

RADIO PLANS

JANVIER 1993

PRÉAMPLI 1 GHz TRÈS FAIBLE BRUIT

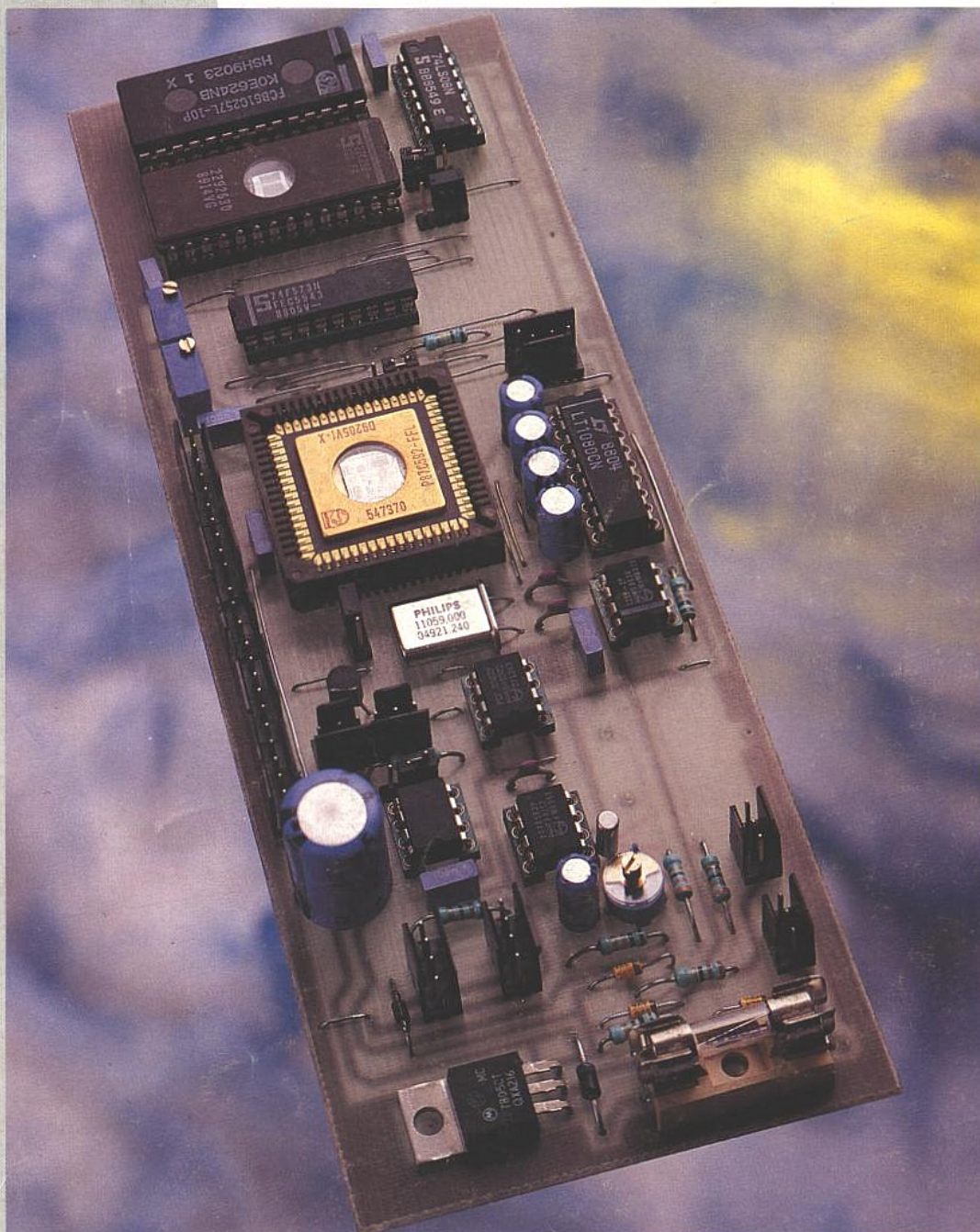
LES CIRCUITS DE CONVERSION DC/DC MAXIM

AC CLÉMENT : TRANCHE LIMITEUR-COMPRESSEUR

LOGIQUE FLOUE : UN MONITEUR COMPLET POUR 8051

LE 68 HC 705 K1 : μ -CONTRÔLEUR 8 BITS EN DIL 16

L'ANALYSEUR DE SPECTRE 1 GHz PROMAX AE-476



CARTE UC POUR APPLICATIONS CAN

T2438 - 542 - 24,00 F



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

SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 23** AC Clément : carte fond de panier et tranche limiteur- compresseur
- 45** Système domotique télécommandé (2) : cartes inter, réception de commandes et puissance
- 67** Une carte unité centrale 87C592 pour applications CAN

MONTAGES

- 15** Lecteur de télécartes avec le tout nouveau 68HC705 K1
- 59** Préampli d'antenne 1 GHz très faible bruit

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 11** L'analyseur de spectre 1 GHz PROMAX AE-476

TECHNIQUE

- 6** Logique floue : un moniteur et un moteur pour microcontrôleurs 80C51

CIRCUITS D'APPLICATION

- 35** Panorama des circuits MAXIM pour alimentations à piles

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 73** Le DSP 320C25 TEXAS : configurations d'applications

INFOS

- 64** RAM statiques 1 Mégabits 15 ns Hitachi

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

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

Siège social

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

Tél. : 42.00.33.05

Télex : PGV 220409 F - Télécopie : 42.41.89.40

Président-Directeur Général,

Directeur de la Publication :

J.-P. VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :

Bernard FIGHIERA

Rédacteur en chef :

Claude DUCROS

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité

70, rue de Compans, 75019 Paris

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

Directeur commercial : J.-P. REITER

Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU et de

Murielle KAISER

Marketing : Jean-Louis PARBOT

Directeur des ventes : Joël PETAUTON

Inspecteur des ventes : Société PROMEVENTE

M. Michel IATCA

24-26, bd Poissonnière, 75009 Paris.

Tél. : 45.23.25.60 - Fax. 42.46.98.11

Service des abonnements :

2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Voir notre tarif

« spécial abonnement ».

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande

accompagnée de 2,50 F en timbres.

IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte

pour les paiements par chèque postal.

Electronique Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions

formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les

manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

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

Ce numéro a été tiré

à 41 200 exemplaires

Dépôt légal janvier 93 - éditeur 1707

Mensuel paraissant en fin de mois.

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

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75011 PARIS -

Imprimerie SIEP Bois-le-Roi et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.



*Toute l'équipe
d'ELECTRONIQUE
RADIO-PLANS
vous présente ses
meilleurs vœux
de prospérité
pour 1993.*

Ont participé à ce numéro :

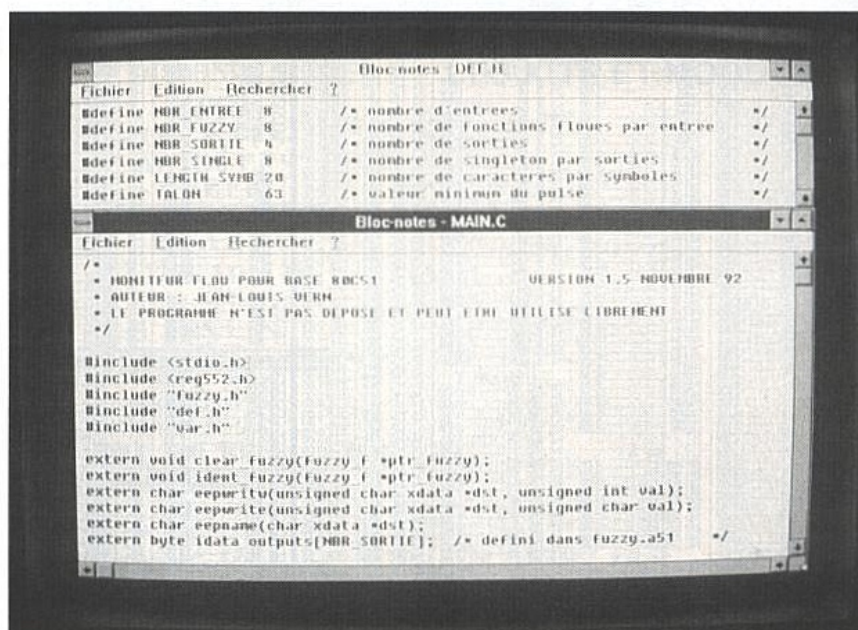
J. Alary, J.Y. Bedu, P. de Carvalho,
F. de Dieuleveult, J. P. Ducouret, P. Finet,
A. Garrigou, P. Gueulle, J. P. Jacquet,
D. Paret, J. L. Vern.



Un moniteur flou

Après avoir abordé le mois dernier les concepts de base de la logique floue, nous allons voir ce mois-ci comment mettre en œuvre ces concepts avec un microprocesseur de type 8051. Le «moniteur flou» que nous vous proposons permet de mettre au point, tester et faire fonctionner un système flou. Le programme est divisé en deux parties :

- Le «moteur flou» écrit en assembleur est portable sur tous les microprocesseurs à base de 8051, du 80C752 (64 octets de RAM 2k octets d'EPROM, AD 8 bits 5 entrées) jusqu'au 8xC592 ou 8xC552.
- Le moniteur proprement dit permet au système préalablement connecté à un terminal (PC avec PROCOMM par exemple) via une liaison série de créer, modifier, tester les règles et définir les sous-ensembles flous. Ce moniteur est complètement autonome et ne nécessite pas d'intelligence du côté du terminal (excepté celle du concepteur !) ; on peut donc utiliser un MINITEL comme terminal. Le moniteur a été écrit en C avec un compilateur KEIL (FRANKLIN outre-Antlantique).



Les sources complètes en C et en Assembleur sont disponibles sur le serveur ERP pour modification, adaptation et, n'en doutons pas, pour amélioration (les utilisateurs de 80C537 pourront utiliser la division 32/16 pour accélérer la défuzzification)...

POURQUOI UTILISER LA LOGIQUE FLOUE ?

