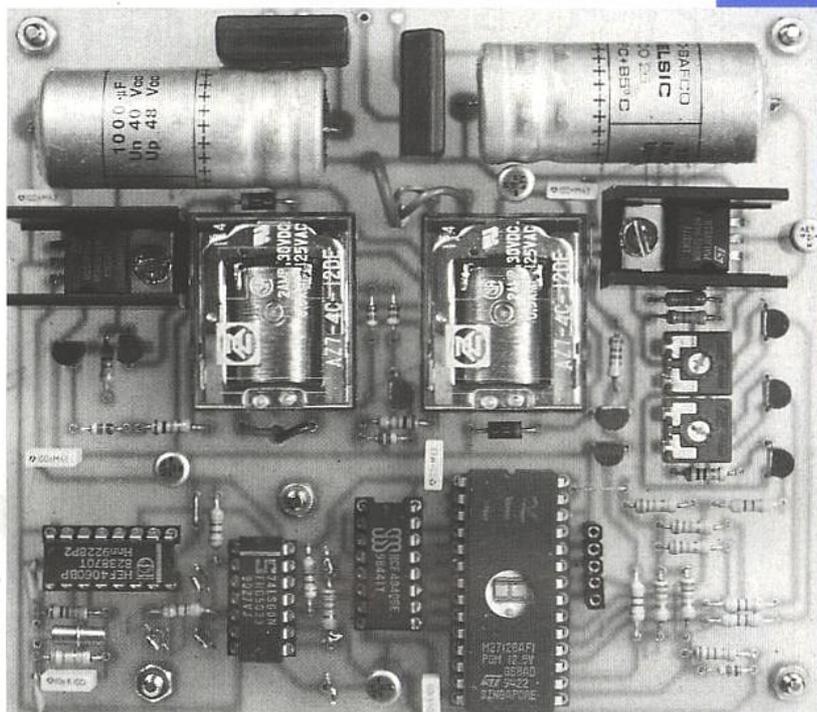
4 / une mise en EPROM de divers jeux pouvant être programmés comme des «forces». C'est sans doute la tâche la plus délicate de cette réalisation, non pas par la complexité de programmation mais par le choix des séquences afin que les jeux soient «raisonnables» !

5 / enfin donner à chacun la possibilité de moduler le temps d'un jeu et ce en toute simplicité : le jeu 1 pourra faire 2'30, le jeu 4 3'15, etc. Pour ce faire, une petite astuce de conception a été appliquée avec succès, et pourra rendre de grands services dans de nombreuses autres études.

Maintenant que les conditions à remplir sont connues, le schéma s'explique simplement.

Les deux microswitches de fin de course sont identifiés I1 et I2.

Sur notre mécanisme (PHILIPS), ces derniers sont montés sur le chariot et c'est un peu dommage car il faut véhi-



mémoriser l'état d'un relais au moyen de commandes impulsionnelles. Pour piloter volontairement une inversion de sens, il fallait - outre inverser la polarité du moteur - permuter les butées I1/I2.

Un autre relais 4 inverseurs (RL2) s'est avéré parfait pour effectuer simplement cette tâche.

A ce stade, un tel petit électro-mécanisme n'attend plus qu'une commande d'inversion de sens et une tension moteur pour gérer ce dernier à volonté.

L'inversion est assurée grâce à T3/T4 (Q4 de l'EPROM IC1), et la tension réglable au moyen de RG1 (LM317) ajusté par T5 à T7 (Q5 à 7) de IC1. Quand ces trois bits sont à 0, R23 livre seule une tension maxi au moteur. Si un 1 est présent en Q5 ou Q6, la tension est ajustable par RV2 ou RV1 (vitesses rapide ou lente). Si un 1 est fourni par Q7, T5 sera en mesure de produire une tension de frein moteur (< 2V) et de figer la « cible » en un point donné.

Nous reviendrons sur ce cas particulier, car si on accepte une base de temps EPROM à la 1/2 seconde (notre proposition), rien n'interdira une VRAIE stabilisation électrique de la cible par inversions programmées de Q4/IC1.

Ceci étant conforme à une part de notre cahier des charges, il restait néanmoins à « envelopper » l'étude afin de lui offrir une vie « automatique ».

En effet, les lecteurs attentifs auront compris que les données de IC1 sont des COMMANDES accessibles directement MÊME si I1 et I2 sont actifs. Un simple dip-switches 5 points (commun au 0V) engagé en lieu et place des data Q3 et Q7 peut tout piloter. On pourra d'ailleurs tester cette section en engageant directement le dip dans le support d'IC1 (broches alignées).

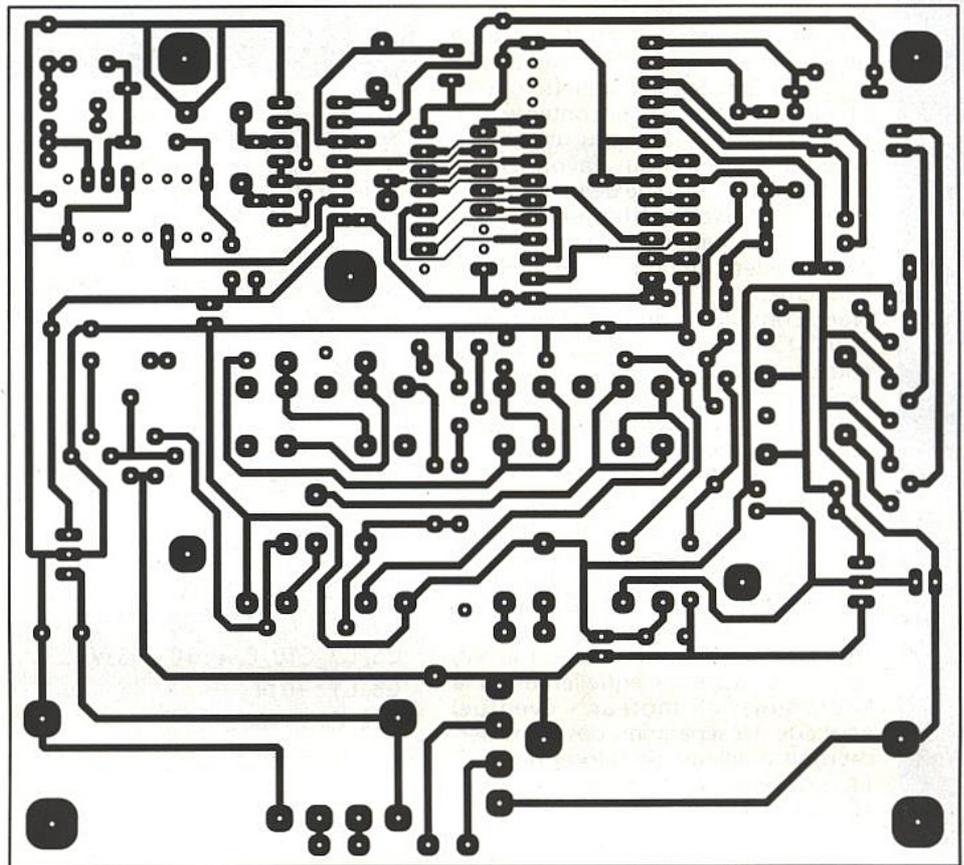
Tout le reste du montage n'est que confort :

IC4 et son quartz horloger offrent une base de temps stable à peu de frais, et la sortie Q14 de IC4 (1/2 s) peut activer IC2 si la logique de PAUSE n'est pas demandée (cf IC3a/b/d). Dans ce cas, c'est START ou STOP qui accepteront ou non (en dé-synchro) l'incrément de IC2 ; donc le déroulement des séquences enregistrées dans IC1.

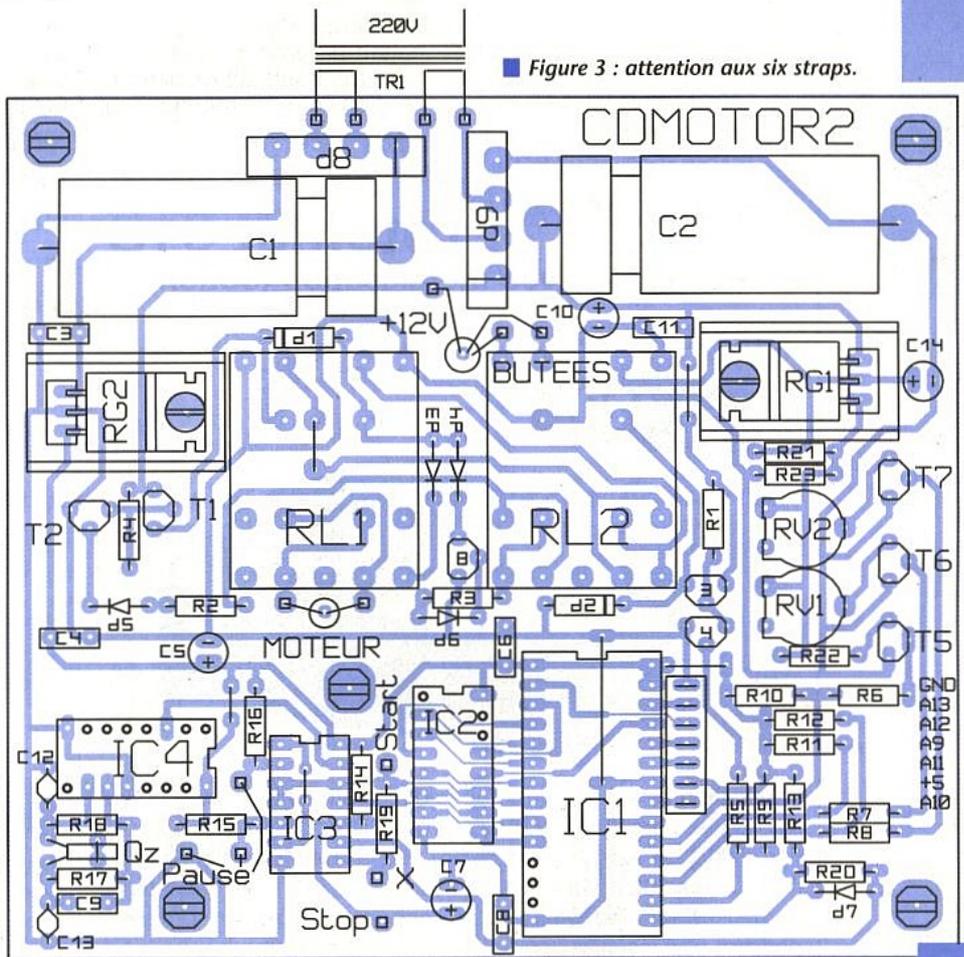
L'absence de synchro n'est pas un problème avec une base de temps à la 1/2 s.

Tout se mord la queue il est vrai dans cette section logique, mais on peut en profiter pleinement et très simplement.

Imaginons un START appuyé, donc en dé-synchro pendant au moins 1/2 seconde. IC2 incrémente alors dans une zone d'adresses et pour un temps donné, liés à la combinaison A9/ A12 de IC1 choisie préalablement (jeu). Les données dans l'EPROM IC1 respectent le déroulement du jeu engagé sauf si PAUSE suspend les incréments d'horloge à IC2. Si PAUSE est libéré, on continue le cycle choisi par les roues codeuses, à condition bien sûr qu'on n'ait pas appuyé par inadvertance sur STOP, ce qui correspondrait à une RAZ. La longueur du cycle est déterminée par un MOT «FIN» délivré par l'EPROM : si



■ Figure 2 : la carte de commande en simple face.



■ Figure 3 : attention aux six straps.

Q3 bascule à 0, un STOP de fin de cycle est reconnu qui - grâce à IC3 - pourra être associé à une coupure moteur : le repère X peut obéir soit au mot STOP, soit à l'init C7, soit à l'état de Q3.

La souplesse du système est grande :

pour une autre application qu'un jeu de tir, on pourrait par exemple relier jusqu'à Q10 et Q12 de IC2 à A9..A11 de IC1, ce qui permettrait d'obtenir des cycles supérieurs à 30 minutes ; A12 et A13 (128) en offrant 4 différents.

Nous avons proposé une sélection de

jeu à roues codeuses pouvant offrir 32 niveaux par association d'une roue hexa et d'une roue +/- si une 27128 est implantée. Sur la maquette photographiée, l'auteur s'était contenté de 8 niveaux, mais c'est un peu «court».

En effet, comme nous l'avons dit, le plus délicat est bien de définir sérieusement et raisonnablement les séquences de chaque jeu. Avec 16 ou 32 il sera évident qu'un tri s'effectuera de lui-même.

Nous conseillons donc un petit inter pour A13 (moins coûteux qu'une roue codeuse) car quand 16 jeux seront acceptés par tous comme de forces correctes, il y aura déjà de quoi passer d'agréables moments.

Les options externes à la carte (témoin de pause et coupure moteur) sont vivement conseillées. Pour cette dernière nous avons proposé deux LEDs PLAY/GAME OVER, mais la commande par relais pourra très bien alimenter en 12V les ampoules de pousoirs lumineux. Les caractéristiques de TR1 (2 fois 9V) seront à adapter essentiellement à la consommation moteur + éventuel éclairage. La séparation des alims permettrait d'ailleurs de piloter des moteurs de tensions et puissances diverses en choisissant au besoin des relais et des transistors plus «costauds», voire un autre boîtier pour RG1.

● **Les clés**

Si on admet RV1 ajustable de la vitesse lente et RV2 pour «rapide», les mots à inscrire en EPROM sont les suivants :

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1 : 5,6 kΩ
- R2, R3 : 10 kΩ
- R4 à R8, R14 à R16 : 4,7 kΩ
- R9 à R13 : 22 kΩ
- R17 : 330 kΩ
- R18 : 10 MΩ
- R19, R20 : 2,2 kΩ
- R21 : 220 Ω
- R22 : 10 Ω
- R23 : 1,8 kΩ

Condensateurs :

- C1, C2 : 2200 μF 25V
- C3, C4, C6, C11 : 100 nF
- C5, C7, C10, C14 : 10 μF 63V
- C8, C9 : 10 nF
- C12, C13 : 100 pF

Ajustables :

- RV1, RV2 : 2,2 kΩ

Semiconducteurs :

- D1, D2 : 1N4001
- D3 à D7 : 1N4148
- D8, D9 : KBL04
- IC1 : EPROM TIR (2764 ou 128)
- IC2 : 4040
- IC3 : 74LS00
- IC4 : 4060
- RG1 : LM317 + radiateur
- RG2 : 7805 + radiateur
- T1 à T7 : BC547

Divers :

- TR1 : transfo 2 fois 9V , puissance à définir (cf texte)
- Visserie 3mm, supports ICs, cosses et switches (cf texte)

Départ et FIN = F7, lent = 3F, rapide = 5F, lent reverse = 2F, rapide reverse = 4F, arrêt en tension = FF, arrêt en tension reverse = EF, pleine vitesse = 1F, idem reverse = 0F.

On constate que si d'aventure on souhaitait un arrêt sans tension en cours de cycle, il suffirait de dérouter T5 vers l'option coupure moteur. Toutefois, un

frein par faible tension est dans notre cas très intéressant : on peut faire du «stationnaire» en programmant alternativement FF-EF.

RÉALISATION

La carte définitive (27128) est proposée **figure 2**. Six straps ont été nécessaires et trois sont particulièrement à placer en premier : sous RL1, sous IC1 et sous IC3 !

Le connecteur de jeux, placé à droite de IC1, est repéré sous T5 : les adresses A9 à A13 sont disponibles ainsi que +5V et GND.

Pour la mise en route, nous conseillons de tester déjà la partie électro-mécanique au moyen du dip switches précédemment cité.

Bien entendu, suivant le sens de déplacement du chariot, il faudra peut-être inverser les fils du moteur si les butées s'avèrent contraires.

Ensuite, il faudra charger une EPROM. Nous proposons sur le 3615 ERP, huit « jeux » pour essayer (TIR. S1F, directement compatible ART). Les séquences proposées sont limitées à 2'30", et afin d'éviter toute tricherie, un balayage à grande vitesse précède le mot FIN...

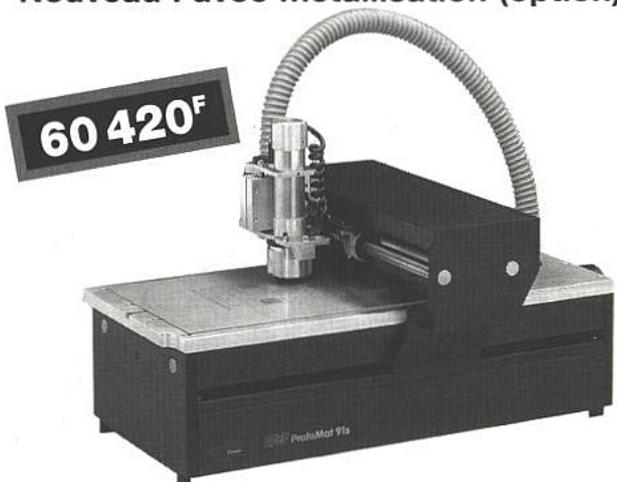
CONCLUSION

Ce petit montage simple et peu coûteux est en mesure de s'adapter à de nombreuses applications. Si vous avez un ami passionné de trains électriques, avec la complicité de son épouse il sera possible de lui faire douter de son installation pilotée par ordinateur : stationnaire sur un passage à niveau ouvert, marche arrière dès l'entrée en gare, etc.!

Bref, amusons-nous un peu en toute sécurité, sans rien casser... Bon été.

Jean ALARY

LPKF ProtoMat 91S
Nouveau : avec métallisation (option)



60 420^F

Fabrication flexible de prototypes dans votre laboratoire - gravure précise, perçage, métallisation par Dispenser - et voilà la platine prête. Le logiciel CircuitCam Basis avec BoardMaster est l'interface à 100% vers tous les systèmes CAO. LPKF fraiseuses-perceuses sont **faciles à piloter, respectent l'environnement** et peuvent être installées sur chaque table de laboratoire.

Voulez-vous en savoir plus ?

Copiez cette annonce et envoyez un fac-similé à :
20 51 56 82 (téléphone : 20 63 73 76)

LPKF SARL - ZA du Pré-Catalan - Centre Ergonord
rue Edmond-Delessalle, F-59110 La Madeleine

MULTIMETRE NUMERIQUE

Modèle 2000



6.110 F^{HT}
(Franco) Tarif au 1/9/95

- 6^{1/2} digits - 13 fonctions
- Précision de 20 ppm sur 90 jours
- Interfaces IEEE-488 et RS 232
- Option scrutateurs 10 voies
- Garantie 3 ans

KEITHLEY METRABYTE

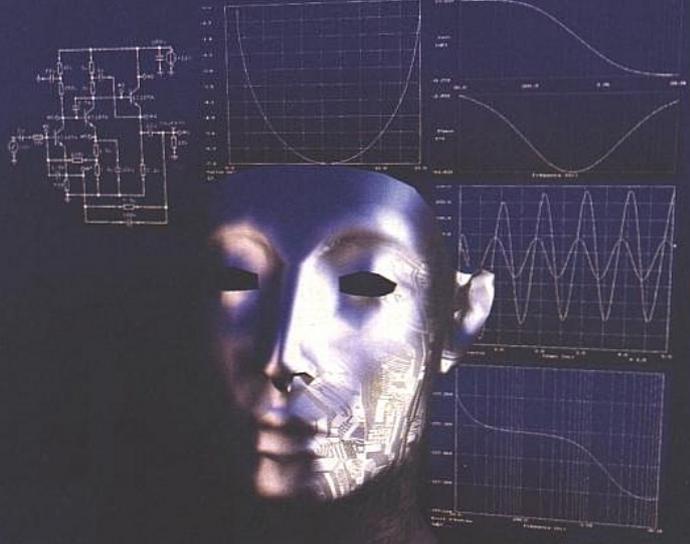
Tél: (1) 60 11 51 55 - Fax: 60 11 77 26

DAYLIGHT

TINA Version 3.0

Simulation électronique mixte et mesures temps réel

- Saisie de schéma graphique de circuits analogiques, numériques ou mixtes.
- Compatibilité NetList pSpice et OrCAD, bibliothèque de composants modifiable.
- Analyses DC, AC, transitoires, spectrales, du bruit, des pôles et des zéros.
- Analyses thermiques, analyses de la tolérance, analyses statistiques, simulation de fautes, mode optimisation, mode multiple avec variation de paramètre.
- Carte d'acquisition TINALab permettant la mesure des circuits réels et la comparaison avec les résultats de simulation (mesures DC, AC transitoires et spectrales).



La solution complète pour l'analyse et la mesure de circuits électroniques

BCD-i 4, rue René Barthélémy 92120 Montrouge
Tel : (1) 40 92 08 07 - (1) 40 84 82 22 Fax : (1) 40 92 12 11

dossier **R**

DOSSIER APPLICATIONS VIDÉO

La vidéo est un des domaines les plus variés et les plus intéressants qui soit parmi toutes les disciplines électroniques, au sens où elle englobe les techniques afférentes aux circuits analogiques haute et basse fréquence, aux circuits numériques, à l'électronique des impulsions et aux transmissions. Nous avons essayé avec les quelques applications du présent dossier d'aborder aussi bien l'aspect métrologie, avec un voltmètre et un synchronisateur lignes, que transmission avec la réalisation d'un émetteur AM. En outre, puisque le numérique est plus que jamais d'actualité, vous trouverez aussi une carte d'acquisition, élément de base à d'autres applications que nous vous présenterons dans les mois à venir. Enfin la multiplicité des sources posent maintenant des problèmes de commutation et de distribution. Il y a peu de temps, une console Péritel a été décrite dans ces colonnes, aussi à l'occasion de ce dossier, nous avons abordé le problème dual, envoyer une source vers plusieurs terminaux avec un distributeur 3 voies audio-vidéo. Bonne lecture et bonnes réalisations.



VOBULATEUR VIDÉO

15 MHz

Dans le numéro 571, nous vous avons

proposé une carte PC génératrice de

signaux test TV. Cette carte étant

programmable, il n'y a quasiment

aucune limite à la forme d'onde de

sortie. Outre les quatre lignes test

standards, nous avons donné

quelques exemples pour des lignes

très utiles comme une rampe linéaire

pour les tests de linéarité et un

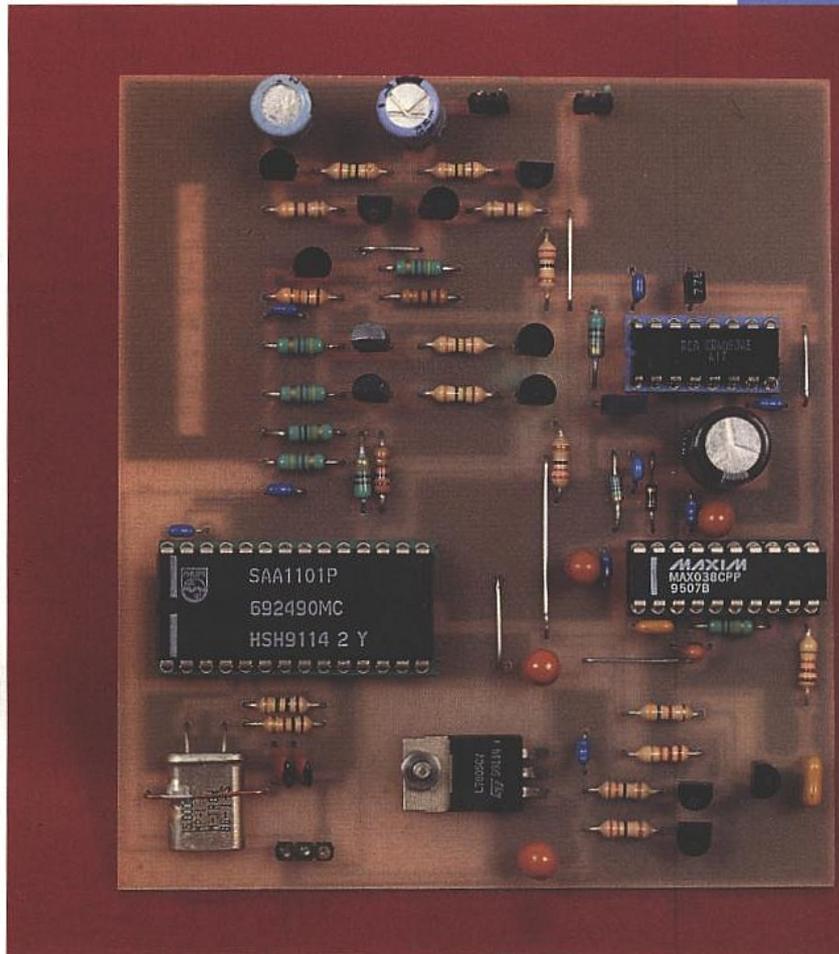
vobulateur pour les essais de réponse

en fréquence. Le vobulateur vidéo est

un outil si utile que nous ne résistons pas à vous présenter une nouvelle version

de cette fonction. A l'occasion de ce dossier, il s'agit d'une carte totalement

analogique et autonome avec un nombre réduit de composants.



De cette carte il ne faut pas s'attendre à autant de souplesse que la carte PC paramétrable. La fonction vobulateur est figée une fois pour toutes.

● Le signal vidéo à générer

Le schéma de la **figure 1** donne l'aspect du signal vidéo que l'on souhaite générer. Il s'agit d'un signal vidéo classique composé d'une synchronisation à laquelle on ajoute pendant le temps de ligne utile un signal à fréquence glissante entre f_{min} et f_{max} .

Dans notre cas f_{min} vaut quelques centaines de kHz et f_{max} 15 MHz environ, ce qui permet d'évaluer la réponse en fréquence de circuits vidéo déjà performants.

Le test des circuits vidéo : amplificateurs, filtres, circuits de réalig-

nement. Si avec des filtres passifs la mesure peut s'effectuer avec un simple générateur HF, il n'en est pas de même avec les amplificateurs et surtout les circuits de réalig-

nement. Lorsqu'un signal sinusoïdal est injecté dans un circuit de réalig-

nement, l'aspect du signal de sortie est fourni **figure 2**. La sinusoïde est écrêtée vers le bas et la mesure d'amplitude est faussée. Différents essais à fréquence variable montrent que l'erreur est fonction de la fréquence. Il est donc difficile de compenser systématiquement l'erreur de mesure.

De tels essais sont envisageables à la condition de n'avoir aucun autre outil disponible. Les résultats sont qualitatifs mais en aucun cas quantitatifs. Pour ces raisons, on préfère adopter et travailler avec le signal de la **figure 1**.

LE SCHÉMA DE PRINCIPE

La définition du signal vidéo à délivrer est si simple que nous pouvons aborder directement le schéma de principe de la **figure 3**.

Nous retrouvons premièrement un grand classique, le générateur de synchronisation Philips SAA1101.

Un quartz à 15 MHz donne la référence de temps à partir de laquelle le circuit fournit trois signaux qui nous seront utiles :

- broche 21 : signal de synchronisation trame.
- broche 18 : signal de synchronisation composite.
- broche 17 : signal d'effacement composite.

La première opération consiste à fabri-

Les portes analogiques contenues dans IC2 sont actionnées par le signal d'effacement composite délivrée par la broche 17 de IC1.

En sortie de IC2, on dispose finalement d'une salve de fréquence variable présente uniquement pendant le temps de ligne utile (52 µs).

A ce stade nous disposons des deux signaux de la figure 5 qu'il suffit d'additionner pour répondre à l'objectif que nous nous étions fixé.

Un amplificateur différentiel T1, T2 permet d'effectuer cette addition simplement et élégamment sans modifier la réponse en fréquence.

Les deux entrées de cet amplificateur sont les bases de T1 et T2.

La sortie est l'émetteur de T3. L'entrée T1 est donc une entrée inverseuse et l'entrée T2 une entrée non inverseuse. Le signal de synchronisation composite est envoyé sur T1, il se retrouve donc avec la bonne polarité sur l'émetteur de T3.

L'amplitude de la synchronisation est fonction du gain de l'amplificateur différentiel ($\approx R2/2.R9$), mais aussi du rapport de division à l'entrée : $R8/(R8 + (R1//R7))$.

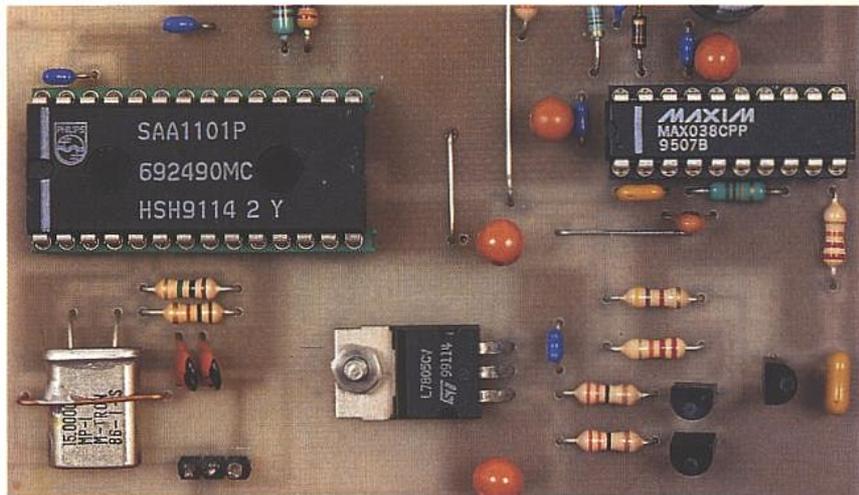
Pour modifier l'amplitude de l'impulsion de synchronisation, il suffit simplement de modifier R8.

La salve de fréquence variable est envoyée à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur différentiel, base de T2.

Pendant le temps d'effacement ligne on envoie une tension de décalage déterminée par R26, R4 et R6, puis pendant le temps utile la salve de fréquence.

Cette configuration est intéressante car elle permet d'agir indépendamment sur les trois paramètres du signal composite :

- amplitude de la synchronisation par R8,
- amplitude de la salve de fréquence par R25, R27,
- décalage de la salve par R26.



Les deux circuits clé du vobulateur.

ULTIboard est un système de tracés de circuits imprimés à la pointe de la technologie actuelle; il est distribué dans le monde entier par les bureaux de ULTimate Technology et ses représentants. La raison principale du succès d'ULTIboard est sa supériorité technique, due en grande partie à ses caractéristiques d'interactivité. Des aides au placement optimal en temps réel, un test continu du respect des règles de conception et des fonctions de déplacement et décalage intelligentes, permettent aux utilisateurs d'ULTIboard de bénéficier d'un gain de temps important. La fourniture de ce logiciel, qui va de pair avec le schématic ULTIcap, garantit une procédure sans faille entre le schéma et le circuit imprimé. La lecture de listes d'équipotentielles générées par d'autres schématiques n'en reste pas moins possible!

L'un des points forts d'ULTIboard est son concept de croissance évolutive extrêmement flexible. L'utilisateur peut débiter avec une version « Lite » au prix très attractif et, évoluer, étape après étape, vers un système 32 bits disposant du puissant autorouteur « Ripup & Retry », et ce, sur la base d'une différence de prix entre versions +5%.

ULTIboard se targue, pour ses clients, d'avoir la politique la plus avantageuse : les utilisateurs actuels reçoivent, dans le cadre du service de mises à jour, la version la plus actuelle correspondant à l'investissement d'origine. Ainsi, un utilisateur de la version DOS d'ULTIboard datant de 1987 et qui dispose d'un abonnement de mise à jour en cours de validité reçoit aujourd'hui un système de développement avancé doté de passerelles 32 bits vers Windows ainsi que 2 autorouteurs, sans payer le moindre centime supplémentaire.

Les aspects « respect de la clientèle » et « support technique de haut niveau » constituent, pour de nombreux utilisateurs, la raison primordiale du choix d'ULTIboard. La satisfaction de ses utilisateurs est la priorité numéro un de notre organisation depuis près de 21 ans!

DE L'IDÉE AU RÉSULTAT DANS LA JOURNÉE

Renseignements:
19.31.800.5900
NB9 GRATUIT

ULTIMATE TECHNOLOGY

QUELLE EST L'INTERACTIVITÉ DE VOTRE CAO

Plus de 15000 utilisateurs (octobre 94)

EURO-DAC European Design Automation Conference with EURO-VWDL

Brighton Metropole Hotel Brighton, Great Britain Sept. 19-22, 1993 STAND 0819

- | Votre objectif | Celui d'ULTIboard |
|--|---|
| VOUS voulez le placement le meilleur | En plus de nos performances pour Rats Nests, Force Vectors et les Histogrammes de densité, le Système d'ULTIboard Direct Reconnect sélectionne instantanément les connexions les plus courtes possibles. Automatic Gate- & Pin Swap avec Backannotation garantit le meilleur positionnement. |
| VOUS utilisez la Technologie CMS | ULTIboard connaît les différences techniques de soudure appliquées aux CMS. Si vous changez vos CMS de face sur le circuit, ULTIboard applique automatiquement la définition des pastilles par rapport aux machines à vagues ainsi qu'aux technologies de refusion. |
| VOUS voulez respecter l'intégrité de votre dessin à 100% | ULTIboard vous empêche, en Temps Réel, de faire des connexions erronées ou de ne pas respecter l'écart minimum entre deux pistes. ULTIboard respecte toujours vos règles de dessin. |
| VOUS voulez un routage à 100% | ULTIroute GXR Ripup & Retry Autorouter est capable de supprimer les connexions gênantes et cela automatiquement; ULTIroute GXR retrace les nouvelles connexions. L'utilisateur peut définir les paramètres de l'Authorouter. |
| VOUS ne voulez pas de l'Authorouter | Les caractéristiques interactives puissantes de reconnaissance de « Route-While-Move and Trace-Shoving under Real-Time DRC » de ULTIboard, vous garantissent des dessins sans erreur, dans les délais les plus courts. Pour les dessins sans piège, vous pouvez utiliser notre second Autorouter qui, associé à votre traceur manuel, vous permettra de router par connexion, composant ou fenêtre. |

OFFRE SPÉCIALE

ULTIboard Entry Designer* 5.975 F (TTC: 6950 F)

Un système de CAO professionnel avec une capacité de tracé de 1400 pins; ULTIcap Saisie de Schema + ULTIboard PCB-Layout, 2 autorouteurs inclus, manuel d'introduction en français, autres manuels: user, PCB-shapes & tutorial.

MISE À JOUR GRATUITE VERSION WINDOWS-95 VERSION 5 ET EMC-EXPERT*!
POUR CEUX QUI ONT ENCORE DES DOUBTES

*Prix net à release: 14.990 F

ULTIboard Technology Bureaux centraux Energiestraat 36 • NL 1411 AT Naarden Pays-Bas tél.: (+31 31) 35 6944444 • fax.: 6943345	ULTIboard Technology Belgique 1, Place du Cardinal Mercier 2800 Malines tél.: 015-401895 • fax.: 401897	Sté. MDS Electronique FR 89430 MELISEY tél.: 86 75 83 63 fax: 86 75 83 64
---	--	--

Grâce à la version d'évaluation toutes possibilités (capacité de tracé de 200 broches, manuel d'introduction et course de prise en main inclus au prix de 230 FF (inclusive TVA et frais de port inclus: 290 FF) vous n'achetez pas, chez ULTimate Technology, de la CAO les yeux fermés.

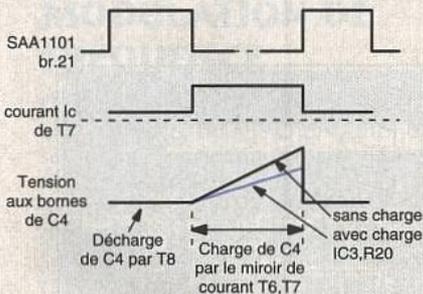


Figure 4 : génération de la rampe de balayage.

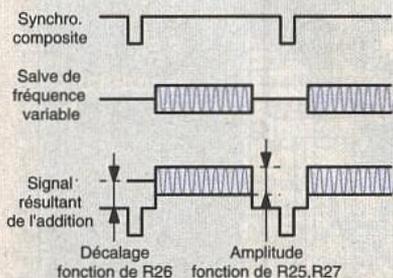
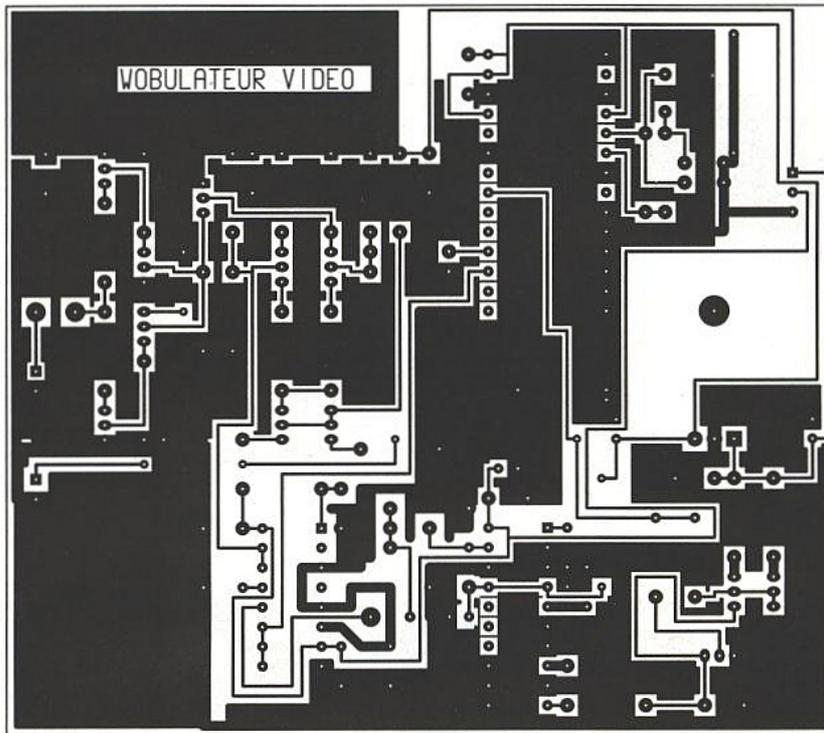


Figure 5 : les deux signaux composant le signal de vobulation.



■ Figure 6 : le circuit simple face.



Finalement le signal de sortie est envoyé au buffer vidéo élaboré autour de T9 à T12.

L'impédance de sortie vaut 75 ohms. A vide la tension de sortie vaut 2 volts crête à crête et en présence d'une charge de 75 ohms, elle passe normalement à 1 volt selon les normes en vigueur.

RÉALISATION PRATIQUE

Tous les composants du schéma de principe de la figure 3 sont implantés sur une carte simple face dont le tracé des pistes est donné à la figure 6.

La figure 7 représente l'implantation des composants.

L'adoption d'un circuit simple face conduit à la présence de quelques straps qu'il convient de ne pas oublier. Hormis ce détail, l'implantation ne pose aucun problème ; il est préférable, pour les trois circuits intégrés, de prévoir trois supports.

La carte doit fonctionner dès la mise sous tension. Comme on peut le constater, la carte ne dispose d'aucun réglage ce qui facilite d'autant plus sa mise en service.

En cas de problème on commencera

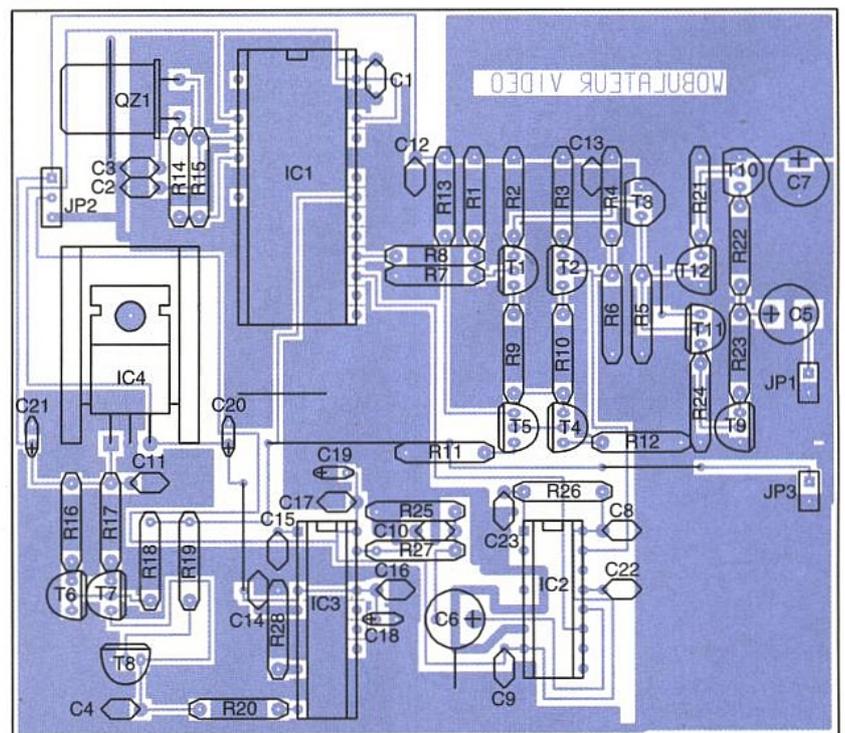
par vérifier la présence normale des alimentations. Si les problèmes persistent, on s'aidera des explications ainsi que des diagrammes des figures 4 et 5 pour détecter la panne et y remédier.

CONCLUSION

Le générateur-vobulateur est un outil simple et peu coûteux. Il doit vous aider lors des tests, mise au point ou dépannage de sous-ensembles ou équipements vidéo. Si l'on souhaite obtenir une fréquence fixe, la tension aux bornes de C4 sera remplacée par une tension fixe en provenance d'un diviseur potentiométrique.

F. de DIEULEVEULT

■ Figure 7 : ne pas oublier les six straps.



NOMENCLATURE

Résistances :

- R1, R4 : 10 kΩ
- R2, R3, R5, R13 : 470 Ω
- R6, R7 : 2,7 kΩ
- R8 : 47 kΩ
- R9, R10, R22, R23, R27 : 75 Ω
- R11, R12, R16, R17, R25 : 22 Ω
- R14 : 1kΩ
- R15 : 1MΩ
- R18, R20, R26 : 22kΩ
- R19, R21, R24 : 4,7kΩ
- R28 : 12kΩ

Condensateurs :

- C1, C8, C9, C11, C12, C13, C16, C17 : 10nF
- C2, C3 : 22pF
- C4, C15 : 1μF
- C5, C6, C7 : 470μF
- C10 : 150pF
- C14 : 33pF
- C18, C19, C20, C21 : 10μF
- C22 : 47pF
- C23 : 15pF

Semi-conducteurs :

- T1, T2, T3, T4, T5, T8, T10, T11 : BC547
- T6, T7, T9, T12 : BC557B

Circuits Intégrés :

- IC1 : SAA1101
- IC2 : 4053
- IC3 : MAX038
- IC4 : 7805

Divers :

- QZ1 : 15MHz

ÉMETTEUR VIDÉO + AUDIO, AM

Il y a environ un an, nous

vous avons proposé un

émetteur vidéo.

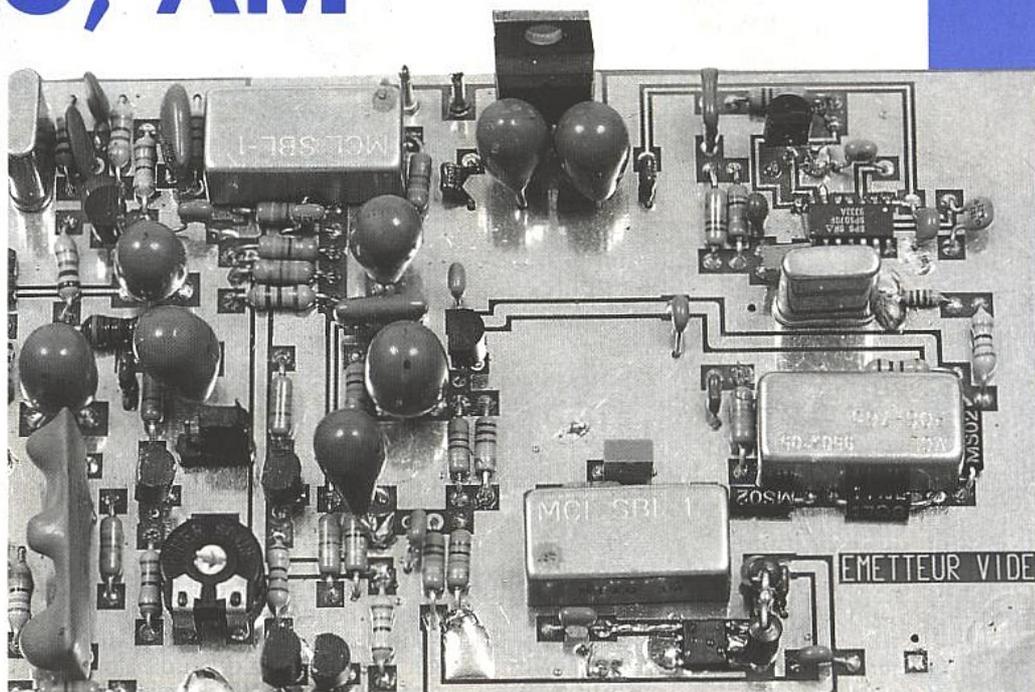
Cet émetteur a été repris

sous forme de kit et a

rencontré un vif succès,

ce qui montre bien qu'un

besoin ou un attrait existe



pour ce genre de réalisation. Pour le présent dossier, nous avons donc

légèrement modernisé cette réalisation en lui adjoignant un oscillateur contrôlé

par PLL et une voie audio.

MODULATION D'AMPLITUDE OU MODULATION DE FRÉQUENCE

Lorsqu'on transmet un signal vidéo sur une porteuse, on a le choix entre deux solutions : modulation d'amplitude ou modulation de fréquence. Ces deux solutions ont à la fois des avantages et des inconvénients. Il n'existe pas de solution optimale et comme toujours, c'est une affaire de compromis : bande occupée, performances, complexité et coût.

En transmission terrestre, le signal vidéo est émis en modulation d'amplitude principalement en bande UHF sur des porteuses situées entre 470 et 850 MHz. En transmission par satellite on utilise la modulation de fréquence. A chaque problème de transmission, on répond donc par un compromis qui évidemment diffère d'un problème à l'autre.

Si l'on opte pour la modulation d'amplitude entre 470 et 850MHz, la bande occupée est égale à deux fois la largeur maximale du signal en bande de base. Les performances en terme de rapport signal sur bruit, fonction du rapport porteuse sur bruit, ne sont pas excellentes. Par contre, on peut se conten-

ter, à la réception, d'un téléviseur standard. On satisfait donc aux critères bande occupée et complexité-coût en reléguant les performances au second plan.

En modulation de fréquence, la formule de Carson donne la largeur de bande occupée en fonction de l'indice de modulation et de la fréquence maximale. La bande occupée est toujours plus importante qu'en modulation d'amplitude. Plus l'indice est important, meilleures sont les performances vis-à-vis de l'AM mais plus la bande occupée est importante.

A la réception on ne peut pas utiliser un récepteur TV destiné à la réception terrestre. Une solution consiste à opter pour un récepteur satellite. Dans ce cas la porteuse se situe dans la bande intermédiaire satellite : 950MHz à 1750MHz.

A ce propos, notez que si l'on élimine le filtre d'entrée des changeurs de fréquence, le récepteur satellite accepte alors les signaux compris dans la bande 1910-2710MHz.

Cette astuce a été mise en pratique dans quelques cas pour des applications de transmission vidéo à 2,45GHz. Si l'on souhaite rester en UHF avec des porteuses voisines de 500MHz, un récepteur spécifique devra être conçu. Pour résumer, en modulation de fréquence, on satisfait le critère perfor-

mances et on fait passer au second plan bande occupée et complexité-coût.

Dans ce numéro nous vous proposons un ensemble fonctionnant en modulation d'amplitude, réception sur un téléviseur classique norme L en Sécam. Une version de transmetteur en modulation de fréquence est en développement et un prototype fonctionne sur table, il vous sera soumis prochainement.

● Modulation d'amplitude

Le schéma de la figure 1 montre premièrement le spectre d'une porteuse F_c modulée à 100% par une tension sinusoïdale F_m .

Une modulation à 100% correspond à une différence de 6dB entre l'amplitude de la porteuse et l'amplitude du signal modulant.

Si cette différence diminue, l'indice de modulation augmente, $m > 1$, et la porteuse est surmodulée. Si cette différence augmente, l'indice de modulation diminue, m est compris entre 0 et 1 et c'est le mode normal de la modulation d'amplitude.

Lorsque le signal à la fréquence F_m module en amplitude la porteuse F_c , le spectre obtenu comporte trois raies : $F_c - F_m$, F_c , $F_c + F_m$.

Ceci signifie que si l'on veut transpor-

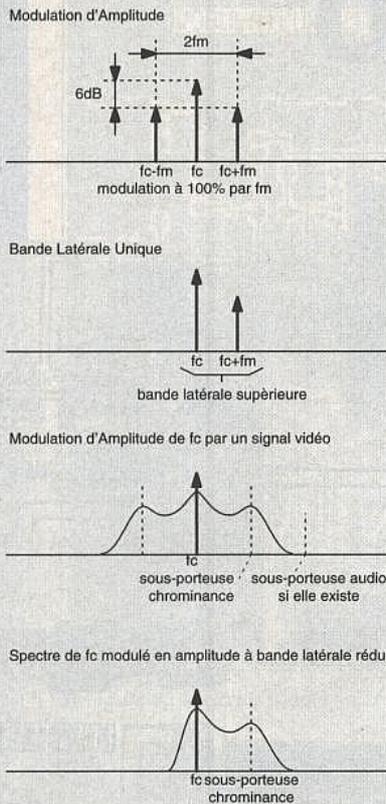


Figure 1 : les trois formes de modulation d'amplitude.

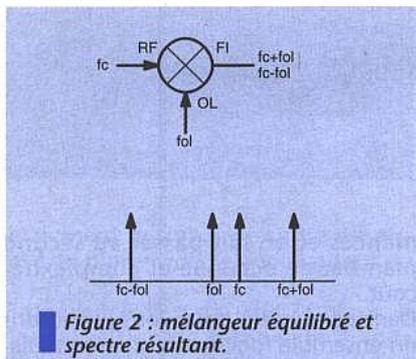


Figure 2 : mélangeur équilibré et spectre résultant.

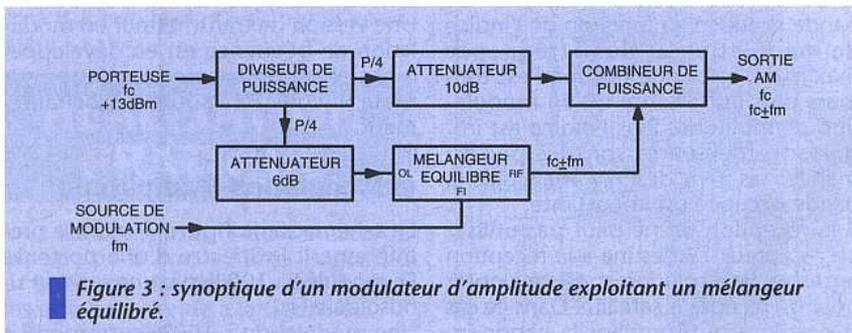


Figure 3 : synoptique d'un modulateur d'amplitude exploitant un mélangeur équilibré.

