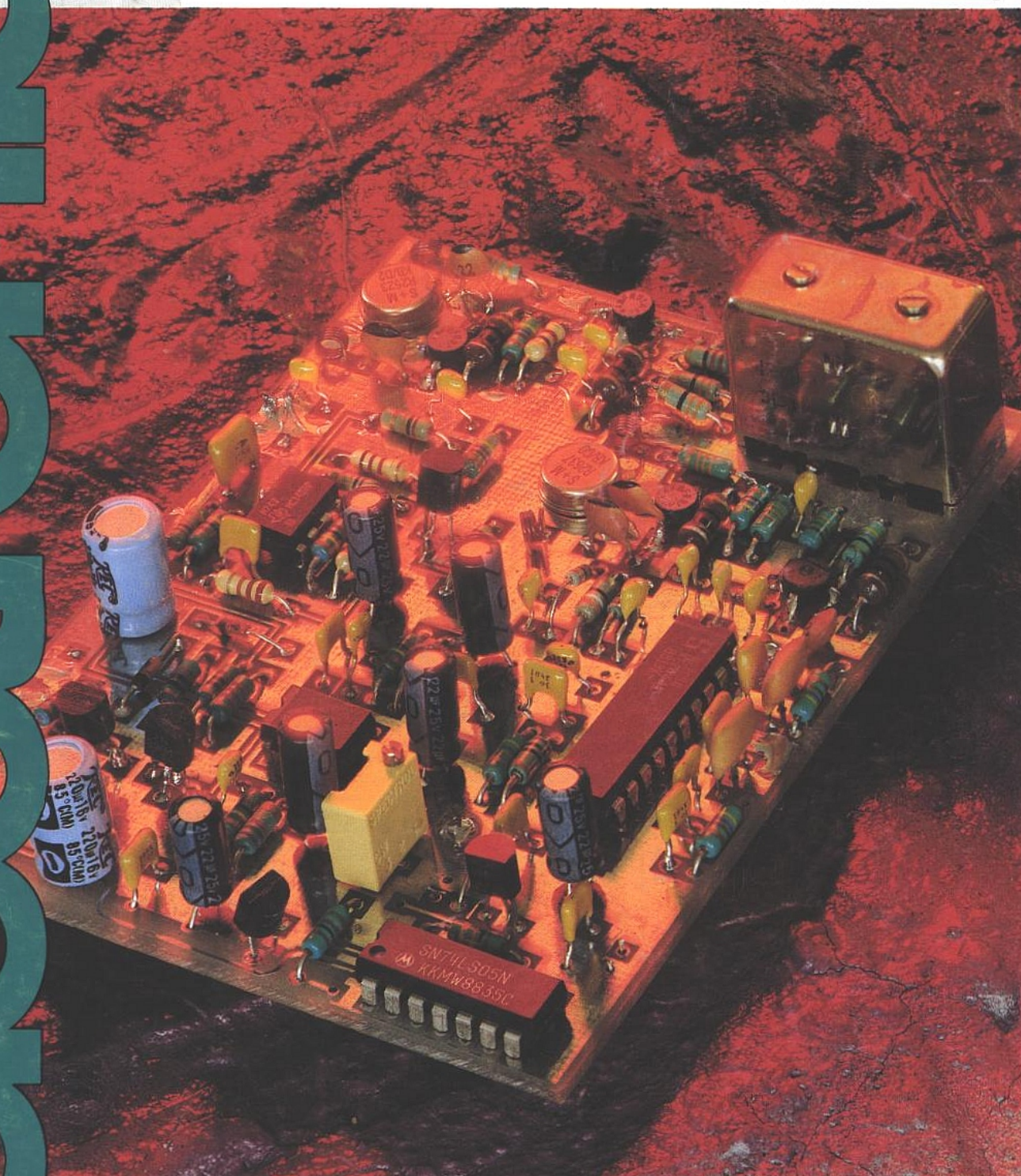


NUMÉRO 549 AOÛT 1993

RADIO PLANS

INTERPHONE SANS FILS 224,5 MHz
SERRURE CODÉE À CLAVIER
LES FILTRES MAXIM MAX 274 ET 275
APPLICATIONS DES SSM 2120 ET 22
ENTRÉES PARALLÈLES SUR PORT SÉRIE
POSTE DE COMMANDE
POUR MODÉLISME FERROVIAIRE

BELGIQUE: 155 FB - LUXEMBOURG: 155 FL - SUISSE: 6,30 FS - ESPAGNE: 160 Ptas - CANADA: \$ Can. 6,50 - ANTILES: GU. 78.00 F.



T2438 - 549 - 24,00 F



RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

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

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

Président-Directeur-Général,

Directeur de la Publication :

Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :

Bernard FIGHIERA

Rédacteur en Chef :

Claude DUCROS

Marketing/Ventes :

Jean-Louis PARBOT

Tél. : 42.00.33.05.

Inspection des Ventes :

Société PROMEVENTE - M. Michel IATCA

11, rue de Wattignies - 75012 PARIS.

Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14.

Publicité :

Société Auxiliaire de Publicité

70, rue Compans, 75019 PARIS

Tél. : 42.00.33.05

C.C.P. PARIS 37 93 60

Directeur commercial : Jean-Pierre REITER

Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU

Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT

Voir notre tarif «spécial abonnement».

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2,80 F en timbres.

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

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

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

Ce numéro a été tiré à 39 600 exemplaires

Dépôt légal août 93 - éditeur 1726

Mensuel paraissant en fin de mois.

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

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75011 PARIS -

Imprimerie SIEP Bois-le-Roi et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.

SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 15 Interface parallèle sur port série.
- 45 Un interphone sans fil sur 224,5 MHz.

REALISATIONS

- 29 Un convertisseur RS232 avec le 68HC705K1.
- 39 Modules thermomètre et luxmètre pour multimètre.
- 70 Une serrure codée à clavier.
- 73 Poste de commande pour modélisme ferroviaire.

TECHNIQUE

- 24 Le DSP 56001 Motorola (fin).
- 65 Les filtres MAXIM MAX 274/275.

CIRCUITS D'APPLICATION

- 5 Applications des SSM 2120-2122 Analog Devices.
- 59 Les circuits intégrés ERP.

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 54 Les périphériques programmables 3,3 V WSI.

CDAO

- 32 Préparation des tables Roland au phototirage

INFOS

- 14 - Nouveaux analyseurs de spectre ADVANTEST.
- Superviseur de micro-contrôleurs 80C51.
- Filtres de convertisseurs SIEMENS.
- 35 - Le TEA 1093 : circuit intégré téléphonique.
- Ensemble de développement pour 8051/Z80/HC11 ... et autres.
- 38 - TACSI : asservissement deux ou trois axes pour liaison série.
- Microhmètre programmable SEFELEC.
- MMIC AsGa MITSUBISHI.
- Moteurs pas à pas à aimant disque diphasé.

Ont participé à ce numéro :

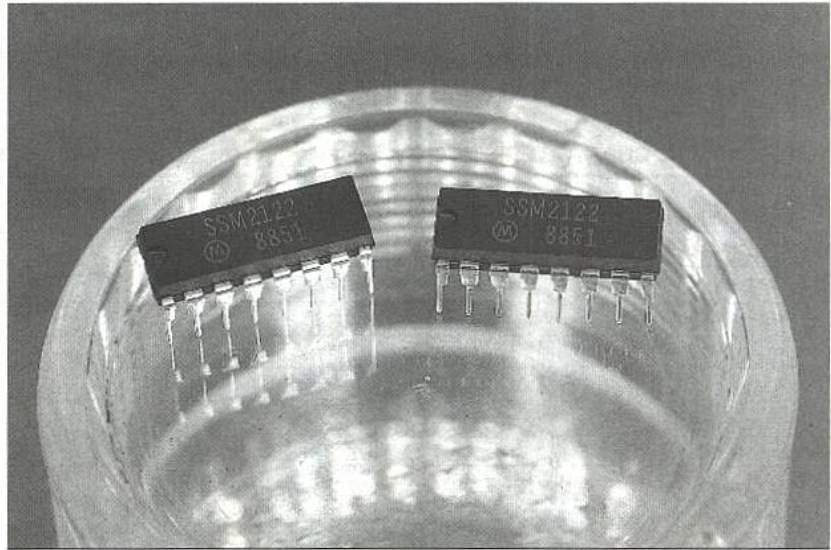
P. Achernard, J. Alary, J.-Y. Bedu, C. Broussas, E. Champeboux, F. de Dieuleveult, C. Djabian, A. Garrigou, P. Gueulle, P. Oguic, D. Paret.



Applications des SSM2120 et 2122

Les deux circuits que nous allons présenter ici sont de la même famille : le 2122 est un double VCA et le SSM2120, en plus de contenir les fonctions du 2122, offre deux redresseurs + LOG du système de contrôle.

On l'aura compris, cette petite merveille va permettre — avec très peu de composants extérieurs — de construire des processeurs dynamiques, à raison de deux sections totalement indépendantes dans un simple boîtier vingt-deux broches.



Décidément, les circuits SSM n'ont pas fini de nous étonner. Précisons d'emblée que ces pages ont uniquement pour but de vous informer sur ce produit, et qu'il serait vain d'espérer le trouver chez votre distributeur habituel dans les heures qui suivent. Par expérience, nous savons que ce n'est qu'après publication dans la presse technique d'une réalisation pratique, qu'ils envisagent de s'approvisionner pour la vente au détail. Nous ne manquerons donc pas de mettre prochainement ce circuit en service, mais commençons déjà par faire connaissance.

La **figure 1** donne l'affectation des broches pour les deux circuits, ainsi que le schéma simplifié d'une section VCA, et **figure 2** les caractéristiques électriques ainsi que les conditions maximales d'utilisation.

Chaque VCA (classe A) dispose d'une entrée et d'une sortie en courant, et de deux broches de contrôle complémentaires. L'une et l'autre ont une sensibilité de 6 mV/dB. Cela ne sera pas faire injure à ANALOG DEVICES que de rappeler que les détecteurs RMS dbx 2252 et les VCAs 2150 suivent la même loi. Ainsi, certaines chaînes préparées pour

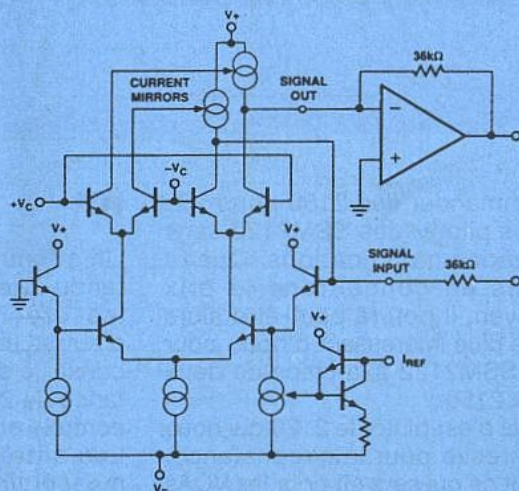
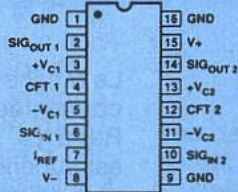
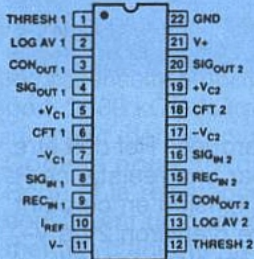


Figure 1

SSM-2120/SSM-2122

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	±18V
Operating Temperature Range	-10° to +55°C
Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature	-65° to +150°C
Maximum Current into Any Pin	10mA
Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec)	300°C

PACKAGE TYPE	Θ_{JA} (Note 1)	Θ_{JC}	UNITS
16-Pin Plastic DIP (P)	86	10	°C/W
22-Pin Plastic DIP (P)	70	7	°C/W

NOTE:

- Θ_{JA} is specified for worst case mounting conditions, i.e., Θ_{JA} is specified for device in socket for P-DIP.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = +25^\circ C$, $I_{REF} = 200\mu A$, $A_V = 1$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	SSM-2120/SSM-2122			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
POWER SUPPLY					
Supply Voltage Range		±5	-	±18	V
Positive Supply Current		-	8	10	mA
Negative Supply Current		-	6	8	mA
VCAs					
Max I_{SIGNAL} (In/Out)		±387	±400	±413	μA
Output Offset		-	±1	±2	μA
Control Feedthrough (Trimmed)	$R_{IN} = R_{OUT} = 36k\Omega$, $A_V \leq 0dB \leq -30dB$	-	750	-	μV
Gain Control Range	Unity-Gain	-100	-	+40	dB
Control Sensitivity		-	6	-	mV/dB
Gain Scale Factor Drift		-	-3300	-	ppm/°C
Frequency Response	Unity-Gain or Less	-	250	-	kHz
Off Isolation	At 1kHz	-	100	-	dB
Current Gain	$+V_C = -V_C = 0V$	-0.25	0	+0.25	dB
THD (Unity-Gain)	+10dBV IN/OUT	-	0.005	0.02	%
Noise (20kHz Bandwidth)	RE: 0dBV	-	-80	-	dB
LEVEL DETECTORS (SSM-2120 ONLY)					
Dynamic Range		100	110	-	dB
Input Current Range		0.03	-	3000	μA _{p-p}
Rectifier Input Bias Current		-	4	16	nA
Output Sensitivity (At LOG AV Pin)		-	3	-	mV/dB
Output Offset Voltage		-	±0.5	±2	mV
Frequency Response					
$I_{IN} = 1mA_{p-p}$		-	1000	-	
$I_{IN} = 10\mu A_{p-p}$		-	50	-	kHz
$I_{IN} = 1\mu A_{p-p}$		-	7.5	-	
CONTROL AMPLIFIERS (SSM-2120 ONLY)					
Input Bias Current		-	85	175	nA
Output Drive (Max Sink Current)		5.0	7.5	-	mA
Input Offset Voltage		-	±0.5	±2	mV

NOTE:

- Specifications are subject to change; consult latest data sheet.

Figure 2

commander des 2150 pourront-elles piloter des SSM2122 sans grandes modifications. Quand nous en connaissons le prix moyen, il pourra peut-être alors être plus intéressant d'opter pour un SSM2122 à la place de deux dbx 2150.

Mais c'est plutôt le 2120 qui nous intéresse pour la circonstance. Tout ce qui sera dit pour les VCAs sera néanmoins applicable au 2122.

VCA

Un atténuateur pourra bien entendu être utilisé afin d'adapter les broches de contrôles à d'autres sensibilités. Il sera alors conseillé d'opter pour une résistance de 200 Ω entre broches de contrôle et masse.

Les entrées des VCAs sont à masse virtuelle, avec tous les avantages que cela comporte (mélanges, sommes, etc.).

La broche marquée I Ref doit être connectée par une résistance R Ref à V+. La tension en ce point est supérieure d'environ 2V à V-, et le courant est alors égal à :

$$I_{Ref} = \frac{(V+) - ((V-) + 2V)}{R_{Ref}}$$

Ce courant va déterminer les courants d'entrée et de sortie des VCAs, ainsi que la consommation de ces derniers. Typiquement, I Ref est de 200 μA, un courant in-

férier réduisant la dynamique. En règle générale $I_{clip} = \pm 2 I_{Ref}$, donc avec $I_{Ref} = 200 \mu A$, $I_{clip} = \pm 400 \mu A$.

Ce courant et la tension d'alimentation du circuit déterminent les valeurs des résistances d'entrée et de sortie. Par exemple, pour $\pm 15 V$ et $\pm 400 \mu A$ maxi, choisir $R_{in} = R_{out} = 36 k\Omega$ pour une excursion de sortie de $\pm 14,4 V$. La sortie en courant est prévue pour être directement reliée à l'entrée d'un ampli op monté en convertisseur courant-tension. A noter que l'ensemble VCA + convertisseur est non inverseur. La **figure 3** montre les excellentes performances tant en distorsion qu'en bruit.

LES DÉTECTEURS DE NIVEAUX

Le SSM2120 contient deux détecteurs totalement indépendants, et constitués d'un redresseur, d'une sortie log et d'un buffer. Cet ensemble (**figure 4**) permet de détecter des niveaux d'entrée dans une gamme de 100 dB, de 30 nA à 300 mA crête à crête.

Le signal à traiter doit être relié à Rec in au travers d'une résistance série et d'un condensateur (ce dernier est nécessaire car il y a entre Rec in et masse environ 2,1 V dc). Rin doit être choisie pour un signal crête de $\pm 15 mA$. Avec une tension d'alimentation de $\pm 15 V$, cela conduit à prendre $R_{in} = 10 k\Omega$. Bien entendu, le condensateur aura une valeur en rapport avec la fréquence la plus basse que l'on souhaite laisser passer.

Une résistance R_{Ref} de $1,5 M\Omega$ entre Log Av et $-15 V$, établit un courant de référence de $10 \mu A$ pour le transistor Q2, valeur qui convient parfaitement pour la précision et la dynamique du convertisseur log. Une intégration est possible en ajoutant C av. Le taux de descente (en dB/s) est alors égal à : $333 I_{Ref}/C_{av}$. La sortie log est ensuite amplifiée, et le rapport de $39 k\Omega/1 k\Omega$ dans un non-inverseur, donne un gain de 40.

Comme nous l'avons indiqué, Rcon et la résistance de 200Ω , constituent un pont diviseur permettant d'adapter la sensibilité à la broche de commande du VCA. Le constructeur précise que si il y a de longues lignes ou des charges capacitives, il est conseillé de placer Rcon au plus près de la sortie Con Out.

Les **figures 5 et 6** montrent les performances dynamiques du

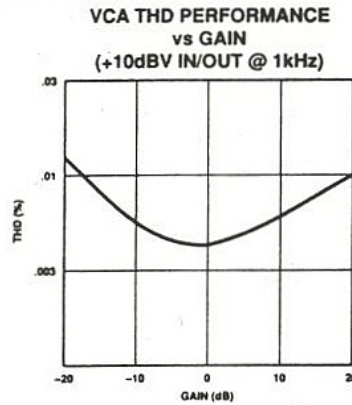


Figure 3a

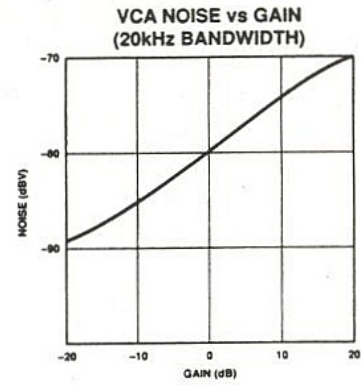


Figure 3b

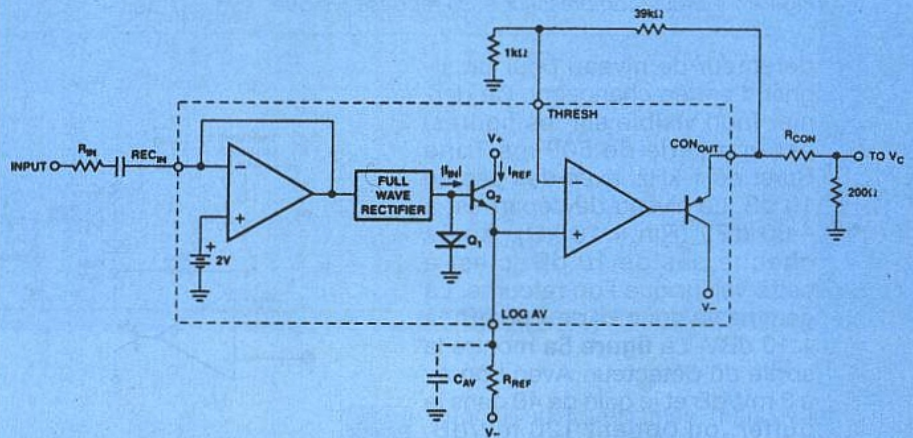


Figure 4

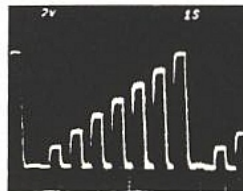


Figure 5a

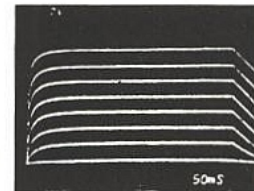


Figure 5b

	5dB	3dB	2dB	1dB
10dB Step	11.28ms	21.46	30.19	46.09
20dB Step	16.65	26.83	35.56	51.46
30dB Step	18.15	28.33	37.06	52.96
40dB Step	18.61	27.79	37.52	53.42
50dB Step			(+144μs)	
60dB Step			(+46μs)	

Settling Time (t_s) for $C_{av} = 10 \mu F$, $t_s' = t_s (C_{av}/10 \mu F)$

Figure 6

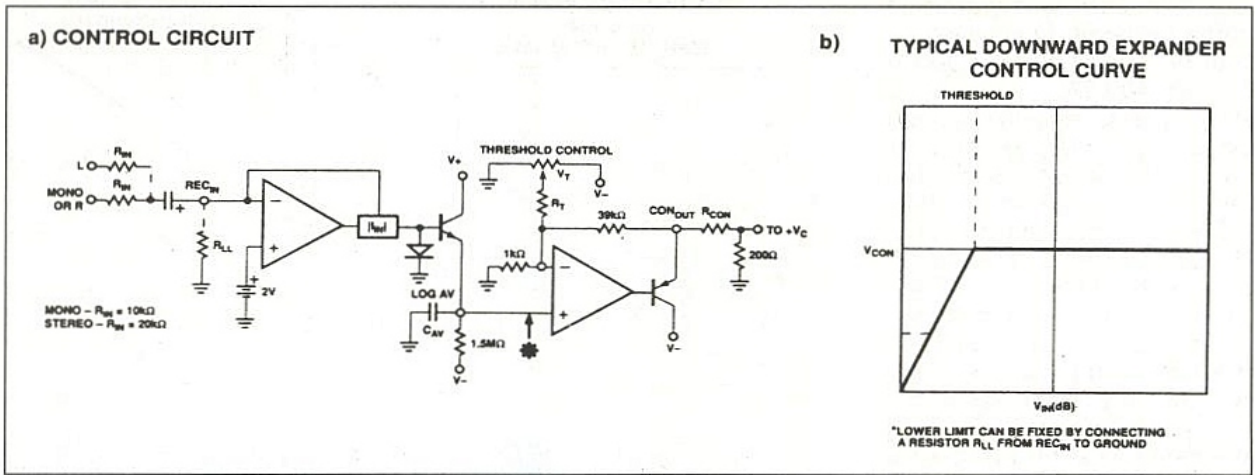


Figure 7 : circuit compresseur et sa réponse typique.

détecteur de niveau pour un signal d'entrée changeant. Ce dernier (non visible sur les figures) est une série de 500 ms Tone Burst de 1 kHz, avec des pas de 10 dB. Le niveau de départ est à -60 dBV ($R_{in} = 10\text{ k}\Omega$). Après chaque pas de 10 dB, c'est à cette valeur que l'on retourne. La gamme va donc ici de -60 dBV à +10 dBV. La **figure 5a** montre la sortie du détecteur. Avec Log av à 3 mV/dB et le gain de 40 dans le buffer, on obtient 120 mV/dB, chaque pas représentant donc des bonds de 1,2 V. En **5b**, on peut voir les temps d'attaque pour chaque pas (relevés au scope à mémoire). La **figure 6** en donne les valeurs pour les approches de 5 à 1 dB et avec C_{av} de 10 μF . Le calcul pour une autre valeur de C_{av} se fera simplement en multipliant les résultats du tableau par $C_{av}/10\ \mu\text{F}$.

APPLICATIONS

On se doute qu'un tel circuit comprenant deux VCAs et deux détecteurs dans un même boîtier, ouvre la porte à de multiples applications. Nous en avons sélectionné

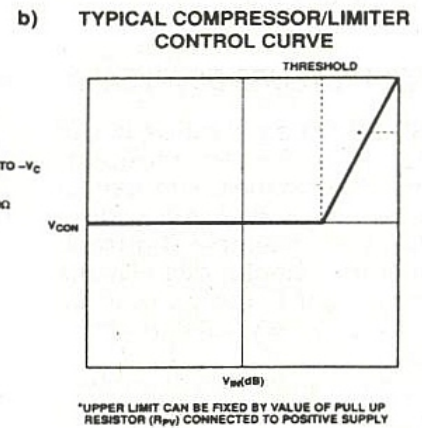


Figure 8

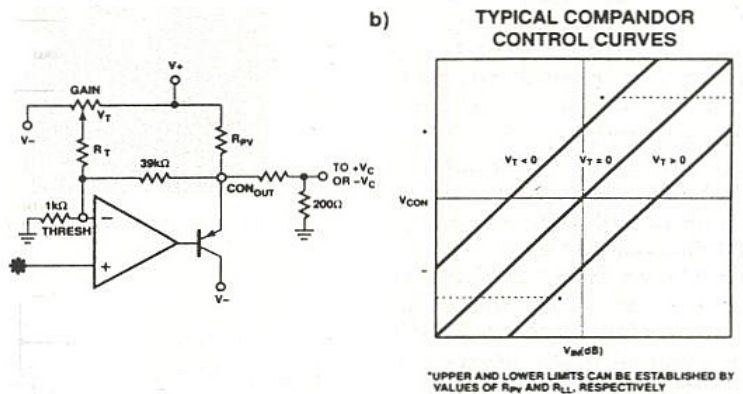


Figure 9

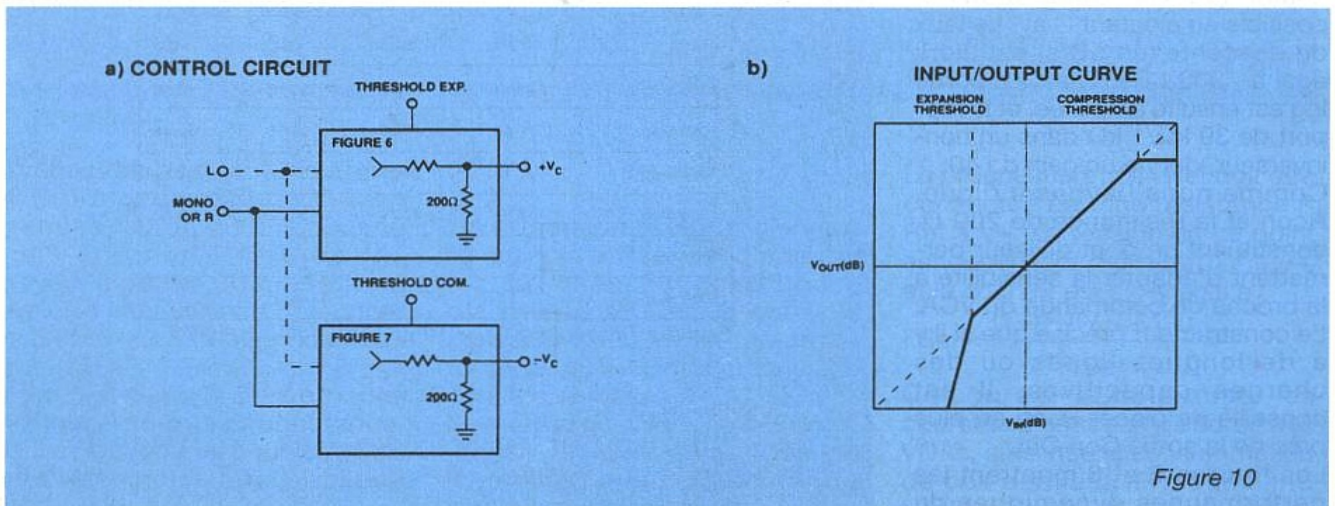
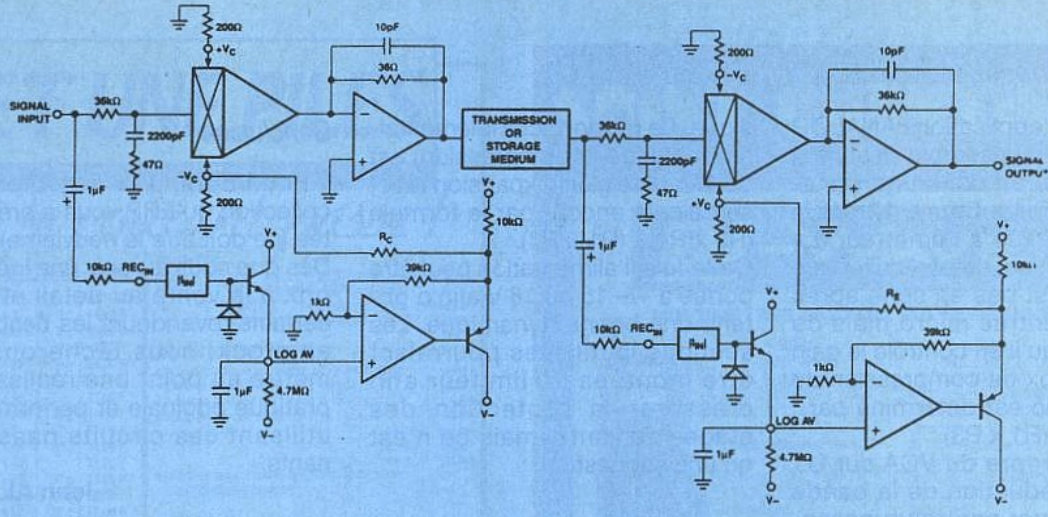


Figure 10



INPUT SIGNAL INCREASE (dB)	GAIN (REDUCTION OR INCREASE) (dB)	COMPRESSOR ONLY OUTPUT SIGNAL INCREASE (dB)	EXPANDER ONLY OUTPUT SIGNAL INCREASE (dB)	COMPRESSION/ EXPANSION RATIO	R _C E Ω	ΔV CONTROL (mV/dB)
20	6.67	13.33	22.67	1.5:1	11.800	2.0
20	10.00	10.00	30.00	2:1	7.800	3.0
20	13.33	6.67	33.33	3:1	5.800	4.0
20	15.00	5.00	35.00	4:1	5.133	4.5
20	16.00	4.00	36.00	5:1	4.800	4.8
20	17.33	2.67	37.33	7.5:1	4.415	5.2
20	18.00	2.00	38.00	10:1	4.244	5.4
20	20.00	0	40.00	AGC/Limiter	3.800	6.0

*AGC for Compression Only

Figure 11

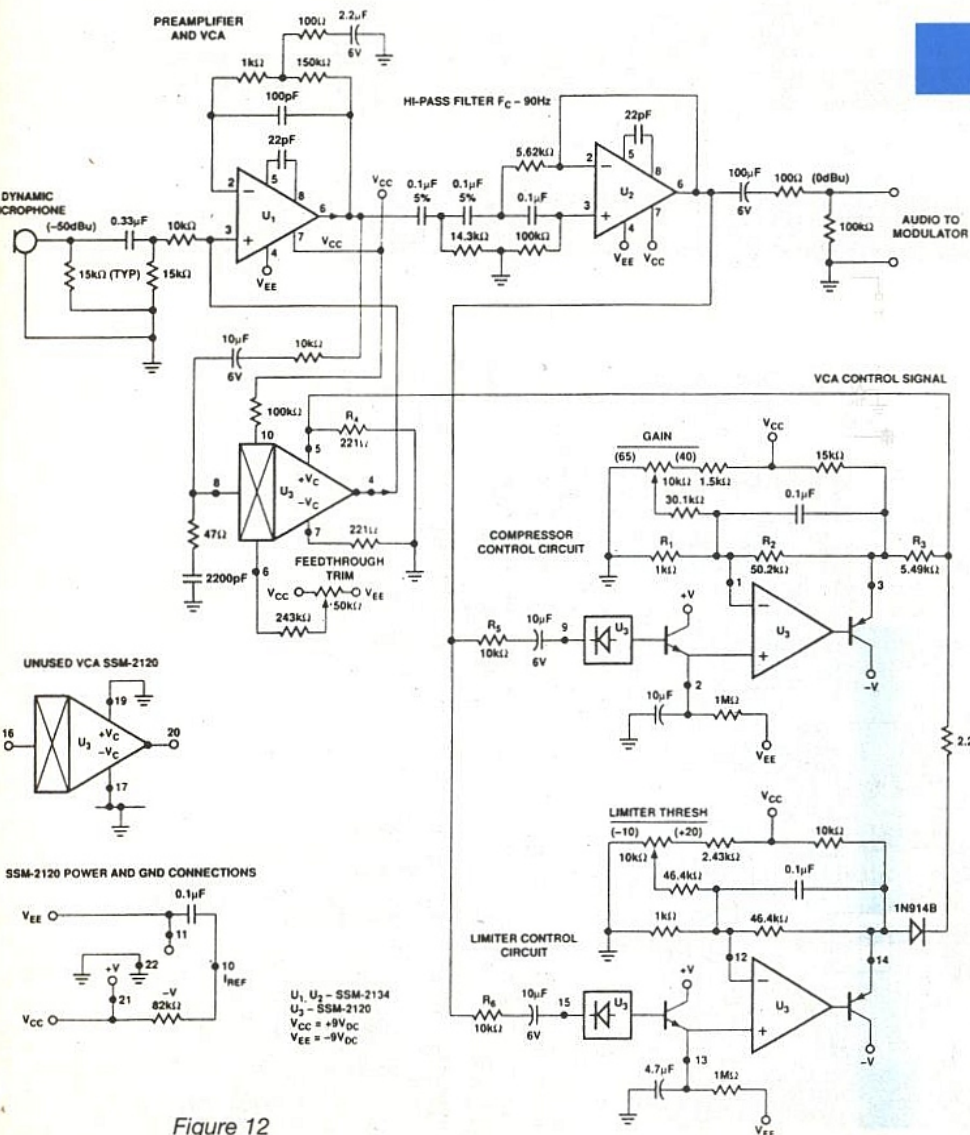


Figure 12

tionné quelques-unes, mais avant voici trois montages de base : expandeur (figure 7) ; compresseur (figure 8) et compandeur (figure 9), pour le circuit détecteur seul.

Nous avons marqué le point Log AV d'une étoile sur la figure 7 : la partie située à gauche étant toujours identique sur les deux autres figures.

Ces montages permettront — après adaptation en fonction des buts recherchés — d'envisager de nombreuses « chains » aptes à piloter les VCAs.

La figure 10 montre comment organiser les deux « chains » des figures 6 et 7 pour construire un compresseur-noise gate stéréo. La figure 11 est très intéressante car elle présente cette fois un système complet de compression-expansion, et le tableau associé donne, entre autres indications, les valeurs à utiliser pour Rc et Re en fonction du taux de compression (ou d'expansion) souhaité. Il ne faudrait pas oublier que ce schéma ne nécessite qu'un seul SSM 2120, vingt-deux résistances, huit condensateurs et un ampli op double (NE 5532 par exemple) !

On pourrait intercaler entre les deux sections une piste de magnétophone, ou tout autre système n'aimant pas la surmodulation.

Pour terminer, nous avons extrait

des docs d'applications ANALOG DEVICES un ensemble destiné à réduire le bruit dans une transmission HF. La **figure 12** est la partie réservée à l'émetteur. Le montage a ceci de particulier que le VCA n'est pas en série après l'étage d'entrée micro mais de telle sorte qu'il en contrôle le gain avec un taux de compression de 2/1. Le ratio est déterminé par : $(R2 \times R4) / (R1 \times R3)$.

L'action propre du VCA sur U1 est sans réduction de la bande passante, par contre un passe-haut du troisième ordre à 90 Hz réduit la distorsion aux basses fréquences causée par le circuit de contrôle du VCA.

On notera également que pour réduire au maximum la consommation (l'émetteur est en général alimenté par batterie), les broches 17 et 18 du second VCA inutilisé, sont portées à la masse. Une seconde « chain » vient s'ajouter à celle de la compression pour la fonction limiteur, dont le seuil est ajustable entre -10 et +20 dB.

Un petit circuit tout simple est donné **figure 13**. Construit autour d'un NE555 monté en oscillateur astable à 25 kHz suivi d'un redressement et d'un filtrage, il permet d'obtenir les -9 V/15 mA nécessaires à l'alimentation symétrique exigée par le circuit émetteur, qui pourra ainsi se contenter d'une seule pile de 9 V. Pour le récepteur (**figure 14**), le circuit d'expansion est plus clas-

sique. Le rapport (complémentaire à celui de la compression) est de 1/2, et le gain (expansion ratio) se calcule encore par la formule $(R2 \times R4) / (R1 \times R3)$.

Cette fois, l'alimentation peut être portée à +/- 15 ou 18 V afin d'obtenir une bonne dynamique. Les sections inutilisées pourraient être montées en limiteur afin d'assurer la protection des étages suivants, mais ce n'est qu'une suggestion.

Conclusion

« Et un SSM, un » à ajouter à la collection qu'ERP vous a présentée (ce doit être le neuvième). Dès que nous aurons une idée de prix à la vente au détail et que certains revendeurs le tiendront en stock, nous tâcherons de mettre au point une réalisation pratique originale et performante utilisant ces circuits passionnants.

Jean ALARY

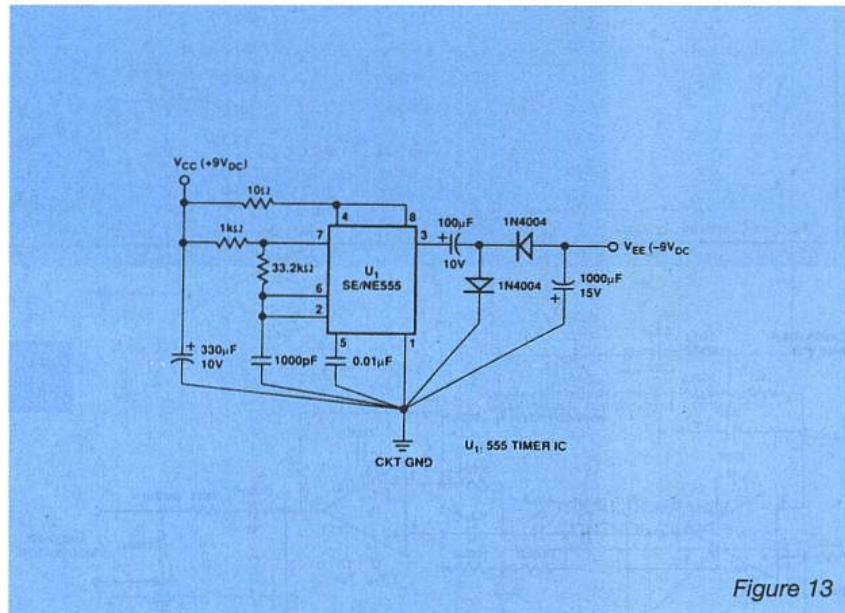


Figure 13

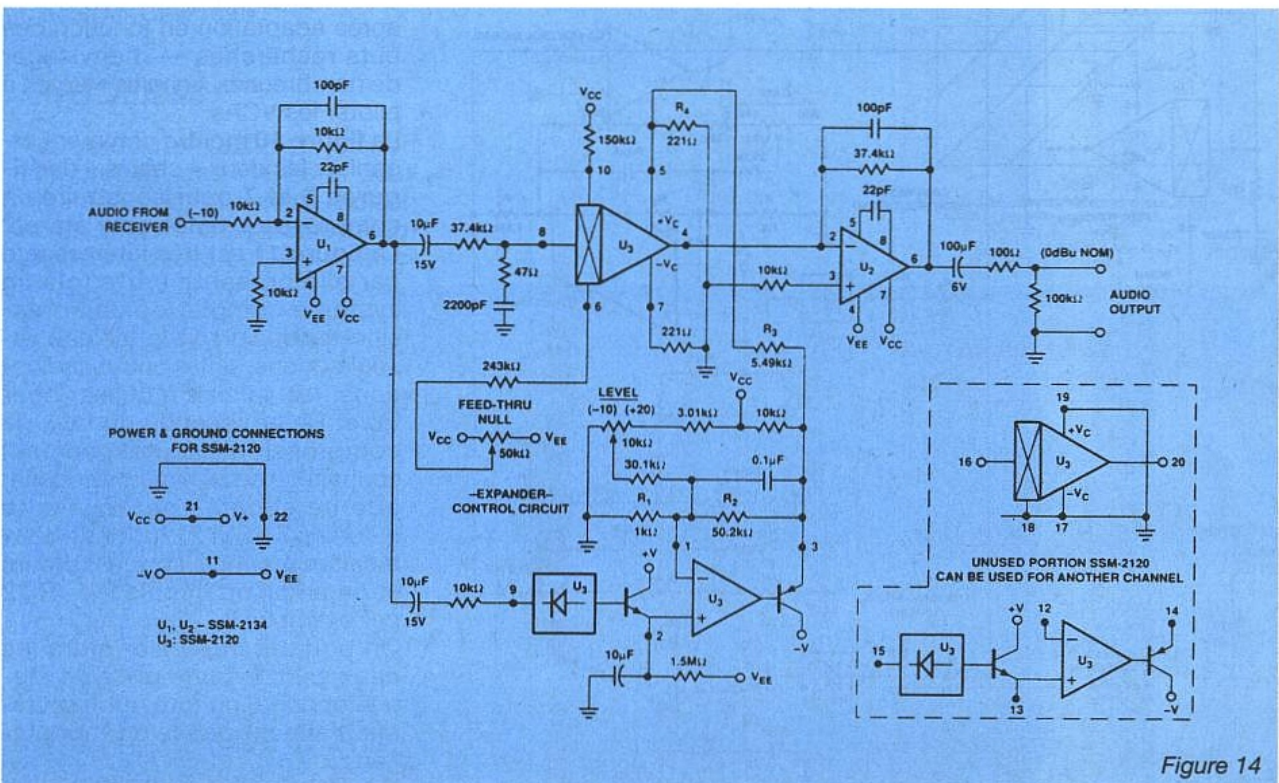


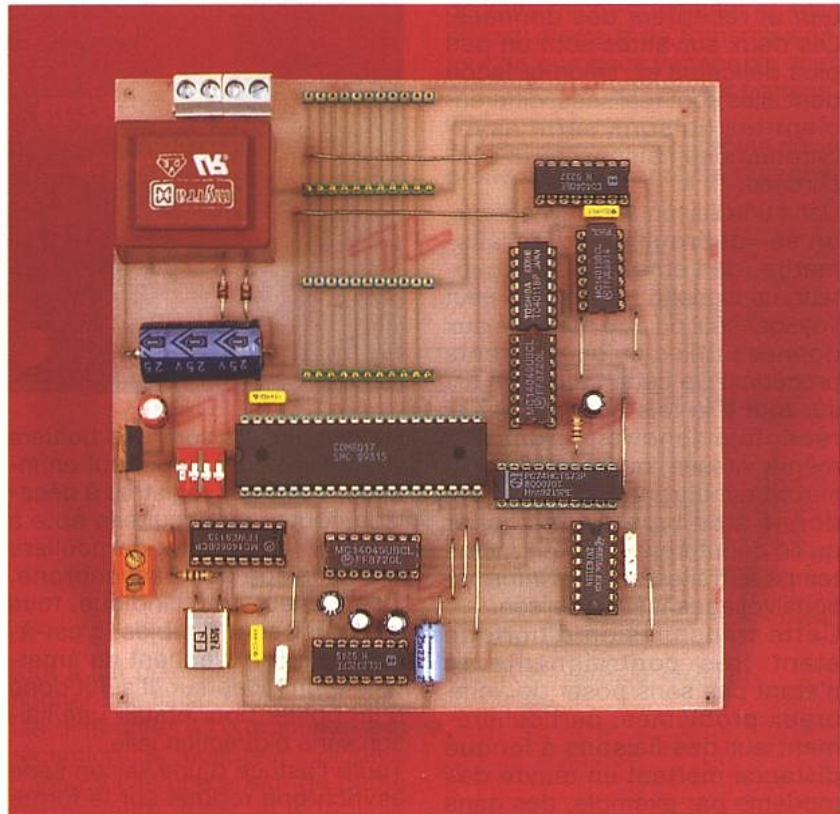
Figure 14

Interface d'entrée parallèle universelle sur port série

Si la réalisation de sorties parallèles à partir d'un micro-ordinateur ne pose généralement pas trop de problèmes grâce à l'utilisation de son port imprimante, la réalisation d'entrées parallèles est toujours plus délicate.

*Bien sûr, diverses solutions existent et certaines d'entre elles vous ont d'ailleurs été proposées par le passé dans *Electronique Radio-Plans*. Elles nécessitent cependant soit de recourir à une carte interface imprimante bidirectionnelle, ce qui n'est pas encore le cas de la majorité d'entre elles, soit de modifier une carte existante, ce qui n'est pas sans risque.*

En outre, sur les micro-ordinateurs qui ne disposent pas d'une interface imprimante de type parallèle 8 bits, appelée encore interface «Centronics», ces solutions ne sont évidemment pas utilisables.



Nous vous proposons donc aujourd'hui de réaliser un système, simple et peu coûteux, qui se connecte sur le port série RS 232 de tout micro-ordinateur, et donc non pas seulement des compatibles PC. Ce montage permet, sans aucun logiciel spécialisé, de faire l'acquisition de 1 à 64 voies parallèles avec un maximum de confort et de sécurité. Malgré ces possibilités intéressantes, aucun microcontrôleur ou composant micro-programmé n'y est utilisé, ce qui place cette réalisation à la portée de tous puisqu'elle ne fait appel qu'à des circuits logiques ordinaires, utilisés astucieusement il est vrai.

Les liaisons séries asynchrones

Afin que vous puissiez suivre avec un maximum de profit l'exposé du principe de fonctionnement de notre montage, il nous semble opportun de faire un petit rappel de principe relatif aux liai-

sons séries asynchrones et à leurs circuits d'interface indissociables que sont les UART.

Contrairement à ce qui se passe pour une liaison parallèle où l'on utilise un fil par bit à transmettre, dans une liaison série un seul fil est utilisé. Les bits d'information sont donc transmis les uns à la suite des autres, à une cadence régulière bien sûr.

Afin que les équipements connectés aux deux extrémités de la liaison puissent se comprendre, il faut, bien évidemment, respecter un certain nombre de contraintes qui découlent plus du simple bon sens que de notions techniques complexes. Il faut, en effet :

- que l'émetteur et le récepteur utilisent le même mode de codification des données,
- que l'émetteur et le récepteur traitent les données série de la même façon (bit de poids fort en tête ou en fin par exemple),
- que l'émetteur et le récepteur

des données travaillent à la même vitesse,
- que l'émetteur et le récepteur soient synchronisés, d'une façon ou d'une autre, afin que le récepteur sache à quel instant démarre l'émission.

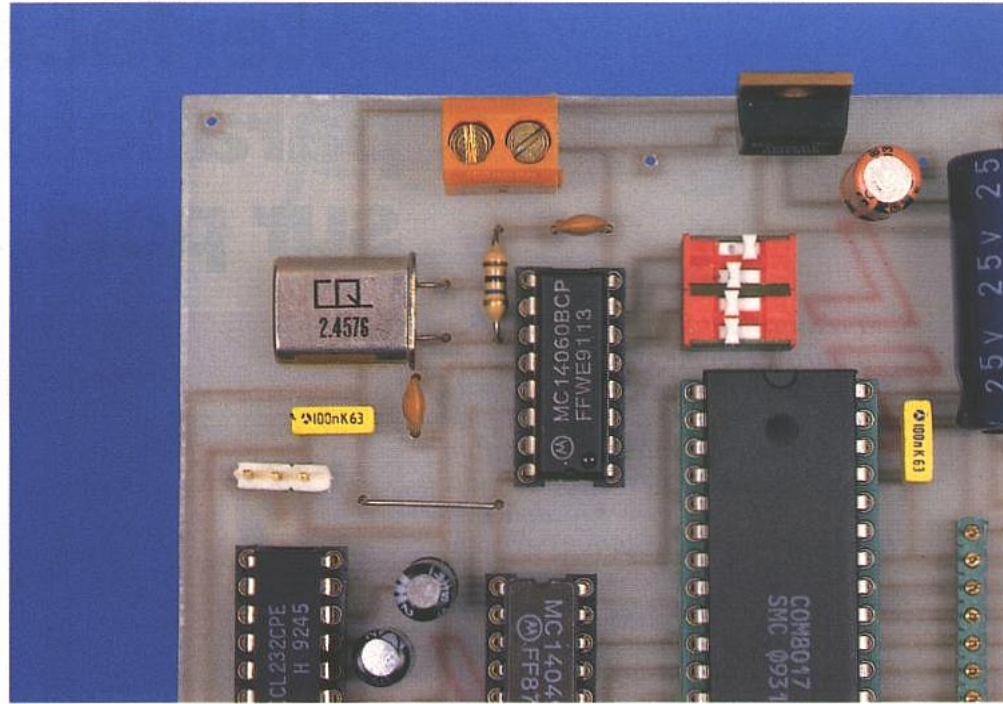
Les deux premières conditions sont faciles à remplir puisqu'elles ne reposent, en fait, que sur un accord de principe entre émetteur et récepteur des données. Les deux suivantes sont un peu plus délicates et, selon la façon dont elles sont réalisées, différencient les liaisons série asynchrones des liaisons série synchrones.

Dans une liaison série synchrone, on se «débrouille» pour transmettre, de l'émetteur au récepteur, un signal d'horloge qui peut voyager seul ou être mélangé aux données utiles selon différents procédés. De cette façon, on est sûr tout à la fois qu'émetteur et récepteur fonctionneront à la même vitesse, mais aussi qu'ils seront synchrones (d'où le nom donné à ce type de liaison) et qu'ils débiteront donc en même temps le traitement des informations voyageant sur la liaison.