Organiser un programme en utilisant la logique floue présente quelques avantages :

1) La taille

La taille du programme est presque indépendante de la complexité des traitements à effectuer. En effet, une fois programmé le «moteur flou» (dans sa version définitive, il occupe 300 octets) tout le reste du programme est utilisé pour définir les sous-ensembles flous utilisés et les règles. Chaque sous-ensemble flou d'entrée utilisé nécessite 6 octets, les ensembles flous de sortie se réduisent dans notre application à des singletons et donc n'utilisent qu'un octet, les règles, quant à elles, consomment un octet par élément. L'application du pendule inversé que nous avons décrite le mois dernier utilise deux entrées, sept sous-ensembles flous par entrées, une sortie et sept singletons par sortie. La définition des ensembles flous occupe donc :

$(2 \times 7 \times 6) + (1 \times 7) = 91$ octets

Les 15 règles utilisées dans cet exemple ont chacune deux antécédents et un conséquent soit 3 octets par règle et donc l'ensemble des règles occupe : $15 \times 3 = 45$ octets

Le programme complet (en ce qui concerne le traitement proprement dit) occupe donc :

$300 + 91 + 45 = 436$ octets

Si, lors de la mise au point de l'application, on s'aperçoit que l'on doit définir d'autres règles pour mieux contrôler le balancier, chaque règle ajoutée ne coûtera que trois octets. Ces trois octets sont à mettre en regard avec la taille du programme nécessaire pour faire un traitement équivalent, ce qui nous amène au deuxième avantage fondamental lié à l'utilisation de la logique floue :

2) La modularité

Toute l'intelligence du programme étant déportée dans la définition des règles et dans les valeurs données aux sous-ensembles flous, la modification du traitement à effectuer sera réalisée très simplement en supprimant ou ajoutant de nouvelles règles ou en modifiant les paramètres associés aux ensembles flous. Si le programme réside en ROM, et si les règles ainsi que les ensembles flous sont stockés en EPROM, l'application pourra être complètement reconfigurée sans avoir à intervenir sur la ROM de programme.

3) La vitesse

La logique floue permet de réaliser des systèmes «assez» rapides. L'exemple de pendule tourne en moins de trois millisecondes avec 15 règles. Chaque règle ajoutée pénalise d'environ 27 cycles par octet traité le temps d'exécution. Sur un microprocesseur tournant à 12 MHz, chaque règle de trois octets prend donc environ 80 microsecondes. Les temps d'exécution plus détaillés sont indiqués dans le listing assembleur du moteur flou.

Spécifications

Moteur flou optimisé pour la vitesse. Taille : 300 octets.
Règles de composition : max-min
Entrées et sorties sur 8 bits.
8 entrées et 4 sorties (ou moins).
Jusqu'à 8 ensembles flous par entrées.
Fonctions floues trapézoïdales.
Ensembles flous de sortie réduits à des singletons.
Jusqu'à 8 singletons par sorties
Opérateurs : ET, NON, OU.
RAM interne occupée (IDATA) :
 $(NBR_E \times (NBR_FS + 1)) + (NBR_S \times (NBR_SI + 1)) + 1$
NBR_E nombre d'entrées
NBR_S nombre de sorties
NBR_FS nombre de sous-ensembles flous par entrée
NBR_SI nombre de singletons par sortie
soit 25 octets dans le cas du pendule
et 109 octets dans la configuration maximum.
(Le moteur n'utilise pas la pile système, ni pour des appels de sous-programmes, ni pour la sauvegarde temporaire de données)

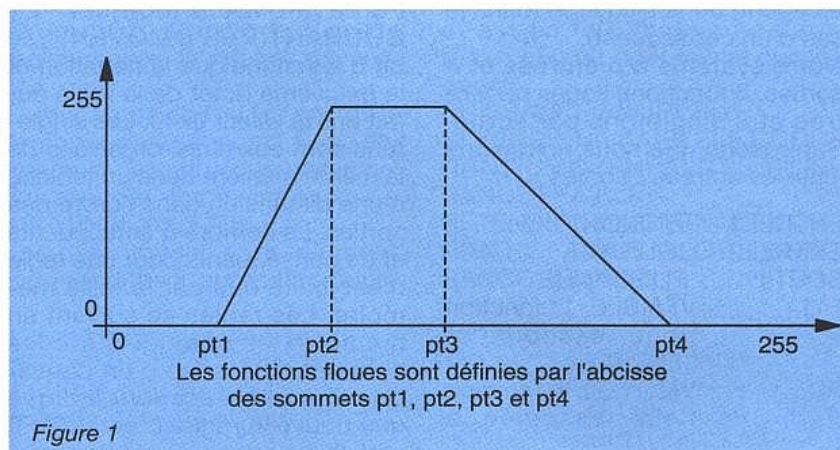
Le hardware

Ne voulant pas pénaliser les nombreux lecteurs qui ont déjà réalisés des cartes à base de 80C51, le moniteur dont nous allons décrire l'utilisation se satisfait d'une configuration classique et est donc utilisable sur la majorité des systèmes réalisés. Il nécessite cependant un processeur avec 256 octets de RAM interne (PHILIPS 80C32, 80C652, 80C552, SIEMENS 80C535, 80C537...), d'une EPROM programme de 16k octets (27C128) et d'un boîtier RAM de 8k octets ou 32k octets adressé en 0x0000 ou en 0x8000. Le moniteur permet l'utilisation d'une EEPROM

(58C256 par exemple) en lieu et place de la RAM, ce qui permet de sauvegarder les règles patiemment élaborées sans avoir recours à un système de sauvegarde par batterie. Cette RAM sert à sauvegarder les règles et les fonctions floues, les paramètres volatiles nécessaires au fonctionnement du moniteur étant localisés dans la RAM interne du microprocesseur. Les deux lignes RxD et TxD du microprocesseur (aussi appelées P3.0 et P3.1) sont reliées via une interface au périphérique d'en-

moteur avec des données en entrée (jusqu'à huit) variant de 0 à 255, et il nous restituera des résultats (jusqu'à quatre sorties) variant à l'intérieur des mêmes valeurs.

De la même manière, les sous-ensembles flous sont définis avec des valeurs variant, elles aussi, de 0 à 255. Un degré d'appartenance de 1 correspondra à une valeur de 255, un degré de 0 à la valeur 0. Les fonctions floues sont définies par l'abscisse des sommets d'un trapèze pt1, pt2, pt3, pt4 (**figure 1**). En fait, pour



trées/sorties. On utilisera les classiques 1488/ 1489 ou MAX232 pour se connecter à une liaison RS232, les utilisateurs du Minitel utiliseront de préférence deux coupleurs optiques pour éviter d'endommager le microprocesseur (notre carte pour Minitel du n° 530 fera parfaitement l'affaire). Une fois les paramètres du système flou définis et testés, on pourra (à l'aide d'un programmeur externe) transférer les règles dans l'EPROM du code, le système flou typique se réduira donc dans ce cas à trois circuits : le microprocesseur, le latch d'adresses, et l'EPROM.

Le software

1) Architecture interne du moteur flou

Le moteur flou effectue séquentiellement les trois phases classiques de la logique floue :

- fuzzification des entrées ;
- évaluation des règles ;
- défuzzification des sorties.

Bien que les calculs internes s'effectuent sur 16 ou même 24 bits, notre moteur flou traite des données de 8 bits. Ces données peuvent donc prendre des valeurs de 0 à 255. On alimentera donc le

accélérer le traitement, les fonctions floues sont définies de manière interne avec les points pt1 et pt3 codés sur 8 bits et les pentes de droites pt1-pt2 et pt3-pt4 codés sur 16 bits, la définition d'une fonction floue nécessite donc six octets au lieu des quatre auxquels on se serait attendu.

Le moteur flou utilise quatre tableaux en RAM interne :

- INPUTS : qui contient les données d'entrées
- FUZ_IN : les données fuzzyfiées
- FUZ_OUTS : les sorties floues issues de l'évaluation des règles
- OUTPUTS : les valeurs défuzzyfiées «utilisables»

et trois pointeurs sur des données externes (ROM ou RAM suivant la version choisie) :

- FONCTION : définition des fonctions floues
- REGLES : définition des règles
- SINGLETON : définition des singletons de sortie

La première phase de fuzzification prend les entrées dans le tableau INPUTS et fuzzyfie celles-ci (en accord avec les valeurs des fonctions floues FONCTION) dans le tableau FUZ_IN.

La deuxième phase transforme

les données FUZ_IN en un tableau FUZ_OUTS en utilisant les règles REGLES.

La troisième phase effectue un calcul du centre de gravité des données FUZ_OUTS associées aux singletons SINGLETON et génère le résultat dans OUT-PUTS.

Les règles sont codées de la manière suivante :

Le bit 7 indique si c'est un antécédent ou un conséquent.

Le bit 6 indique si c'est une négation.

Les bits 0..5 indiquent la fonction floue utilisée (dans le cas d'un antécédent) ou le singleton (dans le cas d'un conséquent).

Notre système a 8 entrées et 4 sorties, 8 fonctions floues par entrée et 8 singletons par sortie. Supposons que nous nommions ainsi les entrées / sorties :

ENTREE1	: TENSION
ENTREE2	: COURANT
SORTIE1	: PUISSANCE
F11	: VFAIBLE, 1 ^{re} fonction floue associée à l'ENTREE1
F12	: VMOYEN, 2 ^e fonction floue associée à l'ENTREE1
F13	: VELEVE, 3 ^e fonction floue associée à l'ENTREE1
F11	: CFAIBLE, 1 ^{re} fonction floue associée à l'ENTREE2
F12	: CMOYEN, 2 ^e fonction floue associée à l'ENTREE2
F13	: CELEVE, 3 ^e fonction floue associée à l'ENTREE2
S11	: PNUL, 1 ^{er} singleton associé à la SORTIE1
S12	: PFAIBLE, 2 ^e singleton associé à la SORTIE1
S13	: PMOYEN etc
S14	: PFORT
S15	: PTRESFORT
S16	: PMAX

La règle «Si la tension est faible et le courant est moyen alors la puissance est faible» s'écrira avec le moniteur :

SI TENSION(VFAIBLE) ET COURANT(CMOYEN) ALORS PUISSANCE(PFAIBLE)

et sera codée avec les trois octets suivants (en hexadécimal) : 0x00, 0x09, 0x81.

Les deux premiers octets ont le huitième bit à 0 ce qui indique que ce sont des antécédents, le troisième octet est un conséquent et a le huitième bit à 1. Les

fonctions floues sont organisées dans un tableau à une dimension où se succèdent les fonctions floues dans l'ordre des entrées. La fonction floue numéro 0 est la première fonction floue de l'entrée 1, la fonction floue numéro 1 est la deuxième fonction floue de l'entrée 1... la fonction floue numéro 8 est la première fonction floue de l'entrée 2... et ainsi de suite jusqu'à la huitième fonction floue de l'entrée 8 qui a donc le numéro 63. On voit donc que le deuxième octet de la règle (0x09) indique la deuxième fonction floue de l'entrée 2 (CMOYEN). Si l'on avait voulu indiquer «ET COURANT(PAS CMOYEN)», le bit 6 aurait indiqué la négation et le deuxième octet de la règle aurait pris la valeur 0x49. Les singletons sont eux aussi organisés de la même manière dans un tableau à une dimension dans l'ordre des sorties. Le nombre d'antécédents et de conséquents pour une règle n'est limité que par la taille mémoire. Les règles se suivent en mémoire les unes derrière les autres. Le passage d'un conséquent à un antécédent indique une nouvelle règle. L'octet 0xFF sert d'indicateur de fin de règle.