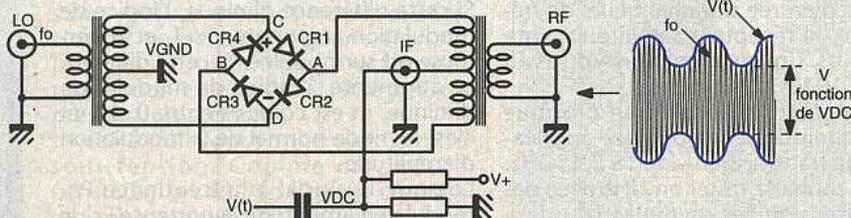
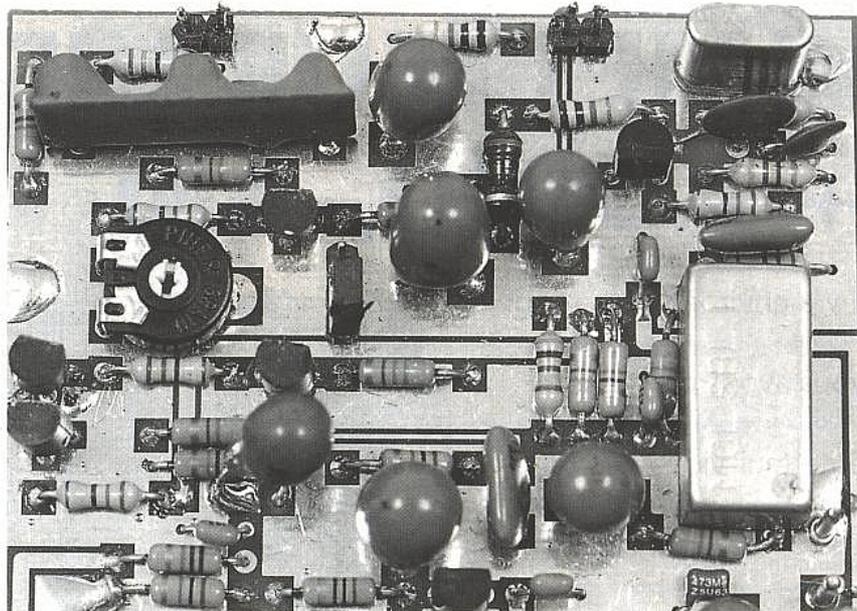


Figure 4 : mélangeur déséquilibré par pré-polarisation.



Traitement vidéo et modulation audio.

ter -transmettre- l'information F_m il faut occuper un canal de largeur double : $2 F_m$.

Pour des raisons évidentes d'encombrement spectral on cherche bien sûr à utiliser le canal le plus étroit possible. Par filtrage on peut éliminer la bande latérale inférieure, on ne conserve que la bande latérale supérieure et on dit alors que l'on est en bande latérale unique BLU. Finalement le troisième spectre de la figure 1 donne l'aspect d'une porteuse modulée en amplitude par un signal vidéo. Le signal modulant crée de part et d'autre de la porteuse deux bandes latérales.

Un signal vidéo occupe grossièrement une bande de 5 MHz. En télévision on élimine une partie de la bande latérale inférieure et l'on obtient le dernier cas de la figure 1 : bande latérale atténuée. Les émissions TV sont transmises en bande latérale inférieure atténuée dans les bandes UHF IV et V.

L'élimination de la bande latérale inférieure s'obtient par filtrage après modulation.

Il faut donc concevoir un filtre passif extrêmement raide. L'émetteur que nous vous proposons aujourd'hui est un émetteur en modulation d'amplitude double bande et non bande latérale atténuée.

Ceci ne change rien ni au fonctionnement ni aux performances. Seule la bande occupée est multipliée par deux environ par rapport à la modulation BLA.

Le modulateur d'amplitude

Il existe de nombreux circuits intégrés destinés aux modulateurs de magnétoscopes, qui reçoivent audio et vidéo, et délivrent un signal UHF modulé en amplitude comportant les deux bandes. Dans cette catégorie de circuits, le SL 5066 de Plessey semble être le circuit le plus récent.

Ce type de circuit est réservé aux applications grand public et n'est pas utilisé dans les appareils professionnels.

Qu'il s'agisse d'appareils de mesure, générateurs de mires, ou de remodulateurs professionnels, etc., on utilise toujours un modulateur équilibré en tant que modulateur d'amplitude.

Le schéma de la figure 2 montre un mélangeur équilibré avec ses trois ports : RF, OL et FI. On applique sur les entrées RF et OL les signaux F_c et F_{ol} . En sortie, sur le port FI, on récupère deux raies de fréquence $F_c + F_{ol}$ et $F_c - F_{ol}$.

Notons que si le mélangeur est parfait, la fréquence F_c ne passe pas et que l'on n'est pas en présence d'une modulation d'amplitude.

Dans ce cas on a une modulation d'amplitude à porteuse supprimée.

Il existe deux solutions pour réinsérer la porteuse en sortie du mélangeur. On peut soit prélever la porteuse en entrée et l'ajouter directement en sortie, ce que nous avons adopté dans la première version de l'émetteur, soit rendre le modulateur déséquilibré en polarisant le port FI, c'est-à-dire en amorçant la conduction des quatre diodes internes. En principe la première solution est conseillée par le fabricant (Mini-Circuits) puisqu'elle donne

de meilleures performances en terme de distorsion.

Le schéma de la **figure 3** montre la configuration à adopter lorsque l'on souhaite réaliser un modulateur d'amplitude à partir d'un mélangeur équilibré. La porteuse est envoyée sur l'entrée OL et le signal modulant Fm est envoyé sur le port FI. En sortie, sur RF, on récupère les deux produits d'intermodulation Fc+Fm et Fc-Fm.

Un second trajet permet de réinsérer la porteuse Fc.

Le schéma de la **figure 4** montre le résultat obtenu avec un mélangeur ayant l'entrée FI légèrement polarisée. Comme dans le cas de la figure 3, la porteuse est envoyée à l'entrée oscillateur local. Le signal modulant est injecté à l'entrée FI pré-polarisé. A la sortie RF on récupère la porteuse Fo modulée en amplitude par V(t). La tension V est fonction du point de polarisation de l'entrée FI. L'indice de modulation dépend donc simultanément de l'amplitude crête à crête de la tension V(t) et de la tension de pré-polarisation.

Cette tension doit être choisie de manière à ce que l'indice de modulation ne dépasse pas 100% pour la valeur maximale de V(t).

Dans cette configuration, le mélangeur est assimilable à un multiplicateur.

teurs ; un premier pour la vidéo qui module une porteuse à Fo et un second émetteur pour l'audio qui module une porteuse à Fo +6,5MHz.

Les deux porteuses sont ensuite additionnées et amplifiées. Cette configuration a principalement pour avantage de dissocier au maximum les voies vidéo et audio. L'inconvénient majeur réside dans la génération des deux porteuses à Fo et Fo +6,5MHz.

Bien sûr il faut deux oscillateurs mais il faut surtout que ces deux oscillateurs soient parfaitement décalés de 6,5MHz. Il faut tenir compte des dérives des oscillateurs. La meilleure solu-

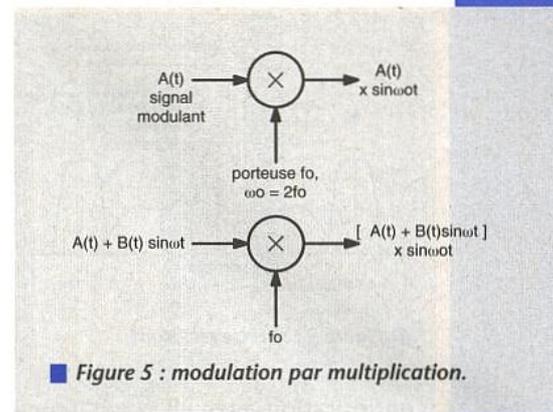


Figure 5 : modulation par multiplication.

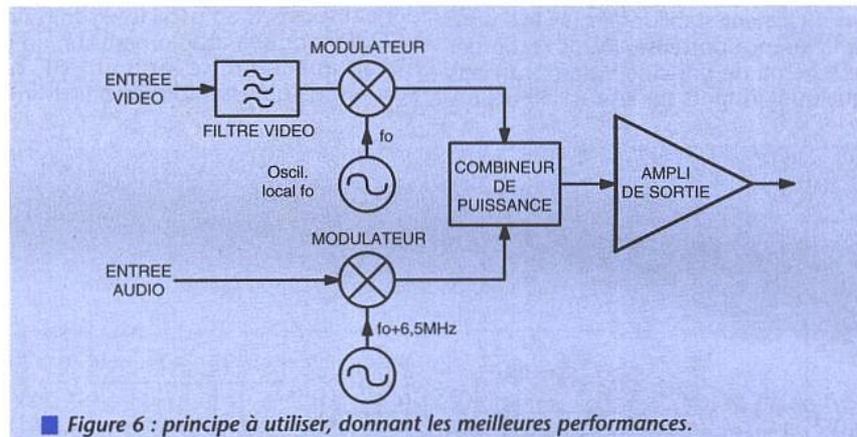


Figure 6 : principe à utiliser, donnant les meilleures performances.

Mélangeur et multiplicateur

Le schéma de la **figure 5** résume la situation. Si le signal modulant est un signal vidéo seulement, noté A(t), on récupère en sortie un signal A(t).sin ωt ce qui est représentatif d'une modulation d'amplitude. Le spectre de A(t) se retrouve symétriquement de part et d'autre de Fo. Si le signal modulant est un signal plus complexe constitué d'une vidéo et d'une sous-porteuse modulée en amplitude par le signal audio : A(t) + B(t).sin ωt

le signal de sortie s'écrit désormais : [A(t) + B(t).sin ωt].sin ωt ce qui correspond bien à la multiplication des deux signaux d'entrée.

Ceci peut s'écrire d'une autre manière : A(t).sin ωt + [B(t)/2]. sin(ωo + ω)t + [B(t)/2] sin(ωo - ω)t

cette expression fait apparaître la sous-porteuse ω de part et d'autre de ωo. Le spectre complexe du signal d'entrée a été transposé par ωo. Cette démonstration est simple et va nous éclairer pour la suite du problème posé qui rappelons-le est un émetteur vidéo + audio en modulation d'amplitude.

SCHÉMA SYNOPTIQUE DU TRANSMETTEUR VIDÉO + AUDIO

Pour résoudre le problème nous avons deux solutions radicalement différentes et nous avons opté pour la solution la plus économique, donc un peu sacrifié les performances au profit du coût.

Le schéma synoptique de la première solution est donné à la **figure 6**. Il s'agit tout simplement de deux émet-

tion passe par la stabilisation par PLL ce qui complique encore le synoptique et grève considérablement le budget. Le spectre du signal de sortie est donné à la **figure 7**.

Le signal vidéo s'étale de part et d'autre de Fo et la sous-porteuse est décalée de 6,5MHz vers le haut.

La deuxième configuration est représentée par le synoptique de la **figure 8**. On commence par générer un signal complexe vidéo plus sous-porteuse à 6,5MHz modulé en amplitude par le signal audio. Ce signal module ensuite directement la porteuse Fo. Le calcul ayant été effectué dans le paragraphe précédent, l'allure du spectre du signal de sortie de la **figure 9** n'a alors rien de surprenant.

Les avantages de cette configuration sont évidents puisqu'il n'existe qu'un seul oscillateur HF. Les inconvénients sont de deux ordres. Premièrement on ne satisfait pas aux critères d'enco-

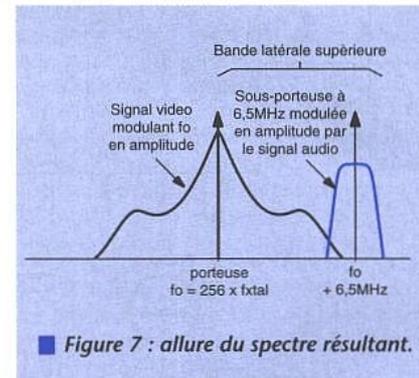


Figure 7 : allure du spectre résultant.

brement spectral, ce qui dans notre cas n'est pas très important. Deuxièmement le filtrage entre la vidéo et l'audio ainsi que l'additionneur devront être soignés de manière à ce qu'il n'y ait pas d'intermodulation entre la vidéo et l'audio. Nous avons donc opté pour cette

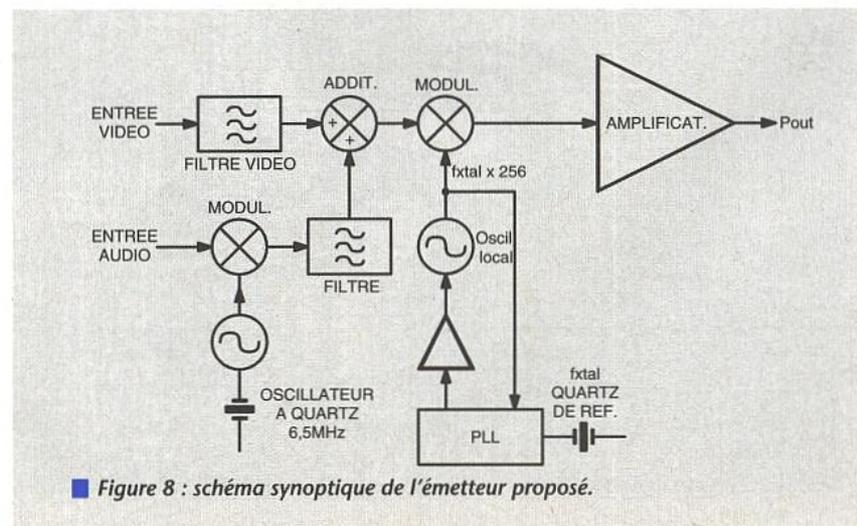


Figure 8 : schéma synoptique de l'émetteur proposé.

comprise entre +7 et +10dBm et le bruit de phase entre -80 et -100dBc à 10kHz de la porteuse selon le modèle et la plage de fréquence. Le boîtier est identique à celui des mélangeurs bien connus. L'harmonique 2 est au moins rejeté à 20dB de la porteuse. La tension normale d'alimentation est +15V mais ces VCO acceptent des tensions comprises entre +12V et +18V. Si l'on ajoute que le prix est extrêmement raisonnable, environ 100FHT par quantité, il n'y a vraiment aucun obstacle pour utiliser ce VCO. Pour cette application nous utiliserons le POS 735 couvrant la plage de fréquence 485 à 765MHz.

Nous sommes maintenant en possession de tous les ingrédients nécessaires à la découverte du schéma de principe.

SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe du transmetteur est donné à la figure 11. Bien que la voie audio ait été ajoutée, il conserve évidemment un air de famille avec le schéma donné dans le numéro 557. Le signal vidéo est envoyé sur JP4 et le signal audio sur JP2. L'oscillateur de sous-porteuse est bâti autour du transistor T7, BC547. La réaction est due aux condensateurs C21 et C22. La fréquence est stabilisée par le quartz X2 à 6,5MHz.

Le signal de sortie est disponible sur l'émetteur de T7. Avant d'attaquer le modulateur, le signal est débarrassé de ses harmoniques par le filtre céramique FC1. En entrée et sortie le filtre est adapté par des résistances de 330 Ohms, R24 et R32.

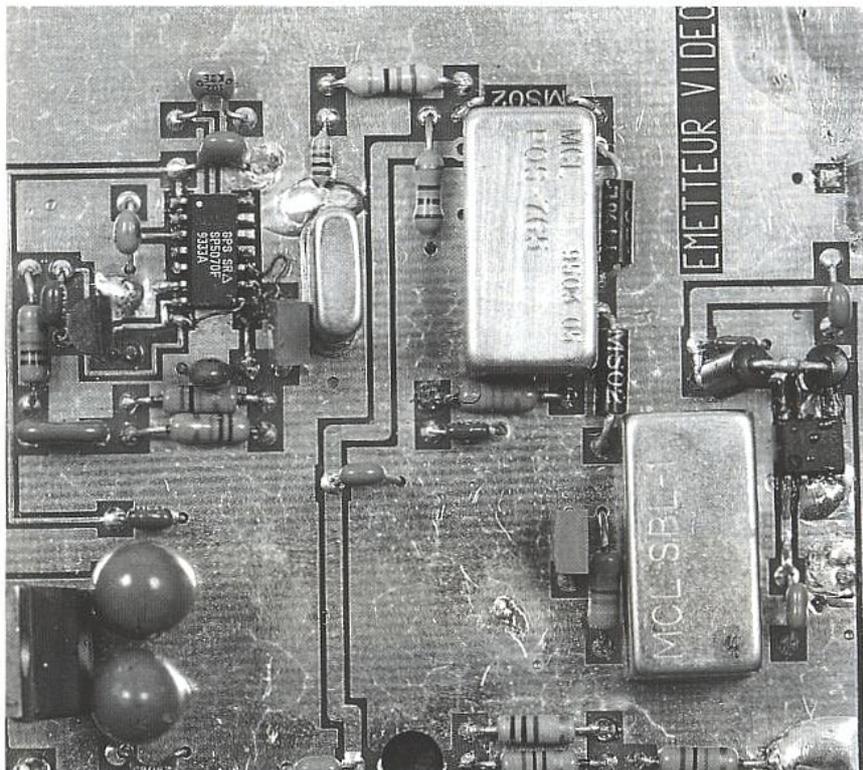
La porteuse à 6,5MHz est envoyée au port d'entrée oscillateur local d'un premier mélangeur SBL1 employé en modulateur d'amplitude. A la broche 8 du SBL1 la sous-porteuse a une amplitude de 260 mV crête à crête, le signal audio en provenance de JP2 module cette sous-porteuse.

Le pont diviseur R30, R31 polarise l'entrée FI. Lorsque le signal audio a une amplitude de 6 V crête à crête (soit +6 dBu) la sous-porteuse audio est modulée à 100%. Il est important de ne pas dépasser cette limite pour éviter toute surmodulation de la sous-porteuse. Eventuellement la sensibilité d'entrée pourra être ajustée en modifiant les valeurs de l'atténuateur constitué par R27 et R29.

La sous-porteuse modulée en amplitude issue de la broche 1 du SBL1 est ensuite envoyée vers l'étage sommateur via un deuxième filtre céramique.

Ce deuxième filtre a pour rôle d'éliminer au maximum les harmoniques générés non seulement par l'oscillateur mais aussi par le SBL1 lui-même. A l'entrée du sommateur, base de T6, la sous-porteuse a une amplitude de 130 mV crête à crête lorsqu'aucun signal audio n'est appliqué : absence de modulation.

Le sommateur est constitué par un étage différentiel, T5 et T6, comme dans la première version de cet émetteur.



■ Gros plan sur le VCO et le modulateur.

Les transistors T1 et T2 forment un miroir de courant qui fixe les conditions de travail de la paire différentielle.

La seconde entrée du sommateur, base de T5, reçoit le signal vidéo.

A ce stade de la description, il faut faire une remarque importante. Le signal vidéo doit absolument être débarrassé de toutes ces composantes au-delà de 5MHz et surtout au voisinage de 6,5MHz.

Différents essais avec un générateur de mires professionnel ne comportant pas de filtre, ou avec un filtrage insuffisant, ont montré que les composantes au-delà de 5MHz pouvait perturber la transmission de la voie audio.

Contrairement au précédent schéma, le filtre vidéo TDK est donc placé en amont du sommateur et non plus en aval.

L'option d'inversion vidéo a été conservée bien que dans ce cas il s'agisse uniquement de norme L. Le

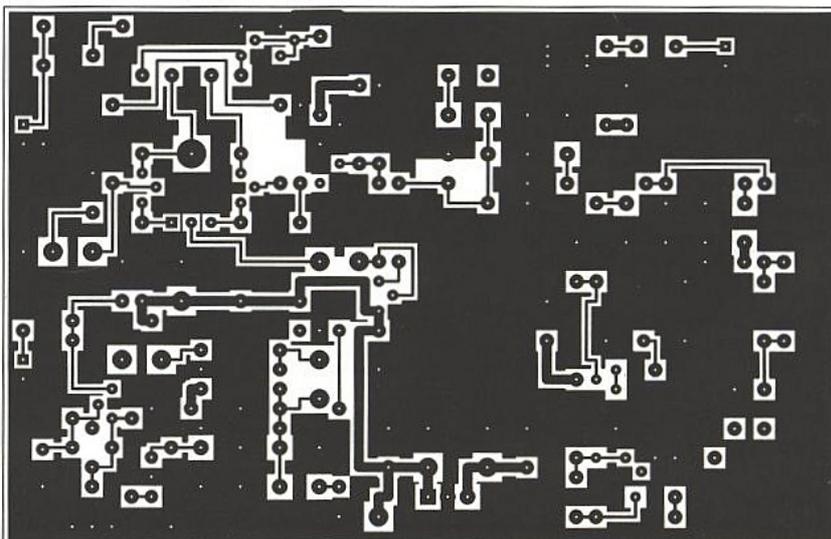
multiplex vidéo-audio est finalement envoyé à un second mélangeur SBL1, second modulateur d'amplitude, via le transistor T3.

La polarisation de l'entrée FI est due au diviseur R37, R38.

Pour la sous-porteuse Fo nous avons, comme prévu, mis un oscillateur Mini-Circuits en service : IC1. Pour pallier tous les problèmes de dérive : temps, tension d'alimentation et température, nous avons stabilisé ce VCO par un PLL.

Le circuit de synthèse sélectionné est le modèle le plus simple que l'on puisse trouver. Aucun diviseur programmable, donc boîtier de faible dimension, pas de paramétrage par microcontrôleur ; il s'agit du SP5070 Plessey et la fréquence de sortie du VCO est liée à la fréquence de référence à quartz par la relation :

$F_{vco} = 256 \cdot F_{xtal}$
Seule la fréquence du quartz détermine la fréquence de fonctionnement.



■ Figure 12 : CI face soudures.

d'un canal TV. Si ce dernier est muni d'une syntonisation par potentiomètre, pas de problème ; avec les téléviseurs modernes à PLL avec un pas 62,5 kHz ou moitié, il se peut que cela pose problème si le CAF agit sur une bande trop étroite. Dans ce cas opter pour un quartz sur mesure. La meilleure solution consiste à intercaler entre l'émetteur et le téléviseur un atténuateur par bonds de 10dB (en 75 Ω). Eventuellement deux simples fils peuvent faire office d'antenne pour l'émetteur et le récepteur distants de quelques mètres pour l'essai. Avec une vidéo injectée à l'entrée de l'émetteur on cherche l'accord sur le récepteur et on règle R6 pour le meilleur résultat.

L'idéal pour cet essai est de disposer d'un générateur de mires mais l'image issue d'un camescope peut aussi faire l'affaire. On déconnecte provisoirement l'entrée vidéo et on injecte un signal audio (moins de 6 Vcà, un générateur à 1000Hz est une bonne solution).

On reconnecte ensuite le signal vidéo, du bruit dans la voie audio est synonyme d'un filtrage insuffisant ou de composantes de fréquence élevées dans la voie vidéo.

Dans les cas critiques, avec un générateur de mires par exemple, on pourra placer en entrée un circuit bouchon à 6,5MHz.

● La portée

Nous en sommes sûrs, bon nombre d'entre vous se précipiteront sur ce paragraphe volontairement intitulé portée, et ceci avant même l'exploration du schéma de principe et de la nomenclature.

Sachant que ce paramètre est très probablement celui qui vous intéressera en tout premier lieu, nous insisterons autant qu'il le faut.

Pour un système de transmission donné : un émetteur et un récepteur, il est non seulement difficile mais aussi dangereux de donner une portée puisque celle-ci dépend énormément des conditions de propagation.

Nous ne répondrons pas à la mauvaise question suivante «Jusqu'à quelle distance ça marche?» mais nous essaierons de donner le maximum de renseignements permettant d'évaluer la portée dans une configuration particulière.

En matière de propagation bon nombre de résultats sont empiriques ; heureusement il existe une bonne équation, simple, que chacun se doit de connaître : l'équation dite des télécommunications :

$$A(\text{dB}) = 22 + 20 \log(D/\lambda).$$

Cette équation donne l'atténuation A en espace libre entre un émetteur et un récepteur distants de D mètres, la liaison s'effectuant à la fréquence f avec $\lambda=c/f$

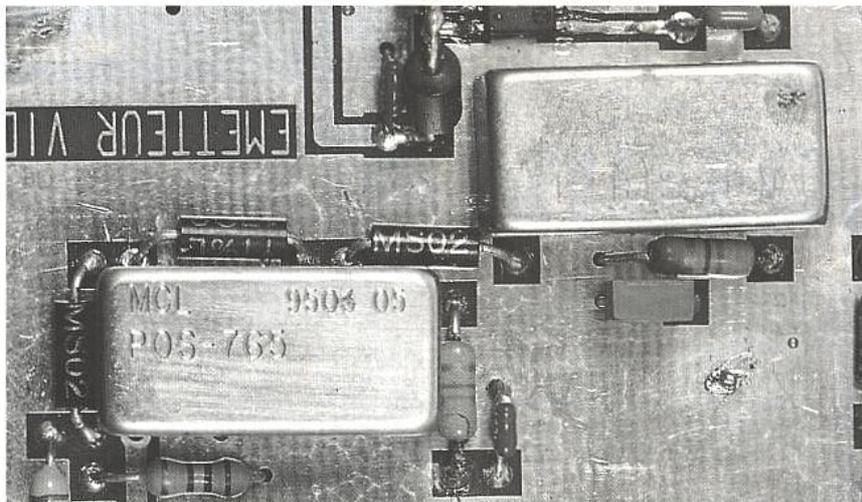
$$\text{ou } c = 300\,000 \text{ km/s.}$$

f : fréquence et λ longueur d'onde.

Noter que pour l'instant il n'est pas question de puissance émise.

Cette équation, nous l'avons déjà citée dans quelques précédents articles consacrés à la télévision par satellite.

La télévision par satellite est un des rares cas où elle s'applique parfaitement : émetteur et récepteur étant en vue directe.



Dans des applications terrestres, la propagation s'effectue rarement à vue et cette équation ne donne qu'une limite maximale de portée.

Evidemment il serait préférable de disposer d'une limite minimale mais hélas ce n'est pas le cas.

Ni par calcul, ni empiriquement, nous n'arriverons donc à une limite minimale ou une portée minimale mais il est souvent possible d'arriver à une bonne estimation.

Pour cette estimation nous avons besoin (ah enfin!) de la puissance émise et du niveau de puissance nécessaire à l'entrée du récepteur.

Lors de nos essais nous avons utilisé deux téléviseurs totalement différents. Un téléviseur Philips équipé d'un châssis TVC 14 et un téléviseur bas de gamme, bas prix, en vente dans les grandes surfaces, de marque Shorai. D'un point de vue sensibilité d'entrée, il y a au moins un rapport 100 -20dB sur la puissance nécessaire à l'entrée.

Aucun doute n'est permis, il n'y a pas le même tuner à l'intérieur des téléviseurs.

Lorsque vous testerez la liaison vidéo, méfiez-vous donc des équipements avec lesquels vous travaillerez.

Pour les calculs de portée on va admettre qu'il faut environ 60dBμV à l'entrée du récepteur pour donner un résultat convenable. Ce niveau de tension correspond à environ -47dBm à l'entrée, il s'agit d'une puissance tout à fait respectable et on pourra effectuer le même calcul avec un préamplificateur de 20 à 30dB.

On suppose que $f = 600\text{MHz}$ pour simplifier le calcul.

Ceci nous donne $\lambda = 50\text{cm}$.

On suppose finalement qu'aucune des antennes ne donne un gain significatif (ce qui est très important).

Si la puissance émise vaut +10dBm, on peut se permettre d'atténuer le signal, sur le trajet, de 57dB.

soit $57 = 22 + 20 \log D/\lambda$ soit finalement une portée de 22m.

On voit que cette portée est tout à fait raisonnable, et qu'elle reste compatible avec des applications domestiques.

Avec un préamplificateur de 20 dB, la portée passe à 220 m.

Avec un préamplificateur de 20 dB et une puissance de 1W, la portée passe à 2,2 km. On reste encore loin

des transmissions intercontinentales. Noter finalement qu'il s'agit de chiffres optimistes et maxima, une cloison, un mur de briques, de béton, etc. se chargent de faire diminuer la portée.

Nous en terminerons sur ce chapitre par un cas limite. Supposons qu'à la réception on place un préamplificateur de 20 dB et une antenne à grand gain de 15 dB.

Il faut alors recueillir à l'entrée -82dBm, soit 25dBμV soit quelques dizaines de μV. Si l'on admet que la puissance d'émission ne change pas +10dBm mais que l'on place une antenne d'émission ayant un gain de 6dB, l'atténuation sur le trajet peut atteindre 98dB.

Ce dernier chiffre nous donne une portée maximale de 3,2 km. Ce résultat n'est applicable que lorsque les deux antennes sont en VUE DIRECTE.

Admettons maintenant que les antennes soient de simples brins conducteurs, juste avec une longueur de $\lambda/4$. On peut estimer que la perte sera d'au moins 20dB, ce qui ramène la portée à 320m et divise donc le résultat précédent par 10. Cet exemple montre qu'il ne faut rien négliger, surtout pas les antennes.

Lorsque la puissance est multipliée par 100 la portée est multipliée par 10 ; il en est de même avec le gain des antennes qui intervient de même manière dans l'équation.

AUGMENTATION DE LA PUISSANCE DE SORTIE

Un des inconvénients majeur de la modulation d'amplitude réside dans l'emploi d'amplificateurs de sortie en classe A (il faut travailler en régime parfaitement linéaire).

A contrario en modulation de fréquence il est simple d'utiliser des amplificateurs en classe C, plus simples et consommant moins.

L'émetteur que nous vous avons proposé peut être équipé d'amplificateurs de puissance et nous avons testé plusieurs configurations et plusieurs transistors. Avec un seul et unique transistor BFR 96, la puissance peut passer facilement à 150mW soit un facteur 4 sur la portée environ.



Figure 16 : les trois étages en cascade donnant 2,5 W en classe A.

Le schéma de la figure 16 donne le synoptique d'une chaîne d'amplification que nous avons testée. Chaque étage donne un gain légèrement supérieur à 10. En sortie la puissance atteint 2,5W sans compression et 3W avec une compression de 1dB. Pour cet étage nous n'avons pas voulu délivrer de schéma pour au moins deux raisons ; premièrement les transistors BFR94 et BFQ sont assez compliqués à approvisionner et assez coûteux, deuxièmement les puissances en jeu sont assez importantes et les transistors pardonnent mal les erreurs de manipulation. Finalement il faut d'assez bonnes connaissances et un matériel de mesure ad hoc pour mener à bien la réalisation d'un tel amplificateur qui consomme environ 10W. Le rendement de la classe A n'est pas bon, c'est bien connu. Des puissances intermédiaires, malgré tout intéressantes, peuvent être obtenues avec un BFR 94 seulement.

CONCLUSION

Cet émetteur devrait réjouir tous les lecteurs pour leurs applications de vidéo-

portages, surveillance ou modélisme. Dans une prochaine réalisation nous emploierons la modulation de fréquence à 400MHz, ce qui bien sûr résout le problème des amplificateurs de puissance.

Il faut hélas concevoir un récepteur spécifique et c'est la tâche à laquelle nous nous attelons dès maintenant.

François de DIEULEVEULT

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1, R2, R3, R4, R24, R32, R34 : 330 Ω
- R5, R6, R21, R22 : 1kΩ
- R7, R8, R9 : 18 Ω
- R10, R17 : 75 Ω
- R11, R12 : 100 Ω
- R13, R14, R25, R26, R28, R38 : 22kΩ
- R15, R37 : 10 kΩ
- R16 : 47 kΩ
- R18, R19, R20, R23, R27, R30, R31, R33, R35 : 470 Ω
- R29 : 820 Ω
- R36 : 220 Ω

Condensateurs :

- C1, C6, C8, C10, C25, C26, C27 : 220µF
- C2, C4, C11, C12 : 1nF
- C3, C5, C7, C9, C16, C17, C23, C24, C28, C30, C31 : 10 nF
- C13 : 220nF
- C14, C15 : 47nF

- C18, C29 : 68pF
- C19 : 47pF
- C20 : 47µF
- C21 : 150pF
- C22 : 220pF

Semi-conducteurs :

- MEL1, MEL2 : SBL1 Mini-Circuits
- T1 à T7 : BC547B

Circuits intégrés :

- IC1 : VCO Mini-Circuits PO5735
- IC2 : PC1678G NEC
- IC3 : LM7805
- IC4 : SP5070 Plessey

Divers :

- FC1, FC2 : filtre céramique 6,5 MHz SFE ou SFF Murata
- F1 : SEL5353, filtre vidéo TDF
- L1, L2 : CHOC 10 µH
- X1 : quartz 2,4576 MHz
- X2 : quartz 6,5 MHz

MODULES HYBRIDES EMISSION / RECEPTION MIPOT

Développez des alarmes radio, des télécommandes, des modules de transmission de données en vue d'agrément sans étudier la partie "HF".

Emetteurs à onde de surface, fréquence Européenne 433,92 MHz, Puissance <10 mW, alim.: 12V. (Existent en version + 5V et/ou 224,5 MHz)

- | | | |
|--|-------------------------------|-------|
| | antenne intégrée SANS REGLAGE | 151 F |
| | sans antenne avec sortie 50 Ω | 195 F |
| | antenne intégrée SANS REGLAGE | 226 F |
| | sans antenne avec sortie 50 Ω | 226 F |

Récepteurs sans réglage, sortie TTL, alim.: 5V.

- | | | |
|--|---------------------------|-------|
| | Super réaction 2400 Bds | 66 F |
| | super hétérodyne 9600 Bds | 182 F |
| | Cons.: 650 µA | 81 F |
| | Cons.: 220 µA | 143 F |
| | super hétérodyne 9600 Bds | 575 F |

Description dans "Radio-Plans" N° 573 et applications dans "Electronique Pratique" N° 189 et 194

Remise quantitative

EGALEMENT DISPONIBLE: Antennes 433 MHz, modules hybrides FSK / FM pour transmission de données compatibles RS-232, circuits codeurs "anti-scanner".

Modules 1 et 5 également disponibles chez: Téral (75) - Saint Quentin Radio (75) - D.G.ELEC (75) - Arquié Composants (82) - Euro-Composants (08) - E44 Electronique (44) REVENDEURS CONSULTEZ-NOUS

Transfos "HF" TOKO™: 2K782, 2K159, 2K509, 2K241, 2K1420, 2K256, 2K758, 10735A, 10736A, 10737A. Pièce 8,20 F

TELECOMMANDES AGREES PTT

- 1) 2 émetteurs porte-clef monocanals + récepteur à sortie sur collecteur ouvert (M/A ou impulsionnel). Freq: 224,5 MHz, portée: 10 m*. Agrément N°: 920150 PPL... 606 F Emetteur supplémentaire ... 202 F
- 2) Emetteur 4 canaux, carte de crédit, Freq: 224,5 MHz, portée: 100 m*. Agrément N°: 4481 PPL: 265 F Récepteur mono, sortie relais (M/A ou impul.), alim.: 12 V: 438 F Décodeur pour canal suppl. à sortie sur relais (M/A ou impul.): 199 F
- 3) Ensemble FM prof., 4 canaux simultanés. Freq.: 30,875 MHz, portée: 100 m*. Agrément N°: 930075 PPL. Récepteur à sorties sur relais, alim.: 12 V 1342 F
- 4) Enfin un "BIP ALARME" qui n'utilise pas les bandes CB ! Portée: 1 à 3 Km*. 2 entrées de déclenchement générant 2 styles de bips au récepteur portatif (75 x 50 x 20 mm), sorties pour relais (non livrés) activées si on n'intervient pas à temps, sondes de choc, contact d'ouverture, câble raccordement antenne véhicule (convient pour maison, bateaux...). Agrément PTT N°: 4259PP 1118 F

GAMME PROFESSIONNELLE

C'est un fait, notre gamme de télécommandes professionnelles agréées PTT fait d'ores et déjà office de référence grâce à une portée au dessus de la moyenne, à l'origine de son franc succès auprès des milieux professionnels qui l'exploitent dans des domaines aussi divers que la commande de pompes d'irrigation, de feux d'artifice, de véhicules de signalisation, de tracteurs forestiers, de caméras, etc...

- ✓ Technologie "FSK"
- ✓ Modulation FSK
- ✓ Codage microcontrôlé

REVENDEURS / INSTALLATEURS CONSULTEZ-NOUS 3 Modèles disponibles

-> Ensemble série "400": 4 canaux, portée: 1,5 km*
-> Ensemble série "1600": 16 cx, portée: 1,5 km*
-> Ensemble "COM-TEL4": 4 canaux, portée: 4 km*

SYNTHESE VOCALE

- MEMO-VOX Enregistre un message à synthèse vocale de 16 s en EEPROM, restitution continue ou impulsionnelle. Alim.: 12 V. Le kit (sans HP) 305 F Version 1 mn 569 F
- PERSONAL-VOX Restitue un message pré-enregistré. Consom. nulle au repos. Alim.: 12 V. Le kit (sans HP) 202 F

(Précisez le message désiré, 1 message par module)

1*) ATTENTION ! ce véhicule est équipé d'un système de protection électronique, votre présence a été détectée, déclenchement de la sirène imminent.

2*) ATTENTION ! Ceci est une propriété privée, vous y pénétrez à vos risques et périls, de nombreux systèmes de protection y sont installés.

- VOCAL-CONCEPTOR Enregistre, restitue et transfère 8 messages à synthèse vocale (durée totale 1 mn env.) sur une EPROM afin d'être exploités sur le lecteur "DICTA-VOX". Micro., ampli. et HP intégrés. Alim. requise: 16 V.

Existe en version 32 messages, durée 4 mn

- En kit 1718 F Monté 2028 F
- DICTA-VOX reçoit les Eproms du Vocal-Conceptor et délivre vos messages dès qu'une de ses entrées sera connectée à la masse. Alim.: 12 V, ampli. intégré (livré sans HP, ni EPROM).
- En kit 405 F Monté 570 F

SYSTEMES D'ALARME

- CENTRALES "2 ZONES"
 - ✓ 1 zone retardée
 - ✓ 1 zone instantanée 905 F
 - ✓ 1 zone 24h/24h
 - ✓ Réglage tps entrée / alarme.
 - ✓ Boîtier tôle, chargeur, clef M/A.
- CENTRALE "4 ZONES"
 - ✓ 1 zone retardée
 - ✓ 3 zones instantanées 1345 F
 - ✓ 2 zones 24h/24h
 - ✓ Réglage tps entrée / alarme.
 - ✓ Boîtier tôle, chargeur, clef M/A.
- SYSTEME PROFESSIONNEL
 - Centrale filaire 4 zones (+ 2 AP) avec clavier, sirène et chargeur

SYSTEME RADIO "QUATRIX"

- ✓ 1 centrale radio 8 zones, mise en service totale ou partielle, clavier intégré, dispositif de détection de brouillage et de pile basse + chargeur, batterie inclus.
- ✓ 1 Radar infrarouge sans fil.
- ✓ 1 Télécommande 4 fonctions.
- ✓ 1 Sirène filaire auto-alimentée.
- ✓ Système agréé PTT.
- ✓ GARANTIE GOLD 3 ANS !
- L'ensemble 5990 F
- Contact d'ouverture seul 581 F
- Radar infrarouge seul 732 F
- Télécommande seule 525 F

TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE

Type professionnel agréé PTT, afficheur LCD, clavier codé, 2 messages enregistrables à synthèse vocale activés par 2 entrées, 8 numéros d'appel, contrôle de la ligne, horloge avec horodatage (date, heure, numéros ayant répondu), gestion ALPHAPAGE™, acquittement, dim.: 206 x 105 x 40 mm 2135 F Idem avec télécommande et écoute à distance manuelle ou automatique 2540 F

RADAR BI-VOLUMETRIQUE

Type professionnel, infrarouge + hyperfréquence pour un taux de fiabilité hors du commun puisque les 2 technologies doivent détecter en même temps pour déclencher l'alarme 890 F

RDH-94

Placé à l'intérieur d'une maison ou d'une auto, derrière une porte (non métallique), il détectera la présence d'un intrus et le fera fuir avant même qu'il ne soit entré. Décrit dans "Electronique Pratique" N° 178. En kit, avec boîtier 355 F

Centrale sans fil assurant la protection d'une habitation (plusieurs étages) sans aucun contact à installer. Grâce à un capteur analysant les pressions et dépressions rapides, toute ouverture d'une issue enclenche une sirène intégrée (les personnes peuvent circuler à l'intérieur des locaux à surveiller). Montée avec batterie et sirène. Voir "Electronique Pratique" N° 184 1150 F

Ceci n'est qu'un aperçu de notre gamme, demandez notre documentation complète (et gratuite !) sur nos produits en précisant le domaine qui vous intéresse...

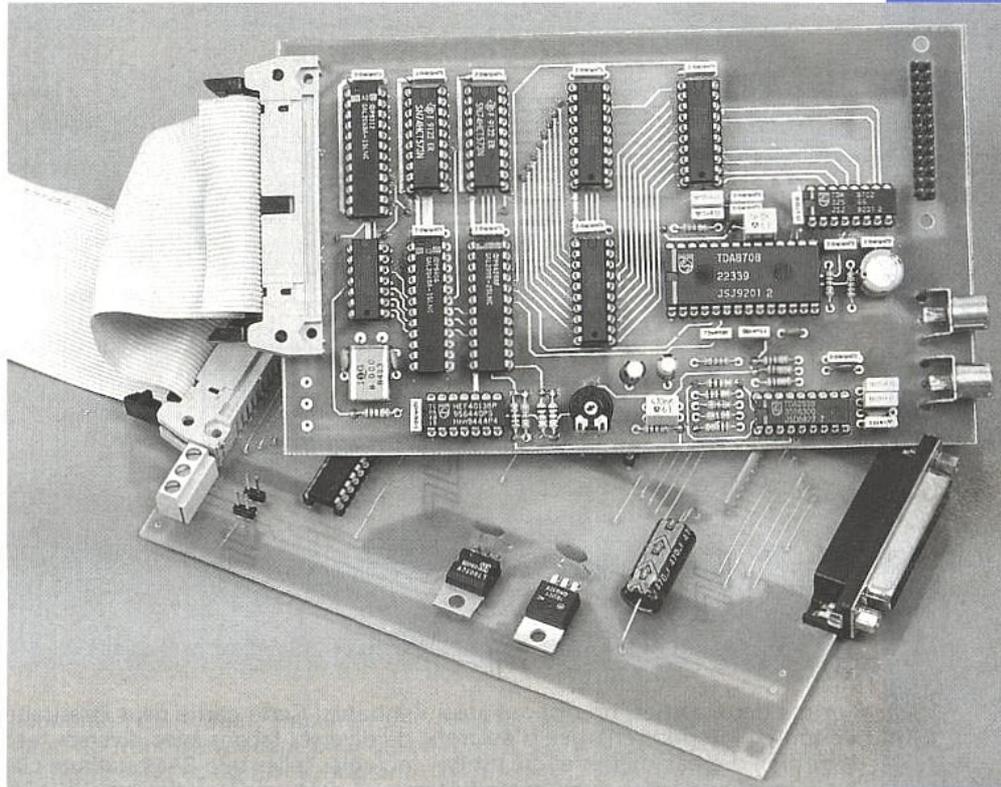
LEXTRONIC

36/40, rue du Gal De Gaulle 94510 LA QUEUE EN BRIE

CARTE D'ACQUISITION VIDÉO

Parmi toutes les applications vidéo, l'acquisition ou la régénération d'images vidéo intéresse bon nombre de lecteurs.

Nous vous proposons d'étudier une carte d'acquisition assez complète, la partie régénération étant prévue mais figurant au



programme d'un prochain numéro. La carte que nous allons décrire est la carte principale d'un ensemble vidéo. Elle comporte ainsi les convertisseurs Analogique/Numérique et Numérique/Analogique permettant de traiter convenablement tout signal vidéo et incorpore toute une circuiterie annexe permettant d'obtenir et de fournir l'ensemble des signaux utiles.

Les applications vidéo demandent de répondre à des caractéristiques bien précises pour pouvoir être entreprises convenablement. Tout d'abord, pour pouvoir traiter des signaux vidéo en temps réel, ou du moins pour gérer des images qui peuvent être furtives, il nous faut pouvoir les traiter à une vitesse très rapide. Cela demande donc l'utilisation de circuits dédiés. Malheureusement, il existe une pléthore de circuits pouvant être utilisés mais dans des conditions totalement différentes les uns des autres.

C'est pour cela que nous avons étudié un ensemble de cartes qui peuvent être interconnectées en présentant des possibilités d'utilisation pratique similaires. L'utilisation de circuits spécifiques ou avec des caractéristiques particulières peut alors être envisagée

dès lors qu'elle s'inscrit dans le cadre et les spécificités décrites ci-après.

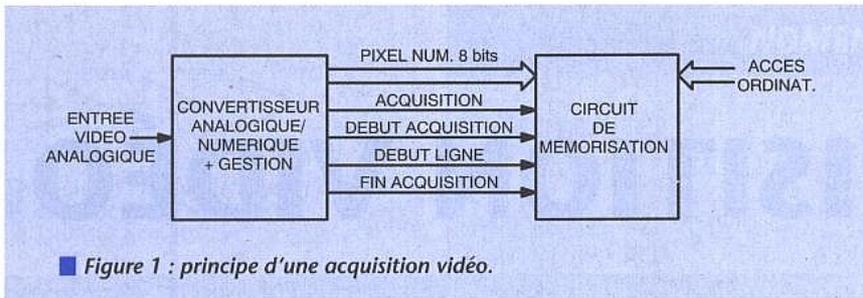
On en est donc venu à un ensemble de cartes structurées suivant des besoins bien précis. En utilisant comme base commune le bus que nous vous proposerons prochainement dans cette revue avec son contrôleur vers le port parallèle d'un PC, on va construire un ensemble de cartes qui peuvent s'interfacier facilement.

La réalisation de ce numéro est comme nous l'avons précisé plus haut, la carte principale d'un traitement vidéo numérique. Elle contient donc tous les éléments permettant de transformer le signal analogique en flux numérique et réciproquement. Ceci sous le contrôle d'une machine à états permettant la configuration d'une acquisition et des paramètres qui l'influent.

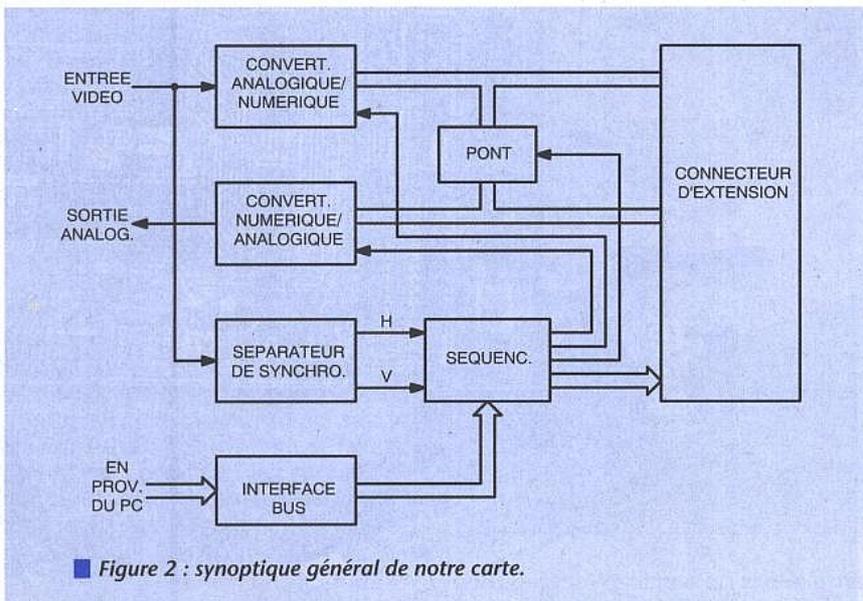
L'APPLICATION CARTE D'ACQUISITION

Comme vous l'indique la **figure 1**, l'acquisition d'une image vidéo nécessite en gros deux principales fonctionnalités :

- une première convertit le flux analogique en flux numérique et génère les signaux de commandes permettant de valider les signaux numériques et de leur attribuer un sens. On a ainsi les signaux spécifiant la ligne, la colonne et éventuellement la validité du pixel numérisé,
- la deuxième prend en compte ce flux entrant et doit le placer dans sa mémoire conformément aux signaux de ligne, colonne et de validation qui proviennent du module d'interface.



■ Figure 1 : principe d'une acquisition vidéo.



■ Figure 2 : synoptique général de notre carte.

Sur ces deux parties, on dispose aussi de toute l'interface chargée d'assurer la gestion des paramètres et qui est typiquement une liaison avec un module intelligent type ordinateur PC ou microcontrôleur. Nous allons rapidement passer sur la partie mémorisation, car il ne s'agit tout bêtement que d'un ensemble de boîtiers mémoire associés à des circuits compteurs permettant de répertorier dans le bon ordre l'ensemble des pixels

entrants. Cette partie peut être traitée de diverses façons avec diverses technologies telles que RAM statique classique, RAM vidéo telles les CXK1206 utilisées précédemment dans cette revue, VRAM ou encore DRAM. Il faut cependant spécifier quels seront les signaux nécessaires à cette carte RAM. Il lui faut en effet :

- le flux de pixels numérisés sur 8 bits,
- un signal validant les informations pixel,

- une remise à zéro de la mémoire,
- éventuellement des informations sur la position du pixel (ligne et colonne). Nous verrons dans le prochain numéro l'approche choisie pour cette carte de mémorisation. Nous allons plutôt nous intéresser à la partie noble de la carte d'acquisition, c'est-à-dire au module d'entrée/sortie vidéo et de gestion en considérant ces conditions nécessaires et suffisantes à une bonne acquisition.

LA CARTE

Sur la figure 2, vous pouvez voir le synoptique général de notre carte. Celle-ci peut être décomposée rapidement en cinq parties principales :

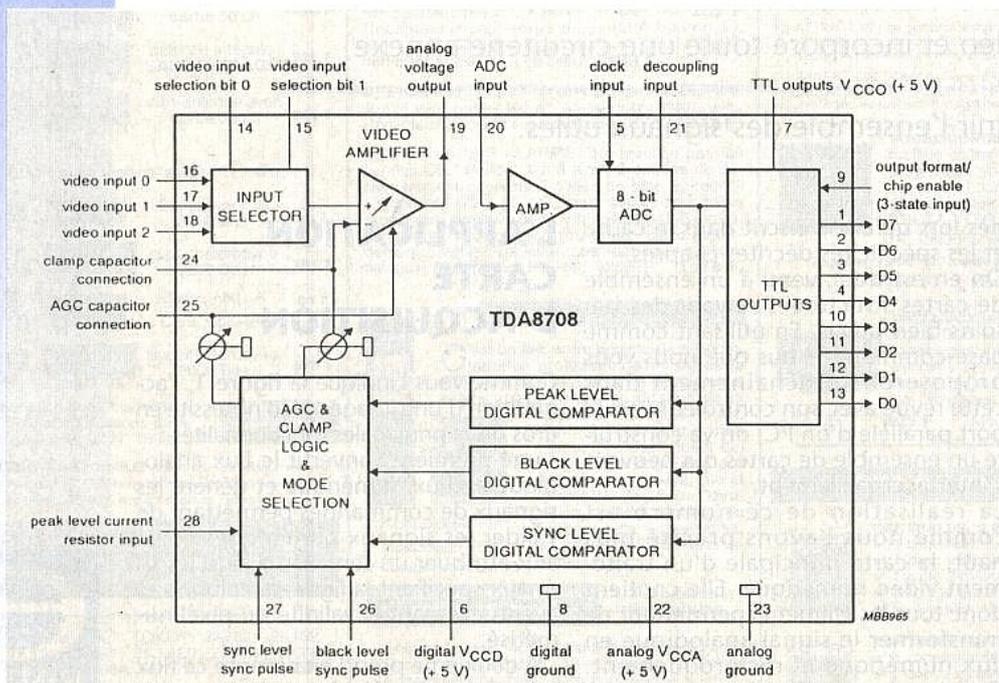
- le convertisseur Analogique/Numérique : c'est évidemment la partie chargée de produire les signaux numériques à partir du signal analogique. Cette partie est sous le contrôle du séquenceur général,
- la synchronisation vidéo : le circuit est chargé de prendre, dans le signal vidéo, les différents signaux de synchronisation et de les fournir au séquenceur,
- le séquencement des opérations : c'est au séquenceur qu'est dévolu le rôle de gérer l'ensemble de l'acquisition et le fonctionnement des autres circuits,
- l'interface bus : c'est à partir de ce bus que l'ordinateur hôte peut commander la carte et y placer les paramètres voulus. Ceci influe le fonctionnement du séquenceur et la configuration en entrée-sortie des convertisseurs,
- le convertisseur Numérique/Analogique : cette partie dans la carte d'acquisition est superflue mais peut être utilisée pour tester la conversion analogique/numérique. Elle est cependant présente pour pouvoir être utilisée avec les extensions que nous vous proposerons par la suite.