Cette transmission d'horloge étant très contraignante et n'étant pas sans poser de nombreux problèmes, particulièrement sur des liaisons à longue distance mettant en œuvre des modems par exemple, des gens astucieux ont imaginé le principe des liaisons série asynchrones, très largement employées de nos jours.

La liaison série asynchrone est une liaison série et respecte donc les principes vus ci-avant, à savoir même mode de codage à l'émission et à la réception et ordre d'envoi des données identiques. Chaque extrémité de la liaison travaille aussi à la même vitesse mais, cette fois-ci, les oscillateurs d'horloge utilisés ne sont plus synchronisés par un signal externe. Même s'ils sont pilotés par quartz, ce qui est quasiment toujours le cas, ils ne peuvent donc jamais être exactement à la même fréquence et, surtout, n'ont aucune relation de phase entre eux.

C'est là qu'interviennent les circuits d'interface spécialement développés pour gérer de telles liaisons, circuits qui ont pour nom UART ce qui signifie «Universal Asynchronous Receiver Transmitter» ou encore émetteur récepteur universel de données asynchrones.



De tels circuits sont des boîtiers d'interface qui comportent en interne, outre des registres à décalage, toute une circuiterie apte à générer les signaux particuliers d'une liaison série asynchrone. Comme leur nom l'indique, tous les UART sont doubles, c'est-à-dire qu'ils contiennent un émetteur et un récepteur. Il suffit donc d'un boîtier pour établir une liaison série bidirectionnelle. Toute l'astuce d'une liaison série asynchrone repose sur la forme des signaux envoyés, signaux qui permettent une re-synchronisation du récepteur sur chaque caractère reçu. Examinez la **figure 1**

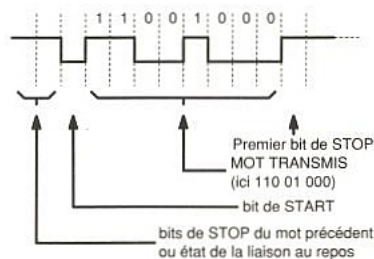


Fig. 1 : Aspect d'un caractère transmis sur une liaison série asynchrone.

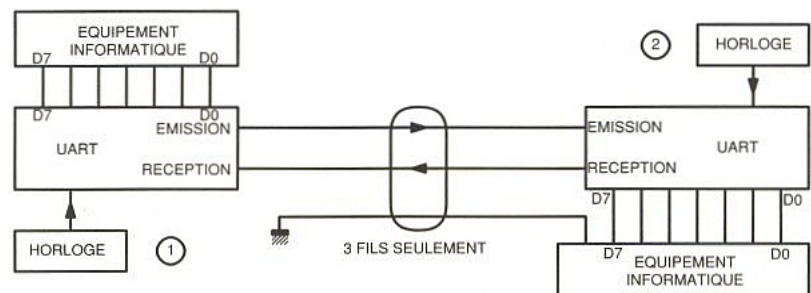


Fig. 2 : Synoptique d'une liaison série asynchrone type.

qui représente la transmission asynchrone de l'octet 11001000. Au repos, la ligne de transmission est à l'état logique haut. La transmission débute par le passage à 0 de cette ligne pendant une période de l'horloge de transmission, ce qui constitue le bit de start ; les bits du mot à transmettre ou bits «utiles» sont ensuite envoyés derrière ce bit de start puis la ligne passe à nouveau à l'état haut pendant une ou deux périodes d'horloge pour constituer ce que l'on appelle le ou les bits de stop.

En d'autres termes, chaque caractère transmis est encadré par deux bits particuliers qui en précisent le début et la fin. Ces bits sont automatiquement mis en place et enlevés par les circuits UART.

Comme le montre la **figure 2**, les horloges d'émission et de réception sont appliquées directement sur les UART (parfois même elles sont intégrées dans ces boîtiers) et c'est grâce à cela qu'une telle liaison peut fonctionner. En effet,

à l'aide du bit de start, l'UART récepteur se synchronise sur le signal reçu et vient analyser chaque bit reçu au milieu de sa durée théorique comme le montre la **figure 3** ; il ne suffit plus

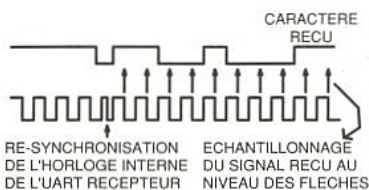


Fig. 3 : Principe de la synchronisation et de l'échantillonnage des données.

alors que les fréquences des horloges émettrice et réceptrice soient assez voisines pour ne pas produire un décalage trop important sur la durée d'un mot transmis pour que tout se passe bien. Précisons que les horloges appliquées sur les UART ne sont jamais égales aux fréquences de transmission, mais en sont en général des multiples par 16 afin de faciliter le travail de la logique interne des circuits et, surtout, les phases de synchronisation et d'échantillonnage des bits reçus au milieu de leur durée théorique. Sur de nombreuses liaisons série asynchrones et afin de disposer d'un moyen simple de contrôle de l'exactitude de la transmission, on introduit en outre la notion de parité grâce à l'envoi d'un bit supplémentaire réservé à cet effet.

Le principe de ce bit de parité est le suivant : on compte les bits utiles du caractère transmis (c'est-à-dire les bits du caractère transmis seulement et non le start et le ou les stops) et selon que leur nombre est pair ou impair, on met à 1 ou à 0 le bit de parité. Ce travail est fait à l'émission et le bit de parité est donc émis comme faisant partie du caractère transmis. A la réception, on refait le même compte et on compare la parité ainsi obtenue avec celle reçue. Si elles sont différentes, il y a certainement eu erreur dans la transmission. S'il y a identité, cela ne veut pas dire que la liaison s'est bien passée à 100% car deux bits peuvent avoir changé d'état en sens contraire simultanément, mais cela donne tout de même une indication relative quant à sa qualité.

Cette parité peut être paire ou impaire. En parité paire, le bit de parité est mis à 1 si le nombre de bits utiles à 1 du caractère transmis est pair, elle est mise à 0

dans le cas contraire. En parité impaire, c'est évidemment l'inverse qui se produit.

Ces bits de parité sont générés automatiquement, sur simple demande de votre part, par les UART et sont également contrôlés automatiquement par ces mêmes circuits lors de la réception d'un caractère. Une erreur de parité est alors signalée par le passage à 1 ou à 0 d'une patte du boîtier.

La présence et le traitement de ces bits de parité n'ont rien d'obligatoires et on peut les rencontrer ou non sur toute liaison série asynchrone. Il est même

Tout ceci vous est évidemment totalement transparent tant que vous utilisez le port série de votre micro-ordinateur à partir d'un logiciel adéquat pour dialoguer avec un périphérique lui-même prévu pour cela. En effet, le logiciel «driver» de votre port série ou de votre périphérique se charge de tout le dialogue avec l'UART contenu sur la carte d'interface de votre micro-ordinateur et, sauf en cas d'erreur de transmission, tout ce que nous venons de vous présenter est totalement transparent.

Nous allons voir néanmoins dès à présent, avec l'analyse du sché-

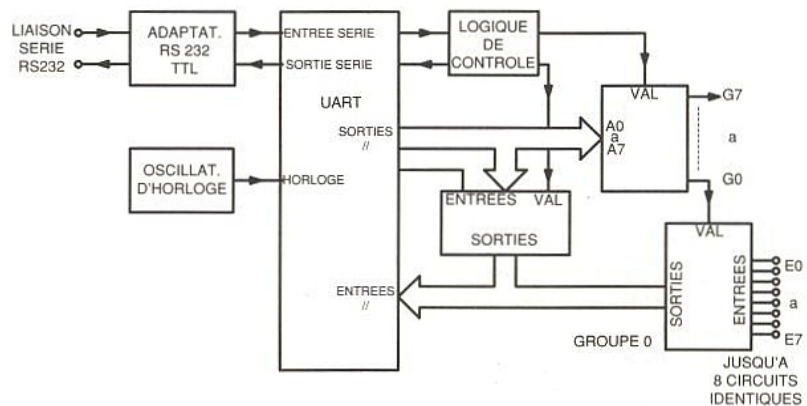


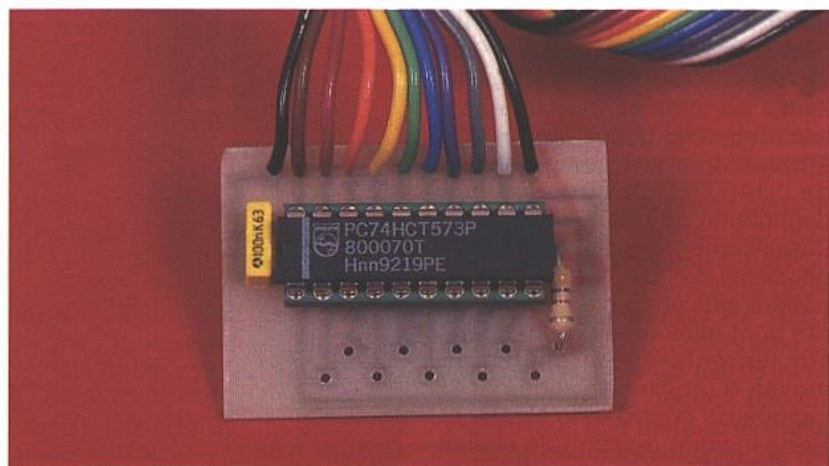
Fig. 4 : Synoptique de notre montage.

tout à fait possible de faire fonctionner une liaison avec des parités différentes à l'émission et à la réception ; le récepteur indiquera dans ce cas une erreur de parité permanente, mais, si le logiciel associé est bien écrit, il ne se bloquera pas et recevra tout de même les caractères correctement. De même, il est possible d'envoyer des caractères avec parité à des appareils incapables de traiter cette dernière. Bien sûr, lorsque c'est possible, il est préférable de travailler comme il faut et de programmer les mêmes parités en émission et en réception pour conserver à ce bit toute sa signification.

ma de notre montage, que cet exposé était loin d'être inutile.

Synoptique de notre interface

La **figure 4** présente le synoptique détaillé retenu pour notre montage. La liaison série asynchrone en provenance du micro-ordinateur arrive tout d'abord sur un circuit d'interface RS232 - TTL. En effet, comme vous le



savez sans doute, l'immense majorité des liaisons de ce type s'effectue selon la norme RS 232 et il est donc nécessaire d'effectuer une conversion de niveau. Remarquez dès à présent que la liaison réalisée est bidirectionnelle, notre montage ne se contente pas en effet d'envoyer ses données au micro-ordinateur, mais dialogue avec lui comme nous le verrons dans un instant.

Les données aux niveaux TTL sont ensuite appliquées à un UART, mais à ce stade de l'exposé ce n'est pas vraiment une surprise ! Cet UART reçoit évidemment un signal d'horloge commutable sur plusieurs valeurs afin de permettre plusieurs vitesses de transmission.

Avant de poursuivre la présentation de ce synoptique, voyons comment se passe une phase d'acquisition de données avec notre montage, ce qui vous permettra de comprendre très facilement la raison d'être de la logique qui entoure l'UART. Les 64 entrées (maximum) permises sont divisées en 8 groupes de 8, numérotés arbitrairement de 0 à 7. Pour lire l'état d'un groupe, le micro-ordinateur envoie au montage, via sa liaison série, le numéro du groupe désiré. Le montage répond alors par deux mots successifs : le premier est l'état des huit lignes du groupe sélectionné et le second mot est un mot de contrôle de qualité de la liaison. Il contient en retour l'inverse du numéro de groupe demandé et le bit de parité de l'UART. La bonne réception de ce mot de contrôle permet ainsi de s'assurer de la validité ou non de la liaison, ce qui peut être très utile si l'on travaille en milieu perturbé (environnement industriel avec machines tournantes par exemple).

Ceci étant vu, les données parallèles issues de l'UART véhiculent donc le numéro du groupe à acquérir. Elles sont appliquées à un décodeur 1 parmi 8 qui à son tour valide l'un des 8 circuits des données.

Les sorties du circuit ainsi validé attaquent les entrées parallèles de l'UART afin d'être émises à destination du micro-ordinateur. Parallèlement à cela, les sorties parallèles de l'UART ainsi que sa patte d'indication d'erreur de parité sont elles aussi ré-injectées sur les entrées parallèles au moyen d'un circuit validé par la logique de contrôle du système. Cette logique de contrôle réalise les fonctions suivantes. Dès ré-

ception d'un mot de données, elle valide le circuit d'entrée du groupe sélectionné et ordonne l'émission par l'UART des données qu'il reçoit alors sur ses entrées. Elle invalide ensuite ce circuit pour valider le circuit de renvoi des données reçues et de la parité et ordonne à nouveau une émission par l'UART. Deux mots successifs sont donc bien envoyés au micro-ordinateur comme expliqué ci-avant.

Cette logique est, bien évidemment, la partie la plus délicate de tout le montage. Comme elle ne fait appel qu'à quelques boîtiers logiques CMOS courants ne coûtant que quelques francs, elle ne justifiait toutefois pas le recours à un quelconque microcontrôleur, fût-il très simple.

SCHÉMA DE NOTRE INTERFACE

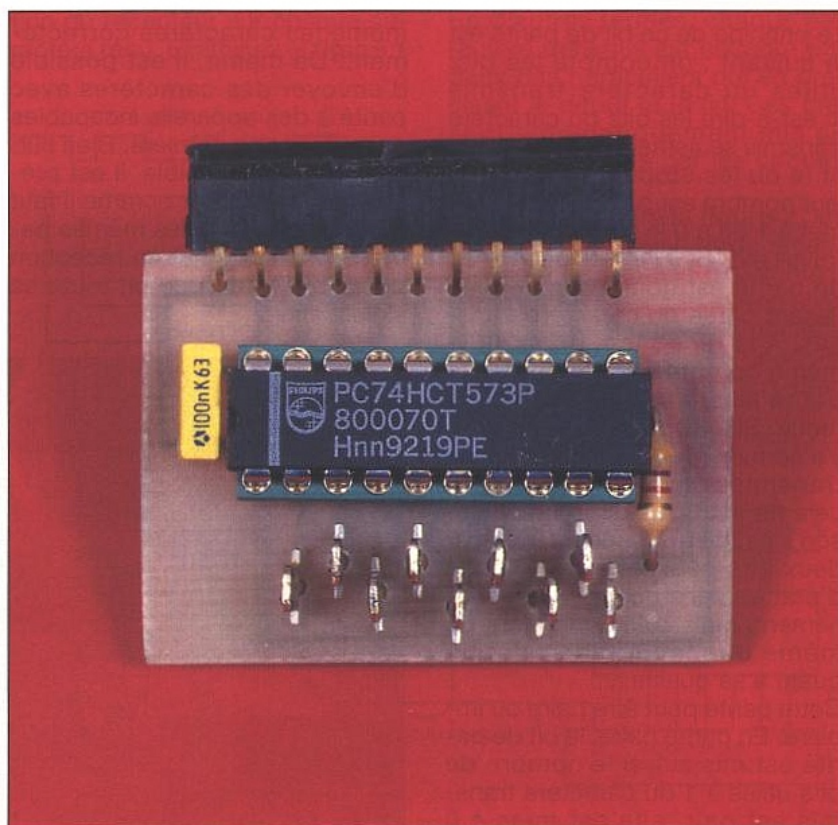
Le schéma du cœur de notre interface vous est présenté **figure 5**, tandis que celui des modules de groupe, qui se résume à un seul circuit intégré, apparaît **figure 6**.

Si vous avez bien suivi l'exposé d'analyse du synoptique réalisé ci-avant, l'étude de ces schémas doit vous être particulièrement facile.

IC1 est le circuit d'interface RS 232 - TTL. C'est un classique

MAX 232 ou une de ses nombreuses secondes sources, ce qui nous permet d'alimenter tout le montage sous une tension unique de 5 V et de disposer pourtant de vrais niveaux RS 232 en sortie. Rappelons en effet, que le MAX 232 intègre en interne deux convertisseurs statiques de tension capables de produire du + et - 9 V à partir de sa seule alimentation 5 V. Ces convertisseurs sont des modèles à capacités commutées ; capacités qui ne sont autres que C1, C5, C6 et C7. L'UART n'est autre que IC2. Un certain nombre de ses pattes de contrôle ont leurs niveaux fixés à la masse ou au + 5 V pour le configurer comme c'était nécessaire pour cette application. Ainsi est-il programmé de façon fixe sur une transmission avec 8 bits de données, 1 bit de stop et une parité impaire. Il faudra donc en tenir compte au niveau de la configuration du port série du micro-ordinateur qui lui sera connecté.

Les horloges d'émission et de réception sont issues de IC3 qui n'est autre qu'un banal 4060 CMOS piloté par un quartz à 2,4576 MHz. Ceci permet de disposer sur ses sorties Q4 à Q9 des vitesses de transmission normalisée : 300, 1200, 4800 et 9600 bauds, ce qui est plus que suffisant pour couvrir tous les besoins.



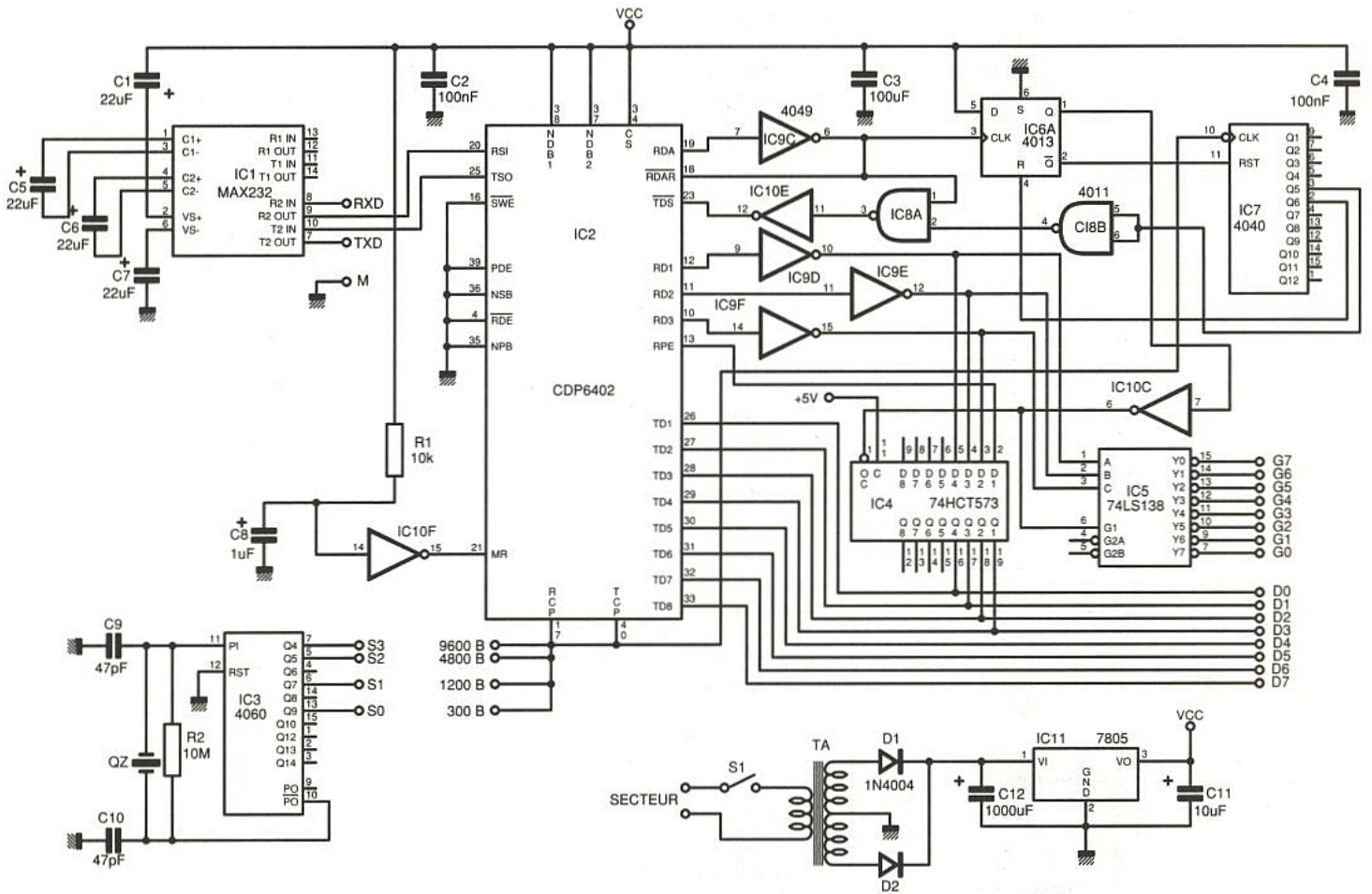


Fig. 5 : Schéma complet de la carte de base.

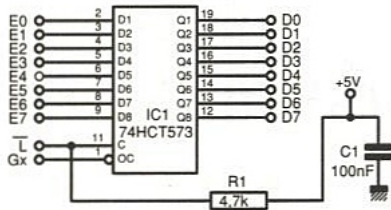


Fig. 6 : Schéma d'un module d'entrée.

Les données reçues par l'UART sont disponibles sur RD1 à RD3 et véhiculent le numéro du groupe d'entrées à lire. Après inversion par IC9, elles pilotent donc IC5 qui n'est autre qu'un décodeur 1 vers 8. Lorsqu'il est validé par l'intermédiaire de son entrée G1, il fait passer au niveau bas celle de ses sorties Y0 à Y7 qui a été sélectionnée par les données reçues. Cette ligne active alors le circuit d'entrée visible figure 6. Ce circuit est un 74HCT573, c'est-à-dire un jeu de 8 latches à sorties trois états sur lequel on agit justement sur la commande de passage dans le troisième état. De la sorte, on peut connecter simultanément sur notre montage jusqu'à 8 circuits de ce type

qui sont validés sur votre demande par les sorties de IC5. On dispose bien ainsi de 64 entrées que l'on peut lire 8 par 8. Les sorties de ces latches aboutissent sur les lignes TD1 à TD8 qui sont les entrées des données à émettre par l'UART.

Les sorties inversées de IC2 aboutissent également sur le même type de circuit repéré IC4 qui reçoit également la sortie RPE de l'UART qui est sa patte d'indication d'erreur de parité. Lorsque IC4 est validé par l'intermédiaire de son entrée OE barre, l'UART reçoit ainsi sur ses entrées d'émission l'inverse du numéro du groupe interrogé et l'éventuelle information d'erreur de parité. La logique de commande de l'UART est réalisée autour de IC6, IC7 et des quelques inverseurs qui les entourent. Elle exploite trois lignes de contrôle et d'état de l'UART :

- RDA qui indique en passant au niveau haut qu'un caractère a été reçu sur la liaison série,
 - RDAR barre qui permet la remise à zéro de RDA lorsqu'on la met au niveau bas,
 - TDS barre qui fait émettre à l'UART les données présentes sur TD1 à TD8 lorsqu'on la fait passer au niveau bas.
- Sans entrer dans les détails pré-

cis des chronogrammes que nous vous laissons le soin d'analyser si vous le désirez, le principe de cette logique est le suivant. Dès réception du numéro de groupe interrogé, RDA passe au niveau haut et est immédiatement remis à zéro via IC9, et RDAR barre. Ceci fait générer, via IC8 et IC9 une impulsion très brève sur TDS qui ordonne alors à l'UART une première émission.

A cet instant, IC6 et IC7 étaient au repos, IC7 étant bloqué au repos par la sortie Q barre de IC6. De ce fait, Q était à 0 et validait IC5 par l'intermédiaire de IC10. Les données appliquées sur TD1 à TD8 sont donc celles issues du circuit d'entrée du groupe sélectionné via RD1 à RD3 et IC5.

La remise à zéro de RDA fait générer un front montant sur CK de IC6 ce qui le fait changer d'état et valide ensuite le compteur IC7.

La sortie Q de IC6 passe donc au niveau haut et invalide IC5 mais valide IC4. Les lignes RD1 à RD3 et l'information d'erreur de parité sont alors appliquées sur TD1 à TD4 et, lorsque IC7 a compté 32 coups d'horloge, Q5 passe au niveau haut et fait générer une impulsion sur TDS barre. L'émission du mot de contrôle est donc déclenchée.

Après 32 nouveaux coups d'horloge, Q6 passe au niveau haut, ce qui met à zéro IC6 et replace la logique en veille, prête pour un nouvel échange. Facile, n'est-ce pas ?

L'alimentation est très classique et fait appel à un transformateur de faible puissance suivi d'un banal régulateur intégré 5 V.

Les circuits d'entrée, dont nous avons déjà dit un mot ci-avant et dont le schéma est visible figure 6, disposent d'une possibilité de mémorisation des données via leur entrée barre. Lorsque cette patte est au niveau haut, où elle est ramenée par défaut grâce à R1, les latches qui y sont conte-

nus sont transparents et leurs sorties suivent donc leurs entrées. Lorsque L barre est mise au niveau bas, les latches sont verrouillés et l'état des entrées avant descente de L barre est donc mémorisé sur les sorties.

Il vous appartient donc d'exploiter ou non ce signal en fonction des informations dont vous souhaitez faire l'acquisition au moyen de notre ensemble.

LA RÉALISATION

Nous avons conçu un montage modulaire afin que chacun puisse l'adapter à ses besoins, en effet si 8 ou 16 entrées parallèles sont

souvent bien utiles, tout le monde n'a pas besoin de 64 entrées de ce type.

Nous avons donc réalisé une carte de base qui supporte l'intégralité des éléments de la figure 5 ; carte sur laquelle on peut enfi-cher jusqu'à 4 modules de 8 entrées. Si vous souhaitez exploiter les 64 entrées permises, un connecteur est prévu pour la liaison avec 4 autres modules externes.

Le circuit imprimé de la carte de base vous est présenté **figure 7** et celui des modules d'entrée **figure 8**. Pour ce qui est de la carte de base, et malgré la relative complexité du tracé, nous

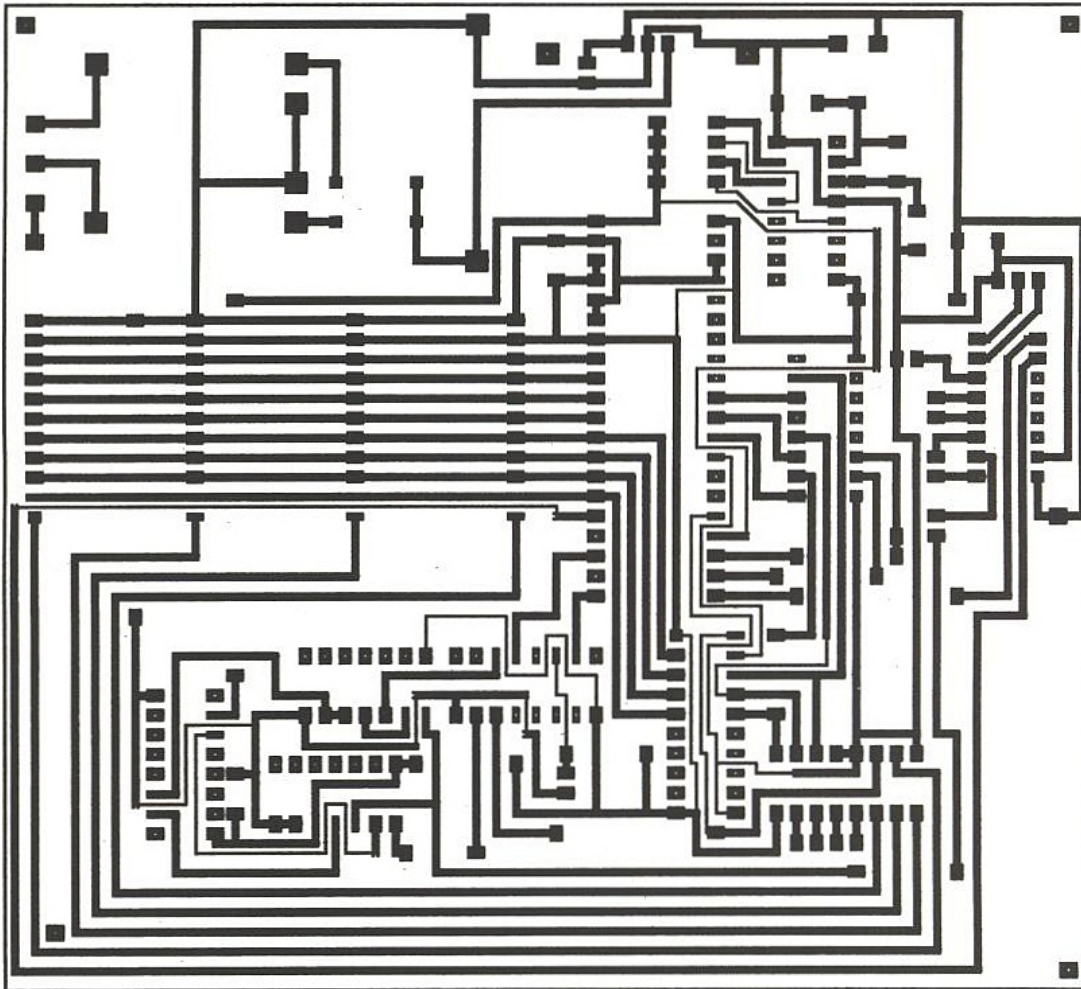


Fig. 7 : Circuit imprimé de la carte de base, vu côté cuivre, échelle 1.

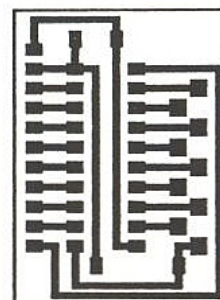


Fig. 8 : Circuit imprimé d'un module d'entrée, vu côté cuivre, échelle 1.

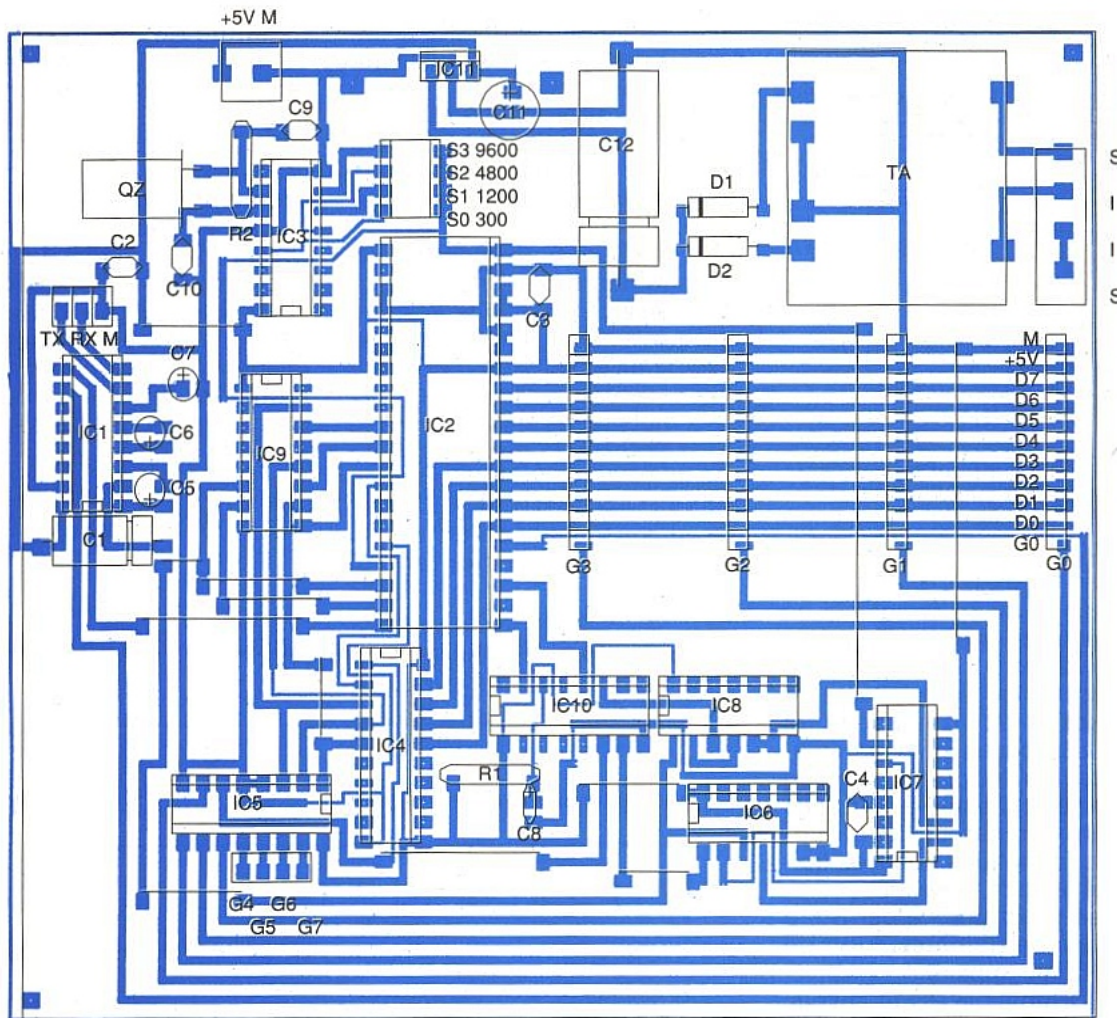


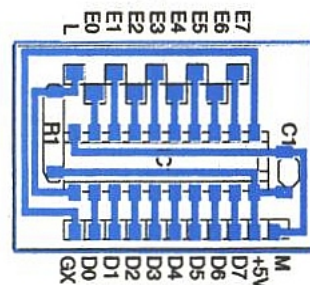
Fig. 9 : Implantation des composants sur la carte de base.

sommes restés en simple face ; de tels circuits étant tout de même plus faciles à réaliser que du double face à trous métallisés. De ce fait, quelques straps sont visibles côté composants, mais vous ne vous en voudrez certainement pas. L'approvisionnement des composants ne présente aucune difficulté car tous sont des classiques. Pour l'UART nous avons indiqué les références les plus courantes mais de multiples équivalents existent. L'implantation est à faire en suivant les indications des figures 9 et 10 et ne présente vraiment aucune difficulté.

Les circuits peuvent ou non être montés sur supports, mais nous le recommandons pour ceux qui sont exposés «au monde extérieur» car ce sont les plus visés en cas de fausse manœuvre. C'est le cas des 4 ou 8 circuits d'entrée, bien sûr, ainsi que de IC1 de la carte de base.

Pour ce qui est de la connexion des circuits d'entrée à la carte de base, vous pouvez adopter le principe vous convenant le

Fig. 10 : Implantation des composants sur un module d'entrée.



mieux. Picots mâles et femelles c'est le cas sur la maquette visible sur les photos ou connexion par fils rigides courts ou encore déport au moyen de câble souple en nappe. Dans ce dernier cas, il est sage toutefois de ne pas dépasser quelques cm de longueur. Le décodage des numéros de groupe est précâblé sur la carte pour les groupes 0 à 3 comme indiqué sur le plan d'implantation. Un bornier est prévu à côté de IC5 et délivre les décodages des validations des groupes 4 à 7. Attention, ne soyez pas surpris de voir G7 sur Y0 de IC5 et G0 sur Y7 ; cela résulte tout simplement de l'inversion réalisée sur RD1 à RD3 par IC9.

Essais et utilisation

Le montage étant soigneusement contrôlé et le bon fonctionnement de son alimentation 5 V vérifié, vous pouvez passer à des essais plus concrets. Pour ce faire, il suffit de raccorder la carte au port série de votre micro-ordinateur.

La figure 11 présente les broches normalisées des prises 25 points utilisées sur les liaisons de ce type ainsi que celles des prises 9 points rencontrées sur les compatibles PC. Comme notre carte ne gère pas les signaux de contrôle de la liaison RS 232 (RTS, DCD, CTS, etc.), il faut

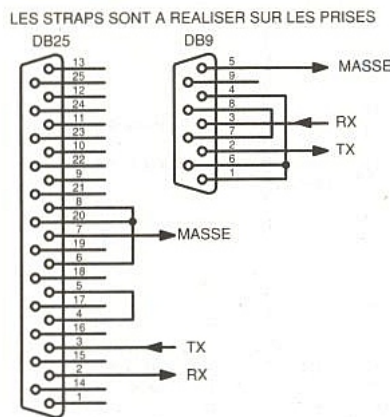


Fig. 11 : Brochages des prises 9 et 25 points utilisées sur les liaisons séries RS 232.

«tromper» le micro-ordinateur en réalisant au niveau des prises les straps visibles sur cette figure. Choisissez ensuite une vitesse de transmission au niveau de notre carte (9600 bauds si votre micro-ordinateur le supporte, bien sûr) et veillez à configurer le port série du micro-ordinateur conformément au format des données traitées par la carte, à savoir :

- vitesse programmée par S0 à S3, 8 bits de données, 1 bit de stop et parité impaire.

Sur un compatible PC et si vous vous connectez sur le port 2, vous pouvez faire ceci avec la commande MODE de la façon suivante :

MODE COM2 : 9600,0,8,1.

Il vous faut ensuite disposer d'un minimum de logiciel pour gérer le port série de votre micro-ordinateur, logiciel qui doit réaliser les fonctions très simples suivantes :

- émission sur le port série (et donc vers notre carte) du numéro du groupe d'entrées à lire. Ce numéro est codé sur les trois bits de poids faibles du mot émis et peut varier de 0 à 7 ou plus exactement de X0 à X7 puisque seuls les trois bits de poids faibles sont pris en compte ;
- réception en retour de cet envoi de deux mots successifs : le premier est l'état des entrées du groupe sélectionné et le second est le mot de contrôle.

Le mot d'état des entrées est codé avec l'entrée repérée E7 sur les figures 6 et 10 en bit de poids fort et l'entrée repérée E0 en bit de poids faible.

Pour ce qui est du mot de contrôle, les trois bits de poids faible contiennent le complément à 7 du numéro du groupe choisi (7 pour le groupe 0, 6 pour le groupe 1 et ainsi de suite). Le quatrième bit, quant à lui, est à 0 si au-

cune erreur de parité n'a été détectée par l'UART et il est à 1 dans le cas contraire.

Tout ceci est rappelé graphiquement sur la **figure 12** et s'avère simple et logique dès lors que l'on a examiné le schéma théorique.

Il est évident que n'importe quel langage de programmation peut être utilisé pour piloter notre carte puisque le travail de ce dernier se résume à l'envoi d'un mot sur le port série et au «décodage» des deux mots reçus en retour.

Nous vous proposons, sur le listing ci-joint, un petit programme écrit en QuickBasic de Microsoft qui vous permettra de tester très simplement votre montage si

de sortie du circuit d'interface série du PC. L'entrée des deux réponses, par contre, a lieu au moyen d'un OPEN COM et d'un INPUT\$ afin de gérer correctement le port série et d'y lire une information significative.

Notez également que, selon l'ordre dans lequel vous aurez enchaîné le lancement du programme et la mise sous tension de la carte, il se peut que la première réponse reçue soit incorrecte. Tout rentre dans l'ordre dans ce cas dès le deuxième échange.

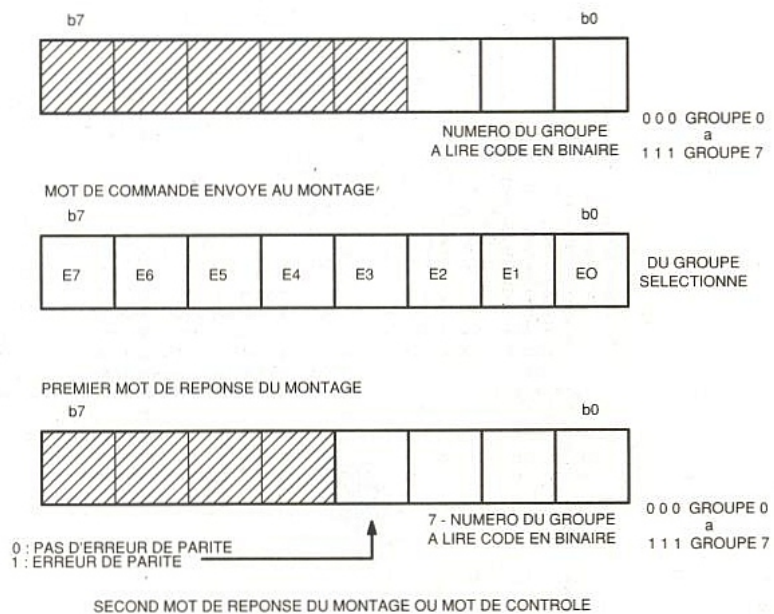


Fig. 12 : Principe de codage des mots émis et reçus par le montage.

vous disposez d'un compatible PC et ce d'autant que cet interpréteur est fourni d'origine avec MSDOS. Ce programme ne fait appel qu'à des instructions fort simples et il peut donc être transposé sans difficulté en n'importe quel autre langage et pour toute autre machine.

Nous avons prévu de pouvoir travailler sur le port 1 ou le port 2 et n'avons autorisé que l'interrogation des groupes 0 à 3 qui sont les seuls installés à demeure sur la carte. Il suffit de changer les tests qui suivent les questions correspondantes pour aller au-delà.

Remarquez aussi que la sortie du caractère sur le port série se fait de façon fort peu élégante par un OUT directement dans le registre

CONCLUSION

Notre solution n'a pas la prétention d'être révolutionnaire puisqu'elle ne fait appel qu'à des composants traditionnels. Elle a cependant le mérite de les exploiter de façon astucieuse et de permettre ainsi de doter n'importe quel micro-ordinateur disposant d'une liaison série de 1 à 64 entrées parallèles.

De plus, comme elle est connectée sur la liaison série du micro, elle ne lui fait courir aucun risque, même en cas de «grosse bêtise» au niveau des entrées ce qui n'est pas le cas, par exemple, des solutions à cartes parallèles modifiées ou bidirectionnelles.

C. BROUSSAS

Nomenclature

Résistances 1/4 de watt 5%

R1 : 10 kΩ
R2 : 10 MΩ

Condensateurs

C1 : 22 μF, 15 volts chimique axial
C2, C3, C4 : 0,1 μF, mylar
C5, C6, C7 : 22 μF 15 volts chimique radial
C8 : 1 μF, 63 volts chimique radial
C9, C10 : 47 pF céramique
C11 : 10 μF, 15 volts chimique radial
C12 : 1000 μF, 25 volts chimique axial

Semi-conducteurs

IC1 : MAX 232, ICL 232 ou équivalent
IC2 : AY5 - 1013, COM 8502, COM 8017, CDP 6402 ou équivalent
IC3 : 4060
IC4 : 74HCT573
IC5 : 74LS138
IC6 : 4013
IC7 : 4040
IC8 : 4011
IC9, IC10 : 4049
IC11 : Régulateur + 5 volts 1 ampère (7805)
D1, D2 : IN4004

REM Programme de test de l'interface parallèle sur port série

REM Copyright C. Broussas et ERP

Nx = 0
CLS

port: INPUT "Sur quel port série est connectée votre carte (1 ou 2) ", Px

IF Px = 1 THEN GOTO port1

IF Px = 2 THEN GOTO port2

GOTO port

port1: OPEN "COM1" FOR INPUT AS #1

ADPORT = &H3F8

GOTO question

port2: OPEN "COM2" FOR INPUT AS #1

ADPORT = &H2F8

question: INPUT "Quel groupe voulez-vous lire (0,1,2,3 ou 4 pour quitter): ", Nx

IF Nx < 0 OR Nx > 4 THEN GOTO question

IF Nx = 4 THEN END

OUT ADPORT, Nx

R1\$ = INPUT\$(1, 1)

R2\$ = INPUT\$(2, 1)

CONTROL0 = ASC(R2\$)

CONTROL1 = CONTROL0 AND &HF

CONTROL2 = 7 - CONTROL1

IF CONTROL2 > 3 THEN GOTO erreur

PRINT "Donnée "; HEX\$(ASC(R1\$)); " sur le groupe "; CONTROL2

GOTO question

erreur: PRINT "Erreur de communication - Programme terminé"

END

Listing : Exemple de programme de test du montage écrit en QuickBasic.

Divers

QZ : Quartz 2,4576 MHz
TA : Transformateur moulé 220 volts 2 fois 9 volts 2,5 VA
S0 à S3 : Jeu de 4 mini interrupteurs en boîtier DIL

Un module 8 entrées

Résistance

R1 : 4,7 kΩ

Condensateur

C1 : 0,1 μF mylar

Semi-conducteur

IC1 : 74HCT573

Liste des anciens numéros disponibles 24 F le n° franco de port

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Avril 1992 n° 537

Au sommaire : Module de comptage lignes pour synchro TV. Correcteur paramétrique programmable. Lecteur-programmateur d'EPROM I2C. Système de transmission à boucle de courant. Introduction au langage SCPI. La norme IEEE 488-2. Mise en œuvre logicielle du PCD 8584. Les mémoires EEPROM série. Radio et TV du futur au NAB. La diffusion à 12 GHz, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Septembre 1992 n° 538

Au sommaire : Transcodeur TV numérique multistandard avec le kit DIGIT 2000. AC Clément : tranchée Aux et 1/2 fond de panier. Interface clavier pour PC-XT ou Apple II. Le générateur de signaux HAMEG 8130. Les cartes IEEE pour PC. Introduction à la compatibilité électromagnétique. Les fichiers GERBER et leurs applications. Les circuits SAMP5 monolithiques de POWER INTEGRATIONS Inc. Applications des dispositifs Sans Contact (DSC) d'ORDICAM. Un support de transfert performant : le PELL-FILM. Panorama des mémoires bytewise. Ensemble de développement pour 6809 PC91 de DATA RD, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Octobre 1992 n° 539

Au sommaire : Centrale d'acquisition et de contrôle à 8052AH. Compresseur-limiteur et filtre paramétrables. Carte d'adaptation 2,4 GHz pour le fréquencesmètre 1,2 GHz AMREL PPS 2322 : alimenter de labo programmable. Prévisions en production par simulation SPICE statique. Réalisation et utilisation des composants à caractéristique négative. Les microcontrôleurs RI5C 16CXX Microchip. DS 1287 : potentiomètre numérique à chargement série. L'expertise des cartes à puce au S.E.P.T. Comportement des mélangeurs en HD et IMD. DOS-CARD ou fichiers DOS sur carte à puce. OVERCOM : la consultation Minitel facilitée. Le bus CAN : efficacité et fiabilité à moyenne vitesse, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Novembre 1992 n° 540

Au sommaire : Carte de programmation pour 8052AH. Prédit 1 : un préampli microphone haute performances pour DAT. Programmeur de 68HC705C8. Prise téléphonique analogique. Le mesureur R, L, C Hewlett-Packard HP 4263 A. Utilisation des éléments à caractéristique négative. Les DSP : processeurs numériques de signaux. Les circuits de masse virtuelle TLE 242X, TEXAS. Bus CAN : les composants dédiés. Les résistances senseurs de forces Interlink. Le salon «cartes 92», etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Décembre 1992 n° 541

Au sommaire : Système domotique télécommandé avec sono. Prédit 1 : un préampli microphone (2). Une serrure à EEPROM. Adaptateur PLCC pour 68HC705C8. L'oscilloscope analogique TAS 465, Tektronix. La logique floue : concepts et définitions. Cross-assembleur «maison» pour la famille 68705. Connaître les DSP : le TMS 320C25, Texas. Fonctionnement et applications des ISD 10XX. Le convertisseur lumière-fréquence TSL 220. Le coupleur universel de cartes à puce Corel. Bus CAN : l'aspect ligne, quelques schémas d'application, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Janvier 1993 n° 542

Au sommaire : AC Clément : carte fond de panier et tranchée inter-compresseur. Système domotique télécommandé (2) : cartes inter, réception de commandes et puissance. Une carte unité centrale 87C592 pour applications CAN. Lecteur de télécartes avec le tout nouveau 68HC705 K1. Prédit 1 d'antenne 1 GHz très faible bruit. L'analyse de spectre 1 GHz PROMAX AE-476. Logique floue : un moniteur et un moteur pour microcontrôleur 80C51. Panorama des circuits MAXIM pour alimentations à piles. Le DSP 320C25 TEXAS : configurations d'applications, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Février 1993 n° 543

Au sommaire : HILPAC : ampli MOSFET 120 + 120 + 60 W protégé à modules ILP. Carte 80 C 552 pour contrôleur flou. Alimentation à découpage 5 à 30 V - 10A. Le millième RMS wat 2000 BI-Wavetek. Le simulateur SPICE ICAP4 d'Intusoft. Les oscillateurs pour microcontrôleurs. L'interface lecteur de cartes TDA 8000 Philips. Les circuits pour chargeurs rapides de batteries. Les DSP d'Analog Devices : l'architecture. Récapitulatif des sommaires de l'année 1992, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Mars 1993 n° 544

Au sommaire : HILPAC : gestion d'erreurs et protection. Ballast électronique pour tube fluorescent. Alimentation 12 V/150 mA à pile 9 V. Commande réversible et proportionnelle pour moteurs CC. Le mesureur de champ panoramique Unahom MCP9816. Les oscillateurs pour microcontrôleurs (2). Interface bidirectionnelle pour moteur pas à pas. Un modem 1200 bauds simplifié avec le SS173M223. Un nouveau standard TV terrestre : le PAL+. Les circuits imprimés et postscript, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Avril 1993 n° 545

Au sommaire : Quatre modules «ports de bruit» audio. Carte de conversion N/A pour PC. Deux convertisseurs à découpage 12 V. Carte parallèle bidirectionnelle pour PC. Le démarrage des oscillateurs à résonateur. Les DSP Analog Devices (2). Les microcontrôleurs ST62XX, SGS-Thomson. Les FPGA XC4000 Xilinx. Présentation du 68HC705K1 Motorola. La transmission vidéo sur paire torsadée, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Mai 1993 n° 546

Au sommaire : Générateur de signaux BF synthétisés. Temporisateur pour films trait. Carte de programmation pour 68HC705K1. Microcontrôleurs et compatibilité électromagnétique. L'oscilloscope numérique TDS 320 Tektronix. Les régulateurs à découpage cinq broches. Les microcontrôleurs ST62XX, SGS-Thomson. Les parastenseurs : technologie, critères de choix et applications. Le phototrappage «à la maison». Les laboratoires sur disquettes. Enquête lecteurs, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Juin 1993 n° 547

Au sommaire : Euroarmac : Générateur Audio format Europe. Lecteur de cartes à puce universel. Un module d'extinction automatique pour PC. Carte de test d'ordinateur personnel. Module de programmation et développement pour 68HC11. Compatibilité électromagnétique et routage des cartes. Conception des oscilloscopes série TAS 400. Les circuits d'émission-réception Motorola MC13175/176. Architecture du DSP 56001 Motorola. ARES Autoroute : un routeur performant faible coût. Le SP720 : Réseau de protection monolithique. Test de ports parallèle et série, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Juillet 1993 n° 548

Au sommaire : Mesure de niveau par capteur capacitif. Ensemble de filtrage actif dynamique. Chargeur rapide pour accus AA/R6. Carte convertisseur N/A 8 bits pour PC. Buffer d'imprimante 1 M octets intelligent. Périphériques programmables pour microcontrôleurs. Le HP 53131A, compteur-fréquences universel (Hewlett-Packard). Tektronix et les tests IEM/CM. Les EEPROM série sécurisées. Le DSP 56001 Motorola (2). TINY-ICE : émulateur 80C51 simplifié. Le NAB 93 à Las Vegas, etc.