2) Utilisation du moniteur

Le moniteur a été conçu pour être utilisé avec un Minitel, les menus sont donc formatés pour un affichage sur 40 colonnes. A la mise sous tension du système équipé du moniteur flou, le menu suivant apparaîtra sur l'écran :

```

-[MENU GENERAL]-----
1 - PARAMETRAGE COMMUNICATION
2 - NOM DES ENTREES SORTIES
3 - DEFINITION DES ENTREES-SORTIES
4 - DEFINITION DES ENSEMBLES FLOUS
5 - DEFINITION DES SINGLETONS
6 - DEFINITION DES REGLES
7 - RUN
VOTRE CHOIX : _
  
```

Le choix 1 permet de modifier les paramètres de communication : vitesse de communication, type de terminal utilisé...

Le choix 2 permet de changer les noms associés aux entrées / sorties ainsi que les noms des fonctions floues, des singletons et de l'opérateur de négation.

Le choix 3 permet de définir où sont prises les entrées et vers quel périphérique sont envoyées les sorties.

Les choix 4 et 5 permettent de créer les fonctions floues associées aux entrées et de définir les singletons associés aux sorties. Le choix 6 donne accès au menu de création de règles.

Le choix 7 permet de lancer l'application en pas à pas ou en exécution réelle.

L'utilisateur passera successivement dans chacun des menus pour définir son application. A la première mise en route, certains paramètres par défaut sont programmés :

- La communication est programmée pour un minitel 1200Bauds Bit Parité paire.

- Les entrées sont appelées ENTREE1, ENTREE2... les sorties SORTIE1, SORTIE2..., les ensembles flous associés aux entrées F11, F12, ... F88, les singletons de sortie S11, S12, ... S48, et l'opérateur de négation est NON.

- Les valeurs d'entrée viennent du clavier et les sorties ne sont qu'affichées.

- Les fonctions floues valent toutes 0 quelle que soit la valeur d'entrée.

- Les singletons de sortie valent tous 0.

- Aucune règle n'est active.

Après avoir renommé à sa convenance les différents symboles qu'il utilisera (comme par exemple dans le chapitre précédent TENSION à la place de ENTREE1, COURANT à la place d'ENTREE2, etc), l'utilisateur définira où le programme ira chercher les données et où il les restituera grâce au menu 3. Pour les entrées, on a le choix exclusif entre AD, PULSE, MEMOIRE, CLAVIER :

Pour les utilisateurs de 80C552, AD permet d'assigner une entrée à une des entrées ADC0 à ADC7 de ce microprocesseur, PULSE permet de prendre comme valeur d'entrée la largeur d'impulsion mesurée sur le port P1.0, P1.1, P1.2 ou P1.3, ces dernières étant présumées issues d'un récepteur de radio-commande, la valeur 0 correspond au manche à sa valeur minimum, et la valeur 255 à la position maximum.

Les utilisateurs d'autres microprocesseurs ne sont pas oubliés, la sélection MEMOIRE permet de choisir l'adresse mémoire à laquelle sera lue la valeur de l'entrée X. On peut donc très facilement interfacer le système à l'aide d'un buffer tri-state décodé à une adresse ad-hoc pour aiguiser une valeur saisie à l'extérieur vers une des entrées du mo-

teur flou. La sélection CLAVIER permet de simuler les entrées en introduisant les valeurs d'entrées au clavier.

De la même manière, les sorties pourront être aiguillées (de manière non exclusive) vers MEMOIRE, PULSE, PWM. La sortie PWM est réservée aux utilisateurs de 80C552, par contre les sorties PULSE sont disponibles sur les ports P1.4 et P1.5 pour commander directement un servo-mécanisme de type de radio-commande quel que soit le micro-processeur utilisé. La sortie MEMOIRE permet par exemple d'envoyer la sortie sur un latch. Si la même adresse est spécifiée pour une entrée et une sortie, on peut réaliser des contre-réactions floues.

Grâce au menu 4, l'expérimentateur définira la forme des différents sous-ensembles flous. Les fonctions de l'exemple précédent VFAIBLE, VMOYEN, et VFORT seront définies comme suit :

	VFAIBLE	VMOYEN	VFORT
pt1	0	0	128
pt2	0	128	255
pt3	0	128	255
pt4	128	0	255

Figure 2.

Le choix 6 donne accès au menu suivant :

-[REGLES]

- 1 - NOMBRE DE REGLES
 - 2 - CREATION DE REGLES
 - 3 - AFFICHAGE D'UNE REGLE
 - 4 - AFFICHE TOUTES LES REGLES
 - 5 - DUMP EN HEXA DES REGLES
 - 6 - EFFACE UNE REGLE
 - 7 - EFFACE TOUTES LES REGLES
- VOTRE CHOIX : _

Les intitulés des sous-menus sont suffisamment explicites. Le sous-menu 2 de création de règles renvoie le prompt suivant :

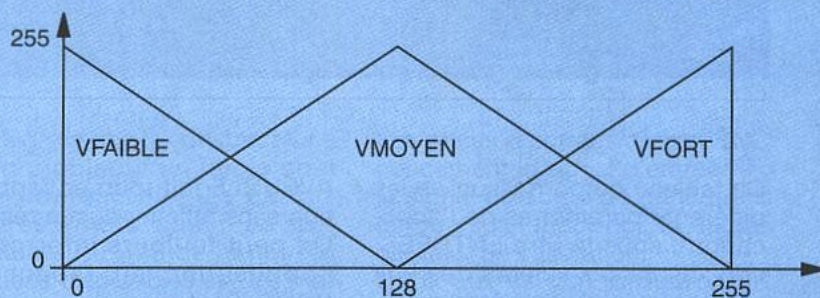
>SI _
L'utilisateur doit alors entrer le symbole correspondant à une entrée puis celui du sous-ensemble flou associé. Par exemple :
>SI TENSION(VFAIBLE)
Les parenthèses sont affichées par le moniteur après l'introduc-

(il est bien évident que cet exemple n'est là qu'à des fins didactiques, il permettra à l'expérimentateur de se familiariser avec le moniteur, il est beaucoup plus rapide de faire le produit COURANT X TENSION pour avoir la puissance !)

Comme nous l'indiquons le mois précédent, l'opérateur OU est ici sous-entendu. La règle complète qui a pour conséquent PUISSANCE (PFAIBLE) aurait pu s'écrire : SI (TENSION (VFAIBLE) ET COURANT (CMOYEN)) OU (TENSION (VMOYEN) ET COURANT (CFAIBLE)) ALORS PUISSANCE (PFAIBLE)

et est en fait divisée en deux règles qui ont pour même conséquent

PUISSANCE(PFAIBLE) :
SI TENSION(VFAIBLE) ET COURANT(CMOYEN) ALORS PUISSANCE(PFAIBLE)
SI TENSION(VMOYEN) ET COURANT(CFAIBLE) ALORS PUISSANCE(PFAIBLE)



Les fonctions CFAIBLE, CMOYEN, CFORT seront définies de la même manière.

On attribuera aux singletons PNUL, PFAIBLE, PMOYEN, PFORT, PTRESFORT, PMAX les valeurs espectives suivantes 0, 32, 64, 96, 159, 255 dans le menu 5.

tion d'un symbole valide. Dans le cas contraire, <- ERREUR est affiché. Le caractère espace ou retour chariot (enter) indiquent la fin d'un symbole. La suite de la règle sera tapée en coordonnant les symboles avec l'opérateur ET ou l'opérateur ALORS :

SI TENSION(VFAIBLE) ET COURANT(CMOYEN) ALORS PUISSANCE(PFAIBLE)
à la fin de la règle, un espace (ou un retour chariot) supplémentaire indique la fin de la règle.

Le tableau suivant résume les règles nécessaires pour un Watt-mètre.

COUR. / TENSION	VFAIBLE	VMOYEN	VFORT
CFAIBLE	PNUL	PFAIBLE	PMOYEN
CMOYEN	PFAIBLE	PFORT	PTRESFORT
CFORT	PMOYEN	PTRESFORT	PMAX

On doit donc au préalable simplifier les règles et les mettre sous la forme canonique «somme de produits». Cette forme canonique est celle que l'on utilise pour programmer des PAL. De nombreux ouvrages de logique traitent de la réduction sous forme canonique, le lecteur s'y rapportera tout en prenant garde au fait que les simplifications dues à la règle du tiers exclu ne s'appliquent pas dans le cas de la logique floue (voir encadré du mois dernier).

Une fois entrées toutes les règles désirées, l'utilisateur ira dans le sous-menu 7 (RUN) du menu général pour tester son application.

-[RUN]-----
 1 - RUN TRACE
 2 - RUN AVEUGLE
 3 - RUN BOARD
 4 - TRACE BOARD
 VOTRE CHOIX : _

La commande 4 trace board fait apparaître l'écran suivant :

au menu de définition des règles ou au menu de modification des fonctions floues pour modifier l'application. La commande RUN BOARD affiche le même tableau mais les valeurs d'entrées sont rafraîchies en permanence sans intervention de l'expérimentateur. Dans le cas où l'on ne désire pas ré-afficher toute les valeurs intermédiaires mais où l'on désire simplement visualiser l'état des sorties, on choisira RUN TRACE, qui est plus rapide. RUN

tion des actionneurs en fonction de l'état des capteurs. Ces propositions pourraient être introduites dans un système flou qui prendrait les décisions...

Deuxième exemple :

Supposons que vous ayez à réaliser une station météo qui, à l'aide de données locales, indique le temps qu'il fera le lendemain. Vous disposez de capteurs : de température, de pression, d'humidité, de direction du vent, de vitesse du vent, de pluviométrie. A partir de ces indications, vous avez le choix :

Soit vous trouvez LA fonction qui à partir de tous les paramètres vous produit une valeur caractéristique du temps qu'il fera. Cette fonction sera sûrement difficile à définir, et en tout cas difficile à paramétrer.