● Le convertisseur Analogique/Numérique

Le circuit utilisé est l'un des circuits les plus utilisés dans le traitement vidéo. Il allie vitesse de traitement et simplicité d'utilisation. C'est un produit Philips, en l'occurrence le TDA8708. Il existe une grande variété de circuits utilisant le même cœur de conversion tel que le TDA8709 ou encore le TDA8712. Ils se différencient par la fréquence de traitement ou encore le circuit d'entrée. Le TDA8708 accepte quant à lui une fréquence de traitement maximale de 30MHz.

On retrouve sur la figure 3 le synoptique interne du TDA8708. Celui-ci incorpore un convertisseur Analogique/Numérique et un traitement du signal analogique d'entrée.

Le convertisseur accepte sur sa patte 20 un signal analogique compris entre $V_{CCA} - 1,6V$ et $V_{CCA} - 1,1V$ soit d'amplitude 0,5V. Les sorties numériques peuvent être configurées soit en sortie binaire simple soit complémentée à 2 par l'intermédiaire de la patte 9. Cette



■ Figure 3 : structure interne du TDA8708.

patte sert aussi à mettre en haute impédance les sorties numériques. Le rythme de conversion est commandé par le signal d'horloge sur la patte 5. Le circuit d'entrée du TDA8708 permet quant à lui de sélectionner une entrée vidéo parmi trois. Ce signal peut être ensuite normalisé par l'intermédiaire d'un amplificateur vidéo commandé. L'amplificateur vidéo peut être commandé en gain et en décalage de tension ce qui permet de placer le signal vidéo utile dans la plage désirée. La plage binaire utilisée pour un signal vidéo est celle utilisée sur la figure 4 ; on utilise pour cela plusieurs valeurs caractéristiques. Le TDA8708 contient en effet trois comparateurs qui influent sur les paramètres de l'amplificateur vidéo et le commandent pour obtenir le gabarit de la figure 4. L'ensemble du TDA8708 agit comme un circuit bouclé qui, en fonction du signal numérique de sortie, adapte les caractéristiques du circuit d'entrée pour rester dans le gabarit demandé.

● La synchronisation vidéo

Là encore nous allons utiliser un circuit Philips considéré comme grand classique du genre : le TDA2595. Il est chargé de fournir les signaux de synchronisations à partir du signal vidéo incident. Il est aidé dans cette tâche par un 4013 chargé de faire la sélection entre la trame paire et impaire. Fonctionnant sous une tension typique de 12V, ces niveaux sont ramenés à un niveau compatible TTL par des diviseurs de tension et ensuite synchronisés avec l'horloge générale par l'intermédiaire de deux registres D.

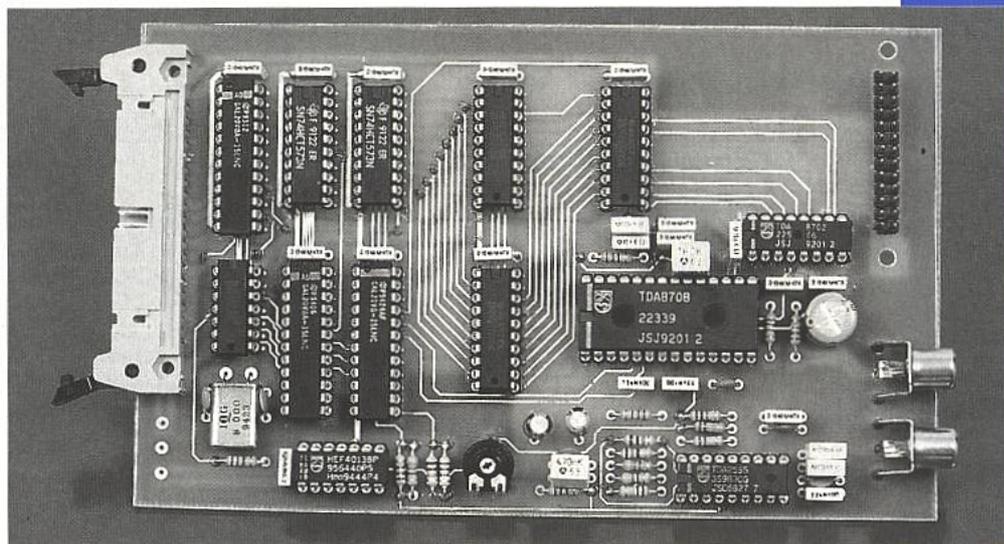
● Le séquenceur

C'est le cœur de l'application. Les autres composants lui fournissent ou utilisent ses signaux. Sur la figure 5, on observe toutes les interactions du séquenceur avec les autres parties : Tout d'abord, il y a les paramètres spécifiant le type d'acquisition :

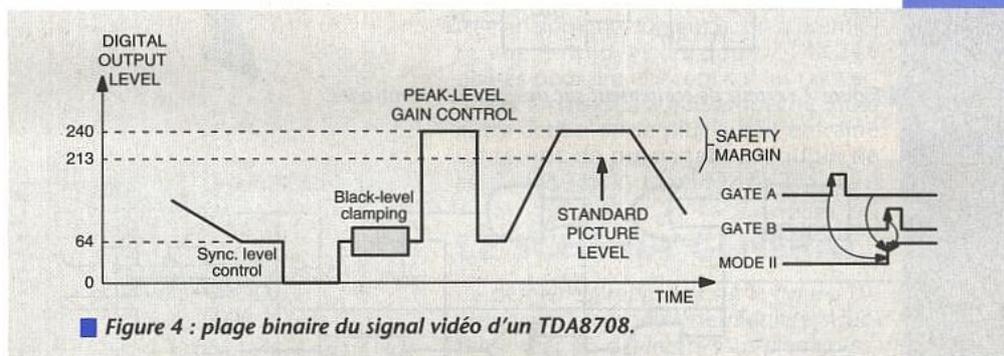
- le signal ACQ permet de lancer l'acquisition ou encore de remettre à zéro le séquenceur pour relancer une nouvelle acquisition,
 - le signal SBEG permet la sélection du front du signal de synchronisation verticale commençant l'acquisition,
 - le signal SEND permet la sélection du front du signal de synchronisation verticale terminant l'acquisition.
- Ces deux signaux SBEG et SEND permettent différentes configurations que l'on retrouve sur la figure 6.

En effet le signal V (synchro verticale) indique par son niveau soit la trame paire soit la trame impaire. On peut donc si l'on dispose du moyen pour sélectionner un front montant ou descendant, déterminer où commencera l'acquisition. De la même manière, la sélection du front qui termine l'acquisition permet de placer la fin de l'acquisition sur la trame paire ou impaire. On a donc quatre possibilités :

- acquisition de la trame paire : sélection du front montant pour lancer l'acquisition et du front descendant pour terminer l'acquisition,



■ La carte d'acquisition.



■ Figure 4 : plage binaire du signal vidéo d'un TDA8708.

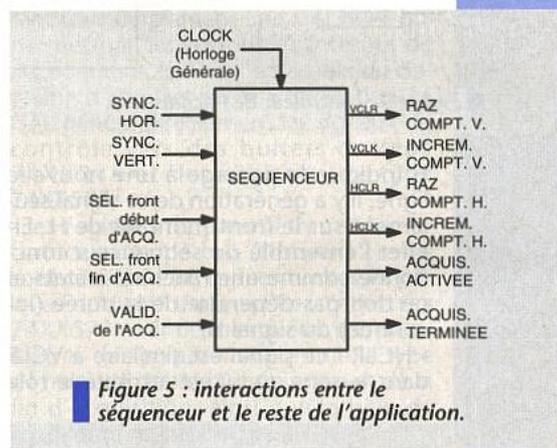
- acquisition de la trame impaire : sélection du front descendant pour lancer l'acquisition et du front montant pour terminer l'acquisition,
- acquisition d'une image complète (paire + impaire et commençant par la trame paire) : sélection du front montant pour lancer l'acquisition et du front montant suivant pour terminer l'acquisition,
- acquisition d'une image complète (impaire + paire et commençant par la trame impaire) : sélection du front descendant pour lancer l'acquisition et du front descendant suivant pour terminer l'acquisition.

Le TDA2595 et le 4013 fournissent des signaux HSYNC et VSYNC appropriés mais ne peuvent être utilisés directement dans la machine à états constituée par le séquenceur. En effet les signaux H et V sont utilisés en différents endroits du séquenceur. S'ils n'étaient pas synchronisés avec l'horloge générale, on pourrait dans certains cas limiter avoir des traitements différents pour de mêmes signaux (figure 7). Pour cela on procède à une synchronisation des ces deux signaux par l'intermédiaire de deux registres D.

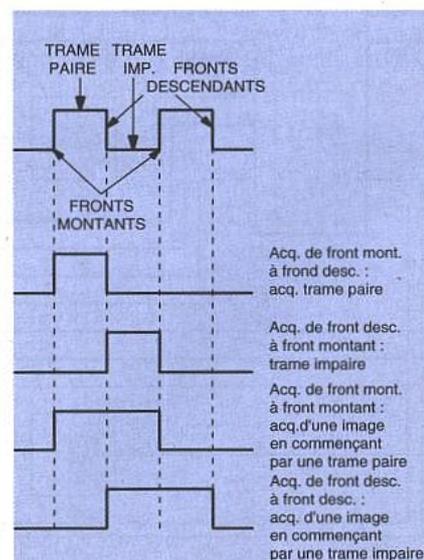
Les signaux fournis par le séquenceur servent ensuite au module de mémorisation pour se caler sur la bonne position mémoire et pouvoir y stocker la donnée pixel.

On utilise quatre signaux :

- VCLR : ce signal est chargé de repositionner le pointeur courant sur la première ligne. Il est fourni à chaque front du début d'acquisition,
- VCLK : ce signal doit faire passer le pointeur courant sur la ligne suivante. Ce signal est quand à lui généré quand



■ Figure 5 : interactions entre le séquenceur et le reste de l'application.



■ Figure 6 : les différents types d'acquisition.

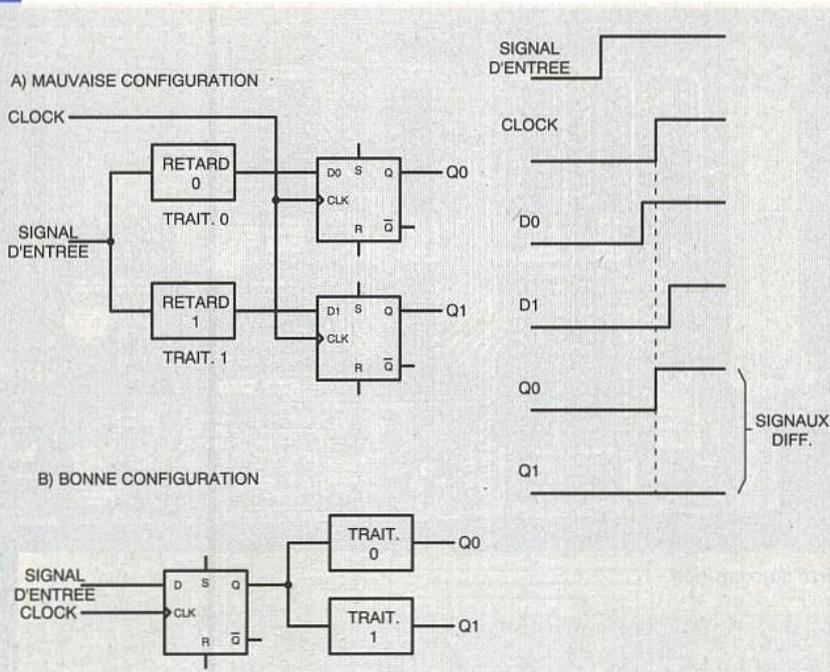


Figure 7 : erreur de traitement sur des signaux identiques.

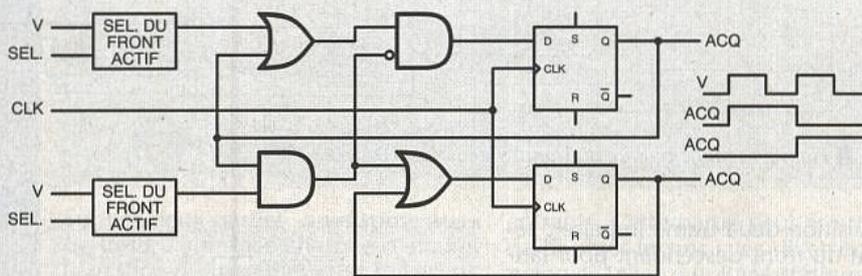


Figure 9 : contrôleur de l'acquisition.

H indique le passage à une nouvelle ligne. Il y a génération de ce signal seulement sur le front montant de H. En effet l'ensemble du séquenceur fonctionne comme une machine à états et ne doit pas dépendre de la durée (inconnue) du signal H,
 - HCLR : ce signal est similaire à VCLR dans le sens où lui est attribué le rôle

de repositionner le compteur courant sur la première colonne. Ce signal est lui aussi délivré quand H indique le passage à une nouvelle ligne. Le signal est identique à VCLK mais dispose de ressources séparées pour pouvoir être éventuellement modifié,
 - HCLK : ce signal doit assurer le passage d'un pixel à l'autre. Il est ici présent par

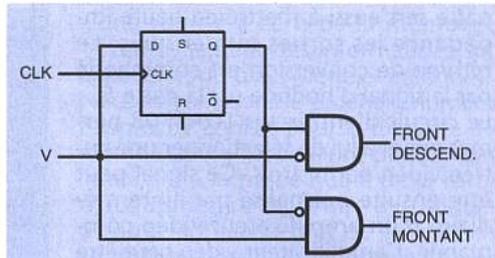


Figure 8 : détection d'un front montant ou descendant.

souci d'exhaustivité mais n'est pas utilisé car on prend le signal Clock à sa place. Pour assurer la reconnaissance de fronts montants ou descendants des signaux H et V, on utilise des bascules D qui retardent les signaux et ensuite on procède par comparaison entre l'entrée et la sortie de la bascule pour savoir si on a affaire à un front montant ou descendant (figure 8). On dispose ainsi du signal de synchronisation vertical V et de son homologue retardé VR ; de même on a la synchronisation Horizontale H et retardée HR.

La génération des signaux d'acquisition s'accompagne des signaux de validations qui déterminent le début et la fin de l'acquisition. Ceux-ci utilisent le détecteur de front et deux autres bascules pour assurer la validation de l'acquisition. Une première bascule attend la détection du front de départ. La sélection du front de départ se produit par l'intermédiaire des signaux V, VR et de SBEG. Une fois cette bascule déclenchée, elle s'auto-entretient jusqu'à ce que le front terminant l'acquisition soit détecté ou que la deuxième bascule soit positionnée.

Cette dernière doit être positionnée lors de la fin de l'acquisition. Celle-ci l'est lorsque le front de fin d'acquisition est détecté et que la première bascule est positionnée (donc en acquisition). On a en résumé un organigramme pour l'état de ces deux bascules qui est représenté sur la figure 9. Sans faire partie réellement du séquen-

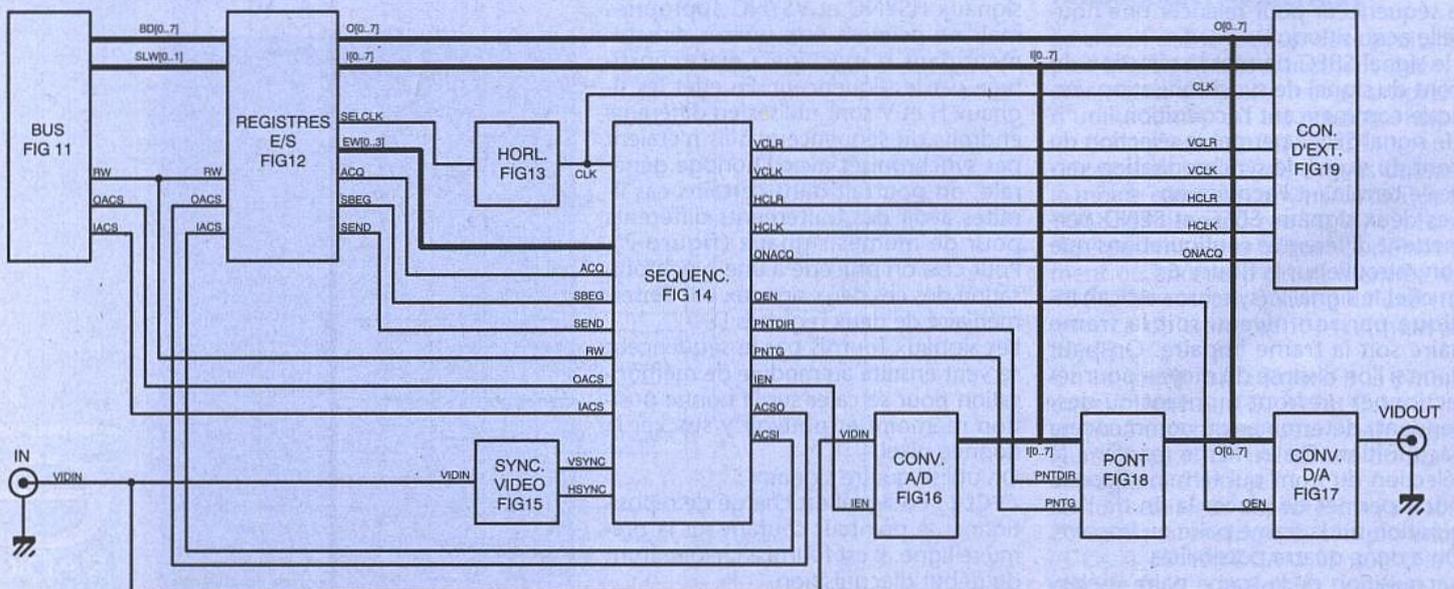
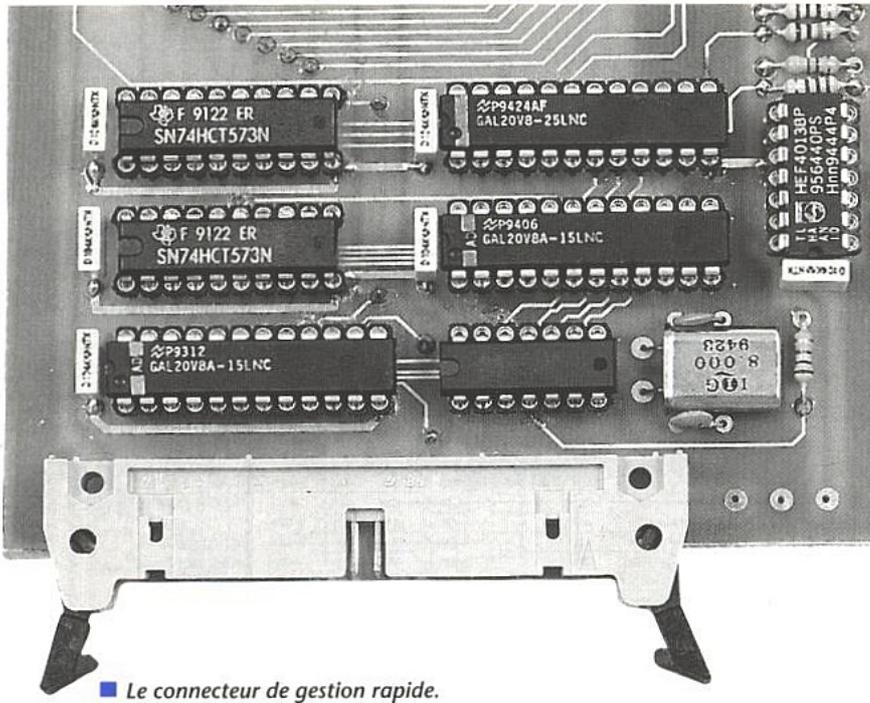
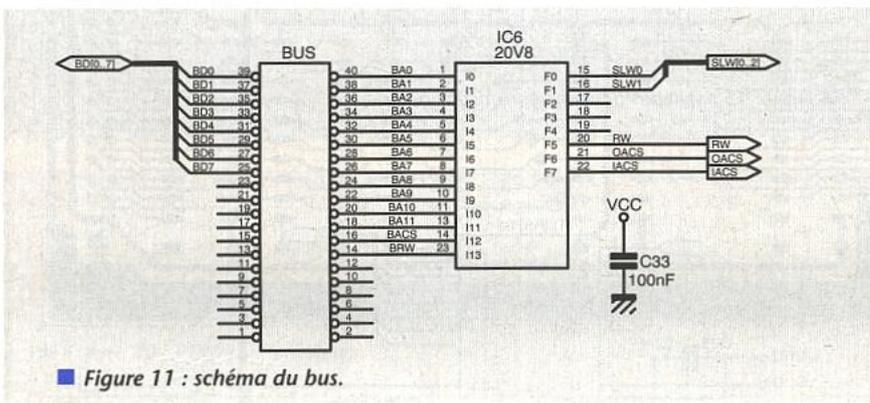


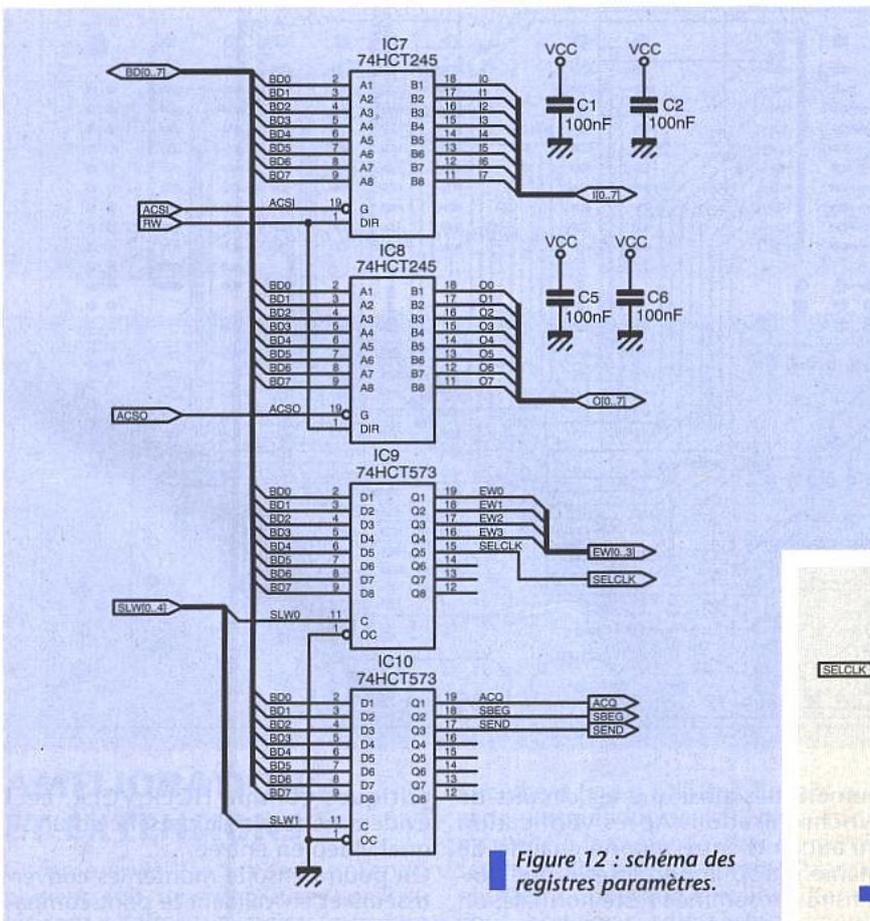
Figure 10 : schéma général.



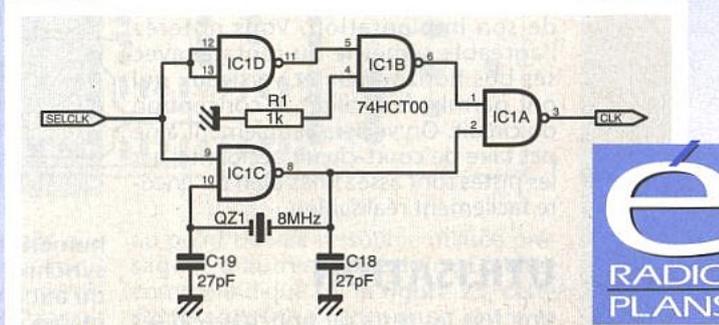
■ Le connecteur de gestion rapide.



■ Figure 11 : schéma du bus.



■ Figure 12 : schéma des registres paramètres.



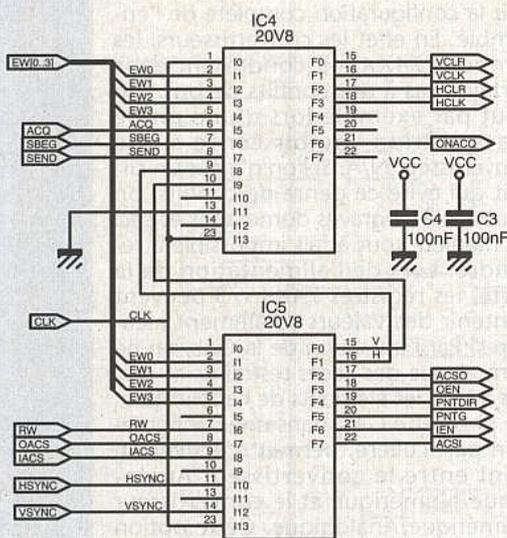
■ Figure 13 : schéma de l'horloge.

ceur, une autre GAL est chargée de définir la configuration complète de l'ensemble. En effet les convertisseurs, les tampons 74XX245 conduisent dans certains cas à des conflits de bus. On peut par exemple lors d'une phase d'acquisition vouloir écrire sur le convertisseur N/A. Si l'on n'a pas un circuit qui évite ce genre de conflits, on peut avoir de graves dommages et ceci de manière tout à fait impossible à résoudre. Lors de l'alimentation de la carte, les registres 74XX573 peuvent contenir des valeurs totalement aléatoires. Par l'utilisation de la GAL, on ne permet que des accès restreints et prévus à tous les éléments de l'application. De plus cette GAL, dans une configuration particulière, permet d'activer un pont entre le convertisseur Analogique/Numérique et le convertisseur Numérique/Analogique. Cette option permet d'obtenir sur la sortie analogique une valeur test par rapport à l'entrée analogique. On aurait pu à première vue employer les deux 74XX245 utilisés pour lire et écrire sur les convertisseurs mais cela aurait empêché toute autre action et de plus aurait entraîné un temps de propagation double de celui utilisé avec un seul 74XX245.

LE SCHÉMA GÉNÉRAL

Ce dernier est reproduit sur la figure 10. Celui-ci est reproduit de manière structurée avec les différents sous-éléments :

- le bus et le décodage (figure 11) utilisent tout simplement une GAL20V8 qui permet par ses ressources internes de decoder directement l'ensemble du domaine d'adresses présent sur le bus. La GAL génère directement les signaux de contrôle vers des buffers de type 74XX245 et des registres de type 74XX573,
- les registres de paramètres et les interfaces avec le bus (figure 12) : ce sont ces éléments qui sont adressés par le décodage du bus. Les registres 74XX573 maintiennent l'état des paramètres de l'acquisition comme le type de front de début d'acquisition et de la fin d'acquisition, ainsi que le type de fonctionnement,
- le générateur d'horloge (figure 13) permet de générer les signaux utilisés pour synchroniser l'ensemble du fonctionnement du séquenceur. C'est à sa fréquence que les données vidéo seront échantillonnées,
- le séquenceur (figure 14). Le séquenceur général est formé par une GAL20V8 et comporte l'ensemble de la logique que nous avons décrit plus haut,



■ Figure 14 : schéma du séquenceur.

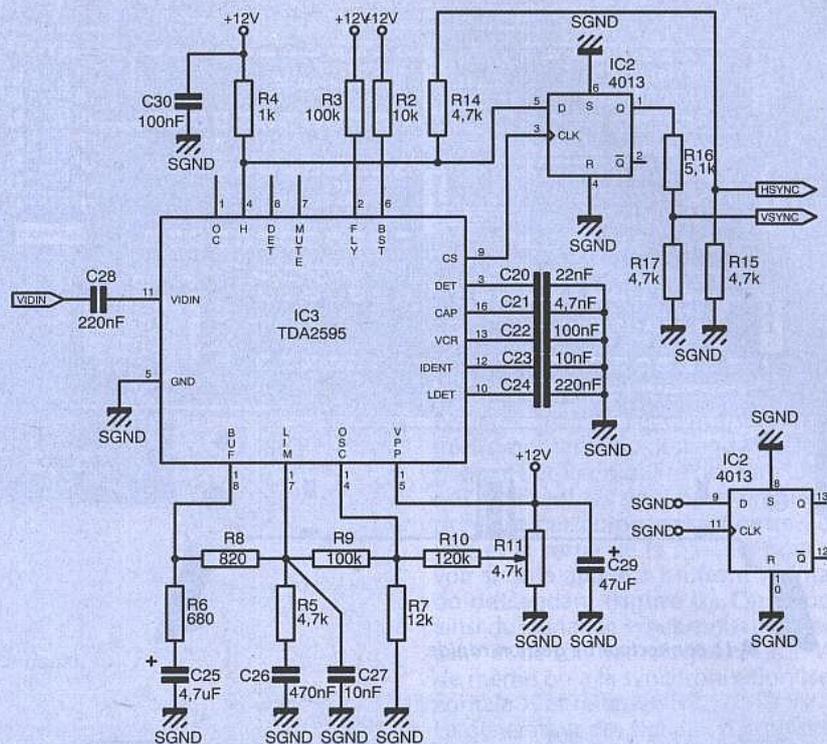
- le séparateur de signaux de synchronisation (figure 15). Le TDA2595 est utilisé directement sur l'entrée vidéo et alimenté par le +12V. Un circuit 4013, lui aussi alimenté en 12V, est chargé de détecter le début de la trame paire et ainsi d'une image complète. Les sorties sont ensuite ramenées à un niveau compatible avec les niveaux TTL par des ponts diviseurs,
- le convertisseur Analogique/Numérique (figure 16). Le TDA8708 est utilisé dans une configuration assez spéciale car on n'utilise pas les circuits d'entrée vidéo,
- le convertisseur Numérique/Analogique (figure 17). Le convertisseur N/A (TDA8702) est directement relié sur le connecteur d'extension et sur un port du 74XX245 qui fait le pont entre l'entrée et la sortie,
- le pont entre le convertisseur A/N et le convertisseur N/A constitué par un 74XX245 (figure 18),
- le connecteur d'extension vers l'unité de traitement ou de mémorisation dans notre cas d'acquisition vidéo (figure 19).

RÉALISATION

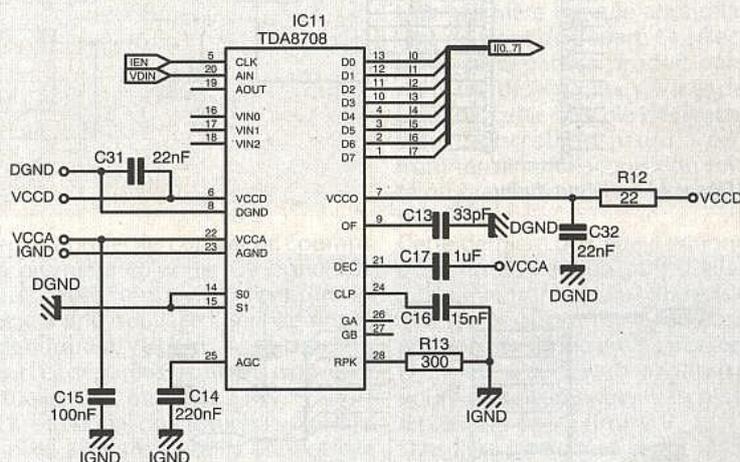
La réalisation de cette carte au format EUROPE se révèle être notablement facilitée par l'utilisation de circuits de type GAL ou encore de registres de type 573 qui peuvent facilement être implantés sur un bus. Sur les figures 20, 21 et 22, vous pouvez discerner le tracé du circuit imprimé double face sur chaque couche et de son implantation. Vous noterez l'agréable symétrie du routage avec ses bus horizontaux et verticaux qui ont permis de faciliter la conception du circuit. On veillera simplement à ne pas faire de court-circuit accidentel car les pistes sont assez fines bien qu'encore facilement réalisables.

UTILISATION

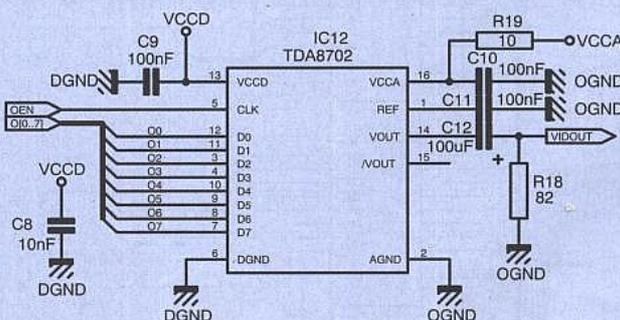
Une fois les tests de principe réalisés (test des connexions, de la présence du 5V), on placera les composants



■ Figure 15 : schéma de la synchronisation.



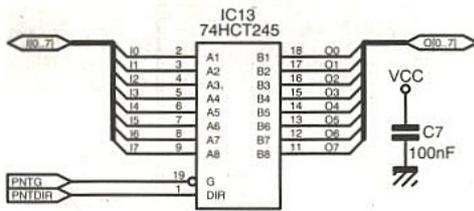
■ Figure 16 : schéma de la conversion A/N.



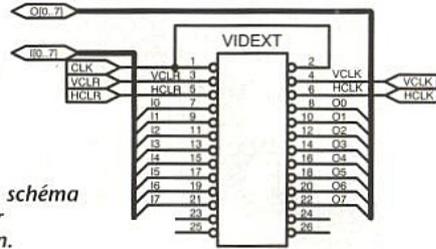
■ Figure 17 : schéma de la conversion N/A.

numériques ainsi que les circuits de synchronisation. Après vérification qu'aucun d'entre eux ne chauffe de manière trop importante et que l'intensité consommée reste normale, on pourra vérifier la présence de signaux

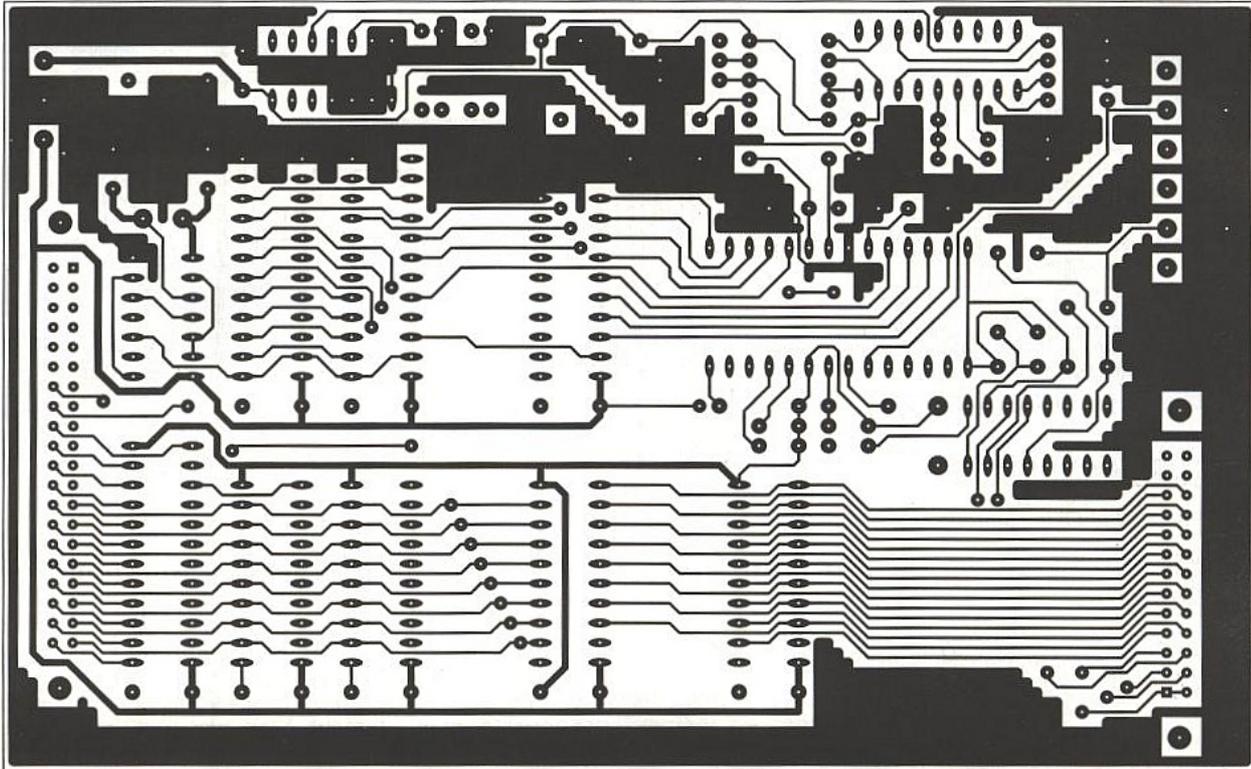
critiques comme HCLR, VCLR, ceci évidemment avec la présence d'un signal vidéo en entrée. On pourra ensuite monter les convertisseurs et en validant le pont comparer la sortie analogique à l'entrée.



■ Figure 18 : schéma du pont.

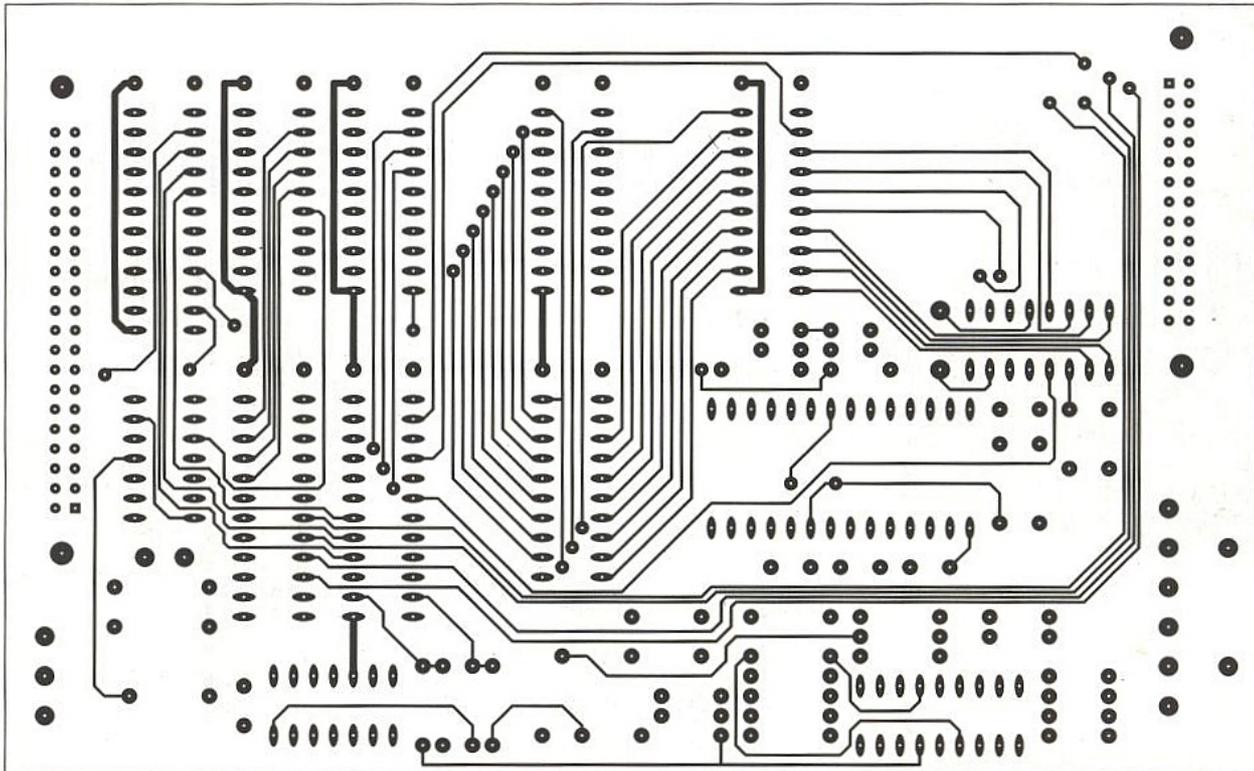


■ Figure 19 : schéma connecteur d'extension.



■ Figure 20 : PCB couche cuivre.

■ Figure 21 : PCB couche composants.

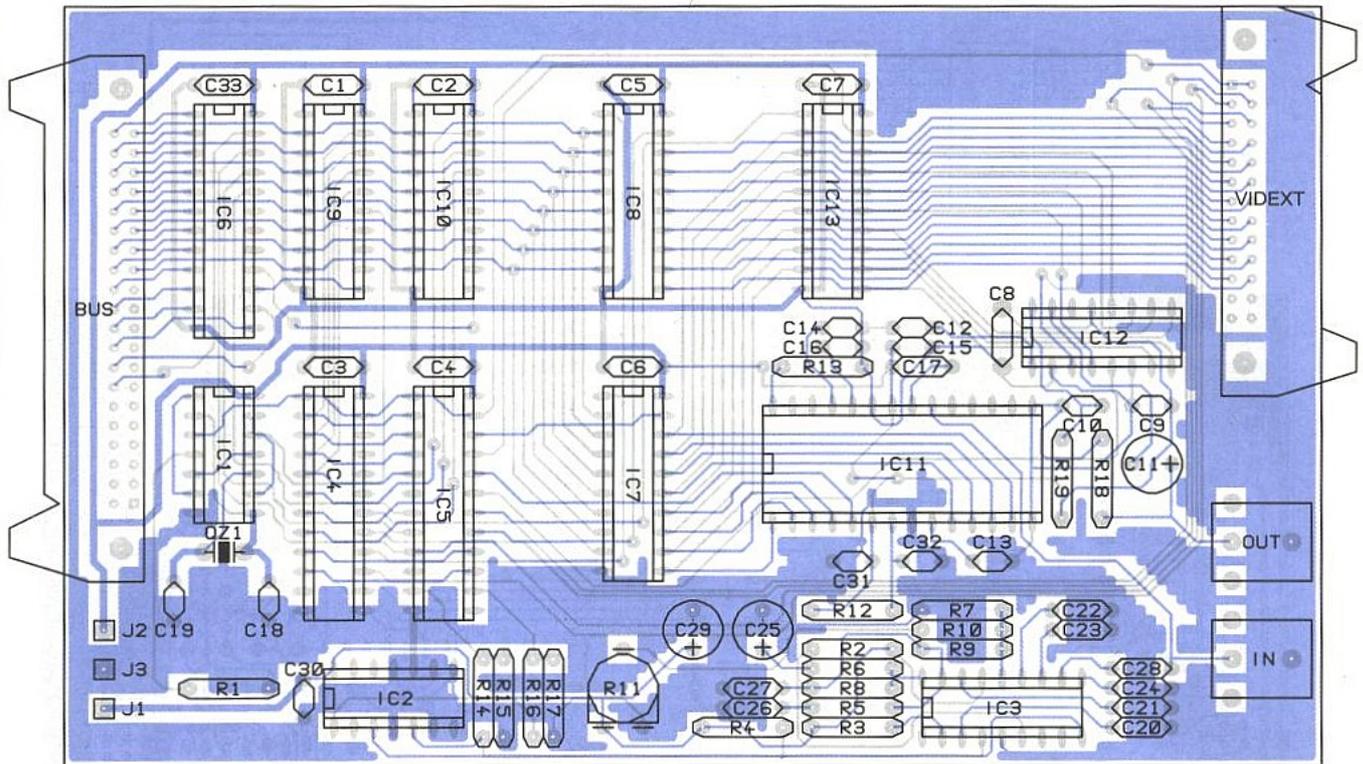


AMÉLIORATIONS ET EXTENSIONS

Comme nous l'avons sous-entendu plusieurs fois, de nombreuses possibilités sont offertes sur la carte sans être

forcément toutes utilisées. En tant que carte d'acquisition seule, il n'y a aucune utilité à la présence d'un convertisseur N/A. Par ailleurs, comme l'auront peut-être remarqué certains d'entre vous, certains surdimensionnements

au point de vue ressource utilisée pré-sagent d'autres utilisations. En effet comme indiqué sur la figure 23, cette carte constitue l'interface entre le monde analogique et le monde numérique. Elle sert donc de source et de



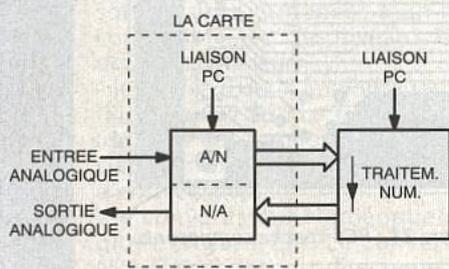
■ Figure 22 : PCB implantation des composants.

CONCLUSION

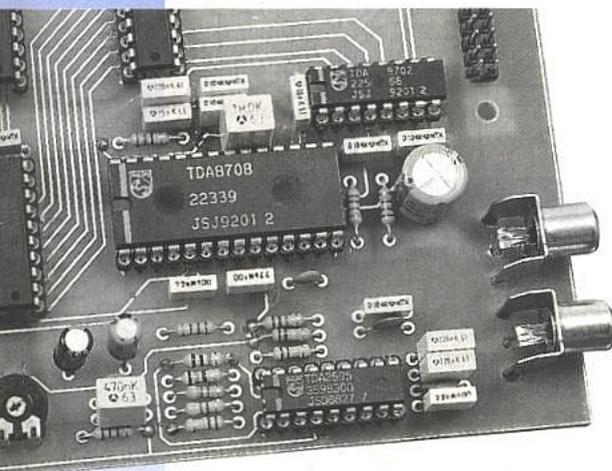
Cette réalisation se veut être le point de départ d'un ensemble de haut niveau sans être d'un prix prohibitif. La gestion par carte facilite le développement de cartes aux mêmes fonctionnalités mais avec des choix technologiques différents. Cette carte comporte tous les éléments qui sont absolument nécessaires pour pouvoir aborder le traitement vidéo de manière suffisante. De plus les possibilités qui y sont présentes (sans être forcément utilisées)

permettent une large plage de manœuvre autour de ce concept. L'utilisation seule de la carte permet de lire au rythme du système hôte les informations présentes sur le convertisseur A/N et de sortir un signal analogique directement. Mais avec une simple carte de mémorisation que nous verrons prochainement et une carte d'interface au port parallèle PC. Elle est capable de mémoriser l'ensemble de l'image vidéo, signaux de synchronisation inclus. A suivre...

P. de CARVALHO



■ Figure 23 : utilisation de la carte.



destination aux signaux sur le connecteur extension. On peut donc envisager d'y connecter des cartes de traitement numériques et là les possibilités offertes sont immenses. Il suffit de remarquer toutes les prouesses que l'électronique numérique arrive à produire aujourd'hui dans le monde vidéo ou même dans le traitement de signaux analogiques rapides. C'est aussi pour cela que les étages d'entrée et de sortie n'ont pas été pré-caractérisés. Chaque application demande un petit ajustement personnel, mais qui peut être facilement réalisé.

NOMENCLATURE

Résistances :

R1, R4 : 1 kΩ
R2 : 10 kΩ
R3, R9 : 100 kΩ
R5, R11, R14, R15, R17 : 4,7 kΩ
R6 : 680 Ω
R7 : 12 kΩ
R8 : 820 Ω
R10 : 120 kΩ
R12 : 22 Ω
R13 : 300 Ω
R16 : 5,1 kΩ
R18 : 82 Ω
R19 : 10 Ω

Condensateurs :

C1 à C7, C9, C10, C12, C15, C22, C30, C33 : 100 nF
C8, C23, C27 : 10 nF
C11 : 100 μF
C13 : 33 pF
C14, C24, C28 : 220 nF
C16 : 15 nF

C17 : 1 μF
C18, C19 : 27 pF
C20, C31, C32 : 22 nF
C21 : 4,7 nF
C25 : 4,7 μF
C26 : 470 nF
C29 : 47 μF

Circuits intégrés :

IC1 : 74HCT00
IC2 : 4013
IC3 : TDA2595
IC4, IC5, IC6 : 20 V8
IC7, IC8, IC13 : 74HCT245
IC9, IC10 : 74HCT573
IC11 : TDA8708
IC12 : TDA8702

Divers :

QZ : 8 MHz
BUS : connecteur HE10 2x20
VIDNUM : connecteur HE10 2x13
OUT, IN : RCA JACK.

SYNCHRONISATEUR VIDÉO À COMPTAGE LIGNES

La vidéo est un domaine fort intéressant.

Il suffit de considérer l'engouement

suscité par les produits tels que télévision,

magnétoscope, décodeur satellite et

autres... Pour explorer ce petit monde,

certain instruments sont autant nécessaires

que le multimètre à l'électricien. Parmi les

appareils indispensables, on retrouve

l'oscilloscope, la mire TV, le vobulateur

vidéo ou encore le compteur-

synchronisateur de lignes. C'est à ce dernier que nous allons nous attaquer.