EN CADEAU : Pour l'achat de la série complète des 12 derniers numéros du magazine, Electronique Radio-Plans vous offre 1 disquette avec les logiciels EMUL 2 et Télénews.

Disponible au comptoir de vente ou par correspondance à :
Electronique Radio-Plans, 2 à 12, rue de Bellevue - 75940 Paris Cedex 19.

BULLETIN DE COMMANDE ERP 8/93

à retourner accompagné de votre règlement libellé à l'ordre de :

Electronique Radio-Plans, service abonnement, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19

Chèque bancaire CCP Mandat CB (à partir de 100 F)

Veillez me faire parvenir les n° suivants x 24 F = F

Nom Prénom

Adresse

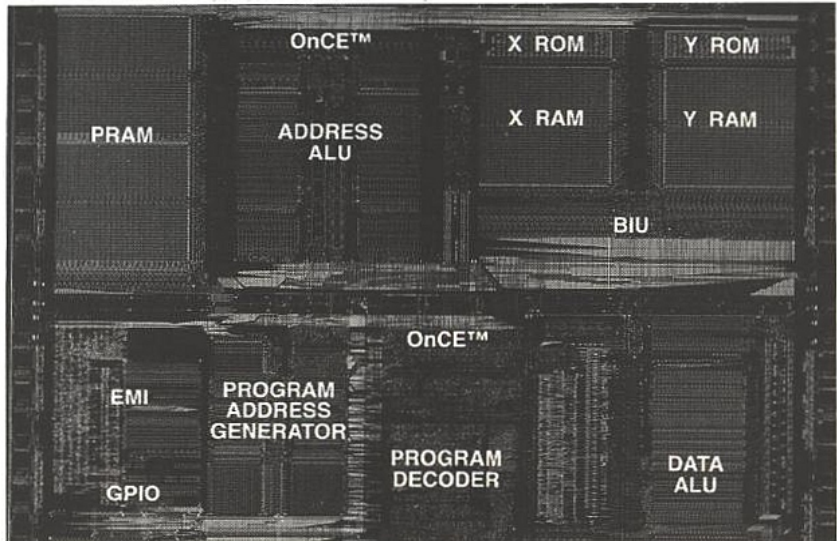
..... Ville

..... Signature :

..... date d'expiration

Le DSP 56001 Motorola (3)

Avec ce dernier article, nous terminons l'étude du DSP 56001 en détaillant son jeu d'instructions. Un rapide survol des autres produits présentés dans ce domaine par Motorola permettra de mieux situer le 56001 et d'accréditer notre choix. Comme nous l'avions dit lors de notre précédent article, il ne reste plus à présent, une fois les présentations faites, qu'à franchir le pas vers les applications.



LE JEU D'INSTRUCTIONS DU DSP 56001

Le jeu d'instructions du DSP 56001 a été conçu afin d'être très flexible, indépendant, et de contrôler harmonieusement l'ALU, le générateur d'adresses, et l'unité de contrôle du programme durant chaque cycle machine. Tout ceci tend à augmenter la rapidité de traitement et à diminuer la taille de programmes à mémoriser. Le DSP 56001 possède un jeu d'instructions très riche et orienté traitement du signal comme CMPM, NORM, RND, MACR, SUBL, SUBR, ADDL, ADDR, DO et REP. Ce jeu d'instructions est divisé en 6 groupes : 1. Arithmétique, 2. Logique, 3. Manipulation de bits, 4. Boucle, 5. Transfert (MOVE), 6. Contrôle du programme.

Les instructions arithmétiques :

C'est l'ALU qui exécute toutes les opérations arithmétiques. Elles peuvent affecter tous les bits du registre code condition. Toutes les instructions arithmétiques opèrent sur les registres afin que l'opération à traiter par l'ALU n'utilise pas les bus de données X, Y et le bus de données global. Ceci permet de traiter parallèlement des transferts de données sur X, Y, et le bus global pendant

le fonctionnement de l'ALU. Les préchargements de données dans les registres de l'ALU sont donc totalement transparents et non consommateurs de cycle machine. Les données à utiliser dans l'instruction suivante sont préparées avec 1 cycle d'avance. L'instruction peut donc être exécutée sur 1 cycle machine. Le résultat de l'opération est stocké dans un des accumulateurs 56 bits. Le **tableau 6** donne la liste des instructions arithmétiques. L'instruction CMPM positionne les bits du registre code condition en fonction du résultat de la soustraction de la valeur absolue de deux opérands. Associée à Tcc, cette instruction est très utile pour rechercher les valeurs maximale et minimale d'un bloc de données. L'instruction NORM réalise la normalisation 1 bit sur le contenu des registres accumulateurs et remet à jour le contenu du registre d'adresse spécifié, en fonction de la normalisation. Cette instruction est très utile pour les calculs en flottant. L'instruction RND prend l'arrondi convergent du contenu de l'accumulateur en accord avec le facteur d'échelle utilisé. L'instruction MACR est l'une des plus performantes du jeu d'instructions du DSP 56001. Elle réalise la multiplication avec accumulation, l'arrondi convergent et autorise le transfert de deux données en parallèle. Tout ceci étant traitée en

ABS	Absolute Value
ADC	Add Long with Carry
ADD	Add
ADDL	Shift Left and Add Accumulators
ADDR	Shift Right and Add Accumulators
ASL	Arithmetic Shift Accumulator Left
ASR	Arithmetic Shift Accumulator Right
CLR	Clear Accumulator
CMP	Compare
CMPM	Compare Magnitude
DIV	Divide Iteration*
MAC	Signed Multiply-Accumulate
MACR	Signed Multiply-Accumulate and Round
MPY	Signed Multiply
MPYR	Signed Multiply and Round
NEG	Negate Accumulator
NORM	Normalize Accumulator Iteration*
RND	Round Accumulator
SBC	Subtract Long with Carry
SUB	Subtract
SUBL	Shift Left and Subtract Accumulators
SUBR	Shift Right and Subtract Accumulators
Tcc	Transfer Conditionally*
TFR	Transfer Data ALU Register
TST	Test Accumulator

*These instructions do not allow parallel data moves.

Tableau 6

un cycle machine. Ces instructions d'arrondi minimisent les effets des erreurs de débordement. Les instructions ADDL, ADDR, SUBL et SUBR multiplient ou divisent le contenu des accumulateurs par deux avant d'exécuter l'addition ou la soustraction. Elles sont très utiles pour réaliser les transformées de Fourier rapides avec décimation et les interpolations entre deux valeurs.

Les instructions logiques :

Toutes les instructions logiques sont exécutées par l'ALU. Elles affectent tous les bits du registre code condition et n'opèrent que sur les registres de l'ALU. Le transfert de données est possible en parallèle de presque toutes les instructions logiques. Ceci autorise l'utilisation des bus XD, YD ou GD pendant les traitements de l'ALU et donc le préchargement des données qui serviront à la prochaine instruction et la sauvegarde du résultat de l'opération précédente. Ces instructions sont exécutées en un cycle machine. Le résultat de l'opération est placé dans A₁ ou B₁ excepté pour les instructions ANDI et ORI qui interviennent directement sur le registre de contrôle. Le **tableau 7** liste les instructions logiques supportées par le DSP 56001.

Les instructions de manipulation de bit :

Il existe deux groupes d'instructions de ce type. Le premier groupe réalise le test de n'importe quel bit d'une case mémoire et le force optionnellement à un, à zéro ou à s'inverser. Le deuxième groupe test l'état de n'importe quel bit d'une case mémoire et réalise un saut (ou un branchement à un sous-programme) si ce bit est à 1 ou à 0. C'est le bit de carry du registre code condition qui contiendra le résultat du test pour le premier groupe. Le transfert de données n'est pas autorisé simultanément à l'exécution de ces instructions. Le **tableau 8** liste les instructions de manipulation de bit du DSP 56001.

Les instructions de boucle :

Les instructions DO et ENDDO permettent d'éviter la répétition d'un groupe d'instructions. Les boucles DO sont exécutées sans délais. C'est à dire que seules les

AND	Logical AND
ANDI	AND Immediate with Control Register*
EOR	Logical Exclusive OR
LSL	Logical Shift Left
LSR	Logical Shift Right
NOT	Logical Complement
OR	Logical Inclusive OR
ORI	OR Immediate with Control Register*
ROL	Rotate Left
ROR	Rotate Right

*These instructions do not allow parallel data moves.

Tableau 7 : les instructions logiques.

instructions DO et ENDDO consommeront chacune un cycle machine et, une fois la boucle initialisée, le retour de fin de boucle au début de boucle se fera sans délais comme si les instructions étaient bout à bout. C'est ce que la littérature appelle le «no overhead cycles». Ces boucles vous permettront de gagner sur la taille de vos programmes. Les instructions de boucle contrôlent le hard de bouclage :

- 1) en initialisant le programme de boucle et en établissant les paramètres de bouclage.
- 2) ou en restituant les registres sauvegardés dans la pile en fin de boucle.

L'initialisation comprend la sauvegarde dans la pile des registres utilisés par le bouclage (LA et LC) afin que les boucles programme puissent s'imbriquer. L'adresse de la première instruction de la boucle est également sauvegardée afin de sauter de la dernière instruction à la première sans perte de temps. Les instructions de boucle sont : DO pour démarrer le bouclage hardware, et ENDDO pour sortir prématurément de la boucle. L'utilisation de l'instruction DO est la suivante :

DO S, ADRESSE

ADRESSE dernière instruction de la boucle.

S représente le nombre de fois que la boucle doit être exécutée. Le mode d'adressage pour ce paramètre pourra être direct ou indirect. Une boucle DO ne se termine donc pas toujours par l'instruction ENDDO qui est utilisée uniquement pour sortir prématurément de la boucle. Cette dernière permet de remettre la pile système en état pour continuer proprement l'exécution. Ces deux instructions n'autorisent pas le transfert de données simultanément à leur exécution.

Tableau 8 : manipulation de bit.

BCLR	Bit Test and Clear
BSET	Bit Test and Set
BCHG	Bit Test and Change
BTST	Bit Test on Memory
JCLR	Jump if Bit Clear
JSET	Jump if Bit Set
JSCLR	Jump to Subroutine if Bit Clear
JSSET	Jump to Subroutine if Bit Set

Les instructions de transfert de données : (MOVE)

Elles permettent le transfert de données par les bus XD, YD et GD aussi bien que par les bus de données programme PD. Les instructions MOVE n'affectent pas le registre code condition sauf le bit de limitation, L, si le limiteur et intervenu lors de la lecture d'une donnée dans l'un des accumulateurs A ou B. Les MOVE permettent de réaliser toutes les opérations en parallèle du transfert de données et peuvent être considérées comme des instructions NO-OP de l'ALU avec transfert de données en parallèle.

Les instructions de contrôle du programme :

Les sauts, les sauts conditionnels et les autres instructions affectant le PC et la pile système, constituent ce type d'instructions. Les bits du registre code condition peuvent être affectés par ces instructions lorsqu'elles le spécifient. Tout transfert de donnée sur les bus XD, YD et GD est interdit pendant l'exécution de ces instructions. L'instruction REP réalise la répétition de l'instruction qui la suit sans la recharger à chaque exécution afin d'augmenter la vitesse de traitement. De ce fait, l'instruction REP ne peut être interrompue. Si besoin est, l'instruction DO autorise l'interruption et peut être utilisée pour réaliser la même fonction.

A l'apparition de l'instruction STOP, le processeur arrête totalement son activité et son oscillateur est mis hors tension. Par contre l'instruction WAIT interrompt l'activité du processeur jusqu'à ce qu'une interruption le réactive. Les modes STOP et WAIT réduisent fortement la consommation. Le **tableau 10** liste les instructions de contrôle du programme.

Format des instructions :

Les instructions comprennent 1 ou 2 mots. l'instruction et sa longueur sont spécifiées dans le premier mot. Le second mot peut contenir une adresse absolue ou une donnée du type constante adressée en immédiat. Le code source assembleur pour une instruction de un mot est du type :

Code opération MAC	Opérandes X ₀ , Y ₀ , A	Transfert sur X X : (R ₀) ₊ , X ₀	Transfert sur Y Y : (R ₄) ₊ , Y ₀
-----------------------	--	--	--

Le code source est divisé en quatre champs. Le champ code

Load Updated Address
Move Data Registers
Move Control Register
Move Program Memory
Move Peripheral Data

Tableau 9 : transfert des données.

opération indique l'opération à traiter dans l'ALU, il peut aussi spécifier un MOVE, une génération d'adresse ou une opération de contrôle du programme. Le champ opérande précise les opérands sur lesquelles porte l'opération. Ensuite les transferts sur les bus X et Y sont spécifiés sur les deux champs suivants. L'espace mémoire sur lequel porte le

Jcc Jump Conditionally
JMP Jump
JScC Jump to Subroutine Conditionally
JSR Jump to Subroutine
NOP No Operation
REP Repeat Next Instruction
RESET Reset On-Chip Peripheral Devices
RTI Return from Interrupt
RTS Return from Subroutine
STOP Stop Instruction Processing*
SWI Software Interrupt
WAIT Wait for Interrupt*

*Low power standby modes

Tableau 10 : contrôle de programme.

transfert est précisé par X ;, Y ;, P : ou L : (espace mémoire long.). Le champ code opération doit toujours être présent et les champs de transfert sont optionnels et intervertibles. Le DSP 56001 autorise également le traitement parallèle dans l'ALU, le générateur d'adresses et le contrôleur de programme. En prenant l'exemple de l'opération décrite ci-dessus, l'ALU exécute l'opération (MAC), le générateur d'adresses réalise le transfert des

données avec remise à jour des registres et le contrôleur de programme décodera la prochaine instruction puis en chargera une nouvelle. Toutes ces opérations étant bien évidemment exécutées en un seul et unique cycle machine. De plus, le contrôleur de programme peut traiter le bouclage hard actif provenant de l'exécution d'une instruction DO. Lorsque l'instruction comprend plus d'un mot, un deuxième cycle machine peut être nécessaire pour l'exécuter. Toutes les opérations traitées dans l'ALU sont basées sur le traitement à partir des registres (c'est à dire que tous les opérands sont dans les registres de l'ALU), et de ce fait, n'utilisent pas les bus de données. Ceci permet au programmeur de maintenir l'activité maximale du DSP en réalisant simultanément des accès mémoire sur les bus XD, YD et GD. Les instructions adressant directement la mémoire (les manipulations de bits par exemple) ou les instructions réalisant le changement du déroulement normal du programme (comme les sauts) n'autorisent pas le transfert parallèle de données durant leur exécution.

Les modes d'adressage du DSP 56001 :

Ils sont regroupés en 3 catégories : adressage direct, adressage indirect et adressage spécifique. Ces modes d'adressage sont résumés dans le tableau 11. Toutes les adresses sont calculées dans le générateur d'adresses afin de minimiser le

temps d'exécution et les retards dans la boucle. Le mode d'adressage direct n'opère que sur les registres. Il peut être divisé en deux sous-classes en fonction du registre adressé. La sous-classe registre de données opérant sur les registres X₁, X₀, Y₁, Y₀, X, Y, A₂, A₁, A₀, B₂, B₁, B₀, A et B. La sous-classe registre de contrôle agissant sur SR, OMR, SP, SSH, SSL, LA, LC, CCR et MR. Le mode d'adressage indirect utilise un des registre R_n pour pointer sur une case mémoire. Le contenu du registre R_n est l'adresse effective sauf dans le mode d'indexation avec un offset contenu dans le registre N_n. Dans ce cas l'adresse effective devient R_n + N_n. Ce mode d'adressage indirect utilise les registres de modification M_n afin d'indiquer le type d'arithmétique à utiliser pour remettre à jour les registres R_n. Si l'utilisation d'un offset est spécifié, le registre d'offset N_n sera également remis à jour. Les registres N_n et M_n sont attribués au registre R_n de même indice n. Cette attribution est unique et en général très utile. En ce qui concerne les structures de données utilisées dans le traitement du signal, nous pouvons dire que l'utilisation des registres N_n, M_n et K_n permet de les gérer avec beaucoup de facilité et de simplicité. Tous les modes d'adressage indirects utilisent au moins un jeu de registres d'adresses (N_n, M_n, R_n) et lorsque les mémoires X/Y sont référencées, 2 jeux de registres d'adresses sont nécessaires : un pour l'espace mémoire X et l'autre pour l'espace mémoire Y. Le mode d'adressage spécifique

Addressing Mode	Modifier MMMM	Memory/Registers Referenced									
		S	C	D	A	P	X	Y	L	XY	
Register Direct											
Data or Control Register	No	x	x	x							
Address Register	No				x						
Address Modifier Register	No				x						
Address Offset Register	No				x						
Address Register Indirect											
No Update	Yes					x	x	x	x	x	
Postincrement by 1	Yes					x	x	x	x	x	
Postdecrement by 1	Yes					x	x	x	x	x	
Postincrement by Offset Nn	Yes					x	x	x	x	x	
Postdecrement by Offset Nn	Yes					x	x	x	x	x	
Indexed by Offset Nn	Yes					x	x	x	x	x	
Predecrement by 1	Yes					x	x	x	x	x	
Special											
Immediate Data	No					x					
Absolute Address	No					x	x	x	x		
Immediate Short Data	No					x					
Short Jump Address	No					x					
Absolute Short Address	No					x	x	x	x		
I O Short Address	No					x	x	x	x		
Implicit	No	x	x			x					

Tableau 11 : les modes d'adressage.

comprend les modes d'adressage absolu, immédiat, référencé au PC, référencé à la pile système et référencé à la mémoire programme.

Les calculs arithmétiques de modification d'adresse (M_n):

Le générateur d'adresses peut utiliser les arithmétiques linéaires, de modulo et à inversion de retenue pour tous les modes d'adressage indirect. Les calculs arithmétiques spécifiques permettent de créer des structures de données en mémoire et donc de réaliser des FIFO, des lignes à retard, des buffers circulaires, des piles et des buffers FFT en inversion binaire. Les données sont ainsi manipulées en actualisant les registres pointeur plutôt que de déplacer de gros blocs de données. C'est le registre M_n qui donne les directives sur le type d'arithmétique à utiliser. Dans le cas particulier du calcul de modulo, le registre M_n contient également la valeur du modulo. Nous décrivons ces 3 types d'arithmétique dans les paragraphes suivants.

Le calcul linéaire ($M_n = \$FFFF$): L'adresse est modifiée par l'utilisation de l'arithmétique standard sur 16 bits (modulo 65536) en complément à 2. Un offset 16 bits dans M_n peut être utilisé dans le

calcul de l'adresse. Les représentations signées (- 32768 à + 32767) et non signées (0 à + 65536) peuvent être utilisées.

Arithmétique à retenue inversée ($M_n = \$0000$):

L'adresse est modifiée en propageant la retenue (carry) dans la direction inverse de la normale, c'est à dire du MSB vers le LSB. Ceci revient à faire une inversion binaire des registres R_n et N_n , à faire l'addition normale et à faire une inversion binaire sur le résultat. L'inversion binaire étant une inversion par rapport au centre du mot :

001110
devient
011100.

Si le mode d'adressage (R_n) + N_n est utilisé avec une valeur N_n égale à une puissance de $2 \cdot (2^{k-1})$, alors la post-incréméntation de + N_n revient à incrémenter R_n de 1 et à faire une inversion binaire de k LSB de R_n . Exemple :

1) inversion binaire de :
kbits
 $R_n = 000011\ 000000100 = 3076$
001000000

2) incrémenter R_n de 1 :
 $R_n = 0000\ 11\ 001000001$

3) inversion binaire de nouveau
 $R_n = 000011\ 100000100 = 3588$
Ces calculs d'adresses sont très utiles pour le calcul de FFT sur 2^k points.

Par exemple, considérons une FFT sur 1024 points ($k = 10$) avec la partie réelle dans l'espace mémoire X et la partie imaginaire dans l'espace mémoire Y. N_n contient $2^{k-1} = 512$ et la post-incréméntation par N_n conduit à générer la séquence 0,512,256,768,128,640,... Ceci correspond à l'entrelacement fréquentiel des données de la FFT pour les points de fréquence compris entre 0 et 2π . L'adressage de base du tableau de points doit avoir ses k LSB à 0 pour que l'arithmétique à retenue inversée fonctionne sur des buffers FFT de 2^k .

Le calcul de modulo ($M_n = \text{modulos} - 1$)

La modification d'adresse est réalisée modulo M où M peut prendre toutes les valeurs entre 2 et 32768. Le calcul modulo M conduit la valeur du registre à rester dans une étendue de taille M limitée à une borne supérieure. la borne inférieure du tableau (adresse de base) doit avoir ses k LSB à zéro avec $2^k \geq M$. La borne supérieure devient égale à l'adresse de base + M-1. Lorsqu'un offset est utilisé pour le calcul de l'adresse, la valeur de $|N_n|$ doit être inférieure ou égale à M. Ce mode d'adressage est utilisé pour créer des buffers circulaires pour des FIFOs, des lignes à retard, et des buffers

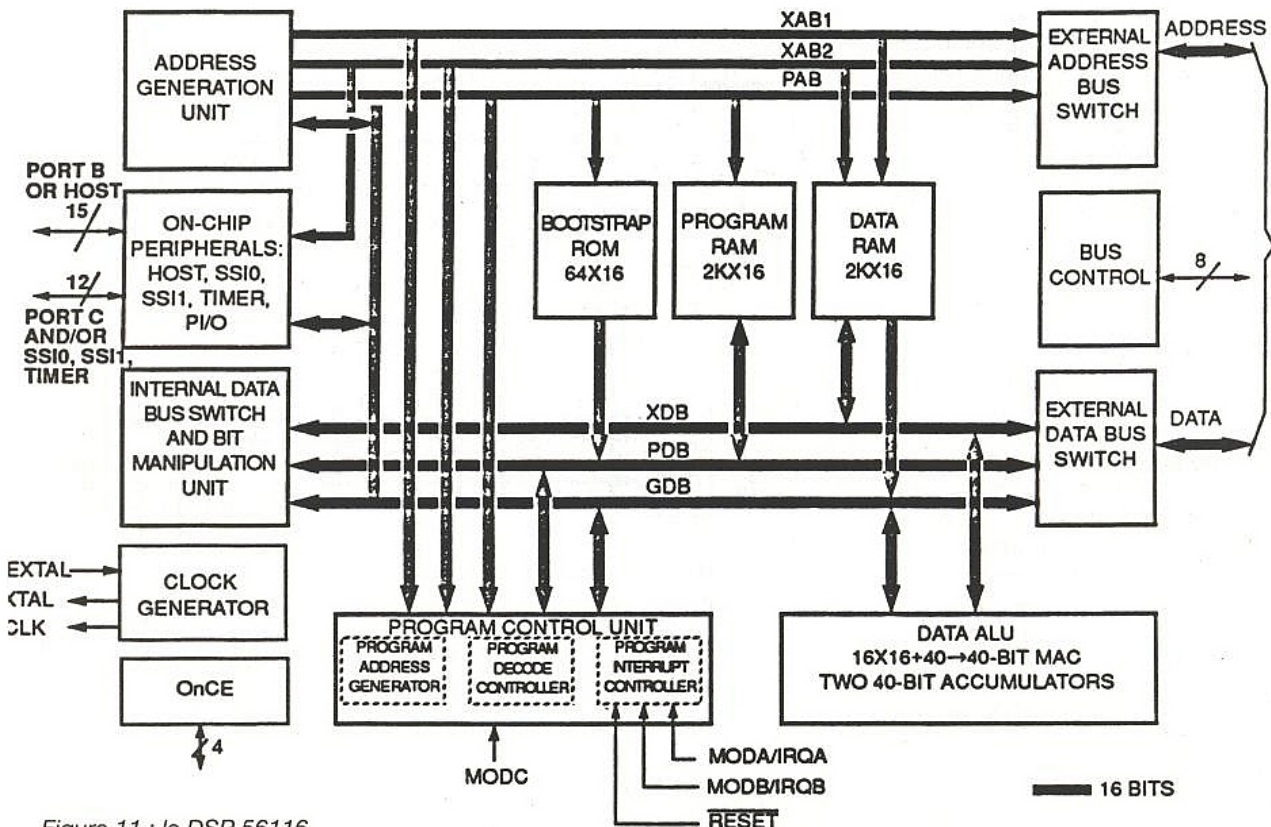


Figure 11 : le DSP 56116

d'échantillons allant jusqu'à 32768 points. Il est également utile pour la décimation, l'interpolation et la génération de signaux. Le cas particulier du mode d'adressage $(R_n) \pm N_n \text{ modulo } M$ avec $N_n = L \cdot 2^k$ est utile pour réaliser le même algorithme sur plusieurs blocs mémoire. Dans les filtres IIR parallèles par exemple.

CONCLUSION

Le DSP 56001 est l'un des DSPs de Motorola. Il a été choisi ici car concurrent des DSPs présentés dans les mois précédants : TMS 320C25 de Texas Instruments et l'ADSP 2101 d'Analog Devices. Motorola possède aujourd'hui une grande panoplie de composants incorporant plus ou moins de fonctions :

Les DSPs 16 bits possédant le cœur du DSP 5616.

1) Le DSP 56116 incorporant une interface hôte, 2 liaisons série synchrones avec les lois de compression μ et A, un émulateur intégré, 1 timer 16 bits, etc. (figure 11).

2) Le DSP 56156 incorporant un interface hôte, un synthétiseur de fréquence, un Codec sigma-delta pour la parole, 2 liaisons série synchrones, 1 timer 16 bits, un émulateur intégré, etc. (figure 12).

Les DSPs 24 bits :

1) Le DSP 56000 dont la seule différence avec le DSP 56001 réside dans le fait que sa mémoire programme est une ROM 3,75 k x 24 bits (pour une RAM 512 x 24 dans le DSP 56001) et de ce fait l'absence de ROM de Bootstrap. (figure 13).

2) Le DSP 56001 qu'il n'est plus nécessaire de présenter.

Les DSP 32 bits :

1) Le DSP 96002 incorpore une unité arithmétique capable de calculer en flottant au format IEEE, un émulateur intégré, un interface hôte 32 bits, sa puissance de traitement est de 16,5 Mips et 49,5 MFLOPS, etc. (figure 14).

Cette liste n'est certainement pas exhaustive mais donne un aperçu de ce que propose Motorola dans le domaine.

J.-Y. BEDU

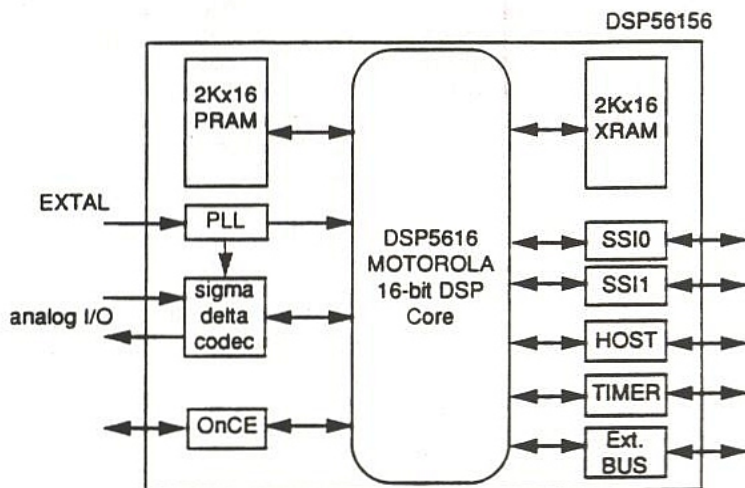


Figure 12 : synoptique du DSP 56156

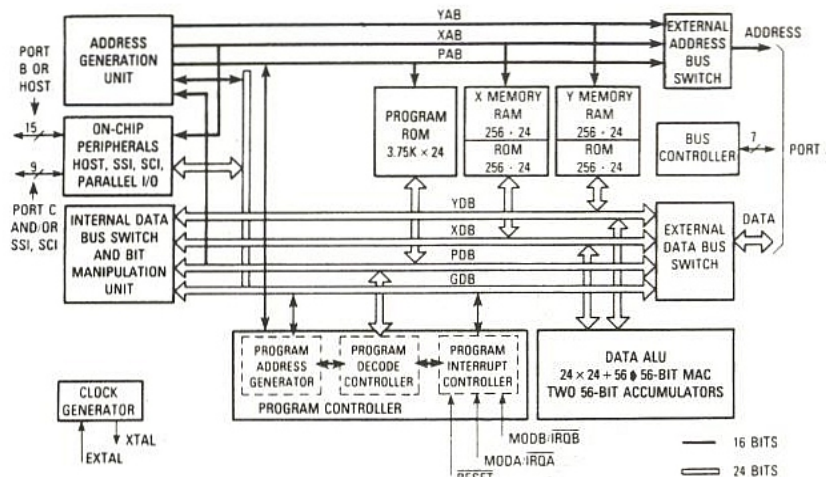


Figure 13 : le DSP 56000

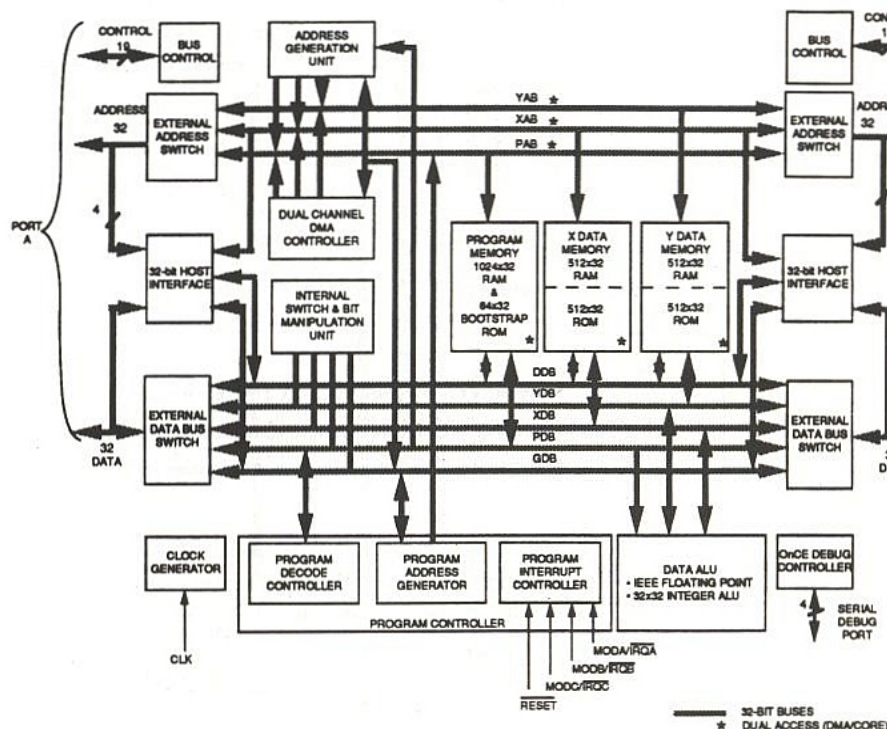
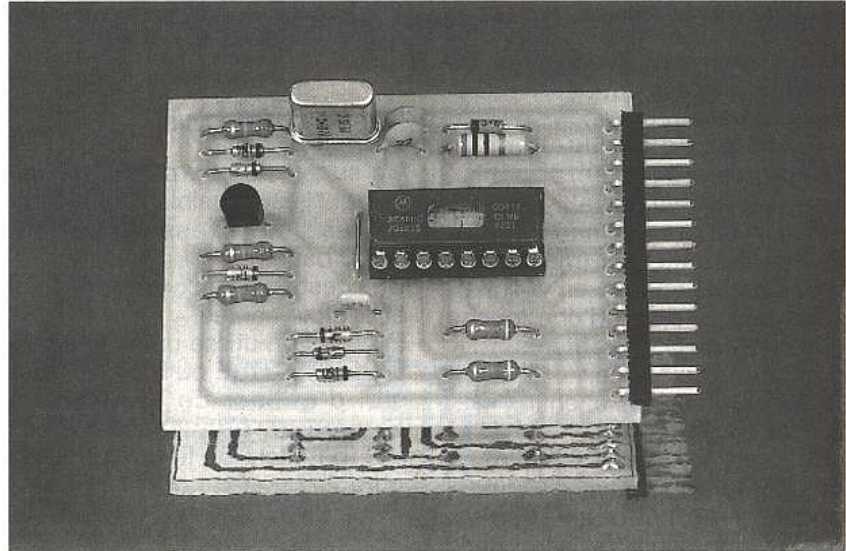


Figure 14 : le 96002

Un convertisseur RS232 avec le 68HC705K1

Les «Glue chips» désignent en électronique les circuits périphériques d'un VLSI qui sont destinés à le «coller» au reste du schéma électrique. Le 68HC705K1 peut être considéré comme un «Glue soft» dans la mesure où il peut faire un traitement d'interface pour résoudre un problème spécifique.

Dans cet exemple nous allons voir comment gérer une liaison série avec un 68705K1 qui ne possède pas d'UART.



Le problème spécifique

Pour utiliser le Minitel, la solution la plus simple consiste à utiliser sa prise DIN, ce sujet a déjà été traité dans la revue.

En mode Minitel, l'envoi des caractères est fait à 75 bauds, la réception à 1 200 bauds, l'ordinateur PC dialogue à une seule vitesse.

Dans tous les cas «Minitel», cette vitesse est de 1 200 bauds.

Les ordinateurs précédant l'ère du PC pouvaient souvent transmettre et recevoir avec des vitesses différentes ; pour une application Minitel, un simple modem équipé de l'AM7910 suffisait.

Le problème est de convertir le 1 200 bauds en 75 bauds, avec un montage le plus petit possible afin de l'incorporer dans le modem d'origine.

L'AY 5-1310 peut assurer cette conversion de vitesse (il équipait les modems haut de gamme de l'époque). Une circuiterie est né-

cessaire autour de ce circuit (génération de l'horloge), c'est un quarante pattes, et un grand consommateur de courant. Le 68HC705K1 va nous permettre d'avoir une nouvelle solution élégante comme le montre la **figure 1**.

Le programme donné permet de résoudre le problème, il est facilement transposable pour d'autres cas, il permet d'avoir une «bibliothèque RS232» pour le 68705K1.

Les modems

Un modem est constitué de filtres, la première génération utilisait des circuits LC, puis à résistances-capacités (à moins de 1 %) montés en filtre actif. L'arrivée de l'AM7910, le premier circuit intégrant ces filtres dans le silicium constitua le point de départ des modems de seconde génération ; et une petite révolution qui fit grincer les dents des constructeurs de modems traditionnels (français) qui n'avaient pas fait de recherche dans ce domaine ! Ces modems étant plus compacts que les précédents, d'un coût moindre, le marché s'ouvrit au public. Les modems actuels utilisent des dérivés de l'AM7910, plus performants,

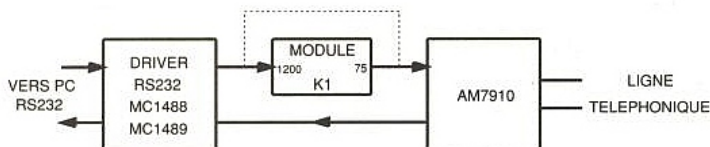


Figure 1 : Synoptique de l'application.

équipés d'un micro-contrôleur (ou un microprocesseur) qui assure la conversion de vitesse si nécessaire ainsi que la gestion des protocoles (norme HAYES, XMODEM...). De nombreux modems à la base de l'AM7910 existent, le montage proposé permet une adaptation au PC.

Le cahier des charges

Il faut concilier la «capacité» du 68705K1 au problème posé ; c'est naviguer au «près», nous ne disposons pas d'un 68000 et de 20 Moctets pour enfoncer un clou ! Le logiciel devra ;

1. Convertir le 1 200 en 75 bauds,
2. Pouvoir bufferiser (mémoriser) plusieurs caractères, en «Minitel» il arrive que l'appui d'une touche génère plusieurs caractères,
3. Etre de faible taille,
4. Consommer peu et enfin,
5. Être économique !

Tout cela constitue le minimum pour qu'un dialogue PC-Minitel puisse avoir lieu. Les logiciels d'émulation Minitel existent dans les BBS (y compris chez ERP). Aucune gestion de flux n'a été prévu, car il est rarissime que l'on frappe plus de sept caractères par seconde, de l'autre côté le PC est tout à fait capable de recevoir à 1 200 bauds/s. Arriver à réaliser ce cahier des charges n'a pas été évident...

LE LOGICIEL

Il faut faire court et l'optimiser. Il nous faut émuler l'UART de réception et celui d'émission, pour cela on doit échantillonner les lignes au moins à trois fois la vitesse du baud rate, dans notre cas c'est le 1 200 bauds qui pose problème. La première idée consiste à utiliser le timer par 256. Avec un quartz de 3,6864 MHz, nous aurons 1 800 IT par seconde, ce qui nous permet de gérer une vitesse maximum de 600 bauds ! c'est trop court.

Le logiciel ne pourra pas être coupé en deux : partie programme principal d'un côté, programme d'interruptions de l'autre.

Il faut réaliser un seul «programme principal» calibré en temps afin d'assurer la gestion de cette conversion 1200→75.

Le source (sur le serveur) contient, sur chaque ligne de commentaire, le temps de l'instruction.

Pour des applications à des vi-

tesses inférieures, le logiciel pourra être coupé en deux ; pour la partie «émulation d'un UART» par un timer, on pourra s'inspirer des programmes qui ont été faits sur le 68705P3.

Dès lors la vitesse sera limitée à 600 bauds, mais le programme n'aura pas à être calibré en temps. Il est à noter que le 68705P3 aurait pu fonctionner à 1 200 bauds, mais sa taille, sa consommation, etc.

Extension du logiciel

Un survol du source permet de voir qu'il est possible de convertir toutes les vitesses jusqu'à 4 800 bauds.

Une gestion de flux «doit pouvoir» être implémentée.

Enfin si l'on utilise une seule partie de l'UART (E ou R), il est possible d'utiliser ce programme comme un convertisseur série→parallèle ou le contraire (figure 2).

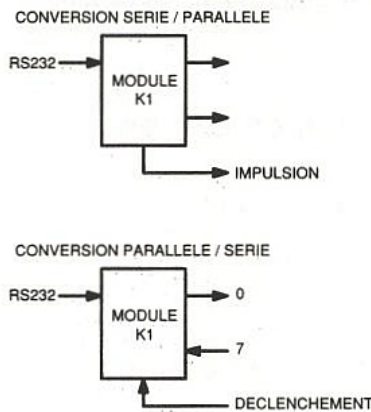


Figure 2 : Synoptiques d'applications possibles.

Dans tous ces cas de figure il faut mettre la main à la pâte (logiciel). Rappelons que des assembleurs ainsi que le logiciel pour le programmeur sont disponibles sur disquette ou sur le serveur. Le 68705K1 existe en version cerdip (effaçable au UV) pour la mise au point et en version «plastique» OTP, une fois la version définitive au point ; son coût dans cette version est ridicule ! Plusieurs numéros d'ERP ont traité ce sujet.

LE PLAN ÉLECTRIQUE

Il est donné à la figure 3.

Le quartz doit être de 3,6864 MHz (attention ce n'est pas 3,2768).

Le montage a été conçu pour être universel et répondre à de nombreux cas de figure.

Côté alimentation, le 68705K1 ne consommant que 3 mA, une diode zener assure à la fois la protection du circuit en cas d'inversion de polarité et la stabilisation de la tension si nécessaire.

La résistance R devra être calculé en conséquence si on alimente le montage avec une tension supérieure à 5 volts.

Côté interface, le bus PA0..PA7 sert dans le cas d'interface parallèle, le logiciel fourni ne le gère pas.

L'IRQ est réservé pour la réception RS232 ; en mode direct, les deux diodes et la résistance assure une protection, l'entrée peut être connectée directement sur la ligne RS232, mais le mode se fera par polling, donc avec un logiciel calibré. Dans le logiciel d'exemple, cette protection n'a pas été nécessaire puisque le module a été intercalé dans le modem après les drivers RS232 (les classiques 1488/1489).

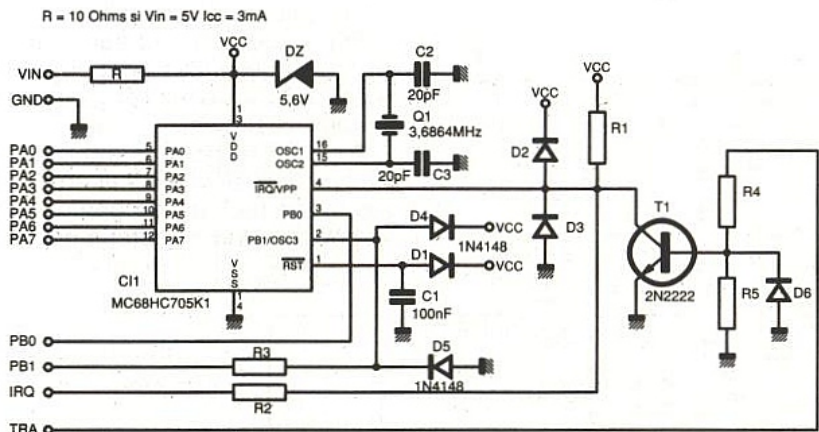


Figure 3 : plan électrique.

Les figures 4 et 5 rendent compte de la réalisation de la petite carte simple face nécessaire.

Toujours dans le cas de la réception, T1 sera à monter si l'on veut utiliser le programme de gestion UART par l'IT timer (voir les programmes pour le P3 décrits dans de précédents numéros de la revue), la vitesse sera limitée à 600 bauds mais l'écriture du programme en sera facilitée puisque celui-ci n'aura plus à être «calibré». Pour la partie émission, c'est PB1 qui est utilisé, là encore le logiciel donné en exemple n'utilise pas les circuits de protection.

Toutefois si on souhaite utiliser le 68HC705K1 directement pour le contrôle d'une liaison RS232, il est préférable de monter ce dispositif. Avec un logiciel «fait sur mesure», ces modules pourront être montés en réseau...

Le format Motorola

La figure 6 donne le fichier au format Motorola du programme. Il suffit de l'introduire à l'aide d'un éditeur de texte dans un fichier PC, puis de suivre les instructions et l'article qui décrit le programmeur de K1 (ERP 546 par J.-P. Jacquet).

Rappelons le format, il a déjà été donné, mais certains numéros manquent aux lecteurs comme le démontre le courrier.

La ligne S1130210A681B7E5200D3FE1B6E1A110261BA6F9C se décompose en S1 : format motorola de données, puis 13 le nombre d'octets à suivre, 0210 l'adresse d'implantation dans l'EPROM, ensuite 0A le premier octet, 68 le second, etc. jusqu'à 9C qui représente le CHECKSUM (somme de contrôle).

Dans l'air du temps

Les produits (en général) sont étudiés pour une seule fonction; ils ne sont pas extensibles (sauf à racheter la dernière version...). Le 68705K1 est dans l'air du temps; résoudre avec élégance au niveau hard un problème spécifique. Dans cette réalisation nous avons vu le dessous des cartes pour éviter de sortir l'artillerie lourde d'un AY-5-1013 ! Disposant d'un UART avec un logiciel

terruption du 68705P3 pour des vitesses inférieures ou égal à cherché.

P. ACHERNARD

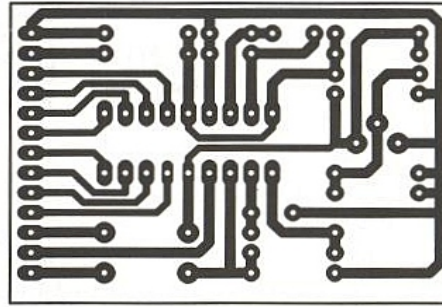


Figure 4.

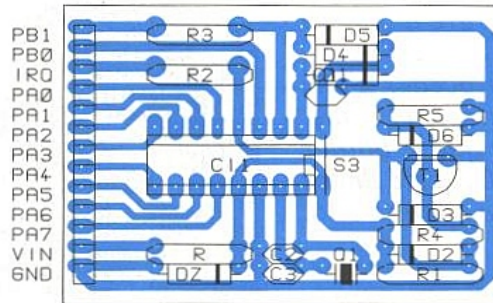


Figure 5.

```

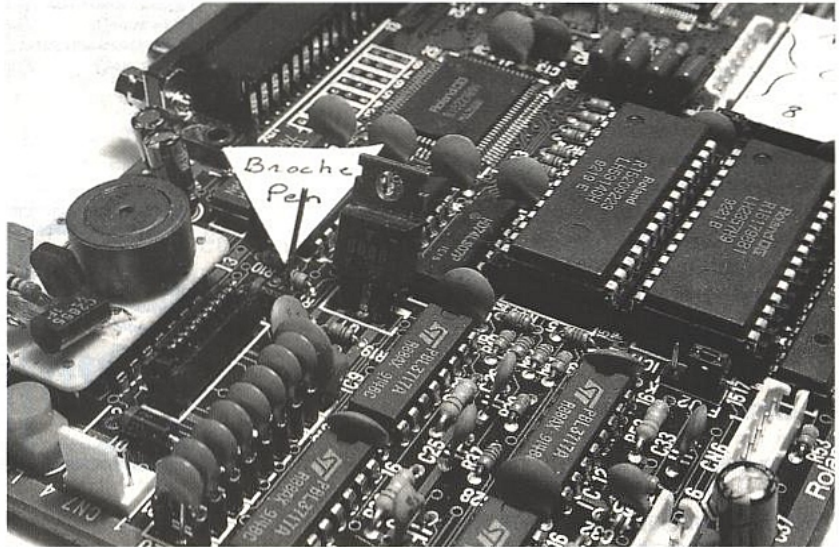
S11302009C1F0A12011205A6FEB7E2B7E63FE83FBB
S1130210E4B600AD23B7E1B600444AD1BB7E5B680
S113022000B7E0A6FFB704A602AD0D4AB7E1A604E5
S1130230AD06B7E53FE02033A40797A601A3002746
S113024004485A20F8B7E048BBE081D60300D6033F
S113025000D60300D60300D60300D60300D603005D
S1130260D60300D60300D603009D81AD2ACB03003C
S1130270CB0300ADD6AD20CB0300CB0300ADCCAD9A
S113028016CB0300CB0300ADC2AD0CCB0300CB03F4
S113029000AD5BBB0020D4B6E3270A3AE3B600B650
S11302A000A6002028B6E22A33A1FE2710B6E44CAB
S11302B0A407B7E43AE2B6E1B7E3B6008100010D62
S11302C0A607B7E2B6E144BBE14CB7E381D603002D
S11302D0D60300D60300D60300A60081BEE40001C5
S11302E00066E93AE2B6E1B7E3B600B60081BEE8DB
S11302F0B6E62A24A1FE270BB6E84CA407B7E83AD1
S1130300E62038B3E42602202AB6E5B7E7A609B703
S1130310E6130163E9A600813AE72702201364E9A2
S1130320240413012004120121FC3AE6B6E5B7E7E0
S113033081BB00CB0300CB0300BB00D60300D60374
S1070340009D818017
S104001700E4
S10B03F8034303430343020025
S9030400F8

```

Figure 6 : le fichier à charger au format Motorola..

Préparation des tables Roland DXY 1000/1200/1300 au phototraçage

Avant de mettre en route un boîtier de phototraçage type LP 2002 sur une table Roland de la série DXY, il est nécessaire de procéder à une petite adaptation technique. Afin d'aller droit au but, voici quelques conseils pratiques qui devraient permettre à tout un chacun de gagner un temps précieux et surtout procéder à une installation correcte et saine. Nous vous rappelons que le boîtier de phototraçage LP2002 a été décrit dans notre numéro 546.