Soit à la suite d'observations, vous vous apercevez que vous pouvez définir des relations logiques entre l'état des capteurs et le temps qu'il fera. Au fur et à mesure que vous introduisez plus de relations logiques, vous affinez le résultat de la prédiction. Par exemple «si le vent souffle à l'ouest, et si l'humidité décroît ainsi que la pression barométrique alors, il pleuvra» sera une règle pour ceux qui habitent en zone côtière ouest. Vous pourrez donc (peut-être) faire un système qui fonctionnera pour différentes zones géographiques simplement en changeant les quelques octets de règles.

ENTREES		ENSEMBLES FLOUS							
0	:	255	0	0	0	0	0	0	0
0	:	255	0	0	0	0	0	0	0
0	:	0	0	0	0	0	0	0	0
0	:	0	0	0	0	0	0	0	0
0	:	0	0	0	0	0	0	0	0
0	:	0	0	0	0	0	0	0	0
0	:	0	0	0	0	0	0	0	0
0	:	0	0	0	0	0	0	0	0
SORTIES		ENSEMBLES FLOUS/SINGLETONS							
		255	0	0	0	0	0	0	0
[0]		0	32	64	96	159	255	0	0
		0	0	0	0	0	0	0	0
[0]		0	0	0	0	0	0	0	0
		0	0	0	0	0	0	0	0
[0]		0	0	0	0	0	0	0	0
		0	0	0	0	0	0	0	0
[0]		0	0	0	0	0	0	0	0
		0	0	0	0	0	0	0	0

Ce tableau de bord visualise les différents paramètres de l'application : sous le titre ENTREES, nous avons les valeurs des huit entrées qui peuvent être modifiées si elles ont été sélectionnées au CLAVIER dans le menu «DEFINITION DES ENTREES SORTIES» : on passe d'une entrée à l'autre avec la touche «TAB» et «BS» (configurable). A droite des valeurs d'entrées sont affichées les valeurs que prennent les huit fonctions floues associées aux entrées respectives. Sous le titre ENSEMBLES FLOUS/SINGLETONS, une première ligne visualise les valeurs que prennent les différents sous-ensembles flous de sortie (PNUL = 255, PFAIBLE = 0,...), sous ces valeurs sont rappelées les valeurs des singletons associés. Complètement à gauche, entre crochets, la valeur résultante du calcul de centre de gravité, la valeur de sortie. Avec ce tableau on a une vision synthétique des huit entrées et des quatre sorties ainsi que des valeurs prises par les fonctions floues d'entrée et de sortie. Si le résultat n'est pas celui que l'on souhaite, on peut toujours revenir

AVEUGLE fait tourner l'application sans afficher aucun résultat. On peut toujours interrompre l'application en tapant une touche au clavier.

UTILISATION DE LA LOGIQUE FLOUE

Pour ceux qui se demande toujours à quoi peut servir la logique floue, voici deux exemples d'applications qui pourraient être résolues avec la logique floue de manière plus facile qu'avec d'autres procédés. (Ces applications sont là à titre d'exemple et n'ont pas donné lieu – pour l'instant – à des réalisations)

Premier exemple :

Vous voulez réaliser un système de navigation automatique pour voilier. Vous avez plusieurs capteurs: vitesse du vent apparent, direction du vent, indicateur de gîte, capteurs de force sur les écoutes... et plusieurs actionneurs qui permettent de régler la tension des voiles et la position de la barre. Différentes propositions logiques régissent la posi-

RÉALISATION

Les lecteurs qui disposent déjà d'un système à base de micro-contrôleur 51 (basic INTEL ou autre) peuvent télécharger le moniteur depuis le serveur ERP. Une fois connecté à un terminal, le menu général du moniteur apparaîtra à la mise sous tension. Plusieurs fichiers binaires sont disponibles suivant la configuration hardware dont vous disposez : RAM en 0x0000 ou RAM en 0x8000, ROM et RAM partagées en 0x8000. Pour ceux qui n'ont pas de système, nous décrirons le mois prochain une petite carte organisée autour d'un 80C552 qui leur permettra de tirer pleinement parti du moniteur décrit ce mois-ci.

J.-L. VERN

L'analyseur de spectre 1 GHz PROMAX AE-476

Promax, société ibérique sise à Barcelone, est spécialisée dans la conception et la fabrication de matériel de mesure et de contrôle pour l'installation et la maintenance TV audio-vidéo. Parmi les appareils proposés dans la gamme Promax, on trouve principalement des mesureurs de champ – toute une série pour bandes VHF-UHF et satellite –, des générateurs de mires et l'objet des lignes qui suivent, l'analyseur de spectre 1 GHz AE-476. On aura tout de suite compris que cet analyseur s'insérant dans une gamme dédiée aux techniciens TV audio-vidéo, s'adresse principalement à ce même créneau d'utilisateurs.



Ceci signifie que le constructeur a eu pour objectif un faible coût sans trop sacrifier les performances, mais aussi en dépouillant l'AE-476 de toutes les fonctions disponibles sur les matériels proposés par les leaders de l'analyse spectrale. C'est ainsi qu'on ne retrouve sur le panneau avant que :

- l'écran, tube d'oscilloscope à déflexion électrostatique, de 8 x 10 cm avec ses commandes de réglage d'intensité et de focalisation de la trace.
- Un vernier d'accord de la fréquence centrale d'analyse doublé d'un affichage LCD quatre chiffres (2000 pts) de cette fréquence centrale (recopie de la tension VCO du premier convertisseur).
- Un rotacteur, dédié au choix du niveau de référence, qui commande l'atténuateur 50 dB d'entrée par bonds de 10 dB entre 80 et 130 dB μ V.
- Un autre rotacteur qui sélectionne la dispersion (excursion de fréquence) et la largeur de bande des filtres de résolution.
- Enfin un potentiomètre permet de régler le niveau de sortie du générateur de poursuite incorporé entre 80 et 110 dB μ V.

Les prises d'entrées/sorties BNC concernent le signal d'entrée RF, le signal de sortie du générateur de poursuite (tracking), et du générateur de calibration.

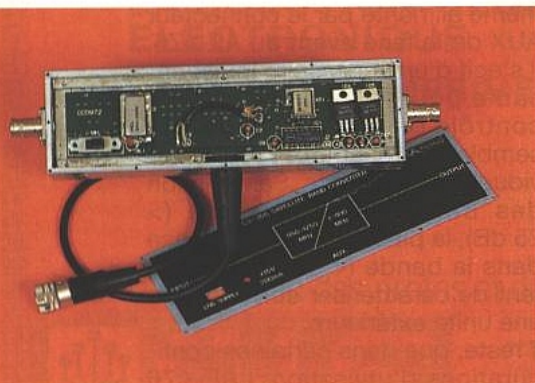
Deux autres connecteurs : un jack et, un connecteur DIN, sont dévolus au signal de sortie son pour démodulation FM, avec contrôle de niveau, (en mode 0-span) et aux alimentations d'accessoires périphériques.

En plus des commandes disponibles en face avant, des réglages – par ajustables – sur le côté gauche de l'appareil permettent de prépositionner le gain et l'offset de l'axe horizontal, gain et zéro sur l'axe des fréquences, et offset de niveau. De même l'on retrouve comme sur un scope analogique un réglage de rotation de la trace par rapport à l'axe horizontal.

La face arrière n'accueille quant à elle que le choix, et le fusible, de la tension réseau.

Comme on peut le constater, aucune fonction jugée inutile au niveau de la conception n'a été implantée.

Pas de rappel des paramètres à l'écran, et, cela est normal, pas de mémorisation et rappel des configurations, propres aux ap-



Le convertisseur de bande satellite CV.355

pareils comportant une section numérique ; celui-ci est totalement analogique, ce qui ne devrait pas, comme nous le verrons plus loin, dispenser de disposer de certaines commandes qui apportent un certain confort d'utilisation.

Utilisation

Les deux points forts de cet appareil, outre sa simplicité d'utilisation globale, résident dans le générateur calibré 100 MHz et le générateur suiveur incorporés. Ils contrebalancent le manque d'un affichage précis de la fréquence sur l'écran. En effet, en mode dispersion nulle, la fréquence de sortie du générateur de poursuite est exactement représentative de la fréquence centrale sélectionnée, ce qui permet de lui accoupler un fréquencemètre 1 GHz pour obtenir une mesure de fréquence valide. Le générateur de calibration interne facilite les réglages de gain et «d'offset» horizontaux (au bout d'un certain temps de chauffe) ainsi que d'offset vertical pour réaligner le niveau de référence 0 dB et obtenir conjointement avec la charte de gain en fonction de la fréquence fournie avec chaque AE-476, une bonne précision de lecture des niveaux (dans 2 dB environ).

Il aurait néanmoins été souhaitable, même si nous comprenons l'extrême dépouillement de commandes, de disposer d'un réglage plus fin des niveaux (pas de 1 et 5 dB), et de pouvoir sélectionner indépendamment dispersion et bande de résolution. En zéro span – mode temporel –, pouvoir choisir d'autres vitesses de balayage que les 3,5 ms/div. figés en interne, pour visualiser, en TV notamment, plus finement les signaux en bande de base serait souhaitable. De nombreux accessoires (optionnels et non compris dans le prix de base) permettent d'accéder à tous les types de mesures et de contrôles que l'on peut classiquement envisager dans cette bande de fréquences :

- Atténuateur 20 dB - 1 W, référence AT-20C.
- Adaptateurs d'impédance 50 → 75 Ω et 75 → 50 Ω (AL-750, AL-575).
- Mélangeur / splitter pour superposer le signal d'un marqueur à un signal inconnu.
- Ampli 20 dB (1 MHz - 2 GHz), faible bruit, pour réhausser les signaux très faibles, référence LN-370.