Encore un nous direz-vous ! Il est vrai qu'un nombre important de montages de

ce type ont été abordés ici et ailleurs. Mais chaque réalisation apporte sa pierre

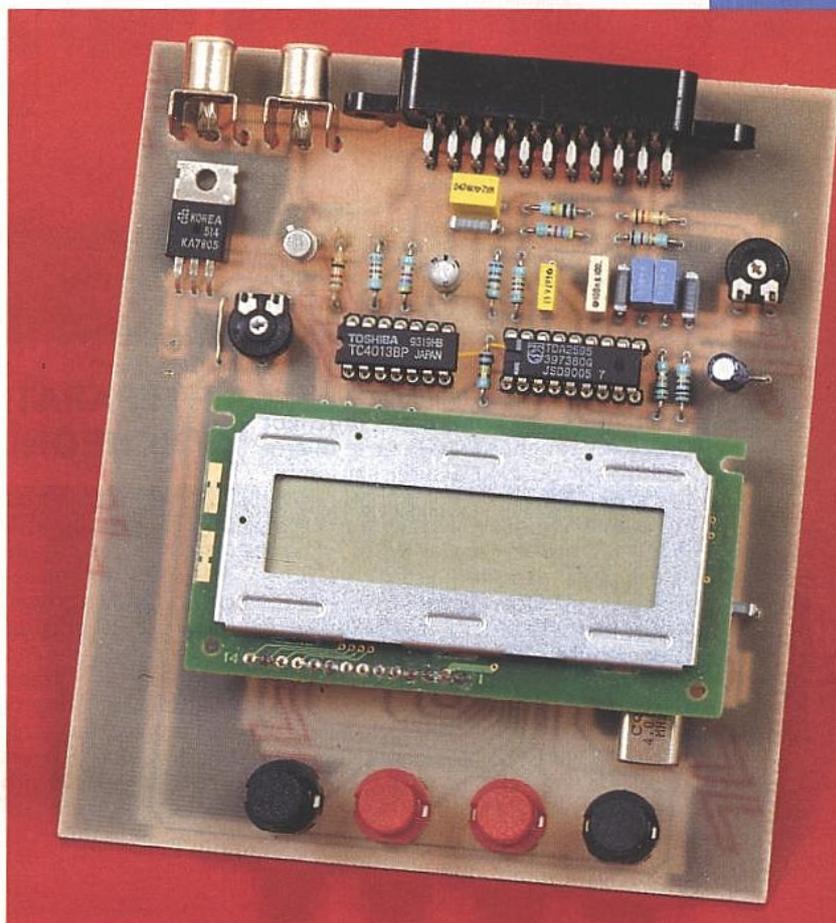
à l'édifice et celle-ci se présente comme une des réalisations les plus simples à

réaliser et à utiliser. Elle n'utilise en tout et pour tout que trois circuits intégrés

avec cependant une interface à affichage LCD et clavier. C'est en quelque sorte

le montage ultime, bien que l'ultime des ultimes sera peut-être celui où nous

n'en aurons plus besoin du tout !

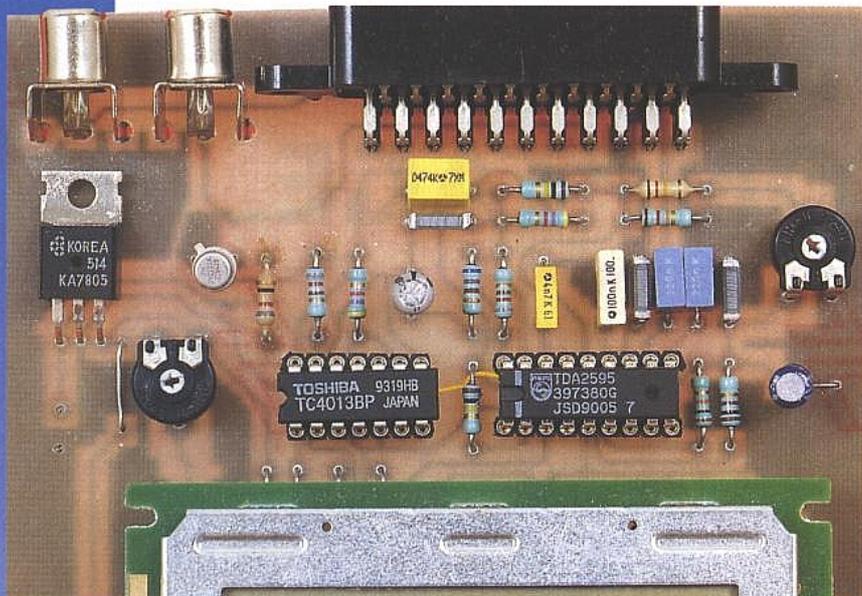


Le circuit présenté ici n'est en effet que la nième version d'un produit maintes fois présenté. Pour que ce montage ait un intérêt par rapport aux versions déjà présentées, on l'a doté de caractéristiques supplémentaires. La sélection de ligne peut se faire à l'aide d'un ensemble de quatre touches qui associées à un afficheur LCD permet-

tent de déterminer la ligne à valider. L'avantage de cette configuration réside essentiellement dans la facilité d'utilisation et ceci pour un prix qui se révèle modique. De plus il a l'immense avantage de n'être pas figé et l'implantation d'une nouvelle fonctionnalité se révèle aisée par l'utilisation d'un microcontrôleur.

LE CIRCUIT

Nous avons divisé notre circuit en deux sous-circuits : **figure 1**. Un premier regroupe le séparateur de signaux de synchronisation et génère les signaux nécessaires au module de traitement.



La deuxième partie regroupe l'unité de traitement qui comporte l'afficheur LCD, les touches clavier et le microcontrôleur qui doit assurer l'ensemble de la gestion.

La connexion des différents signaux se fait directement par des prises RCA ou alors par l'intermédiaire d'une prise PERITELEVISION. Celle-ci associée à un câble peritel croisé permet la visualisation directe sur la télévision de la ligne sélectionnée. En effet le signal de déclenchement est aussi relié à l'entrée de commutation rapide de la prise PERITELEVISION, ce qui a pour effet de rendre la ligne sélectionnée toute noire à l'écran en l'absence de signaux vidéo.

LE SÉPARATEUR DE SYNCHRONISATION

Le circuit présenté est tout ce qu'il y a de plus classique, un séparateur de synchronisation, en l'occurrence un TDA2595, fournit les signaux de synchronisation verticaux et horizontaux (figure 2). Malheureusement ce circuit travaille avec une tension nominale de 12V. Pour le traitement par le microcontrôleur, il faut procéder à une translation de niveau vers et en provenance du 5V. Cette tâche est confiée à un diviseur de tension formé par deux résistances ainsi qu'un transistor NPN monté en émetteur commun. On dis-

pose ainsi de l'envoi des signaux de synchronisation horizontale et verticale respectivement HSYNC et VSYNC. Par ailleurs le module de comptage renvoie l'ordre de validation par l'intermédiaire du signal HCMD. Là encore on procède à une mise à niveau par l'intermédiaire d'un étage tampon à base de NPN en émetteur commun.

La présence des deux bascules à base de 4013 est rendue obligatoire pour assurer une synchronisation du déclenchement avec le front montant du signal HSYNC et différencier la trame paire de la trame impaire. Le TDA2595 délivre en effet deux signaux dont l'un est la synchronisation horizontale (patte 4) et l'autre est une

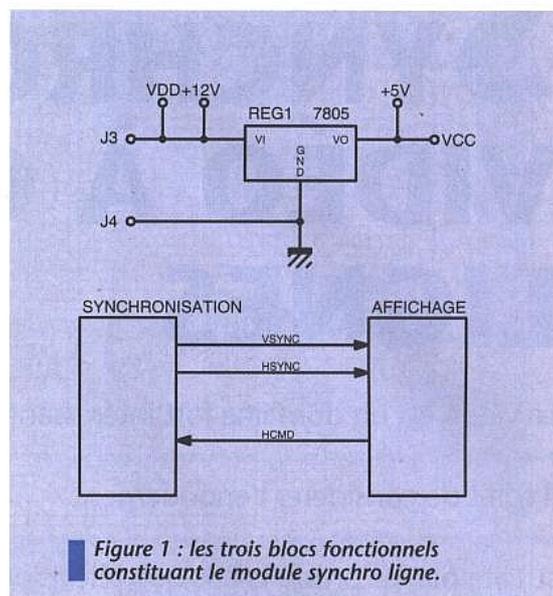


Figure 1 : les trois blocs fonctionnels constituant le module synchro ligne.

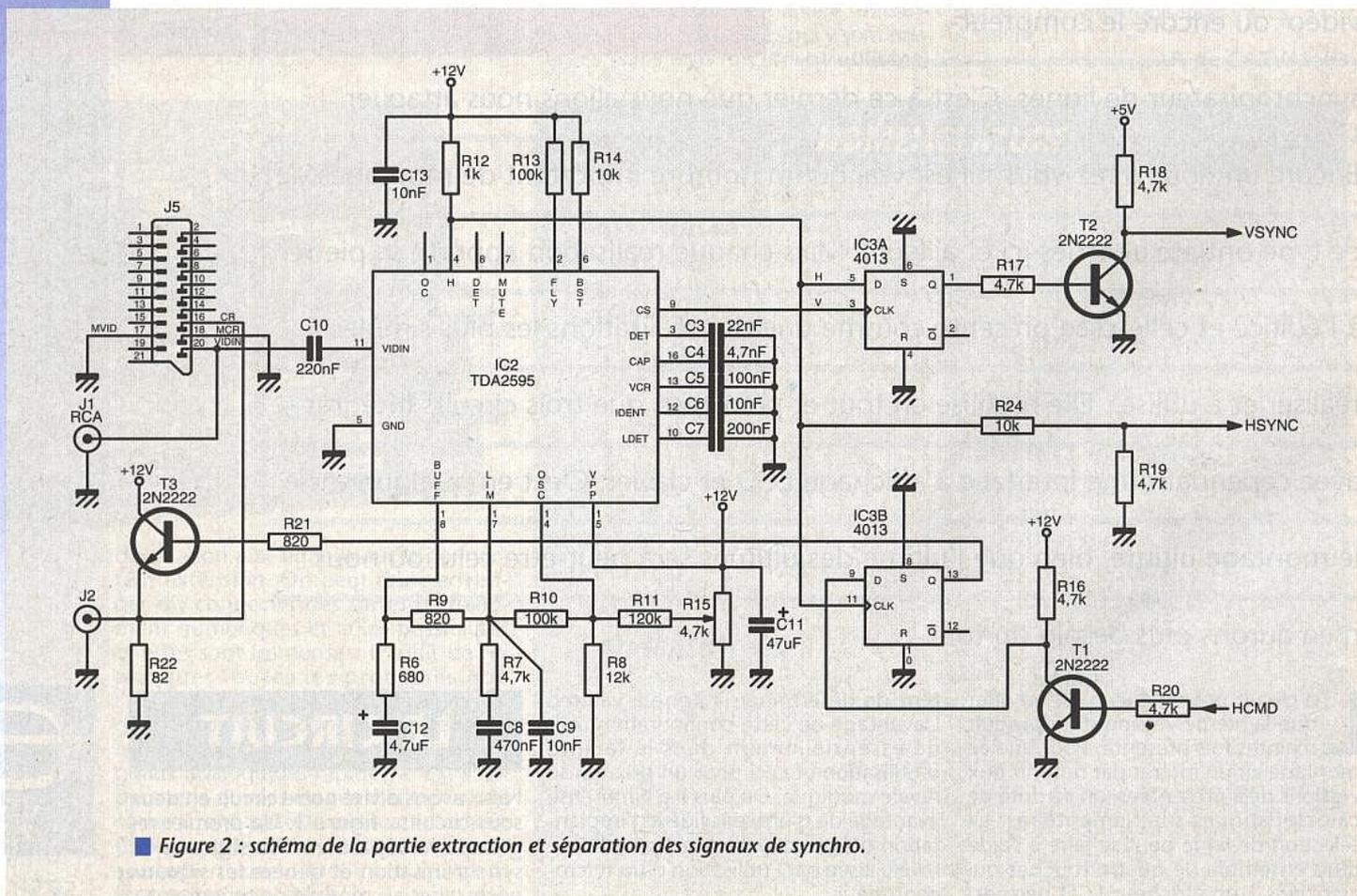


Figure 2 : schéma de la partie extraction et séparation des signaux de synchro.

synchro trame (patte 9 en l'absence de charge). On ne peut déterminer quelle trame est actuellement en cours.

En y associant un registre D, on peut obtenir soit la trame paire soit la trame impaire. Le choix se fait sur la transition haute du signal VSYNC et est déterminée par le niveau du signal HSYNC. Un flip-flop du 4013 permet de prendre en compte cette situation. L'autre flip-flop est utilisé pour créer le signal de déclenchement. En effet le microcontrôleur fonctionne de manière totalement asynchrone par rapport aux signaux vidéo. Il n'est donc pas possible de générer directement le déclenchement sans qu'il y ait des fluctuations de phases indésirables et ceci sur un intervalle considérable par rapport à la période d'une ligne vidéo de 64µs. En effet si on considère le microcontrôleur PIC cadencé avec un quartz de 4MHz, on obtient un temps de cycle de 1µs (le PIC divise la fréquence du quartz par quatre en interne). En considérant que le PIC intervienne au plus 2 instructions après le déclenchement du signal HSYNC, on se retrouve avec une erreur qui peut être comprise dans un intervalle d'au moins 2µs. Comparativement au 64µs de ligne vidéo utile, c'est une valeur trop importante pour être exploitable.

On est donc obligé de procéder à une resynchronisation de l'ensemble par un flip-flop déclenché par le signal HSYNC.

L'unité de traitement doit alors positionner l'entrée D du flip-flop avant que celui-ci ne soit déclenché par HSYNC. Cette sortie du flip-flop adresse directement un étage tampon chargé d'assurer l'adaptation basse impédance 75 ohms de l'entrée commutation rapide de la prise péritel ou encore de la sortie BNC.

L'UNITÉ DE TRAITEMENT

Cette unité de traitement se révèle être de la forme la plus simple qui soit, (figure 3). C'est effectivement

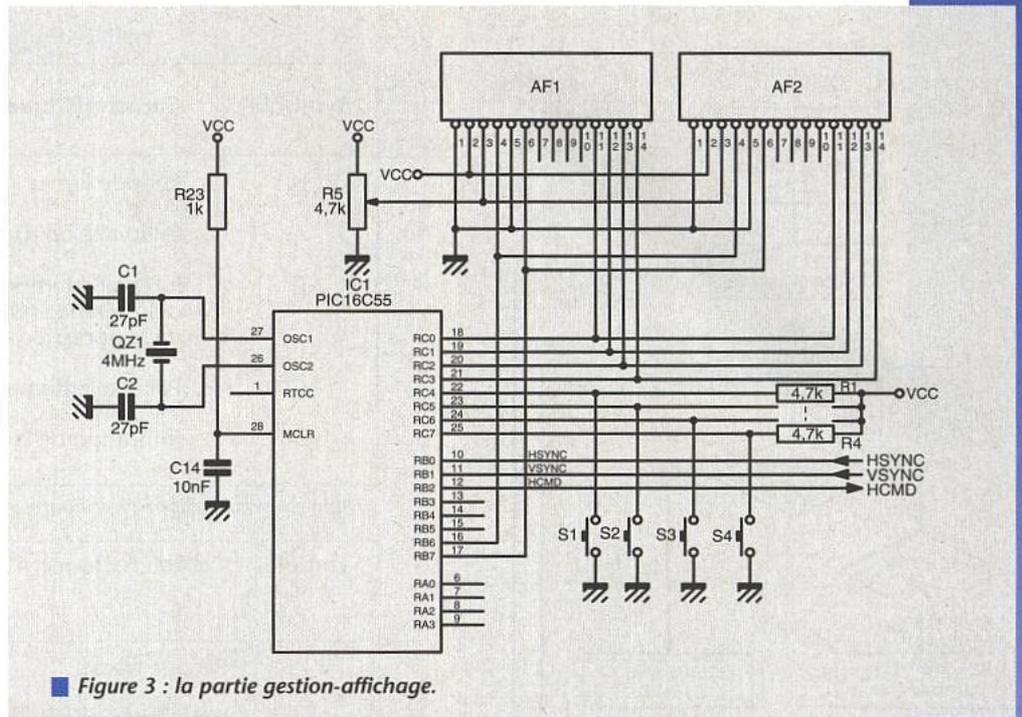
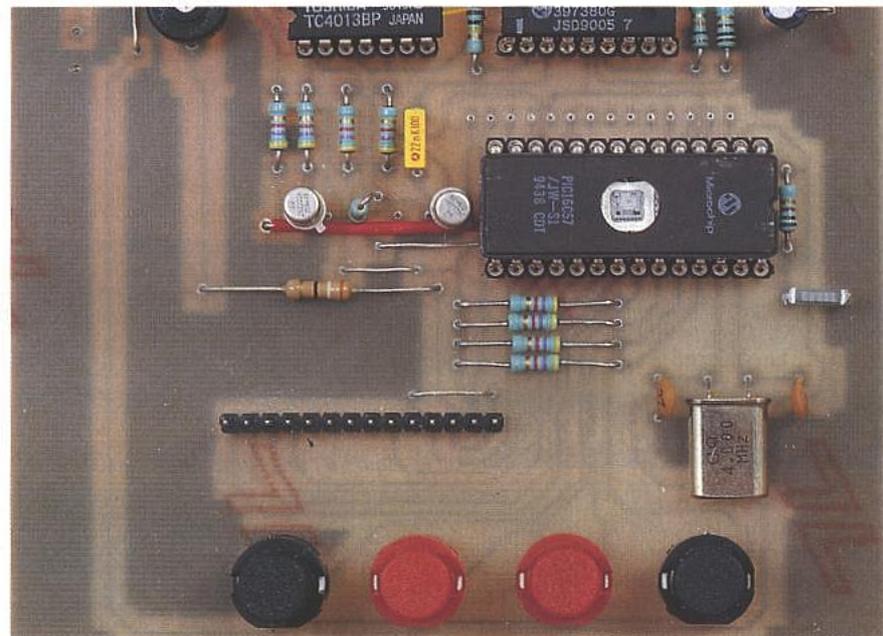


Figure 3 : la partie gestion-affichage.

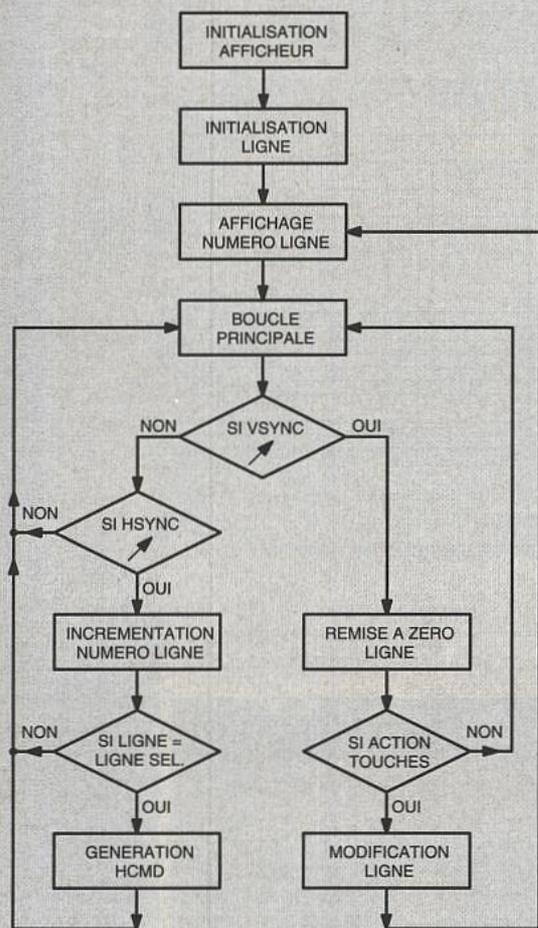


Vue de la circuiterie sous l'afficheur LCD (double implantation de ce dernier).

- * Envoi commande A
RS = 0
envoi sur 4 bits du poids fort de A
impulsion positive E
envoi sur 4 bits du poids faible de A
impulsion positive E
- * Initialisation du LCD en 4 bits
envoi commande 33 h
envoi commande 32 h
envoi commande 28 h
envoi commande 0Eh (display on, cursor on Blink off)
envoi commande 06h (entre mode set shift droite)
- * Effacement LCD
envoi commande 01h
- * Ramène le curseur en position 1
envoi commande 02h
- * Envoi d'une donnée D
RS = 1
envoi sur 4 bits du poids fort de D
impulsion positive E
envoi sur 4 bits du poids faible de D
impulsion positive E

Figure 4 : organigramme de la gestion de l'afficheur LCD en 4 bits.

un seul et unique microcontrôleur PIC qui assure les différentes tâches. On retrouve évidemment sur ses ports d'entrées-sorties l'afficheur LCD. Celui-ci nécessite 6 ports d'entrées-sorties pour sa gestion (on trouvera d'ailleurs sur la figure 4, l'organigramme général de la gestion d'un afficheur LCD en mode 4bits comme nous l'ont demandé plusieurs lecteurs). Ensuite un ensemble de quatre touches assure l'interface d'entrée. Celles-ci sont connectées directement à quatre ports du PIC avec l'aide de quatre résistances de rappel au + Vcc. La lecture des touches se produit à chaque synchronisation verticale. Par ailleurs le PIC reçoit du module de tri les signaux HSYNC et VSYNC et renvoie à celui-ci le signal HCMD. Le synoptique général du programme est reproduit sur la figure 5. Le programme pour PIC16C57 et 55 sera disponible par les canaux habituels auprès de la rédaction ou sur le serveur.



■ Figure 5 : synoptique du logiciel de gestion.

ANNEXE timings ligne et trame

Symbole	Caractéristiques	Standards A, B, G, H, I, D, K, K1, L
H	Période ligne	64 μ s
A	Intervalle de suppression ligne	12 \pm 0,3 μ s
B	Intervalle temporel entre la ligne de référence (OH) et le front arrière de suppression	10,5 μ s
C	Palier avant impulsion synchro ligne	1,5 \pm 0,3 μ s
D	Impulsion de synchro	4,7 \pm 0,2 μ s

«Timings» synchro ligne (voir figures A(a) et A (b)).

Symbole	Caractéristiques	B, G, H, I, D, K, K1, L H = durée ligne
v	Période trame	20 ms
j	Effacement trame	25 H + a
j'		0,3 \pm 0,1 μ s
k		3 \pm 2 μ s (systemes B/SECAM, G/SECAM, D, K, K1 et L seulement)
l	1 ^{re} séquence d'impulsions d'égalisation	2,5 H
m	séquence d'impulsions de synchro	2,5 H
n	2 ^e séquence d'impulsions d'égalisation	2,5 H

«Timings» synchro et intervalle de suppression trame (voir B(a), B(b) et B(c)).

LA RÉALISATION

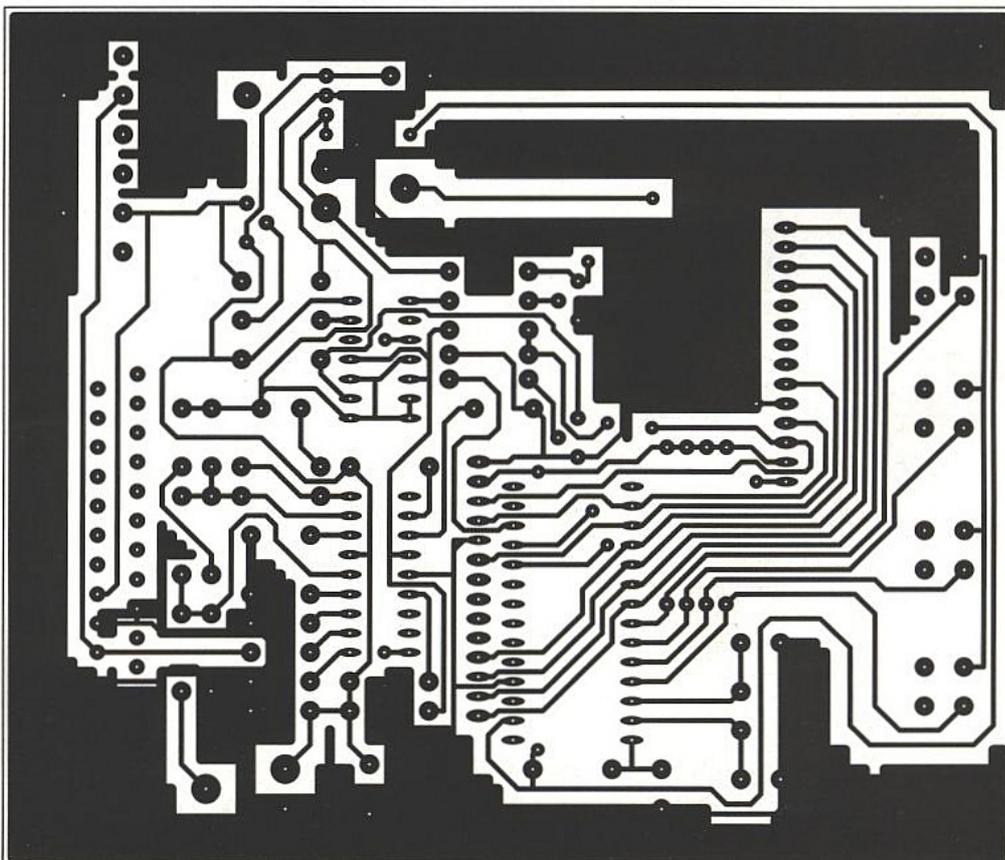
Sur les figures 6 et 7, vous pouvez trouver le tracé du circuit imprimé et son implantation. Celui-ci est monocouche et ne demande pas de gros efforts de réalisation. On notera cependant la présence de quelques straps dont il ne faudra pas oublier la présence.

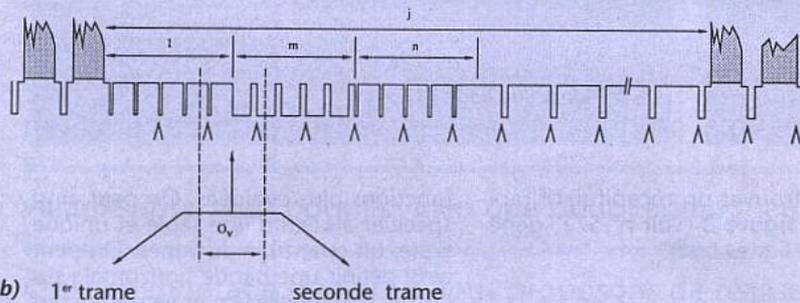
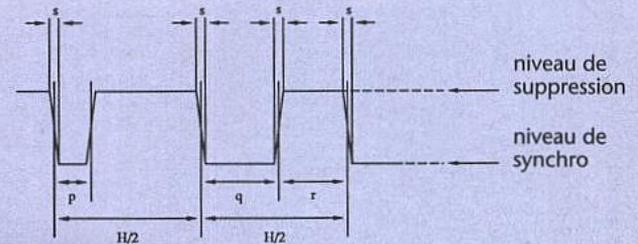
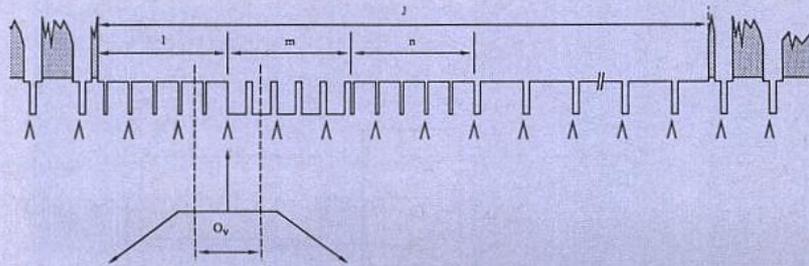
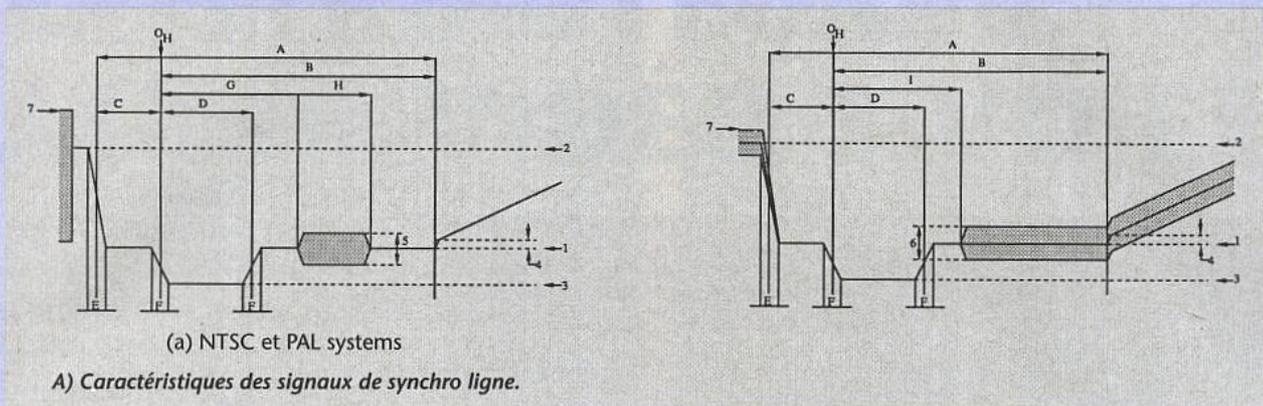
Une remarque cependant concerne les afficheurs LCD : vous pourrez trouver dans le commerce deux types d'afficheurs qui disposent soit d'un connecteur en bas soit en haut. Une double implantation vous permettra d'utiliser ces deux versions. Il ne faudra cependant pas vous tromper dans l'implantation (patte 1 au 0 Volt).

L'UTILISATION

L'utilisation de ce produit se révèle d'une simplicité infantile. Sur

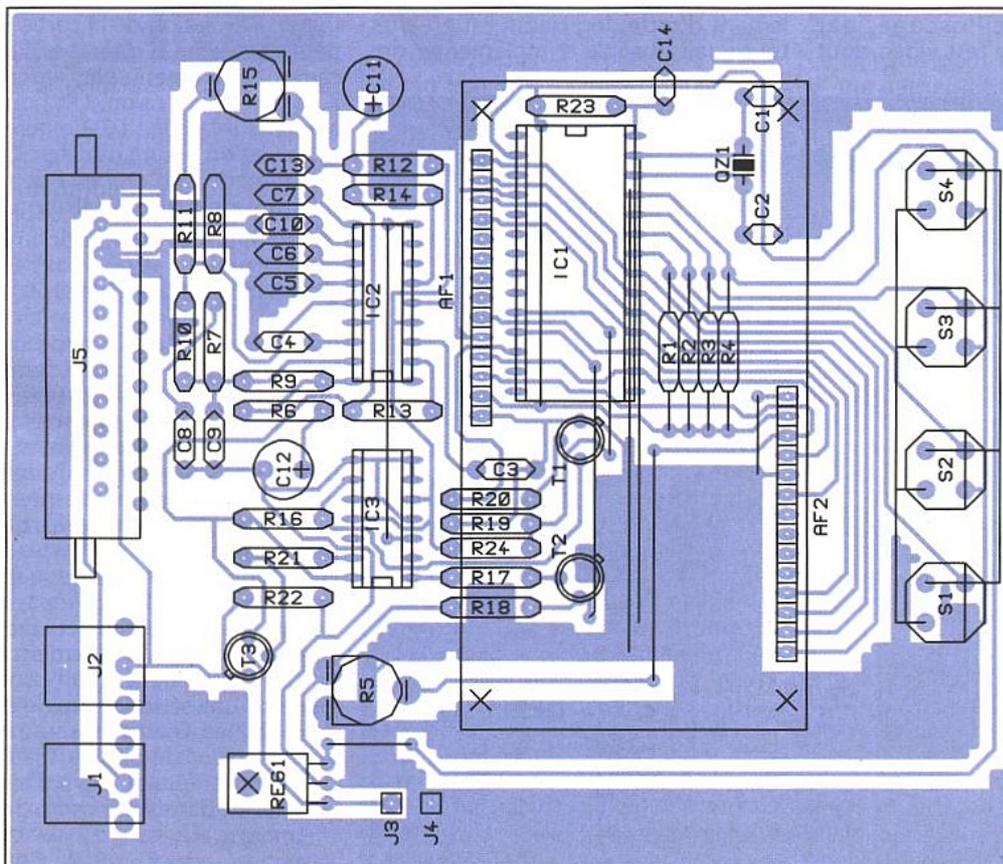
■ Figure 6 : une carte simple face suffit au prix de quelques straps.

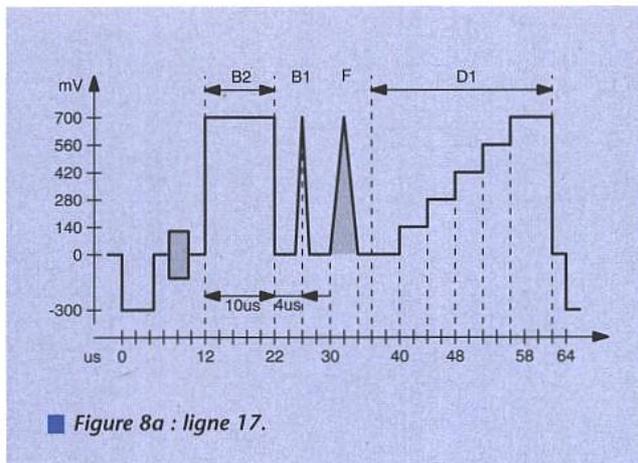




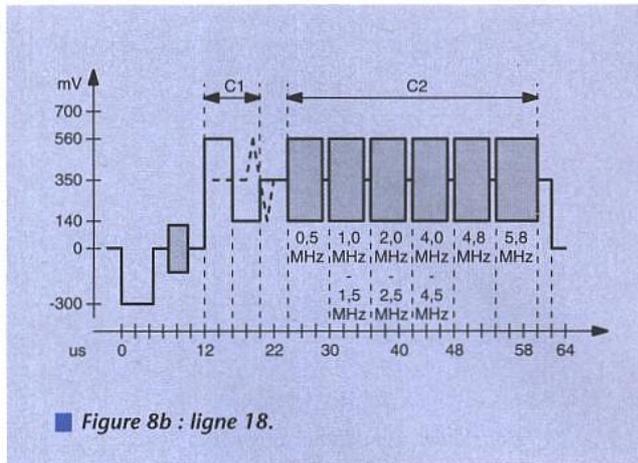
l'écran LCD, après un message de présentation, vous aurez une ligne de type LIGNE 000. Le curseur s'affiche sous un chiffre et indique qu'il peut être modifiable à l'aide de quatre uniques touches dont nous allons voir les fonctions. Les deux touches gauche et droite servent à déplacer curseur. Celui-ci se place ainsi sous le nouveau chiffre à modifier. Une rotation ramène le curseur à droite si on dé-

■ Figure 7 : l'implantation correspondante. Deux implantations d'afficheur LCD sont prévues selon le type choisi.

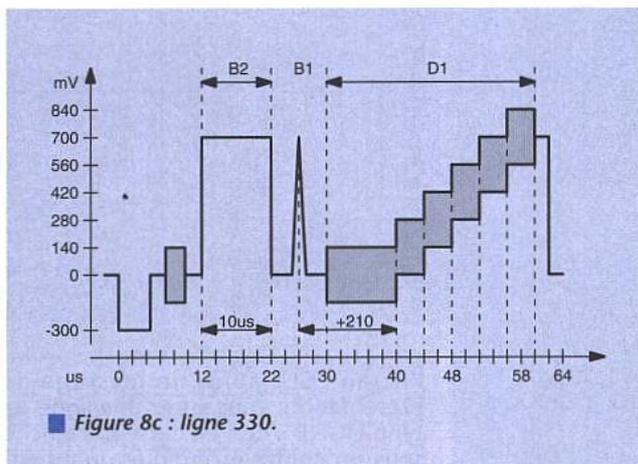




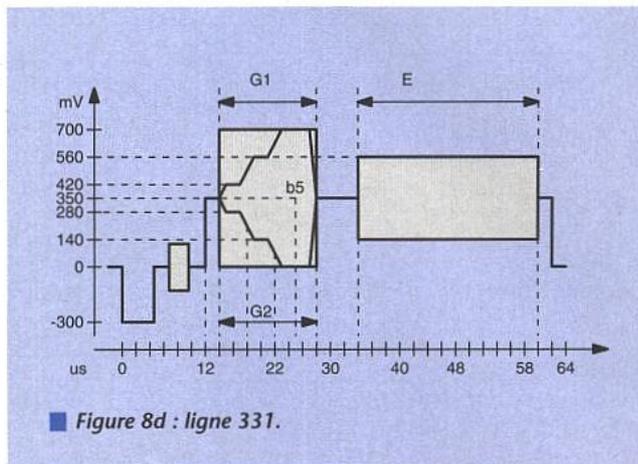
■ Figure 8a : ligne 17.



■ Figure 8b : ligne 18.



■ Figure 8c : ligne 330.



■ Figure 8d : ligne 331.

passer la limite gauche et inversement.

Les deux autres touches haut et bas servent-elles à incrémenter ou décrémenter la valeur du chiffre pointé par le curseur. Nous voilà arriver à la fin de la notice d'utilisation !

L'utilisation principale sera essentiellement dédiée à la lecture de lignes choisies sur un oscilloscope, par exemple les lignes de test vidéo dont

on peut trouver un récapitulatif rapide sur la **figure 8** (voir n° 571, générateur de lignes test).

AMÉLIORATIONS

Les améliorations qui peuvent être apportées à cette réalisation sont essentiellement d'ordre logiciel. Il est en effet tout à fait possible d'implémenter des

fonctions plus évoluées. On peut ainsi spécifier au lieu d'une seule et unique ligne, un ensemble de lignes. On peut ainsi définir une bande horizontale sur l'écran sur laquelle la première ligne sert de déclenchement. La sélection de la bande peut ainsi se faire de la même manière (curseur haut et bas) l'algorithme du programme se prêtant bien à cet usage. L'évolution de la partie logicielle peut être riche d'intérêt en intégrant carrément un menu plus ergonomique à ce type d'extension. On pourra ainsi ajouter sur la ligne LCD différents drapeaux qu'on pourra modifier. On pense notamment à un drapeau de sélection de trame paire, impaire ou encore d'image.

CONCLUSION

Ce circuit est d'une grande simplicité. Il permet d'arriver rapidement à la ligne désirée. Il est intéressant par exemple de sélectionner des lignes similaires sur les trames paire et impaire. Dans le cas de certains jeux électroniques, qui n'opèrent que sur une trame, on peut ainsi retrouver les mêmes signaux.

Le coût de cette maquette se révèle suffisamment réduit pour ne pas se priver de sa réalisation. Enfin l'utilisation principale est et restera sûrement la sélection des lignes de test. On pourra donc y prévoir une sélection rapide et directe de ces lignes. Enfin on dispose sur le microcontrôleur de plusieurs ports libres qui pourront être utilisés à d'autres fins. La balle est dans votre camp ...

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1 à R5, R7, R15 à R20 : 4,7 kΩ
- R6 : 680 Ω
- R8 : 12 kΩ
- R21, R9 : 820 Ω
- R13, R10 : 100 kΩ
- R11 : 120 kΩ
- R12, R23 : 1 kΩ
- R14, R24 : 10 kΩ
- R22 : 82 Ω

Condensateurs :

- C1, C2 : 27 pF
- C3 : 22 nF
- C4 : 4,7 nF
- C5 : 100 nF
- C6, C9, C13, C14 : 10 nF
- C7 : 200 nF
- C8 : 470 nF
- C10 : 220 nF
- C11 : 47 µF
- C12 : 4,7 µF

Semi-conducteurs :

- T1, T2, T3 : 2N2222

Circuits intégrés :

- IC1 : PIC16C55 ou 57
- IC2 : TDA2595
- IC3 : 4013
- REG1 : 7805

Divers :

- J1, J2 : en base RCA
- J3, J4 : B
- J5 : embase péritel
- QZ1 : quartz 4 MHz
- S1, S2, S3, S4 : touches Cl.
- Afficheur LCD
- Epson EA-D16023AR ou LM 16155 Sharp en 1 ou 2 lignes de 16 caractères.

DISTRIBUTEUR AUDIO-VIDÉO 3 VOIES

Dès que l'on souhaite

alimenter plusieurs appareils

à partir d'une seule source

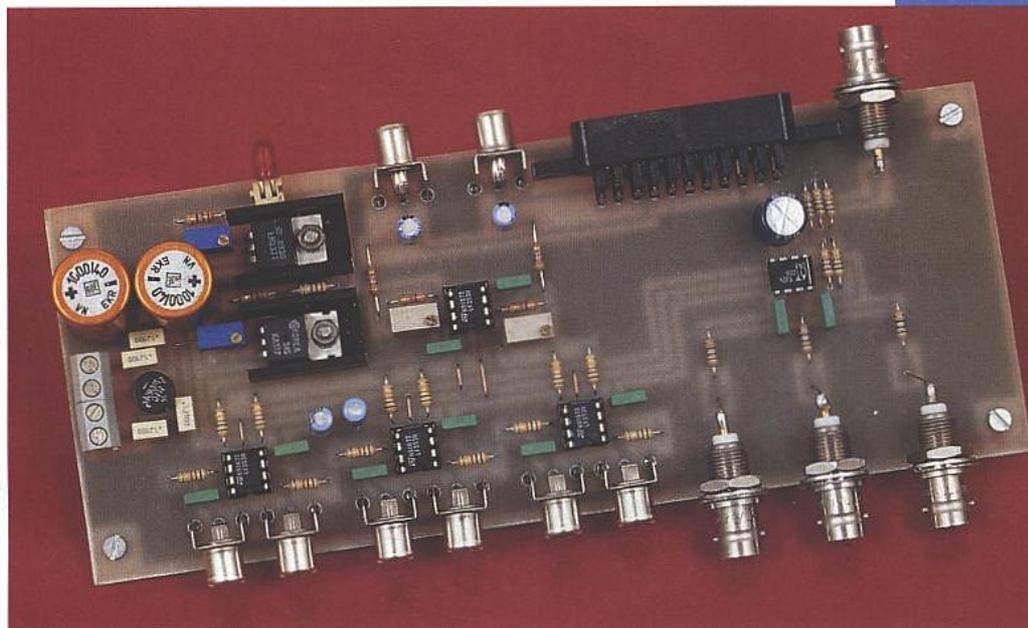
vidéo, il est nécessaire de

disposer d'un circuit

électronique qui réalisera

l'adaptation de la source et

qui permettra la



multiplication des sorties sans dégradation de la qualité des signaux, cela étant

valable aussi bien pour la vidéo que pour l'audio mais plus encore pour la vidéo.

C'est ce montage que nous vous proposons de réaliser maintenant.

LE SCHÉMA DE PRINCIPLE

Le schéma de principe de notre réalisation est donné en **figure 1**. La carte proposée n'emploie que des amplificateurs opérationnels pour la partie audio et un amplificateur spécifique pour la vidéo. Ce dernier est du type LT1206, modèle présentant des caractéristiques excellentes.

Le LT1206 est un amplificateur à contre-réaction de courant (CFA) pouvant fournir une puissance importante en sortie, le courant délivré pouvant atteindre 250mA. Cette caractéristique lui permet d'alimenter des charges capacitatives tout en conservant une bonne stabilité de fonctionnement. Il peut également alimenter des charges de faible impédance avec une excellente linéarité dans les hautes fréquences.

Le LT1206 possède une broche (broche 4) permettant l'ajustage du courant d'alimentation du circuit. Cette particularité permet de le mettre en état de «repos» ou d'attente en connectant une résistance d'une vingtaine de kohms entre la broche SHUTDOWN/CURRENT SET et la ligne d'alimentation positive. La consommation du composant n'est alors que de 200µA. Mais cette particularité n'est pas seulement utilisée dans ce but : lorsque la bande

passante de l'amplificateur peut être réduite, et que l'on désire par exemple augmenter l'autonomie du montage lors d'une alimentation par piles, il suffit de connecter cette broche à la masse par l'intermédiaire d'une résistance de valeur bien précise : sous une alimentation symétrique de + et - 5V, une résistance de 10,2 kohms limitera le courant à 10mA, alors qu'une valeur de 22,1 kohms le fixera à 5mA. Sous une alimentation de + et - 15V, il sera nécessaire d'utiliser une résistance de 60,4 kohms pour une consommation de 10mA et 121 kohms pour 5mA. En utilisation normale, la broche 4 sera directement connectée à la masse et la consommation du circuit atteindra 20mA.

Les valeurs des résistances de contre-réaction (Rf) et de gain (Rg) doivent être judicieusement déterminées car elles influencent directement la bande passante de l'amplificateur comme c'est toujours le cas avec un CFA (current feedback amplifier). Elles seront choisies en fonction des tensions d'alimentation et de l'impédance de la charge (RI) qui sera connectée en sortie. Les **tableaux 1 et 2** indiquent les valeurs des résistances Rf et Rg et la bande passante obtenue en fonction de l'impédance de la charge, la broche de réglage de courant étant connectée à la masse.

On pourra donc, le cas échéant, utiliser les chiffres donnés dans ces tableaux

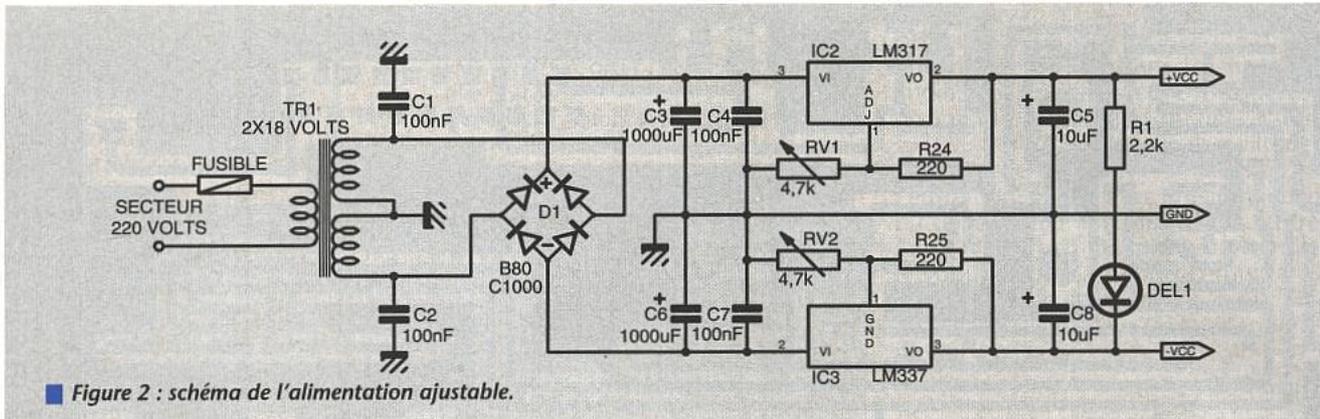
en s'approchant le plus possible des valeurs des résistances afin d'obtenir à peu de choses près la bande passante annoncée.

Le LT1206 peut fonctionner à l'aide d'une alimentation simple ou symétrique dans une gamme de tensions allant de + et - 5V à + et - 15V. Les tensions positives et négatives peuvent être dissymétriques mais dans ce cas la tension d'offset augmente de 500µV par volt de différence.

Pour conclure cette description, signalons que ce circuit possède une protection thermique qui évite une trop haute montée en température du boîtier. Il convient cependant de dissiper la chaleur qu'il produit en fonctionnement par l'intermédiaire de ses broches à l'aide des pistes qui devront être assez larges et d'un plan de masse conséquent. On pourra également le munir d'un petit dissipateur pour boîtier DIL. Notre schéma de principe se décompose en deux parties : la partie audio et la partie vidéo.

LE CIRCUIT AUDIO

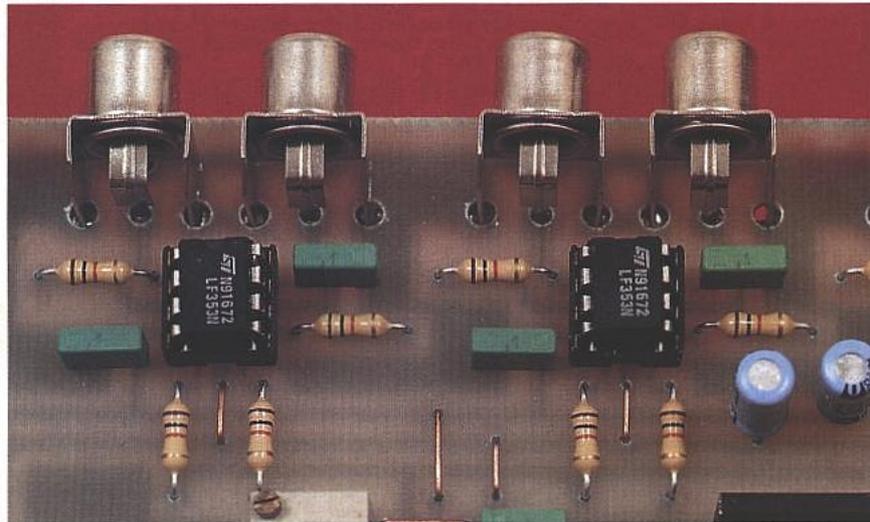
Les signaux audio (en stéréo) sont distribués à la platine soit par un connecteur péritel, soit par des connecteurs RCA, ce qui permettra de résoudre tous les cas de figure. Ils parviennent aux entrées du double amplificateur opérationnel IC4,



■ Figure 2 : schéma de l'alimentation ajustable.

axial). Les résistances R3 de contre-réaction et R4 de gain possèdent une valeur de 750 ohms, ce qui procure à l'amplificateur une bande passante d'environ 40 MHz à -3dB, et 20 MHz à -0,1 dB avec de bonnes performances de gain et de phase différentiels. Les trois sorties constituent pour l'amplificateur une charge d'une impédance de 50 ohms. Afin de ne pas modifier cette charge, il conviendra lorsqu'une ou deux sorties ne seront pas connectées, d'y adapter des connecteurs bouchons 75 ohms afin de maintenir constante l'impédance et par conséquent la largeur de bande, le gain et la phase différentiels. Ces sorties s'effectuent sur des connecteurs BNC.

Bien que cela ne soit pas d'une importance vitale, nous avons prévu une alimentation symétrique ajustable afin d'annuler en sortie toute tension d'offset. Cette alimentation utilise les circuits intégrés régulateurs LM317 (IC2) et LM337 (IC3) dont les tensions de sorties seront ajustées à l'aide des résistances variables RV1 et RV2. La diode DEL1 signale la mise sous tension du montage.



LA RÉALISATION PRATIQUE

Le dessin du circuit imprimé est donné en figure 2, et l'on utilisera le schéma de la figure 3 afin de câbler la platine. Six straps seront à mettre en place avant de débiter le câblage des composants. Les amplificateurs opérationnels utilisés pour la partie audio pourront être placés sur des supports, ce qui permettra de procéder à des comparaisons pour le choix du type employé. Le LT1206 sera soudé directement sur le circuit imprimé (on ne le mettra en place que lorsque les essais des alimentations seront achevés). Il sera muni d'un petit dissipateur thermique que l'on collera sur le boîtier.

En ce qui concerne les résistances R3 et R4, leur valeur n'étant pas toujours courante, nous avons prévu la possibilité d'implanter deux résistances en parallèle pour chacune d'entre elle. C'est ce que nous avons réalisé en choisissant deux résistances de 1,5 kohms afin d'obtenir la valeur de 750 ohms. Les connecteurs audio seront des modèles RCA pour circuit imprimé. Les connecteurs BNC seront des modèles pour châssis que l'on soudera directement sur la platine ou que l'on montera sur la face avant du coffret qui

Vs = + et - 5V, Is = 20mA					
GAIN	Ri	Rf	Rg	BW à -3dB (MHz)	-0,1dB (MHz)
-1	150	562	562	48	21,4
	30	649	649	34	17
	10	732	732	22	12,5
1	150	619	—	54	22,3
	30	715	—	36	17,5
	10	806	—	22,4	11,5
2	150	576	576	48	20,7
	30	649	649	35	18,1
	10	750	750	22,4	11,7
10	150	442	48,7	40	19,2
	30	511	56,2	31	16,5
	10	649	71,5	20	10,2
Vs = + et - 15V, Is = 20mA					
GAIN	Ri	Rf	Rg	BW à -3dB (MHz)	-0,1dB (MHz)
-1	150	681	681	50	19,2
	30	768	768	35	17
	10	887	887	24	12,3
1	150	768	—	66	22,4
	30	909	—	37	17,5
	10	1k	—	23	12
2	150	665	665	55	23
	30	787	787	36	18,5
	10	931	931	22,5	11,8
10	150	487	53,6	44	20,7
	30	590	64,9	33	17,5
	10	768	84,5	20,7	10,8

■ Tableaux 1 et 2 : influences des résistances de gain et de charge sur la réponse en fréquence.