Les tables Roland DXY, distribuées par les établissements ANGALIS, sont parfaitement utilisables pour travailler avec un système de phototraçage, mais encore faut-il «sortir» les signaux nécessaires tels que moteur X, moteur Y et PEN, après les avoir inversés.

Bricoler dans une machine toute neuve n'est pas vraiment la tasse de thé de nombre d'entre nous, surtout lorsque les documents fournis d'origine par le constructeur de «l'accessoire» à raccorder sont fort peu convaincants, voire troublants !

Il n'est pas question d'abîmer quoi que ce soit, ni de compliquer ultérieurement une éventuelle maintenance, encore moins que la table garde en permanence un fil à la patte !

La solution proposée ici respecte ces impératifs, mais comme elle ne présente techniquement que peu d'intérêt, nous vous la proposons sous forme de «manuel d'installation, à l'américaine» ! Vous éviterez par exemple d'avoir à souder un fil broche 89 de IC4 (pavé CMS !) et en moins de deux

heures votre table sera prête à faire fonctionner en toute sécurité un boîtier LP2002 et ses plumes laser.

Par ailleurs, le «standard» proposé permettra des échanges de machines et de câbles : comme il n'y en avait pas, pourquoi ne pas adopter celui-ci ?

Matériel nécessaire :

- une «SUB-D» DE9 mâle + capot droit
- une «SUB-D» DE9 femelle
- deux vis 3/10 tête plate + 4 écrous de 3 mm
- un connecteur HE14 5 points, mâle + femelle
- une trentaine de cm de fils (nappe ou autre) avec de préférence les couleurs suivantes : Noir, blanc, rouge, gris, violet.
- 2 cm de gaine thermo-rétractable fine (2 mm).
- une plaque autocollante équipée d'un 74LS00 (fournie avec le LP2002).
- un câble de liaison LP2002/table (fourni mais incomplet).

PROCEDURE

1. La première opération va consister à «terminer» le câble de liaison en l'équipant d'une DE-9 mâle + capot, et en respectant ceci :

BROCHE N°1 : fil gris
 N°2 : fil jaune
 N°3 : fil marron
 N°4 : fil bleu
 N°5 : tresse de terre
 N°7 : fil vert
 N°8 : fil rouge

Conserver précieusement les chutes des fils gris, jaune, marron et bleu : elles seront utiles !

2. Il faut ensuite ouvrir la table. Pour cela, se procurer deux cales de 5,5 cm environ de hauteur (deux data book par exemple), afin de pouvoir retourner l'objet et le poser à plat sans rayer le tapis ni porter sur le bras (mettre ce dernier au centre). Voir **figure 1**.

a : dévisser les côtés (6 vis chromées identiques).

b : retirer uniquement le côté gauche (le plus petit).

c : dévisser le fond (6 vis noires identiques).

d : lever le fond par la gauche et le faire glisser délicatement, toujours vers la gauche, afin de laisser passer les agrafes de la prise Centronics.

3. Percer de quoi fixer définitivement (par l'extérieur) la DE-9 femelle, et ce dans l'alignement des prises RS 232 et CENTRONICS, à gauche de cette dernière.

Avant de visser la prise, souder dessus la partie mâle de la HE14 sur les 5 broches supérieures (écarter légèrement les pattes afin de les rendre conformes au pas de la DE-9).

Relier par un fil (ou patte de résistance) les broches 1, 6, 7, 8, 9 : commun 0 V/GND.

Engager la partie femelle de la HE14 et repérer la broche 1 par un trait de feutre.

Sertir (ou mieux extraire les broches et souder) :

- un fil gris en 1
- un fil jaune en 2
- un fil marron en 3
- un fil bleu en 4

(fils récupérés sur le câble fourni) et extraire la broche 5. LA CONSERVER PRECIEUSEMENT (fragile) !

Pour la déverrouiller, appuyer avec une pointe sur sa patte verrou, et tirer «côté câble».

Si on a choisi de souder les fils au lieu de les sertir, c'est de cette manière qu'il faudra retirer toutes les broches. Il est de bon ton, avant de les ré-engager, de relever les pattes verrou pour être

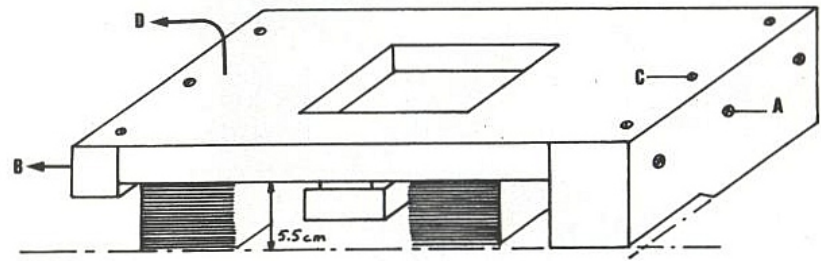


Figure 1

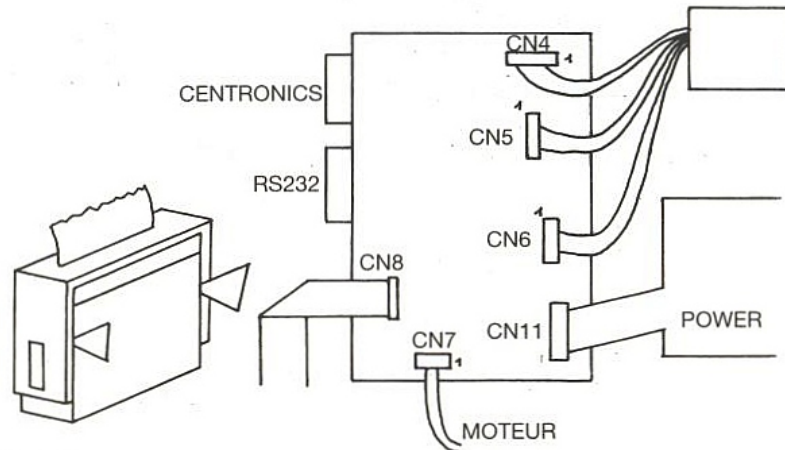


Figure 2

certain qu'elles agissent encore. 4. Déconnecter la femelle HE14 et visser alors la DE-9 sur le fond de la table en plaçant deux écrous par vis, bien bloqués. Mettre le fond de côté... il est prêt.

5. Extraire les cinq connecteurs de la carte principale de la table. Attention : pour CN8, il faut s'adjoindre l'aide d'une pointe pour déclipser les côtés (un cutter par exemple), comme indiqué **figure 2**.

Retirer les 5 vis fixant la carte, soit :
 - 3 à grosse tête
 - 2 à petite tête (vers RS232 et CENTRONICS)

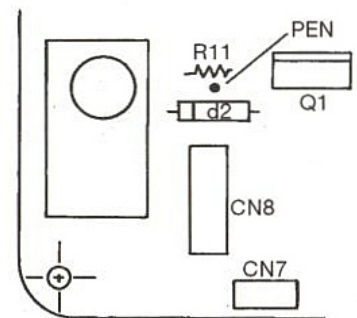
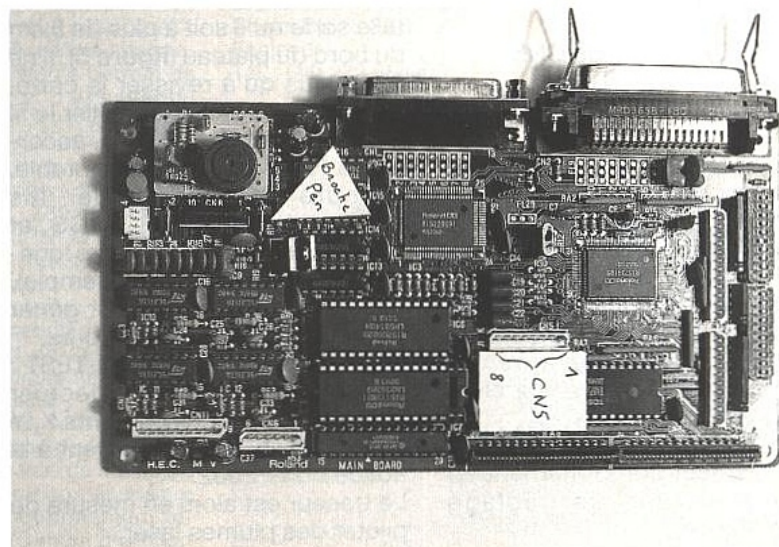
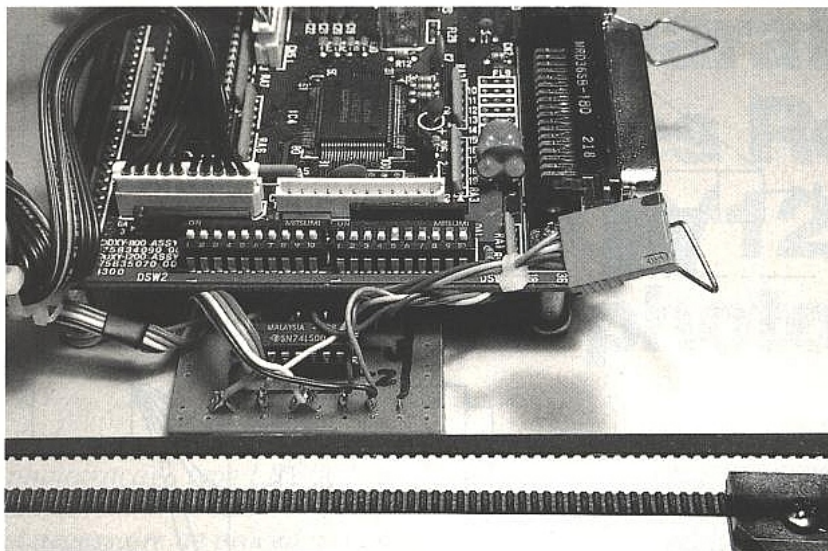


Figure 3





CONCLUSION

Ce « pas à pas » détaillé pourra surprendre tous ceux qui n'ont pas encore travaillé avec un kit de phototraçage tenant compte des accélérations réelles propres à une table A3, en vue d'obtenir des documents de qualité à l'échelle 1.

Ils seront nombreux, puisque votre serviteur fait partie des rares privilégiés en France (5 ou 6) qui disposent de ce système, lequel devrait « faire un malheur » auprès de toutes les unités cherchant à préserver la confidentialité de leurs études, ou plus simplement être autonomes.

Jean ALARY

Il faut alors repérer le point «PEN». C'est très facile : on dispose d'un via entre R11 et D2 (figure 3), qui correspond exactement à ce qu'on recherche. Il suffit d'y souder une broche mâle (de HE14, ou d'autre connecteur droit et fin pour CI).

C'est tout ce qui sera fait sur la carte. On pourra alors équiper le fil violet de la broche femelle récupérée sur la HE14 et faire un connecteur mono-point en la resserrant au moyen du petit morceau de gaine thermo-rétractable.

Comme on peut s'en douter désormais, cette méthode a l'avantage de respecter la facture de la table Roland : fond et carte démontables sans soudure, câble de liaison au LP2002 totalement libre.

6. Sur le connecteur CN5, il va être possible de « piquer » les 4 points qui nous manquent :

- MOTOR 1 (Y signal) = PIN 7 de CN5
- MOTOR 2 (X signal) = PIN 3 de CN5.
- 0 V (GND) = PIN 8 de CN5
- + 5 V = PIN 1 de CN5

Deux solutions sont envisageables :

a) soit extraire les broches et y ajouter par soudure :

- un fil noir en 8 de CN 5 (GND).
- un fil blanc en 7 de CN5.
- un fil gris en 3 de CN5.
- un fil rouge en 1 de CN 5 (+ 5V)

b) soit couper les fils existants puis les raccorder en ajoutant ceux prévus en «a». Prévoir alors d'isoler (gaines).

7. Il reste à raccorder les fils à la carte 74LS00, conformément au schéma et plan de câblage donné, figure 4.

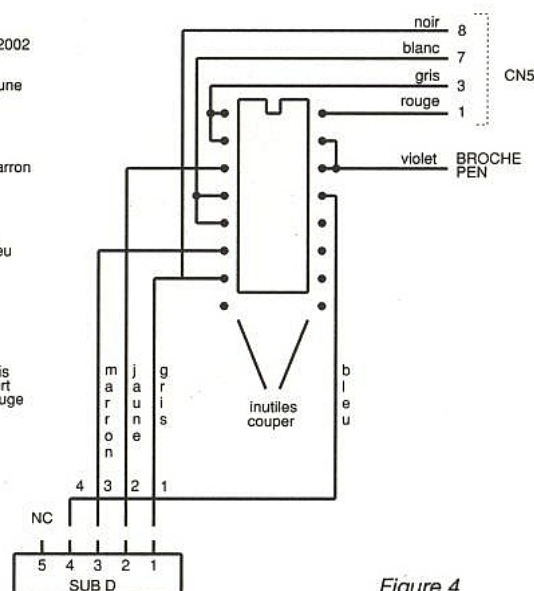
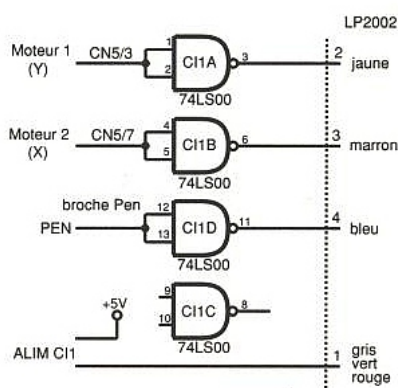


Figure 4

Une fois le petit circuit autocollant placé entre les deux entretoises de la carte principale, de telle sorte qu'il soit à plus de 5 cm du bord du plateau (figure 5), il ne reste plus qu'à revisser la carte, engager les connecteurs, lier le fil violet à la broche «PEN», raccorder la HE14 et remonter la table. Prendre soin de guider les agrafes de la CENTRONICS, et ne pas laisser sortir de leurs logements (motor, CN7 par exemple), des câbles qui pourraient gêner les courroies crantées du bras. Relancer la table en AUTO-TEST : tout doit être correct. Effectuer alors les tests (déplacements X, Y et Pen Down), conformément à la notice du LP2002.

Le traceur est alors en mesure de piloter des plumes laser.

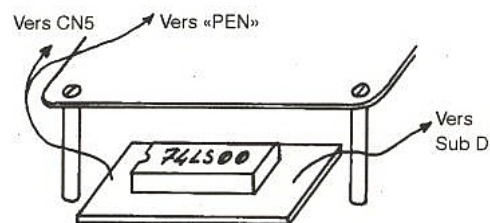


Figure 5

fixé par quatre résistances de précision.

R1-----> 100 mV par μ A

R2-----> 10 mV par μ A

R3-----> 1 mV par μ A

R4-----> 0,1 mV par μ A

Nous disposerons ainsi de quatre gammes de mesure, ce qui nous semble suffisant dans la majorité des cas :

Gamme 1, SW1-1 \rightarrow 0 à 200 lux

Gamme 2, SW1-2 \rightarrow 0 à 2000 lux

Gamme 3, SW1-3 \rightarrow 0 à 20000 lux

Gamme 4, SW1-4 \rightarrow 0 à 100000 lux

Ceci sur un multimètre numérique réglé sur le calibre 2 V. Seule la gamme 2 permettra une lecture directe de l'éclairement sur le cadran de l'instrument de mesure, puisque 1 μ A correspondra alors à 10 lux (1 lux par mV).

Pour la gamme 1, il faudra diviser le résultat par 10.

Pour la gamme 3, il faudra le multiplier par 10 et, pour la gamme 4, le multiplier par 100.

Le convertisseur courant-tension est suivi d'un amplificateur inverseur dont le gain a été très exactement fixé à 1.

Réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2**, l'implantation en **figure 3**. L'emplacement du capteur est prévu sur la platine. Ce n'est pas une obligation et il peut tout aussi bien être placé à l'extérieur du boîtier, si boîtier il y a.

L'alimentation de l'ensemble du montage est effectué par deux petites piles de 12 V (pile photo). Très pratiques, car très petites, elles peuvent se souder directement sur le circuit imprimé. Elles présentent cependant un inconvénient : elles ne permettent d'alimenter le montage que dans le cas où les mesures ne sont pas fréquentes et ne durent pas trop longtemps. Sinon, il faudra leur préférer des piles de plus forte capacité.

Toutes les résistances utilisées dans le montage (sauf R7 et R8) sont à tolérance de 1 %, ou mieux (0,5 % ou 0,1 % serait préférable).

Les amplificateurs opérationnels peuvent être des CA3140 pour IC1 ou des LINC MOS Texas et, pour IC2, des LF351 ou 356 (les LF351 consomment moins de courant).

Pour terminer, la consommation totale se situe aux alentours de 8 mA.

UN AMPLIFICATEUR POUR THERMOCOUPLE ET UN THERMOMÈTRE

Si l'on souhaite pouvoir tester des températures élevées, seul un thermocouple est en mesure de le faire. Encore faut-il disposer d'une interface adéquate capable de convertir les signaux issus de la sonde. C'est précisément ce que nous vous proposons. La lecture des signaux amplifiés du thermocouple sera effectuée sur un multimètre numérique avec une très bonne précision.

Présentation de l'AD595A

Ce circuit est un système complet d'interfaçage d'un thermocouple de type K (chromel-alumel). Il intègre, sur une même puce, un amplificateur d'instrumentation et un compensateur de jonction froide de thermocouple. Il combine un point de référence 0°C avec un amplificateur précalibré pour produire une sortie à haut niveau de 10 mV par °C. L'AD595A, au stade de la fabrication, est ajusté au laser afin d'être utilisé avec des thermocouples de type K. Cependant, différents

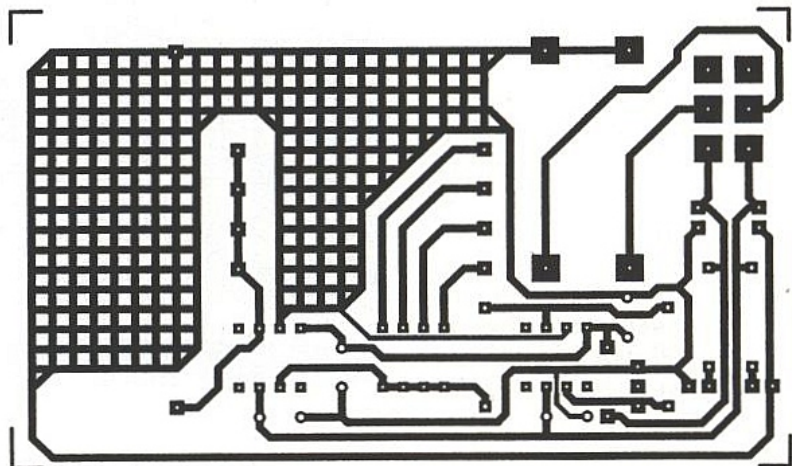


Figure 2

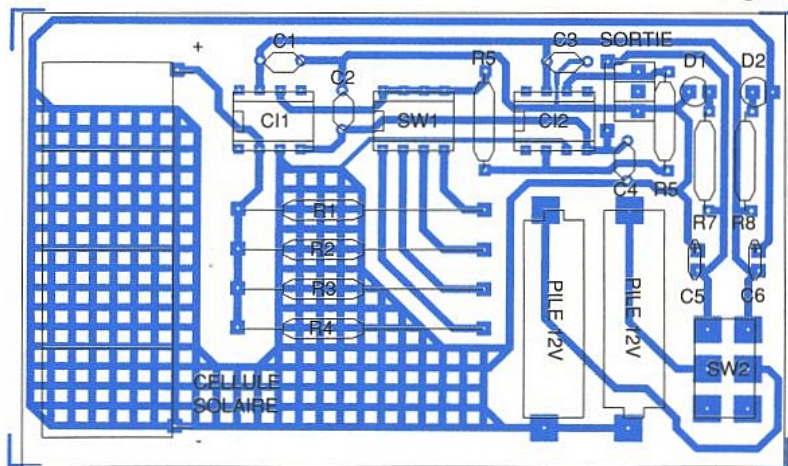
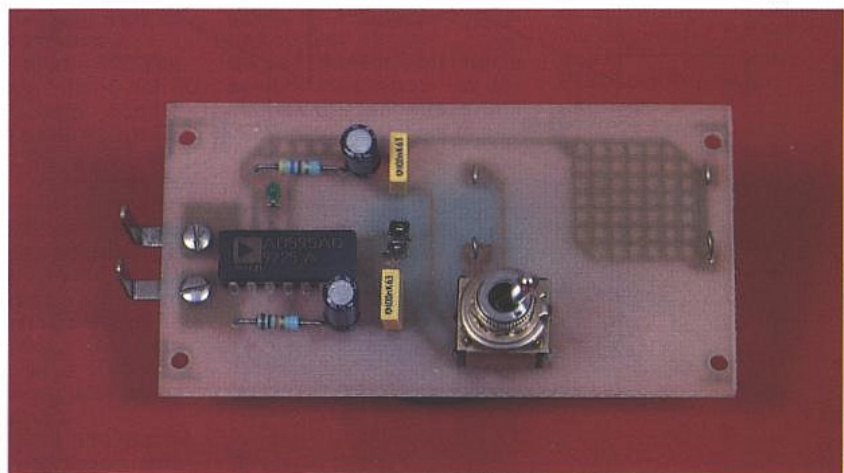


Figure 3



réglages (comme les résistances déterminant le gain de l'amplificateur) sont accessibles sur certaines broches du boîtier. Ainsi, il est possible de recalibrer le circuit intégré afin de l'utiliser avec certains thermocouples de types différents.

Le circuit intègre également, ce que nous verrons plus loin, une alarme qui avertira l'utilisateur si l'une des jonctions de la sonde de mesure venait à se déconnecter du circuit ou si le thermocouple était détérioré.

Nous verrons aussi son utilisation possible en simple thermomètre, ce qui ne manquera pas d'intéresser certains de nos lecteurs.

Pour terminer cette brève présentation, l'alimentation de ce circuit intégré peut s'effectuer de différentes façons, selon la gamme de mesures que l'on désire couvrir. Dans tous ces modes de fonctionnement, l'AD595A pourra être utilisé dans une température ambiante allant de -55° à $+125^{\circ}\text{C}$ (tolérances militaires).

Modes d'alimentation de l'AD595A

Etant donné les différents modes d'alimentation supportés par ce circuit, la gamme de mesures possibles va de -200°C à $+1250^{\circ}\text{C}$.

En utilisant une simple alimentation positive de 5 V, la température mesurable s'étale de 0°C à 300°C . Dans ce cas, la broche d'alimentation négative sera connectée à la broche de masse. En augmentant cette tension d'alimentation à +15 V, les 1200°C sont dépassés avec, comme sonde de mesure, un thermocouple de type K.

En lui adjoignant une alimentation négative, des températures négatives peuvent alors être prises en compte. Dans tous ces cas de figures, il ne faudra pas oublier que la tension d'alimentation totale ne devra pas dépasser 30 V : par exemple, +15 V et -15 V ou +12 V et -12 V (ce que nous avons utilisé sur notre maquette).

La consommation en courant est dérisoire et cela rend sa mise en œuvre très pratique. Son alimentation peut alors être réalisée à l'aide de petites piles, ce qui donne un montage très compact.

Tensions en sortie de l'AD595 A

Les tensions issues d'un thermocouple étant non linéaires par

rapport à la température de ce dernier, et le circuit intégré amplifiant linéairement le signal compensé, la formule suivante devra être utilisée pour obtenir l'exacte tension de sortie :

Sortie de l'AD595A = (tension de type K + $11\ \mu\text{V}$) x 247,3

ou

Tension de type K = (tension de sortie de l'AD595A/247,3) - $11\ \mu\text{V}$.
Le tableau représenté dans les lignes suivantes sera très utile pour l'interprétation des résultats.

Température en °C	Tension de type K en mV	Sortie en mV
-200	-5,891	-1454
-180	-5,550	-1370
-160	-5,141	-1269
-140	-4,669	-1152
-120	-4,138	-1021
-100	-3,353	-876
-80	-2,920	-719
-60	-2,243	-552
-40	-1,527	-375
-20	-0,777	-189
-10	-0,392	-94
0	0	2,7
10	0,397	101
20	0,798	200
25	1,000	250
30	1,203	300
40	1,611	401
50	2,022	503
60	2,436	605
80	3,266	810
100	4,095	1015
120	4,919	1219
140	5,733	1420
160	6,539	1620
180	7,338	1817
200	8,137	2015
220	8,938	2213
240	9,745	2413
260	10,560	2614
280	11,381	2817
300	12,207	3022
340	13,874	3434
400	16,395	4057
440	18,088	4476
500	20,640	5107
540	22,346	5529
600	24,902	6161
640	26,599	6581
700	28,128	7206
740	30,799	7619
800	33,277	8232

SUPERGAMES

LE SALON DES JEUX VIDEO ET DE LA HIGH-TECH DE LOISIRS



du 24 au 28 novembre 93
Parc des Expositions
Porte de Versailles - PARIS

36
15
SUPERGAMES

Toutes les infos sur le salon mais aussi sur les nouveautés de la High-Tech de loisirs. Des jeux, de nombreux lots à gagner.

Appellez le
36
68
20
90
2,19 frs la minute

Devenez un visiteur privilégié SUPERGAMES 93

Commandez dès aujourd'hui votre billet d'entrée au Supergames 93 à tarif super préférentiel

■ Formule " journée "

Votre entrée au prix préférentiel de 30 frs au lieu de 50 frs sous forme d'une carte coupe-file pour les animations de Supergames

■ Formule " carte pass "

Pour 95 frs une carte nominative vous permettra d'entrer autant de fois que vous le voudrez sur Supergames pendant les 5 jours.

Ce pass vous servira également de coupe-file pour les animations du salon.

Pour commander votre formule tapez 3615 code Supergames

Le fonctionnement de l'AD595A

Le schéma de principe est donné en **figure 4**.

Il fonctionne à la manière de deux amplificateurs différentiels dont les signaux de sortie servent au contrôle d'un amplificateur de grand gain. En mode de fonctionnement normal (celui qui nous intéresse ici), la sortie de cet amplificateur à grand gain est connectée à un réseau de contre-réaction (broche 9 connectée à la broche 8).

Les tensions issues du thermocouple sont appliquées à l'étage d'entrée (broches 1 et 14), amplifiées par cet amplificateur différentiel et arrivent sur l'entrée de l'amplificateur principal où elles subissent une nouvelle amplification. La tension issue de ce dernier est réinjectée dans un second amplificateur différentiel (entrée inverseuse) dont la sortie est connectée à un circuit sommateur. A la sortie de ce sommateur, nous trouvons une tension égale à la différence du signal issu du thermocouple et du signal de contre-réaction. En résumé, le signal de contre-réaction suit très précisément la valeur du signal fourni par la sonde. Le réseau de contre-réaction est ajusté de telle manière que en sortie de l'AD595A nous trouverons une tension de 10 mV par °C mesuré par le thermocouple. On remarque la présence d'une résistance R2, destinée à s'assurer que les tensions de mode commun induites dans la boucle du thermocouple ne soient pas converties en mode normal.

La Led D1 indique la mise en action de l'alarme de rupture du thermocouple et R1 en limite le courant. L'alimentation sera effectuée par deux piles miniatures de 12 V (piles photo). Les condensateurs C1 à C4 filtrent ces deux tensions.

L'alarme présente dans le boîtier du circuit intégré peut s'avérer très utile dans le cas où l'une des connexions du thermocouple viendrait à se rompre ou à se désolidariser du circuit. Ceci pourrait avoir, évidemment, des conséquences désastreuses par augmentation de température et dépassement du seuil prévu lorsqu'on utilise le circuit dans un asservissement thermique.

La sortie de cette alarme peut commander toutes sortes de dispositifs de protection, y compris un relais, et est totalement compatible avec la TTL.

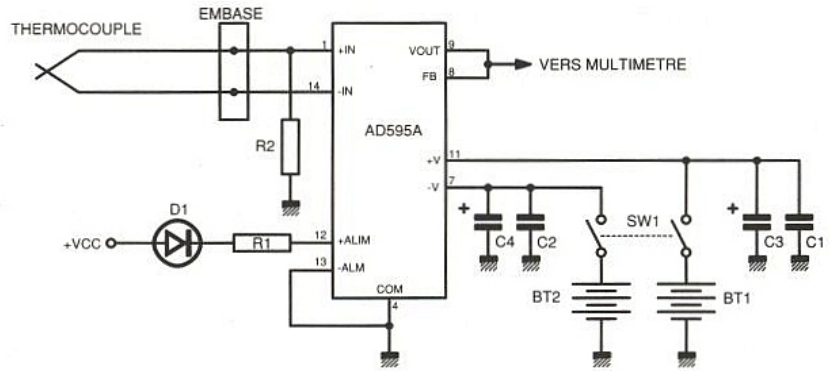


Figure 4

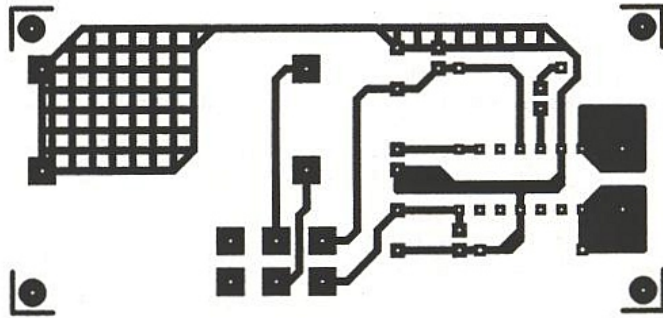


Figure 5

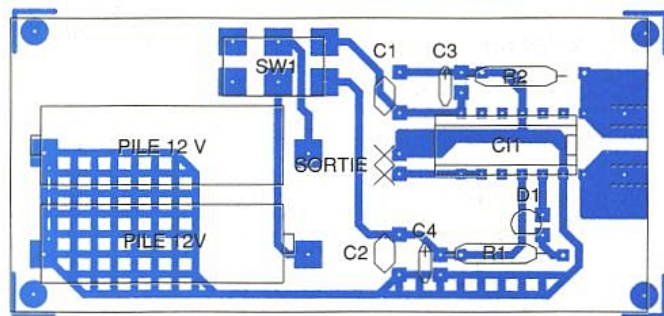


Figure 6

Comme nous l'avons vu en début d'article, l'AD595A peut également être utilisé comme un simple thermomètre. Il suffit pour cela de déconnecter le thermocouple et de relier les broches d'entrée 1 et 14 par un simple fil. Le circuit mesurera alors sa propre température en présentant sur sa sortie sa tension de compensation interne avec la même résolution de 10 mV par °C.

Pouvant fonctionner dans une large gamme de température, le circuit intégré pourra effectivement rendre de précieux services comme thermomètre, et avec la même précision.

Mise en œuvre

La jonction du thermocouple au circuit imprimé doit présenter une résistance thermique la plus faible possible et se trouver à la même température que le circuit intégré, afin que la compensation

de jonction froide interne puisse fonctionner correctement. Ceci impose d'utiliser une jonction normalisée avec les prises adéquates.

Sur le dessin du circuit imprimé représenté en **figure 5**, on peut apercevoir deux petites surfaces cuivrées au niveau de la connexion du thermocouple au circuit imprimé. Ce sont elles qui assureront un bon contact thermique.

La sonde devra être fixée sur le circuit à l'aide d'une embase spécifique. La soudure de cette dernière devra être minutieusement effectuée (après désolidarisation s'il y a lieu).

Patrice OGUIC

Nomenclature (1)

Circuits intégrés :

IC1 : CA3140
IC2 : LF351 ou LF356

Résistances :

R1 : 100 k Ω , 1 %
R2 : 10 k Ω , 1 %
R3 : 1 k Ω , 1 %
R4 : 100 Ω , 1 %
R5, R6 : 6,81 k Ω , 1 %
R7, R8 : 4,7 k Ω .

Condensateurs :

C1, C2, C3, C4 : 100 nF.
C5, C6 : 10 μ F 16 V tantale goutte.

Divers :

SW1 Dipswitch 4 interrupteurs.
SW2 : interrupteur bipolaire.
2 supports 8 broches.
D1, D2 : Led miniatures.
1 photopile Solems.
2 piles miniatures 12 V ou autres,
suivant choix.

Nomenclature (2)

Circuit intégré :

AD 595A (ANALOG DEVICES)

Résistances :

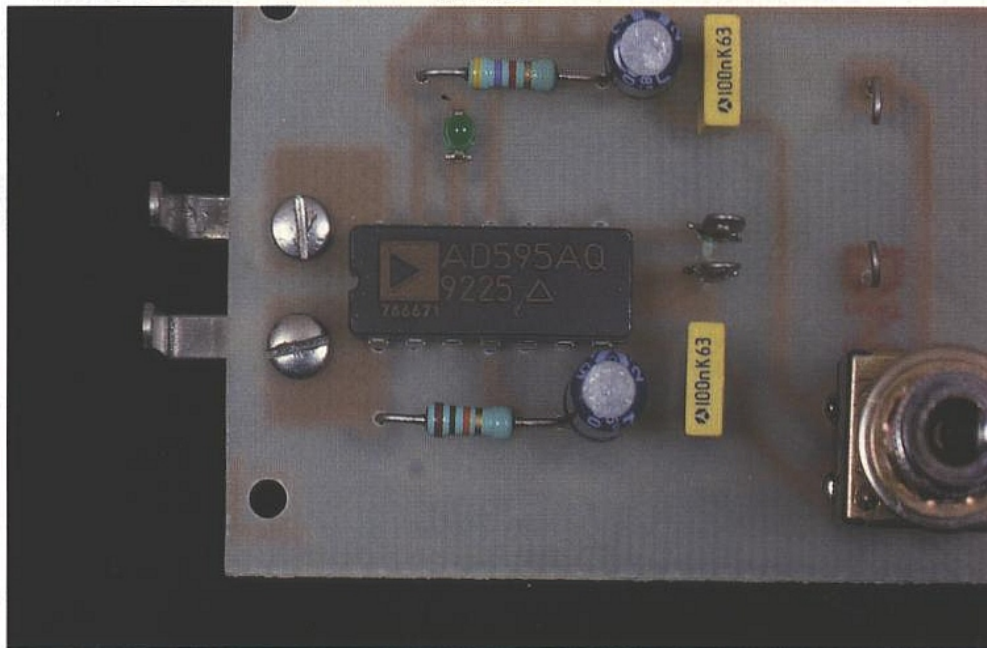
R1 : 4,7 k Ω
R2 : 15 k Ω

Condensateurs :

C1, C2 : 100 nF
C3, C4 : 22 μ F, 25 V

Divers :

Une Led haute luminosité miniature
SW1, interrupteur bipolaire.
Un thermocouple type k avec prise et
embase.



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

- Profitez de notre offre spéciale d'abonnement recevez

12 n° d'Electronique Radio Plans

+

2 logiciels exclusifs en cadeau :

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

Profitez de cette offre exceptionnelle

ABONNEZ-VOUS !

Votre
CADEAU :
2 logiciels



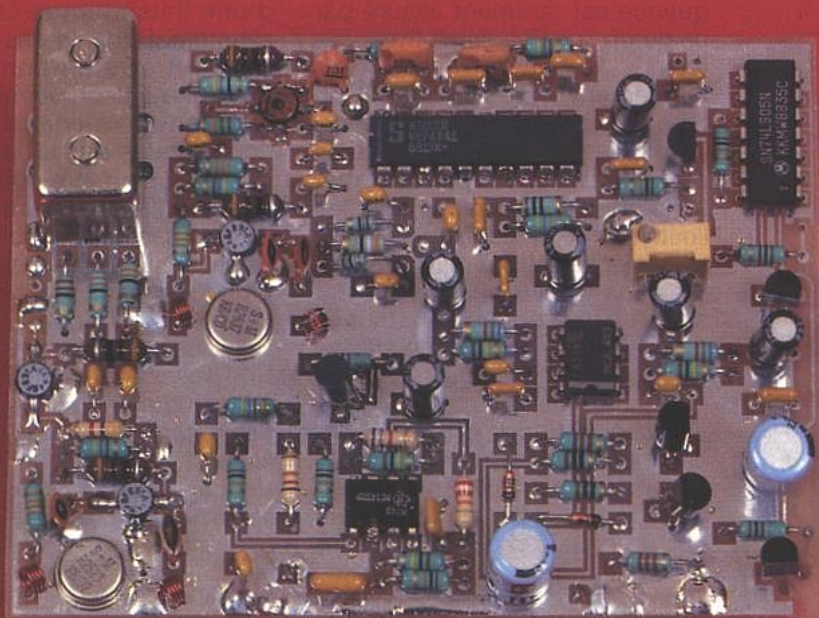
Interphone sans fil 224 MHz

*En matière de télécommunications,
il reste encore de nombreux besoins
à combler.*

*S'il existe des besoins,
il y a de nouveaux marchés et ceci
est synonyme de nouveaux
composants.*

*Enfin, qui dit nouveau
composant dit automatiquement
augmentation des performances,
diminution des coûts,
des volumes, etc.*

*Ce sont évidemment ces nouveaux
composants qui vont nous intéresser
dans cet article consacré à la
réalisation d'un émetteur/récepteur
224 MHz qui pourra, entre autres
applications, servir d'interphone
sans fils.*



En fait, les composants qui serviront de piliers à notre application ne sont pas extrêmement nouveaux puisqu'il s'agit de résonateurs à onde acoustique de surface.

La nouveauté réside plutôt dans la disponibilité de ces résonateurs avec des fréquences permettant la conception et la réalisation d'ensembles E-R dont le récepteur est du type superhétérodyne.

Jusqu'à présent, les récepteurs de ce genre étaient toujours du type superréaction.

Nous terminons ce préambule en précisant qu'il s'agit d'une application grand-public, à prendre en ce sens et en ce sens seulement.

Destination et utilisation de l'émetteur-récepteur

Dans les applications dites domestiques, il y a de nombreux cas où l'on peut avoir recours à une

transmission audio à faible coût. Nous allons premièrement donner quelques exemples pratiques et très concrets d'utilisation.

Une des utilisations qui vient immédiatement à l'esprit est le jouet.

Les talkies-walkies ont toujours fasciné les enfants dès qu'ils ont l'âge de savoir s'en servir.

Dans ce domaine, il y aurait beaucoup de choses à dire et nous nous limiterons à l'essentiel.

Dans le cas du jouet, la principale anomalie est qu'il fonctionne mal. Ceci est excessivement choquant car il est souvent offert et/ou acheté par des personnes qui considèrent que ce dysfonctionnement est normal puisqu'il s'agit d'un jouet.

Si le jouet fonctionnait correctement, il ne s'agirait plus d'un jouet mais d'un matériel professionnel.

Cette situation est évidemment tout à fait anormale, même si des

enfants sont destinataires de l'objet, celui-ci se doit de fonctionner normalement.

En fait, le dysfonctionnement est dû à l'accumulation d'erreurs de conception et de fabrication justifiées seulement par les coûts.

Pour des raisons évidentes de simplicité, d'homologation dans différents pays, la bande 27 MHz, universellement reconnue, est utilisée. La puissance d'émissions est faible, le calage en fréquence est rarement assuré par un quartz, un PLL serait trop coûteux.

Finalement, le récepteur est du type à superréaction. Nous aborderons le cas de ces récepteurs dans un prochain paragraphe, mais nous connaissons déjà les limites de cette technologie : sensibilité et sélectivité médiocres.

En conséquence, le récepteur s'accroche sur quasiment tout ce qui se présente dans la bande CB. Les émetteurs CB étant plus puissants que l'émetteur à recevoir, ceci se traduit en général par une monumentale cacophonie.

Il y a donc une place pour un jouet, fonctionnant véritablement, qui, en restant d'un coût raisonnable, permettra de combler les enfants.

Ce jouet peut se transformer en outil de communication dans une maison et on ne parlera plus ni d'un jouet ni d'un talkie-walkie, mais plutôt d'un interphone sans fils. Pour un interphone sans fils il n'est pas nécessaire de faire un dessin, il assure la communication entre deux pièces ou deux bâtiments, là où l'installation

d'une ligne est impossible, compliquée ou chère.

Ceci est le cas notamment avec les dépendances où il n'existe pas d'installation électrique : atelier, abri de jardin, etc. Dans ce cas, l'interphone HF alimenté sur piles ou sur accus résoud simplement, rapidement, et à moindre frais le problème de la communication.

Cet appareil répond aussi au problème posé par l'établissement d'une liaison inter-étages par exemple. Dans ce cas, la liaison HF peut être en concurrence avec une liaison secteur. Notez que dans certaines configurations — étages multiples, sous-sols — il peut être difficile d'établir une liaison ; l'une comme l'autre : secteur ou radio.

Finalement, on cite deux cas très pratiques et très répandus, la surveillance des enfants et la surveillance des biens matériels.

Une liaison radio peut être établie à l'insu d'autrui et premièrement des enfants, surtout s'il sont très jeunes.

Un émetteur-récepteur permet de surveiller facilement leurs jeux et prévenir en cas de cris ou de larmes.

Dans le cas de la protection des biens, il est assez facile d'imaginer ce que l'on peut obtenir.

L'émetteur est aisément dissimulable dans une voiture par exemple. Cet émetteur peut permettre non seulement la téléalarme d'une intrusion mais aussi une écoute discrète.

Nous verrons à la fin de la description que la miniaturisation de

l'émetteur, du récepteur, ou de l'ensemble émetteur/récepteur, devrait aussi répondre au besoin des micros dits micros-espions. Si l'on en juge par les abondantes publicités envahissant les magazines, c'est un marché toujours florissant et pour cette raison nous ne manquons pas la citation.

Cahier des charges

Avant de dessiner le moindre transistor, il faut évidemment établir les bases essentielles du projet. Pour l'instant, nous savons assez peu de choses, nous savons seulement qu'il s'agit d'un émetteur-récepteur HF.

Nous savons aussi que les jouets qui existent utilisent la bande CB et que les résultats sont mauvais. Il faut donc choisir une autre bande de fréquence et si possible une bande autorisée.

Dans un précédent numéro destiné à la transmission de données, nous avons publié la liste des fréquences autorisées ainsi que les largeurs des canaux et pour de plus amples informations, nous vous renvoyons à ce numéro.

Le choix de la fréquence de travail s'effectue simultanément avec le choix de la structure de l'émetteur-récepteur. En se tournant résolument vers un ensemble grand public et à faible coût, on écarte systématiquement toutes les solutions avec une boucle à verrouillage de phase.

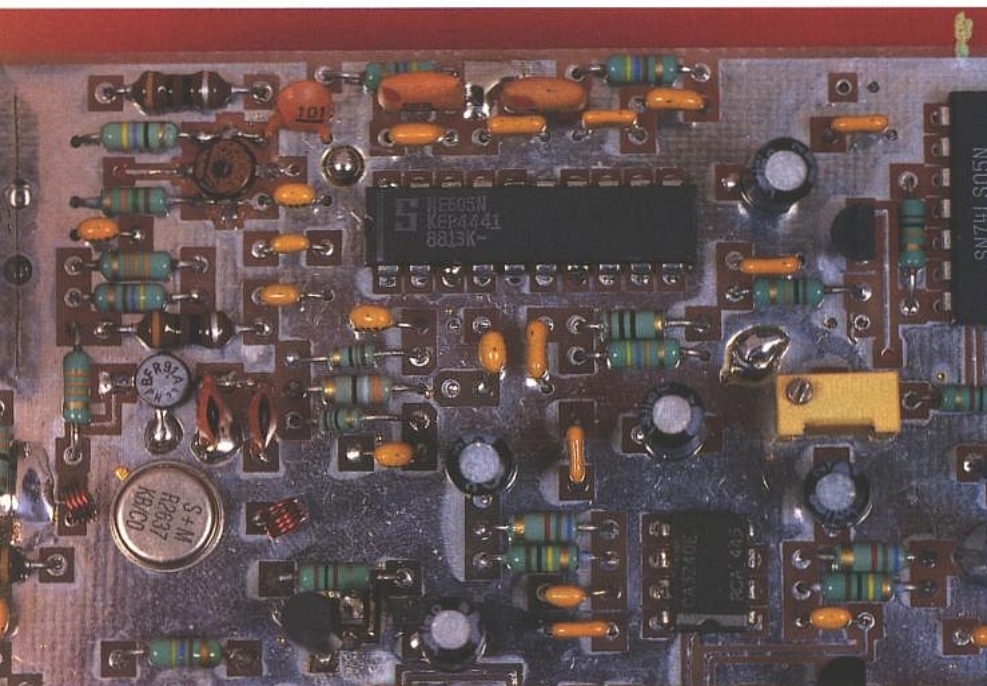
Même pour un ensemble grand public, un système sans stabilisation, circuit L-C seul, est indécident. Les critères déterminant sont assez vite atteints : stabilisation par résonateur à onde acoustique de surface, modulation d'amplitude.

Pour la fréquence on a le choix entre 224,5 MHz, 224,7 MHz ou 433,92 MHz. Pour des raisons de disponibilité, la première fréquence est retenue : 224,5 MHz.

Il nous reste finalement trois paramètres à fixer pour le mode de fonctionnement : duplex ou half duplex, la puissance de sortie et le type de récepteur.

Le synoptique de liaison duplex de la figure 1 était assez tentant mais trop coûteux en regard de l'intérêt. Cette solution pourrait malgré tout être retenue pour une liaison style téléphone mains libres.

Sur le schéma de la figure 1, un seul émetteur-récepteur est représenté. Cet ensemble émet sur



213,8 MHz et reçoit sur 224,5 MHz.

Le signal à 213,8 MHz est utilisé comme oscillateur local et du mélange avec la fréquence reçue à 224,5 MHz, résulte la fréquence intermédiaire à 10,7 MHz.

L'oscillateur local a une fréquence inférieure à la fréquence à recevoir.

Le second ensemble, qui n'est pas représenté, émet à 224,5 MHz et reçoit à 213,8 MHz. L'oscillateur local à 224,5 MHz présente une fréquence supérieure à la fréquence à recevoir. La mise en œuvre de cette structure ne devrait pas poser de problème.

On remarque que les récepteurs sont du type à un seul changement de fréquence, mais on peut envisager le duplex sur les deux fréquences 213,8 et 224,5 MHz avec des récepteurs du type superréaction.

La donnée essentielle est bien sûr l'existence de résonateurs adaptés : 213,8 MHz et 224,5 MHz, ce qui est le cas.

Nous éliminerons donc le schéma synoptique de la figure 1 pour adopter le schéma beaucoup plus traditionnel de la **figure 2**.

Sur ce schéma, on remarque trois ensembles : l'émetteur, le récepteur et le système de commutation émetteur/récepteur.

Sur ce même synoptique, on remarque que la structure du récepteur est figée : un seul changement de fréquence. Bien que la voie superréaction ait été éliminée, nous allons malgré tout en dire deux mots.

En fouillant nos archives, nous avons retrouvé le schéma de la **figure 3**. Ce schéma est issu d'un ouvrage de Robert Piat qui avait eu un certain succès.

Même à cette époque, les principes de la superréaction n'étaient pas nouveaux puisqu'ils datent en fait des années 45. A cette époque, bien sûr, les récepteurs n'étaient pas équipés de transistors mais de tubes.

Les principes de fonctionnement des récepteurs à superréaction peuvent sembler assez simples et donc intéressants. Une analyse fine et détaillée est en fait beaucoup plus compliquée.

Le récepteur est conçu autour d'un oscillateur fonctionnant sur une fréquence très proche de la fréquence à recevoir.

L'oscillateur est mis alternativement en et hors service à un rythme élevé — quelques dizaines de kHz.