CARACTÉRISTIQUES	
FRÉQUENCE	
Gamme de fréquence	: 1 MHz à 1 GHz
Dispersion	
Gamme à l'écran	: 0 Span (écart zéro), 1 GHz à 1 MHz
	: 11 positions, séquence 1-2-5
Précision	: 10% (dispersion > 1 MHz) 20% (dispersion 1 MHz)
Filtre de résolution (- 3 dB)	: 1 MHz à 10 kHz (séquence 1-3) Sélection automatique
Fréquence centrale	
Affichage	: 3 1/2 chiffres LCD
Précision	: ± 10 MHz
AMPLITUDE	
Gamme de mesure	: 10 dBμV à 130 dBμV (à 100 MHz)
Gamme dynamique à l'écran	
Totale	: 80 dB
Etalonnée	: 70 dB
Echelle	: 10 dB/div
Gamme de niveaux de référence	: 80 dBμV à 130 dBμV
Précision	: ± 2 dB
Planitude	: - 5 dB
Niveau de bruit	: 5 dBμV (à 100 MHz)
ENTRÉE RF	
Impédance	: 50 Ω (75 Ω avec l'adaptateur AI-575)
SWR	: ≤ 1,6 (niveau ≥ 100 dBμV)
Atténuateur	: 50 dB en pas de 10 dB
Signal d'entrée maximum	
Sélecteur d'entrée > 110 dBμV	: 130 dBμV (≅ 3,2 V _{RMS})
Sélecteur d'entrée < 110 dBμV	: 110 dBμV (≅ 320 mV _{RMS})
CC	: 60 V
SORTIE DE CALIBRATION	
Fréquence	: 100 MHz ± 10 kHz
Niveau	: 90 dBμV ± 1,5 dB
Impédance	: 50 Ω
TEMPS DE BALAYAGE	: 35 ms (10 divisions)
GÉNÉRATEUR SUIVEUR	
Gamme de fréquence	: 1 MHz à 1 GHz
Niveau de sortie	: 80 dBμV à 110 dBμV, réglable continu
Impédance de sortie	: 50 Ω (75 Ω avec l'adaptateur AI-750)
Filtre de résolution minimum	: 100 kHz
Planitude	: - 5 dB

- Pont de réflexion pour les mesures de TOS, référence SW-109.
- Générateur de bruit blanc 2 GHz (NG-282) pour des relevés globaux de réponse en fréquence ; on a de la sorte directement la courbe de réponse du système analysé.
- Convertisseur 950 - 1750 MHz vers - 800 MHz, référence CV-355, dédié aux mesures sur installations de réception satellite. Ce module peut alimenter la tête hyperfréquence en 15 V (200 mA) via le câble de liaison. Il est lui-

même alimenté par le connecteur AUX de la face avant du AE-476. Il s'agit d'un accessoire indispensable pour la maintenance, le contrôle ou l'installation d'ensembles de réception TV Sat individuels ou collectifs. Sa réjection des bandes hors gamme (> 25 dB), la platitude de sa réponse dans la bande (< 3 dB) permettent de caractériser efficacement une unité extérieure.

Il reste, que dans certaines configurations d'utilisation, l'AE-476 montre des faiblesses évidentes

qui ne pourront être comblées que par des matériels offrant des rappels de configurations, des affichages précis des paramètres visualisés à l'écran ; il faut choisir. Nous considérons une fois encore que cet appareil est exclusivement conçu pour des utilisateurs dans les bandes TV, en maintenance ou installation, qui connaissent exactement leurs problèmes mais n'est pas véritablement adapté à des mesures précises nécessitées en caractérisation et développement, sauf en faisant appel à un attirail de matériels externes qui oblitérent son coût d'acquisition.

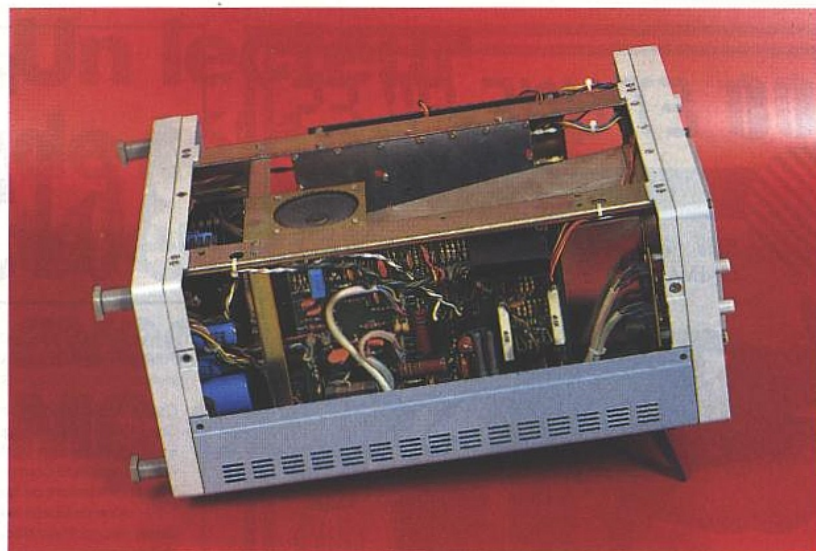
Construction

L'ensemble de l'électronique est réparti sur six cartes principales :

- Une de déflexion et génération des tensions auxiliaires du tube, placée à gauche de ce dernier, verticalement.
 - Une d'alimentation.
 - Une regroupant les circuits de traitement de signal et de génération de base de temps, placée verticalement à droite du tube.
 - Deux cartes entièrement blindées, RF, reliées par câbles 50 Ω et prises subclic au reste.
 - Enfin une carte principale de rappel du panneau avant avec l'affichage et le convertisseur de tension 2000 points ainsi que les différentes commandes par rotateurs et potentiomètres.
- Dans l'ensemble, la réalisation est très soignée et irréprochable au plan de l'assemblage.

Le constructeur dispose de chaînes à insertion CMS indispensables dans ce domaine fréquentiel pour des raisons plus physiques qu'industrielles. La conception du produit est tout à fait adaptée aux limites que le constructeur s'est assignées.

L'AE-476 fonctionne avec trois conversions, la première avec un



Vue interne ; on distingue le tube, blindé, et la carte de déflexion. L'alimentation est à gauche en fond de panier.

oscillateur local commandé en tension, la deuxième fixe asservie en fréquence, la troisième fixe aussi, stabilisée par quartz, qui fournit le signal (100 MHz) adapté pour l'oscillateur 90 dB μ V de calibration.

Le générateur de poursuite est issu du premier oscillateur local travaillant entre 1,5 et 2,5 GHz commandé par la dent de scie de balayage, et, est donc totalement représentatif de la gamme de fréquences affichée à l'écran.

Ceci est très pratique en mesure et permet d'avoir une source wobbulée synchrone du balayage pour des relevés de réponse spectrale.

Conclusion

L'analyseur AE-476 est plus particulièrement conçu pour répondre à du contrôle qualitatif ; son domaine d'utilisation couvre donc les applications d'installation et de maintenance en radio-

TV, réception satellite et la maintenance dans ces mêmes domaines. Le prix (31 700 F HT) est très bien situé en égard aux possibilités offertes et à la qualité de fabrication, plus que correcte. Il n'est par contre, à notre avis, pas comparable à ce qui peut se trouver sur le marché pour effectuer de la métrologie dans la bande 0-2 GHz, appareils qui, généralement, se suffisent à eux-mêmes et permettent de réaliser à la fois des contrôles et de la mesure.

Les nombreux accessoires (optionnels) et les génés de poursuite et de calibration internes en font malgré tout un appareil facile à utiliser, fiable, sans fioritures, qui conviendra donc aux techniciens et aux services de maintenance Radio-TV, qui pourront facilement investir dans un appareil de bon niveau en acceptant certaines contraintes d'utilisation.

Claude DUCROS

LA SOLUTION GLOBALE ELECTRONIQUE

- CIRCUITS IMPRIMES
- MACHINES
- PRODUITS
- LOGICIELS
- CABLAGE

Pour la réalisation des protos et des petites séries

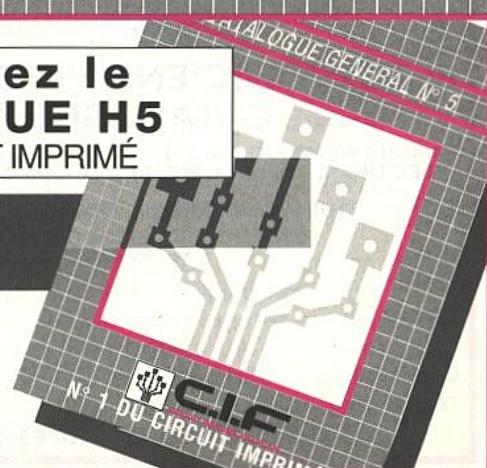


C.I.F.
CIRCUIT IMPRIMÉ FRANÇAIS

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

Demandez le CATALOGUE H5
N°1 DU CIRCUIT IMPRIMÉ

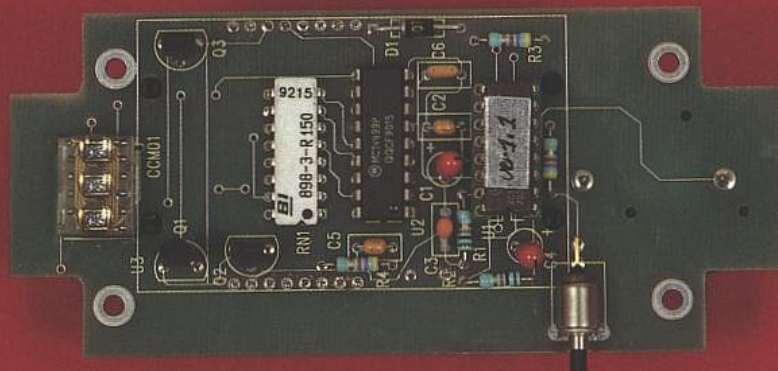
Envoi contre
10 F en timbres



Un lecteur de télécartes téléphoniques avec le MC 68 HC 705 K1

De nombreux articles qui décrivent comment on peut lire le contenu des télécartes téléphoniques et ce que l'on peut faire des cartes usagées ont été publiés. Alors, pourquoi une nouvelle publication ?

Tout simplement parce que ce lecteur de télécartes est construit autour d'un des plus petits microcontrôleurs 8 bits actuellement disponibles sur le marché : le MC 68 HC 705 K1 de chez Motorola, et il est portable.



L'intérêt est donc double :

1) Il peut se réduire à la simple taille du connecteur ITT Cannon et «tient donc dans la poche». (Uniquement en composant version CMS).

2) Il possède une alimentation autonome (piles au lithium, ou manganèse suivant les versions).

Le lecteur de télécartes est donc l'outil indispensable des collectionneurs. Il n'est donc plus nécessaire de rentrer dans une cabine téléphonique pour s'échanger quelques cartes.

Parmi les collectionneurs on rencontre parfois les «gros collectionneurs» pour qui la gestion d'une telle collection est longue et fastidieuse. Nous avons alors développé une version avec sauvegarde du contenu de la carte (256 bits) sur un ordinateur personnel via le port parallèle de l'imprimante.