LES ESSAIS ET LES RÉGLAGES

Les réglages se limitent à peu de manipulations. On alimentera la platine et l'on réglera la résistance ajustable RV1

pour obtenir une tension de +15V sur la ligne positive et l'on manœuvrera RV2 afin de porter l'alimentation négative à -15V.

On soudera alors le LT1206CN8, et on placera les circuits intégrés de la partie audio sur leur support.

On injectera ensuite un signal sinusoïdal d'une fréquence de 1 kHz et d'une amplitude de 1V dans les entrées audio, puis on vérifiera que le signal est disponible en sortie et qu'une action sur RV3 et RV4 en modifie l'amplitude. On procédera de la même façon pour l'entrée vidéo mais avec une fréquence du signal nettement plus élevée (entre 5 et 10 MHz) en utilisant par exemple le volubateur décrit dans ce numéro. Les sorties non chargées, on devra obtenir sur les sorties un signal identique à celui d'entrée.

P. OGUIC

NOMENCLATURE

Résistances :

- R1 : 2,2 k Ω
- R2, R5 à R7 : 75 Ω
- R3, R4 : 750 Ω (voir texte)
- R8, R10 : 47 k Ω
- R9, R11: 22 k Ω à 47 k Ω (selon le gain désiré)
- R12 à R23 : 10 k Ω
- R24, R25 : 220 Ω
- RV1 : résistance ajustable multitours 4,7 k Ω
- RV2, RV3 : 100 k Ω

Condensateurs :

- C1, C2, C4, C7, C10 à C13, C16 à C21 : 100 nF
- C3, C6 : 1000 μ F 40 V
- C5, C8 : 10 μ F 25 V
- C9 : 220 μ F 16 V
- C14, C15 : 4,7 μ F 16 V

Circuits intégrés :

- IC1 : LT1206CN8 LT

IC2 : LM317

IC3 : LM337

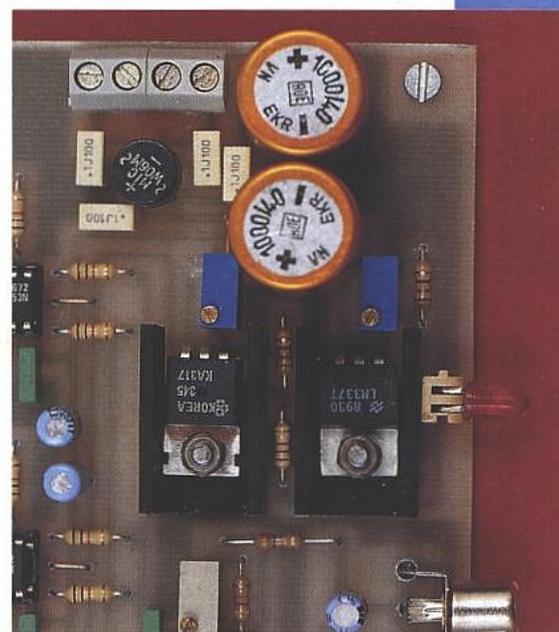
IC4 à IC7: LF353, TL082

Semi-conducteur :

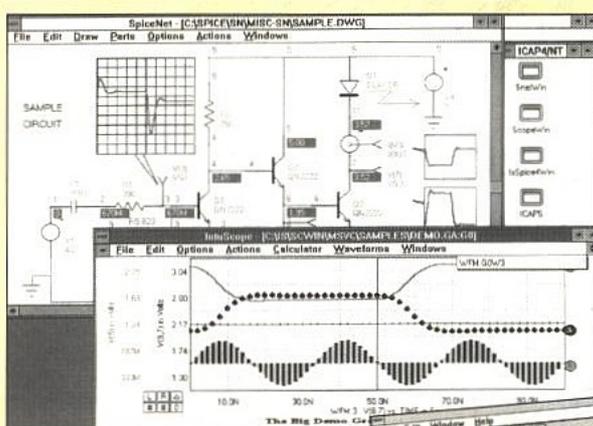
DEL1 : diode électroluminescente rouge

Divers :

- 8 connecteurs RCA pour circuit imprimé
- 4 connecteurs BNC pour châssis
- 1 connecteur péritel femelle pour circuit imprimé
- 1 bornier à vis à 4 points
- 1 transformateur 220 V / 2X15 à 2X18 V 300mA
- 4 supports pour circuit intégré 8 broches
- 4 vis et 4 entretoises
- 1 coffret au choix



SIMULATION ELECTRONIQUE INTERACTIVE



- WINDOWS
- DOS
- MACINTOSH

Plusieurs plateformes disponibles:
Windows (32s),
Windows NT, DOS
DEC ALPHA & MIPS
Macintosh, Power Mac.

ICAP/4* est l'outil indispensable à tout concepteur électronique

Ce progiciel permet la simulation de tout type de circuit électronique : analogique, digital, RF, ASIC, puissance, filtres, technologies mixtes (mécanique, électrique, thermique, physique)... Il comprend, dans un environnement intégré et facile à maîtriser:

- l'entrée de schémas,
- le simulateur mixte analogique / digital interactif basé sur SPICE 3F: analyses AC, DC, transitoire, distorsion, Monte Carlo, analyse de bruit, optimisation, analyse de Fourier,...
- les bibliothèques de composants : plus de 6000 modèles,
- l'oscilloscope logiciel permettant l'affichage des courbes et leur traitement après simulation,
- balayage de paramètres,
- affichage des tensions en temps réel,
- Etc...

UN OUTIL PROFESSIONNEL
À LA PORTÉE DE TOUS !

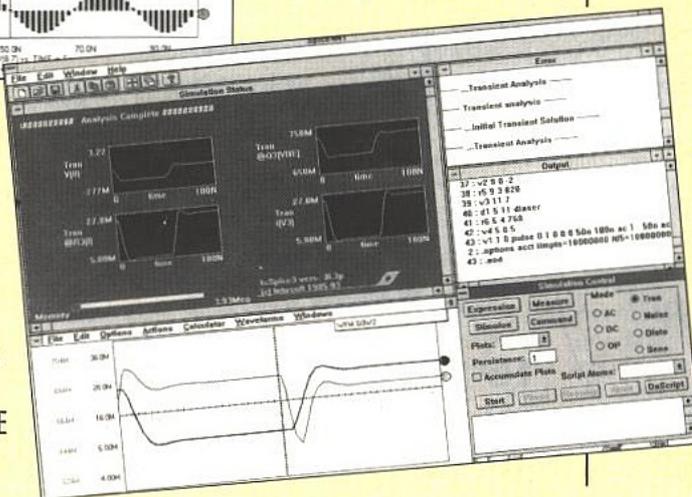


Pour toutes informations, contactez :

EXCEM
Département
Produits
Informatiques

12, chemin des Hauts de
Clairefontaine 78580 MAULE

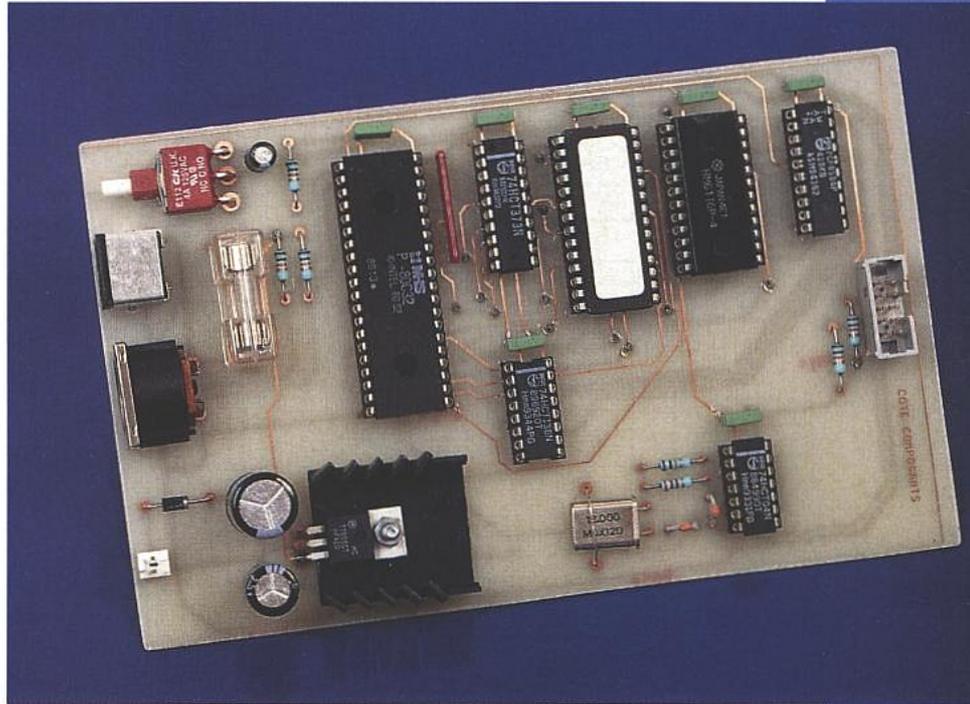
FAX : (1) 34 75 13 66
TEL : (1) 34 75 13 65



* ICAP/4 est un logiciel
de la société INTUSOFT.

INTERFACE CLAVIER PC POUR BUS I2C

L'interface entre une machine et les utilisateurs est souvent un élément déterminant dans le succès d'une application. En ce qui concerne les dispositifs de saisie, il faut bien reconnaître que plus ces derniers sont rudimentaires, plus l'interface semblera austère aux utilisateurs.



Le prix des claviers compatibles IBM®/PC étant actuellement très réduit, nous avons pensé qu'il vous serait agréable de disposer d'une interface qui vous permette de gérer ce genre de clavier à partir d'un bus I2C.

A l'heure actuelle la saisie d'information passe presque à chaque fois par un clavier. Pour des petits systèmes on se limite souvent à des claviers de 16 touches. Si les éléments à saisir à partir du clavier sont complexes, le concepteur du système doit passer des heures fastidieuses à imaginer comment l'utilisateur va pouvoir utiliser le clavier. Souvent le résultat est tellement compliqué que le concepteur renonce à autoriser la saisie de certains paramètres.

On peut bien entendu augmenter la taille du clavier, pour permettre une saisie plus agréable. Mais très vite on se trouve confronté à d'autres problèmes. La gestion d'un clavier réclame souvent l'adjonction d'un microcontrôleur dédié. En dehors de la fabrication mécanique, il faut donc « pondre » un programme, en plus de l'application principale, juste pour gérer le clavier. On comprend aisément que le projet devienne tout de suite plus complexe et plus coûteux. Pourtant les claviers pour compatibles IBM/PC sont très répandus. On en trouve aujourd'hui à des prix dérisoires. Il est même possible d'en récupérer pour une bouchée de pain chez les « brokers ». Pour vous permettre

de créer des systèmes incorporant un clavier complet, nous vous proposons donc ce mois-ci une interface pour bus I2C.

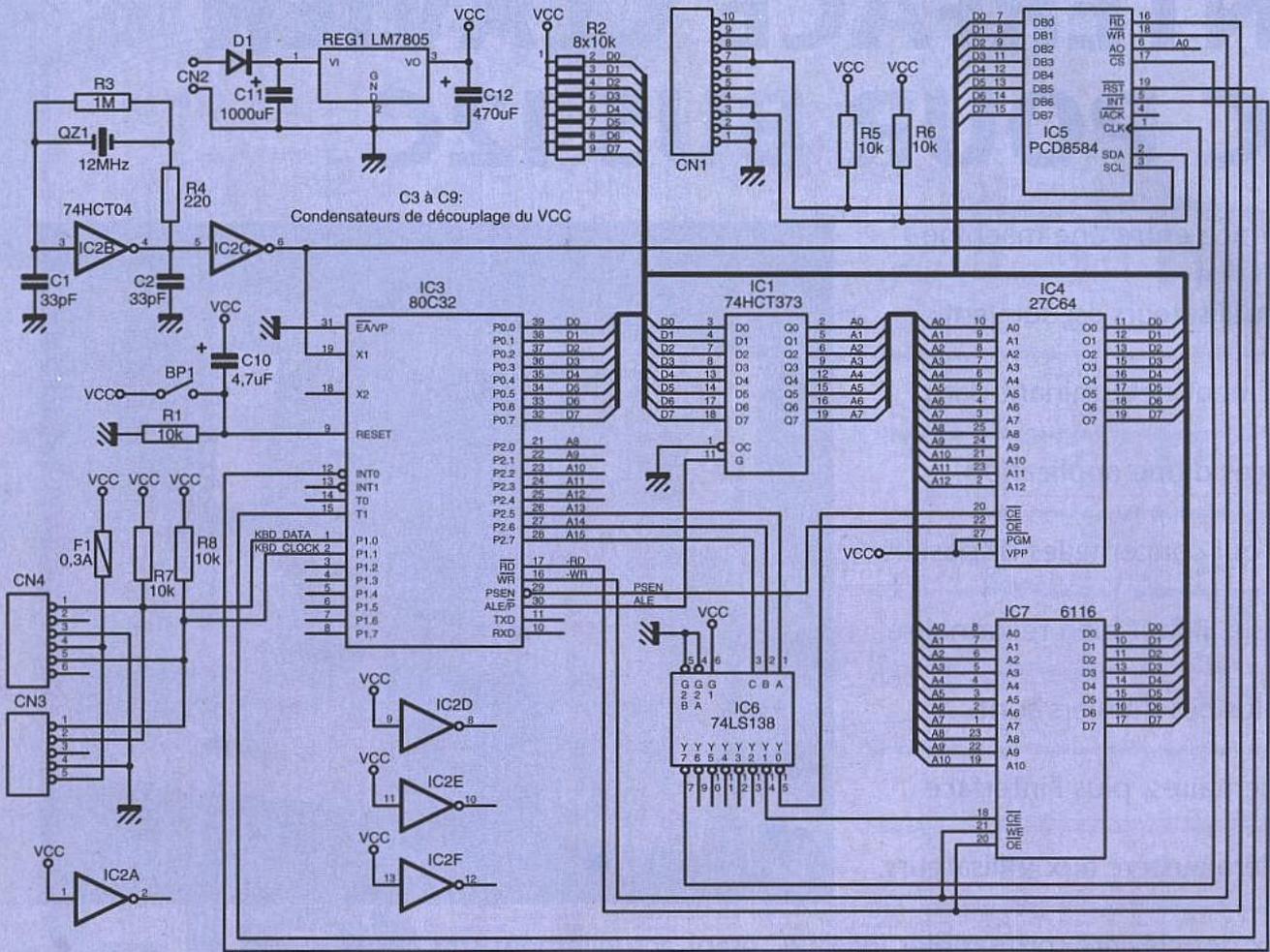
SCHEMA

Le schéma de notre interface est visible en **figure 1**. Ne vous attendez pas à de grandes révélations autour de ce schéma. L'horloge du montage est confiée aux portes IC2B et IC2C, tandis que le circuit de remise à zéro du montage est un classique du genre (R1/C10). Le microcontrôleur IC3 est monté avec un adressage externe, puisque le modèle retenu ne dispose pas d'EPROM interne (pour une question de prix). Le bus des adresses étant multiplexé, le latch IC1 permet de capturer le poids faible. L'EPROM IC4 et la RAM IC7 sont raccordées directement sur les bus du microcontrôleur. Il en va de même pour le contrôleur de bus I2C, IC5. Le décodage de l'espace adressé par le microcontrôleur est confié au circuit IC6, ce qui est tout à fait classique. Notez tout de même au passage qu'après initialisation, le microcontrôleur place la valeur FF sur le port P2, de sorte qu'en dehors des opérations

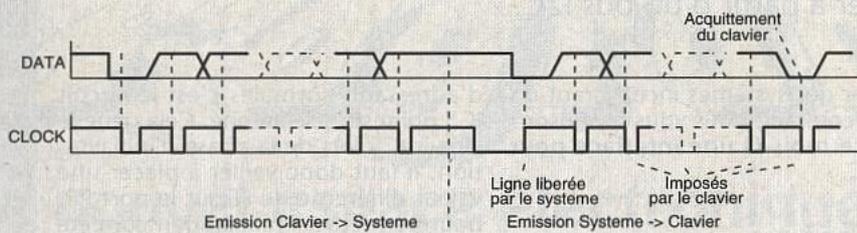
d'adressage normales c'est le circuit IC5 qui reste sélectionné. Cela gêne le circuit IC5 lors de la phase d'initialisation. Il faut donc veiller à placer une valeur différente de FF sur le port P2, pour permettre l'initialisation correcte du contrôleur de bus I2C.

Les résistances R5 et R6 ne semblent pas indispensables, puisque le maître du bus I2C se charge généralement d'imposer les niveaux hauts. Cependant, au cas où le montage est déconnecté du bus I2C, les résistances de rappel sont nécessaires, pour que le contrôleur IC5 voit le bus dans un état de repos, au moment de l'initialisation de ce dernier.

L'interface avec le clavier est très simple à mettre en œuvre. Il suffit de disposer de deux lignes à collecteur ouvert pour piloter les signaux «kbd_data» et «kbd_clock». Vous noterez qu'il y a deux connecteurs prévus pour le clavier. Le connecteur CN3 permet de brancher un clavier avec une fiche DIN standard, tandis que le connecteur CN3 permet de brancher un clavier équipé d'une connectique de type PS/2. Les signaux véhiculés sont les mêmes. Seul les numéros de broches associées aux signaux changent. Mais attention ! Ce n'est pas



■ Figure 1 : le schéma, très classique maintenant.



■ Figure 2 : transmission du clavier.

parce qu'il y a deux connecteurs sur notre interface, que vous pourrez brancher deux claviers en même temps.

Le signal d'horloge est toujours fourni par le clavier. C'est lui qui synchronise le système, ou le PC auquel est connecté le clavier. Néanmoins il est possible de forcer à 0 la ligne d'horloge pour indiquer au clavier que la transmission est momentanément interrompue. Dans ce cas le clavier scrute l'état de la ligne d'horloge toutes les 60 ms au moins, dans l'attente d'un niveau haut pour reprendre la transmission. Pendant que la ligne d'horloge est à l'état bas, le clavier stocke dans son buffer interne les codes qu'il souhaite transmettre. Dès que la ligne d'horloge est libérée, le clavier se chargera de transmettre le contenu de son buffer.

Le clavier informe le système auquel il est connecté qu'il va émettre en plaçant la ligne de donnée à 0 pendant au moins 60 μ s. Ensuite le clavier va transmettre 11 bits, qui seront stables lorsque la ligne d'horloge passera à 0. En plus des 8 bits de données, le clavier transmet un bit de start, un bit de stop et un bit de parité.

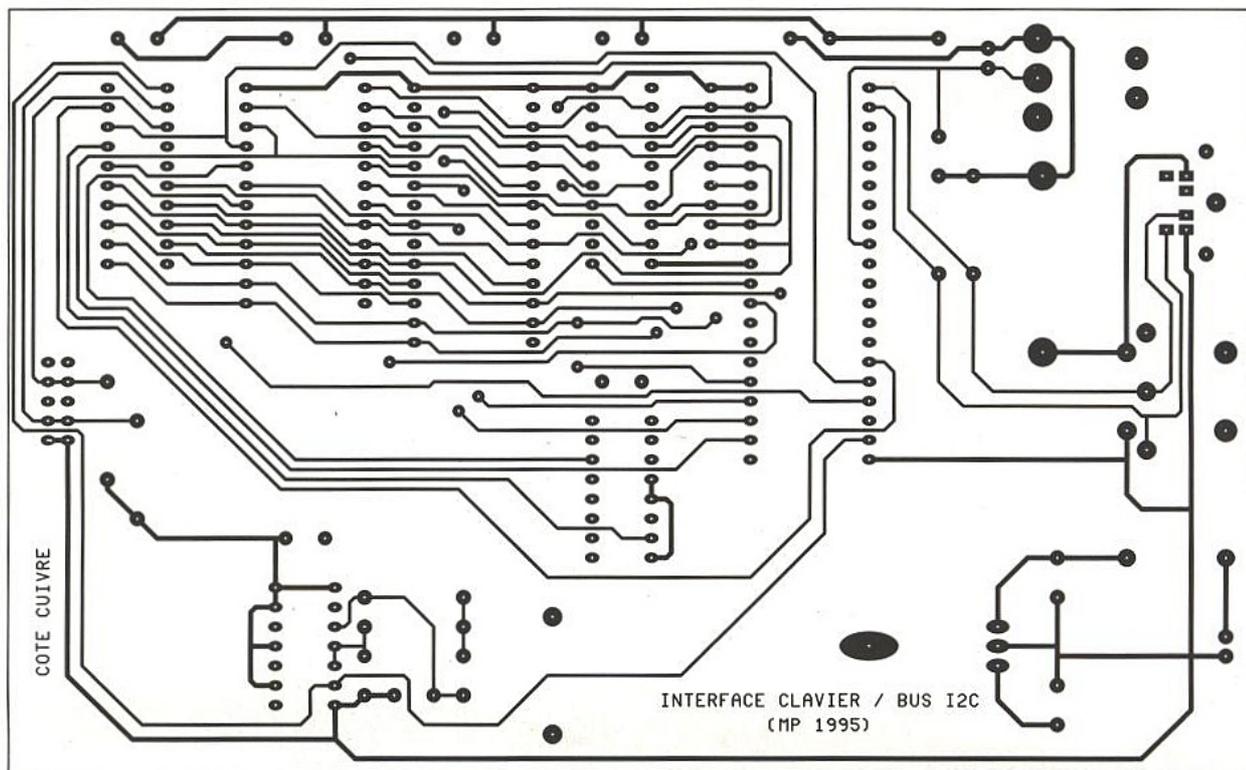
Le système peut interrompre la transmission du clavier en bloquant la ligne d'horloge pendant au moins 60 μ s, avant le 10^e front montant du signal d'horloge généré par le clavier. Si le 10^e front du signal d'horloge est déjà survenu, le système doit attendre la fin de la transmission pour bloquer la ligne d'horloge.

Si c'est le système qui souhaite transmettre une commande au clavier, il doit tout d'abord bloquer la ligne d'horloge à 0 pendant au moins 60 μ s

(pour être certain que le clavier est prêt à recevoir). Ensuite le système force la ligne de donnée à 0 avant de libérer la ligne d'horloge pour permettre au clavier de générer les fronts nécessaires à la transmission. Là aussi il y a onze bits à transmettre. Le bit de stop transmis par le système doit être à 1 tandis que le clavier, lui, va imposer un niveau bas pour indiquer qu'il a bien reçu la donnée (parité correcte). Le système doit vérifier cet acquittement du clavier. En cas de problème, le clavier enverra la valeur FE pour demander au système de renvoyer la dernière valeur. Sinon le clavier enverra la valeur FA, pour indiquer la bonne réception de l'octet.

Ces informations vous sont données à titre indicatif, car heureusement c'est l'interface qui prendra en compte la gestion des lignes du clavier.

La carte interface sera alimentée par une tension de 12VDC qui n'a pas besoin d'être stabilisée. Une tension correctement filtrée fera très bien l'affaire, comme c'est le cas par exemple des petits blocs d'alimentation d'appoint pour calculatrices. La diode D1 permet de protéger le montage en cas d'inversion du connecteur d'alimentation CN2. L'alimentation du clavier s'effectue via l'interface. Pour protéger le régulateur REG1 en cas de court-circuit, le fusible F1 est placé en série avec l'alimentation du clavier.



■ Figure 3 : côté cuivre du circuit double face mis en œuvre.

RÉALISATION

Le circuit imprimé à réaliser est double face. Néanmoins les trous métallisés ne sont pas indispensables. Avec un peu d'habileté vous pourrez souder les supports des circuits intégrés sur les deux faces sans trop de difficultés. En ce qui concerne les connecteurs, l'implantation a été prévue pour que la soudure soit faite uniquement côté cuivre de sorte qu'il ne devrait pas y avoir de grosses difficultés pour réaliser cette carte avec des moyens d'amateur.

Le dessin du côté cuivre est visible en figure 3 tandis que le dessin du côté composant est visible en figure 4. La vue d'implantation est reproduite en figure 5. Veillez à ce que les films du circuit imprimé à reproduire soient parfaitement alignés. Une fois le circuit gravé, réalisez le perçage de ce dernier avec des forets de très bonne qualité, pour éviter d'emporter les pastilles situées sur la face opposée (au moment où le foret débouche). Les pastilles des traversées seront percées à l'aide d'un foret de 0,6 mm tandis que les autres pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre, pour la plupart. En ce qui concerne REG1, D1, CN1, CN2 et CN3 il faudra percer avec un foret de 1mm de diamètre.

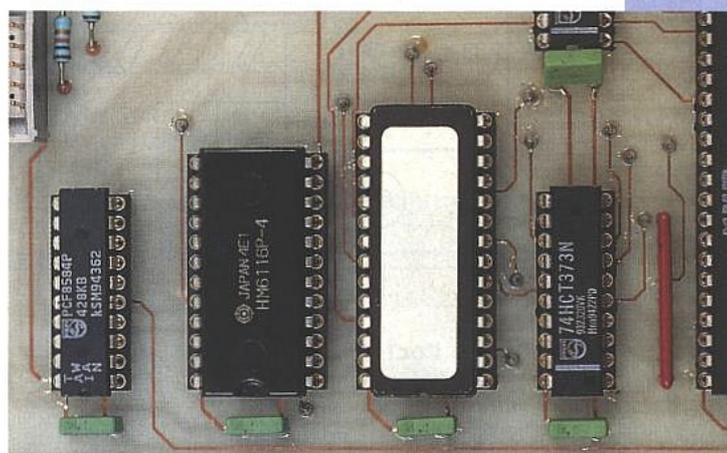
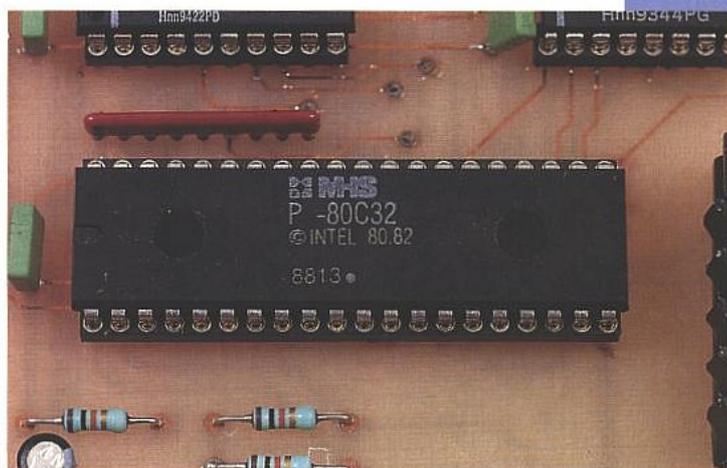
Avant de réaliser le circuit imprimé, il est préférable de vous procurer les composants pour vous assurer qu'ils s'implanteront correctement. Cette remarque concerne particulièrement le connecteur DIN 5 broches. Il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation. Soyez tout de même attentifs au sens des condensateurs et des circuits intégrés. Avant d'implanter les composants il vous faudra souder les traversées, car certaines d'entre elles se situent en dessous des circuits intégrés. Les traversées se réalisent facilement avec un bout de fil rigide que l'on

soude sur chacune des faces du circuit. C'est un peu long mais cela permet de réaliser soi-même le circuit sans avoir recours aux trous métallisés. L'implantation des autres composants ne devrait pas poser de problème. Respectez scrupuleusement le découplage des lignes d'alimentations si vous voulez éviter les surprises.

Etant donné que le clavier sera alimenté par notre montage, le régulateur REG1 sera monté sur un dissipateur ayant une résistance thermique inférieure à 17°C/W pour éviter d'atteindre une température de jonction trop élevée.

L'EPROM IC4 sera programmée avec le contenu d'un fichier que vous pourrez vous procurer par téléchargement sur le serveur Minitel (3615 code ERP). Vous trouverez le fichier « K E Y B I 2 C . BIN » qui est le reflet binaire du contenu de l'EPROM IC4.

Vous trouverez aussi le fichier «KEYBI2C.HEX» qui correspond au même fichier mis au format HEXA INTEL. Si vous n'avez pas la possibilité de télécharger les fichiers, vous pourrez adresser une demande à la rédaction en joignant une disquette formattée accompagnée d'une enveloppe self-adressée convenablement affran-



chie (tenir compte du poids de la disquette).

Pour personnaliser votre montage, vous pourrez modifier l'adresse de réponse de la carte sur le bus I2C, en changeant le contenu du dernier octet de l'EPROM concernée. Si vous avez suivi les réalisations de ces derniers mois, vous devez être habitué avec la manipulation qui va suivre.

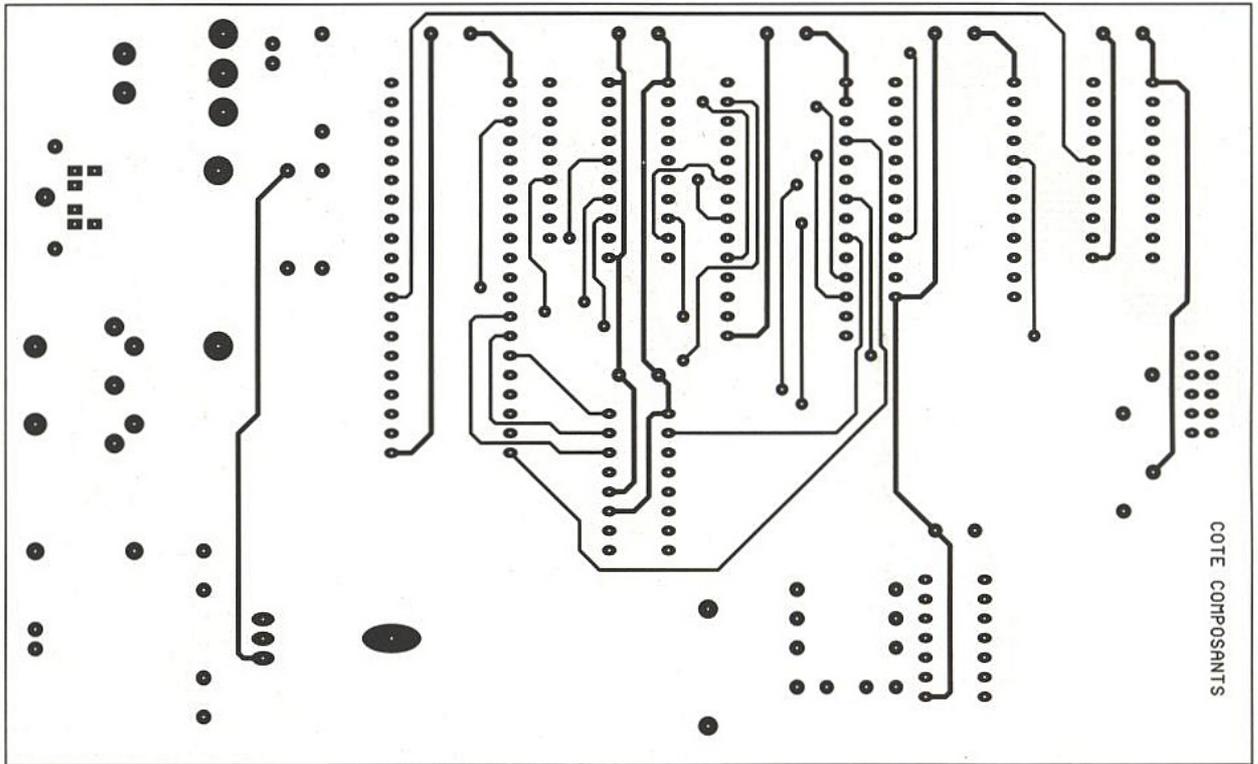


Figure 4

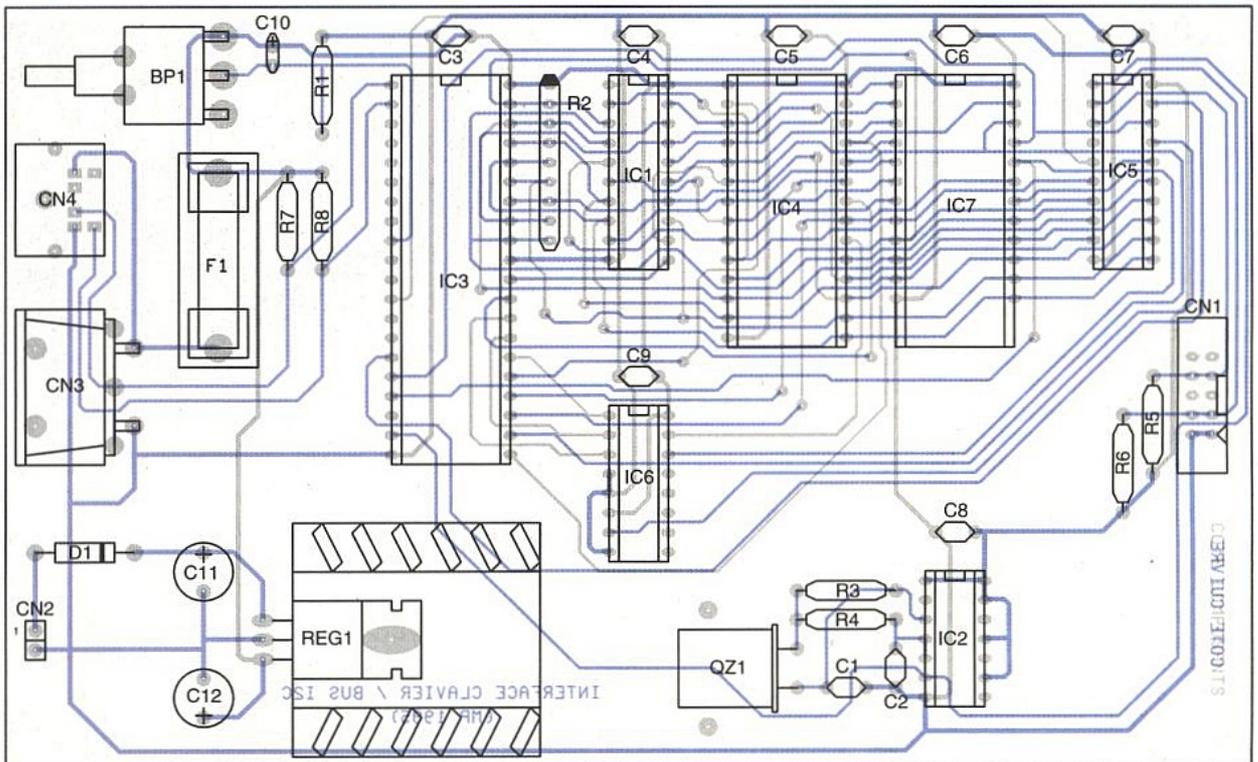


Figure 5

L'adresse de l'octet à modifier est 1FFFH (avant-dernière ligne du listing de la figure 6).

Tel qu'il apparaît sur la figure 6, le programme de notre interface a été assemblé avec la valeur 80H pour l'adresse de réponse. Le champ «DATA» du code Hexa au format Intel de l'avant dernière ligne du listing de la figure 6 correspond à cette valeur.

Il est délicat de modifier manuellement le contenu des fichiers au format «Intel Hexa» en raison du «checksum» en fin de ligne. Il est préférable de charger le fichier dans un programmeur d'EPROM. Ensuite vous modifierez ma-

nuellement le contenu de l'octet à l'adresse 1FFFH. Et enfin vous pouvez programmer l'EPROM.

UTILISATION DE L'INTERFACE

L'utilisation de l'interface est relativement aisée. Lorsque vous appuyez sur les touches du clavier, les codes transmis par ce dernier sont placés en mémoire. Il vous suffit ensuite d'interroger l'interface pour récupérer toutes les séquences envoyées par le clavier.

Si le buffer est vide, l'interface vous retourne la valeur 0, autant de fois que vous en faites la demande. Les codes émis par le clavier ne subissent aucun traitement par l'interface. Cette solution a été retenue pour simplifier le programme de l'interface. Car en définitive l'attribution des codes émis par un clavier est fonction de l'utilisation de ce dernier. Par exemple vous pouvez vouloir traiter l'appui simultané sur les touches « ALT » et « A » de différentes façons. Vous pourriez souhaiter transformer cette action en un code unique, ou bien décomposer l'action en deux codes. Plutôt que de surchar-

```

:020000000124D9
:0200030001B04A
:01000B0032C2
:0100130032BA
:01001B0032B2
:100023003275878075813575A000C205C206D20876
:10003300C207511FC2B53138D2B5313890F00174BF
:1000430080F0901FFFE49354FE0390F000F00582CC
:1000530074A0F01582741CF03138058274C9F03134
:10006300383138D2A8D2AF315D501730050C74FE49
:10007300C2AF31A9D2AFC205016A511E60E9513B3B
:10008300016A30061274ED31A9315D50FCE530315F
:10009300A9315DC20650FA30080A74FF31A9315DF7
:1000A30050FCC208300704511FC207016AC0E0C0F8
:1000B30000C001C002C003C004C005C006C007C021
:1000C30082C083C0D0D205C29190F001E020E7FC4A
:1000D30020E2051582E080101582E0058260092088
:1000E300E004310480023121D0D0D083D082D00704
:1000F300D006D005D004D003D002D001D000D0E088
:1001030032E020E51220E21520E41220E7F3158205
:10011300E00582314A80EA1582E005822222E0E08E
:1001230020E7FB20E30931411582F0058280EF15BA
:1001330082F0058222788079FFD9FED8FA2220093D
:100143000451658001E422B48003D20722B49003F2
:10015300D208225407F530D206227F64C205D29119
:10016300309004DFFB21A731EF200234780831EF10
:1001730020022D13D8F831EF200225920331EF200E
:10018300021EC2917808D200135002B200D8F913AC
:10019300A2034005200009219F300004C20421A5C9
:1001A300D204D322C322C2917808D201135002B2DF
:1001B30001D8F9137FFDFEFC290D2917E0A7FFF41
:1001C300309109DFBDEF7D290D2912278081351E8
:1001D300072002F3D8F8A20151072002EAD35107FE
:1001E3002002E4D290C2917FFDFE227F0F309185
:1001F30005DFFBD20222A2907F0F209104DFFB8058
:10020300F2C202227F0F209104DFFB21F692907F3E
:100213000F309104DFFB21F6C2022222C082C08389
:10022300902000858232858331858234858333D261
:1002330009C20AD083D08222C082C083300A03D38A
:10024300801B853282853183F0C209A312028F8518
:100253008232858331202A14002D20AC3D083D0F5
:100263008222C082C083300903D3801B85348285F8
:100273003383E0C20AA312028F858234858333124B
:1002830002A14002D209C3D083D08222C0E0E58319
:10029300B42808E582B40003902000D0E022C0E037
:1002A300E532B53408E531B53303C38001D3D0E07B
:1002B300220D0A496E7465726661636520436C6141
:1002C3007669657220706F757220427573204932AA
:1002D3004320284329204D6F72696E205061736358
:1002E300616C203139393520526576203A20312E20
:0302F300303000A8
:011FFF008061
:00000001FF
    
```

■ Figure 6 : dump à planter en EPROM.

Touche N°	code touche appuyée (Make / Set 2)
1	0E
2	16
3	1E
4	26
5	25
6	2E
7	36
8	3D
9	3E
10	46
11	45
12	4E
13	55
15	66
16	0D
17	15
18	1D
19	24
20	2D
21	2C
22	35
23	3C
24	43
25	44
26	4D
27	54
28	5B
29*	5D
30	58
31	1C
32	1B
33	23
34	2B
35	34
36	33
37	3B
38	42
39	4B
40	4C
41	52
42**	5D
43	5A
44	12
45**	61
46	1A
47	22
48	21
49	2A
50	32
51	31
52	3A

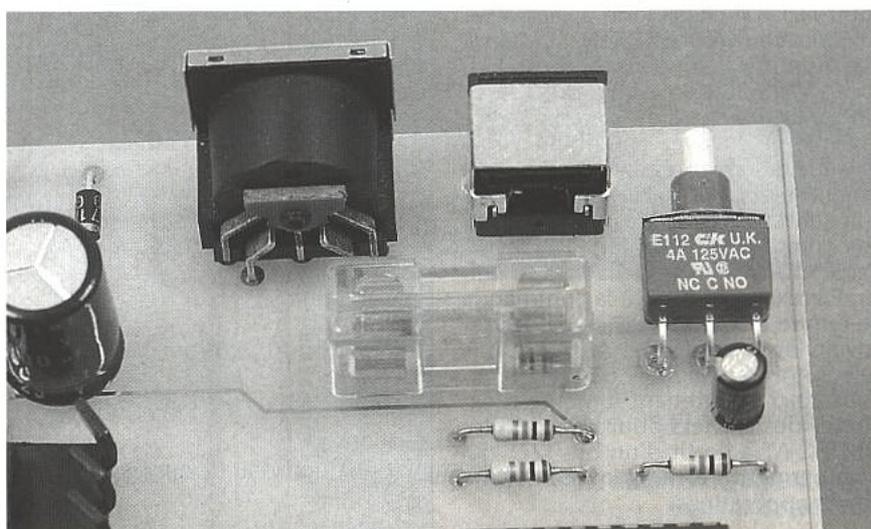
53	41
54	49
55	4A
57	59
58	14
60	11
61	29
62	E0,11
64	E0,14
75	E0,70
76	E0,71
79	E0,6B
80	E0,6C
81	E0,69
83	E0,75
84	E0,72
85	E0,7D
86	E0,7A
89	E0,74
90	77
91	6C
92	6B
93	69
95	E0,4A
96	75
97	73
98	72
99	70
100	7C
101	7D
102	74
103	7A
104	71
105	7B
106	79
108	E0,5A
110	76
112	05
113	06
114	04
115	0C
116	03
117	0B
118	83
119	0A
120	01
121	09
122	78
123	07
124	E0,12,E0,7C
125	7E
126	E1,14,77,E1,F0,14,F0,77

■ Figure 7 : code Make des touches pour le SET2.

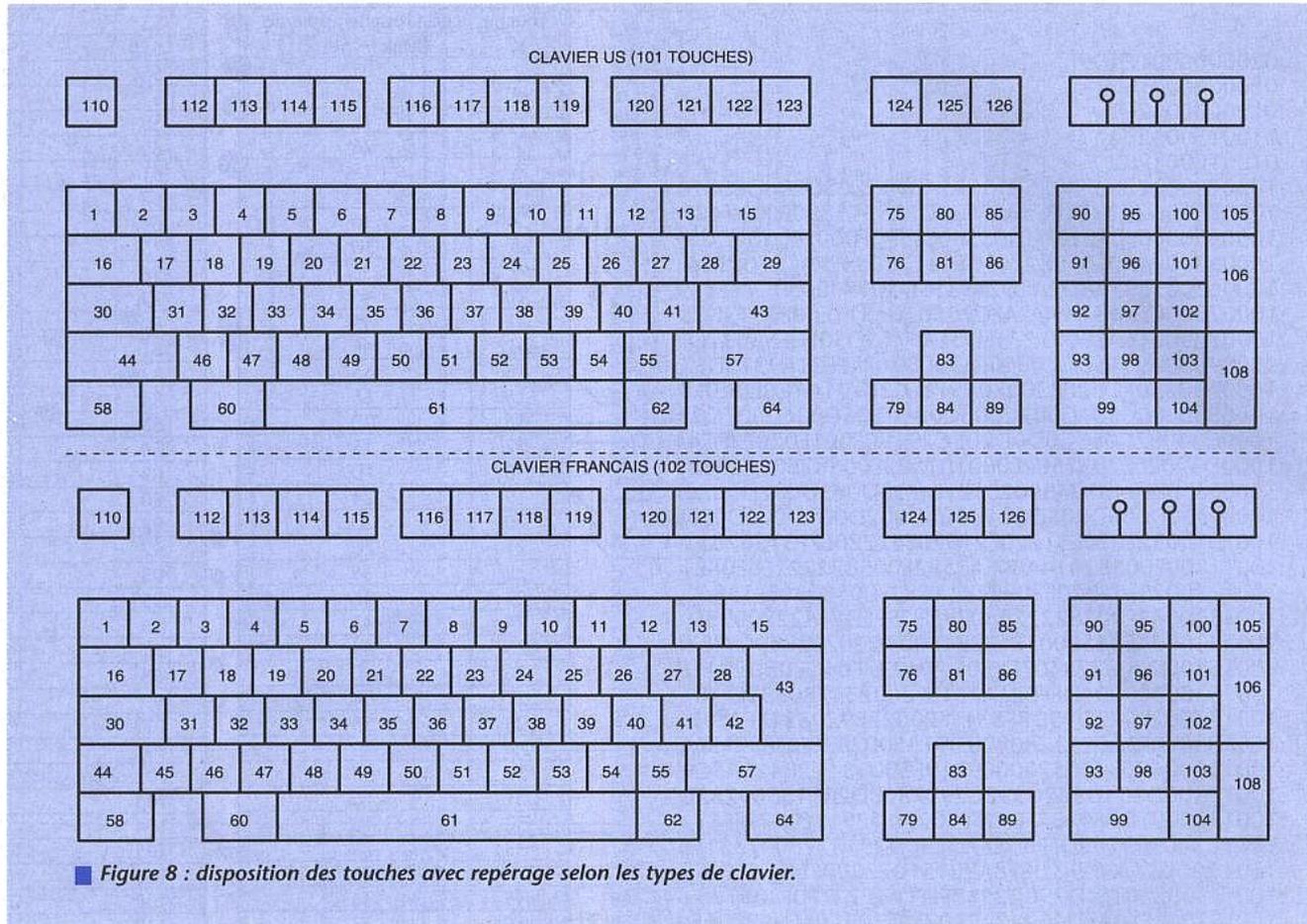
* clavier 101 touches
** clavier 102 touches

ger le programme de l'interface pour gérer le clavier à notre façon, nous avons préféré vous livrer les résultats à l'état « brut ».

Les claviers compatibles IBM/PC-AT se placent automatiquement dans le jeu de code «SET2» à la mise sous tension. Dans ce mode le clavier envoie un code pour chaque touche appuyée (code MAKE), et le même code précédé du code F0h (code BREAK), lorsque la touche est relâchée. La seule exception est la touche «PAUSE» qui n'émet une séquence qu'au moment de l'appui. La figure 7 indique la liste des codes émis par un clavier (codes MAKE pour le SET2). Le numéro de la touche est dépendant de la topologie du clavier. La figure 8 vous indique la disposition des touches, selon qu'il s'agit d'un clavier « US » ou d'un clavier «NON-US». Vous noterez que cer-



■ Les deux raccords standards pour clavier.



taines touches n'existent pas, et que d'autres sont disponibles seulement sur un modèle de clavier.

L'interface reconnaît trois commandes. Vous pouvez obliger l'interface à vider son buffer en envoyant la valeur 80h à l'interface. Vous pouvez réinitialiser le clavier en envoyant la valeur 90h. Après initialisation, le clavier répond à l'interface en envoyant la valeur AAh, pour indiquer le succès des tests effectués. Toute autre valeur indique un dysfonctionnement du clavier (en général FCh).

Toutes les autres valeurs envoyées à l'interface sont interprétées comme une commande d'affectation des LED du clavier. Seuls les trois bits de poids faibles sont utilisés. Le bit 0, lorsqu'il est à 1, allume la diode LED associée à l'indication «SCROLL-LOCK». Le bit 1 contrôle l'état de la diode LED associée à l'indication «NUM-LOCK». Et enfin le bit 2 contrôle l'état de la diode LED associée à l'indication «CAPS-LOCK».

Notez au passage qu'après chaque commande envoyée par l'interface au clavier, ce dernier répond par un octet d'acquiescement qui vaut FAh. Les octets d'acquiescement envoyés en réponse à une commande de l'interface sont filtrés, et ne sont pas placés dans le buffer. Par exemple, suite à la commande de remise à zéro du clavier, ce dernier envoie les octets FAh et AAh. Seule la valeur AAh sera ajoutée dans le buffer. Vous voici maintenant à même d'exploiter des claviers pour compatibles IBM/PC-AT à partir d'un bus I2C, qui vous permettra d'enrichir l'interfaçage de vos applications.

NOMENCLATURE

Résistances :

R1, R5, R6, R7, R8 : 10 k Ω 1/4W 5%
R2 : Réseau résistif 8x10 k Ω en boîtier SIL
R3 : 1M Ω 1/4W 5%
R4 : 220 Ω 1/4W 5%
REG1 : Régulateur LM7805 (5V) en boîtier TO220

Condensateurs :

C1, C2 : Condensateur céramique 33pF, pas 5,08mm
C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9 : 100nF
C10 : 4,7 μ F / 25 V, sorties radiales
C11 : 1000 μ F / 25 V, sorties radiales
C12 : 470 μ F / 25 V, sorties radiales

Semi-conducteur :

D1 : 1N4001

Circuits intégrés :

IC1 : 74HCT373
IC2 : 74HCT04
IC3 : Microcontrôleur INTEL 80C32 (12MHz)
IC4 : EPROM 27C64 temps d'accès 200ns
IC5 : Contrôleur de bus I2C PCD8584
IC6 : 74LS138

IC7 : RAM 6116 (temps d'accès 300ns)

Divers :

BP1 : Bouton-poussoir, coudé, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence C&K E112SD1AQE)
1 circuit imprimé double face, format 100x160mm
1 clavier compatible PC/AT
CN1 : Connecteur série HE10, 10 contacts mâles, sorties droites, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence 3M 2510-6002)
CN2 : Barrette mini-KK, 2 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence MOLEX 22-27-2021
CN3 : Embase Din, 5 contacts à 45° (par exemple référence DELTRON 671-0500)
CN4 : Embase Mini-Din, 6 contacts (par exemple référence MDIN-06SS)
F1 : Fusible 0,3A dim 5x20mm + support à souder sur circuit imprimé
QZ1 : Quartz 12MHz en boîtier HC49/U

UN LECTEUR-PROGRAMMEUR DE «T2G»

Télécartes de seconde génération à mémoire EEPROM), les T2G ont déjà fait l'objet, fin 1993, d'une expérimentation à échelle réduite par FRANCE TELECOM (100 000 cartes mises en circulation, notamment dans la région de Nice). Pratiquement tous les publiphones étant désormais adaptés pour accepter les T2G, il est évident que ces nouvelles cartes vont

incessamment prendre leur essor dans toute la France. Il est donc temps de se donner les moyens de lire et d'écrire dans leurs puces, aux possibilités infiniment plus étendues que celles des télécartes à EPROM dont la technologie remonte tout de même à 1983...

UNE LONGUE GESTATION

C'est dès 1989 que FRANCE TELECOM a songé à abandonner progressivement la technologie EPROM NMOS des actuelles télécartes, au profit d'une filière EEPROM CMOS comparable à celle choisie dès le départ par l'Allemagne.

Qui dit EEPROM dit cependant facilité d'effacement et de reprogrammation, d'où la nécessité vitale de prévoir de puissants mécanismes sécuritaires interdisant d'éventuels rechargements frauduleux ou la création de fausses cartes.

Pour notre part, c'est dès juin 1992 que nous avons eu le privilège de pouvoir contempler le «masque» de la T2G, fruit d'un partenariat entre SGSTHOMSON et le SEPT (Service d'Etudes communes de LA POSTE et

de FRANCE TELECOM), sans pour autant apprendre grand-chose quant à son fonctionnement intime...

En mai 1993, 33 000 T2G de 50 unités furent fabriquées en grand secret chez chacun des trois principaux encarteurs agréés (GEMPLUS, SOLAIC, et SCHLUMBERGER), «camouflées» sous l'apparence anodine des très courantes «Emile Baudot» et «Clément Ader» tirées à deux millions d'exemplaires chacune.