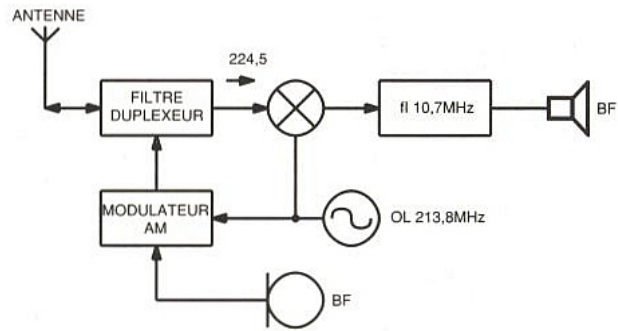


Figure 1

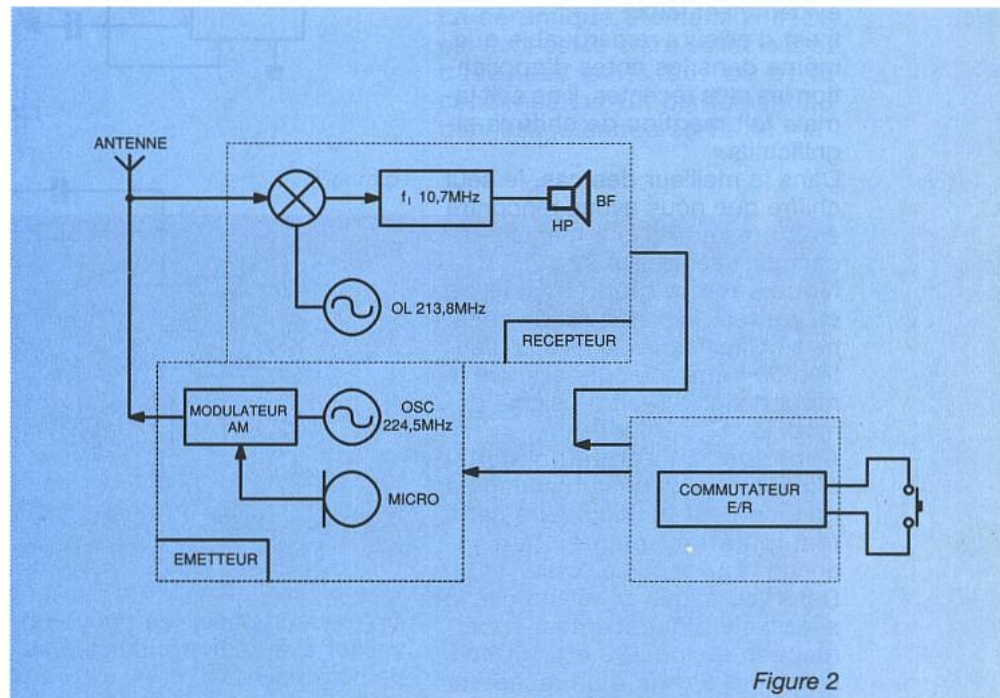


Figure 2

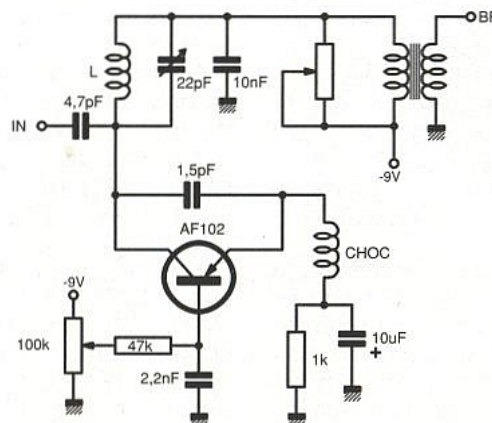


Figure 3

Le signal à recevoir est envoyé à l'oscillateur qui se cale sur le signal incident.

Il suffit finalement de démoduler le signal de sortie de l'oscillateur pour obtenir le signal incident. Le récepteur superréaction est donc un récepteur pour la modulation d'amplitude.

Sur le schéma de la **figure 3**, le transistor AF 102 est simultanément oscillateur HF et oscillateur BF, mais avec d'autres schémas nous verrons que ces deux fonctions peuvent être distinctes.

On prête souvent à ce type de récepteur des caractéristiques et des performances qu'il n'a pas. Ce récepteur passe pour avoir une sensibilité excellente, comparable à celle des meilleurs récepteurs hétérodynes. Ceci est évidemment faux.

Il est d'ailleurs remarquable que, même dans les notes d'application les plus récentes, il ne soit jamais fait mention de chiffres significatifs.

Dans le meilleur des cas, le seul chiffre que nous ayons rencontré était présenté d'une manière laconique : sensibilité 22 μ V.

Nous savons bien sûr que ce chiffre seul, la sensibilité d'entrée, ne signifie rien. A un niveau d'entrée doit être toujours associé le rapport signal/bruit du signal démodulé.

Appliquer à l'entrée un signal d'une valeur donnée n'engage à rien, on peut toujours faire cette manipulation, même s'il n'y a aucun résultat sur la sortie.

Dans la pratique on retient que la sensibilité d'un récepteur super-réaction est de 100 à 1 000 fois inférieure à celle d'un récepteur hétérodyne — dans les mêmes conditions de réception (même rapport S/B)..

Les deux autres inconvénients du récepteur à superréaction sont le manque de sélectivité : accrochage sur le premier signal le plus fort qui se présente, et rayonnement parasite de l'oscillateur.

Finalement, le seul intérêt de cette structure — il faut bien qu'il y en ait un, sinon personne ne l'utiliserait — est son apparente simplicité et son faible coût certain.

Dans l'esprit du concepteur non familiarisé avec les techniques HF, la vision du schéma d'un récepteur du type superréaction génère un grand nombre d'erreurs et l'oriente toujours vers les mauvaises options.

Evidemment, d'un strict point de vue économique, le schéma de la figure 3 est alléchant. Mais, hélas,

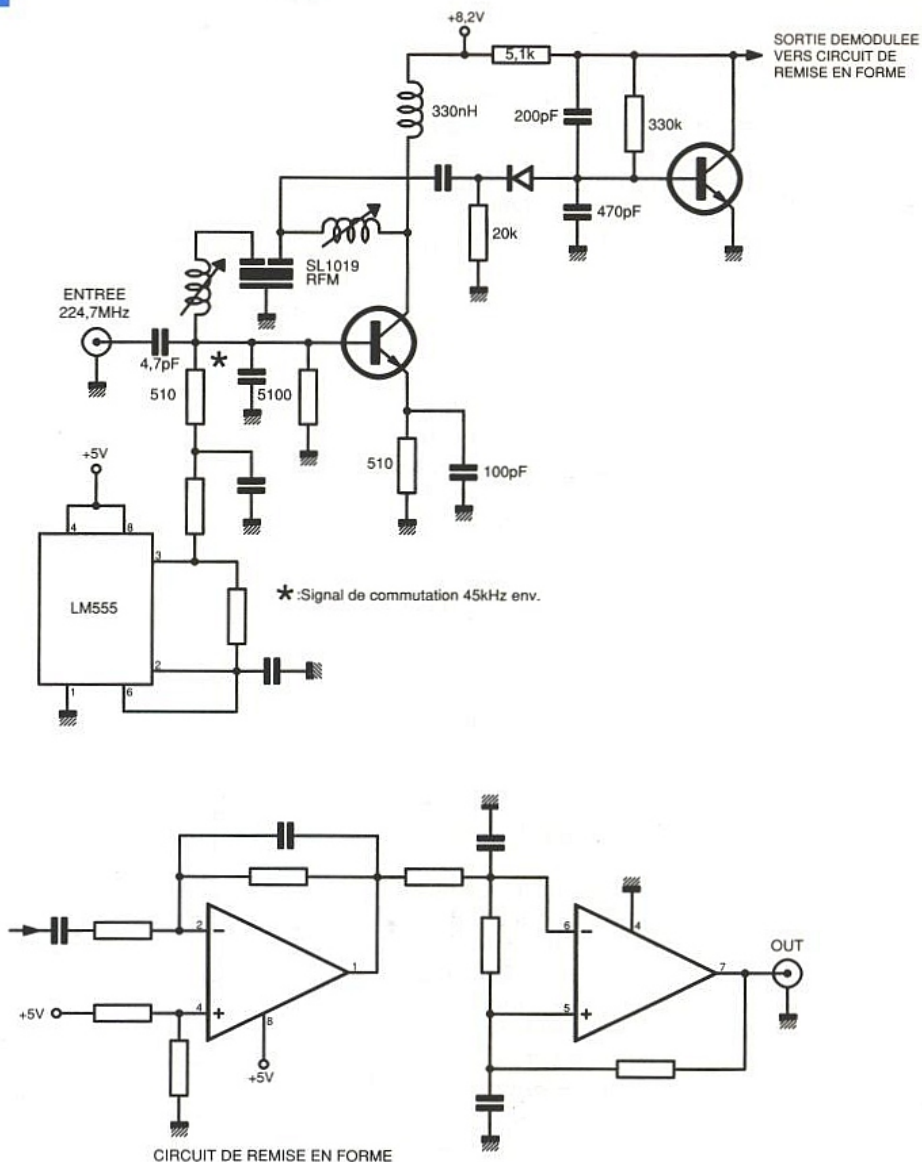


Figure 4

il n'a aucun espoir de pouvoir rivaliser avec son concurrent superhétérodyne.

Malgré tous les inconvénients résultant du procédé dit de superréaction, ce type de récepteur regroupe encore quelques adeptes. Ce regain d'intérêt est principalement dû à la disponibilité de résonateurs céramique RFM qui améliorent le fonctionnement, notamment la sélectivité.

Le premier schéma d'application du récepteur superréaction à résonateur diélectrique est représenté à la **figure 4**. On notera que le signal de commutation destiné à la mise en et hors service de l'oscillateur est fourni par un circuit 555. Pour des applications à très faible consommation, on choisira le modèle LMC 555 CM. Le schéma de la figure 4 est issu de documents RFM qui ne faisaient pas mention de sensibilité. Il est intéressant de voir que des sociétés — telles Aurel en Italie — se sont intéressées et inspirées

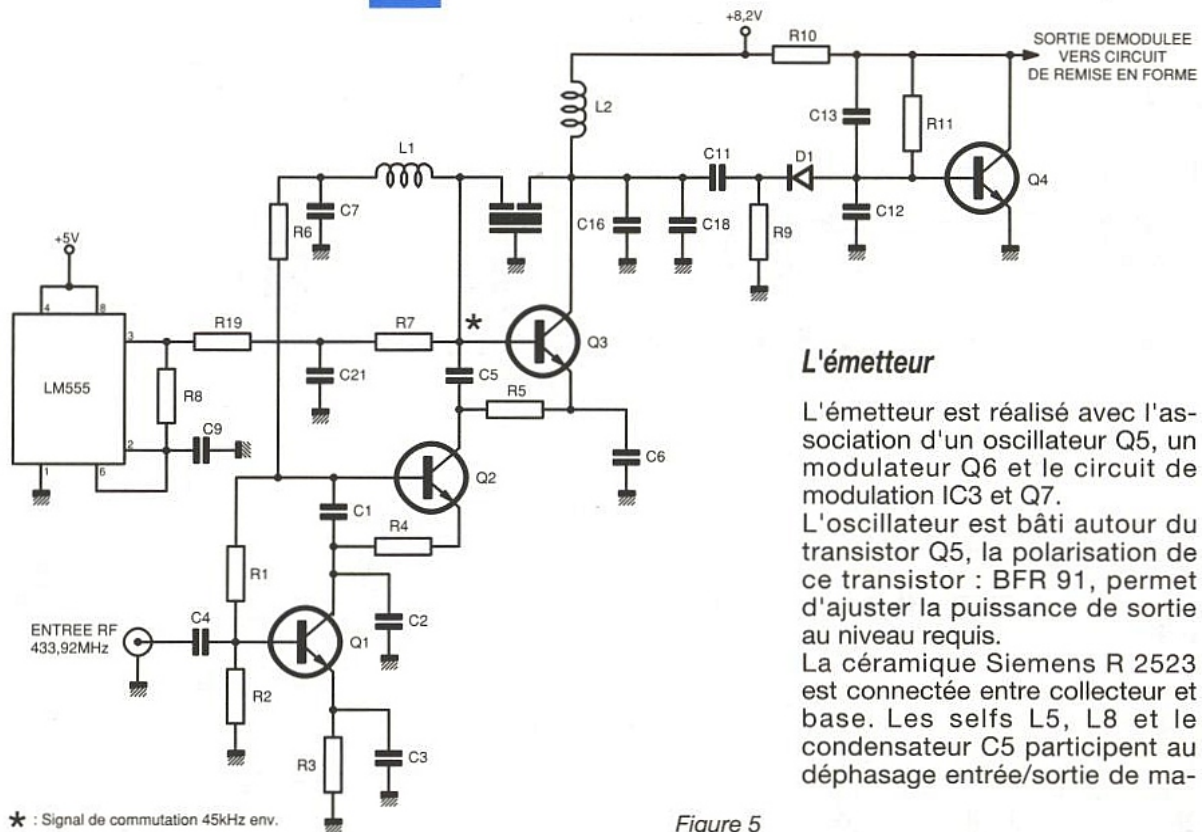
du schéma de la figure 4 pour fabriquer un récepteur de faibles dimensions 14 x 38 mm², faible consommation : 2,5 mA, en utilisant une technologie en couche épaisse.

Malgré tous les défauts sur lesquels nous avons lourdement insisté, cette structure peut être intéressante si l'on est prêt à tout sacrifier pour le prix.

Avec les résonateurs fabriqués par RFM aux U.S.A. et distribués en France par Hypelec, il est facile de concevoir et réaliser des ensembles émetteurs et/ou récepteurs sur des fréquences 224,7 MHz et 433,92 MHz.

Pour la fréquence 224,7 MHz, l'émetteur met en service un résonateur ayant la référence RO 2018 et le récepteur utilise une ligne à retard référencée SL 1019.

Il est probablement envisageable de modifier le schéma de la figure 4 et de remplacer le résonateur RFM à 224,7 MHz par un résona-



L'émetteur

L'émetteur est réalisé avec l'association d'un oscillateur Q5, un modulateur Q6 et le circuit de modulation IC3 et Q7.

L'oscillateur est bâti autour du transistor Q5, la polarisation de ce transistor : BFR 91, permet d'ajuster la puissance de sortie au niveau requis.

La céramique Siemens R 2523 est connectée entre collecteur et base. Les selfs L5, L8 et le condensateur C5 participent au déphasage entrée/sortie de ma-

Figure 5

teur Siemens à 224,5 MHz, mais nous n'avons pas encore d'expérience sur ce genre de transformation.

Le schéma de la **figure 5** est aussi issu d'une documentation RFM et est assez voisin du schéma de la figure 4 dont il reprend l'oscillateur à 50 kHz, la détection, l'amplification et la remise en forme.

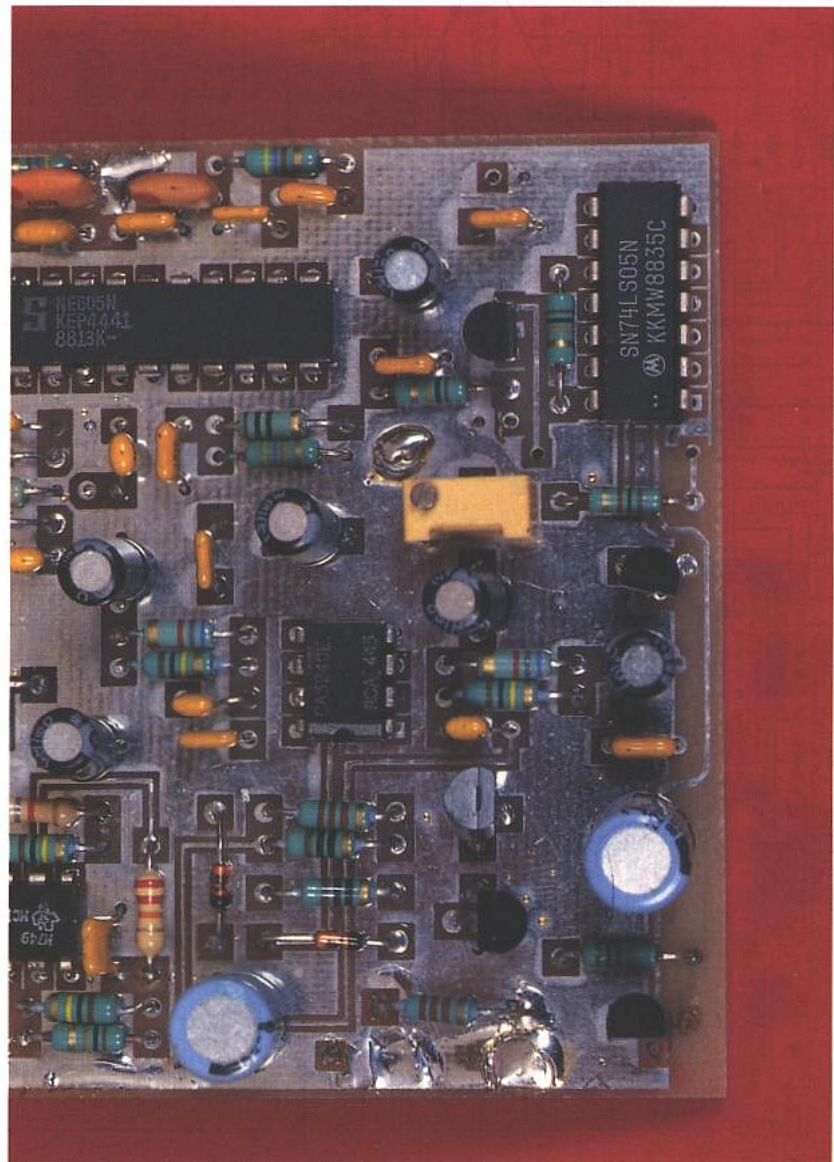
Les schémas du récepteur à surperréaction des figures 4 et 5 ont été inclus car ils présentent un véritable intérêt étant équipés de résonateurs.

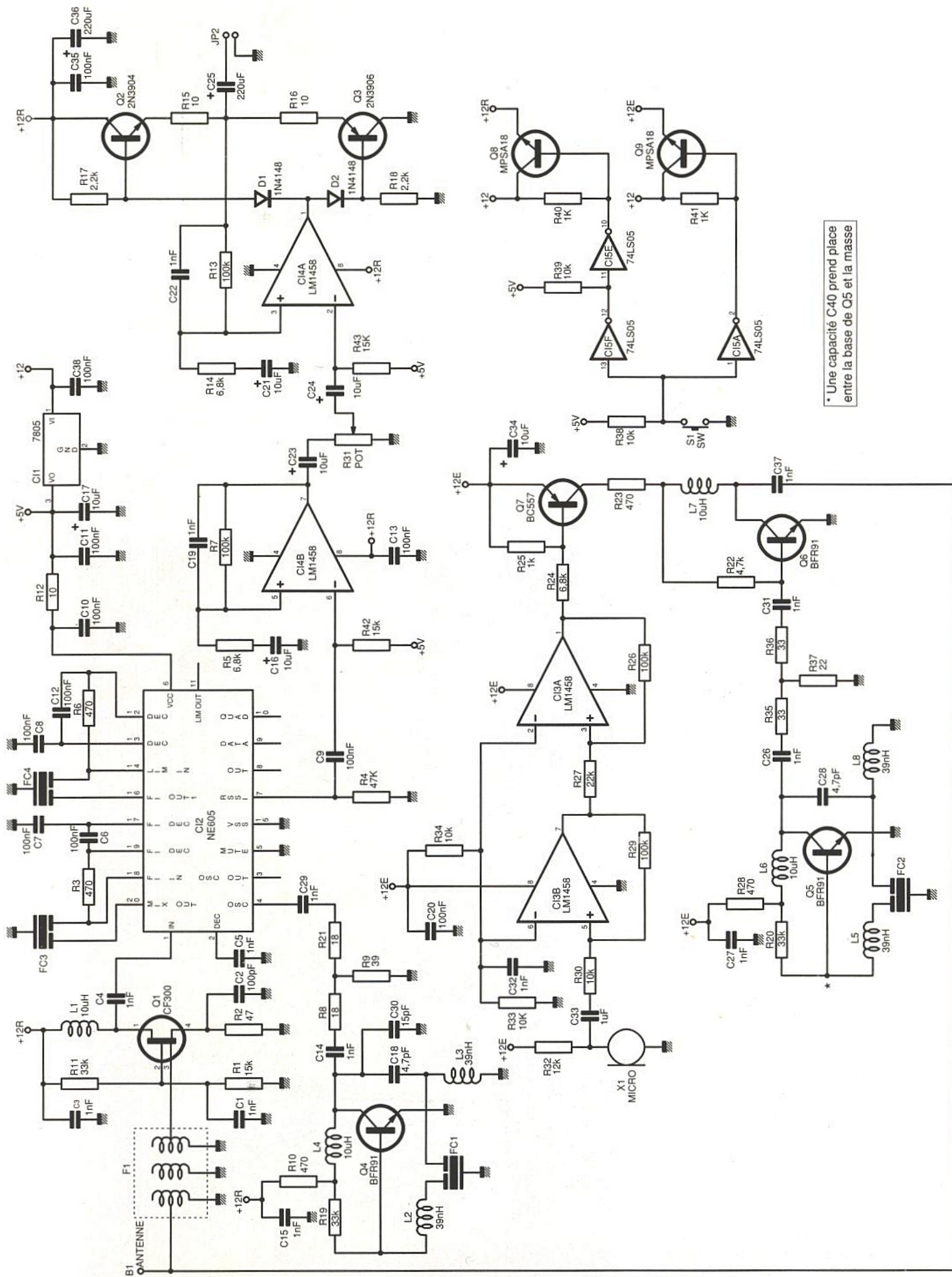
Le paragraphe précédent pourra être compris comme un justificatif de nos choix techniques.

SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe de l'émetteur récepteur 224,5 MHz est représenté au schéma de la **figure 6**. Ce schéma est conforme au schéma synoptique de la figure 2. Le circuit intégré IC 5 permet de faire fonctionner alternativement l'émetteur par le biais de l'alimentation + 12 E, le récepteur ou alimentation + 12 R.

Le système de commutation est très simple et l'un des deux transistors ballast Q8 et Q9 est rendu passant. Il est impératif que ces transistors aient un grand gain, type Darlington. Nous avons utilisé des modèles MPSA18, mais un type voisin devrait convenir.





* Une capacité C40 prend place entre la base de O5 et la masse

Figure 6

nière à ce que le système oscille. Cette configuration a été testée soit avec des selfs bobinées, soit avec des selfs CMS 39 nH et elle donne satisfaction dans les deux cas.

De la même manière, le résonateur céramique Siemens peut être remplacé par son équivalent Sanyo et aucun autre changement n'est nécessaire.

Un atténuateur en T : R35, R36 et R37 isole quelque peu l'oscillateur de l'étage modulant bâti autour de Q6. La modulation s'effectue en modifiant le courant de l'étage de sortie.

En l'absence de modulation, la tension présente à la broche 1 vaut environ 6 V — moitié de la tension d'alimentation. Le signal modulant basse fréquence est superposé à cette tension de polarisation.

Le signal audio basse fréquence est issu d'un micro à électret. A la sortie du micro, l'amplitude est insuffisante pour moduler l'étage de sortie, on dispose donc deux amplificateurs IC3B et IC3A pour amener le signal à l'amplitude requise.

Pour garder une linéarité à peu près convenable, il est important de ne pas dépasser quelques dizaines de pourcent pour l'indice de modulation.

Il est évidemment possible de surmoduler l'émetteur en remplaçant le signal de modulation BF : 6V + audio sur R24 par un signal de données 0, + 12V.

Dans les conditions du schéma de la figure 6, la puissance émise mesurée sur une charge de 50 Ω vaut environ 10/mw. Il est assez facile de modifier — augmenter ou diminuer cette puissance — en agissant sur les polarisations et charges des deux étages Q5 et Q6.

Le récepteur

Le récepteur est conçu autour du circuit IC2 du type NE 605. Ce circuit est assez bien connu des lecteurs, mais ici il y a deux nouveautés puisqu'il n'est pas utilisé en FM et l'oscillateur local intégré est inopérant.

Un oscillateur local externe est introduit à la broche 4 du circuit. La structure de l'oscillateur local est exactement la même que celle qui est utilisée pour le pilote de l'émetteur.

On place, entre l'oscillateur et le circuit, un atténuateur qui masque légèrement les éventuelles désadaptations.

La fréquence de l'oscillateur local est décalée de 10,7 MHz de la fréquence à recevoir : 213,8 MHz. Bien que cette fréquence soit différente de la fréquence d'émission, il n'est pas nécessaire de modifier les valeurs des éléments assurant le déphasage L2, L3 et C18. Le condensateur C30 a été ajouté, son but est d'améliorer la réponse spectrale et de diminuer l'amplitude des harmoniques 2 x 213,8 MHz, 3 x 213,8, etc.

Le signal reçu est modulé en amplitude par le signal BF à transmettre, en conséquence le discriminateur FM du circuit NE 605 n'est pas utilisé. Ceci explique l'absence d'éléments aux bornes 10 et 11 du circuit, là où on trouve habituellement le circuit LC de quadrature calé sur la fréquence intermédiaire.

Le signal à recevoir, via l'antenne,

est envoyé à un filtre passe-bande d'entrée : F1. Ce filtre est un filtre hélicoïdal TOKO et il peut être éventuellement considéré comme étant facultatif.

Il présente une largeur de quelques MHz — environ 5 MHz — et est principalement destiné à éviter une paralysie de l'étage d'entrée due à de forts signaux — CB ou FM par exemple. Le signal est ensuite amplifié par un étage à fort gain et faible bruit Q1 : CF 300. Les signaux sont envoyés au mélangeur du NE 605.

Le signal à la fréquence intermédiaire résultant du mélange de l'oscillateur local 213,8 MHz et du signal d'entrée 224,5 MHz est disponible à la broche 20.

Il est filtré et amplifié par la chaîne amplificatrice habituelle et traditionnelle.

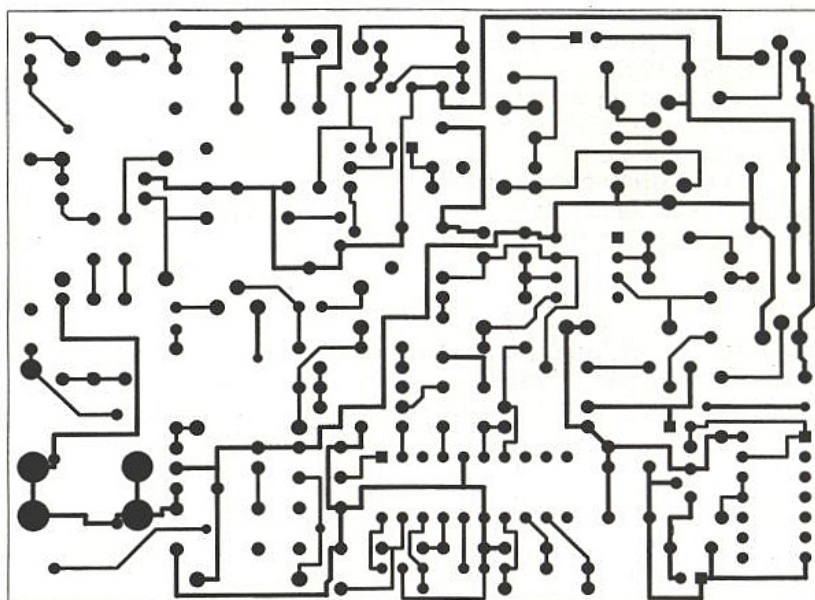


Figure 7.

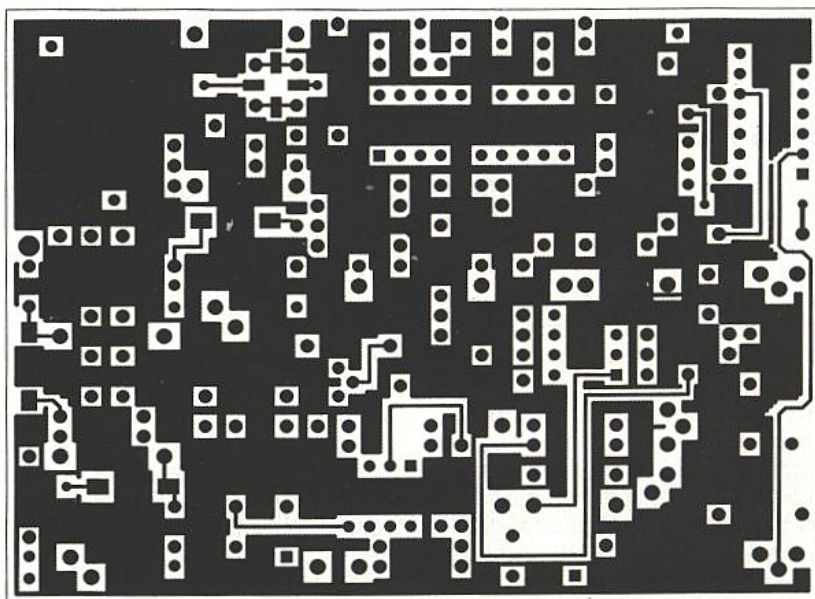


Figure 8.

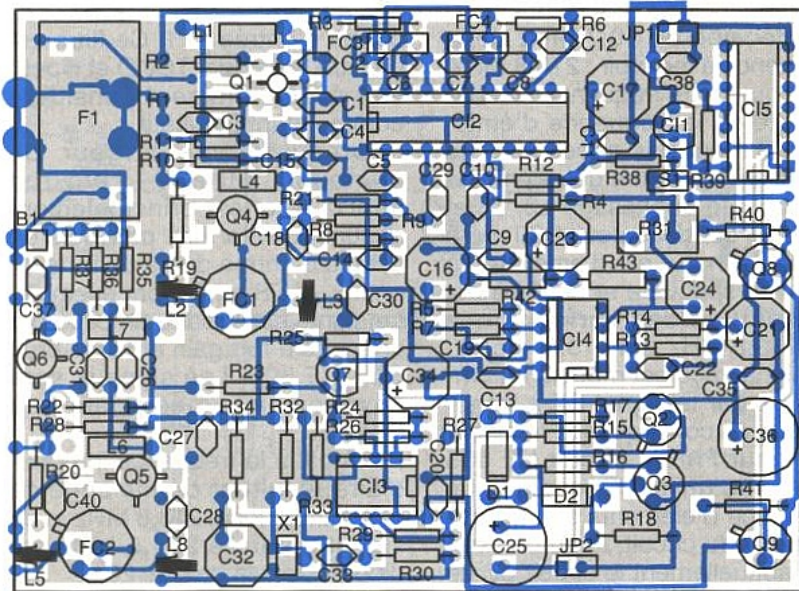


Figure 9

Il n'y a pas de démodulation AM véritable, mais récupération du message audio comprimé sur la sortie RSSI (Received signal strength indicator).

A la broche 7, le signal démodulé a une amplitude faible et inutilisable par un écouteur ou HP.

Le signal est premièrement amplifié et filtré par le circuit U4. A la sortie de U4, un potentiomètre de volume permet de prélever une fraction du signal à envoyer sur l'amplificateur de puissance.

L'amplificateur dit de puissance est tout à fait rustique. Il peut être équipé avec des transistors quasiment quelconques. Son fonctionnement n'est pas une nouveauté, il n'est pas nécessaire de s'appesantir sur la question.

L'essentiel est de constater que le signal audio est bien présent en sortie.

On remarque finalement que cet ensemble est totalement dépourvu de réglages et que l'on peut passer à la réalisation pratique.

RÉALISATION PRATIQUE

Tous les composants de la **figure 6** sont implantés sur une carte double face de faibles dimensions : 100 x 75 mm².

Le tracé des pistes coté soudures est représenté à la **figure 7**, côté composants, avec un plan de masse **figure 8** et l'implantation correspondante est à la **figure 9**. L'implantation des composants ne présente aucune difficulté particulière. Les pastilles destinées à recevoir les connexions des transistors BFR 91 et CF 300 ne sont pas percées.

Une attention spéciale devra être portée sur le transistor Q1 qui

devra être implanté marquage vers le circuit imprimé : inscription illisible, comme le montre la **figure 10**.

Il n'y a aucun réglage et après les vérifications finales d'usage, la platine E/R peut être mise sous tension.

Lorsque la tension d'alimentation vaut 12 V, les consommations relevées sur le prototype sont les suivantes : 40 mA en mode émission et 50 mA en mode réception. Le tableau de la **figure 11** regroupe les valeurs de rapport signal/bruit mesurées sur le prototype pour des tensions d'entrée comprises entre 3 et 30 μ V.

Il s'agit bien sûr d'un récepteur en modulation d'amplitude et on constate une nette dégradation par rapport à ce qu'aurait donné le même récepteur en modulation de fréquence.

Nous vous laissons bien entendu le choix de la mise en boîtier, ce choix dépendant de la destination finale de l'objet.

Clap de fin

Dans la version présentée, l'émetteur-récepteur 224,5 MHz répond au problème de la transmission audio : E/R à but ludique ou non, interphone ou encore portier.

Cet ensemble est très facilement modifiable. L'adaptation à la fréquence de 433,92 MHz ne devrait pas poser de problème puisque les « céramiques » à 423,22 MHz sont disponibles chez Siemens. Les deux parties, Emetteur puis Récepteur, peuvent être dissociées puis après miniaturisation, donner un ensemble dit micro es-pion.

Finalement, si l'on remplace le signal audio par un signal de données, on se trouve devant un système pouvant servir de téléalarme ou télésurveillance.

A titre d'information, on notera que les systèmes d'ouverture des portes et les émetteurs de mise en service d'alarme de véhicule,

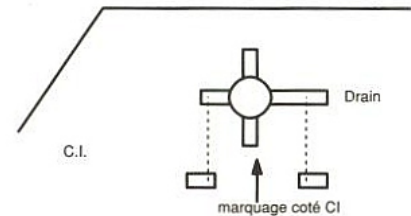


Figure 10

(uV)			
NIVEAU D'ENTREE	S+B	B	S/B
30	-8	-50	42
20	-8	-48	40
10	-8	-35	27
5	-13	-26	13
3	-17	-23	6

f = 224,5 MHz
f mod = 1 kHz
% mod = 55 %

Figure 11

fonctionnent sur 224,5 MHz et utilisent des résonateurs céramique.

En fonction des disponibilités, on choisira soit un modèle Siemens soit Sanyo, soit encore un RFM...

François De DIEULEVEULT

ETSF
recherche
auteurs.
Contacter
Claude Ducros
au 42 00 33 05

Nomenclature (pour 1 ensemble E/R)

Résistances

R1, R42, R43 : 15 k Ω
 R2 : 47 Ω
 R3, R6, R10, R23, R28 : 470 Ω
 R4 : 47 k Ω
 R5, R14, R24 : 6,8 k Ω
 R7, R13, R26, R29 : 100 k Ω
 R21, R8 : 18 Ω
 R9 : 39 Ω
 R11, R19, R20 : 33 k Ω
 R12, R15, R16 : 10 Ω
 R18, R17 : 2,2 k Ω
 R22 : 4,7 k Ω
 R25, R40, R41 : 1 k Ω
 R27 : 22 k Ω
 R30, R 33, R34, R38, R39 : 10 k Ω
 R31 : ajustable vertical, 20 k Ω
 R32 : 12 k Ω
 R36, R35 : 33 Ω
 R37 : 22 Ω

Condensateurs

C1, C3, C4, C5, C14, C15, C19, C22,
 C26, C27, C29, C31, C32, C37 : 1 nF
 C2 : 100 pF
 C6, C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13,
 C20, C35, C38 : 100 nF
 C16, C17, C21, C23, C24, C34 : 10 μ F
 C18, C28 : 4,7 pF
 C36, C25 : 220 μ F, 16 V radial
 C30 : 15 pF
 C33 : 1 μ F
 C40 : 22 pF

Semiconducteurs (3)

Q1 : CF300
 Q2 : 2N3904
 Q3 : 2N3906
 Q4, Q5, Q6 : BFR91
 Q7 : BC557
 Q9, Q8 : MPSA18
 C11 : 78L05
 C12 : NE605
 C14, C13 : LM1458
 C15 : 74LS05

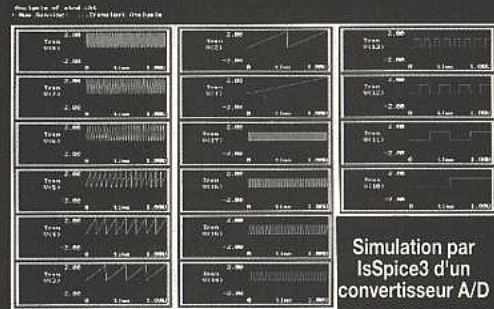
Divers

F1 : filtre hélicoïdal Toko 1240-313R facultatif.
 FC1 : filtre Siemens résonateurs à ondes de surface R2637
 FC2 : modèle R 2523
 FC3, FC4 : filtre céramique 10,7 MHz (FI)
 X1 : micro électret 2 fils
 S1 : poussoir
 L1, L4, L6, L7 : 10 μ H surmoulée
 L2, L3, L5, L8 : 39 nH (4 spires de 2/10 $^{\circ}$ sur \varnothing 2 mm).

SIMULATION ÉLECTRONIQUE MIXTE

IsSpice3 affiche les signaux pendant les calculs !

- Entrée de schémas
- Simulation SPICE
- Bibliothèques de modèles
- Monte Carlo
- Oscilloscope logiciel
- Prix ABORDABLES



ENVIRONNEMENT INTÉGRÉ - UTILISATION AISÉE

Les progiciels ICAPS pour PC ou MAC permettent de dessiner un circuit mixte analogique/digital et d'évaluer ses performances avant de le construire réellement. Un ensemble ICAP est composé de quatre modules principaux :

- **SPICENET**, outil dédié à la saisie de schémas.
- **PRESPIICE**, qui comprend, entre autres, des bibliothèques de composants très complètes.
- **ISSPICE**, noyau de calcul SPICE, effectue des analyses AC, DC, transitoire, time, noise, pole-zero,.... La nouvelle version IsSpice3, basée sur le SPICE 3E.2 de Berkeley, permet en plus d'évaluer des expressions booléennes et des multipôles dé finis par une simple équation.
- **INTUSCOPE**, oscilloscope logiciel, affiche, manipule et effectue des opérations sur les courbes obtenues aux différents nœuds après simulation. Il existe plusieurs versions ICAPS, à partir de 9800 F H.T. ICAP est un produit de la société INTUSOFT.

Documentation, disquette de démonstration, Information technique ou commerciale, Services d'ingénierie, Contactez-nous !



EXCEM
 Département
 Produits Informatiques
 12, chemin des Hauts de
 Clairefontaine 78580 MAULE
 Tél. : (1) 34 75 13 65
 Fax : (1) 34 75 13 66

3615 SATSHOP

VENTE PAR CORRESPONDANCE 24H/24



LNBs



ANTENNES

DECODEURS

DEMULATEURS

ENSEMBLES MOTORISES

CORDONS & CABLES

ENSEMBLES FIXES



CARTES A PUCE



LIVRES

SATSHOP
 33 Av Philippe Auguste
 75011 Paris

Notre entrepôt anglais:
 Tel: 19 44 494 792 592
 Fax: 19 44 494 791 568

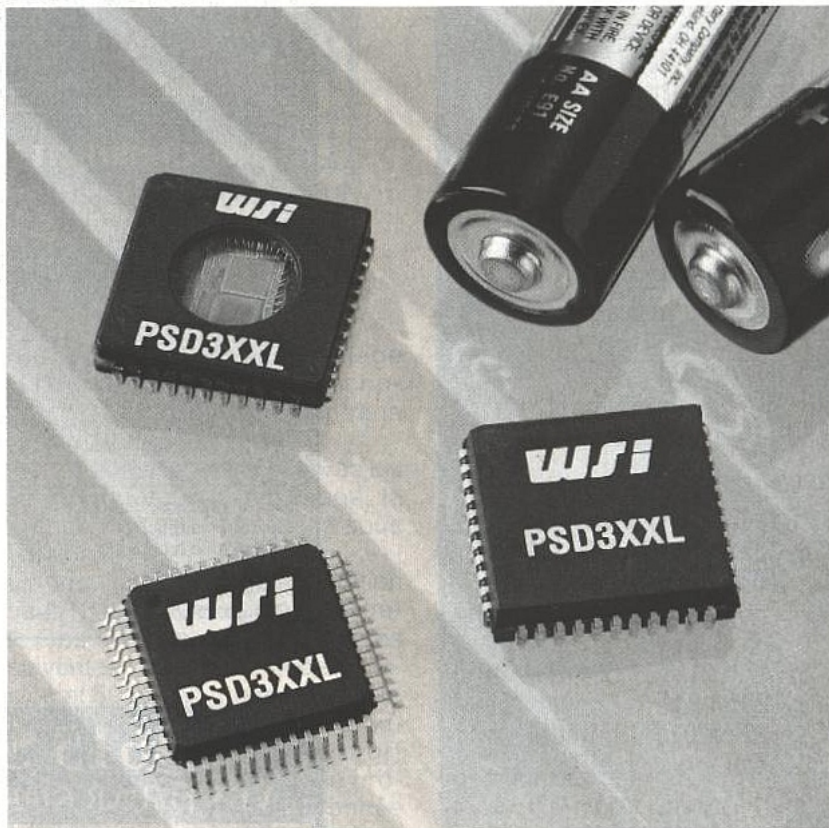
Périphériques programmables pour microcontrôleurs (2)

Le mois dernier, nous vous avons présenté les grandes lignes d'une famille récente de «périphériques programmables pour microcontrôleurs» et nous vous avons indiqué brièvement leurs applications générales.

La plupart du temps, après un intérêt «d'estime» les utilisateurs potentiels s'arrêtent là en se disant que cela est très intéressant et qu'ils verront plus tard.

La raison ? Elle est excessivement simple ! Ils ne manquent certainement pas de courage, mais de temps pour apprendre en détail comment les utiliser.

Il est vrai que souvent les applications simples, de principe, standards, sont présentées dans les «hand books» mais comme par un fait exprès ils ne trouvent jamais (et pour cause) «leurs» cas particuliers qui ne sont pas spécialement plus compliqués, mais qui sont différents !



Bref, pendant ce temps-là l'eau coule sous les ponts, et les nouveaux projets repartent pour un tour de plus avec des composants anciens, connus et parfois moins pratiques.

En revenant à cette gamme de produits «PSD 3xx» on peut dire en très raccourci qu'elle est destinée à deux grands types d'utilisation :

- simplifier fortement l'existant ;
- concevoir du «nouveau» plus compact et plus souple, avec tous les avantages que nous avons cités lors de notre précédent article.

Concevoir du «nouveau» quand on ne sait pas comment ça fonctionne tient de la folie douce ! Aussi, afin de vous expliquer comment concevoir du «nouveau», nous allons, dans cet article, à l'aide d'un exemple existant (choisi pour sa complexité bien représentative !), vous expliquer en détails et le plus pédagogiquement possible, comment éviter les pièges quotidiens dans

lesquels vous seriez sensés vous engouffrer.

Une fois que vous aurez compris comment éviter toutes ces embûches, vous serez aptes à concevoir facilement vos applications qui seront certainement très proches de celle que nous vous proposerons dans le prochain article servant de premières conclusions à l'emploi de ces composants.

L'exemple choisi

La **figure 1** présente l'exemple que nous avons retenu. On vous l'accorde, il est un peu vicieux, mais sinon où serait le plaisir, n'est-ce pas ?

C'est un schéma «professionnel» bien «conventionnel».

Il comprend :

- un microcontrôleur famille 80C 51 (le 80C 32 pour être plus précis, 256 octets de RAM) ;
- de la mémoire externe RAM, EPROM et le circuit de latch d'adresses habituel

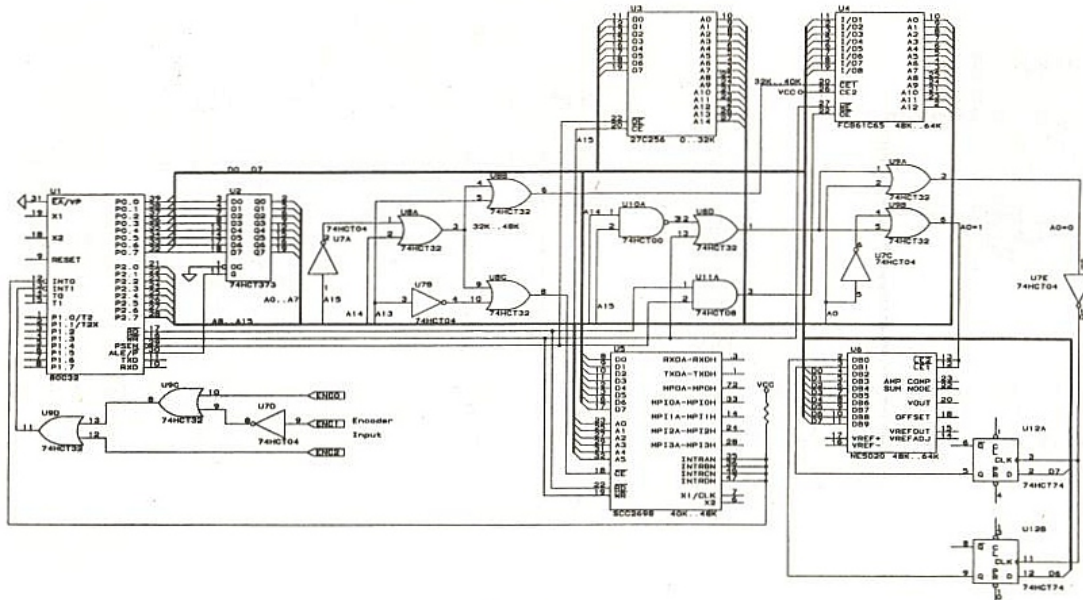


Figure 1 : une solution «discrète».

(74 HCT 373) ;

- un convertisseur D/A rapide sur 10 bits (le NE 5020) ;
- un circuit d'UART professionnel (octuple UART, le SCC 2698), et la tripaille nécessaire au bon fonctionnement de l'ensemble, soit dit en bon français électronique : de la glu !

En tout cas, tel quel, cela fonctionne !

Votre problème ordinaire sera de résoudre celui présenté sur la **figure 2**, c'est-à-dire : mais où et comment vais-je donc tirer les fils de connexion entre les circuits qui restent pour que ça marche encore ?, car en effet il ne doit plus rester que ces composants sur le schéma final.

L'ANALYSE DE VOTRE PROBLÈME

C'est souvent la partie la plus pénible pour certains !

En effet, sur le principe, si vous êtes normalement «structurés» (et vos logiciels aussi par la même occasion), cette phase de l'approche du problème sera très rapide. Par contre, si tout le code a été créé à la volée et selon l'humeur du moment, alors sincères condoléances !

Tôt ou tard, il faudra bien indiquer aux circuits PSD 3xx où vous désirez disposer vos bouts de logiciel et indiquer qui va «où» et «pourquoi» car il ne peut l'inventer à votre place. Donc, en première urgence, il vous est nécessaire d'établir le «mapping» (mémoire...) de tout votre système (ce qui ne peut être que déjà réalisé depuis longtemps sinon à vous les angoisses métaphysiques de la maintenance logicielle).

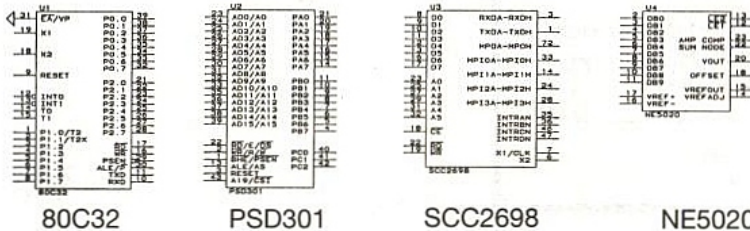


Figure 2 : les boîtiers utilisés pour la solution à PSD301.

Les mappings

Commençons par l'UART

La **figure 3** indique la partie «hard et soft» concernant l'UART.

Le bus complet de données sur 8 bits est utilisé et seuls 6 bits d'adressage sont employés pour commander le circuit.

Hormis les RD et WR (read et write), il est nécessaire de com-

mander la broche de CE (chip enable) du circuit, ce qui est réalisé au travers des portes 74 HCT 04 et 32 de façon à obtenir un codage bien particulier pour «placer» le logiciel afférant à l'UART dans une zone mémoire pouvant être «lue» ou «écrite» à la hauteur des 40K et 48K.

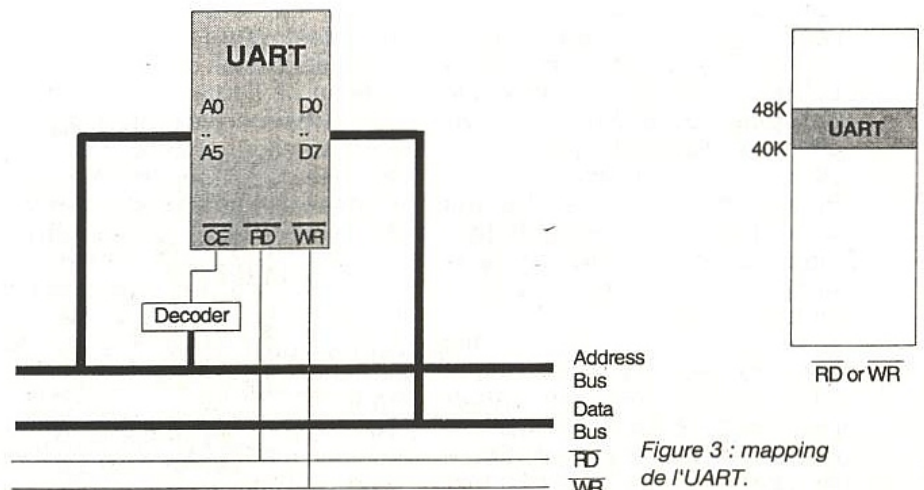


Figure 3 : mapping de l'UART.

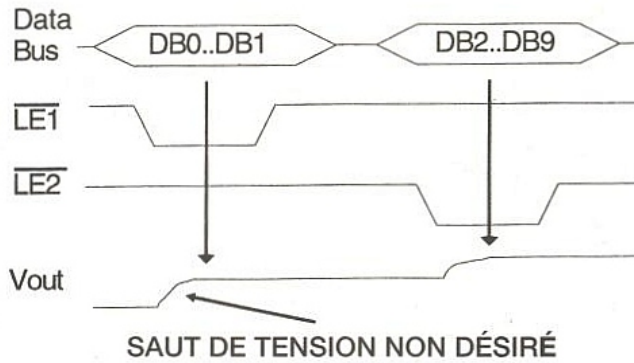
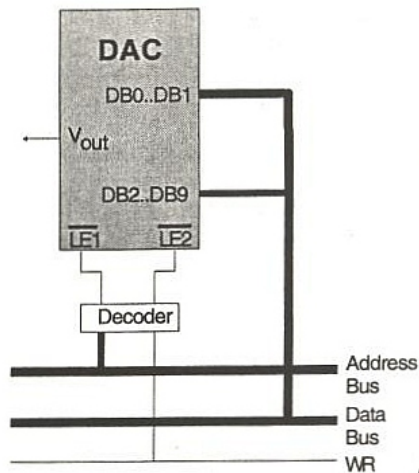


Figure 4 : contrôle du convertisseur numérique/analogique.