Une autopsie minutieuse de ces informations s'avère très intéressante pour dépister les «fausses cartes» et pour une bonne classification des autres.

LE MICROCONTROLEUR MOTOROLA MC 68 HC 705 K1

Ce microcontrôleur de faible coût fait partie de la famille MC 68 HC 05, ce qui veut dire que tous nos lecteurs qui ont déjà développé des logiciels n'auront aucune difficulté à s'y adapter, pour les autres c'est la même chose.

Le MC 68 HC 705 K1 existe en trois boîtiers : le XC 68 HC 705 K1S en boîtier à fenêtre qui intègre 504 octets de mémoire EPROM (CERDIP 16 broches) ; c'est celui que l'on utilise pour le développement du projet. Le MC 68 HC 705 K1 P, boîtier sans

fenêtre dit O.T.P. (One Time Programmable) ; c'est-à-dire programmable une seule fois avec toujours 504 octets de mémoire non volatile, PDIP 16 broches (Plastic Dual in Line Package, pour les grandes séries). Le MC 68 HC 705 K1 DW, c'est la version composant monté en surface (CMS) SOIC 16 broches (Small Outline Integrated Circuit) avec la même capacité mémoire que ses «grands frères».

Nous détaillerons le fonctionnement et les outils de développement de ce microcontrôleur dans notre prochain numéro. Signalons toutefois que vous disposez sur le 3615 ERP des outils Motorola !

RÉALISATION DU LECTEUR DE TÉLÉCARTE

Nous avons choisi un lecteur de télécartes téléphoniques, mais ce lecteur peut facilement s'adapter à n'importe quel autre type de télécartes.

Le schéma structurel est donné figure 1.

Lorsqu'on insère une télécarte dans le lecteur le contact fin de course établit la tension d'alimentation Vcc, une remise à zéro du microcontrôleur est réalisée et celui-ci exécute la lecture du nombre d'unités disponible et l'affiche sur l'afficheur DL 330 M Siemens.

Lorsqu'on insère une télécarte en ayant préalablement le doigt sur SW1 le microcontrôleur affiche alors les contenus (digit de gauche) des 95 premiers bits (digit de droite) d'une façon séquentielle. Cet affichage s'arrête par une pression sur SW1 et repart lorsqu'on relâche celui-ci. Lorsque le séquençement est terminé, l'afficheur indique le nombre d'unités restant sur la télécarte.

Le circuit MC 14499 P assure le décodage et le pilotage de l'afficheur à diodes électroluminescentes DL 330 M.

L'interface avec le microcontrôleur est du type série et ne nécessite que trois fils (enable, clock et data).

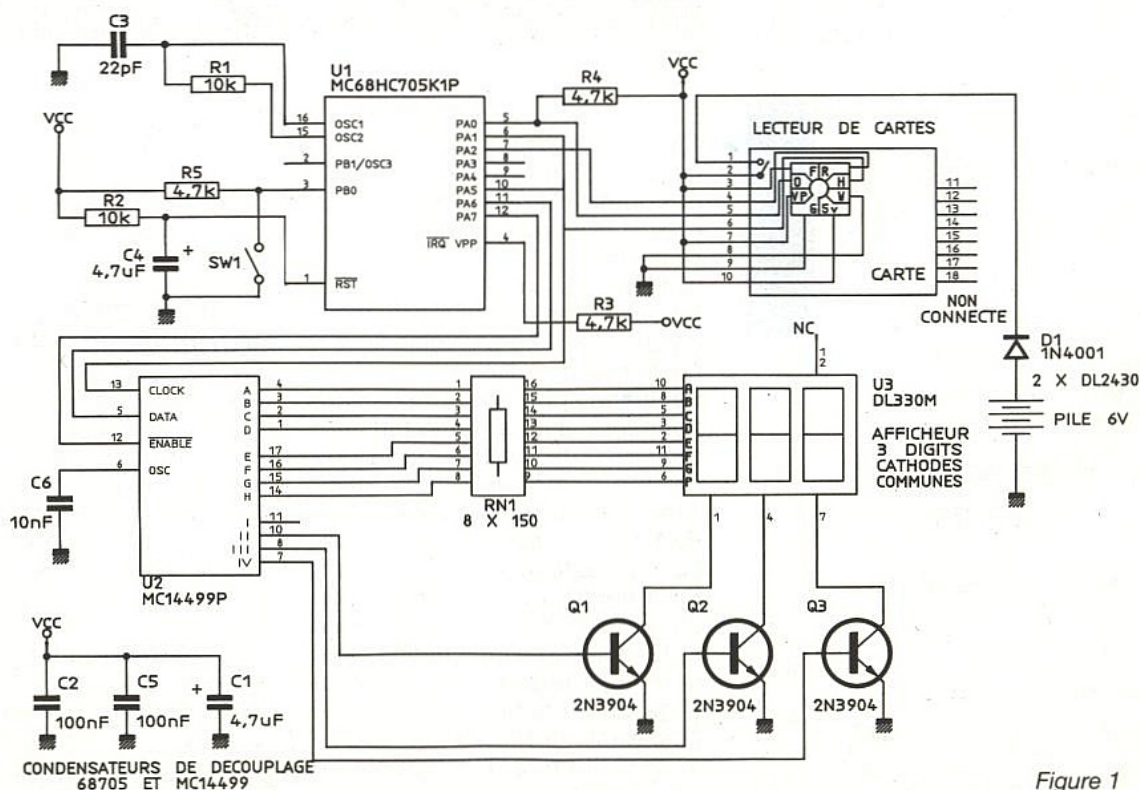
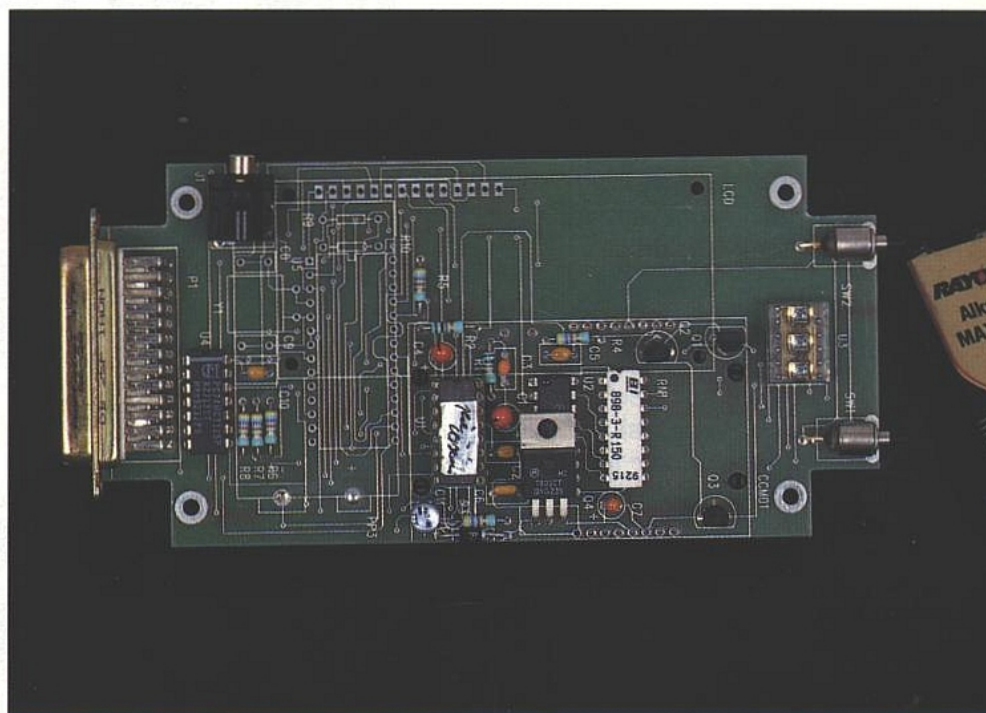