Immédiatement repérées par les collectionneurs (pour cause de numérotation particulière et de commercialisation très locale avec 20% de réduction !), beaucoup de ces cartes n'ont toutefois jamais été véritablement utilisées.

C'est à partir de telles «pièces de collection» que nous avons mené nos premières investigations, avec toutefois la complicité fort appréciable de SGSTHOMSON qui, cherchant d'autres débouchés à la technologie dévelop-

pée pour la T2G, commence enfin à lever le voile sur ses caractéristiques techniques.

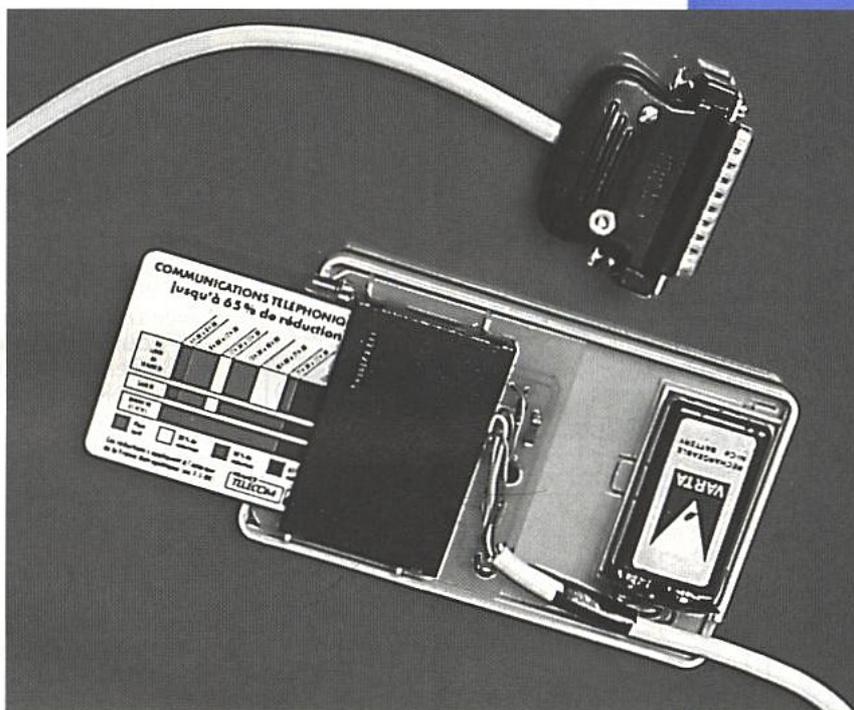
Nous sommes donc paradoxalement fin prêts à lire et écrire dans les T2G, avant même leur mise en vente normale !

Mais quelques surprises sont toujours possibles, ce qui ajoute encore un peu de piment à la chose...

ENTRE LA T1G ET L'EUROCHIP

Pionnière incontestée en matière de cartes à puce, la France se retrouve aujourd'hui par contre-coup avec une technologie «T1G» que FRANCE TELECOM présente comme étant au seuil de l'obsolescence.

Plusieurs dizaines de pays nouvellement venus à la télécarte s'en contentent pourtant fort bien, il faut proba-



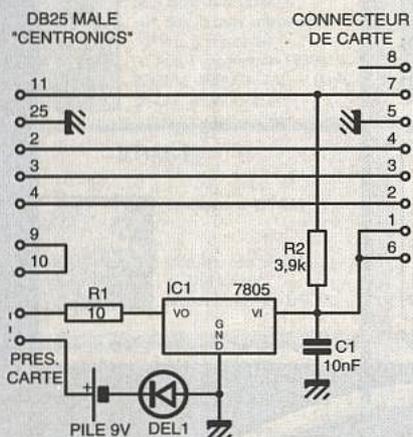


Figure 1 : le schéma, très simple, du lecteur-programmateur.

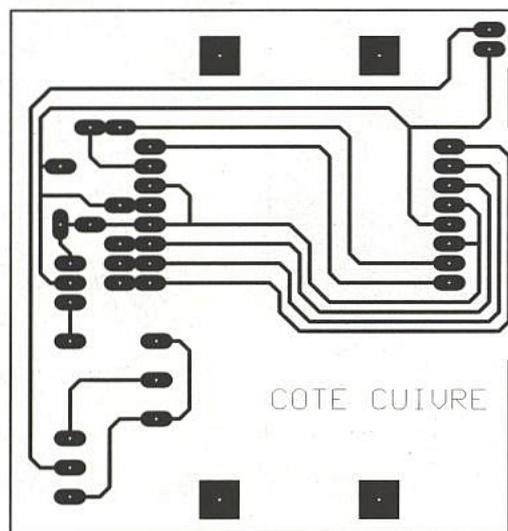


Figure 2 : le circuit imprimé.

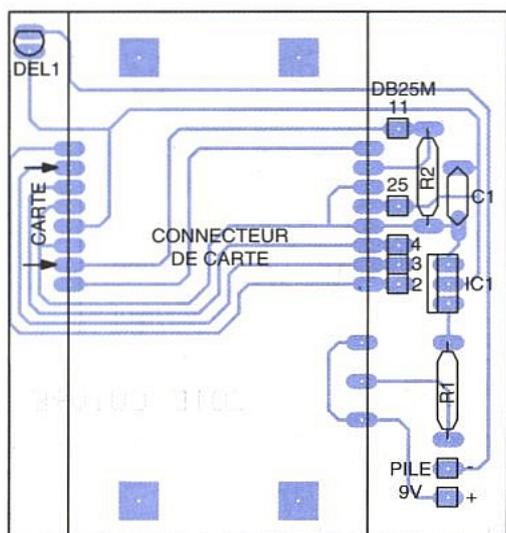


Figure 3 : faire un point de soudure entre les broches 9 et 10 de la DB 25.

blement chercher ailleurs la raison du passage à la T2G. Par exemple du côté du développement préoccupant des tentatives de fraude au moyen de montages électroniques imitant à s'y méprendre le comportement d'une vraie carte...
Même si la position officielle est qu'il

n'y a pas de fraude et qu'il n'y a jamais eu, comment pourrait-on nier l'existence de « clones » alors que la T2G est précisément présentée comme une carte « anti-clone » ?

Une fois pris le parti d'appeler un chat un chat, il est bien clair que le passage d'une technologie EPROM à des cartes à EEPROM exige une sécurisation bien plus poussée que le simple « fusible » équipant les T1G, sous peine de voir les utilisateurs « recharger » tout simplement leurs cartes épuisées !

Les cartes « EUROCHIP » utilisées en Allemagne, à Guernesey et, à titre encore expérimental, en Grande-Bretagne répondent à cette préoccupation par le biais d'une logique de comptage d'unités particulièrement astucieuse.

Basé sur un système de « boulier » ou de « retenue », leur compteur à 37 bits seulement peut contenir plus de 20 000 unités, ce qui permet de compter directement en unités monétaires (pfennigs, pence, etc.) plutôt qu'en unités téléphoniques indivisibles.

La T2G hérite du même mécanisme (avec un compteur à 40 bits), mais lui fait pour l'instant compter des unités de 80 centimes tout comme les T1G.

Il fallait bien, en effet, assurer une transition progressive entre la T1G et la T2G, aussi bien pour l'utilisateur que sur le plan technique, ce qui interdisait un ralliement pur et simple à l'EUROCHIP (et puis on a forcément sa petite fierté...)

La T2G reste par exemple une carte « vierge à zéro », dans laquelle on « consomme » une unité en transformant un bit à 0 en un bit à 1, tandis que l'EUROCHIP est « vierge à un ».

Mais à côté de ces différences de détail, il y a finalement tant de similitudes que l'on pourrait bien aboutir tôt ou tard à une vraie compatibilité T2G-EUROCHIP, dont la première manifestation sera, à notre avis, le passage à des unités de dix centimes qui « tomberaient » huit fois plus vite que les actuelles unités de 80 centimes.

Cela en attendant une télécarte européenne utilisable par delà les frontières, généralisation de l'actuelle expérience germano-néerlandaise. Quelque chose nous dit que cela pourrait bien coïncider approximativement avec la monnaie unique que nous concocte Bruxelles...

CONSTRUCTION D'UN LECTEUR-PROGRAMMATEUR

Même si la nécessaire compatibilité matérielle entre T1G et T2G permettrait au besoin de lire les T2G avec le matériel que nous avons conçu, en son temps, pour apprendre à nos lecteurs à lire et écrire dans les T1G, il serait dommage de ne pas profiter de la simplification que permet la nouvelle technologie EEPROM CMOS : six contacts utiles au lieu de huit, plus besoin de Vpp de 21 volts pour écrire, et consommation suffisamment faible pour justifier une alimentation entièrement à pile.

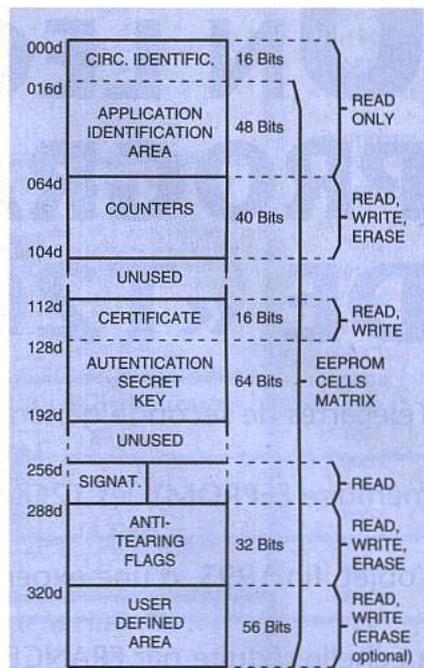


Figure 4 : cartographie mémoire.

Toujours connectable à un port parallèle de compatible PC (LPT1 : ou LPT2 :), le lecteur-programmateur que nous vous proposons de construire brille par la simplicité de son schéma, reproduit à la figure 1.

Celui-ci présente, par rapport à ses prédécesseurs, une originalité qu'on pourra d'ailleurs facilement adapter à ceux-ci : un point de soudure entre les broches 9 et 10 de la fiche DB25 mâle « Centronics ».

Ce petit détail permet, nous le constaterons bientôt, d'incorporer dans les logiciels de pilotage une fonction de reconnaissance automatique du port parallèle utilisé, ce qui est particulièrement pratique.

Le circuit imprimé de la figure 2 a été dessiné avec pour principal souci la compacité de l'appareil, qu'il est intéressant de loger dans un boîtier de calculatrice équipé d'un logement pour pile 9 volts.

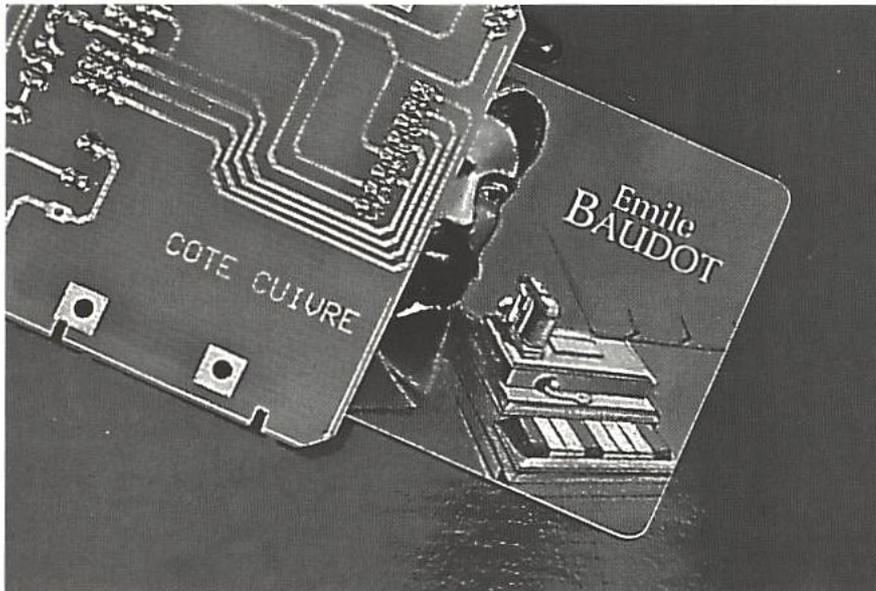
On y pratiquera une fente en face du connecteur de carte, ainsi qu'un trou pour accueillir la LED près de cette ouverture.

Le câblage des quelques composants nécessaires, très courants, se fera selon le plan de la figure 3 et ne pose vraiment aucun problème.

On notera que la pile ne débite (ce que signale l'allumage de la LED) que lorsqu'une carte est effectivement engagée dans le connecteur. La consommation est alors suffisamment faible pour qu'une pile alcaline de bonne qualité puisse assurer une autonomie d'une centaine d'heures de présence de carte.

À LA DÉCOUVERTE DE LA T2G !

Toute exploration rigoureuse d'une carte à puce inconnue doit nécessairement commencer par de simples opérations de lecture. Il convient toutefois de noter qu'en



```

10 REM ----- LECT2G.BAS -----
20 KEY OFF:CLS:DEF SEG=0
30 S1=PEEK(&H408)+256*PEEK(&H409) 'pour LPT1:
40 S2=PEEK(&H40A)+256*PEEK(&H40B) 'pour LPT2:
50 OUT S2,0:E2=S2+1
60 IF (INP(E2) AND 64) <> 0 THEN S=S1:GOTO 100
70 OUT S2,128
80 IF (INP(E2) AND 64) <> 64 THEN S=S1:GOTO 100
90 S=S2
100 E=S+1
110 N$="T2G.CAR"
120 OPEN N$ FOR OUTPUT AS#1
130 OUT S,0
140 PRINT"Insérer une T2G, puis presser ENTER"
150 INPUT Z$:CLS
160 OUT S,250:OUT S,248
170 FOR F=1 TO 14
180 FOR G=1 TO 8
190 FOR H=1 TO 4
200 OUT S,249
210 D=INP(E):D=(D AND 128)
220 IF D=128 THEN PRINT#1,"0 ":"PRINT"0";
230 IF D<128 THEN PRINT#1,"1 ":"PRINT"1";
240 OUT S,251
250 NEXT H
260 PRINT#1," ":"PRINT" ":"NEXT G
270 PRINT#1,:PRINT:NEXT F
280 PRINT:PRINT:PRINT"Le fichier ":"N$;" est disponible"
290 PRINT:PRINT:END
300 REM (c)1995 Patrick GUEULLE
    
```

Figure 5 : LECT2G.BAS

présence de cartes à EEPROM mono-tension, des tentatives maladroites de lecture ou même de remise à zéro (reset) peuvent très bien déclencher des écritures intempestives. On ne bénéficie plus, en effet, de ce «garde-fou» commode qu'était la non-application du Vpp...

Fort heureusement, le protocole de lecture des T2G est identique, compatibilité matérielle oblige, à celui des T1G.

Nous avons toutefois attendu, pour commencer notre exploration, de disposer des informations de la figure 4, aimablement communiquées par SGSTHOMSON.

Même s'il ne s'agit pas exactement du «plan-mémoire» de la T2G, évidemment confidentiel, cette cartographie est celle d'un composant très voisin : le ST1333.

La première remarque à effectuer, fondamentale, est que l'espace adressable dépasse les 256 bits auxquels nous avions habitués les T1G.

Même si la zone la plus significative se

confond avec les 256 premiers bits, il nous est apparu nécessaire de pousser la lecture plus loin, en particulier pour examiner la «signature» de quatre bits, élément de base de la sécurité de la T2G.

Le logiciel LECT2G.BAS, listé à la figure 5, lit donc 448 bits consécutifs, chiffre qui ne correspond pas forcément à ce que contient réellement le composant.

Il fait cependant apparaître tout ce qui peut nous intéresser, avec stockage dans un fichier nommé T2G.CAR.

Le résultat obtenu ressemblera à la copie d'écran de la figure 6, qu'il va maintenant s'agir d'interpréter.

La figure 7 résume les suppositions que nous avons réussi à tirer de la lecture d'un certain nombre de T2G neuves, entamées, ou vides. Ce tableau ne prétend pas être entièrement conforme à la réalité, mais il doit s'en rapprocher. Il n'est de toute façon nullement interdit de chercher à le compléter à l'occasion de nouvelles observations...

```

Insérer une T2G puis presser ENTER

barre d'espace: avance lecture (à répétition)
touche +       : mise à 1 de bit
touche -       : mise à 1 de bit avec retenue
touche ESCape : quitter

?

1000 0001 0100 0000 0010 0000 0000 0001
0100 0001 1001 0000 1001 0000 0000 0101
0000 0000 0000 0000 0111 1111 0000 0111
0111 1111 1111 1111 0001 0000 0001 1001
1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111
1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111
0000 0000 0000 0000 0000 0000 0000 0000
0000 0000 0000 0000 0000 0000 0000 0000
0111 0101 1111 1111 0000 0000 0000 0000
1111 0101 1111 1111 1111 1111 1111 1111
1111 0101 1111 1111 1111 1111 1111 1111
1111 0101 1111 1111 1111 1111 1111 1111
1111 0101 1111 1111 1111 1111 1111 1111
1111 0101 1111 1111 1111 1111 1111 1111
Ok
    
```

Figure 6 : résultat obtenu.

Il nous paraît établi que les seize premiers bits forment un «numéro de silicium», inaltérable et pour l'instant identique (8140h) pour toutes les T2G qui nous sont passées entre les mains. Les huit quartets qui suivent reproduisent, à l'évidence, le «second» numéro de série imprimé au dos des cartes, codé en BCD.

Il semblerait que les deux octets suivants indiquent le «pouvoir financier» de la carte, autrement dit le nombre d'unités dont elle est chargée au départ. A confirmer lorsque des T2G à valeur faciale autre que 50 unités seront mises en circulation.

Viennent ensuite les compteurs d'unités, dont l'emplacement est le même que sur les cartes EUROCHIP.

Sur cinq compteurs à huit bits disponibles, deux seulement semblent utilisés : un dans lequel chaque bit utile vaut une unité, et un dont chaque bit utile vaut huit unités.

La comparaison, à la figure 8, entre une carte de 50 unités neuve et une de même valeur mais vide, permet de comprendre le «plan de comptage» utilisé.

On commence par mettre un bit à un, pour chaque unité consommée, dans le compteur «par une unité».

Dès que celui-ci est plein (8 unités), on met un bit à un dans le compteur «par huit» tout en remettant tous les bits à zéro dans le compteur «par un» (principe de

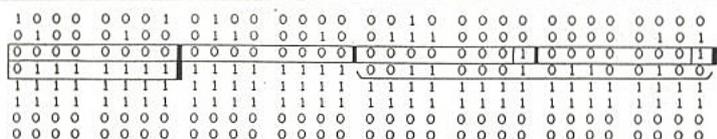
0	3, 4	7, 8	11, 12	15, 16	19, 20	23, 24	27, 28	31
0	N° silicium	N° silicium	N° silicium	N° silicium	N	U	M	E
32	R	O	de	série	POU	VOIR	FINAN	CIER
64	compteur PAR 512 u		compteur PAR 64 u		compteur PAR 8 u		compteur PAR 1 u	
96	futur compteur	PAR 1/8u ?	1111	1111	CERTIFICAT			
128	CLEF SECRETE (SE LIT COMME 64 BITS À 1)							
160	ZONE INUTILISEE (SE LIT COMME 64 BITS À 0)							
192								
224								
256	SIGNATURE	0101	1111	1111	0000	0000	0000	0000
288								
320								
352								
384								
416								

La zone jusqu'à 511 se lit comme une suite de bits à 0, puis la lecture reprend à l'adresse 0.

Figure 7 : répartition probable des zones fonctionnelles d'après nos expérimentations.

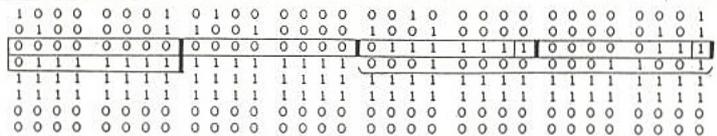


T2G 50 unités neuve (N° 200044627)



Compteurs certifi-
cat

T2G 50 unités épuisée (N° 200141909)



Compteurs certifi-
cat

■ Figure 8 : comparaison entre une carte neuve et une épuisée.

```

10 REM ----- CRET2G.BAS -----
20 KEY OFF:CLS
30 N$="T2G.CAR"
40 OPEN N$ FOR INPUT AS #1
50 A=0
60 FOR F=0 TO 15
70 INPUT#1,Q
80 IF Q=1 THEN A=A+2^(15-F)
90 NEXT F
100 IF A<2^15+2^8+2^6 THEN 440
110 FOR F=16 TO 59
120 INPUT#1,Q
130 NEXT F
140 A=0
150 FOR F=60 TO 63
160 INPUT#1,Q
170 IF Q=1 THEN A=A+2^(63-F)
180 NEXT F
190 IF A<5 THEN 440
200 PRINT "T2G de":A*10:"unités,   ":
210 U=0
220 FOR F=64 TO 71
230 INPUT#1,Q
240 NEXT F
250 FOR F=72 TO 78
260 INPUT#1,Q
270 IF Q=1 THEN U=U+64
280 NEXT F
290 INPUT#1,Q
300 FOR F=80 TO 86
310 INPUT#1,Q
320 IF Q=1 THEN U=U+8
330 NEXT F
340 INPUT#1,Q
350 FOR F=88 TO 94
360 INPUT#1,Q
370 IF Q=1 THEN U=U+1
380 NEXT F
390 U=(10*A)-U
400 PRINT "CREDIT:  ":U;" UTC"
410 IF U=0 THEN PRINT "PRINT:"(CREDIT EPUISE)"
420 IF U<0 THEN BEEP
430 PRINT:END
440 BEEP:PRINT "CETTE CARTE N'EST PAS UNE T2G 50 !"
450 GOTO 430
460 REM (c)1995 Patrick GUEULLE
    
```

■ Figure 9 : CRET2G. BAS.

A notre avis, cela préfigure en effet un futur changement du plan de taxation, dans lequel le compteur de poids faible serait mis en service pour que les cartes contiennent non plus des unités téléphoniques à 80 centimes, mais plutôt des «pièces» de 10 centimes. Les cartes EUROCHIP contiennent en effet d'ores et déjà des pfennigs ou des pence (respectivement 4 et 8 centimes environ), et il est désormais de bon ton de s'aligner sans délai sur tout ce que font les autres pays d'Europe...

Avec la totalité de ses compteurs, une T2G pourrait dans ces conditions contenir jusqu'à concurrence de 3276,80 F : déjà un beau «porte-monnaie électronique», susceptible de servir à payer aussi tout autre chose que des communications téléphoniques, mais n'anticipons pas trop !

Après huit bits actuellement toujours à un, nous trouvons un mot de deux octets qui pourrait bien être le «certificat» servant (nous ne savons pas encore comment !) à la sécurisation cryptographique de la carte. Nous avons pu vérifier qu'il était bel et bien possible de le lire et de le modifier, mais c'est tout.

Suivent 64 bits qui se lisent comme autant de «uns», et qui masquent fort probablement la «clef secrète» interne servant elle aussi à la sécurisation cryptographique.

64 bits, cela fait penser au DES (l'algorithme cryptographique public américain), et nous nous sommes effectivement laissé dire que la protection de la T2G s'apparentait à la fois au DES et au RSA. Excusez du peu...

Suivent encore 64 bits, à zéro cette fois, réputés inutilisés. Mais nous avons occasionnellement cru voir passer des «uns» fugitifs dans cette zone, après des manœuvres pas très orthodoxes dans d'autres parties de la mémoire. A surveiller de près...

Les quatre bits qui suivent (à partir donc de l'adresse 256) constituent à n'en pas douter la «signature» qu'émet la carte pour s'authentifier périodiquement auprès du «module de sécurité» que contiennent, nous a-t-on dit, les publiphones.

En gros, un calcul cryptographique (genre DES) serait effectué avec pour opérands la clef secrète, les données de la carte (numéro de série, contenu des compteurs, etc.), et un nombre aléatoire émis par le module de sécurité.

Le résultat de ce calcul (la fameuse signature à quatre bits) serait alors soumis au module de sécurité qui seul peut déterminer s'il authentifie bien la carte et son débit.

Le «certificat» joue à l'évidence aussi un rôle dans ce processus, puisque la signature change quand on le modifie, mais il y a certainement quelque chose de plus subtil...

La zone qui suit la signature reste pour l'instant assez mystérieuse. Elle héberge en principe les «flags» anti-arrachement, destinés à éviter toute perte d'unités (pour le client ou pour l'exploitant ?) en cas de retrait prématuré de la carte en cours de transaction.

Mais elle devrait aussi contenir le «répertoire» dans lequel l'utilisateur est censé, un jour prochain, enregistrer les numéros qu'il souhaite pouvoir appeler de façon simplifiée, voire automatique. A suivre aussi !

Si on pousse la lecture au-delà de l'adresse 447, on trouve une suite de bits à zéro et à partir de 512, on repart au début : le compteur d'adresses semble avoir «fait le tour», mais la «signature» n'est plus la même. Nous y reviendrons...

● **Comptez vos unités !**

A partir d'un fichier «T2G.CAR» lu dans n'importe quelle T2G, le programme CRET2G.BAS permet de calculer le nombre d'unités encore disponibles, en faisant la somme de ce que contiennent les différents compteurs.

Ce logiciel, listé à la figure 9, aura peut-être besoin de légères modifications quand apparaîtront des T2G de valeur supérieure à 50 unités.

Il fait en effet appel à plusieurs suppositions qui, quoique parfaitement vraisemblables, ont tout de même besoin d'être confirmées.

● **Comment écrire dans les T2G**

S'il n'y avait pas cette fameuse sécurisation cryptographique, nous vous apprendrions ici tout bonnement à recharger vos télécartes !

En effet, au delà du jeu de micro-instructions de la figure 10, aimablement dévoilé par SGS-THOMSON, nous avons réussi à découvrir comment appliquer le principe de «retenue».

C'est d'une simplicité enfantine, et d'ailleurs identique à la procédure applicable aux EUROCHIP : il faut écrire deux fois de suite un même bit dans un compteur pour vider le compteur de poids inférieur.

Le logiciel MANIPT2G.BAS, listé à la figure 11, permet d'opérer bit par bit sur le contenu de n'importe quelle T2G.

Son fonctionnement, très simple, est illustré par la recopie d'écran de la figure 12.

Le logiciel lit spontanément le premier bit (en principe à 1) de la carte, puis attend un ordre de l'opérateur :

- une pression sur la barre d'espace entraîne le passage, toujours en lecture, au bit suivant. Le cas échéant, le maintien de cette barre en position enfoncée enchaîne la lecture de plusieurs bits (auto-repeat).

ISO2	ISO4	ISO3	MICRO-INSTRUCTION
0	0		RESET
1	0		Sans effet
0	1		READ (UP)
0	1		COMPARE
1	1		PROGRAM "1" (iso7 à VCC)

PROTOCOLE 6 CONTACTS

■ Figure 10 : jeu de micro-instructions.

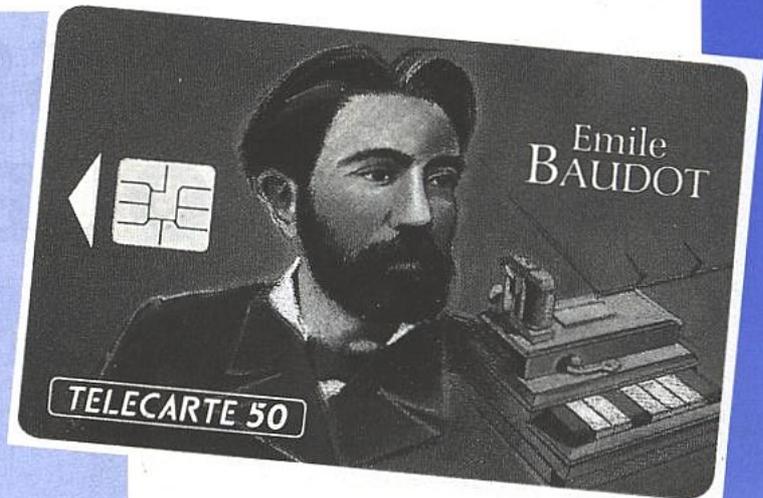
«retenue» inspiré du classique boulier). En pratique, si l'opération a lieu à l'occasion de la consommation d'une unité, on ne remet finalement à zéro que sept bits dans le compteur «par un», ou plutôt on en remet un immédiatement à un.

Dans l'état actuel des choses, les deux compteurs de poids forts (par 64 et par 512) demeurent inutilisés, ainsi que celui de poids le plus faible (que nous avons baptisé «par 1/8»).

```

10 REM ---- MANIPT2G.BAS ----
20 KEY OFF:CLS:DEF SEG=0
30 S1=PEEK(&H408)+256*PEEK(&H409) 'pour LPT1:
40 S2=PEEK(&H40A)+256*PEEK(&H40B) 'pour LPT2:
50 OUT S2,0:E2=S2+1
60 IF (INP(E2) AND 64) <> 0 THEN S=S1:GOTO 100
70 OUT S2,128
80 IF (INP(E2) AND 64) <> 64 THEN S=S1:GOTO 100
90 S=S2
100 E=S+1
110 OUT S,0:KEY OFF:CLS
120 PRINT"Insérer une T2G puis presser ENTER":PRINT
130 PRINT" barre d'espace: avance lecture (à répétition)"
140 PRINT" touche + : mise à 1 de bit"
150 PRINT" touche - : mise à 1 de bit avec retenue"
160 PRINT" touche ESCape : quitter"
170 INPUT Z$:PRINT
180 OUT S,250
190 OUT S,248
200 FOR F=1 TO 14
210 FOR G=1 TO 8
220 FOR H=1 TO 4
230 OUT S,249
240 D=INP(E):GOSUB 360
250 Z$=INKEY$:IF Z$="" THEN 250
260 IF Z$=CHR$(27) THEN OUT S,0:END
270 IF Z$=CHR$(45) THEN 400
280 IF Z$=CHR$(43) THEN 420
290 IF Z$=CHR$(32) THEN 310
300 GOTO 250
310 OUT S,251
320 NEXT H
330 PRINT" ":NEXT G
340 PRINT:NEXT F
350 END
360 K=(D AND 128)
370 IF K<>128 THEN PRINT"1":
380 IF K=128 THEN PRINT"0":
390 RETURN
400 OUT S,253
410 OUT S,255
420 OUT S,253
430 FOR T=1 TO 10:NEXT T
440 OUT S,255
450 OUT S,253
460 OUT S,248
470 IF INKEY$<>"" THEN 470
480 GOTO 250
490 REM (c)1995 Patrick GUEULLE
    
```

Figure 11 : MANIPT2G.BAS.



Insérer une T2G puis presser ENTER

barre d'espace: avance lecture (à répétition)
 touche + : mise à 1 de bit
 touche - : mise à 1 de bit avec retenue
 touche ESCape : quitter
 ?

```

1000 0001 0100 0000 0010 0000 0000 0001
0100 0001 1001 0000 1001 0000 0000 0101
0000 0000 0000 0000 0111 1111 0000 0111
0111 1111 1111 1111 0001 0000 0001 1001
1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111
1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111
0000 0000 0000 0000 0000 0000 0000 0000
0000 0000 0000 0000 0000 0000 0000 0000
0111 0101 1111 1111 0000 0000 0000 0000
1111 0101 1111 1111 1111 1111 1111 1111
1111 0101 1111 1111 1111 1111 1111 1111
1111 0101 1111 1111 1111 1111 1111 1111
1111 0101 1111 1111 1111 1111 1111 1111
1111 0101 1111 1111 1111 1111 1111 1111
1111 0101 1111 1111 1111 1111 1111 1111
Ok
    
```

Figure 12 : résultat obtenu après lancement de MANIPT2G.BAS.

- une pression sur la touche ESCape entraîne la sortie «propre» du programme, autrement dit avec mise hors tension des lignes de données de la carte.
 - une pression sur la touche «+» déclenche (si c'est possible) la mise à 1 du bit qu'on venait de lire.
 - une pression sur la touche «-» déclenche (si c'est possible) la mise à 1 du bit qu'on venait de lire, et le vidage du compteur de poids inférieur. Pratiquée en dehors d'un compteur, cette opération est analogue à la précédente. On notera que ces deux fonctions d'écriture ne bénéficient pas de la possibilité de répétition automatique par maintien de la touche enfoncée, beaucoup trop dangereuse. Ce logiciel pourrait permettre de consommer des unités dans une carte qui en contient encore (sans grand intérêt !) ou de modifier le «certificat», mais aussi de partir à la découverte de la zone située après la signature. Pour notre part, nous avons observé qu'elle se comporte un peu comme une RAM, les «1» qu'on y écrit redevenant des «0» après mise hors tension (retrait) de la carte. Egalement, les modifications opérées dans une ligne semblent se répercuter sur les autres. Mystère... Par contre, on s'efforce tenté (c'est humain !) de faire disparaître les unités consommées, en écrivant toutefois un «1» dans le compteur de rang supérieur. Cela fonctionne à la perfection, mais entraîne naturellement le refus de la carte par tous les publiphones dans lesquels on pourra l'insérer par la suite. Cependant, rien n'interdit de se servir de T2G épuisées pour continuer à compter des unités «non télépho-

niques» à l'aide d'un logiciel approprié : il reste encore beaucoup de place !

● La signature

Sans espérer percer tous les secrets de la signature cryptographique émise par la carte, il est intéressant d'observer comment sa valeur évolue avec les opérations d'écriture effectuées. On remarquera par exemple que la modification n'est pas immédiate, mais semble se faire à l'occasion du reset suivant. Ou plutôt, la mise à jour de la signature pourrait bien se faire lorsque le compteur d'adresses passe par zéro : essayez donc le petit programme SIGNT2G.BAS listé à la figure 13, qui fait «tourner» ce compteur en une boucle sans fin. Le résultat, analogue à ce que reproduit la figure 14, montre que même si on ne modifie en rien le contenu de la carte, la signature change à chaque «tour» du compteur, avec évidemment des répétitions puisque la signature ne peut prendre que seize valeurs distinctes. De là à penser que le nombre aléatoire soumis à la carte par le module de sécurité pourrait bien être un nombre de tours du compteur d'adresses, il n'y a qu'un pas. En tout état de cause, cette particularité pourrait fort bien servir à crypter des fichiers en se servant d'une T2G épuisée comme d'un générateur de clef, dans laquelle on pourrait même se payer le luxe de modifier le contenu des compteurs ou du certificat. Bon amusement à tous !

```

10 REM ---- SIGNT2G.BAS ----
20 KEY OFF:CLS:DEF SEG=0
30 S1=PEEK(&H408)+256*PEEK(&H409) 'pour LPT1:
40 S2=PEEK(&H40A)+256*PEEK(&H40B) 'pour LPT2:
50 OUT S2,0:E2=S2+1
60 IF (INP(E2) AND 64) <> 0 THEN S=S1:GOTO 100
70 OUT S2,128
80 IF (INP(E2) AND 64) <> 64 THEN S=S1:GOTO 100
90 S=S2
100 E=S+1
110 OUT S,0:KEY OFF:CLS
120 PRINT"Insérer une T2G puis presser ENTER ":
130 INPUT Z$:PRINT:PRINT
140 OUT S,250:OUT S,248
150 FOR F=0 TO 255
160 OUT S,249:OUT S,251
170 NEXT F
180 FOR F=1 TO 4
190 GOSUB 260
200 NEXT F
210 PRINT
220 FOR F=260 TO 511
230 OUT S,249:OUT S,251
240 NEXT F
250 GOTO 150
260 OUT S,249
270 D=INP(E):GOSUB 320
280 Z$=INKEY$
290 IF Z$=CHR$(27) THEN OUT S,0:END
300 OUT S,251
310 RETURN
320 K=(D AND 128)
330 IF K<>128 THEN PRINT"1":
340 IF K=128 THEN PRINT"0":
350 RETURN
360 REM (c)1995 Patrick GUEULLE
    
```

Figure 13 : SIGNT2G.BAS.

Insérer une T2G puis presser ENTER ?

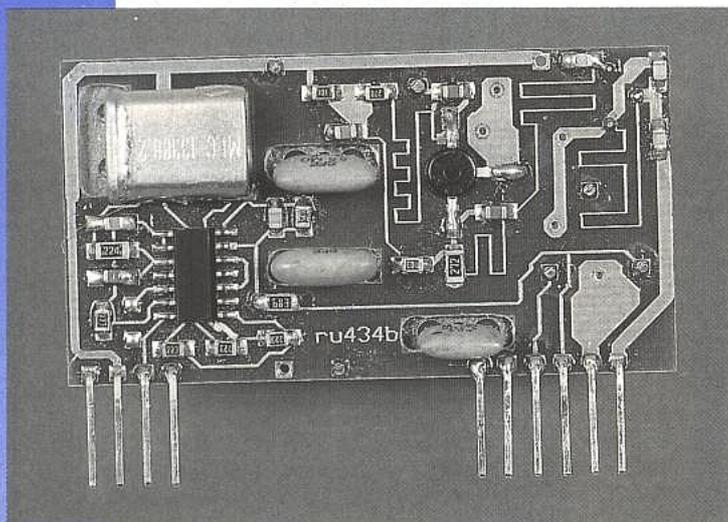
```

1110
1000
0101
0000
0111
1111
0011
1110
1000
0101
0000
    
```

Figure 14.



TRANSMISSIONS NUMÉRIQUES ET MODEMS (2)



Dans la première partie de cet article (n° 574), nous avons abordé les notions de densité spectrale de puissance ou d'énergie d'un signal numérique en bande de base et les divers types de codage courants de l'information : NRZ, bipolaire, AMI-NRZ, biphasé ou manchester et codes à haute

densité pour terminer sur la probabilité d'erreur ou taux d'erreur bit. Nous allons maintenant passer en revue les différents procédés courants de modulation avec leurs mérites respectifs.

MODULATION AUTOUR D'UNE FRÉQUENCE PORTEUSE

Pour un signal sinusoïdal l'expression est de la forme :

$$u(t) = U \sin(\omega t + \varphi).$$

Ce signal peut être modulé en amplitude, action sur U , en fréquence, action sur ω ou en phase action sur φ . Bien que les modulations de phase soient très performantes et de plus en plus utilisées, elles sortent du cadre de ce résumé et sont donc volontairement écartées.

Nous traitons uniquement le cas d'une modulation par un signal numérique.

● Modulation d'amplitude par un signal tout ou rien

Le signal numérique NRZ module directement la porteuse $u(t)$.

Le signal résultant a pour expression :

$$u(t) = ak U \sin(\omega t + \varphi).$$

Dans cette expression ak peut prendre les valeurs 0 ou 1.

La représentation temporelle du signal est donnée à la figure 15. Puisqu'il s'agit d'une modulation d'amplitude, la DSP du signal binaire NRZ se retrouve de manière symétrique autour de la fréquence porteuse. On peut dire aussi

qu'il s'agit d'une translation de fréquence.

Comme dans le cas de la transmission en bande de base, le spectre autour de la fréquence porteuse est limitée à une valeur comprise entre $f + [1/(2Tb)]$ au minimum et $f + [1/Tb]$ au maximum pour répondre au critère d'efficacité spectrale.

La limitation peut s'effectuer soit au niveau du signal modulant : limitation de bande du signal NRZ par un filtrage passe-bas, soit au niveau de la porteuse par un filtrage passe-bande autour de f . Pour ce procédé de modulation, si le signal NRZ est limité à une fréquence $f_{max} = k/Tb$, la bande occupée autour de f vaut :

$$B = 2 f_{max} = 2 k/Tb.$$

Cette modulation, souvent nommée OOK (On-off-keying) est mise en œuvre à chaque fois que les critères de complexité et de coût sont primordiaux et que les performances en termes de taux d'erreur et d'efficacité spectrale sont reléguées au second plan.

● Modulation par déplacement de fréquence FSK (Frequency Shift Keying)

Pour une première approche, la modulation de fréquence peut se concevoir comme une double modulation OOK

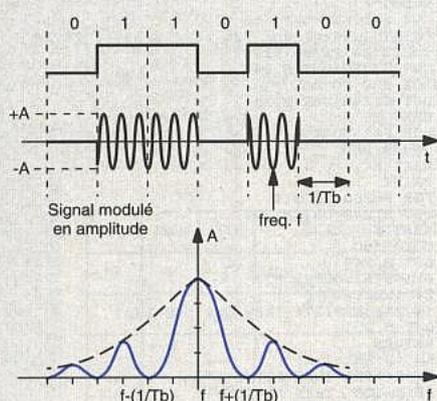


Figure 15 : signal modulé en amplitude, aspect temporel et fréquentiel.

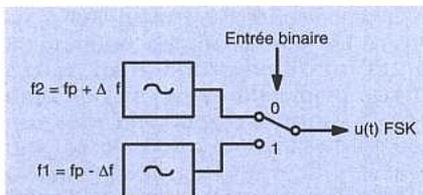


Figure 16 : génération d'un signal FSK à phase discontinue.

obtenue à partir du schéma de la **figure 16**. Au premier symbole binaire, on associe une fréquence f_1 et au second une fréquence f_2 et l'on pose : $f_2 = f + \Delta f$ et $f_1 = f - \Delta f$.

Le signal de sortie du modulateur ainsi constitué a pour expression : $u(t) = U \sin(\omega + (ak-1) d\omega) t$ où ak peut prendre les valeurs 0 et 1. Aux instants de commutation, la phase relative des deux générateurs est quelconque, il en résulte des discontinuités de phase pour le signal $u(t)$. La **figure 17** rend compte de l'allure du signal de sortie.

Le spectre du signal FSK ainsi obtenu **figure 18** se compose de l'addition des deux porteuses modulées en amplitude. La bande B_2 occupée par le signal FSK est obtenue par la relation :

$$B_2 = 2 B_1 + 2 \Delta f$$

où B_1 représente la limitation de spectre du signal NRZ. Bien qu'électriquement rien n'empêche la mise en œuvre de ce procédé, il n'est pas utilisé dans la pratique.

Cette description est surtout intéressante pour aboutir rapidement à la notion d'encombrement spectral.

Dans la pratique les deux fréquences f_1 et f_2 sont, par exemple, issues d'un même oscillateur contrôlé en tension : VCO.

Dans ces conditions la discontinuité de phase du signal disparaît et la DSP est modifiée.

Les raies discrètes aux fréquences f_1 et f_2 disparaissent, l'enveloppe de la DSP présente des maximum espacés approximativement de $f_2 - f_1 = 2\Delta f$ d'autant plus accentués que Δf est grand par rapport à B_1 donc au débit binaire $1/T_b$.

Ces résultats sont consignés dans les courbes de la **figure 19**. Pour satisfaire au critère d'encombrement spectral, il est conseillé de choisir des valeurs de x comprises entre 0,5 et 0,75. A noter

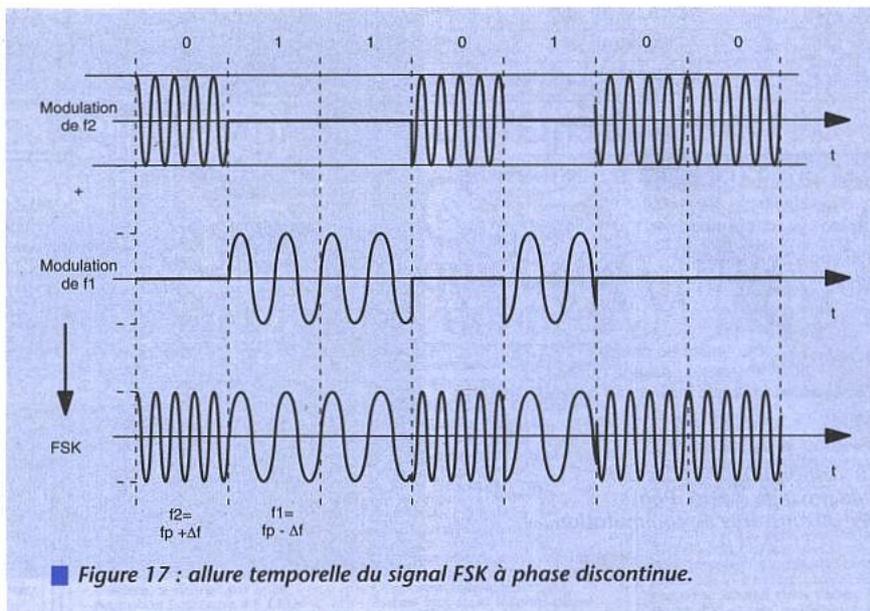


Figure 17 : allure temporelle du signal FSK à phase discontinue.

qu'il existe un cas particulier MSK pour Minimum Shift Keying assez intéressant traité dans le paragraphe suivant dans une application à 1200 bauds.

MODEM MSK À 1200 BAUDS

Dans la pratique on trouve les valeurs de la **figure 20**.

$$f_2 = f + \Delta f = 1800 \text{ Hz}$$

$$f_1 = f - \Delta f = 1200 \text{ Hz}$$

$$\text{et } d = 1200 \text{ bauds.}$$

Ces paramètres donnent $x=0,5$. Sur les courbes de la **figure 19** on note que cette valeur donne la meilleure efficacité spectrale.

Dans les modems intégrés, les deux porteuses à 1200 et 1800 Hz ne sont pas générées par un oscillateur commandé en tension mais reconstituées numériquement par un oscillateur à

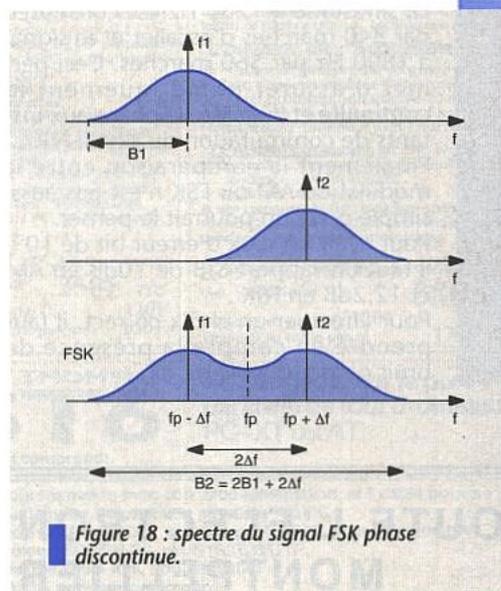


Figure 18 : spectre du signal FSK phase discontinue.

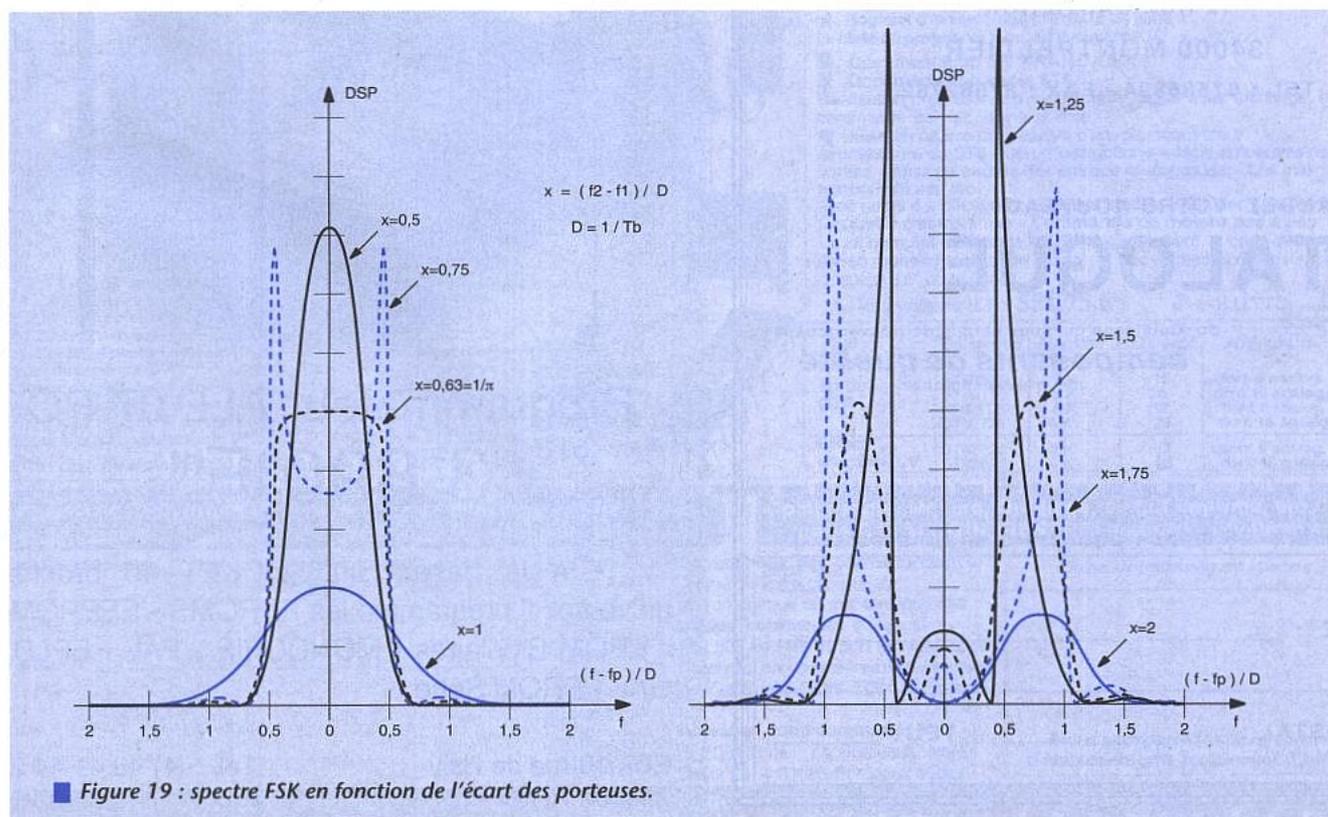


Figure 19 : spectre FSK en fonction de l'écart des porteuses.

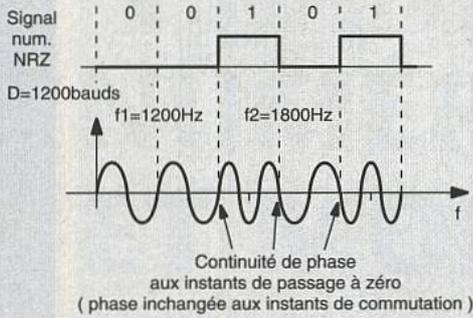
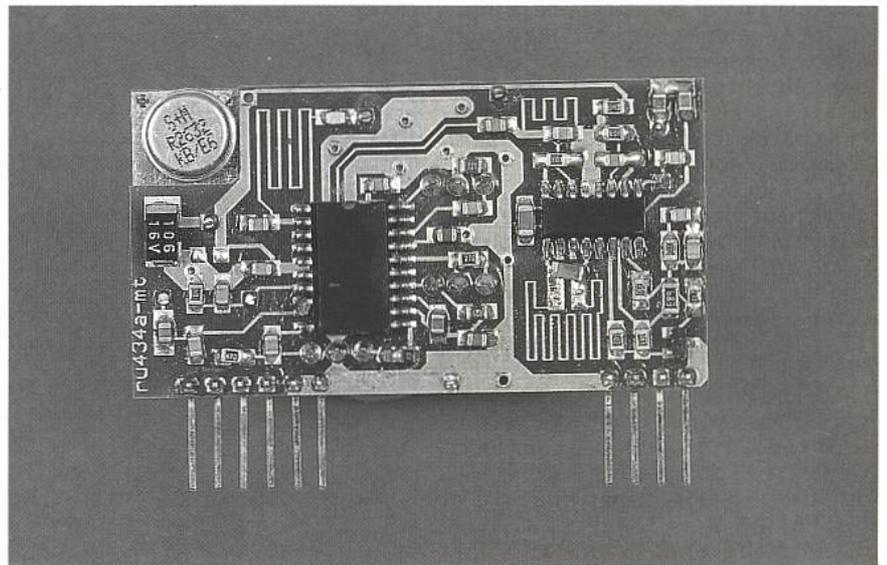


Figure 20 : continuité de phase aux instants de passage à zéro. Phase inchangée aux instants de commutation.



quartz par exemple à 1,008 MHz. La sinusoïde à 1200 Hz est constituée par 840 marches d'escalier et le signal à 1800 Hz par 560 marches. Ceci permet d'assurer numériquement la continuité et l'égalité de phase aux instants de commutation du signal NRZ. Finalement la comparaison entre la modulation AM ou FSK n'est pas aussi simple que l'on pourrait le penser. Pour avoir un taux d'erreur bit de 10^{-5} , il faut un rapport S/B de 10dB en AM et 12,2dB en FSK. Pour effectuer un choix correct, il faut prendre en compte la présence de bruit ou de brouilleurs.