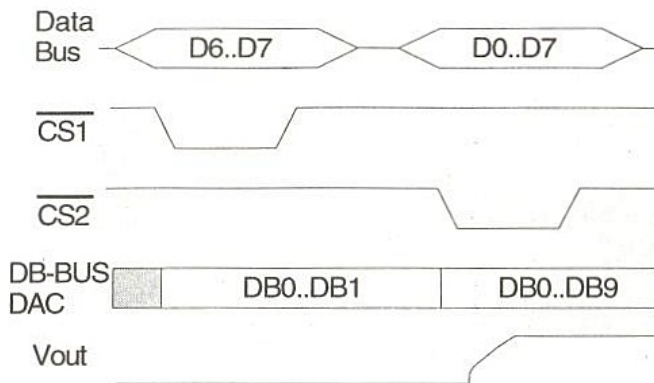
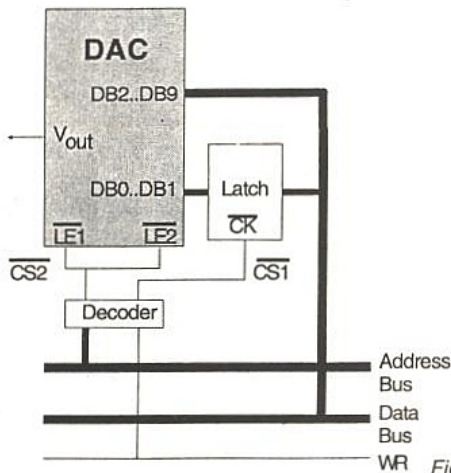


Figure 5 : version améliorée du contrôle.

Bien évidemment ce choix est personnel et libre à vous de placer ce logiciel où vous le désirez mais en vous rappelant là où vous l'avez mis !

Le convertisseur rapide sur 10 bits

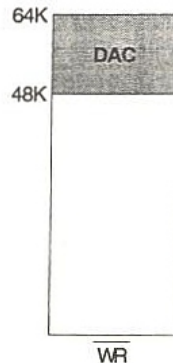
Ce convertisseur est de très loin bien plus sournois !

Le bus de données du microcontrôleur ne possède que 8 bits et comme l'indique la figure 1, nous sommes obligés d'envoyer successivement sur le bus les données correspondant à DB0 et DB1 en les lachant via LE1 d'une part puis DB2 à DB9 en les lachant via LE2 d'autre part.

Or ceci pose problème !

En effet, le convertisseur aurait aimé que vous lui «présentassiez» non pas 10 bits en deux temps (2 puis 8), mais 10 d'un coup. Pourquoi ?

C'est bien simple. Pour lui les deux premiers bits reçus (DB0 et DB1) représentent une valeur possible dans son arsenal de valeurs numériques à convertir, ce qu'il se fait un plaisir d'effectuer



- A0=0: Latch addressed
- A0=1: DAC addressed; new value for Vout

Figure 6 : occupation mémoire du DAC.



et, catastrophe, cela produit un palier de tension non désiré sur la tension de sortie analogique du convertisseur ! (voir **figure 4**).

Pour annuler cet effet, il est nécessaire de réaliser (en hard pour l'instant) un retard au chargement du premier octet à l'aide de latches extérieurs (74 HCT 04) et de portes (74 HCT 04) pour assurer la coïncidence temporelle de présentation des bits de DB0 à DB9 aux entrées du convertisseur (voir **figure 5**).

Dernier point. De la même façon que pour l'UART, il est nécessaire de positionner le logiciel afférant

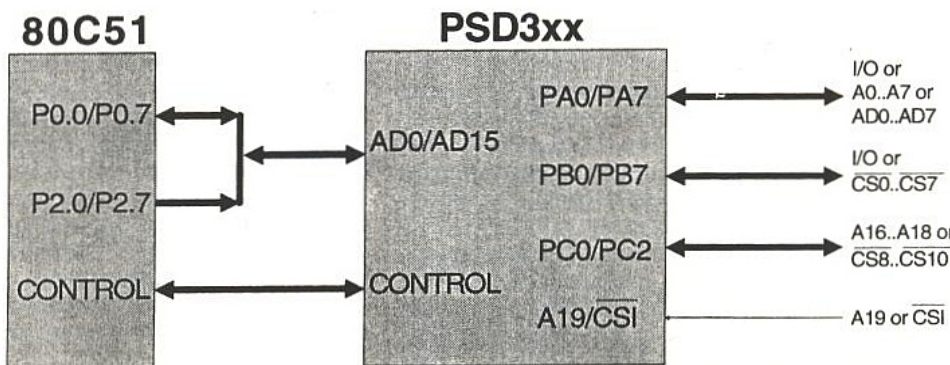
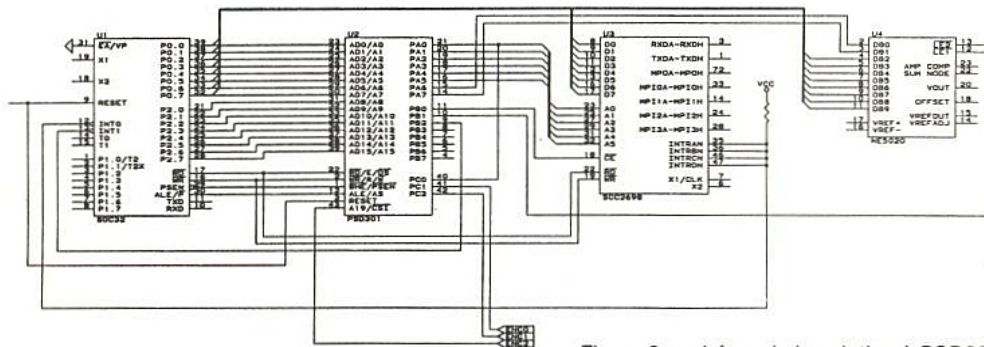
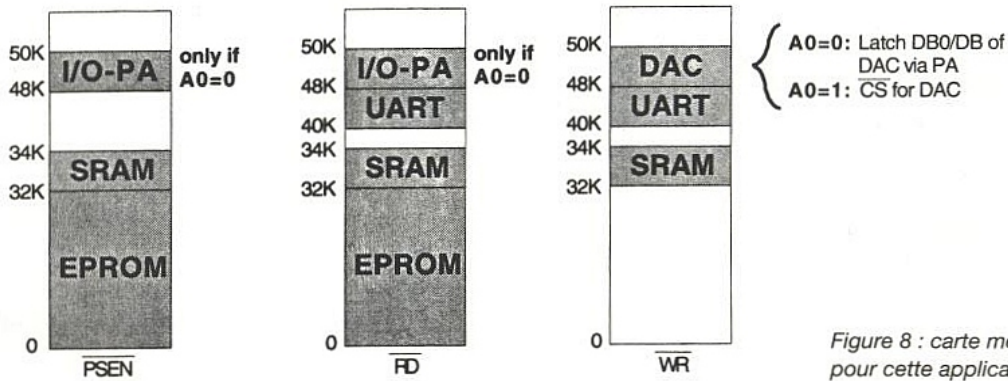
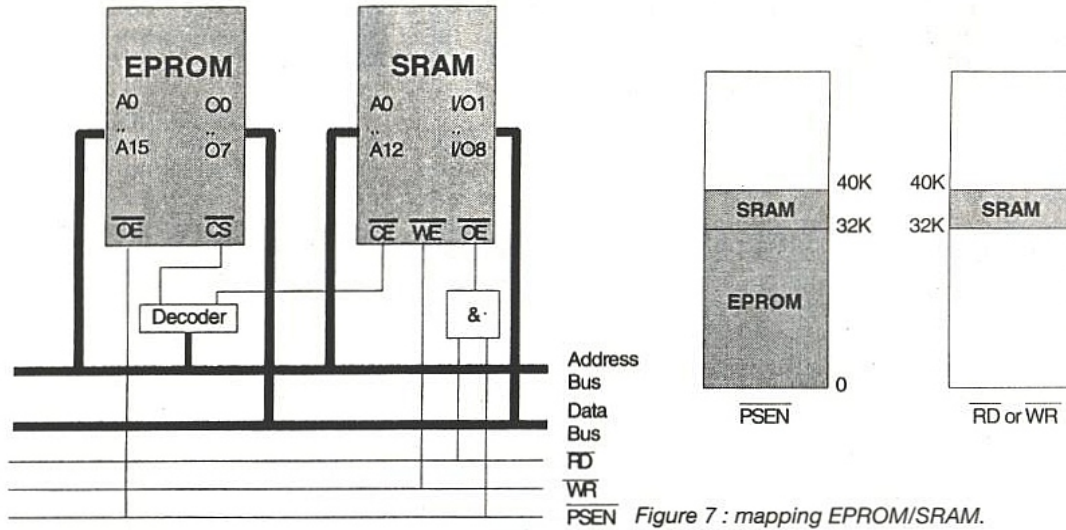
dans une zone mémoire connue, cela aide parfois !

C'est ce qui est notamment réalisé à l'aide de A0 dans la zone de 48K à 64K en mode d'écriture uniquement, **figure 6**.

L'espace mémoire RAM et EPROM

La **figure 7** indique l'architecture retenue (désirée) pour les espaces EPROM et RAM «officiels», ceux destinés à des usages spécifiques venant de vous être présentés précédemment.

Comme vous pouvez le remarquer sur le schéma, il a été déci-



dé de pouvoir disposer (à des fins par exemple de téléchargement) un «bout» de code en RAM, ce qui nécessite que celle-ci puisse être aussi activée via le PSEN (program store enable). Comme d'habitude, cela oblige donc à réaliser un ET entre le Read et le PSEN au niveau de l'accès RAM.

De plus, pour assurer le bon accès aux champs d'adresses souhaités, il est nécessaire de disposer d'un décodage des adresses à l'aide de portes (74 HCT 32 et 04).

Dernière remarque

Non liée directement au mapping, admirez la petite logique de décodage d'interruption venant signaler au microcontrôleur toutes catastrophes externes via la broche INT1. A ce sujet, toutes celles provoquées par l'UART se présenteront au microcontrôleur via la broche INT0.

En résumé du mapping

Les différents paragraphes précédents permettent de réaliser le mapping complet de l'exemple choisi et de savoir quels seront les différents points sensibles à résoudre lors du passage «composants discrets» au «PSD 3xx».

La globalité de ce mapping est donnée **figure 8** où vous remarquerez quelques petits changements du fait d'une répartition plus harmonieuse de l'espace RAM.

A ce stade on peut estimer que l'analyse du schéma est terminée ou bien n'aurait jamais dû exister car déjà existante dès la conception du projet !

Résultats

La solution de notre problème est donnée **figure 9**.

On ne peut faire plus simple ! Il ne reste que l'essentiel.

«Adieu EPROM, RAM, latches, décodeurs, portes...», seul un PSD 3xx a fleuri.

De plus nous avons réussi à relier toutes les broches entre elles. Comment est-ce possible ? Deux figures pour expliquer cela :

La première, **figure 10**, vous rappelle le schéma de principe de liaison entre un microcontrôleur de la famille 80C 51 et un PSD 3xx.

L'important de cette figure consiste à bien s'imprégner de ce que sont sensés sortir les ports PA, PB, PC du PSD 3xx.

PA0 à PA7 : des I/O, ou des A0..A7, ou des AD0..AD7.

PB0 à PB7 : des I/O, ou des CS0..CS7 (chips select).

PC0 à PC2 : A16 à A18, ou des CS8..CS10 (chips select).

LE POURQUOI DU COMMENT

La liaison microcontrôleur PSD 3xx

C'est simple ! En fil à fil, les 8 bits du port P0 du microcontrôleur d'adresses/données sont reliés aux ports AD0 à AD7 du PSD 3xx. De même pour les bits du port P2 «d'adresses hautes» du microcontrôleur reliés aux AD8 à AD15 du PSD 3xx.

Il en est de même pour les signaux de services RD, W, ALE, PSEN et le Reset du 8x Cxxx que l'on relie «directement» aux broches de même nom du PSD 3xx (! sic et resic !) Ah si toutes ces broches avaient été face à face, ç'aurait pu être super. Enfin, nul n'est parfait. Bref avec le plus de l'alimentation et les «2» moins de «masse», nous avons quand même achevé $((8+8) + (4+1) + 3) = 24$ broches sur les 44 du circuit.

Passons maintenant aux broches spécifiques et commençons à nouveau par l'UART.

L'UART

Les données D0 à D7 sur huit bits sont celles provenant du port 0 du microcontrôleur.

Les signaux d'adressage de l'UART (A0 à A5) sont fournis par le PSD 3xx par les ports PA0 à PA5 qui ont eu la gentillesse (interne) de latcher les signaux d'adressage fournis par le bus multiplexé temporellement du microcontrôleur (entre parenthèses, le PSD 3xx était prévu pour cela !) et qui fonctionne en semi-«transparence».

Le Chip Enable du SCC 2698 est commandé via le port PBO.

Pour commander ce «CE», la broche PB0 sera programmée en interne afin de satisfaire l'équation logique réalisant l'adressage du composant souhaité par le mapping général de l'application.

Le convertisseur D/A rapide 10 bits

Tout devient simple ici aussi. Ouf ! Toutes les astuces «hardware» des paragraphes précédents s'estompent en un coup de baguette magique à l'aide des PAD internes qui permettent, latches internes aidant, de pouvoir présenter non pas 2 bits puis 8, mais un bus de 10 bits en une seule fois à l'aide des 8 bits provenant du microcontrôleur et de 2 déjà lachés sur les ports PA6 et PA7. Bien sûr, ils ne sont pas tout à fait simultanés, mais ce qui est important, c'est qu'ils soient présents simultanément

à un instant déterminé qui est celui où les signaux LE1 et LE2 seront appliqués au circuit convertisseur.

A votre avis qui va réaliser ce petit miracle ? Le «PAD B» du PSD 3xx en utilisant les signaux internes adéquats et dont le résultat «logique» sera disponible sur la broche PB1 et le tour sera joué.

Cela tient de la conjonction de la logique programmable et de la logique microcontrôlée.

Les interruptions

Ici aussi on a mis toutes les portes à la «porte». Quel comble ! Il y a de quoi sortir de ses gonds !

En effet, le PLA interne ne fait qu'une bouchée de la malheureuse équation logique comportant ces trois ou quatre portes. Les différentes sources d'interruptions rentrent sur PC1, PC2 et A19 et, après traitement, nous avons décidé de faire ressortir le résultat en PB2 pour attaquer l'entrée INT1 du microcontrôleur.

Le prochain article traitant en détail de la programmation des composants vous exposera comment nous avons réussi ce merveilleux prodige d'une complexité époustouflante (qui consiste à cocher au moins une ou deux cases dans le logiciel de support de conception !)

Bref, un travail intense ! (chut, il ne faut rien dire à votre patron).

L'organisation des plans mémoire

Quelles mémoires ? Mais où sont-elles donc passées ? On ne les voit plus sur le schéma.

Rassurez-vous, elles sont toujours présentes mais intégrées dans le PSD 3xx et leurs mappings avec !

En conclusion

Voici terminée la mise en œuvre «papier» de cette réalisation d'application comportant des circuits périphériques programmables pour microcontrôleurs de type PSD 3xx.

Nous vous donnons à présent rendez-vous le mois prochain pour conclure ce sujet en vous exposant, d'une part, une réalisation pratique générale facilement personnalisable en fonction de vos propres projets et, d'autre part, nous en profiterons pour vous décrire les logiciels associés d'aide à la conception ainsi que les outils permettant de réaliser la programmation proprement dite des composants.

Dominique PARET

Les circuits intégrés « ERP »

Malgré l'immense variété des références actuellement disponibles (ou réputées l'être...), c'est parfois en vain que l'on cherche le circuit intégré qui résoudrait exactement un problème donné.

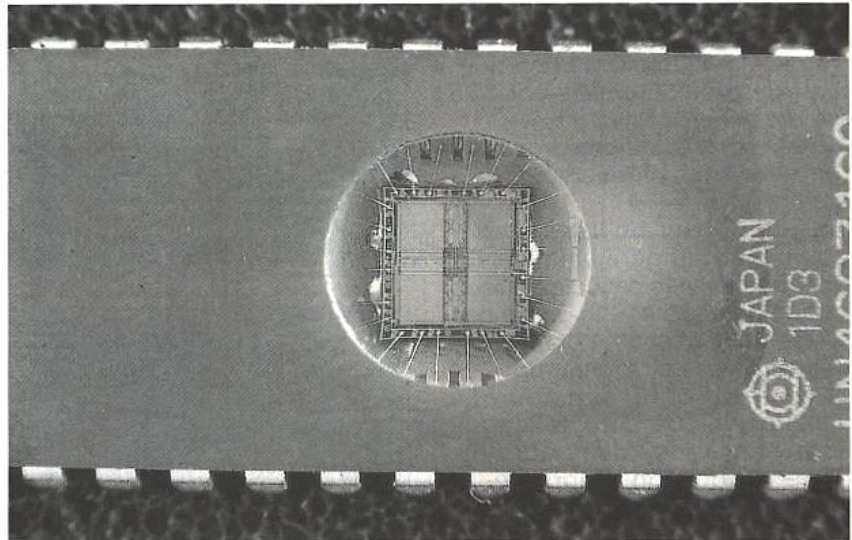
Grâce aux « composants programmables » (principalement les microcontrôleurs monochip et les EPLD), il est souvent possible de concevoir et de produire soi-même le circuit intégré idéal ! Cela étant, nous avons imaginé de développer progressivement une gamme de composants répondant à des besoins particuliers, mais qui n'existent pas ou n'existent plus sur le marché.

Moyennant un équipement désormais courant (programmateur pour PC), nos lecteurs pourront exploiter directement les fichiers de programmation que nous fournissons sous la forme de listings et en téléchargement.

Mieux, ils pourront si nécessaire modifier nos listings source pour adapter ces composants à leurs besoins précis, ne serait-ce qu'en matière de brochage.

Tous les utilitaires nécessaires à ces travaux seront, en effet, eux aussi disponibles en téléchargement !

Naturellement, chacun pourra développer ses propres projets à partir de ces composants, grâce aux schémas d'application fournis, ou tout simplement profiter à l'occasion d'une de nos réalisations pratiques complètes.



Un circuit intégré pour serrure à clavier

Chacun connaît ces portes d'entrée d'immeubles défendues par un clavier sur lequel il faut composer un code à quatre chiffres pour déclencher la gâche électrique.

Ce principe simple, dont les applications dépassent d'ailleurs largement le domaine des « portiers », peut être mis en œuvre de bien des façons.

Entre la simple association de boîtiers logiques de base et la programmation d'un microcontrôleur, un moyen terme intéressant est la création d'un composant spécifique.

Bien que ce genre de circuit intégré commence à apparaître sur le marché, on peut obtenir des résultats comparables en programmant un simple PAL 16R6, ou un EPLD « générique » à vingt broches.

Un problème de bascules

Il est parfaitement évident que le système logique à construire est de nature séquentielle, l'état de sa sortie étant déterminé par les états passés de ses entrées.

Par opposition à un système combinatoire, dont l'état des sorties peut à tout moment être déduit de l'état présent de ses entrées, la réalisation pratique doit

nécessairement faire appel à des bascules, capables de mémoriser une succession d'événements. Plusieurs approches sont possibles, notamment selon que l'on retiendra un principe synchrone ou asynchrone.

En ce qui nous concerne, le choix est vite fait : les EPLD les plus simples, dont nous nous imposons l'usage, contiennent entre quatre et huit bascules D à horloge commune, ce qui impose un fonctionnement synchrone.

Il nous faut donc avant toute chose produire un signal d'horloge, en l'occurrence une impulsion lors de chaque appui sur une touche, bonne ou mauvaise, du clavier.

Sans anticiper par trop sur les résultats de l'étude à venir, on peut déjà se douter que le clavier ne comportera que quatre « bons » boutons, qu'il faudra presser dans le bon ordre pour activer la sortie du composant.

Dans l'idéal, tout appui sur un « mauvais » bouton devrait remettre tout le système à zéro, de même que l'appui sur un « bon » bouton mais à un mauvais moment.

En pratique, les possibilités limitées des EPLD de base imposeront probablement des compromis qui, vérification faite, ne

devront pas affaiblir de façon notable la sûreté du système.

Le plus simple nous a semblé être l'affectation de quatre bascules aux quatre étapes importantes d'un cycle normal :

- appui sur le premier bon bouton ;
- appui sur le second bon bouton si le premier a déjà été actionné ;
- appui sur le troisième bon bouton si les deux premiers ont déjà été pressés ;
- appui sur le quatrième bon bouton si les trois premiers ont déjà été pressés.

Tout appui sur un « mauvais » bouton doit impérativement remettre toutes les bascules à zéro, mais il paraît tolérable de ne pas en faire autant si un « bon » bouton est pressé à contretemps. Moyennant quoi, nous aurons aussi besoin de deux fonctions combinatoires : l'une pour produire l'impulsion d'horloge, et l'autre pour détecter le moment où les quatre bascules auront changé d'état, autrement dit la fin de la composition du bon « code confidentiel ».

Il faudra enfin prévoir une possibilité de remise à zéro indépendante, soit lors du relâchement du bouton ayant déclenché la gâche, soit au terme d'une temporisation, soit sur un signal extérieur (détection de porte ouverte, par exemple).

DÉVELOPPEMENT SOUS PROLOGIC

Il serait naturellement possible de développer ce petit système à l'aide d'une méthode manuelle telle que celle d'Huffman.

S'agissant d'EPLD, il serait cependant dommage de se priver de l'aide d'un « compilateur logique » pour PC !

Nous avons pour notre part choisi PROLOGIC, tout simplement parce qu'il a été diffusé gratuitement par TEXAS INSTRUMENTS et que nous l'offrons à nos lecteurs en téléchargement.

Cette version limitée ne supporte évidemment que les EPLD de la marque, mais les classiques 16R4, 16R6, 16R8 et 16L8 en font providentiellement partie !

PROLOGIC est capable de construire automatiquement le fichier « JEDEC » destiné au programmeur, à partir de tables de vérité, d'équations booléennes, ou de diagrammes d'état.

Dans notre cas, c'est bien entendu cette dernière forme qui convient le mieux.

```

title (SERRURE CODEE)
include p16r6;
pin19.oe=1;
pin12.oe=1;
!pin19= pin2 & pin3 & pin4 & pin5 & pin7 & pin8 & !pin9
: !pin2 & !pin3
: !pin3 & !pin2
: !pin3 & !pin4
: !pin4 & !pin3
: !pin4 & !pin5
: !pin2 & !pin5;
!pin12= !pin15.q & !pin16.q & !pin17.q & !pin18.q & pin19;
state_diagram !pin15, !pin16, !pin17, !pin18
(
if (!pin7 : !pin8 : pin9) s0:
state s0=0000
if (!pin2 & pin3) s1: else s0:
state s1=0001
if (!pin3 & pin2) s2: else s1:
state s2=0011
if (!pin4 & pin3) s3: else s2:
state s3=0111
if (!pin5) s4: else s3:
state s4=1111
s1:
)

```

Figure 1

```

pin19.oe=
1

pin12.oe=
1

!pin19=
pin2 & pin3 & pin4 & pin5 & pin7 & pin8 & !pin9
: !pin2 & !pin3
: !pin3 & !pin2
: !pin3 & !pin4
: !pin4 & !pin3
: !pin4 & !pin5
: !pin2 & !pin5

!pin12=
!pin15.q & !pin16.q & !pin17.q & !pin18.q & pin19

pin15.d=
pin15.q & !pin16.q & !pin17.q & !pin18.q & pin7 & pin8 & pin5
: pin15.q & pin16.q & pin17.q & pin7 & pin8 & !pin9 & !pin2
: pin15.q & pin16.q & !pin18.q & pin7 & pin8 & !pin9
: pin15.q & pin16.q & pin17.q & pin18.q & pin2
: pin9
: !pin8
: !pin7

pin16.d=
pin16.q & pin15.q & !pin17.q & !pin18.q & pin7 & pin8 & pin4
: pin16.q & pin15.q & pin17.q & pin7 & pin8 & !pin9 & pin3
: pin16.q & pin15.q & !pin18.q & pin7 & pin8 & !pin9 & !pin3
: pin16.q & pin15.q & pin17.q & pin18.q & !pin3
: pin9
: !pin8
: !pin7

pin17.d=
pin17.q & pin15.q & pin16.q & pin7 & pin8 & !pin9 & !pin2
: pin17.q & pin15.q & pin16.q & pin7 & pin8 & !pin9 & pin3
: pin17.q & pin15.q & pin16.q & pin18.q & pin2
: pin9
: !pin8
: !pin7

pin18.d=
pin18.q & pin15.q & pin16.q & pin17.q & !pin3
: pin18.q & pin15.q & pin16.q & pin17.q & pin2
: pin9
: !pin8
: !pin7

```

Figure 2

Si le comportement décrit est trop complexe (autrement dit si sa mise en œuvre nécessite plus de « termes de produit » que n'en possède l'EPLD), alors un message d'erreur est émis.

Il en va de même en cas de manquement à la syntaxe, assez stricte, que doit respecter le « fichier-source ».

Celui que nous reproduisons à la **figure 1** n'est pas le seul possible, loin s'en faut. Il s'agit tout simplement de celui qui nous a donné, après de multiples essais, le meilleur comportement possible compte tenu de la capacité du PAL16R6 que nous avons choisi d'utiliser.

Il n'est évidemment pas interdit de chercher à l'améliorer, notamment si le problème à résoudre diffère plus ou moins de ce cas standard.

Une fois saisi avec le premier éditeur de texte venu et sauvegardé sous le nom « CLEF.PLD », il suffit de taper « LC CLEF » en présence de PROLOGIC pour lancer le compilateur logique.

Plusieurs éléments se trouvent alors créés, à commencer par le jeu d'équations de la **figure 2** qui définit les relations logiques qu'il s'agit de créer entre les différents signaux apparaissant sur le schéma interne du PAL16R6, reproduit à la **figure 3**.

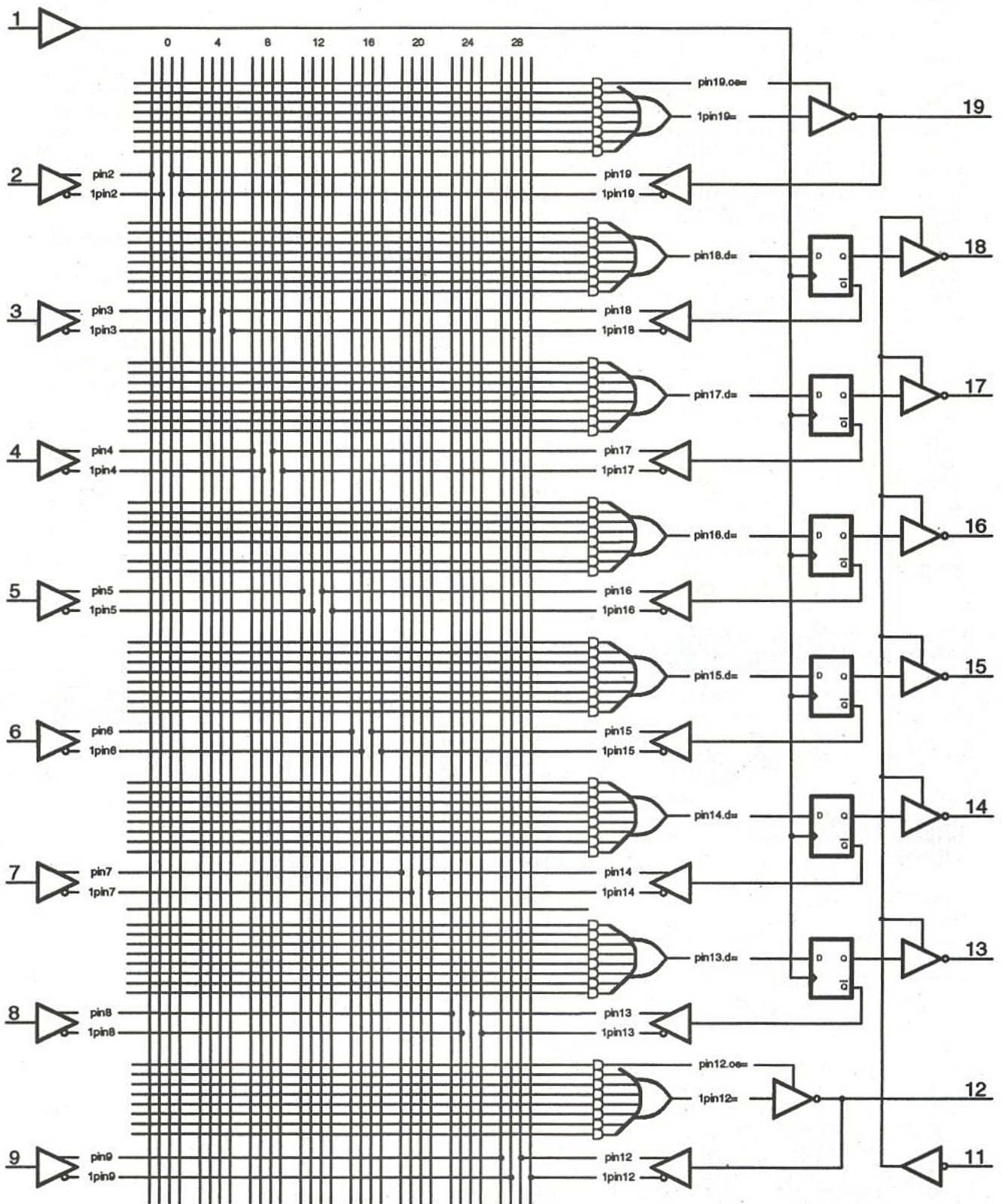


Figure 3

Il reste donc à « câbler » ces équations en établissant les connexions voulues entre les différentes portes et bascules disponibles. Comme dans un PAL vierge toutes les interconnexions possibles sont établies, il faut supprimer celles qui sont maintenant in-

désirables, en quelque sorte par « claquage de fusibles » à l'aide du programmeur. Pour ce faire, il faut transmettre au programmeur le « fichier JEDEC » de la **figure 4** (CLEF.JED), liste normalisée des fusibles à détruire (1) et à laisser intacts (0). Le résultat de cette programma-

tion doit alors correspondre au « plan des fusibles » de la **figure 5**, relativement facile à rapprocher de la **figure 3** pour examiner le schéma véritablement câblé, au sens strict du terme. Cette manœuvre peut se faire sur n'importe quelle version de PAL16R6, bipolaire comme le

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

SERRURE CODEE

pl6r6 revision 89.2.11

```
*N_csidp16r6
*QP20
*QF2048
*F0
*L0000 111111111111111111111111111111
*L0032 0111011011011011111011011011
*L0064 1011101111111111111111111111
*L0096 1011101111111111111111111111
*L0128 1111101101111111111111111111
*L0160 1111101101111111111111111111
*L0192 1111111101101111111111111111
*L0224 1011111111101111111111111111
*L0256 1111101011101101110111111111
*L0288 0111110110110110111111111111
*L0320 1111111111111111111111110111
*L0352 1111111111111111111111101111
*L0384 1111111111111111111110111111
*L0416 1011111111011101100110111011
*L0448 111101111101101100110111011
*L0480 0111110110110110111111111111
*L0512 1111111111111111111111101111
*L0544 1111111111111111111011111111
*L0576 1111101011110110011011111111
*L0608 1111101011110110011011111111
*L0640 1111111111111111111110111111
*L0672 1111111111111111110111111111
*L0704 1111101010111101100110111111
*L0736 1111011111101101100110111011
*L0768 1111101011110110011011111111
*L0800 1111011111101101100110111011
*L0832 11110011111101100110111011
*L0864 1111010111011011011111111111
*L0896 1111111111111111111111101111
*L0928 1111111111111111111110111111
*L0960 1111111111111111111011111111
*L1024 1111101101010110110011011111
*L1056 101111111011101100110111011
*L1088 11111011111101100110111011
*L1120 0111111011011011011111111111
*L1152 1111111111111111111111101111
*L1184 1111111111111111111111011111
*L1216 1111111111111111111011111111
*L1792 1111111111111111111111111111
*L1824 1101101101101101101111111111
*C7CA9
*V35DB
```

TIBPAL 16R6 de TEXAS ou CMOS comme le TICPAL 16R6. Mais il faut évidemment un programmeur adéquat...

Ceux de nos lecteurs qui tiennent (comme l'auteur) à construire leur propre programmeur pourront avantageusement se tourner vers un PAL CMOS de CYPRESS (représenté par NEWTEK), en l'occurrence un PALC 16R6. Ils trouveront les plans nécessaires à la construction d'un programmeur économique dans notre ouvrage COMPOSANTS ELECTRONIQUES PROGRAMMABLES (ETSF éditeur).

Mais il est tout aussi possible de faire appel à des EPLD capables d'émuler le 16R6 si on dispose déjà du programmeur nécessaire. La figure 6 fournit, par exemple, le fichier JEDEC (CLEF.JED) nécessaire à la programmation d'un PEEL 18CV8 d'ICT, et la figure 7 celui (CLEF.JEA) nécessaire à celle d'un EP320 d'ALTERA.

Après programmation, ces deux composants sont en principe compatibles broche pour broche avec le PAL 16R6, mais la responsabilité de cette compatibilité incombe aux fournisseurs, qui nous ont aimablement fourni les utilitaires de conversion de fichiers nécessaires (MISIL pour ICT, et TEKELEC pour ALTERA).

MISE EN ŒUVRE DU PG3010

Après programmation (et vérification) le PAL ou l'EPLD est désormais un circuit intégré spécifique auquel nous avons attribué arbitrairement la référence PG3010 (car d'autres suivront sous peu...).

La figure 8 fournit les informations nécessaires à sa mise en œuvre, sachant, toutefois, que diverses variantes sont possibles. Les quatre « bons » boutons du clavier (qui n'est pas un modèle en « matrice ») doivent être reliés,

Figure 4

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

SERRURE CODEE

pl6r6 revision 89.2.11

```
          11 1111 1111 2222 2222 2233
0123 4567 8901 2345 6789 0123 4567 8901
0 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
1 X- -X- X- -X- X- -X- X- -X- X- -X- X- -X- X- -X- X- -X- X- -X- +
2 -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
3 -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
4 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
5 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
6 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
7 -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
8 ---- -X-X -X-X -X-X -X-X -X-X -X-X -X-X -X-X -X-X -X-X -X-X -X-X -X-X -X-X -X-X +
9 X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
10 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
11 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
12 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
13 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
14 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
15 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
16 -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
17 -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
18 X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
19 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
20 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
21 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
22 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
23 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
24 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
25 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
26 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
27 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
28 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
29 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
30 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
31 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
```

```
32 ---- --X- --X- X-X- --X X--- X--- ----- +
33 -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
34 ---- --X- --X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
35 X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
36 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
37 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
38 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
39 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
40 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
41 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
42 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
43 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
44 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
45 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
46 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
47 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
48 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
49 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
50 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
51 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
52 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
53 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
54 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
55 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
56 ---- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
57 -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- -X- +
58 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
59 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
60 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
61 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
62 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
63 XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX +
  :   :   :   :   :   :   :   :   :   :   :   :   :   :   :   :   :
pin2 : 3 : 4 : 5 : 6 : 7 : 8 : 9 :
  :   :   :   :   :   :   :   :   :   :   :   :   :   :   :   :
pin1 18 17 16 15 14 13 11
```

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

Figure 5

La broche 8 peut aussi recevoir un condensateur de remise à zéro lors de la mise sous tension, si nécessaire.

Le circuit étant alimenté sous 5V, sa broche 19 passe au niveau haut dès qu'une touche, bonne ou mauvaise, est pressée. Ce signal d'horloge doit être redirigé vers la broche 1, par une liaison directe.

Cela étant fait, la composition du bon code par appui sur les quatre « bonnes » touches dans le bon ordre doit faire passer successivement à 1 les broches 18, 17, 16 et 15.

Dès que ces quatre sorties (dites « de test ») sont à 1, la broche 12 passe au niveau bas.

Si un réseau RC approprié relie la broche 12 à la broche 9 (/RAZ), alors tout le système se remet à zéro dès que la dernière touche est relâchée : c'est en général ce qu'il faut pour commander correctement une gâche électrique. En l'absence d'un tel réseau différenciateur, la broche 12 reste au niveau bas jusqu'à une RAZ volontaire par la broche 8 ou 9.

On peut alors avantageusement se servir de cette broche 12 comme sortie, mais avec une polarité inverse de celle de la broche 15 utilisée jusqu'alors.

Bien entendu, les valeurs des composants périphériques seront très différentes selon qu'on utilisera un PAL bipolaire (de plus en plus rare) ou CMOS (à faible consommation).

Dans les deux cas, on ne perdra pas de vue qu'il s'agit là de composants très rapides, exploités ici au ralenti : de très sérieux découplages d'alimentation s'imposent, faute de quoi des basculements plus ou moins erratiques risquent de se produire tôt ou tard.

Mais n'en disons pas plus : vous trouverez en effet dans ce même numéro la réalisation complète d'une serrure codée bâtie autour de ce composant... exclusif.

Patrick GUEULLE



SI ON VOUS DISAIT TOUT ? 3615 ERP

ERP met à votre disposition son **carnet d'adresses**, les **sommaires** des numéros précédents ainsi que la rubrique **"info"** sur les nouveaux produits.

ERP vous permet de **télécharger** avec le logiciel TELENEWS certains fichiers sur les deux derniers numéros parus. Pour les numéros précédents : 36-17 ERPTTEL.

ERP reçoit vos **messages** et répond à vos **questions**. Vos petites annonces, demandes **d'abonnement** et autres seront examinées avec soin.

Les filtres actifs MAX274 / MAX 275 MAXIM

Avec sa famille MAX260 (voir ERP 516 et 517), MAXIM a su se tailler une solide réputation dans le domaine des filtres à capacités commutées programmables par logiciel.

Voici maintenant une famille de filtres « continus », à amplificateurs opérationnels et résistances de précision, mais toujours « compatibles PC » grâce à un puissant logiciel de développement spécialement conçu pour eux.

Rassemblant deux ou quatre sections passe-bas/passe-bande, ces composants seront particulièrement appréciés pour la réalisation rapide de filtres efficaces, mais à faible bruit et sans effet de repliement.

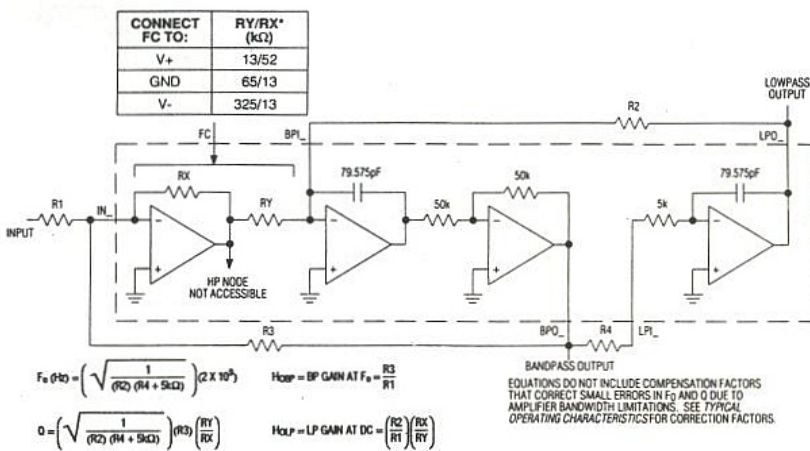
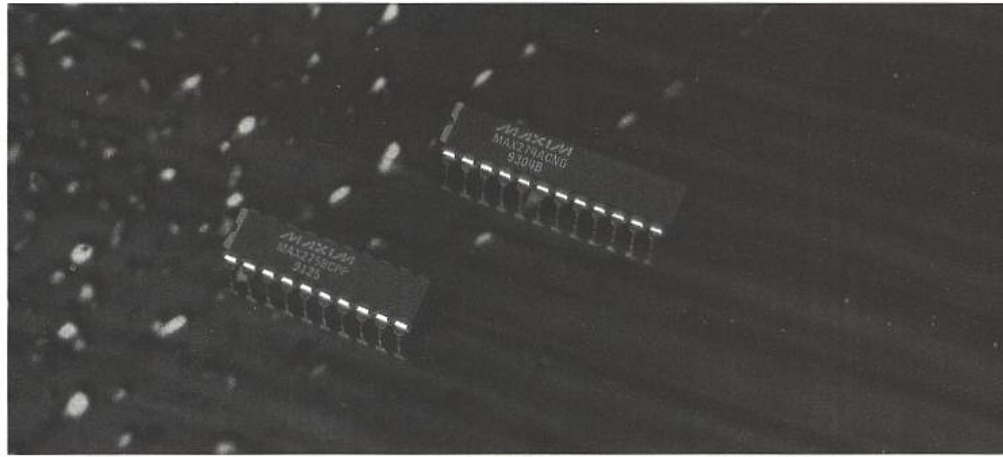


Figure 1

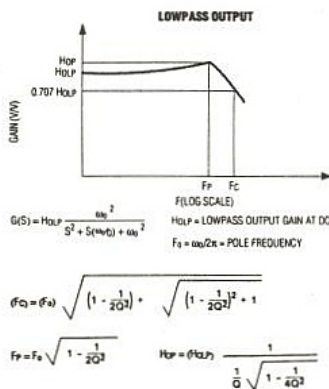


Figure 2

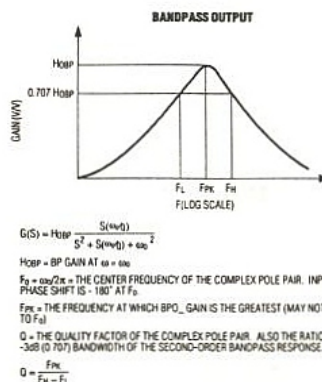


Figure 3

Des filtres « traditionnels »

Si la technologie à capacités commutées apporte une simplification appréciable dans bien des applications à base de filtres, son principe à « échantillonnage » n'est cependant pas exempt d'inconvénients.

En matière de bruit tout d'abord, à cause de la nécessité d'une horloge, mais aussi sur le plan des performances dynamiques et de la distorsion.

Il faut également compter avec l'effet de « repliement » (ou aliasing), qui oblige bien souvent à prévoir un « pré-filtre » non échantillonné. On doit aux filtres à capacités commutées un grand nombre d'innovations spectaculaires dans le domaine des détecteurs de tonalités, des modems, ou des systèmes de cryptage, par exemple, mais les applications les plus exigeantes imposent souvent un retour aux schémas classiques à amplificateurs opérationnels et composants RC.

Faut-il pour autant renoncer à une intégration massive et à une mise au point des filtres sur micro-ordinateur ? Certes non ! Le **figure 1** présente la structure à quatre amplis retenue par MAXIM pour bâtir ses cellules de filtrage du second ordre, et qui présente l'avantage d'offrir à la fois une sortie passe-bas (**figure 2**) et une sortie passe-bande (**figure 3**).

Une sortie passe-haut pourrait théoriquement être offerte par ce schéma, mais il est préférable en pratique de ne pas la sortir du boîtier afin de limiter les capacités parasites et donc préserver une bande passante maximale.

L'adjonction d'un ampli-op externe, selon le schéma de la **figure 4**, permet pour sa part de réaliser un filtre coupe-bande (notch) dont la **figure 5** montre l'allure de la réponse.

Le MAX 274 rassemble quatre de ces cellules dans un étroit boîtier à 28 broches représenté à la **figure 6**, tandis que le MAX275 en réunit deux dans le boîtier à vingt broches de la **figure 7**.

Entièrement indépendants, ces filtres élémentaires peuvent être utilisés séparément ou cascades pour atteindre l'ordre 8 (MAX274) ou l'ordre 4 (MAX275) en un seul boîtier.

L'alimentation peut se faire en + et - 5 V (**figure 8**) ou en + 5V seulement grâce au montage de la **figure 9** ou à une masse virtuelle plus élaborée (par exemple un TLE2425).

La **figure 10** fournit un exemple typique de mise en œuvre du MAX274 (un filtre passe-bas d'ordre 8, de type Butterworth coupant à 10 kHz), tandis que la **figure 11** présente un filtre Chebyshev passe-bande d'ordre 4, centré sur 100 kHz et construit autour d'un MAX275.

Le MAX275 peut en effet opérer jusqu'à une fréquence centrale de 300 kHz, le MAX274 étant pour sa part limité à 150 kHz.

Avec la **figure 12**, nous découvrons comment exploiter à la fois les sorties passe-bas et passe-bande pour réaliser, à l'aide d'un ampli-op supplémentaire, un filtre passe-bas coupant à 10 kHz, mais doté d'une « faille » à la fréquence particulière de 2 kHz.

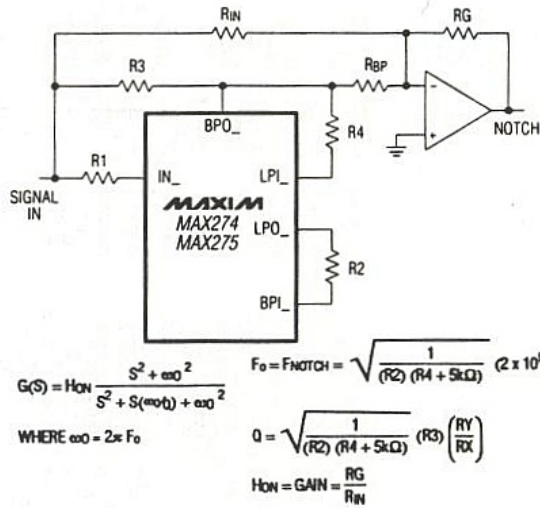


Figure 4

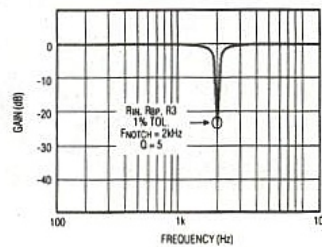


Figure 5

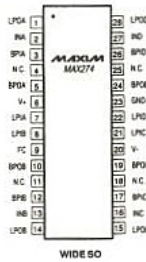


Figure 6

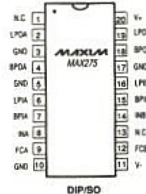


Figure 7

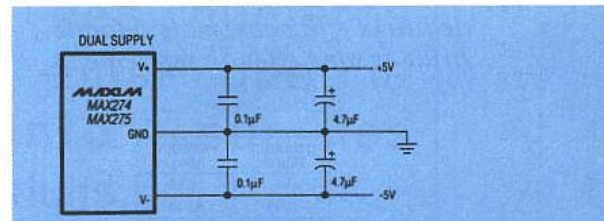


Figure 8

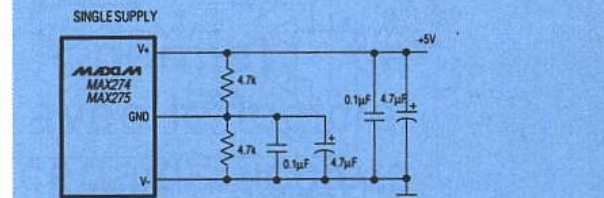


Figure 9

MISE EN ŒUVRE PRATIQUE

Sur le plan purement matériel, il est particulièrement important de veiller à ne pas dégrader les excellentes performances des composants par un câblage malencontreux. Nous avons vu à la **figure 1** que les MAX274 et MAX275 contiennent des condensateurs de précision, mais de faible valeur : toute capacité parasite excessive peut fausser sensiblement l'accord des filtres. Il ne saurait par exemple être question de réaliser un prototype sur une boîte de connexions sans soudure, car les résultats expéri-

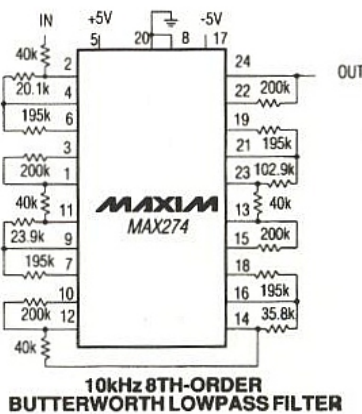


Figure 10

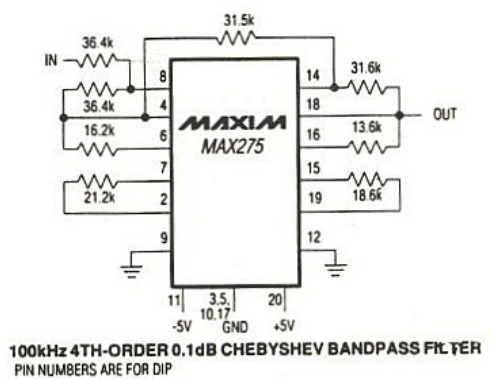
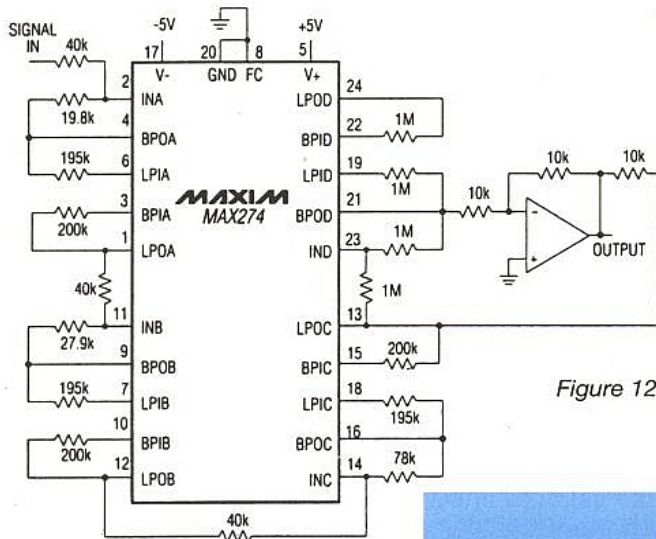
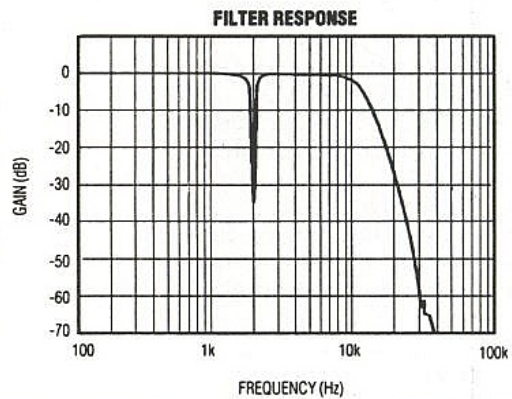


Figure 11



PIN NUMBERS ARE FOR DIP.