Figure 1

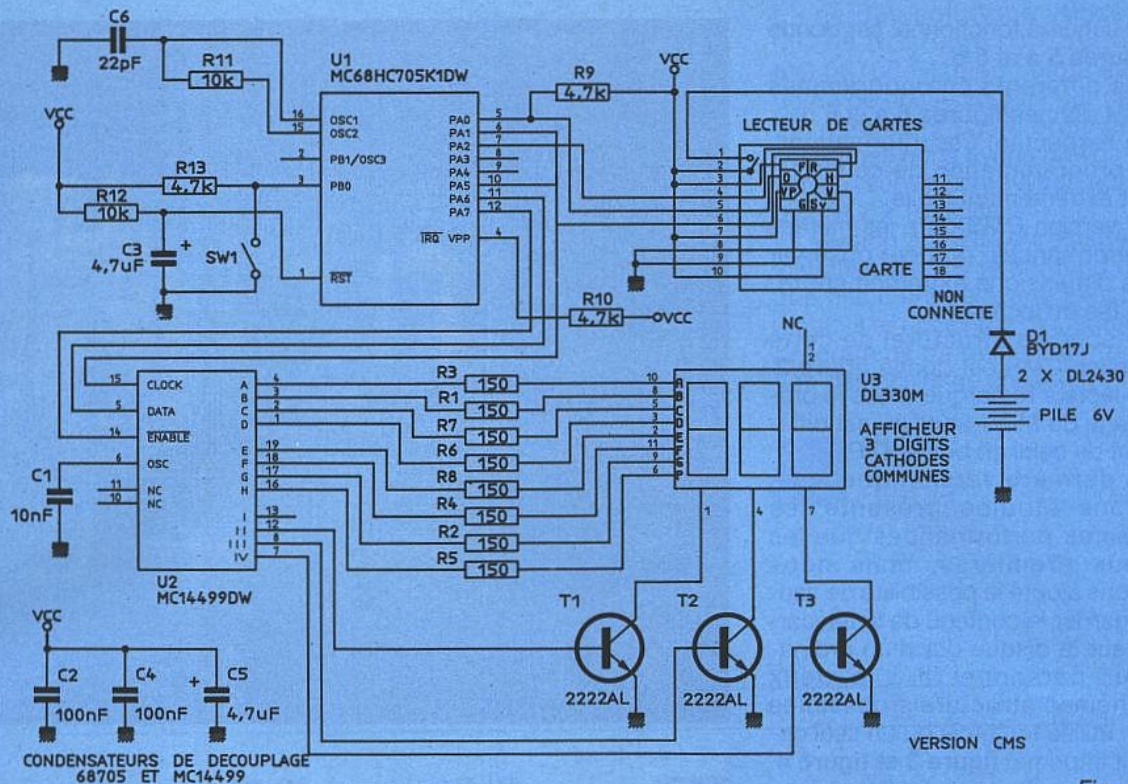


Figure 2

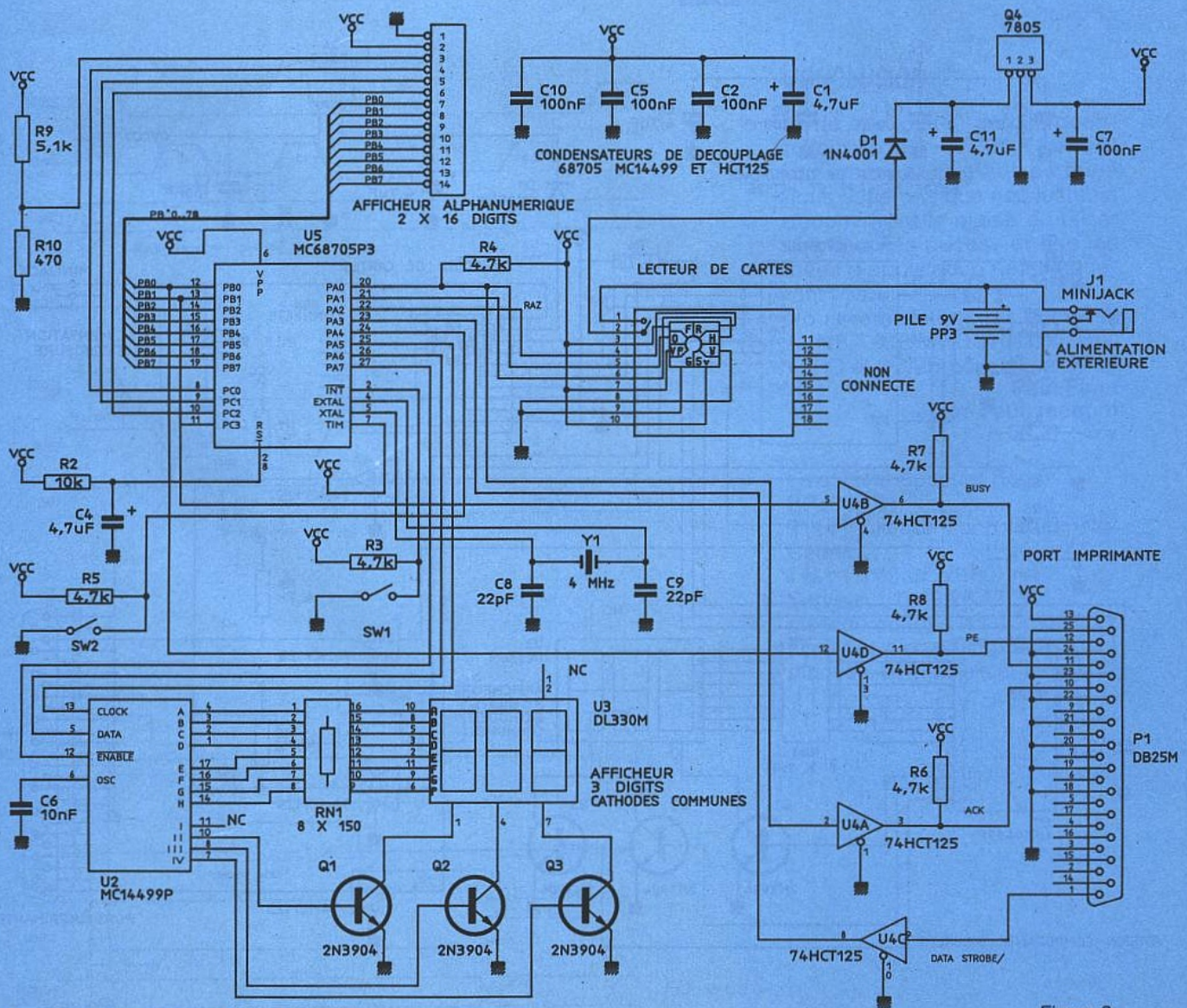


Figure 3

VERSION AVEC AFFICHEUR ALPHA NUMERIQUE

Le schéma fonctionnel est donné **figures 5 a et 5 b**.

Les différents chronogrammes sont donnés **figures 6 a et 6 b**.

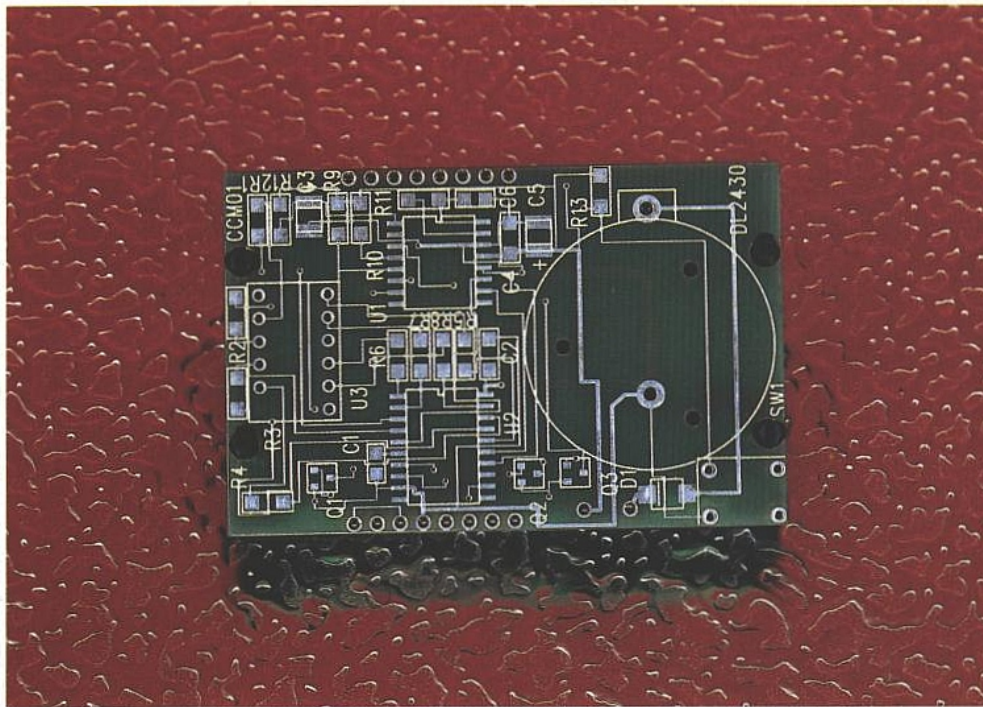
En respectant ces informations, la programmation de ce circuit est extrêmement facile.

La version CMS offre les mêmes performances, on peut observer les dimensions extrêmement réduites du lecteur.

Le schéma structurel de cette version CMS est donné **figure 2**.

Le lecteur remarquera que le brochage du MC 14499DW est différent de celui en boîtier DIP.

La dernière version que nous avons étudiée présente les mêmes performances que les deux premières, mais nous avons ajouté la possibilité de sauvegarder le contenu de la télécarte sur le disque dur d'un ordinateur personnel. Il y a deux schémas structurels possibles (on utilise toutefois qu'un seul circuit imprimé) **figure 3 et figure 4**.



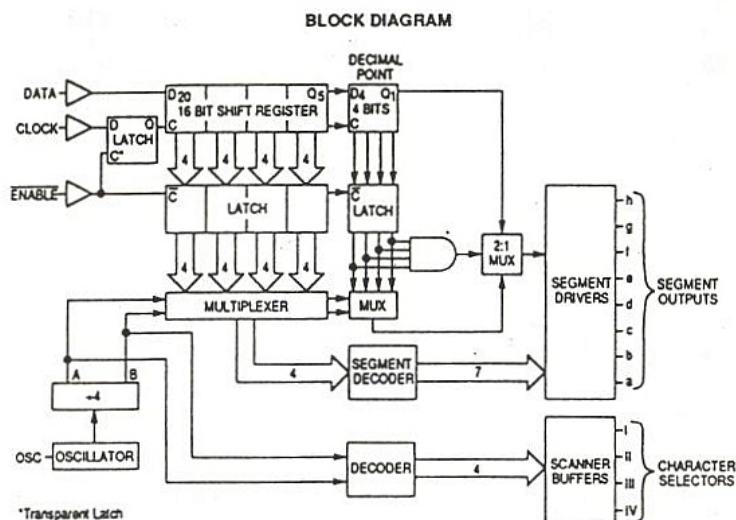


Figure 5a

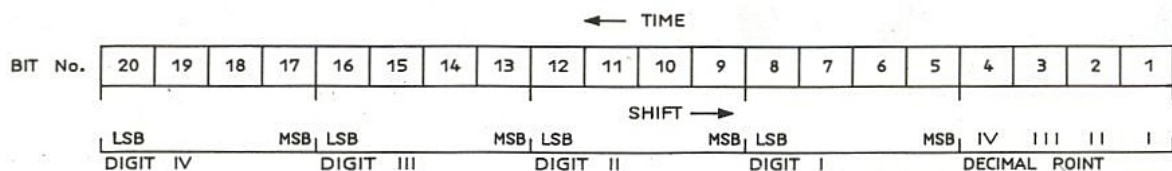


Figure 5b

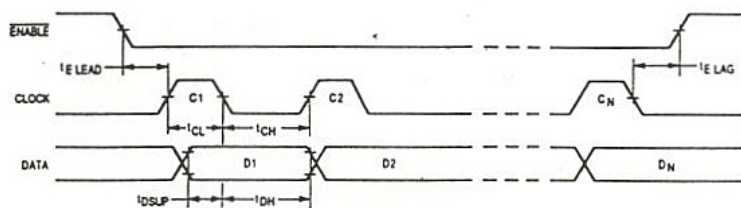


Figure 6a

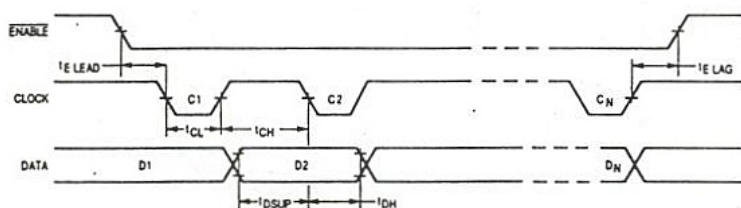


Figure 6b

L'une des solutions utilise le MC 68 HC 705 K1P, l'autre le MC 68705 P3 bien connu sans doute de nos lecteurs. Pour ceux qui n'auraient pas d'ordinateur personnel, nous avons prévu l'affichage sur un écran à cristaux liquides 2 x 16 digits.