CONCLUSION

Ce condensé de transmission numérique avait pour but de montrer les avantages et inconvénients des principaux procédés de codage et de modulation. Tous les paramètres importants sont ici réunis pour permettre un choix judicieux au moment de la conception et opter pour le meilleur compromis : taux d'erreur, efficacité spectrale, complexité et coût. Retenez qu'il n'existe pas de procédé universel capable de satisfaire aux trois critères mentionnés.

Dans la plupart des cas, les fonctions de codage et décodage peuvent être confiées soit à un DSP (processeur numérique de signal) soit à un microcontrôleur. Même si le critère primordial est le taux d'erreurs et que le procédé de codage ou modulation a été choisi en conséquence, ceci ne doit pas empêcher d'ajouter au message utile des codes de détection et de correction d'erreur, mais ceci c'est une autre histoire.

F. de DIEULEVEULT

TOUTE L'ELECTRONIQUE® MONTPELLIER

12 RUE CASTILHON
34000 MONTPELLIER
TEL : 67586894 - FAX : 67582762

DEMANDEZ VOTRE NOUVEAU CATALOGUE

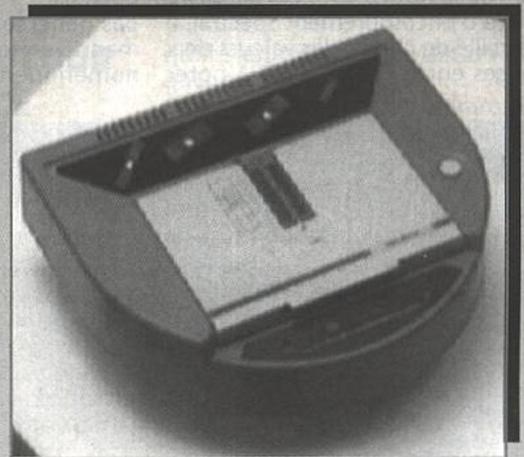
Un Catalogue qui vous permet de trouver tous les
composants de qualité
que vous recherchez.

joindre 15 francs pour frais en timbres

-NOM _____ ERP 10/95
-ADRESSE : _____

-CODE POSTAL : _____ TEL : _____

PRIX EXCEPTIONNEL



Programmateur ALL 07 PC
3 890 F^{ht}

- A la base d'un SOCKET 40 broches universel, il programme les EPROMS - EEPROMS - PROM Bipolaires - MONOCHIP - PAL - EPLD - GAL - PROM Série

ECI, 10 rue de l'Isly
75008 PARIS

Tél. : (1) 48 41 44 25
Fax : (1) 40 08 03 94

TRACÉS DE CERCLES SUR μC

Nous avons abordé le mois dernier le tracé de droites en utilisant l'algorithme de Bresenham. Ce dernier a le mérite de ne nécessiter que des calculs utilisant des nombres entiers et est donc plus rapide que ceux qui utilisent des nombres flottants. Bresenham a élaboré un algorithme similaire pour le tracé des cercles que nous allons détailler.

Considérons un cercle de centre (0, 0) et de rayon R. Nous nous intéresserons qu'au premier quadrant ($X \geq 0, Y \geq 0$). On peut facilement déduire les trois autres quadrants grâce aux symétries suivant les axes des X et des Y. L'algorithme de Bresenham est un algorithme itératif qui calcule les nouvelles coordonnées X_i, Y_i du nouveau point à tracer en fonction des positions du point précédent. Les observations suivantes simplifient la conception de l'algorithme : l'algorithme commence par le point $Y = R, X = 0$, Y est une fonction monotone décroissante de X.

Pour tout point x_i, y_i du cercle, le point suivant généré ne peut avoir que l'une des trois positions suivantes : immédiatement à droite aux coordonnées $x_i + 1, y_i$, diagonalement aux coordonnées $x_i + 1, y_i - 1$, immédiatement en dessous aux coordonnées $x_i, y_i - 1$. Le point à choisir doit minimiser les distances (ou les carrés de distances) entre une de ces trois positions et le cercle réel soit :

$$mh = |(x_i + 1)^2 + (y_i)^2 - R^2|$$

$$md = |(x_i + 1)^2 + (y_i - 1)^2 - R^2|$$

$$mv = |(x_i)^2 + (y_i - 1)^2 - R^2|$$

Soit $\Delta_i = (x_i + 1)^2 + (y_i - 1)^2 - R^2$, la différence entre le carré de la distance depuis le centre du cercle au pixel diagonal $(x_i + 1), (y_i - 1)$ et la distance à un point du cercle.

Si $\Delta_i < 0$, le point diagonal est à l'intérieur du cercle, aussi le point choisi doit être le point à droite (mh) ou le point diagonal (md). En effet, le point vertical (mv) serait encore plus éloigné à l'intérieur du cercle. Pour choisir le point, il faut calculer la différence entre mh et md.

$$\delta = mh - md$$

$$\delta = |(x_i + 1)^2 + (y_i)^2 - R^2| - |(x_i + 1)^2 + (y_i - 1)^2 - R^2|$$

Si $\delta < 0$ la distance du cercle au pixel diagonal (md) est plus grande que la distance au point horizontal (mh).

Aussi, si :
 $\Delta_i < 0$ et $\delta \leq 0$, choisir mh
 $\Delta_i < 0$ et $\delta > 0$, choisir md

```

; TRACE DE CERCLE. Algorithme de Bresenham
; Trace le cercle de Rayon R4 et de centre X = R6 et Y = R7 dans un espace
; ou X et Y sont compris entre 0 et 255.
; Le rayon maximum du cercle est de 255. La fonction PLOT duplique le point
; calcule par CERCLE suivant des axes de symétries passant par le centre du
; cercle.
; Les quatre points ainsi calculés sont tracés par la fonction PIXEL.
; La fonction PLOT réalise du «clipping» si les points calculés sortent de
; l'espace (des points qui sortent de l'espace affichable ne sont pas affichés)
; Si l'afficheur LCD a une résolution inférieure à 256 X 256, il faut modifier
; PLOT de manière à ce que le clipping fonctionne correctement.
;
SEGMENT_DATA SEGMENT DATA
SEGMENT_CODE SEGMENT CODE
RSEG SEGMENT_DATA
; Utilisé par l'algorithme de tracé de cercle pour un quadrant
XI: DS 1 ; pixel dans le premier quadrant
YI: DS 1
DELTA: DS 2 ; carré de l'erreur
; Utilisé pour tracer le cercle complet
CENTREX: DS 1 ; centre du cercle
CENTREY: DS 1

MSB EQU 0
LSB EQU 1
RSEG SEGMENT_CODE
; PIXEL doit être écrit en fonction de l'afficheur graphique
; X est passé dans R6, Y dans R7.
PIXEL: RET
; Affiche les 4 points symétriques. Les axes de symétrie passent par le
; centre du cercle (CENTREX, CENTREY).
PLOT: MOV A,CENTREX ; position du centre
ADD A,XI ; translate la position X du cercle
JC PLOT2 ; dépasse le bord, sort
MOV R6,A
MOV A,CENTREY ; idem pour Y
ADD A,YI
JC PLOT3 ; n'essaie même pas le deuxième
MOV R7,A
ACALL PIXEL ; trace le premier quadrant
; deuxième quadrant -X, Y
PLOT2: CLR C
MOV A,CENTREX ; position du centre
SUBB A,XI ; translate la position X du cercle
JC PLOT4 ; dépasse le bord, essay quatrième
MOV R6,A
MOV A,CENTREY ; Y idem premier quadrant
ADD A,YI
JC PLOT3 ; dépasse essaie le 3ième quadrant
MOV R7,A
ACALL PIXEL ; trace le deuxième quadrant
; troisième quadrant -X, -Y
PLOT3: CLR C
MOV A,CENTREX ; position du centre
SUBB A,XI ; translate la position X du cercle
JC PLOT4 ; dépasse le bord, sort
MOV R6,A
CLR C
MOV A,CENTREY ; Y dépasse, sort
SUBB A,YI
JC PLOT4
MOV R7,A
ACALL PIXEL ; trace le troisième quadrant
; quatrième quadrant X, -Y
PLOT4: MOV A,CENTREX ; position du centre
ADD A,XI ; translate la position X du cercle
JC PLOT5 ; dépasse le bord, sort
MOV R6,A
CLR C
MOV A,CENTREY ; Y idem troisième quadrant
SUBB A,YI
JC PLOT5
MOV R7,A
AJMP PIXEL ; trace le quatrième quadrant
PLOTS: RET
; Transfère DELTA dans R6:R7
GETERR: MOV A,DELTA+MSB
MOV R6,A ; DELTA+MSB
MOV A,DELTA+LSB ; DELTA+LSB
MOV R7,A
RET

```

suite page suivante

Comme le point diagonal est à l'intérieur du cercle, le calcul de δ se simplifie :

$$\delta = (x_i + 1)^2 + (y_i)^2 - R^2$$

$$- (x_i + 1)^2 + (y_i - 1)^2 - R^2$$

$$\delta = 2 [(x_i + 1)^2 + (y_i - 1)^2 - R^2] + 2 y_i - 1$$

$$\delta = 2 (\Delta_i + y_i) - 1$$

Un raisonnement similaire pour le cas $\Delta_i > 0$ aboutit à un calcul de δ' suivant :

$$\delta' = 2 (\Delta_i - x_i) - 1$$

$\Delta_i > 0$ et $\delta' \leq 0$, choisir md
 $\Delta_i > 0$ et $\delta' > 0$, choisir mv
 $\Delta_i = 0$ choisir md

Le calcul de Δ_i peut être effectué de manière récursive pour les trois cas possibles. Si le nouveau point est le point horizontal (mh) :

$$x_{i+1} = x_i + 1$$

$$y_{i+1} = y_i$$

$$\Delta_{i+1} = (x_{i+1} + 1)^2 + (y_{i+1} - 1)^2 - R^2$$

$$\Delta_{i+1} = \Delta_i + 2x_{i+1} + 1$$

De même si le nouveau point est le point diagonal :

$$\Delta_{i+1} = \Delta_i + 2x_{i+1} - 2y_{i+1} + 1$$

Si c'est le point vertical :

$$\Delta_{i+1} = \Delta_i - 2y_{i+1} + 1$$

L'algorithme de Bresenham complet pour le tracé de cercle dans le premier quadrant s'écrit :

$x_i = 0$
 $y_i = R$
 $\Delta_i = 2(1-R)$
 boucle :
 Plot (x_i, y_i)
 si $y_i \leq 0$ va à fin
 si $\Delta_i < 0$ alors va à intérieur
 si $\Delta_i > 0$ alors va à extérieur
 si $\Delta_i = 0$ alors va à diagonal

intérieur :
 $\delta = 2 (\Delta_i + y_i) - 1$
 si $\delta \leq 0$ alors va à horizontal
 si $\delta > 0$ alors va à diagonal

extérieur :
 $\delta' = 2 (\Delta_i - x_i) - 1$
 si $\delta' \leq 0$ alors va à diagonal
 si $\delta' > 0$ alors va à vertical

horizontal :
 $x_i = x_i + 1$
 $\Delta_i = \Delta_i + 2x_{i+1}$
 va à boucle

diagonal :
 $x_i = x_i + 1$
 $y_i = y_i - 1$
 $\Delta_i = \Delta_i + 2x_i - 2y_i + 1$
 va à boucle

vertical :
 $y_i = y_i - 1$
 $\Delta_i = \Delta_i - 2y_i + 1$
 va à boucle

fin :
 Le listing 1 reprend l'algorithme ci-dessus traduit en assembleur 8051. La fonction CERCLE calcule les points X_i et Y_i correspondant au cercle de rayon R4 dans le premier quadrant. CERCLE appelle la fonction PLOT qui trace les points correspondants aux quatre quadrants du cercle du centre CENTREX et CENTREY. Pour faciliter les calculs, l'opposé de Δ_i est calculé à la place de Δ_i . Les signes de tests sont inversés par rapport à la description de l'algorithme. La fonction PLOT appelle la fonction PIXEL qui trace le point sur l'organe graphique choisi. Cette fonction doit être écrite par l'utilisateur. Le rayon doit être supérieur à zéro et inférieur à 256. Le listing est disponible sur le serveur ERP.

```

; R6:R7 = R6:R7 - R4:R5
SUBINT: CLR C
        MOV A,R7
        SUBB A,R5
        MOV R7,A
        MOV A,R6
        SUBB A,R4
        MOV R6,A
        RET

; R6:R7 = R6:R7 + R4:R5
ADDINT: MOV A,R7
        ADD A,R5
        MOV R7,A
        MOV A,R6
        ADDC A,R4
        MOV R6,A
        RET

; R4:R5 = R6:R7
TFRINT: MOV R5,A
        MOV R6,A
        MOV R4,A
        RET

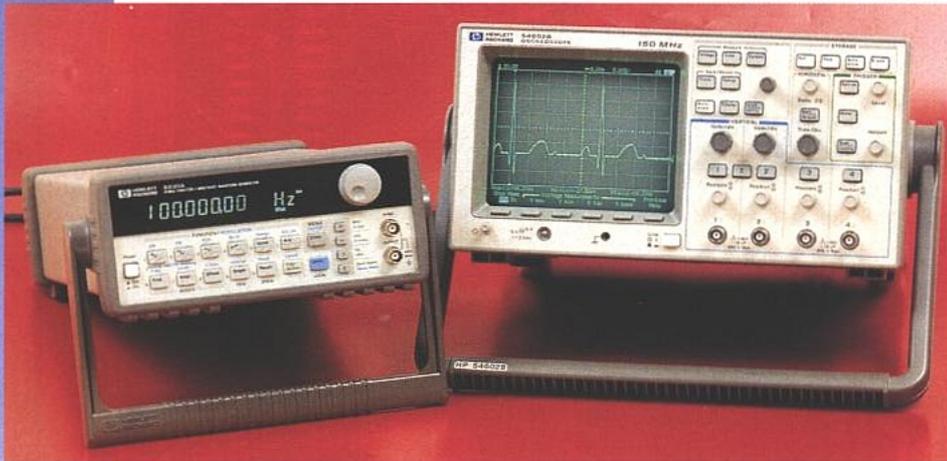
; R6:R7 = 2 * (R6:R7)
DBLINT: MOV A,R7
        ADD A,R7
        MOV R7,A
        MOV A,R6
        ADDC A,R6
        MOV R6,A
        RET

; Etend l'addition 8 bits sur 16 bits dans R4:R5
EXTADD: MOV R5,A ; sauve le LSB
        CLR A
        ADDC A,#0 ; étend sur 16 bits
        MOV R4,A ; sauve le MSB
        RET

; CERCLE utilise l'algorithme de Bresenham pour tracer un cercle.
; CERCLE ne trace que les points du premier quadrant. Le centre du cercle est
; X = 0, Y = 0. CERCLE est initialisé avec Y = Rayon, X = 0 et s'arrête quant
; le premier quadrant est tracé, c'est à dire quant Y = 0. Le rayon maximum
; est de 255.
; CERCLE appelle la fonction PLOT qui trace les quatre points symétriques pour
; avoir un cercle complet. PLOT utilise les paramètres XI et YI qui sont la
; position calculée de l'arc de cercle pour le premier quadrant.
; CERCLE modifie A, R4, R5, R6, R7. (R0, R1, R2, R3 inchangés)
CERCLE: MOV YI,R4 ; YI = Rayon
        DEC R4 ; R - 1
        MOV A,R4
        ADD A,R4 ; 2 * (R - 1)
        MOV DELTA+LSB,A
        CLR A
        MOV XI,A ; XI = 0
        ADDC A,#0
        MOV DELTA+MSB,A
CER1: ACALL ACALL PLOT ; trace XI, YI et les points symétriques
        MOV A,YI ; si YI = 0, fin
        JZ CER50
        MOV A,DELTA+MSB
        ORL A,DELTA+LSB
        JZ CER20
        ACALL GETERR ; R6:R7 = DELTA
        ACALL DBLINT ; 2*DELTA, retour dans A le MSB
        JB ACC.7,CER3 ; teste le signe de 2*DELTA
; signe > 0, calcule 2*DELTA - (2*YI - 1)
CER2: MOV A,YI
        DEC A ; YI
        ADD A,YI ; YI - 1
        ACALL EXTADD ; 2*YI - 1 (YI toujours >= 1)
        ACALL SUBINT ; étend sur 16 bits dans R4:R5
        JNB ACC.7,CER10 ; 2*DELTA - (2*YI - 1)
        AJMP CER20 ; >= 0
; signe < 0, calcule 2*DELTA + 2*XI + 1
CER3: MOV A,XI
        ADD A,XI ; 2*XI
        INC A ; 2*XI + 1 pas de retenue (2*XI pair)
        ACALL EXTADD ; étend sur 16 bits dans R4:R5
        ACALL ADDINT; 2*DELTA + 2*XI + 1
        JNB ACC.7,CER20 ; >= 0
        AJMP CER30 ; < 0
; calcule le nouveau pixel
CER10: INC XI
        MOV A,XI
        ADD A,XI
        INC A
        ACALL EXTADD
        ACALL ADDINT; 2*DELTA + 2*XI + 1
        JNB ACC.7,CER20
        AJMP CER40
;
CER20: INC XI
        DEC YI
        CLR C
        MOV A,XI
        SUBB A,YI
        MOV R6,A
        CLR A
        SUBB A,#0
        XCH A,R6
        ADD A,#1
        MOV R7,A
        MOV A,R6
        ADDC A,#0
        MOV R6,A
        ACALL DBLINT
        ACALL TFRINT
        AJMP CER40
;
CER30: DEC YI
        MOV A,YI
        JZ CER31
        DEC A
        ADD A,YI
        ACALL EXTADD
        ACALL GETERR
        ACALL ADDINT
        AJMP CER41
CER31: MOV R4,A
        INC A
        MOV R5,A
; recalcule la nouvelle DELTA
CER40: ACALL GETERR ; R6:R7 = DELTA
        ACALL SUBINT ; DELTA = DELTA - R4:R5
CER41: MOV DELTA+MSB,A
        MOV A,R7
        MOV DELTA+LSB,A
        AJMP CER1
CER50: RET
END
    
```

Listing 1.

GÉNÉRATION DE SIGNAUX ARBITRAIRES: HP33120A + BENCHLINK



Depuis quelques années Hewlett-Packard étend son offre en instrumentation, via sa filière HP direct, à des matériels très accessibles en termes de coût, sans pour autant sacrifier la

qualité et les performances. Parmi les instruments et outils proposés, le couple générateur HP33120A + logiciel Benchlink/arb représente à l'heure actuelle, à notre connaissance, le meilleur rapport qualité-prix en génération de signaux arbitraires.

Hewlett-Packard propose trois logiciels sous Windows (3.1 ou au-delà) destinés à compléter les fonctionnalités offertes par ses instruments de labo «d'entrée de gamme»: scopes de la série 54600, générateur de signaux arbitraires HP33120A objet de ces propos et les multimètre (HP34401A) et compteur de table (53100). Il s'agit respectivement des logiciels Benchlink/scope/Arb et/Meter. Sous la référence Benchlink/suite, on peut disposer de l'ensemble des trois logiciels. Comme nous le verrons par la suite le package est une option intéressante car avec /scope et /Arb on peut notamment enregistrer des signaux capturés à l'aide du scope et Benchlink/Scope, les importer sous Benchlink/Arb et les restituer en labo, avec toutes les possibilités d'adjonction ou de modification, avec le générateur HP33120A, sous réserve bien entendu de ses limites fréquentielles.

On pourrait même, nous n'avons pas essayé, mais rien ne s'y oppose au vu des formats de fichiers acceptés, travailler conjointement avec un simulateur pour valider des essais de simulation entrepris avec différents stimuli, ceux-ci étant repris par le générateur et la/les réponses enregistrées avec le scope à des fins de comparaisons ou de validation de modélisation et de prototype.

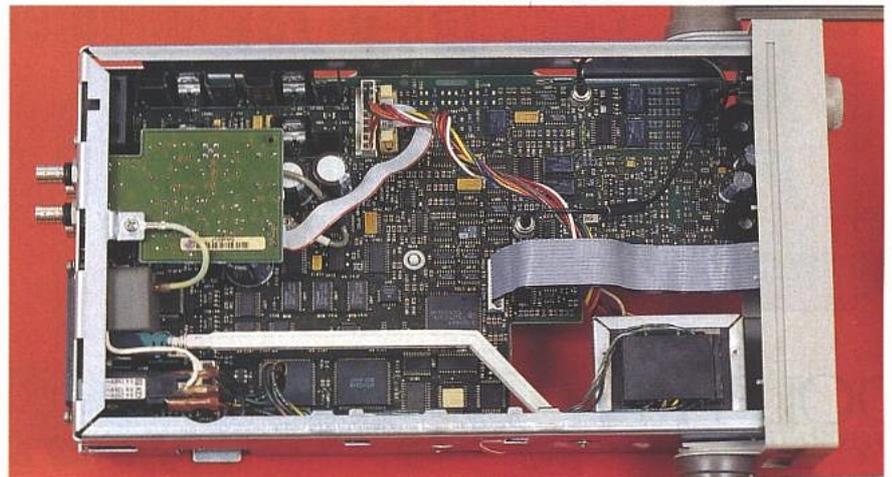
De façon plus générale, on peut virtuellement créer n'importe quelle

forme d'onde ou signal complexe et le charger à distance dans le générateur via RS232 ou IEEE488 (HP-IB), ce qui ouvre un immense champ d'exploitation en test, en étude et en maintenance. Les seules limitations restent bien entendu liées aux performances des appareils, mais «l'entrée de gamme» Hewlett-Packard offre un excellent niveau de performances au meilleur coût.

Le générateur HP33120A est un appareil compact de faible masse où toute l'électronique a été regroupée sur une seule carte grâce à l'emploi de circuits

dédiés. Il reste d'un maniement simple avec ses touches à double fonction et menus de faibles profondeurs, des annonceurs rappelant à tout instant les menus en cours ou les erreurs de manipulation, notamment tout dépassement des possibilités de l'appareil ou contradiction d'ordres entrés.

Côté performances, dont les principales sont regroupées dans le tableau joint, il faut tout d'abord noter une fréquence d'échantillonnage de 40 Méc/s, une profondeur mémoire de 16 k points et un convertisseur numé-



Pour réduire les coûts en test et production, l'électronique est rassemblée sur une seule carte mettant en œuvre des circuits dédiés.

rique-analogique 12 bits autorisant, avec les circuits de filtrage à phase linéaire appropriés, une distorsion harmonique inférieure à 0,04% dans la bande audio, ce qui est remarquable en synthèse numérique directe.

Les signaux standards disponibles sont le sinus, le carré avec rapport cyclique ajustable 0 à 100%, le continu bien entendu superposable à toute forme d'onde, le triangle, la rampe linéaire, le bruit blanc sur une largeur de bande de 10 MHz, la rampe exponentielle, montante et descendante, les signaux cardiaques.

L'utilisateur dispose de quatre mémoires non volatiles de 16000 points (hormis celle volatile de travail) pour stocker quatre formes d'ondes de son choix entrées soit au clavier soit par interface RS232 ou IEEE488 (les deux sont proposées en standard).

En outre, on peut effectuer volubation (linéaire, exponentielle, croissante ou décroissante), modulation de fréquence, d'amplitude avec réglage du taux de modulation, modulation FSK (définition de la porteuse et du saut) ou encore travailler en mode rafale (burst 5 MHz max.) et ce à partir d'ondes standards ou définies en arbitraire.

Pour ces derniers signaux, la fréquence max (15 MHz en sinus et carré) dépend du nombre de points utilisés et des motifs, la limite étant 5 MHz pour 8 k points, 2,5 MHz pour 12 k points et 200 kHz pour 16 k points.

Enfin le HP33120A délivre un signal de synchro TTL (passage au zéro de la modulante en modulation) et accepte des signaux de porte et de déclenchement en externe. Il peut aussi être déclenché en monocoup soit par touche, soit par le biais d'une commande SCPI via l'une des interfaces.

Enfin en mode burst, on peut assigner, outre le nombre de périodes (1 à 50000) et le temps de cycle, la phase à l'origine du burst entre -360 et +360°. Le logiciel HP benchlink/arb permet de télécharger des fichiers préalablement établis vers le HP33120A, auquel il est parfaitement adapté, via interface RS232 ou IEEE488 une fois, bien entendu, la liaison parfaitement paramétrée.

Ce logiciel fonctionne sous Windows 3.1 (DOS 4.1 ou ultérieur) ou au-delà et nécessite au minimum une machine avec deux ports série ou plus (COM1 à 4), 4 Mo de RAM et un espace disque disponible de 1,5 Mo.

Tout utilisateur de Windows ne sera pas dépayser par les commandes et fonctionnalités proposées qui suivent bien sûr la philosophie de choix et présentation de ce système d'exploitation.

L'édition des signaux dans une fenêtre de 16000 points horizontaux, ± 1 (-2047,0,+2048) en vertical peut se faire soit à partir de la mise bout à bout de portion de courbes en «manuel» soit en mixant et concaténant des formes d'ondes standards prises dans les icônes proposées soit encore en rappelant tout ou partie de fichiers importés ou sauvegardés et en opérant via le presse-papier des opérations mathématiques «+» «-» «x» entre les fichiers ou portions de fichiers opérantes (ces opérations sont effectuées point à point). Une fois la forme d'onde désirée établie, qu'on peut encore

compresser ou dilater et sauvegardée, l'envoi au générateur se fait après paramétrage en fréquence, amplitude, offset et impédance de charge. L'échelle verticale ± 1 max étant affectée du facteur d'échelle d'amplitude crête à crête choisie et correspond à la pleine échelle verticale du convertisseur 12 bits.

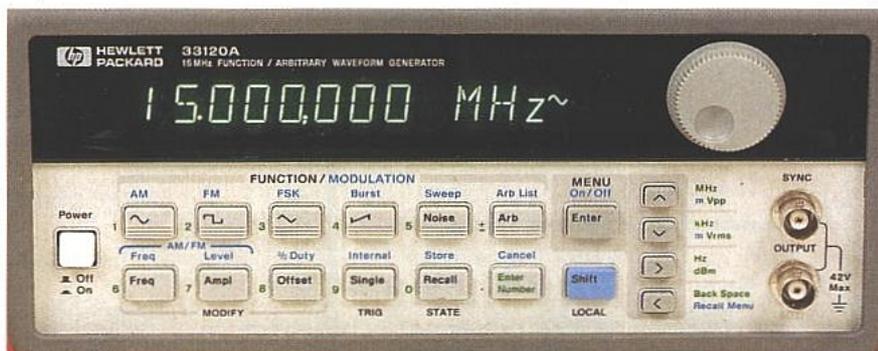
Les fichiers obtenus sont exportables sous trois formats : .CSV (pour les tableaux), .PRN (avec tabulation pour des programmes tels Mathcad) ou .BIN (format IEEE-488-2 par blocs binaires). Dans tous les cas il s'agit de couples de données x, y. Avec un tel outil et ben-

chlink/scope en acquisition, on peut créer la forme d'onde de son choix en superposant perturbations ou bruit à des fins de test.

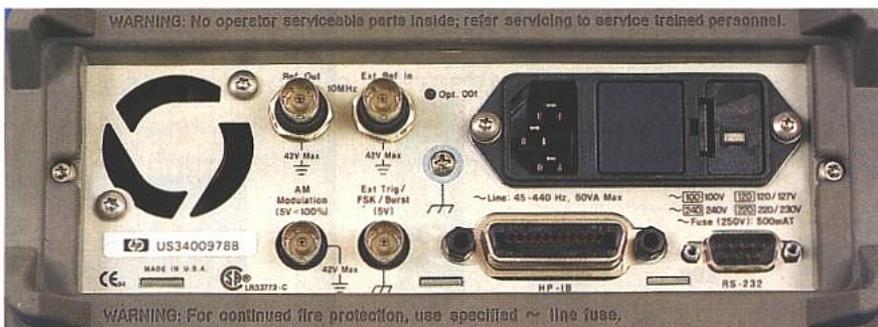
CONCLUSION

Pour un prix de 10710 F HT – HP 33120A – et 1830 F HT – Benchlink.arb –, l'utilisateur dispose d'un excellent outil de génération de signaux complexes dotés des performances et fonctionnalités nécessaires et suffisantes. Le slogan : «dans votre budget sans compromis» s'avère pleinement justifié.

C. D.



■ Un affichage et un panneau de commandes clairs et fonctionnels.



■ Les entrées-sorties porte/déclenchement et les connecteurs RS 232 et IEEE (les 2 en standard !)

Générateur de fonctions/arbitraires HP 33120A

Signaux Standard	Sinusoïde, carré, triangle, rampe, bruit sin(x)/x, montée/descente exponentielle, battements cardiaques, tensions c.c		
Arbitraire	Longueur : 8 à 16 000 points Mémoire non volatile : 4 signaux de 16 K Résolution de l'amplitude : 12 bits Vitesse d'échantillonnage : 40 Méch/s		
Fréquence	Sinusoides : 100 µHz – 15 MHz Carré : 100 µHz – 15 MHz Triangle : 100 µHz – 100 kHz Rampe : 100 µHz – 100 kHz	Bruit blanc : 10 MHz largeur de bande Résolution : 10 µHz ou 10 digits Précision : 10 ppm en 90 jours (18°C – 28°C)	
Pureté spectrale des sinusoïdes	Distorsion harmonique : CC à 20 kHz : -70 dBc ; 20 kHz à 100 kHz : -60 dBc ; 100 kHz à 1 MHz : -45 dBc ; 1 MHz à 15 MHz : -35 dBc ; Distorsion harmonique totale à 20 kHz : < 0,04%		
Caractéristiques de sortie	Amplitude : sur 50 Ohms : 50 mV cc - 10 V cc ; sur circuit ouvert : 100 mV cc - 20 V cc ; Précision (à 1 kHz) : ± 1% du signal de sortie spécifié ; Linéarité (par rapport à une sinusoïde à 1 kHz) : < 100 kHz : ± 1% (0,1 dB) ; 100 kHz à 1 MHz : ± 1,5% (0,15 dB) ; 1 MHz à 15 MHz : ± 2% (0,2 dB)		
Modulation AM	Porteuse - 3 dB Fréq. : 15 MHz (typique) Modulation : tout signal interne, même arbitraire	FSK Fréq. interne : 10 MHz - 50 kHz Déviation : 10 MHz - 15 MHz Source : Interne/externe (1 MHz max)	
Modulation FM	Fréquence : 0% - 120% Profondeur : Interne/Externe	Rafale Fréq. porteuse : 5 MHz max Nombre : 1 à 50 000 cycles Phase départ : -360° à +360° Fréq. porte : 10 MHz 50 kHz ± 1% Source porte : Porte interne/externe Source déclenchement : Unique, externe ou interne	

TROIS MODULES POUR LE STUDIO ET LA SONO

Les trois cartes proposées

ici viennent compléter la

série de petits modules

audio décrite au cours des

trois dernières années.

La première est une

« base » disposant d'une

entrée et d'une sortie à symétrie électronique dans laquelle s'insère un VCA.

La seconde, prévue pour se connecter à la précédente, permettra de constituer

un ampli de ligne avec clé de phase et commutation de gain de - 21 à + 12 dB

par bonds de 3 dB.

La troisième enfin, toujours compatible avec la « base », offrira la possibilité

d'intervenir progressivement sur la phase d'un signal afin - par exemple - de

corriger des défauts de mise en phases acoustiques.

Le module fondamental décrit dans ces pages est le fruit de plusieurs années de réflexion, de remises en cause diverses liées aux demandes parfois contradictoires des lecteurs et des professionnels de la sono ou du studio, auxquelles venaient s'ajouter des contraintes mécaniques parfois bien délicates à traiter.

L'auteur estime avoir transformé l'essai car toutes les parties concernées en ont validé avec enthousiasme le concept et ses capacités d'évolution.

IN/OUT SYMÉTRIQUE

Voici le nom de l'objet dont le schéma est visible **figure 1**. Les fidèles ne feront pas à sa lecture de grandes découvertes, mais de bonnes surprises les attendent ...

Une entrée à symétrie électronique équipée d'une protection HF est orga-

nisée autour de J1 et IC1b. IC1a quant à lui est monté en inverseur et ces deux sorties sont disponibles sur le connecteur J3, ainsi que l'entrée du VCA IC2, dont la sortie en courant est convertie en tension grâce à IC3a. La commande du VCA (broche 3) est reportée par R13 sur J3.

Le «+» de C6 distribue la modulation contrôlable à un symétriseur constitué de IC3b (créant l'inversion) et de deux buffers non inverseurs (IC4) équilibrés par AJ2 pour offrir en J2 une sortie «balanced».

Deux régulateurs (RG1 et RG2) stabilisent les tensions continues VCC++/- respectivement à +/- 15V pour fournir l'énergie au montage, et on en trouve un report après R9 et R10 sur J3.

Pour mesurer pleinement l'intérêt de ce module, il faut observer de suite l'implantation de la carte proposée en duo **figure 2**.

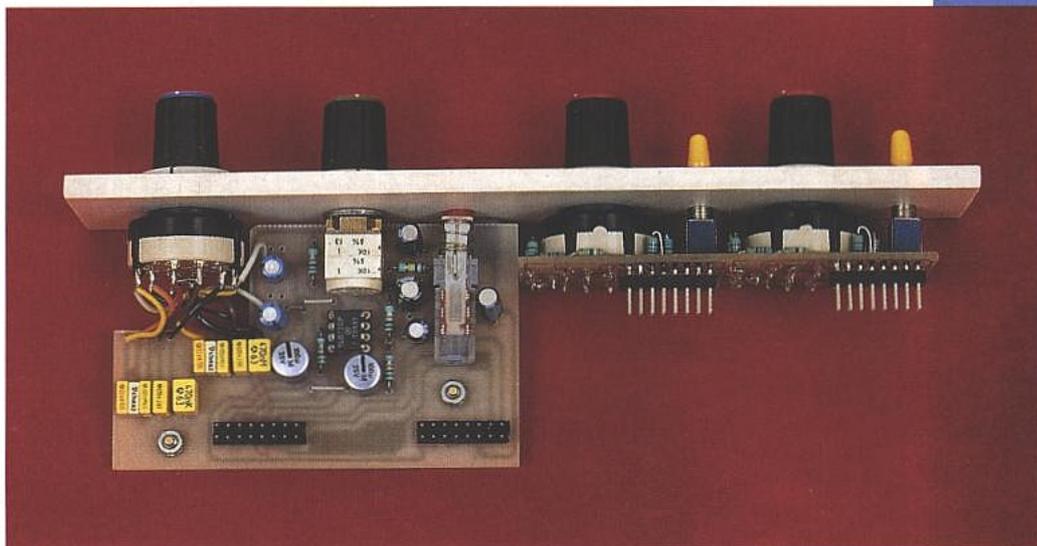
On remarquera la présence de jacks pour CI éliminant toute «filasse» entre la carte et les prises d'entrées/sorties. A

ce sujet, il faut reconnaître que les divers fabricants de ces pièces sont incapables de standardiser leurs produits et qu'on trouve plus de formats qu'un individu normal pourrait imaginer ! Entre pattes axées, désaxées, hauteurs variées, butées d'équilibrage en bord de carte fantaisistes, etc., il est bien délicat de créer un objet adoptant ces pièces pourtant fort pratiques.

Afin de conjurer le sort tant que faire se pouvait, deux cotes de bord de carte ont été prévues en fonction de l'approvisionnement, et les modèles «hauts sur pattes» n'exigeront qu'un perçage de face arrière adapté, ou - plus aisé encore - un changement des cotes de colonnettes situées vers J3.

Il faut préciser quand même que nos exigences étaient de placer 8 modules simples dans un rack 19 pouces 1U tout en gardant la place pour une carte alimentation non régulée mais filtrée par selfs.

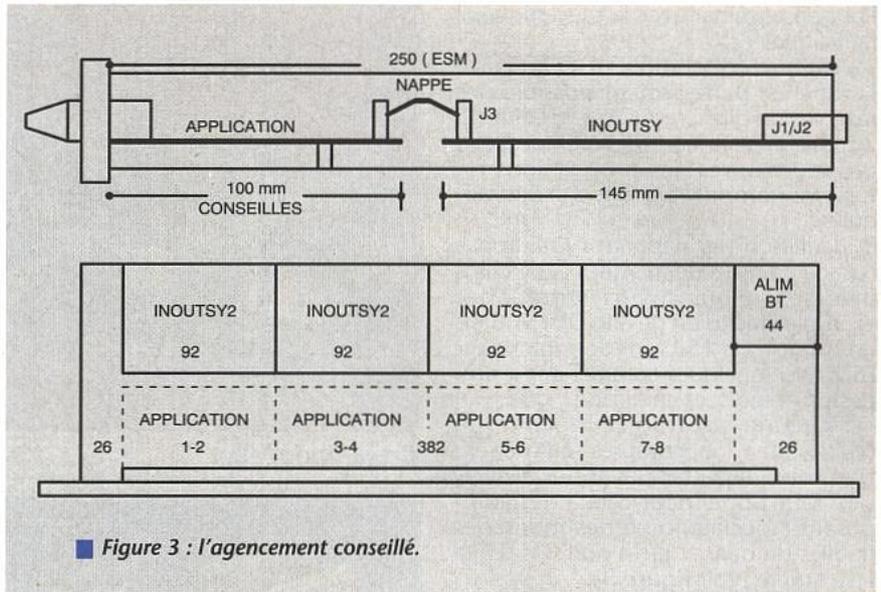
C'est ainsi qu'il a été décidé d'assembler des paires de modules (double du



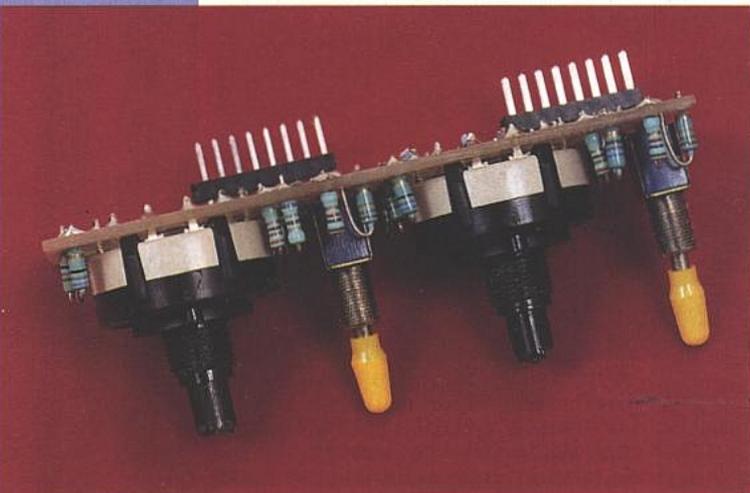
soient stéréo, duo, ou indépendantes. Les combinaisons sont telles que la seule limite est 8 unités maxi par rack 1U, mais rien n'interdirait de coupler plusieurs racks pour les fonctions mute ou fader général. Bien entendu, des commandes numériques de ces voies analogiques sont parfaitement envisageables par tout système interfacé et logiciel approprié.

MISE EN ROUTE

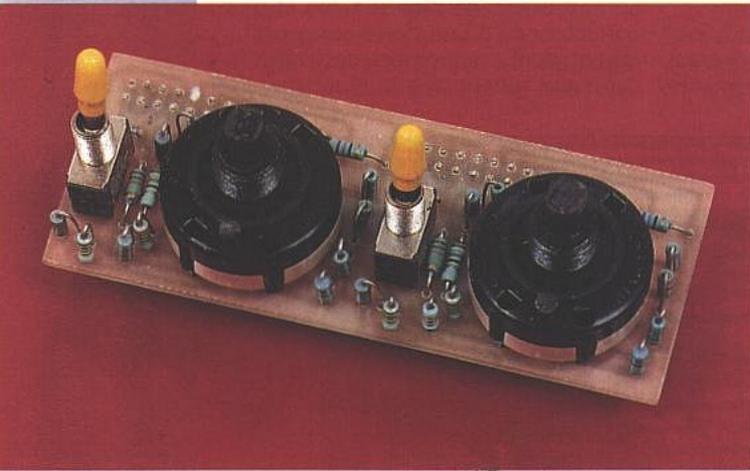
Tester et régler la carte peut se faire simplement en interne, soit au moyen d'un connecteur n'effectuant que la liaison 1/2 - 15/16 (les extrêmes de J3) et 9/10 - 11/12 ou en strappant ces points par grip fils. Placer AJ1 et AJ2 à mi-course. Le réglage de AJ1 se fera au minimum de distorsion mesurée sur le nœud C6/R24/R17/R29.



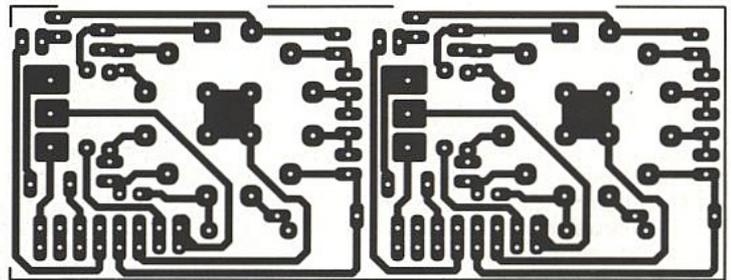
■ Figure 3 : l'agencement conseillé.



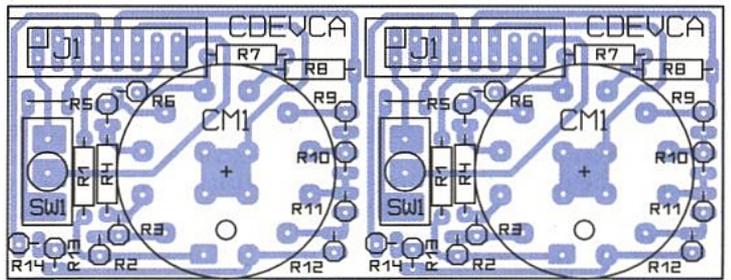
■ Code VCA de profil.



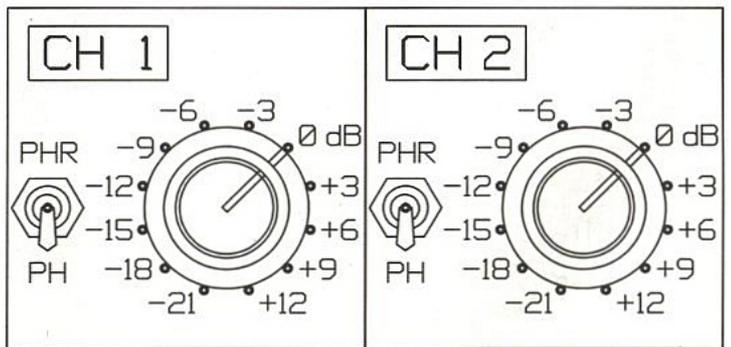
■ et de face.



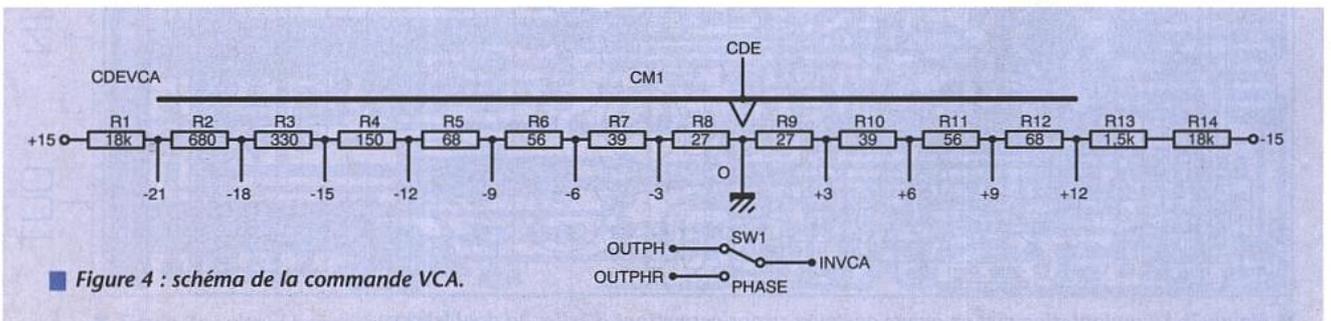
■ Figure 5a : CI commande VCA.



■ Figure 5b : et l'implantation correspondante.



■ Figure 6 : notre proposition de sérigraphie.



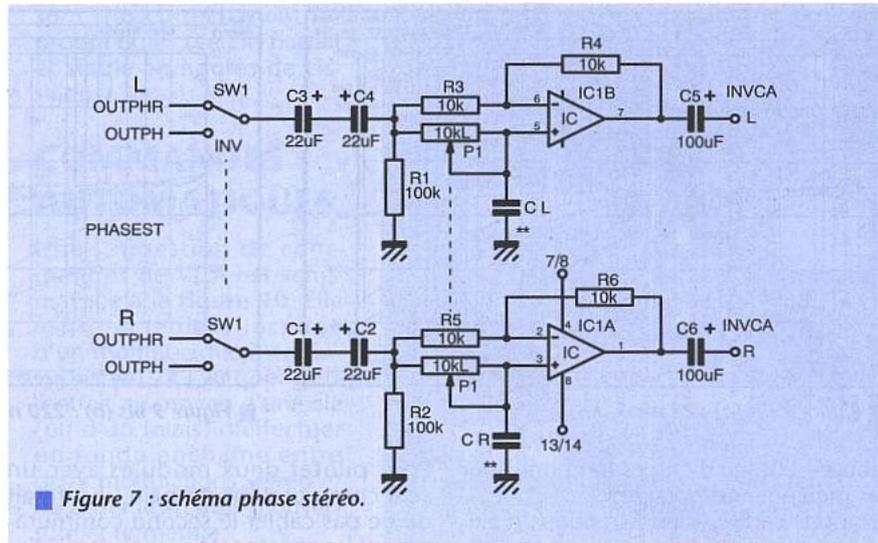
■ Figure 4 : schéma de la commande VCA.

Pour AJ2 on cherchera le parfait équilibre des voies + et - de J2.

On vérifiera alors que le gain de l'ensemble est bien - dans ces conditions - de 1 à +/- 1 dB.

Il ne reste plus désormais qu'à connecter un module d'insertion et de commande du VCA. Dans un premier temps, on peut s'amuser à libérer la liaison 9/10 - 11/12 et observer en touchant du doigt 11/12 une légère modulation d'amplitude à 50 Hz.

Bien entendu on aura pris soin de vérifier les alimentations (attention à un court-circuit sous les fastons + et - !). Si le gain ne s'avérait pas unitaire, il faudrait l'imputer à une erreur d'implantation et suivre la chaîne pas à pas afin de déterminer l'étage incriminé. Si on doutait du VCA IC2, l'astuce consisterait à le retirer de son support et faire un pont 1/8 sur ce dernier.



■ Figure 7 : schéma phase stéréo.

COMMANDE VCA

Le premier petit module de façade compatible avec INOUTSY que nous proposons, est visible figure 4. Il est d'une simplicité désespérante mais permettra de constituer des amplis de lignes aux gains réglables de -21 dB à + 12 dB par bonds de 3 dB et disposant d'une clé de phase.

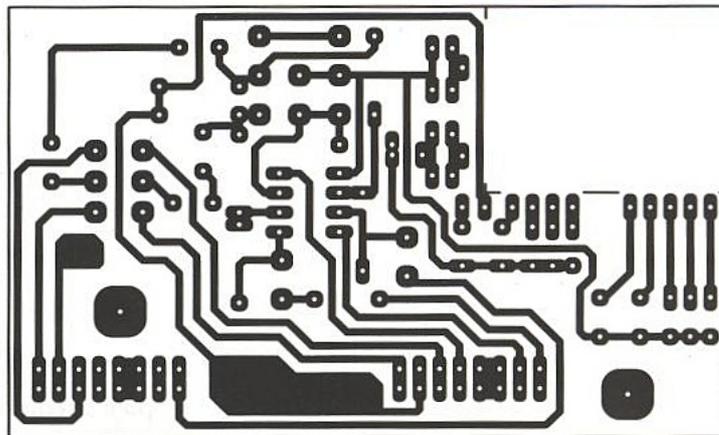
La commande en tension du VCA utilisé (THAT 2150) est de 6 mV/dB, et les valeurs maximales à ne pas dépasser sont + 540 mV (pour un affaiblissement de 90 dB quand la broche 3 est utilisée comme c'est le cas ici) et - 300 mV pour un gain de + 50 dB. Les performances de ce circuit sont excellentes en affaiblisseur mais un peu désastreuses au delà de + 15 dB, il est donc vivement conseillé de se limiter à + 540 mV / - 90 mV.

Dans l'exemple proposé, le calcul a été fait pour une plage plus restreinte, soit + 126 mV / - 72 mV en broche 3 de IC2. Il faut en effet tenir compte de R18 placé sur INOUTSY, et l'inclure dans les calculs du diviseur. On remarquera qu'il a été fait abstraction de résistances de précision : les erreurs dues à des approvisionnements classiques n'excédant jamais 1 dB il nous a semblé acceptable de les tolérer, ce qui simplifie et réduit notablement le coût du système.

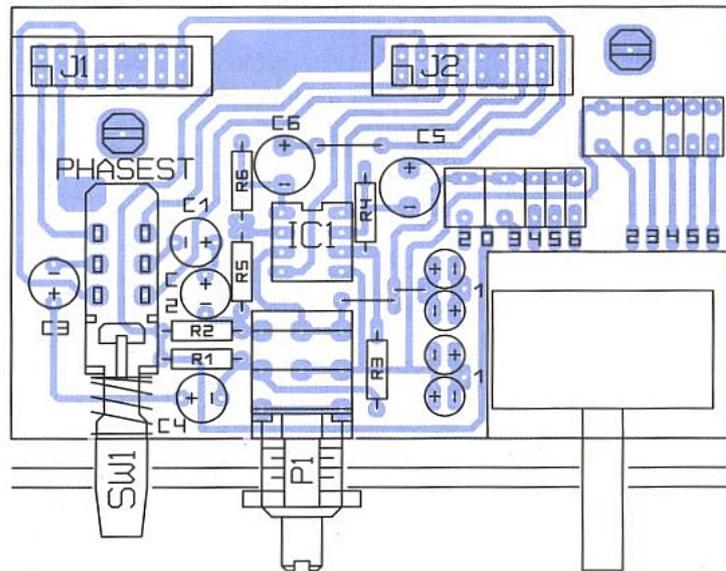
SW1 pour sa part se contente de relier l'entrée du VCA (15/16 de J3) soit à 1/2 pour rester en phase, soit à 5/6 pour l'inverser.