Figure 12



mentaux ainsi obtenus ne refléteraient qu'imparfaitement le comportement final du circuit imprimé.

MAXIM suggère donc deux topographies de circuit imprimé simple face, respectivement à la figure 13 pour le MAX275 et à la figure 14 pour le MAX274. Les « kits d'évaluation » du fabricant s'en inspirent d'ailleurs directement.

Moyennant l'implantation des résistances prescrites et la réalisation de quelques interconnexions, il est facile de câbler

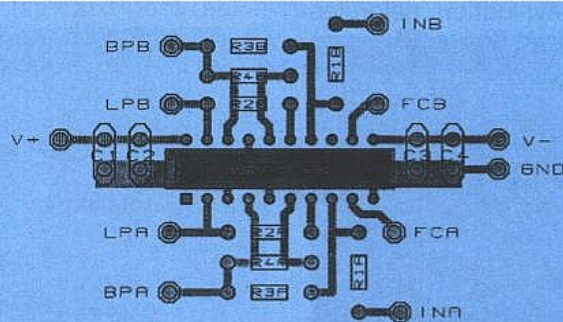


Figure 13

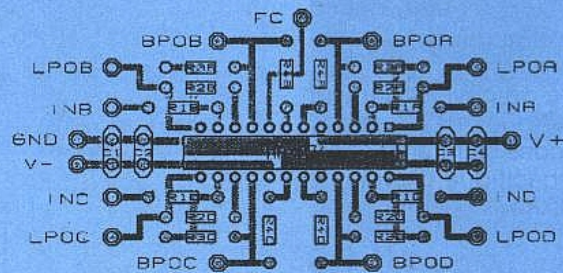


Figure 14

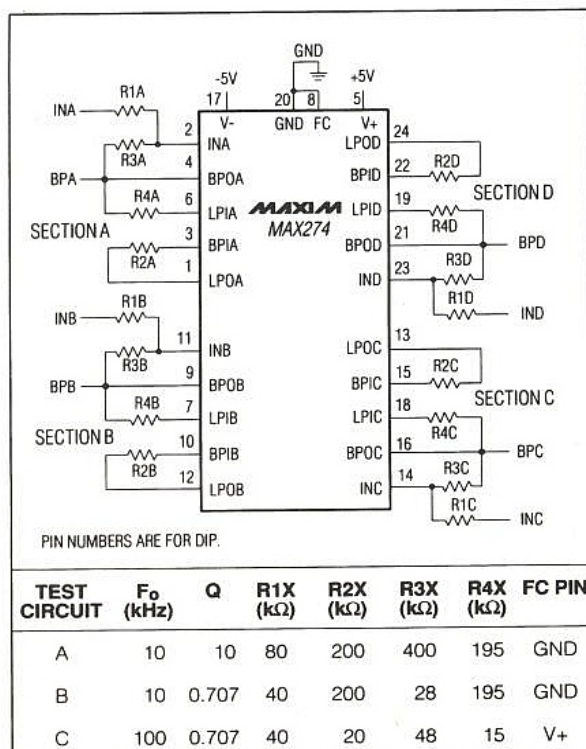


Figure 15

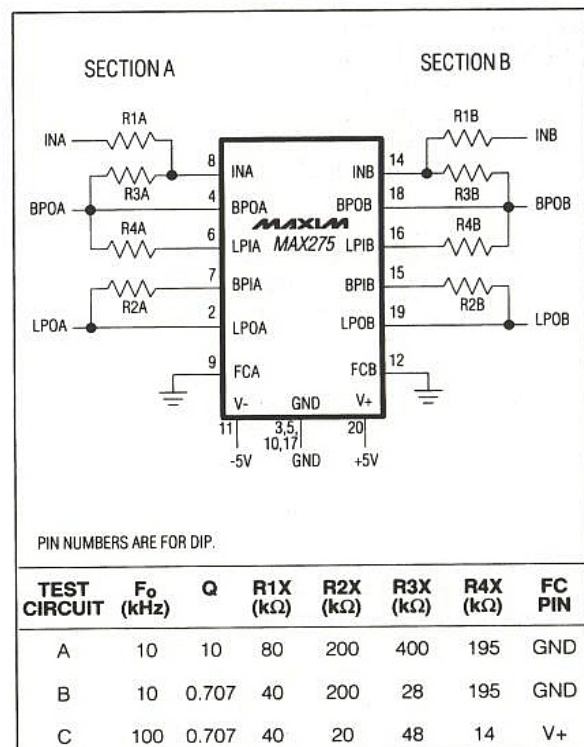


Figure 16

ainsi les exemples fournis à la **figure 15** pour le MAX274, et à la **figure 16** pour le MAX275. On découvre alors le rôle de la broche « FC » qui, selon qu'elle est raccordée à la masse, au +V ou au -V, agit sur les valeurs des résistances internes, ou plus exactement sur le rapport entre celles-ci (voir **figure 1**).

Lorsque les caractéristiques demandées mènent à des valeurs de résistances externes trop élevées, on peut diminuer celles-ci grâce à un montage en « T » présenté à la **figure 17**. Cela suppose un câblage « en l'air » sur la plaquette d'évaluation, selon les indications de la **figure 18**.

LA CONCEPTION ASSISTÉE PAR ORDINATEUR

Bien que la documentation du fabricant fournisse toutes les équations et abaques utiles à la détermination des résistances nécessaires, un tel travail demeure bien fastidieux, d'autant qu'il faut souvent procéder par approximations successives.

La procédure de développement résumée à la **figure 19** offre donc l'alternative consistant à se servir du logiciel spécifique disponible auprès de MAXIM ou en téléchargement.

Contrairement au logiciel, plus ancien, destiné à la programmation des filtres à capacités commutées MAXIM (voir notre N° 516), « FILTER » n'est plus une collection d'utilitaires séparés mais bien un logiciel intégré nettement plus convivial.

Tout commence par un écran similaire à celui de la **figure 20**, servant à la saisie des caractéristiques souhaitées.

Le programme fonctionne en « tableur », en ce sens qu'il recalcule toutes les valeurs affichées lorsqu'on modifie l'une quelconque d'entre elles. Bien entendu, les exigences extravagantes sont signalées, mais à ce stade le logiciel peut suggérer n'importe quel filtre mathématiquement viable, même s'il n'est pas réalisable à partir de MAX274 ou de MAX275. On peut alors éventuellement se tourner vers d'autres composants : une belle preuve d'objectivité !

Par exemple, la configuration « elliptique » n'est pas supportée par les MAX274/275, pas plus que les filtres passe-haut ou comportant des « zéros » ou un nombre impair de pôles.

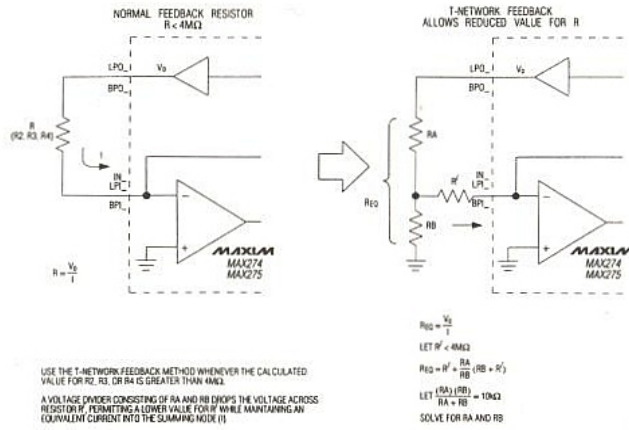


Figure 17

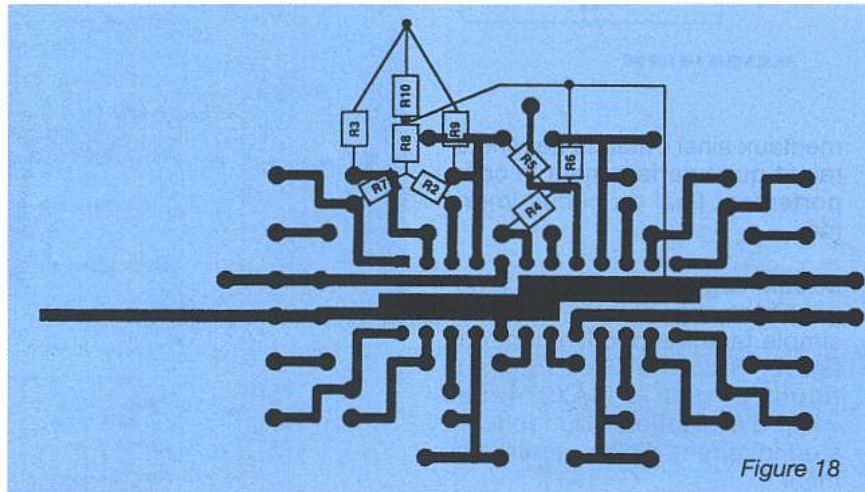


Figure 18

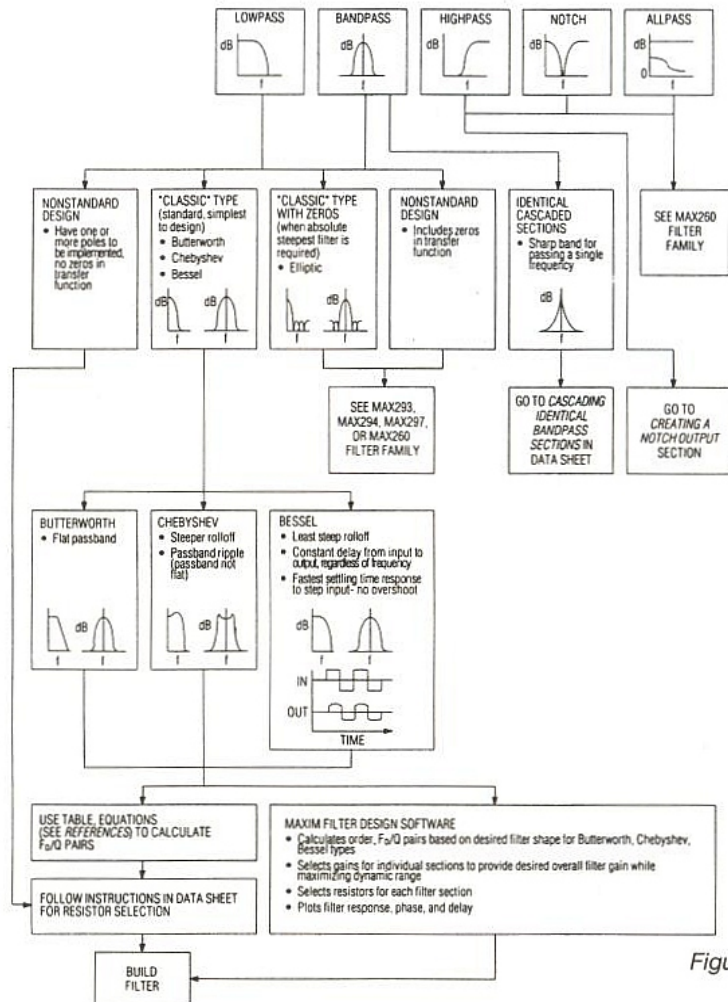


Figure 19

Dans ce dernier cas, toutefois, il est généralement possible d'arriver à un résultat au moins aussi bon en ajoutant un pôle, et donc une section du premier ordre. Avant même d'aller plus loin, il est avantageux de visualiser la courbe du filtre projeté. Si elle ne convient pas encore, il faut revenir au tableur et modifier des paramètres, mais si le résultat escompté est atteint, on peut l'imprimer (figure 21) et passer à l'étape suivante.

Celle-ci consiste en une revue de détail de toutes les cellules constitutives du filtre (une seule sur notre exemple de la figure 22), lors de laquelle on pourra éventuellement opérer des permutations si des risques de saturation devaient apparaître suite à des gains excessifs par rapport aux niveaux de signal prévus. Plusieurs autres aménagements sont possibles à ce stade, et notamment des inversions de brochage destinées à faciliter l'étude du futur circuit imprimé.

On peut alors faire éditer un « rapport » du genre de celui de la figure 23, qui récapitule les prin-

cipales caractéristiques du filtre définitif.

Transférées dans le dernier module du logiciel, celles-ci serviront enfin à l'élaboration automatique de la nomenclature des composants (figure 24), et du schéma définitif (figure 25), avec ou sans arrondi aux valeurs normalisées les plus proches.

Ce dernier module peut également être utilisé seul, à partir de données théoriques déjà disponibles, qu'elles proviennent d'un calcul exécuté par ailleurs ou d'un autre logiciel d'étude de filtres.

Dans tous les cas, il est réellement possible de concevoir en quelques dizaines de minutes un filtre complexe qui aurait exigé, par la méthode manuelle, de nombreuses heures de travail !

Patrick GUEULLE

MAXIM FRANCE
150, av. Joseph-Kessel
78960 Voisins-le-Bretonneux
Tél. (1) 30 60 91 60
Fax (1) 30 64 73 48
N° vert : 05 05 04 27

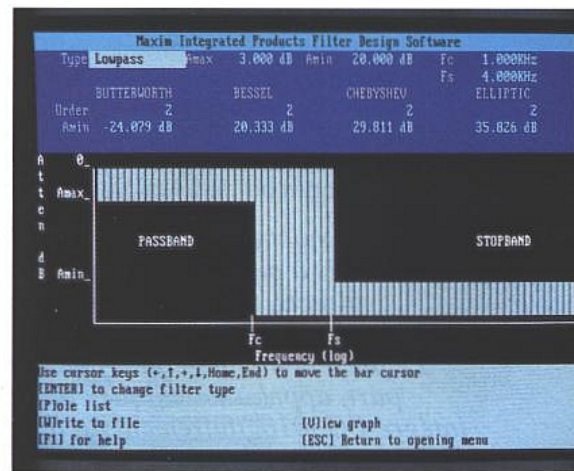


Figure 20

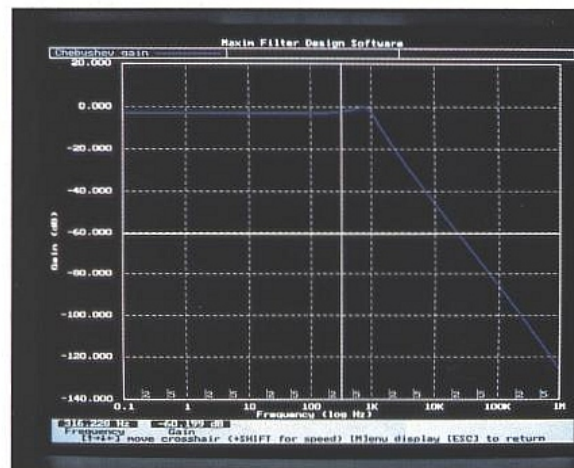


Figure 21

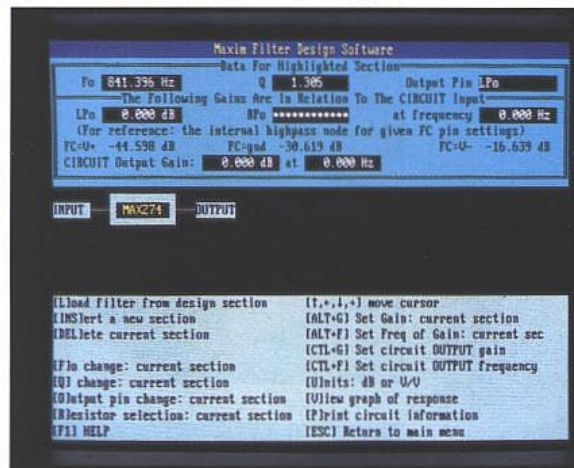


Figure 22

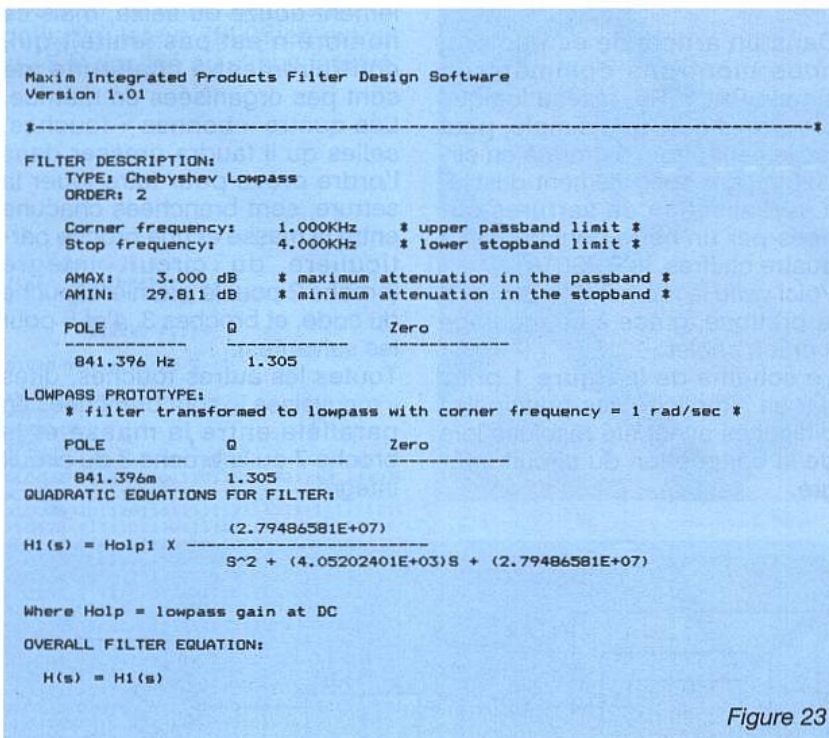


Figure 23



Figure 24

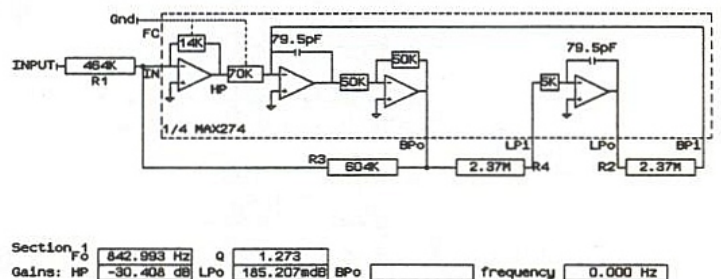


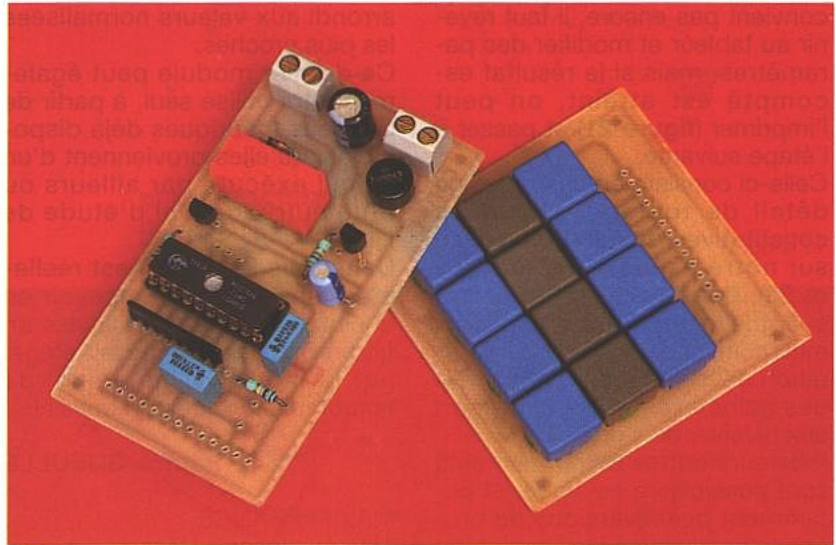
Figure 25

Une serrure codée à clavier

Voici un sujet qui a déjà été traité maintes fois à partir de composants directs, de circuits logiques standards ou de microcontrôleurs.

Le présent montage fait, pour sa part, appel à un unique circuit intégré PG3010, autrement dit à un PAL16R6 spécialement programmé pour cette application.

Il en résulte une grande simplification du schéma, ainsi qu'une miniaturisation intéressante, susceptible de lui ouvrir de nouvelles perspectives d'applications.



Une application directe du PG3010

Dans un article de ce numéro, nous montrons comment un simple PAL16R6, réseau logique programmable très simple, peut facilement être transformé en circuit intégré spécialement destiné à la réalisation de serrures codées par un code confidentiel à quatre chiffres, le PG3010.

Voici venu le moment de passer à la pratique, grâce à ce montage « prêt à câbler ».

Le schéma de la **figure 1** brille par sa simplicité, les principales difficultés ayant été résolues lors de la conception du circuit intégré.

Le clavier se compose d'un certain nombre de touches (généralement douze ou seize, mais ce nombre n'est pas limité), qui, contrairement à l'habitude, ne sont pas organisées en matrice. Les quatre « bonnes » touches, celles qu'il faudra presser dans l'ordre prévu pour faire jouer la serrure, sont branchées chacune entre la masse et une broche particulière du circuit intégré (broche 2 pour la première touche du code, et broches 3, 4 et 5 pour les suivantes).

Toutes les autres touches, dites « mauvaises », sont branchées en parallèle entre la masse et la broche 7 ou la broche 8 du circuit intégré.

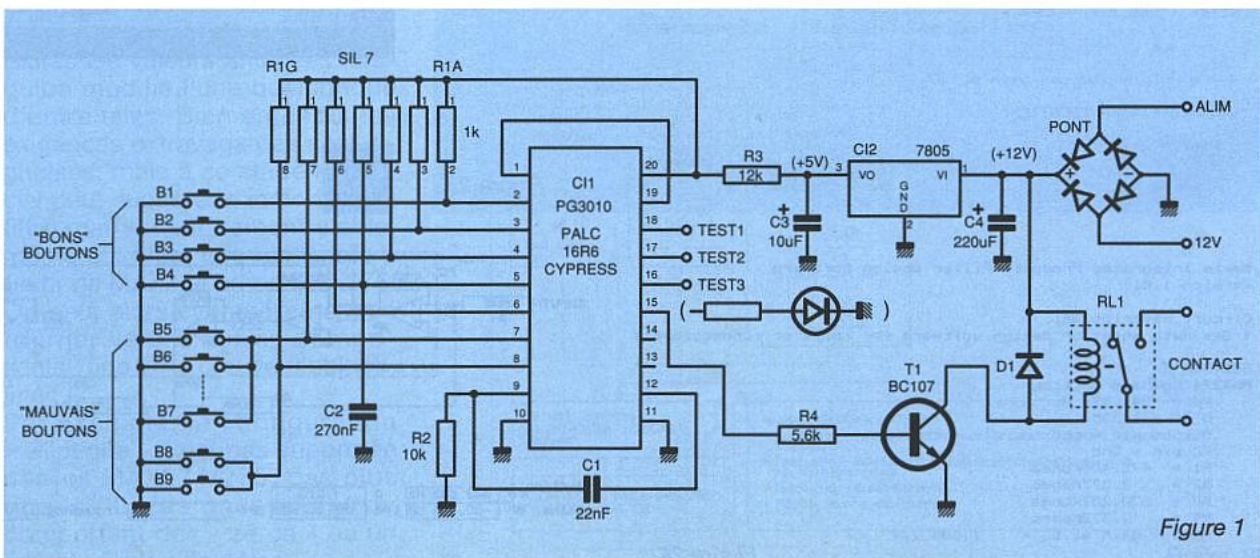


Figure 1

Chacune de ces six entrées est munie d'une résistance de « pull-up » faisant partie d'un réseau SIL, de même que la broche 6, inutilisée. Pas question en effet de laisser « en l'air » une quelconque entrée d'un PAL CMOS comme celui que nous utilisons ici (un PALC16R6 de CYPRESS).

Un condensateur antirebond est monté sur la dernière « bonne » touche, car il est prévu que le système se remette à zéro dès son relâchement grâce au réseau RC 22 nF / 10 kΩ : tout rebond sur la broche 5 empêcherait la sortie de rester au niveau haut lorsque la dernière touche reste enfoncée !

La sortie du PG3010 (broche 15) attaque tout simplement un transistor, qui pilote à son tour un petit relais de la façon la plus classique. L'alimentation de l'ensemble est prévue en 12 V, continu ou alternatif : ce sera typiquement la tension d'alimentation d'une installation de sonnerie ou d'ouvre-porte, voire d'interphone portier. Un pont redresseur associé à un condensateur de 220 μF suffit pour produire la tension nécessaire au relais, tandis qu'un petit régulateur 78L05 en extrait le +5 V destiné au circuit intégré.

RÉALISATION PRATIQUE

Avant toute chose, il faut transformer un PALC16R6 en PG3010, à l'aide d'un programmeur de PAL utilisant le fichier JEDEC de la figure 2.

On choisira un PAL « OTP » (en boîtier plastique) si le montage doit avoir un caractère définitif, mais un PAL effaçable (en boîtier céramique à fenêtre) sera préférable si on compte le récupérer un jour ou, qui sait, en modifier la programmation.

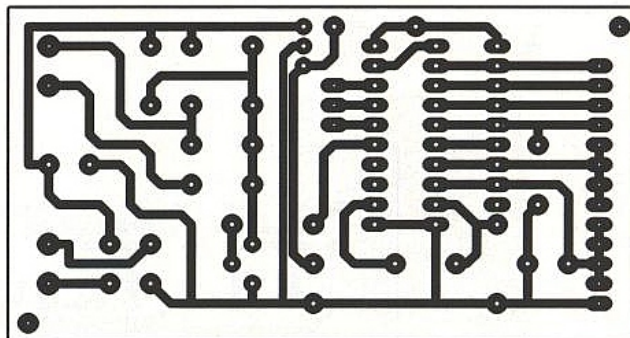


Figure 3

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

SERRURE CODEE

pl6r6 revision 89.2.11

*N_csidpl6r6

*QP20

*QF2048

*FO

```

*L0000 11111111111111111111111111111111
*L0032 01110111011101111111101110111011
*L0064 10111011111111111111111111111111
*L0096 10111011111111111111111111111111
*L0128 11111011101111111111111111111111
*L0160 11111011101111111111111111111111
*L0192 11111111011101111111111111111111
*L0224 10111111111110111111111111111111
*L0256 11111010111011101110111111111111
*L0288 01111110111011101110111111111111
*L0320 11111111111111111111111111111011
*L0352 11111111111111111111111111101111
*L0384 11111111111111111111111111101111
*L0512 1011111111101110111001110111101
*L0544 1111011111101110111001110111101
*L0576 01111110111011101110111111111111
*L0608 11111111111111111111111111101111
*L0640 11111111111111111111111111101111
*L0672 11111111111111111111111111101111
*L0768 11111101010111101110011101111111
*L0800 1111011111011101110011101111101
*L0832 11111001111111111111100111011101
*L0864 11111010111011101110111111111111
*L0896 11111111111111111111111111101111
*L0928 11111111111111111111111111101111
*L0960 11111111111111111111111111101111
*L1024 11111101110101011110011101111111
*L1056 1011111111101110111001110111101
*L1088 11111101111111111011100111011101
*L1120 01111110111011101110111111111111
*L1152 11111111111111111111111111101111
*L1184 11111111111111111111111111101111
*L1216 11111111111111111111111111101111
*L1792 11111111111111111111111111101111
*L1824 11011101110111011101111111111111
*CV35DB

```

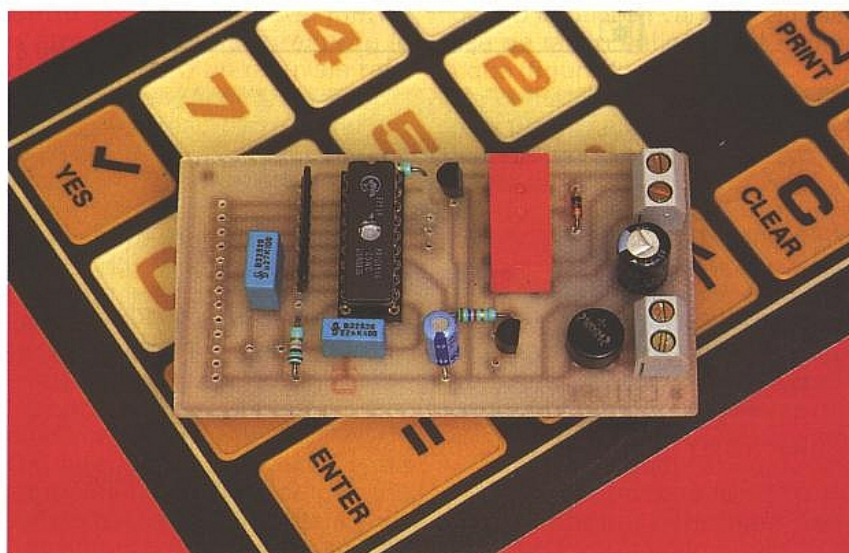
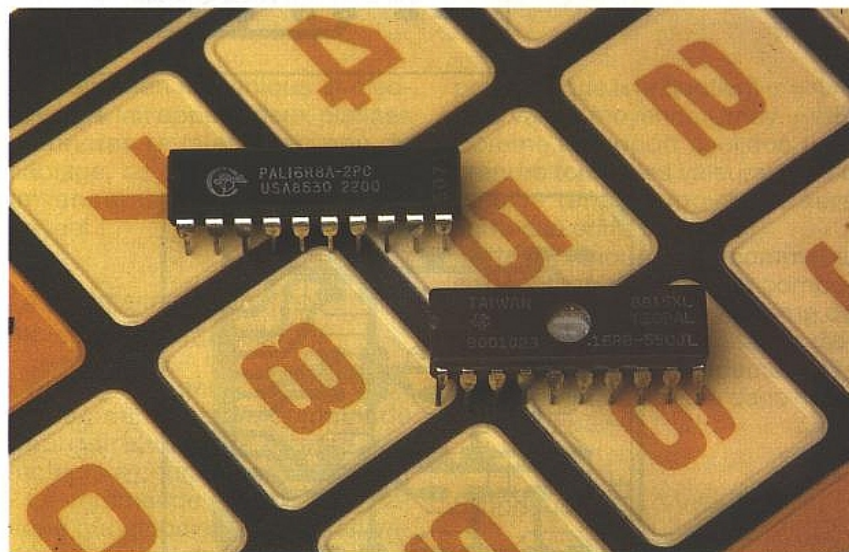


Figure 2

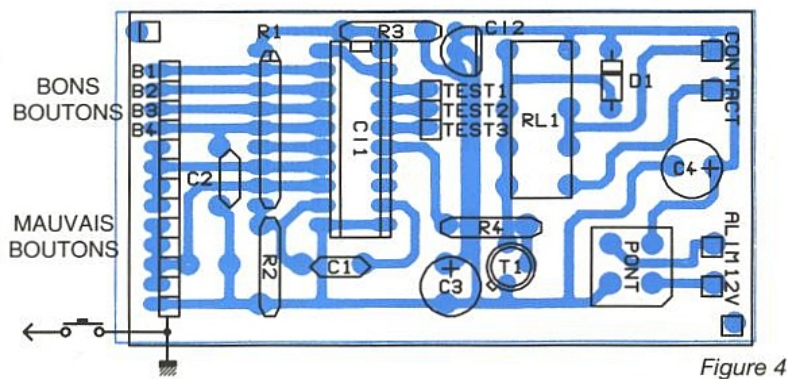


Figure 4

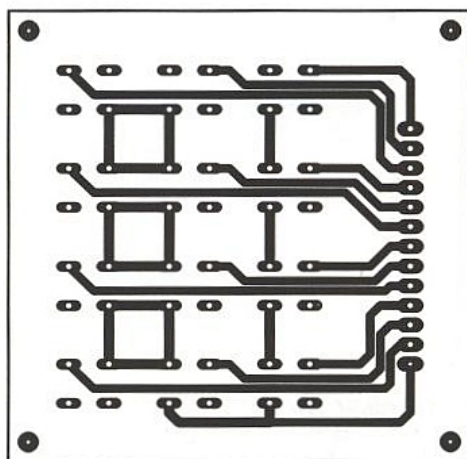


Figure 5

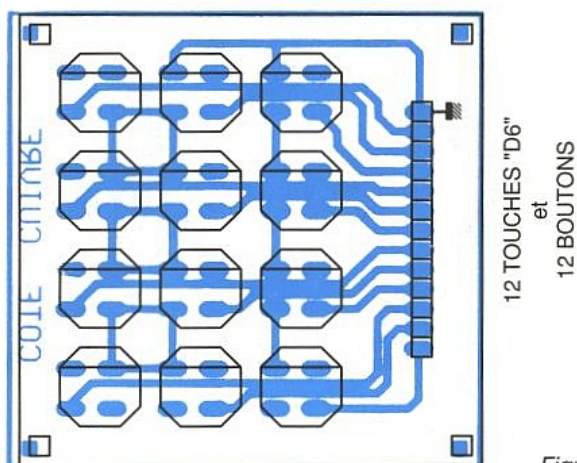


Figure 6

Cela fait, ce composant pourra être installé sur un circuit imprimé conforme au tracé de la **figure 3**, dont on complètera l'équipement selon le plan de câblage de la **figure 4**.

Deux borniers à deux circuits sont prévus, l'un pour recevoir l'alimentation 12 V et l'autre pour donner accès à un contact travail du relais, complètement isolé.

A l'opposé, treize pastilles (dont une de masse) sont prévues pour raccorder le clavier : c'est à ce niveau que se fera l'affectation des « bonnes » et des « mauvaises » touches.

Il est facile de construire un clavier approprié en gravant le petit circuit imprimé de la **figure 5**, et en l'équipant de douze touches « D6 » selon le plan de la **figure 6** (attention à la bonne orientation de leur méplat !).

On pourra relier les deux modules par treize fils que l'on croisera selon le code choisi, mais il n'est nullement indispensable que chaque « mauvaise » touche possède son propre fil : toutes les « mauvaises » touches peuvent fort bien être mises en parallèle au niveau du clavier, ce qui ramène à six le nombre de fils de liaison.

On s'efforcera toutefois d'éviter toute longueur inutile, sous peine de collecter des parasites indésirables.

Patrick GUEULLE



Nomenclature

Résistances

R1 : réseau SIL 7,1 k Ω
 R2 : 10 k Ω
 R3 : 12 k Ω
 R4 : 5,6 k Ω

Condensateurs

C1 : 22 nF
 C2 : 270 nF
 C3 : 10 μ F
 C4 : 220 μ F

Semi-conducteurs

CI1 : PG3010, PALC 16R6 CYPRESS
 CI2 : 78L05
 T1 : BC107
 D1 : 1N 4001
 1 pont de diodes

Divers

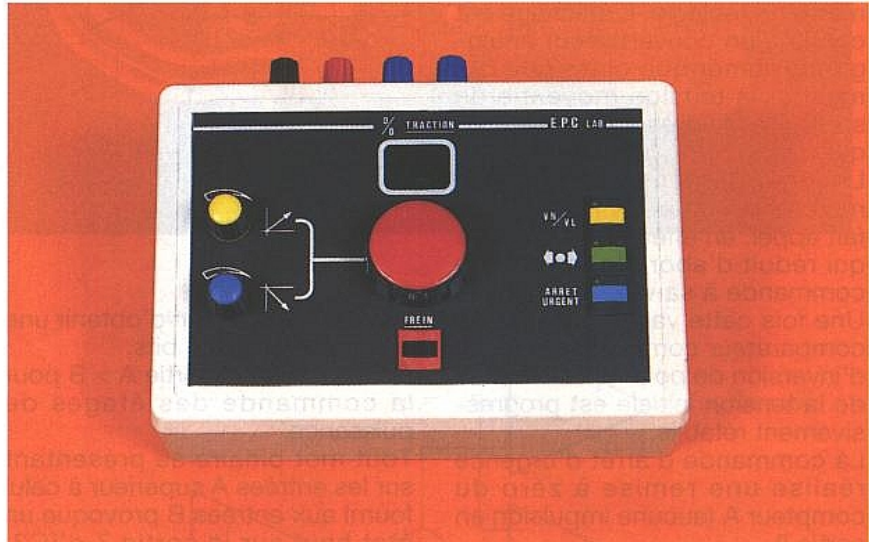
RL1 : 12 V, 2 RT

Poste de commande pour modélisme ferroviaire

Cette réalisation va permettre de donner une souplesse de fonctionnement et un réalisme certain à la commande des moteurs à courant continu rencontrés en modélisme ferroviaire.

Ce poste de conduite, adaptable à une large gamme de moteurs et de tensions, présente des caractéristiques alléchantes :

- Commande pulsée par variateur de largeur d'impulsion (PWM) numérique à 64 pas.
- Inertie variable à l'accélération ou au ralentissement.
- Processus automatique de changement de sens de marche impliquant d'abord un ralentissement puis un arrêt suivi d'une remontée en puissance à la valeur précédente.
- Freinage réaliste par l'intermédiaire d'un régulateur de frein.
- Arrêt d'urgence.
- Position vitesse lente pour les manœuvres de triage.
- Indication permanente numérique du rapport cyclique de sortie (de 0 % à 100 %).
- Protection en intensité et en température de l'étage de sortie.



La réalisation mécanique et électronique fait appel à deux platines distinctes réunies avec peu de câblage, ce qui permet d'obtenir un ensemble compact et attrayant !

La commande des petits moteurs à courant continu

On rencontre généralement deux types principaux de commande pour faire varier le régime des moteurs à courant continu :

- La commande de type rhéostatique où, globalement, on fait varier la valeur absolue de la tension appliquée au moteur.

Cette solution, qui a le mérite d'être très simple, présente le désavantage d'un mauvais rendement avec des pertes importantes au niveau du rhéostat lui-même.

- La commande de type «hacheur» ou «pulsée» basée sur l'ouverture et la fermeture cycliques d'un interrupteur statique placé entre la source d'énergie et le moteur.

Une source de tension E et une charge figurée par une résistance R sont reliées par l'intermédiaire d'un interrupteur H (figure 1).

Cet interrupteur est commandé en régime périodique de période T . Si H est fermé de l'instant $t = 0$ à l'instant $t = \Phi$, on appellera rap-

port cyclique α le quotient $\alpha = \Phi/T$ et la valeur moyenne $U_{moy.} = \alpha E$. Comme le rapport cyclique peut prendre toutes les valeurs entre 0 et 1, la tension moyenne sera comprise entre 0V et E V.

Cette technique, plus complexe, a l'avantage d'utiliser les composants de puissance en régime de commutation avec une faible dissipation et un bon rendement. Ce sera la solution utilisée dans notre montage.

Synoptique

Le générateur PWM (pulse width modulation en anglais !) ou à largeur d'impulsion variable est réalisé de façon entièrement numérique (figure 2).

Un compteur, que nous appelleront (B) (binaire par 64) est commandé de façon continue par un oscillateur rapide.

Un deuxième compteur binaire par 64 (A) compte ou décompte pas par pas, grâce à deux oscillateurs lents à fréquence variable : un pour l'accélération, l'autre pour la décélération. Les deux compteurs sont reliés à un comparateur binaire dont la sortie commande l'étage de puissance. Si le contenu décimal du compteur A est 1 on aura la sortie du comparateur à l'état haut pendant $1/64^e$ de la période.

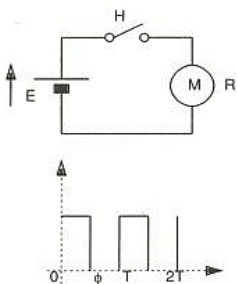


Figure 1

Si ce contenu est de 32, on aura la sortie à l'état haut pendant la moitié de la période, soit un rapport cyclique de 0,5 ou 50 %, et ainsi de suite !

La commande de comptage ou décomptage est réalisée par un ensemble logique qui compare en permanence la valeur de la tension moyenne de sortie avec la tension fournie par le potentiomètre de réglage. L'affichage est confié à un convertisseur analogique-numérique classique qui mesure la tension moyenne de sortie PWM après un filtrage adéquat.

Le changement de sens de marche est un peu particulier ; il fait appel, en effet, à une bascule qui réduit d'abord la tension de commande à sa valeur minimale. Une fois cette valeur atteinte, un comparateur commande le relais d'inversion de polarité et la valeur de la tension initiale est progressivement rétablie.

La commande d'arrêt d'urgence réalise une remise à zéro du compteur A (aucune impulsion en sortie !).

Le « régulateur de freinage », quand il est actionné, augmente la fréquence de l'oscillateur de décomptage.

La « vitesse lente » s'obtient en abaissant la valeur absolue de la tension de sortie.

Le schéma détaillé sera décomposé en deux parties correspondant aux deux platines distinctes. L'une regroupe l'alimentation et le générateur PWM, l'autre supporte les organes de commande, les relais, l'étage de puissance, les fonctions annexes et le changement de sens de marche.

PLATINE ALIMENTATION ET GÉNÉRATEUR PWM

Partie numérique

Nous commençons la description du schéma par l'oscillateur constitué autour de la porte d'IC6 (8, 9, 10). Sa fréquence est fixée par R et C et vaut environ 3,5 kHz.

Cet oscillateur fournit le signal d'horloge au double compteur binaire contenu dans IC1.

Ces deux compteurs sont cascades par la sortie D du premier afin de réaliser un comptage par 64 sur 6 bits. La fréquence de hachage du moteur sera d'environ 60 Hz (3500/64).

Deux comparateurs binaires 4 bits, IC2 et IC3, sont reliés de

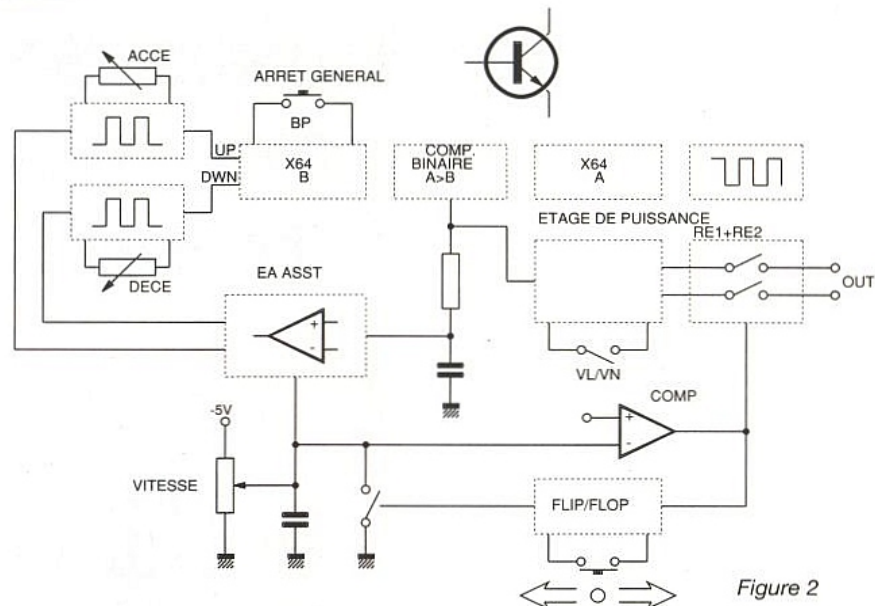


Figure 2

façon classique afin d'obtenir une comparaison sur 6 bits.

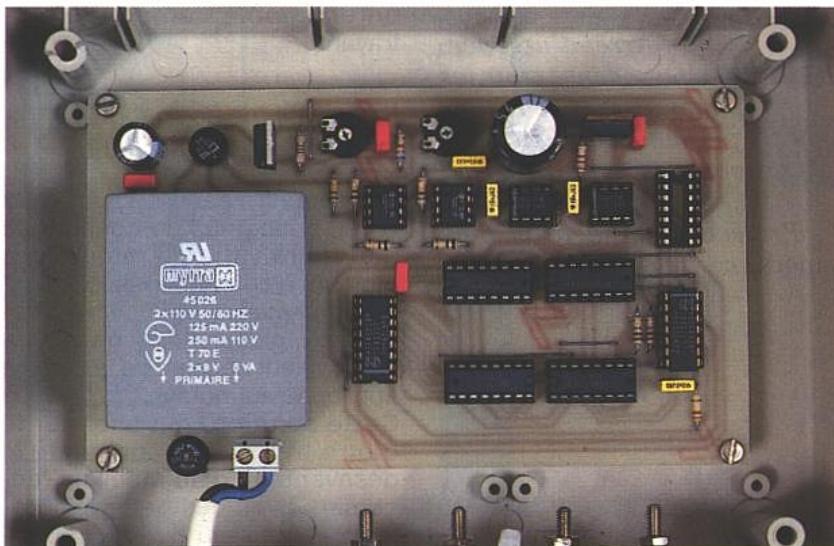
On exploitera la sortie A > B pour la commande des étages de puissance.

Tout mot binaire se présentant sur les entrées A supérieur à celui fourni aux entrées B provoque un état haut sur la sortie 7 d'IC3, jusqu'à la fin de la période en cours.

Plus la valeur binaire fournie aux extrémités B du comparateur est

A noter que si une des entrées d'horloge est active, l'autre doit présenter un état haut pour garantir un fonctionnement irréprochable.

Ces deux compteurs sont cascades de façon classique avec les sorties « Borrow » et « Carry » du premier respectivement reliées aux entrées « DWN » du second. On utilisera uniquement 6 bits, qui sont dirigés sur les entrées B des comparateurs binaires.



élevée, plus l'état haut demeurera longtemps. On s'aperçoit ainsi qu'il suffit de faire compter ou décompter un compteur de 6 bits, relié aux entrées B, pour faire varier le rapport cyclique du signal de commande.

Cette fonction est dévolue à deux compteurs-décompteurs synchrones IC4 et IC5, possédant chacun une entrée horloge de comptage et une entrée horloge de décomptage.

Les impulsions de comptage et décomptage proviennent de la platine de commande par l'intermédiaire des broches D et E du connecteur 14 broches.

Deux portes Nand contenues dans IC6 autorisent ou non le passage de ces impulsions vers IC4. Elles sont commandées par une circuiterie de comparateurs que nous allons décrire maintenant.

Ensemble analogique d'asservissement

Notre but est de réaliser une sorte d'asservissement de la tension moyenne de sortie à une tension de consigne fixée par le potentiomètre de commande. Le principe semble simple, il suffit de disposer de deux comparateurs. L'un sera à l'état haut pour une valeur de tension moyenne inférieure à la valeur de consigne et autorisera le comptage du compteur B. Un autre sera à l'état haut pour une tension inférieure et réalisera l'inverse du premier en autorisant le décomptage.

Ces deux comparateurs se réalisent simplement à l'aide de deux amplis op monotension de type CA3130 qui permettent d'obtenir une excursion de sortie proche de la tension d'alimentation, il s'agit de IC9 et IC10. Les condensateurs C2 et C3 sont indispensables afin d'éviter une mise en oscillation de ces AOP. Hélas, tel qu'il se présente, le montage ne fonctionne pas correctement car on a une commutation incessante des comparateurs autour de la valeur de basculement ! Il va falloir créer une «fenêtre» de tension (hystérésis) de 150 à 300 mV qui pourra se traduire de 0 à la tension de consigne maximale !

Ceci créera, en quelque sorte, une zone neutre de stabilité au milieu de laquelle aucun comparateur ne sera à l'état haut (figure 3).

Pour obtenir ce décalage des deux tensions de consigne fournies à chaque comparateur, nous allons utiliser un amplificateur inverseur de gain -1 et un circuit additionneur possédant, lui aussi, un gain de -1 . Le potentiomètre de réglage, quant à lui, fournira une tension comprise entre 0 et -5 V environ.

A la sortie du circuit inverseur basé autour d'IC8, on obtient donc une tension comprise entre 0 et $+5$ V car $R6 = R7$.

Sur R3, on entre la même valeur de consigne précédente (0/ -5 V) et on obtient, comme précédemment, une tension de sortie comprise entre 0 et 5 V. Jusque là, aucun changement !

A l'aide du réseau diviseur R8,P1, on obtient une tension d'hystérésis comprise entre 0 et 300 mV qui s'additionne à la tension de consigne (figure 4). La valeur de la tension moyenne après filtrage entre sur le connecteur au point A, la tension de consigne en F.

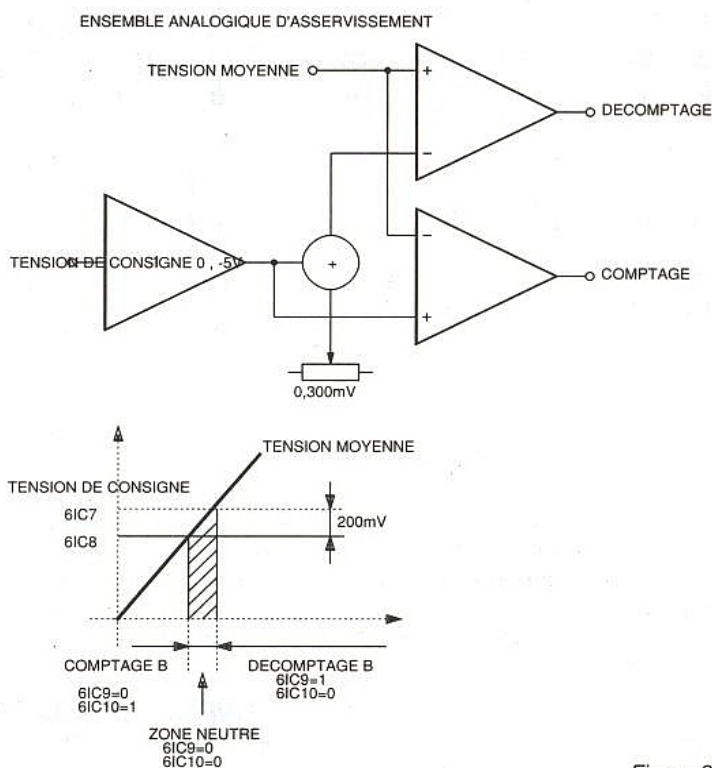
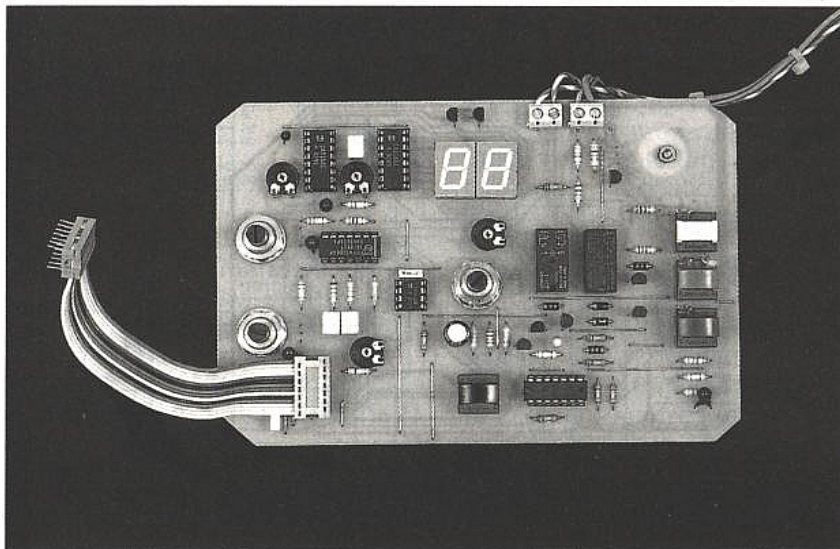
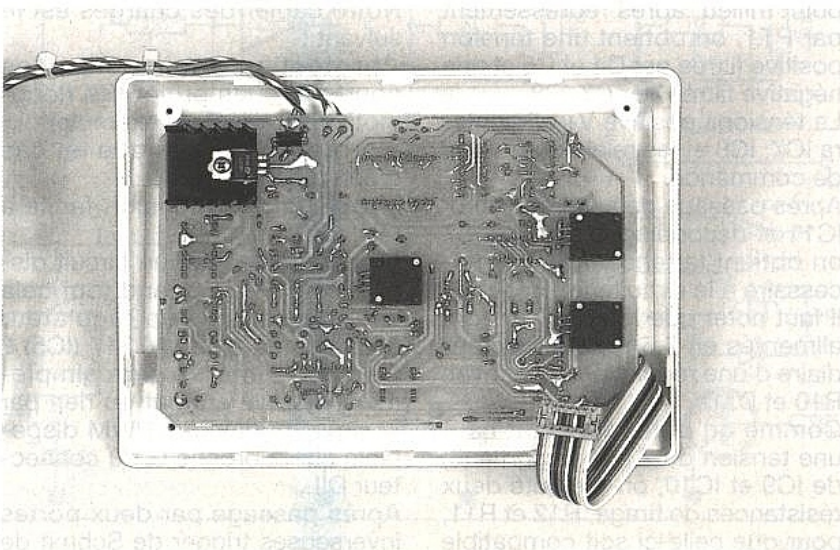


Figure 3



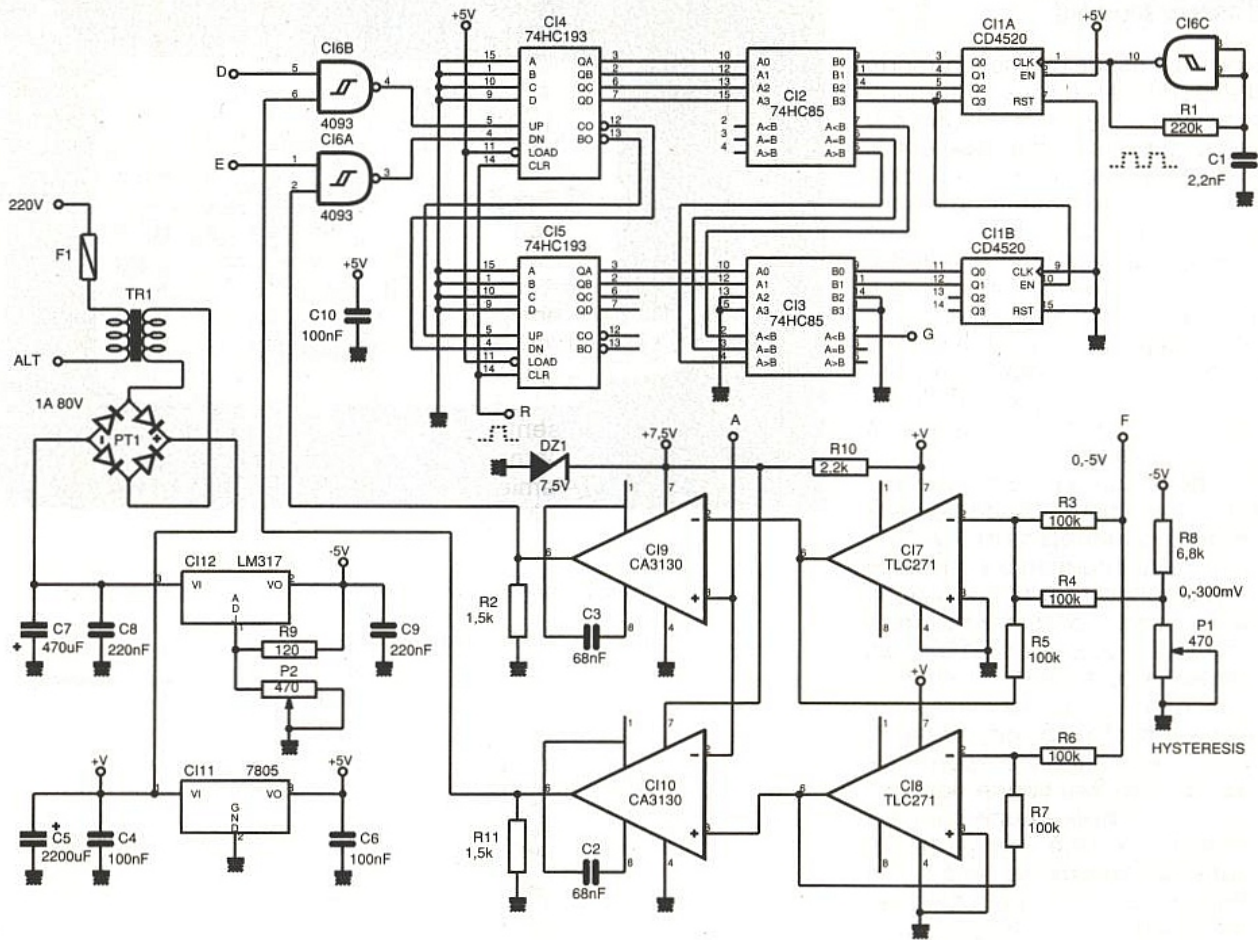


Figure 4

Une dernière remarque concerne IC7 et IC8, qui seront impérativement des modèles de type TLC 271 ; nous les alimenterons avec une tension de 12-13 V afin d'obtenir l'excursion maximale de leur tension de sortie.

Alimentation

Le transformateur TR1 possède deux enroulements de 9 V avec point milieu, après redressement par PT1, on obtient une tension positive filtrée par C4 et C5 et une négative filtrée par C7, C8.

La tensions positive V+ alimentera IC7, IC8 et les relais de pupitre de commande.

Après passage dans le régulateur IC11 et découplage par C6 et C7 on obtient la tension de 5 V nécessaire à la circuiterie logique.

Il faut noter que IC9 et IC10 sont alimentés en 7,5 V par l'intermédiaire d'une régulation shunt avec R10 et Dz1.

Comme on obtient à l'état haut une tension de 7,5 V en sortie (6) de IC9 et IC10, on a ajouté deux résistances de tirage, R12 et R11, pour que celle-ci soit compatible

avec les portes de IC6. La tension négative subit une régulation par IC12 et est ajustable. P2 servira, dans la phase de réglage, à caler la limite haute de la valeur de consigne.

PLATINE DE COMMANDE (figure 5)

Étage de puissance.

Notre cahier des charges est le suivant :

- protection totale contre les courts-circuits prolongés (locomotive derailée par exemple).
- protection thermique en cas d'échauffement.
- réglage de la tension facile à réaliser.

Pourquoi chercher un circuit discret compliqué quand tout cela est intégré dans un régulateur ajustable de type LM 317 (IC5) ? Ce circuit intégré sera simplement modulé en tout ou rien par le signal numérique PWM disponible sur la broche G du connecteur DIL.

Après passage par deux portes inverseuses trigger de Schmit de

IC2 on force à la masse la broche «Adjust» de IC5 à l'aide de T7. On obtient des créneaux dont l'amplitude basse sera de quelques centaines de millivolts et dont l'amplitude haute sera fixée par le rapport R11/R12, suivant la formule :

$$V_s = 1,25 \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}} \right) \text{ (env.)}$$

A l'aide de S3 on commute R13 en parallèle avec R12 afin d'obtenir une tension de sortie moins élevée pour les manœuvres lentes de triage.

Cette commutation est visualisée par R26 et D9. Aucun circuit d'alimentation de traction n'est prévu car l'on suppose que l'on possède déjà, pour alimenter le réseau, d'une tension continue filtrée grossièrement, d'environ 15 V ou plus. Cette tension entrera sur le poste de commande par les deux bornes rouge et noir sur l'arrière du boîtier.

Commande d'accélération, de décélération et de freinage

Deux oscillateurs identiques, réalisés l'un avec 5,6 (IC2) R5, P3, C3, l'autre avec 9,8 (IC2) R6, P4, C4, fournissent les créneaux de comptage et décomptage aux points D et E du connecteur DIL. Un inter S2, placé en parallèle sur l'ensemble R6-P4, permet d'accélérer de façon importante l'oscillateur de décomptage afin de simuler un freinage. P3 et P4 seront accessibles sur la face avant.

Arrêt d'urgence

L'appui sur S4 décharge rapidement C9 à travers R21. Cet état bas inversé par 1,2 (IC2) fournit

un état haut sur le point RT qui réalise une mise à zéro de IC4 et IC5 (platine alim. et PWM) et plus aucune impulsion sur G.

Filtrage, affichage numérique

Les impulsions PWM présentes au point G commandent l'étage de puissance, mais, inversées par (11,10) de IC2, servent aussi à extraire la tension moyenne nécessaire au fonctionnement de l'asservissement analogique de la platine principale.

Ces impulsions présentent des fronts très raides que nous devons filtrer par un premier étage intégrateur R14-C6, suivi d'un second, R10-C7.

Nous obtenons en sortie une tension continue moyenne proportionnelle au rapport cyclique des impulsions fournies au moteur. Cette tension présente une ondulation résiduelle légère non critique pour l'utilisation envisagée. Elle va nous servir à deux choses distinctes :

- alimenter un convertisseur A/D de type 3162 à travers un pont diviseur R9-R26 filtré par C8 ;
- être reliée à l'entrée non inverseuse d'un comparateur dont la tension sur l'entrée inverseuses est fixée par R18-P7.

Ce comparateur, comme nous le verrons par la suite, fournit un état haut dès que la tension moyenne dépasse le seuil fixé par R18-P7.

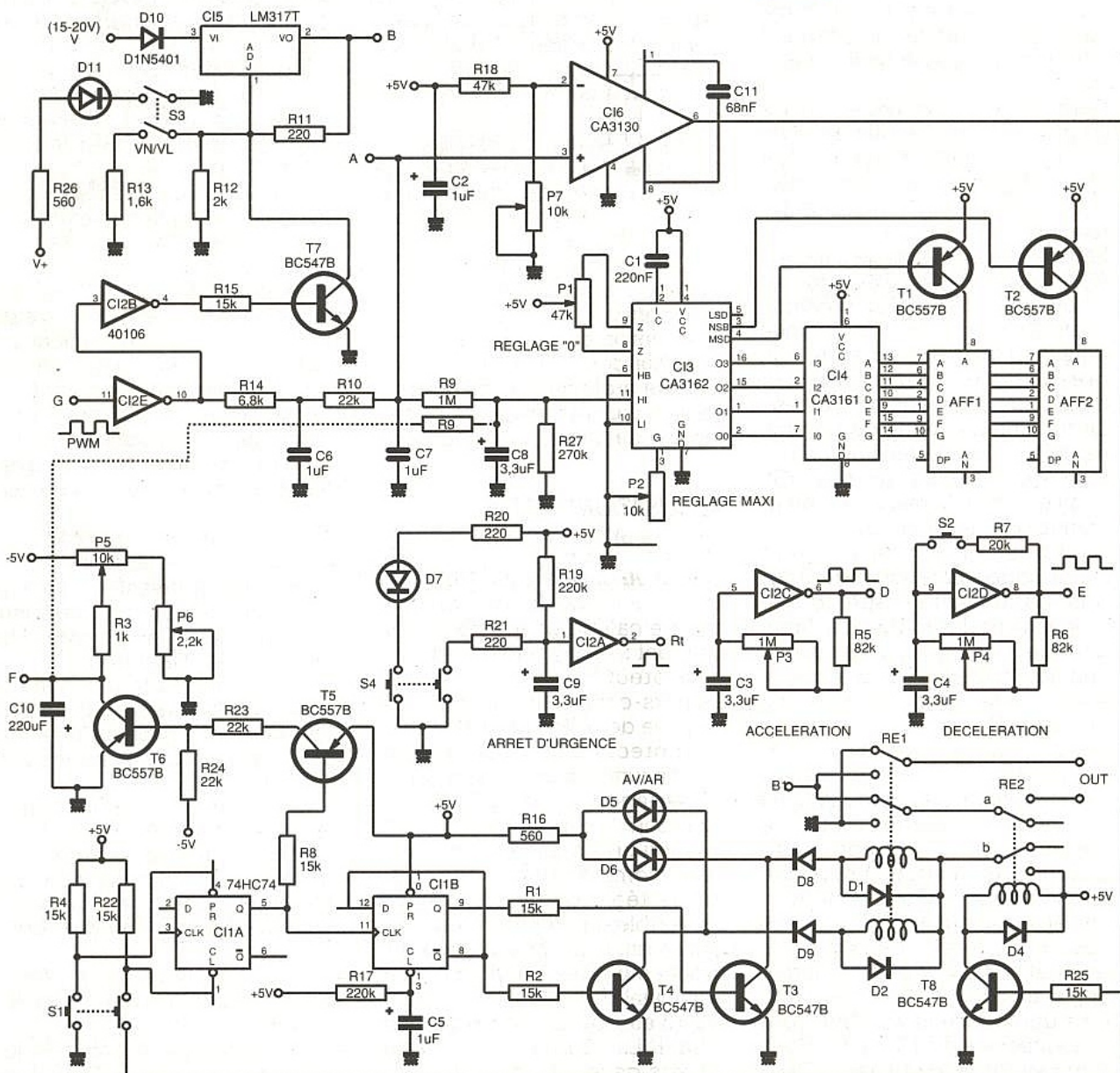


Figure 5

Peu de commentaires à effectuer sur le désormais classique tandem IC3-IC4 qui, avec T1 et T2, permet l'affichage des deux chiffres de poids le plus élevé. P1 servira à régler le «0» relatif (début du démarrage) et P2 le maximum de vitesse (99 %). A noter qu'il existe la possibilité d'afficher la tension de consigne fournie par P5 au lieu de la tension moyenne de sortie. On ne disposera plus, dans ce cas, de l'évolution du rapport cyclique au cours du temps, mais, par contre, on aura directement la valeur du pré-réglage de vitesse. A vous de choisir, il suffira simplement de déplacer R9 sur le circuit imprimé !

Dispositif d'inversion du sens de marche

Ce dispositif est assez complexe car il procède, en premier lieu, à un ralentissement programmé suivi de l'inversion proprement dite et de la reprise de la vitesse initiale.

Commençons par l'organe de réglage qui est le potentiomètre P5 en série avec l'ajustable P6. Cet ajustable sert à régler la vitesse minimale des motrices, régulateur calé au minimum.

Le curseur de P5 charge à travers R3 le condensateur C10 et fournit au point F la tension de consigne destinée à l'ensemble analogique d'asservissement. Lorsque l'on presse S1 on peut se trouver dans deux situations différentes : La traction moyenne de traction est inférieure à la tension de démarrage ; dans ce cas, 6 de IC6 et à l'état bas, le relais RE2 commandé par T8 est au repos.

L'un des contacts inverseurs RE2a coupe la tension de traction, ce qui évite d'entendre le grognement des moteurs à l'arrêt avant leur démarrage. Le second contact inverseur RE2b alimente au repos les bobines du relais bistable RE1.

Dans ce cas de figure, la première partie de IC1 sert de bascule anti-rebond, l'état haut sur 5 de IC1 ne dure que le temps de l'appui sur S1. Cette première bascule commande la seconde moitié de IC1 qui est, cette fois, câblée en «flip-flop».

Les sorties Q et Q' (8-9) changent alternativement d'état à chaque appui sur S1.

Ces deux sorties excitent, par l'intermédiaire de T3-T4, les deux bobines du relais bistable RE1. La visualisation de l'état des sor-

ties est réalisée par D5 et D6 à travers R16.

Les deux contacts de RE1 sont reliés en inverseur de polarité du courant traction.

La tension de traction est supérieure à la tension de démarrage. Dans ce cas, la sortie de IC6 et à l'état haut, RE2 est excité, la motrice est en mouvement.

Lors de l'appui sur S1, 5 de IC1 passe à l'état haut et y demeure. Ceci provoque, en premier, le changement d'état des deux sorties Q et Q' (8 et 9) mais rien ne se produit car les bobines de RE1 ne sont plus alimentées à travers RE2b.

La sortie 5 de IC1 commande aussi le blocage de T5 et, par là même, la saturation de T6, ce qui a pour effet de décharger brutalement C10 à sa valeur minimale.

La locomotive amorce un ralentissement à la vitesse fixée préalablement par P4.

Une fois que la tension moyenne est tombée en dessous de la tension de démarrage, IC6 repasse à l'état bas, le courant de traction est interrompu et la motrice s'arrête.

5 de IC1 repasse à l'état bas, ce qui permet à C10 de reprendre sa tension de charge initiale. Pendant le même temps, les bobines de RE1 sont à nouveau alimentées et le changement de polarité s'effectue avant que la motrice ne redémarre.

Il devient, avec ce processus, impossible de changer de sens de marche à pleine vitesse, ce qui, vous l'avouerez, respecte parfaitement la réalité.

RÉALISATION

On réalisera en premier lieu la platine du générateur PWM.

On s'assurera de l'encombrement et du brochage de TR1 et on modifiera, en conséquence, le tracé de CI.

Le circuit imprimé de la platine «alim + géné PWM» est donné aux **figures 6 et 7**, celui de la platine de commande **figures 8 et 9**. On débutera par la soudure des straps, des supports de circuits intégrés, résistances condensateurs, porte-fusible, transfo moulé TR1 et circuits régulateurs. On vérifiera l'obtention d'une tension positive de 5 V sur toutes les broches V+ des circuits intégrés logiques.

Au niveau de V+ non régulé on aura une tension comprise entre 12 et 15 V et, en sortie de IC12, on doit pouvoir disposer d'une

tension variable comprise entre 1,2 V et 5,6 V.

Un dernier point de réglage consiste à régler P1 pour obtenir une tension d'environ — 200 mV au point nodal R8-P1.

Si on dispose d'un oscilloscope, on doit pouvoir observer les créneaux en sortie 10 (IC6).

On poursuit par la réalisation de la platine de commande.

Bien s'assurer du brochage des deux relais qui sont normalisés ou modifier en conséquence le tracé.

On poursuit par les touches modulaires MEC et leurs Led spéciales lorsque celles-ci sont nécessaires. Ces touches assureront aussi la fixation mécanique de la platine sur la face avant par l'intermédiaire de leurs caches.

On fixe les potentiomètres et on les soude du côté cuivre. Les seuls composants câblés du côté cuivre seront le régulateur IC5, muni de son dissipateur, et la diode D10.

Les deux afficheurs seront rehaussés par un support de CI 24 broches raccourci à 20 broches et ils devront affleurer la face avant.

La mise en boîtier avec le modèle préconisé dans la nomenclature s'avère assez simple.

La seule partie fastidieuse consistera à réaliser les découpes des touches, des axes de potentiomètres et des afficheurs dans la face avant. Une fois les découpes réalisées on vérifiera l'adaptation du CI sur cette même face et sa bonne fixation. Il suffira de réaliser le décor avec des transferts recouverts de vernis.

Une méthode plus luxueuse utilisée sur la maquette donne une finition quasi-professionnelle. Elle consiste à utiliser un matériau, très pratique qui se nomme «Dynamark» chez Selectronic.

Ce matériau photosensible est composé d'un support aluminium adhésif de quelques dixièmes de millimètres, disponible dans plusieurs couleurs.

Il suffit de réaliser un typon comme pour réaliser un circuit imprimé, d'insoler la feuille «dynamark» et de la révéler avec le développement spécial pour obtenir un négatif du modèle original.

Une couche de vernis protégera définitivement le revêtement photosensible.

On réalisera aussi le câble de liaison entre les deux platines avec un câble plat quatorze conduc-

teurs serti sur deux connecteurs DIL 14 broches qui s'enfichent sur les deux supports prévus. On fixera les quatre bornes de sortie sur la face arrière du coffret ainsi que le passe-fil du cordon secteur.

On peut maintenant procéder aux derniers réglages. Dès la mise sous tension on doit voir s'afficher une valeur plus ou moins erronée.

On aura bien entendu relié le poste de commande à une alimentation continue capable de fournir de 15 à 18 V sous 2A. On place P4, P3 et P7 au minimum, P5 au maximum et on ajuste P2 de la platine de commande pour obtenir la vitesse maxi souhaitée (tension de consigne haute). A noter que si l'on donne à cette tension une valeur trop élevée, l'asservissement risque

de dépasser la valeur de consigne et revenir à la valeur minimum, cet inconvénient incombe à la constante de temps introduite par le filtrage de la valeur moyenne.

Après ce réglage, on met P5 au minimum et on règle P6 pour obtenir la vitesse de rotation minimale à la limite de décrochage du moteur de la locomotive. Sans rien toucher on augmente

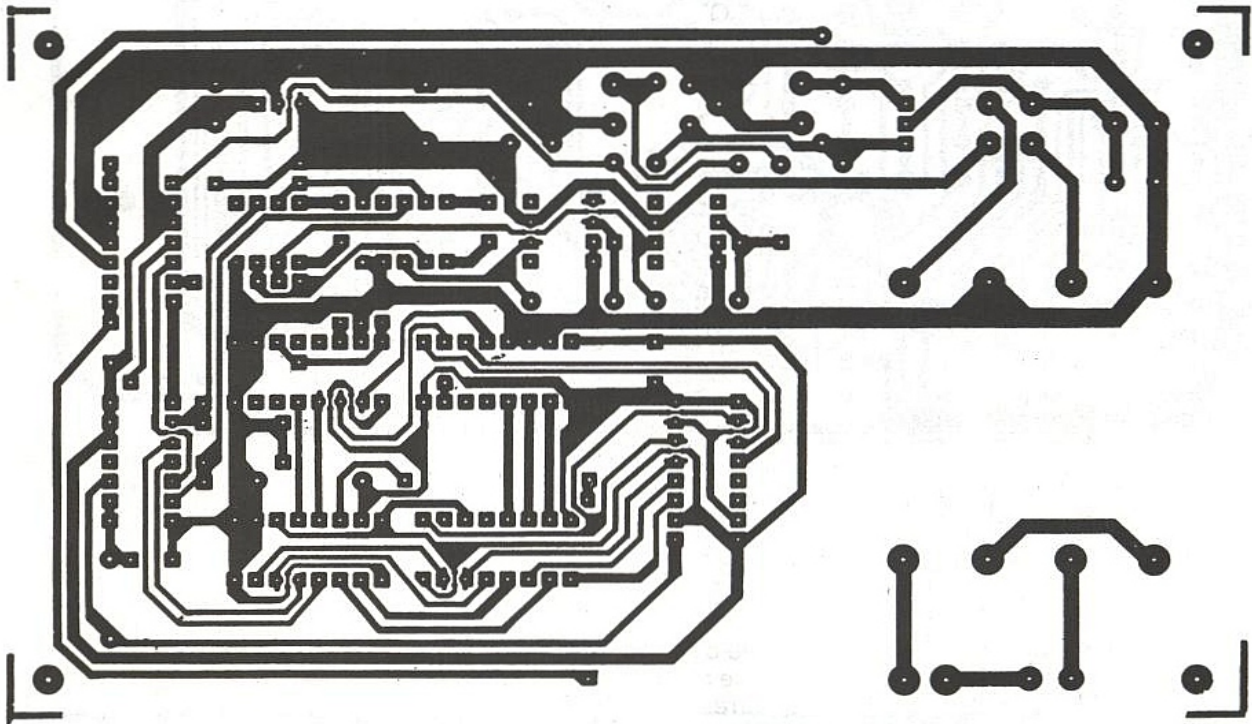


Figure 6

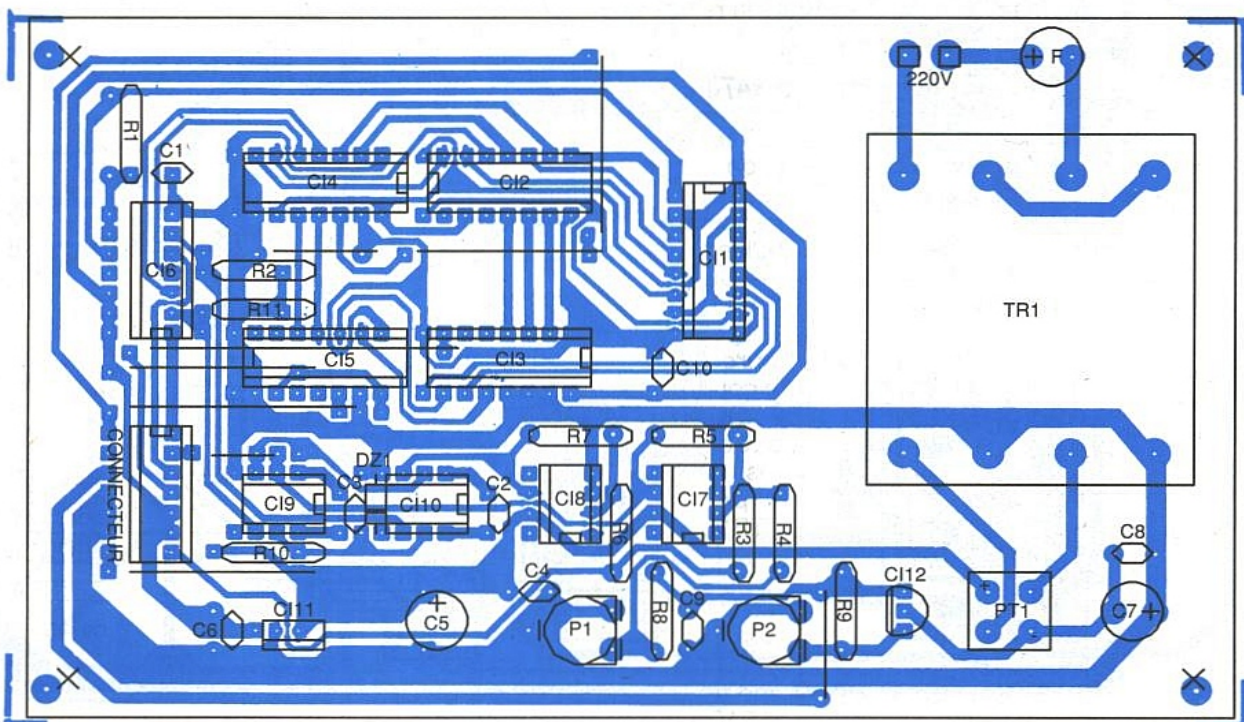


Figure 7

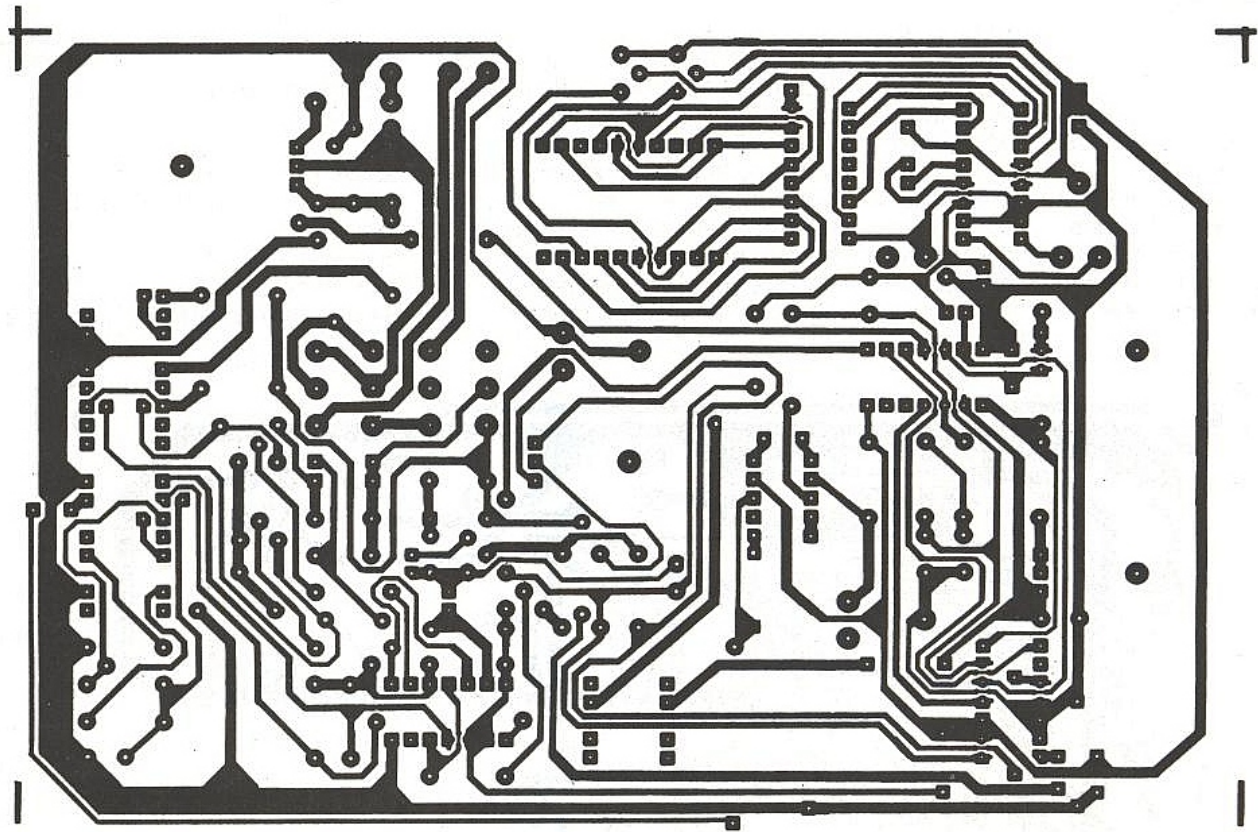


Figure 8

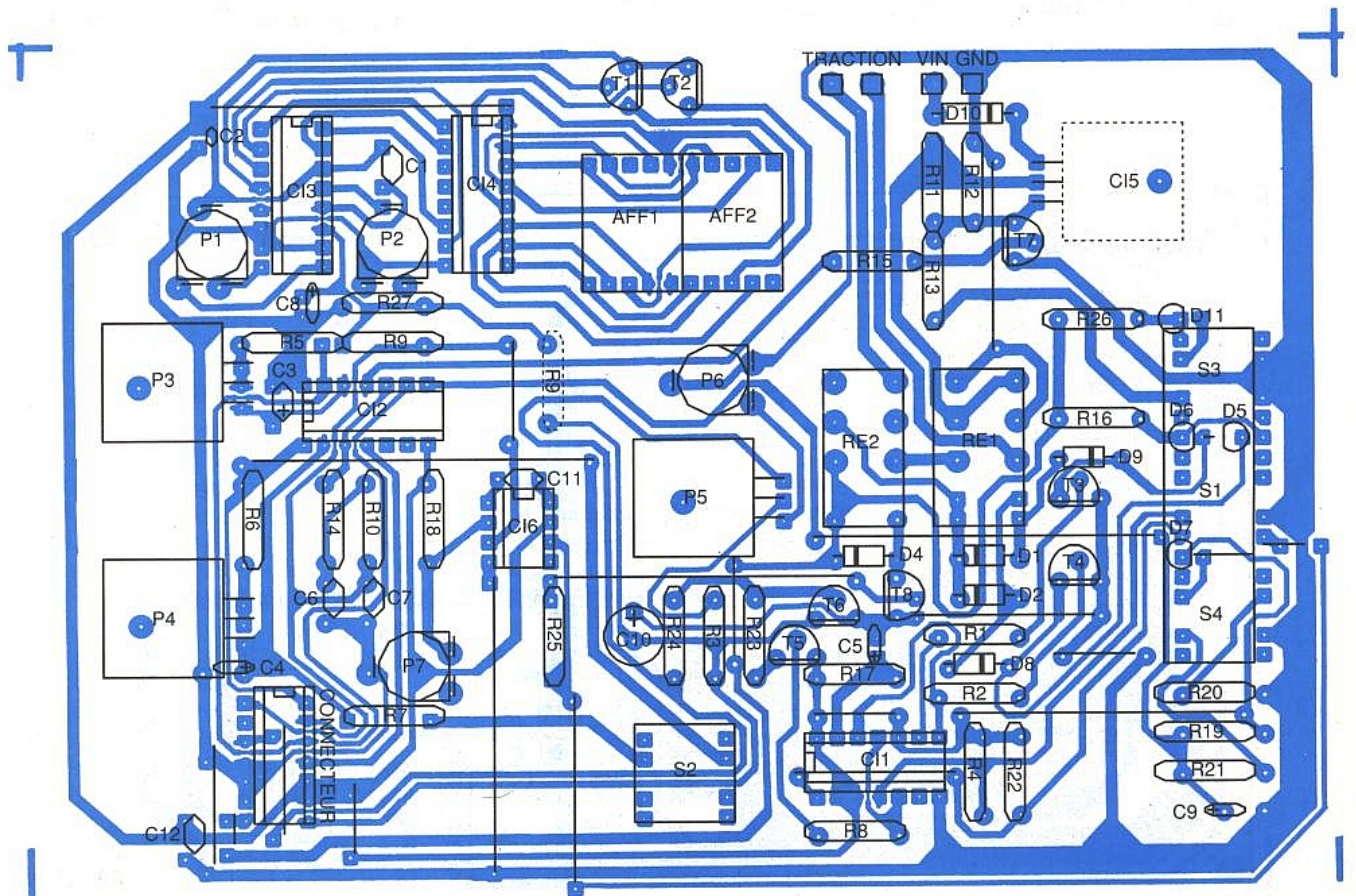


Figure 9

tout doucement P7 pour obtenir un démarrage effectif du moteur dès que P5 quitte la position «0». Le dernier ajustage concerne le convertisseur IC3. Régulateur de vitesse au minimum, on règle P1 pour obtenir «00» puis on augmente la vitesse jusqu'au maxi et on règle P2 pour obtenir «99».

On sera peut-être obligé de renouveler cette manipulation car il existe une certaine interaction entre ces deux réglages.

Ces dernières mises au point étant terminées, on s'assurera du bon fonctionnement de toutes les commandes.

D'autres variantes de réglage vous sont offertes :

On peut en modifiant (R1, C1) de la platine du générateur PWM modifier la fréquence de hachage dans des proportions assez importantes.

Ceci nécessitera divers essais avec des matériels de traction différents pour obtenir un fonctionnement le plus souple possible.

Il faut noter que certains moteurs (heureusement peu nombreux !) sont totalement récalcitrants à la commande impulsionnelle, dans ce cas il faut utiliser une tension continue pure !

Au niveau de IC5 de l'étage de sortie, on dispose avec les valeurs indiquées de 12 V en VN et de 7 V en VL.

Toute autre valeur peut être sélectionnée en donnant à R12, R13 d'autres valeurs et en restant dans les limites de fonctionnement du montage.

Avec ce pupitre de commande vous risquez de rendre jaloux tous vos confrères modélistes qui ne disposent en tout et pour tout que d'un simple rhéostat pour piloter leurs beaux convois. Bonne réalisation.

Eric CHAMPLEBOUX.



Nomenclature

Platine alimentation + générateur PWM

Résistances 1/4 W

R1 = 220 k Ω
 R2 = 1,5 k Ω
 R3, R4, R5, R6, R7 = 100 k Ω
 R8 = 6,8 k Ω
 R9 = 120 Ω
 R10 = 2,2 k Ω
 R11 = 1,5 k Ω
 P2 = P1 = ajustable horizontal 470 Ω

Condensateurs

C1 = 2,2 nF pas 5,08 (MKT)
 C2 = C3 = 68 nF pas 5,08 (MKF)
 C4 = C7 = C6 = 100 nF pas 5,08 (MKF)
 C5 = 2200 μ F, 25 V radial chimique
 C8 = C9 = 220 nF
 C7 = 470 μ F, 25 V chimique radial

Semi-conducteurs

IC1 = CD 4520
 IC2 = IC3 = 74 HC 85
 IC4 = IC5 = 74 HC 193
 IC6 = CD 4093
 IC7 = IC8 = TLC 271 (Texas)
 IC9 = IC10 = CA 3130
 IC11 = 7805 ou LM 340 T 5V
 IC 12 = LM 337 T
 D Z1 = Zener 7,5 V 1/4 W
 PT1 = pont de redressement moulé 1A 80 V

Divers

1 transformateur pour CI
 2 x 9 V (5-6 VA)
 1 fusible DIA
 1 bornier 2 plots
 1 connecteur DIL 14 broches pour câble en nappe + supports

Platine de commande

Résistances

R1, R2, R4, R8, R15, R22, R25 = 15 k Ω
 R3 = 1k Ω
 R5 = R6 = 82 k Ω
 R7 = 20 k Ω ou 22 k Ω
 R9 = 1M Ω
 R10, R23, R24 = 22 k Ω
 R11, R20, R21 = 220 Ω
 R12 = 2 k Ω
 R13 = 1,6 k Ω
 R14 = 6,8 k Ω

R16 = R26 = 560 Ω
 R17 = R19 = 220 k Ω
 R18 = 47 k Ω
 R27 = 270 k Ω
 P6 = ajustable 2,2 k Ω
 P7 = ajustable 10 k Ω
 P1 = ajustable 47 k Ω
 P2 = ajustable 10 k Ω
 P3 = P4 = potentiomètre 1 M Ω Lin
 P5 = potentiomètre 10 k Ω Lin

Condensateurs

C1 = 220 nF pas 5,08 MKT
 C2 = C5 = 1 μ F Tantale 16 V
 C3 = C4 = C8 = C9 = 3,3 μ F 16 V Tantale
 C6 = C7 = 1 μ F MKT
 C10 = 220 μ F 16 V chimique radial
 C11 = 68 nF 1MKT (WIMA)
 C12 = 100 nF MKT (WIMA)

Semi-conducteurs

T1, T2, T5, T6 = BC 557 B
 T3, T4, T8, T7 = BC 547 B (ou équivalent)
 IC1 = 74 HC 74
 IC2 = CD40106
 IC3 = CA 3162
 IC4 = CA 3161
 IC5 = LM 317 T
 IC6 = CA 3130
 D1, D2, D8, D4, D9 = 1N 4001
 D3 = non présente
 D10 = 1 N 5401 (2A 400 V)
 D7, D6, D11 = LED verte intégrée dans touche MEC (Saint Quentin Radio)
 AF1 = AF2 : 2 Afficheurs verts anodes communes
 D5 = Led rouge (touche Mec)

Divers

1 radiateur pour T0 220
 S3 = S4 + touche modulaire Mec contact tenu (St Quentin)
 S1 = S2 = touche modulaire Mec momentané (radio)
 RE1 : relais bistable 2 bobines 12 V ref 258 - 908 208 J (type G6 AK Omron)
 RE2 = relais 12 type G5V2 Omron - ref 258-56854D
 Accessoires divers pour touches Mec (cabochons, supports, etc.)
 1 connecteur DIL 14 broches + supports
 1 coffret OKW ref 65-84632J
 1 face avant Dynamark (Selectronic)
 2 borniers, 2 plots

MESURE

TOUTES LES NOUVEAUTES

BI-WAVETEK

(ex BECKMAN INDUSTRIAL)

DISPONIBLES CHEZ
Selectronic

MULTIMETRES
SERIE XT



	DM 23 XT	DM 25 XT	DM 27 XT
Tensions AC/DC	0,1 mV à 750V/1000V	0,1 mV à 750V/1000	0,1 mV à 750V/1000V
Précision en DC	0,5 %	0,5 %	0,5 %
Intensités AC/DC	10 A	20 A	20 A
Résistances	0,1 Ω à 2 GΩ	0,1 Ω à 2 GΩ	0,1 Ω à 2 GΩ
Capacités		1 pF à 2000 μF	1 pF à 2000 μF
Inductances			1 μH à 20 H
Fréquence		2 kHz	20 MHz
Température	750 °C		
Test de continuité	OUI	OUI	OUI
hFE	OUI	OUI	OUI
Test de diode	OUI	OUI	OUI
Testeur logique	TTL-C-MOS	TTL-C-MOS	TTL-C-MOS
* Afficheur LCD géant			
* Arrêt automatique			

Fournis avec :

- cordons de test, fusible de rechange, pile 9 V, manuel d'utilisation.
- pincés croco pour DM-25/27 XT
- thermocouple type K pour DM-23 XT

DM-23 XT	111.5593	547,22 F HT	649,00 F TTC
DM-25 XT	111.5594	606,24 F HT	719,00 F TTC
DM-27 XT	111.5595	673,69 F HT	799,00 F TTC

OSCILLOSCOPE 9016-E 2x60 MHz

Oscilloscope professionnel analogique
double-trace, double base de temps 60 MHz

- Sensibilité : 1 mV à 5 V / div.
- Base de temps : 50 ns à 0,5 s / div.
- Garantie 2 ans

NOUVEAU !



BI-WAVETEK

9016-E 111.5767 6230,19 F HT 7389,00 F TTC

OSCILLOSCOPE 9020-E

Le célèbre 9020 dans sa NOUVELLE PRESENTATION

9020-E 112.8417 3364,25 F HT 3990,00 F TTC

Chez **Selectronic** les oscilloscopes sont livrés avec sondes et sont FRANCO de port

COMMENT CONCILIER
VIDEO - MULTIMEDIA - TELETEXTE
SATELLITE - Etc... et DOMOTIQUE ?
LA SOLUTION BIENTÔT DISPONIBLE
CHEZ **Selectronic**

A SUIVRE...

NOUVEAU KIT

KIT SONOMETRE LINEAIRE (Décrit dans ELEKTOR n° 179)

TESTEZ VOUS MÊME VOÛS ENCEINTES !

Un appareil de précision proposé à un prix plus que compétitif quand on sait le prix d'un appareil professionnel!...

Equippé d'un micro de mesure MCE-2000, et fourni avec le galva et son échelle spéciale graduée, le boîtier et une face auto-collante gravée

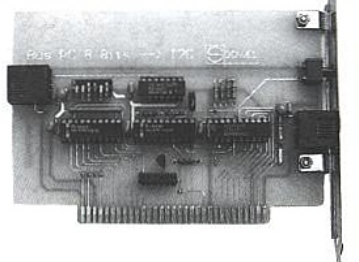
Le kit complet 111.5630 548,06 F HT 650,00 F TTC

ISD-1016 AP 114.4173 110,00 F TTC
Pour plus d'informations, n'hésitez pas à nous consulter

BUS I²C

CARTE INTERFACE BUS-PC POUR PC
GEREE SOUS WINDOWS™

NOUVEAU



MICROSOFT
WINDOWS
COMPATIBLE

Conçue pour répondre aux besoins des bureaux d'études et des industriels de plus en plus nombreux à utiliser le BUS-PC, le bus très performant et économique créé par PHILIPS et adopté par les plus grands fabricants de micro-contrôleurs, cette carte permet l'exploitation sous WINDOWS du BUS-PC à partir d'un PC. Son intérêt est fondamental puisqu'elle permet depuis un PC de faire tourner des applications graphiques et multi-tâches en recevant des informations ou envoyant des ordres à n'importe quel périphérique se trouvant sur le BUS-PC. Cette INTERFACE BUS-PC est fournie avec une bibliothèque de liens dynamiques (DLL) permettant de développer sous différents langages et avec un logiciel d'émulation et d'évaluation.

La carte PC sous WINDOWS fournie avec logiciel et DLL 111.5930 950,00 F HT 1126,70 F TTC

ALTEL

EXCLUSIVITE **Selectronic**

LE TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE INTELLIGENT QUE VOUS ATTENDEZ !



Ce nouveau transmetteur "HIGH-TEC" offre une qualité de conception, de fabrication et des fonctionnalités qui le rendent professionnel et unique en son genre :

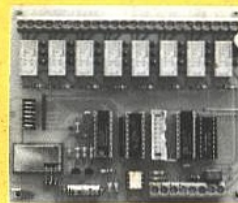
- Système à synthèse vocale de dernière génération
- Choix de 1 ou 2 entrées de surveillance avec message enregistré de 1 x 16 s ou 2 x 8 s
- Système d'enregistrement des messages incorporé
- Mémoire de 6 numéros de téléphone de 16 chiffres max. en mode décimal ou fréquences vocales
- Choix des n° en fonction du type d'alerte
- Programmation à partir d'un clavier 12 touches de type professionnel
- Affichage des données par menu sur afficheur LCD 2 x 16 c.
- Nombreux niveaux de protection
- Sauvegarde absolue des données en cas de rupture d'alimentation
- Alimentation : 12 à 15 V à partir d'une centrale d'alarme ou de notre carte alimentation (en option)
- Etc....

Ceci n'est qu'un aperçu de ses possibilités qui en font le dispositif rêvé pour tout système d'alarme, télé-surveillance d'automatismes, etc...

De plus, 2 options complètent idéalement l'ALTEL :
CARTE INTERFACE DE PUISSANCE A RELAIS

A 8 voies indépendantes, cette carte, prolongement de l'ALTEL, peut être pilotée :

- par programmation depuis l'ALTEL, devenant ainsi un programmeur domestique
- à distance par téléphone
- par télécommande infra-rouge RC-5



CARTE MICROPHONE

Cette carte de petites dimensions intègre un microphone à électret de haute qualité et un ampli de ligne. Elle permet d'exercer une écoute de surveillance de votre habitation à distance par le biais du téléphone

L'ALTEL en kit complet sans boîtier	111.5770	1222,60 F HT	1450,00 F TTC
Boîtier spécial ALTEL	111.5907		EN PREPARATION
Carte INTERFACE DE PUISSANCE en kit	111.5771	337,27 F HT	400,00 F TTC
Carte alimentation pour d° en Kit	111.5902	122,26 F HT	145,00 F TTC
Carte OPTION MICRO en Kit	111.5772	105,40 F HT	125,00 F TTC

Pour de plus amples informations sur le système ALTEL, n'hésitez pas à demander notre documentation détaillée.

Selectronic
LA PASSION DE L'ELECTRONIQUE



CONDITIONS GENERALES DE VENTE
REGLEMENT A LA COMMANDE : Forfait port et emballage **28⁰⁰⁰ TTC**
FRANCO à partir de **700⁰⁰⁰**
CONTRE-REMBOURSEMENT : Frais en sus selon la taxe en vigueur.
Pour faciliter le traitement de votre commande, veuillez mentionner la REFERENCE COMPLETE des articles commandés.