Il est important de noter la souplesse de INOUTSY et deux cas particuliers :

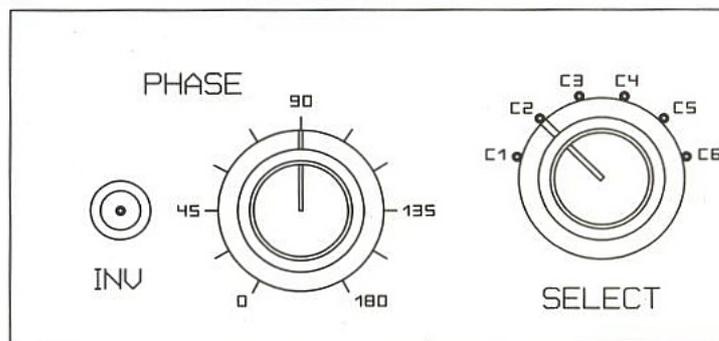
1 : en cas de couplage de plusieurs broches de commande de VCA, il sera bon d'adapter R18. Par exemple si quatre modules sont TOUJOURS pilotés ensemble, trois R18 pourront être supprimées ou les quatre remplacées par environ 820 ohms. Au besoin, et suivant le type de commande, on pourra même envisager de supprimer R18 ou d'en élever la valeur à 4,7kΩ. Par expérience l'auteur conseille cette solution afin de ne jamais laisser en l'air la broche de commande. La méthode la plus souple étant - comme on s'en



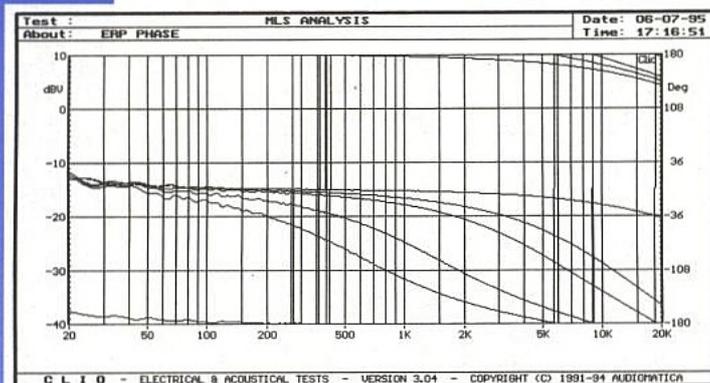
■ Figure 8a : CI phase stéréo.



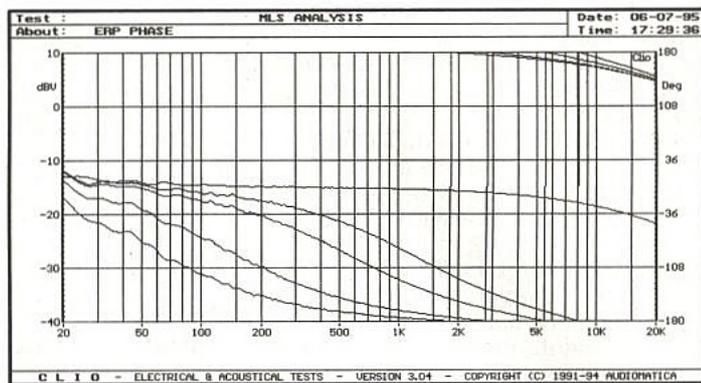
■ Figure 8b : l'implantation avec les emplacements réservés aux condensateurs CL et CR.



■ Figure 9 : façade proposée.



■ Figure 9 bis (a) : 22 nF.



■ Figure 9 bis (b) : 220 nF.

doute – l'usage d'étages tampons pour les mélanges complexes.

2 : pour certaines constructions n'exigeant pas de clé de phase, on n'oubliera pas IC1a dans la side chain qui pourrait éventuellement être câblée avec un gain différent de 1 (déclenchement de gate à des seuils très faibles, etc.).

Bien entendu, pour un seul traitement de deux voies stéréo, une seule carte INOUTSY pourra être couplée à de nombreux modules de commandes communs et d'inserts divers. Pour exemple, constituer un rack 1U avec limiteurs + compresseurs + noise gate + gain et phases variables en stéréo est parfaitement envisageable, quitte à concevoir une carte « façade » spécialement dédiée et la plus astucieuse possible.

RÉALISATION

Le montage de CDEVCA fait appel à la carte visible figure 5 en version DUO. La construction est simple mais mérite un minimum d'attention :

1 : ne pas oublier les deux straps qui mettent SW1 en phase quand ils sont basculés vers le bas ! C'est un choix, et les straps pourraient facilement disparaître si on optait pour une autre formule ou si un insert inverseur venait à transiter,

2 : J1 est soudé côté cuivre, donc en légère élévation (circuit simple face),

3 : de nombreuses résistances sont montées verticalement par nécessité mais l'emploi de CMS serait envisageable,

4 : la dimension de la carte est prévue pour éviter (même en cas de montage UNO) une auto rotation avec CM1. Par ailleurs, SW1 peut parfaitement être un modèle à canon lisse : il n'est pas utile de le serrer à la face avant,

5 : l'idéal serait de se procurer des LORLIN 1 circuit 12 positions à contacts court-circuitants, afin d'éviter les sautes de gain pendant les états transitoires. Avec des modèles non court-circuitants, les états transitoires passent par le gain de 1, ce qui peut provoquer des désagréments surtout pendant les commutations affaiblissantes.

Une simple nappe 16 points de longueur adaptée au rack utilisé (250, 300 voire plus) suffira pour commander un module UNO. Comme on s'en doute les entraxes de J1 CDEVCA sont compatibles avec ceux de INOUTSY DUO.

Pour piloter deux modules avec un seul commutateur de gain, il suffirait de ne pas câbler le second commutateur ni les résistances associées, de lier par fil (côté cuivre) 11/12 à l'autre J1 et de retirer une résistance R18 sur INOUTSY DUO. Pour la phase, on pourrait laisser les deux SW1 afin de permettre - dans le cas d'une modulation en opposition de phase R/L - à la fois de la remettre en ordre mais également de la rendre mélangeable avec une autre source. Chacun fera à son gré.

La figure 6 présente une suggestion de sérigraphie. Il faudra faire attention de bien respecter au moins les cotes de perçage sinon on ne pourra plus fermer correctement le rack... Ce dessin donne également les cotes retenues pour chaque unité : 46 mm.

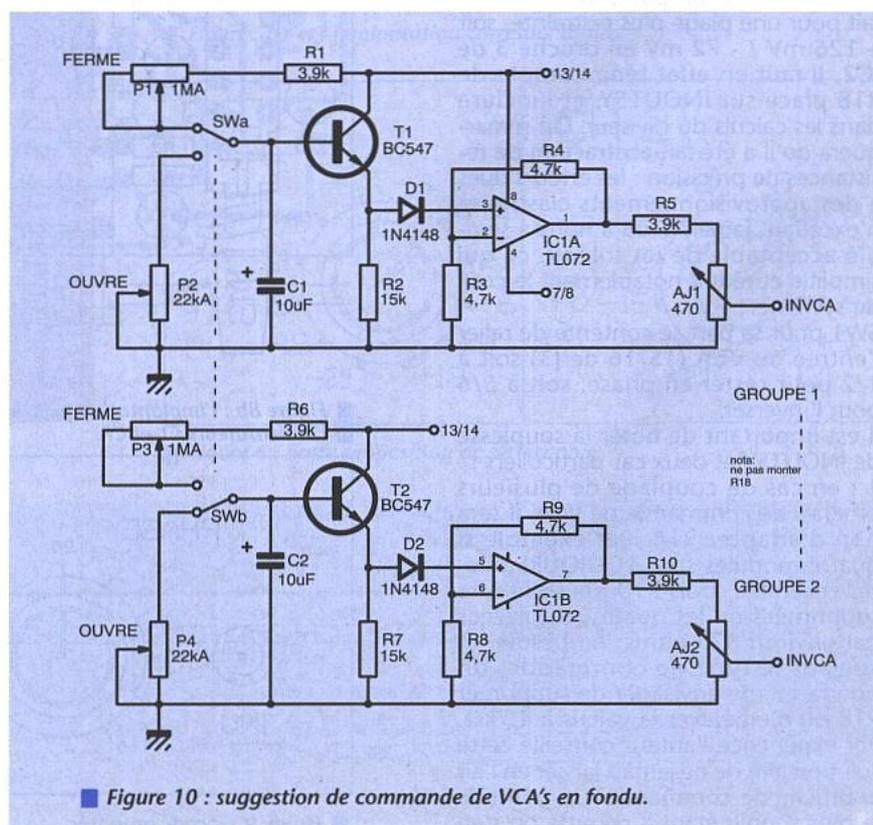
commandables par un même jeu de commutateurs. Ainsi, l'inversion de phase (180°) offerte par SW1 agira sur les deux voies simultanément, idem pour P1 (élément variable d'un filtre passe-tout de premier ordre) et pour CM1 (commutateur 2 x 6 fois de C**). Le but de l'opération est de pouvoir intervenir progressivement sur la phase d'un filtre placé en amont et de rechercher un accord correct avec ses complices, ou d'égaliser des phases « acoustiques » comme par exemple les « sons » FACADE / RE-TOURS.

Une clé permettant de by-passer le système pourra s'avérer pratique. Elle n'a pas été prévue ici, mais tout est en place pour l'installer si on le désire.

Les condensateurs repérés CL ** et CR ** peuvent varier suivant la bande à traiter, et sur la maquette présentée figure 8 six emplacements ont été réservés pour des valeurs diverses, commutables par un Lorlin 2c 6p dont les « communs » sont liés à la masse. Pour notre part, nous avons adopté 22 nF, 47 nF, 100 nF, 220 nF, 470 nF et 2,2 µF. Pour information on obtient un déphasage de 90° respectivement

PHASEST

Ce dernier module dévoile son schéma figure 7. Il présente la particularité d'être DUO : deux voies indépendantes



■ Figure 10 : suggestion de commande de VCA's en fondu.

à 7,5 kHz, 3,5 kHz, 1,8 kHz, 750 Hz, 370 Hz et 88 Hz.

La présentation en façade peut ressembler à la **figure 9** si on procède à la découpe du CI. Dans le cas contraire il serait impossible de respecter dans 1U la largeur adoptée pour 2 INOUTSY.

La **figure 9 bis** correspond en 'a' aux relevés de phase pour 22 nF et en 'b' à 220 nF.

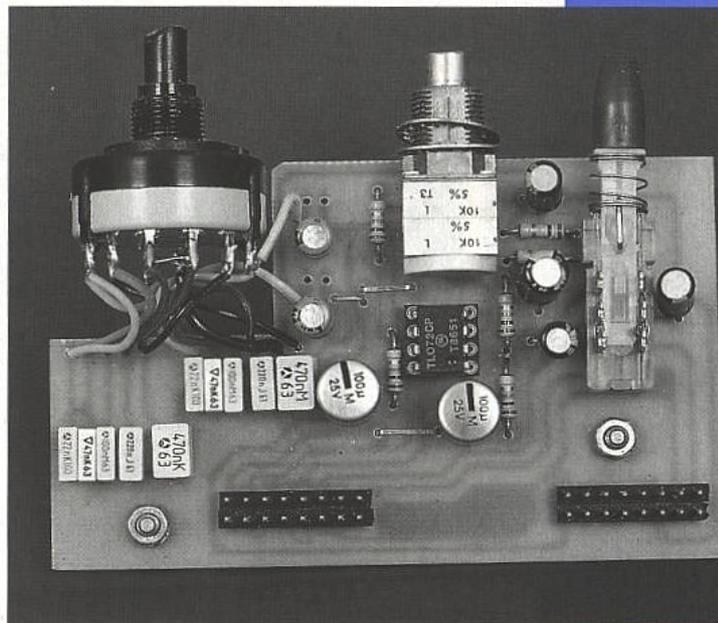
Il est important de remarquer que ces mesures ont été faites avec INOUTSY raccordée. Le léger déphasage à l'aiguë est dû au filtre HF, et en retirant C1 et C2 sur INOUTSY on retrouve une droite parfaite. Chacun pourra au besoin modifier ces valeurs suivant l'usage et les conditions de fonctionnement. Par ailleurs les positions des relevés ont été faites sans repères, donc en tournant au « radar » P1, ce qui explique les irrégularités des pentes. On notera toutefois qu'à mi-course de P1, les 90° de déphasage

sont très correctement reproductibles (cercle parfait et stable en figures de Lisajous).

COMMANDES AUTOMATIQUES

Une suggestion de commandes de VCA est schématisée à la **figure 10**. Elle est directement inspirée d'un montage décrit en novembre 1989, lequel permettait au moyen d'une clé (ou d'un relais) d'effectuer un fondu enchaîné entre deux modulations stéréo et de doser les temps d'ouverture et fermeture.

Les deux éléments du schéma sont strictement identiques à l'exception des po-



■ Phase stéréo câblée.

NOMENCLATURE

INOUTSY

Résistances :

R1 à R4 : 4,7 kΩ
R5 à R8, R11, R34 : 10 kΩ
R9, R10 : 22 Ω
R12 : 47 kΩ
R13, R14 : 10 Ω
R15 à R17 : 22 kΩ
R18 : 180 Ω
R19 à R21 : 47 Ω
R22 : 3,9 kΩ
R23 : 68 kΩ
R24 à R31 : 6,8 kΩ
R32, R33 : 5,6 kΩ

Condensateurs :

C1, C2 : 1,5 nF
C3 à C6, C19, C20 : 10 µF 25V
C7, C13 : 22 pF
C8, C9 : 100 µF 25V
C10, C11 : 220 pF
C12 : 33 pF
C14 à C18, C24, C25 : 100 nF
C21, C22 : 22 µF 40V
C23 non utilisé

Ajustables :

AJ1 : 47 kΩ
AJ2 : 2,2 kΩ

Circuits intégrés :

IC1, IC3, IC4 : NE5532 ou TL072
IC2 : THAT 2150
RG1 : 7815
RG2 : 7915

Divers :

2 supports 8 broches
1 support 8 broches en ligne
J1, J2 : Jack CI
J3 : barrette droite 2 x 8 pts + HE10

fem 2 x 8 pts + nappe 16 brins au pas de 1,27
Entretoise 5 mm + visserie
3 cosses Faston doubles

CDEVCA

Résistances :

R1, R14 : 18 kΩ
R2 : 680 Ω
R3 : 330 Ω
R4 : 150 Ω
R5, R12 : 68 Ω
R6, R11 : 56 Ω
R7, R10 : 39 Ω
R8, R9 : 27 Ω
R13 : 1,5 kΩ

Divers :

CM1 : LORLIN 1c, 12p
SW1 : inverseur 1c, 2p
1 barrette droite 2 x 8 pts + HE10

PHASEST

Résistances :

R1, R2 : 100 kΩ
R3 à R6 : 10 kΩ

Condensateurs :

C1 à C4 : 22 µF
C5, C6 : 100 µF

Circuit intégré :

IC1 : TL072 + support

Divers :

P1, P11 : duo 10 kΩ Log
2 barrettes 2 x 8 pts
LORLIN 2c x 6p
SW1 : Schadow 2 inv + bouton cône
CL **, CR **: cf. texte

sitionnements de SW1 : l'un est en fermeture quand l'autre est en ouverture. Les temps de charge ou décharge de C1 (ou C2) sont réglables par P1 - P2 (ou P3 - P4), et les tensions de commandes positives pour un affaiblissement, ajustables par AJ1 et AJ2. Le montage se passe de commentaires de par son extrême simplicité.

Les seuls réglages (outre les temps d'ouverture et de fermeture) consistent à ajuster AJ1 puis AJ2 pour qu'en position «fermé» les affaiblissements avoisinent 90 dB soit + 540 mV en 3 des VCA, la position «ouvert» correspondant automatiquement à un retour à 0 V donc un gain unité.

L'intérêt d'un tel mécanisme est d'effectuer automatiquement des commutations «glissantes» et non pas en tout ou rien. Avec un peu d'idée on pourrait réaliser une commutation douce de n sources mélangées vers n sorties communes ; distribuer n sources vers n jeux de sorties ; créer des circuits de priorité (rien n'interdit de «fermer» des voies de 7 ou 20 dB au lieu des 90 proposés), d'enchaîner des groupes de modulations à volonté (SW1a et SW1b peuvent être indépendants !), etc.

Ce schéma est présenté seul ici : pas de réalisation pratique, mais on pourra se reporter aux archives (ERP n° 504) et constater que l'adaptation à INOUTSY est aisée.

CONCLUSION

Les possibilités sont nombreuses et les performances remarquables.

Il ne reste plus à l'utilisateur qu'à créer ses propres organes de commandes (notés APPLICATIONS en figure 3).

Parfois nous rêvons qu'un jour un constructeur intégrera dans un boîtier 18 ou 20 broches un schéma tel qu'INOUTSY !

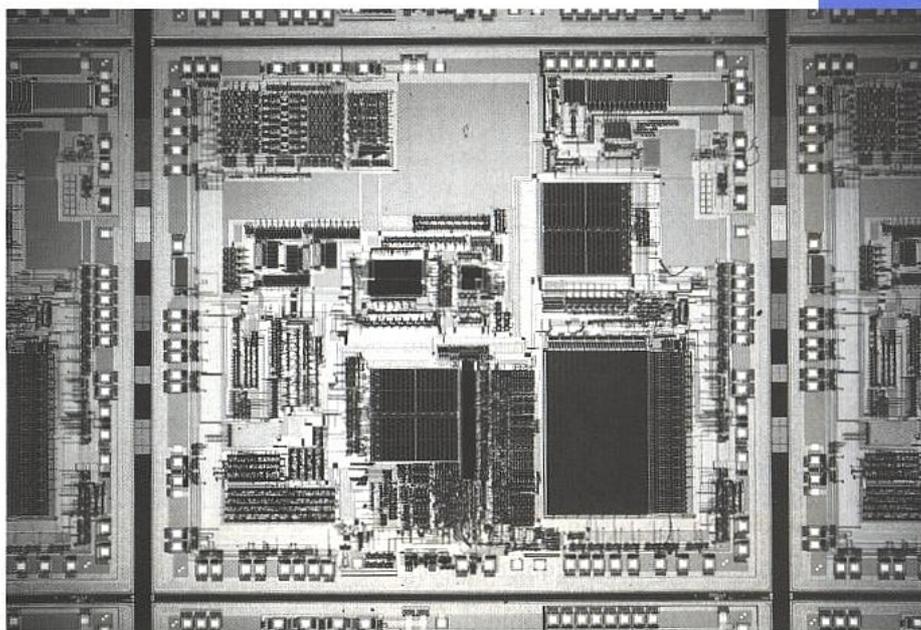
Nous vous proposerons prochainement un jeu de cartes pour des commandes diverses et variées de ce circuit non encore intégré...

APPLICATIONS DU SLIO 82C150 POUR LE BUS CAN

Lors de deux articles précédents, nous avons décrit le fonctionnement et la mise en œuvre du «Serial Linked Input/Output» 82C150 pour le bus industriel CAN.

Ce mois-ci, pour terminer cette présentation nous allons décrire

comment faire pour réaliser de nombreuses applications avec ce composant.



Puce du microcontrôleur 87C592 qui intègre un contrôleur de bus CAN.

Un réseau CAN (figure 1) se compose de nombreuses stations dont certaines peuvent être «intelligentes» et d'autres un peu moins. Comprenez par là que certaines stations disposent d'un microcontrôleur à bord et sont capables d'effectuer des tâches de façon autonome, et d'autres, de savoir effectuer localement des tâches très dédiées et qui, ayant à leur bord un gestionnaire de protocole CAN, sont capables de communiquer sur le bus sur ordre (ou à l'aide) d'une station intelligente.

Pour qu'un réseau CAN fonctionne correctement, il faut qu'il y ait au moins une station intelligente présente sur le bus.

Dans le cas qui nous intéresse aujourd'hui, il faut qu'en cas de multiples stations l'une au moins des stations soit «principale» et donc apte à satisfaire

l'initialisation très particulière du SLIO 82C150 (revoir au besoin le précédent article). Cette initialisation comprend notamment la procédure de calibration automatique et périodique du composant par la station «principale» (*). Une fois cela effectué, il reste à communiquer avec le SLIO pour travailler.

LA TRAME CAN DU SLIO 82C150

La liaison avec le SLIO s'effectue à l'aide d'une trame de communication. La figure 2 rappelle l'allure du type de trame circulant sur le bus CAN ainsi que les noms des différents champs de bits et leurs contenus concernant le 82C150.

LE CHAMP D'ARBITRAGE

Ce dernier contient l'identificateur. Celui-ci participe à effectuer efficacement ce que l'on nomme un «fitrage d'acceptance» de message.

Cet identificateur, composé de onze bits (trame CAN de type 2A), peut posséder différentes valeurs :

- a) une valeur fixe pour les messages de calibrage, valeur = 000 1010 1010,
- b) des valeurs dont certains bits sont pré-définis :
valeurs = 1 0 (P3) 1 0 (P2) (P1) (P0) 1 0 (DIR).

Etant donné que seuls quatre bits sont programmables (de P0 à P3), il n'y a donc que seize valeurs possibles pour ces identificateurs, et donc un maximum de 16 SLIO peuvent être connectés simultanément sur un même réseau CAN.

Les valeurs de ces bits sont définies lors du reset hardware du composant à l'aide des tensions présentes sur certaines broches (figure 3).

Evidemment il existe quelques astuces de reconfigurations dynamiques «hardware» de façon à augmenter le nombre de SLIO sur un même bus, mais cela est généralement assez com-

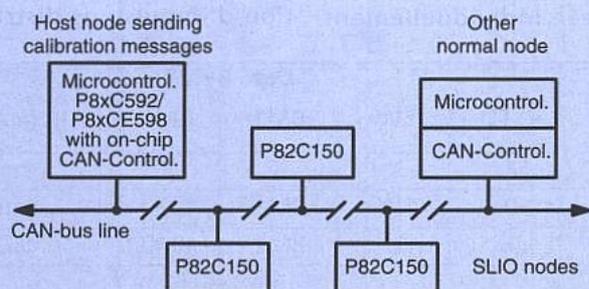
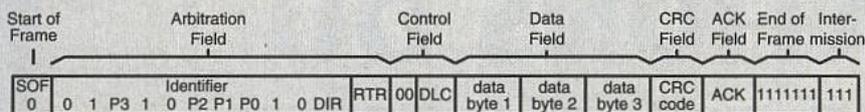


Figure 1 : structure d'un réseau CAN.

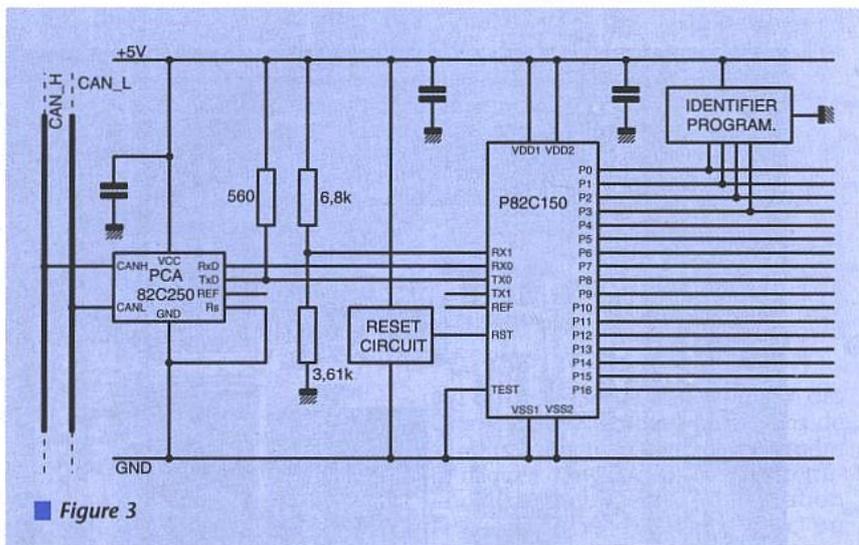
(*) Pour information, une note d'application du constructeur - AN 94088 - donne de très nombreux détails concernant tous ces points.



The data byte 1 contains status information and the register address (not in calibration message)

RSTD	EW	BM1	BM0	Reg Address
------	----	-----	-----	-------------

■ Figure 2 : structure d'une trame CAN.



■ Figure 3

pliqué à réaliser de façon économique. Le dernier bit (DIR) a pour mission d'indiquer le type de trame transmise sur le bus. En fait le bit (DIR) indique la direction de trame (le sens de l'échange) sur le bus.

LE CHAMP DE COMMANDE

Par définition, le champ de commande (control field) est composé de six bits. Les deux premiers sont positionnés à 0 dans le cas de ce SLIO pour assurer la conformité au protocole CAN 2A. Les quatre bits restants sont quant à eux positionnés de façon fixe à 0011. Le contenu de ces quatre bits représentent le nombre d'octets de données transmises.

Dans notre cas trois octets seront transmis. Pour le SLIO - 82C150 nous avons donc une trame dont la longueur est fixe et constante.

LE CHAMP DE DONNÉES

Composé donc de trois octets, ce champ possède une particularité intéressante

en ce concerne le premier octet. En effet celui-ci est codé (figure 4). Comme le montre cette figure, la fin du premier octet indique le registre auquel on désire s'intéresser momentanément.

Les deux autres octets transportent simplement les données correspondantes.

LES AUTRES CHAMPS

Ce sont les champs standard du protocole CAN.

LES FONCTIONNALITÉS DU 82C150

LE PORT DIGITAL D'ENTRÉES/SORTIES

Le 82C150 possède seize ports (broches) d'I/O. Au moyen de différents registres chaque broche peut être configurée individuellement

(entrée, sortie, choix du signe du flanc, ...) (figure 5).

En entrée, les données logiques qui sont saisies sont mises dans des registres. Leur lecture est assurée via le bus CAN, soit à l'aide d'une trame de requête soit encore à l'aide d'une trame de donnée qui adresse le registre correspondant.

Ceci représente le mode de fonctionnement le plus simple du circuit.

PORTS ANALOGIQUES

La plupart des broches des ports possèdent aussi des fonctions additionnelles et fonctionnent selon un mode alternatif.

Il est alors possible de passer d'un mode «numérique» comme évoqué ci-dessus à un mode d'«entrées/sorties analogiques», soit encore dans un mode supplémentaire de «comparateur».

La figure 6 indique les endroits du circuit intégré où ont été disposées les commutations internes pour basculer d'un mode à l'autre.

Ces modifications sont effectuées à l'aide de bits disposés dans des registres spécifiques (registre 5 par exemple). Le tableau figure 7 indique le nom des bits concernés pour effectuer les configurations que nous venons de vous présenter.

● Les différentes fonctions analogiques

Souvent, lorsque l'on évoque le terme «analogique» pour un tel type de composant on ne sous-entend que les applications de conversions A/D (ou D/A). Le 82C150 va bien plus loin dans la panoplie de fonctions analogiques qu'il sait offrir.

En effet il contient :

- a) des amplificateurs à entrées différentielles, configurables en mode différentiel ou en mode asymétrique, permettant de supporter facilement les applications suivantes :
 - supervision et/ou détection de niveaux analogiques maxima et minima (figure 8).
 - comparateur à fenêtre pour signaux analogiques (figure 9).

Dans les deux cas de figures des signaux de sorties reflétant les états internes peuvent être disponibles de façon externes.

b) deux sorties analogiques provenant d'un convertisseur D/A utilisent un algorithme particulier de modulation d'impulsions distribuées afin

message type	DIR	RTR	DLC	Data Byte 1				
				RSTD	EW	BM1	BM0	Reg. Address
data message (host to SLIO)	0	0	0011	X	X	X	X	current
data message (SLIO to host)	1	0	0011	0	EW	BM1	BM0	current
sign-on message	1	0	0011	1	1*	BM1	BM0	0000
Remote Frame	1	1	0011					

■ Figure 4 : détail du 1^{er} octet.

Register	Address	MSB ...	LSB
Data input register	0	DI15 ...	DI0
Positive edge register	1	PE15 ...	PE0
Negative edge register	2	NE15 ...	NE0
Data output register	3	DO15 ...	DO0
Output enable register	4	OE15 ...	OE0

Figure 5

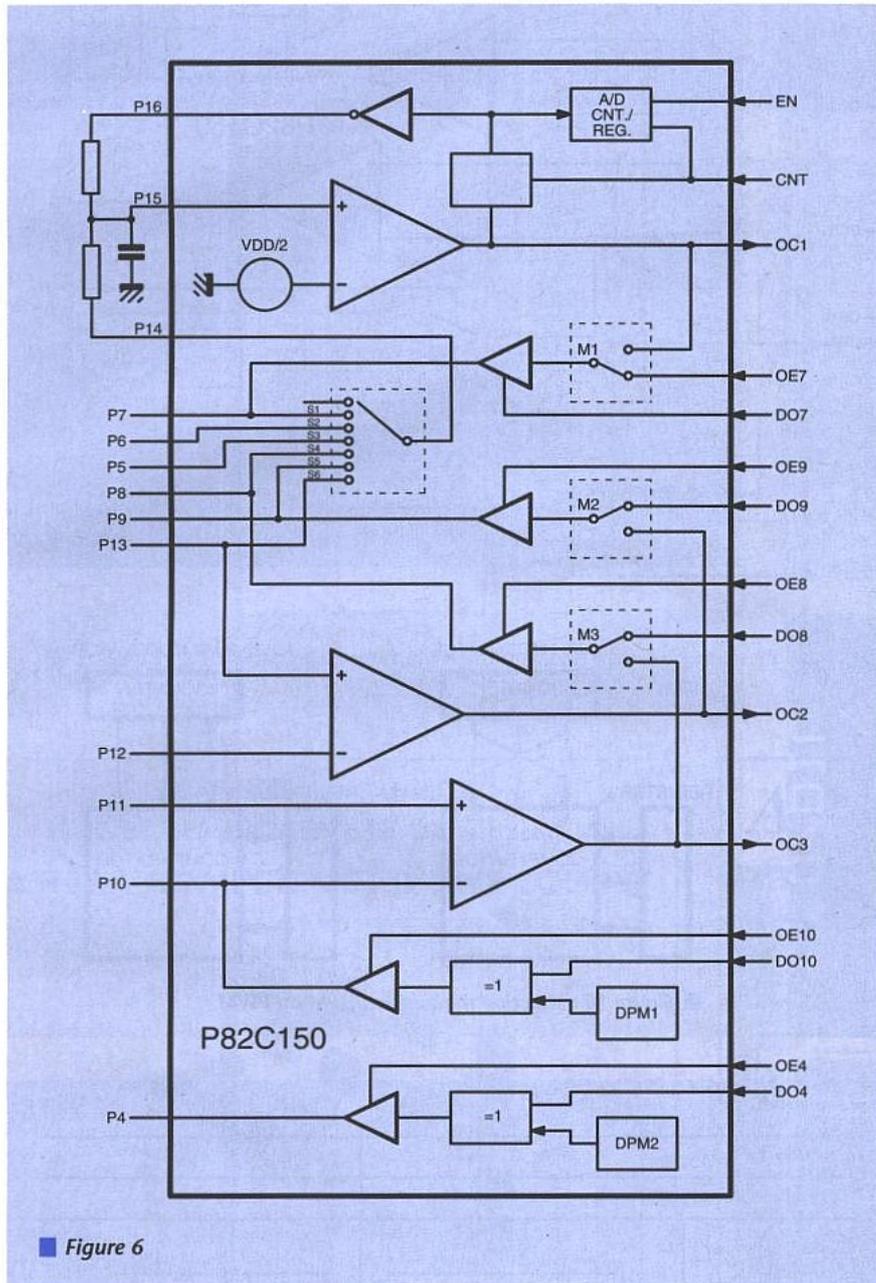


Figure 6

d'effectuer le remplissage des signaux de sortie. Ceci a pour effet de réduire à son minimum l'ondulation résiduelle de l'onde continue obtenue en sortie.

Le principe de fonctionnement de ce convertisseur (sur seize bits) si particulier est résumé sur la figure 10. Afin d'en faciliter la lecture, cette figure indique comment fonctionnerait un tel dispositif dans le cas simplifié d'un système utilisant seulement trois bits.

La valeur «B» (binaire sur trois bits pour l'exemple) à convertir est comparée au signal de sortie du (PWM) ou la valeur modifiée (DPM) de valeur «A» d'un compteur tournant sans fin. Si la valeur «A» est plus petite que la valeur «B», l'impulsion de sortie est commutée à l'état haut si elle était à l'état bas.

Les conséquences pouvant se produire sur les impulsions de sortie sont données figure 11. Comme le montre cette figure si la valeur de «B» augmente continuellement, le générateur PWM augmente graduellement alors que le DPM génère des impulsions de largeur égale et réparties plus souvent et plus harmonieusement dans le temps. Grâce à cela les composants nécessaires au filtrage passe-bas peuvent être de plus faibles valeurs et donc moins onéreux. L'ordre de grandeur des composants est de $R = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 100 \text{ nF}$.

c) enfin, un convertisseur A/D sur dix bits. A l'aide d'un dispositif interne de multiplexage on dispose alors de six entrées de conversion A/D.

Le principe de ce convertisseur est aussi un peu spécial. Il peut fonctionner selon deux modes différents, soit en «bit stream», soit en mode «sigma-delta».

En mode bit stream le convertisseur inclut une boucle de contre-réaction constituée de (figure 12) :

- * un «additionneur» qui soustrait (!) le signal de sortie du signal d'entrée afin de déterminer l'erreur d'approximation,
- * une boucle de filtrage (intégrateur du premier ordre) qui a pour mission d'extraire le contenu basse fréquence de l'erreur d'approximation,
- * une quantification sur un bit (en fait un comparateur) et une bascule flip-flop d'échantillonnage qui stocke l'état de sortie du comparateur pendant une période d'horloge,

		Contenu du registre d'entrées/sorties															
I/O Register	Addr.	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Validation																	
Sortie	4	X	X	0	0	0	0	1	1	X	X	X	X	X	X	X	X
Configuration		ADC	OC3	OC2	OC1		M3	M2	M1	SW3	SW2	SW1					
analogique	5	X	X	X	X	0	1	1	0	X	X	X	0	0	0	0	0
Front																	
positif	1	X	X	X	X	X	X	0/1	0/1	X	X	X	X	X	X	X	X
Front																	
négatif	2	X	X	X	X	X	X	0/1	0/1	X	X	X	X	X	X	X	X

Figure 7 : contenu du registre d'entrées/sorties pour la connexion des sorties du comparateur aux ports P8 et P9.

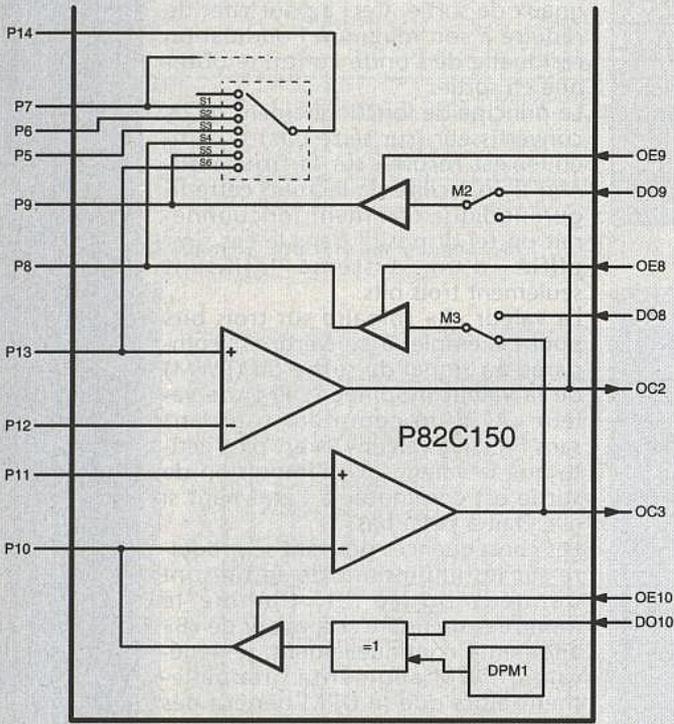


Figure 8

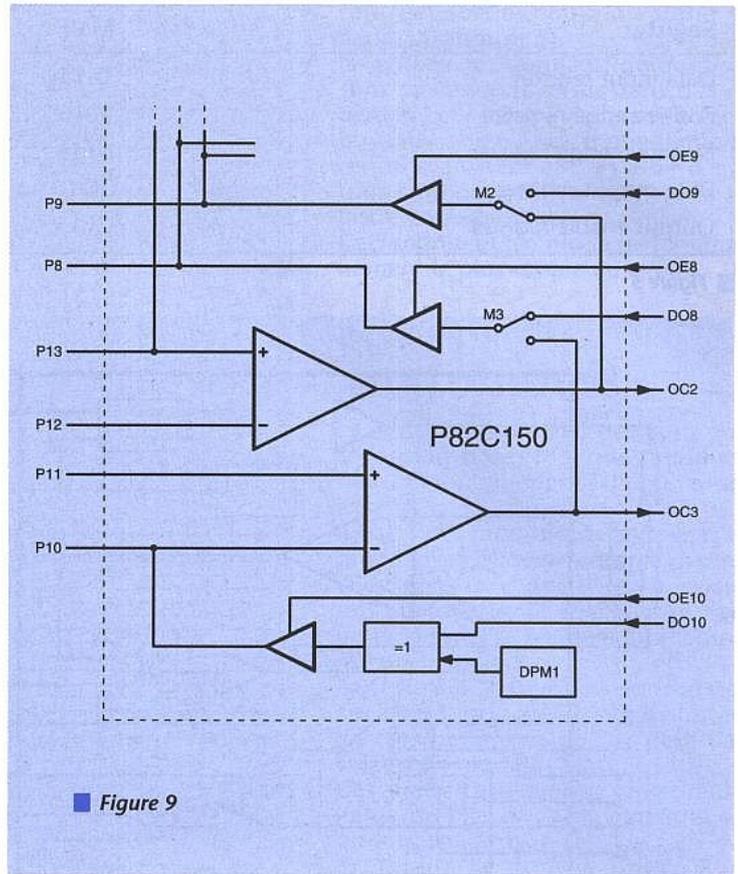


Figure 9

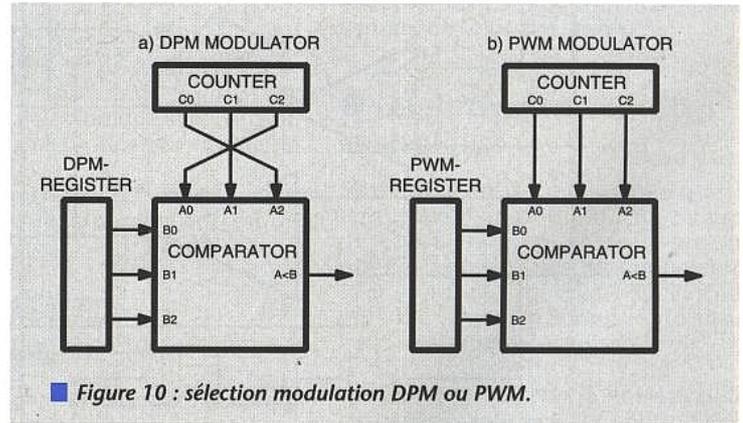
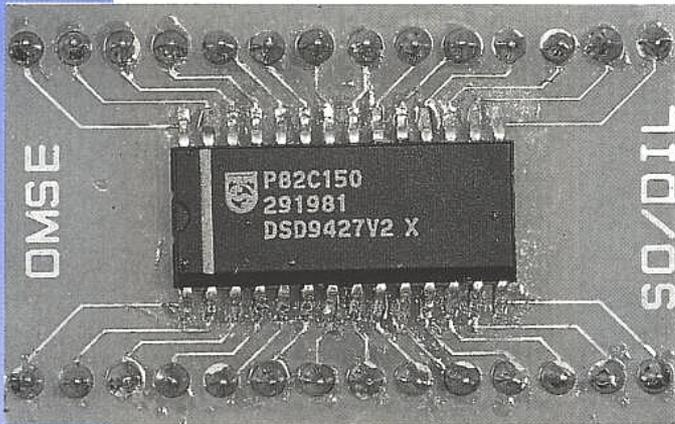


Figure 10 : sélection modulation DPM ou PWM.

* enfin, un convertisseur sur un bit qui assure la conversion du flot de données de un bit en un signal quasi analogique que l'on compare au signal analogique présent à l'entrée. Ce type de convertisseur produit des codes binaires sur un bit qui sont convertis en un code de «n» bits par le filtre de décimation numérique. La figure 13 donne un exemple de réalisation concrète de ce convertisseur et de l'étage du multiplexeur.

remarque :

La manière de chiffrer les performances de ce convertisseur sortent largement du cadre de cet article et que ceux qui sont intéressés prennent contact avec nous (via la rédaction) et nous leur fournirons tous les calculs se rapportant à ce type de conversion.

Nous voici arrivé à la fin des explications des différentes possibilités d'applications du SLIO - 82C150 -. Pour un circuit petit et peu cher, cela fait quand même beaucoup.

Maintenant, vous avez tout loisir de

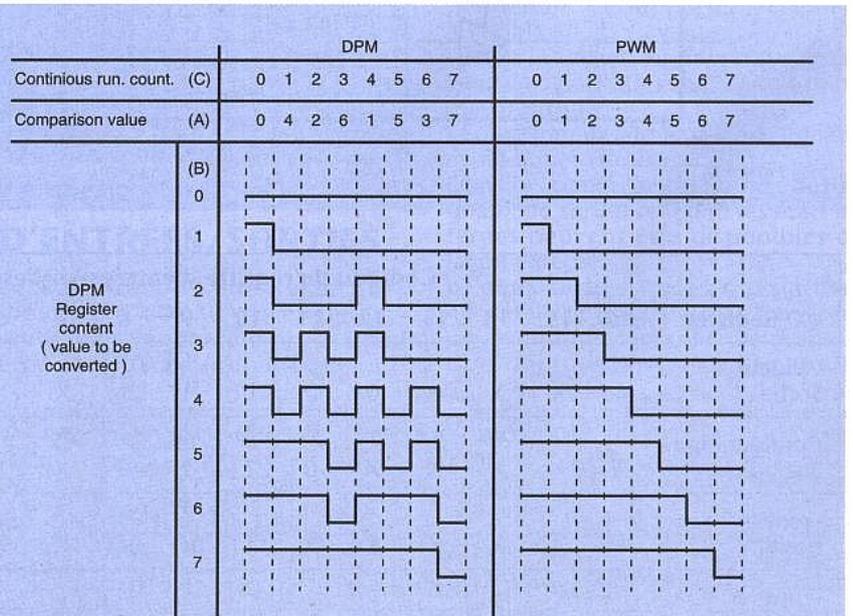


Figure 11 : formes d'ondes obtenues selon le choix DPM ou PWM.

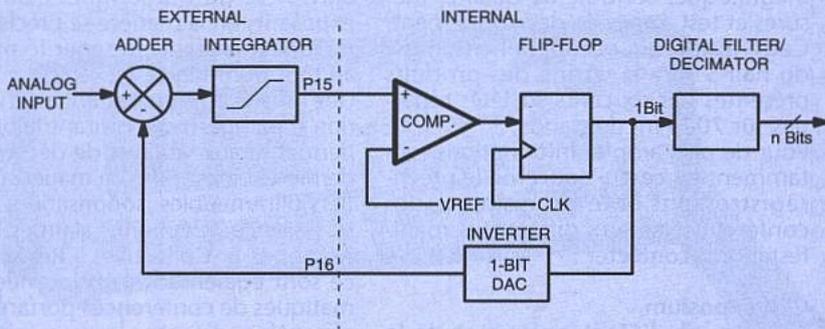


Figure 12 : principe du CAN «bitstream».

choisir vos domaines de prédilections favoris et de réaliser vos propres réseaux locaux CAN tant pour assurer des commandes TOUT ou RIEN ou encore des entrées/sorties analogiques de toute sorte.

Pour terminer aujourd'hui, nous aimerions signaler à nos lecteurs assidus que voici déjà deux ans et demis que la rédaction de ERP et nous-même, ayant pressenti, en complément du bus I2C, l'émergence de ce nouveau standard industriel de communication, avons commencé à exposer dans ces colonnes les grandes lignes et premières applications du bus CAN. Pour notre part, étant donné l'engouement actuel du marché pour le bus CAN, nous reviendrons prochainement sur des détails importants de son fonctionnement (par exemple le fonctionnement de la synchronisation bit, les calculs des temps de propagation sur le bus, notion de distance et débit ...).

A vos réseaux locaux et à bientôt donc.

Dominique PARET

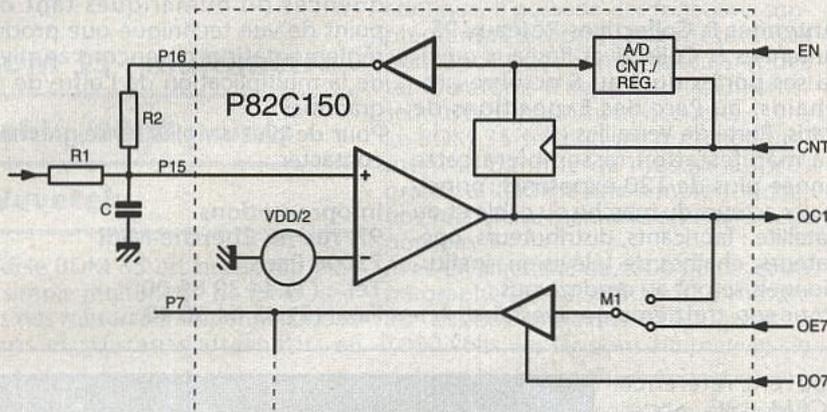
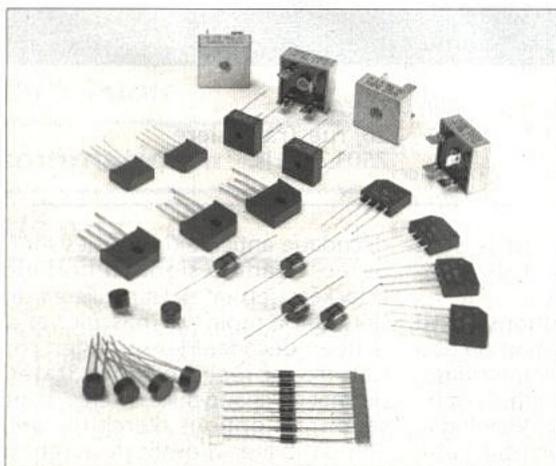


Figure 13 : les broches concernées et l'environnement nécessaire au mode CAN bitstream.

CAP SUR LA QUALITÉ
AVEC LES DIODES LITE ON (ISO 9001)
ASN LA COMPÉTENCE D'UNE ÉQUIPE

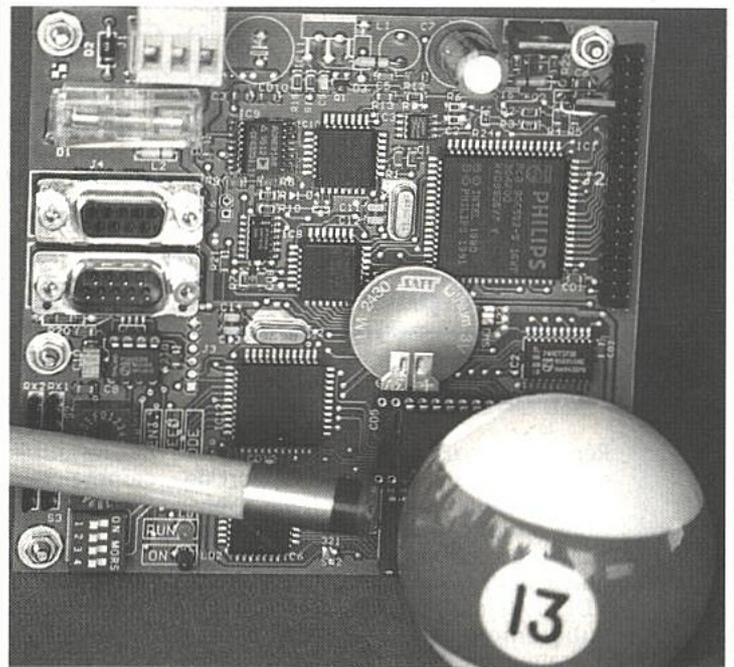


- Diodes de redressement 1A à 10A
- Diodes rapides 1A à 3A
- Ponts de diodes 1A à 35A
- Diodes SCHOTTKY 1A à 30 A
- Diodes de redressement, SCHOTTKY, T.V.S., rapides 1A, CMS

ASN ELECTRONIQUE S.A.

B.P. 48 - 94472 Boissy-St-Léger Cx - Tél. (1) 45 10 22 22 - Fax (1) 45 98 38 15
Marseille : Tél. 91 94 15 92 - Fax : 91 42 70 99

A VOUS DE JOUER !



BASE DE DÉVELOPPEMENT 80C552
avec INTERFACE CAN et I2C

SECCOM «LE REGAIN» 69780 TOUSSIEU
Tél. : 72 48 01 70 Fax : 72 48 01 71

Xtra Performance

Série XT de Wavetek



Modèle	DM23XT	DM25XT	DM27XT	DM28XT
Tous les modèles: gammes de tension CC: 200mV-1000V; tension CA: 200mV-750V; Courant CA/CC 200µA-10A (DM25XT, 27XT, 28XT: 20A pendant 60 sec); Résistance: 200Ω-2000MΩ; test de continuité et de diodes				
Capacité		2nF-2mF	2nF-2mF	2nF-20mF
Fréquence		2kHz	20MHz	2kHz
Inductance			2mH-20H	
Température	200°C-750°C			200°C-1300°C
Testeur de Sécurité	Par LEDs			
Gain de Transistor	Oui	Oui		
Test Logique	TTL/CMOS	TTL/CMOS	TTL/CMOS	
Mémoire Valeur Max			Oui	Oui
Maintien Lecture				Oui
Prix	750 F TTC	765 F TTC	815 F TTC	935 F TTC

Les multimètres numériques de la Série XT de Wavetek comprennent quatre modèles dont les spécifications sont adaptées à vos besoins spécifiques en mesure. Chaque appareil mesure non seulement la tension, le courant et la résistance, mais également beaucoup d'autres paramètres que vous rencontrez dans votre travail de tous les jours, tels que la température. De plus vous ne payez que les spécifications dont vous avez réellement besoin.

Tous les instruments sont très robustes et offrent une excellente protection. Ils sont fournis avec des cordons de



sécurité, des pinces crocodile (sauf DM 23XT), et une sonde thermocouple de type K pour les DM23 et 28XT. Un holster de protection, H30 (136 F TTC), est disponible en option. Tous les appareils sont garantis un an.

BI-WAVETEK

ELECTRONIQUE

Diffusion

59100
59000
59500
59300
59140
62000
69008
34400

ROUBAIX
LILLE
DOUAI
VALENCIENNES
DUNKERQUE
ARRAS
LYON
LUNEL

15, rue de Rome
234, rue des Postes
16, rue de la Croix-d'Or
39, avenue de Saint-Amand
19, rue du Dr Lemaire
50, avenue Lobbedez
45, rue Maryse-Bastie
155, boulevard Louis-Blanc

Tél. : 20 70 23 42
Tél. : 20 30 97 96
Tél. : 27 87 70 71
Tél. : 27 30 97 71
Tél. : 28 66 60 90
Tél. : 21 71 18 81
Tél. : 78 76 90 91
Tél. : 67 83 26 90

Fax : 20 70 38 46
Fax : 20 30 97 96
Fax : 27 87 70 71
Fax : 27 30 97 71
Fax : 28 59 27 63
Fax : 21 71 18 81
Fax : 78 00 37 99
Fax : 67 71 62 33