La version actuelle enregistre et visualise sur PC le contenu des 256 bits d'une télécarte téléphonique. Il est possible d'adapter le programme de gestion en fonction des désirs de chacun.



CONCLUSION

Cette application du microcontrôleur MC 68 HC 705 K1 en est une parmi tant d'autres mais nous espérons que nos lecteurs découvriront le plaisir d'utiliser ces «petites puces» et que les idées d'application ne manqueront pas.

Nous remercions les sociétés AVNET COMPOSANTS, BIC VERO et SCAIB pour leur aide.

Paul Finet
Jean-Paul Jacquet

La société Spectra Séria :
BP. 33
91141 Villebon-sur-Yvette
Cedex
Tél. : (1) 69.07.51.80
Serveur : (1) 69.28.42.75
dispose de tous les éléments,
films des circuits imprimés ou
plaques, et logiciels afférents.

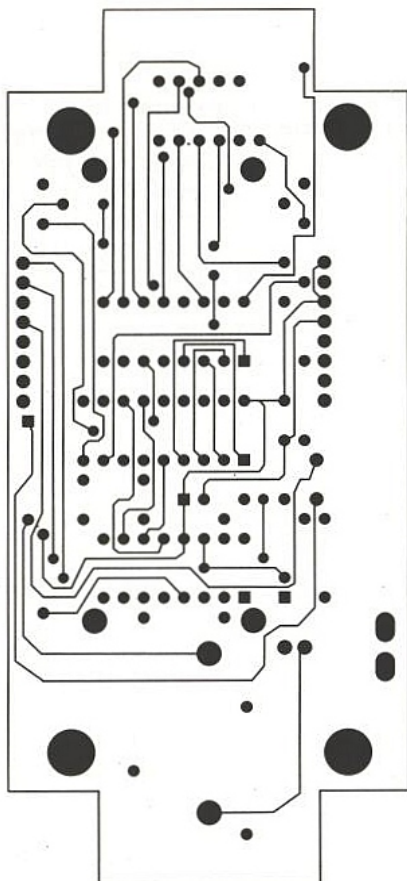


Figure 7a

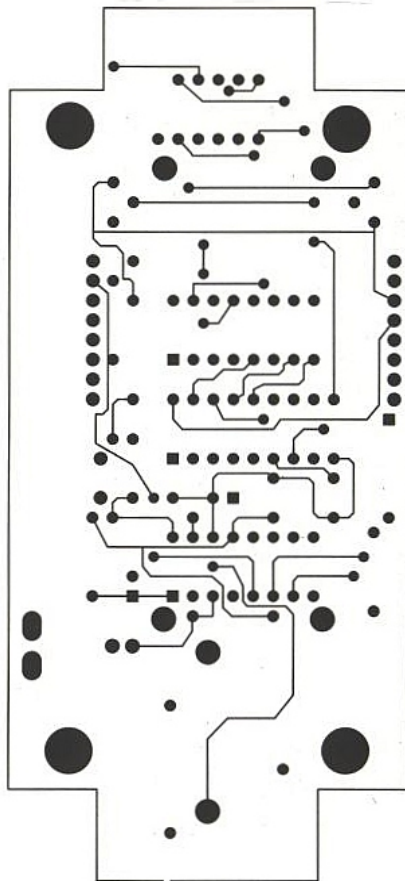


Figure 7b

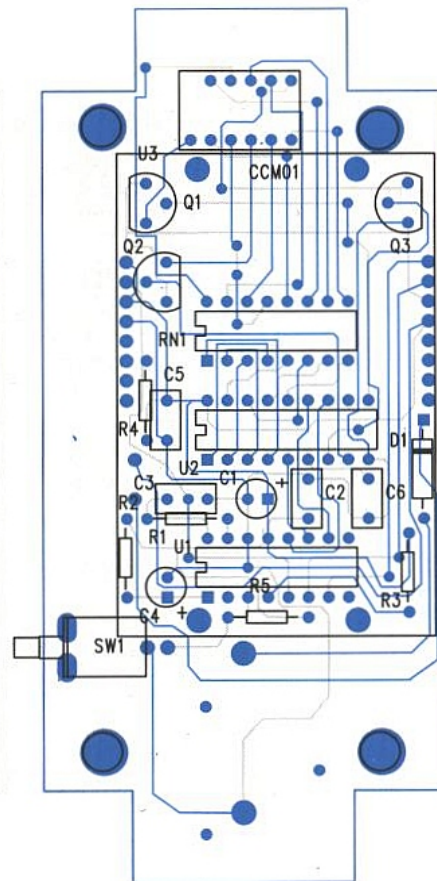


Figure 7c

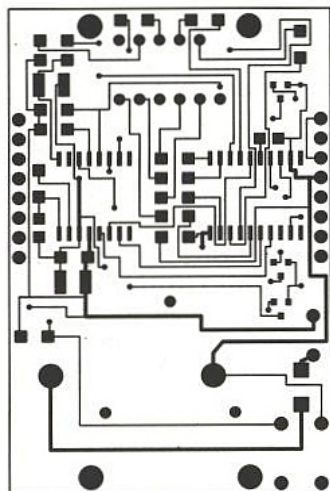


Figure 8a

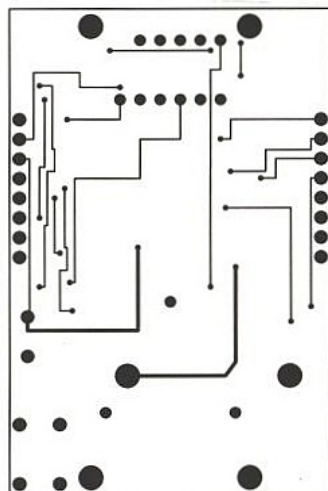


Figure 8b

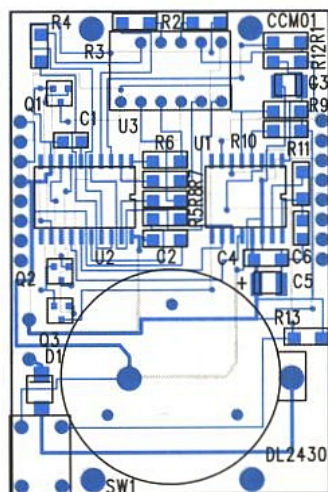


Figure 8c

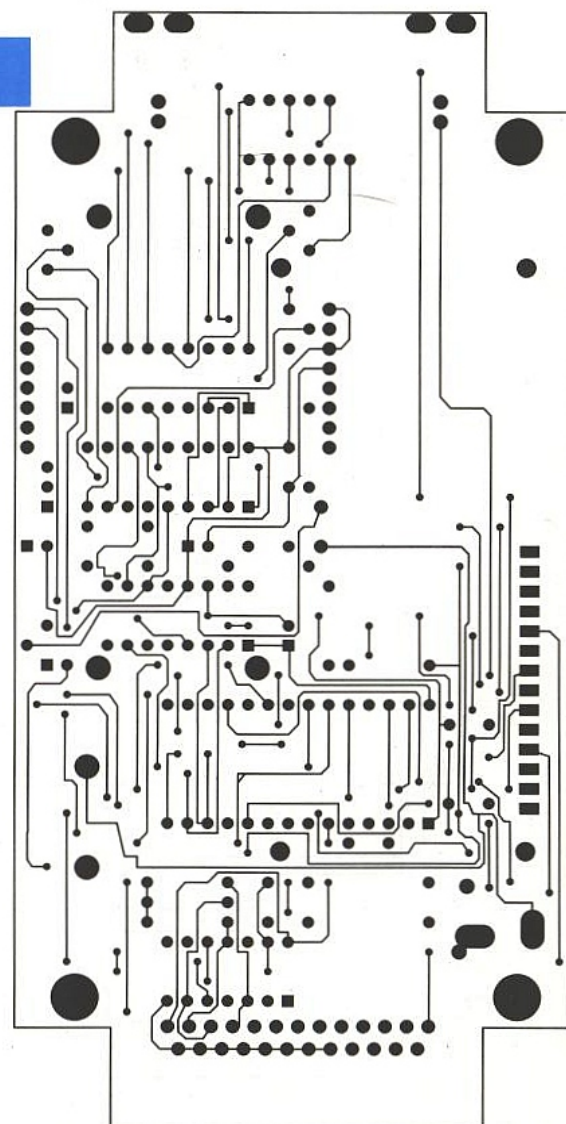


Figure 9a

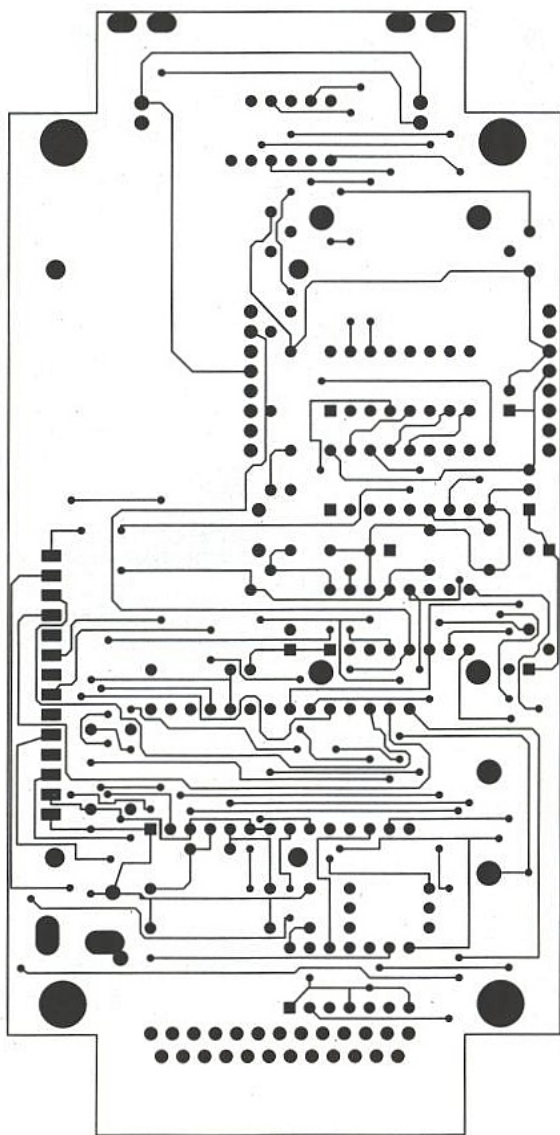


Figure 9b

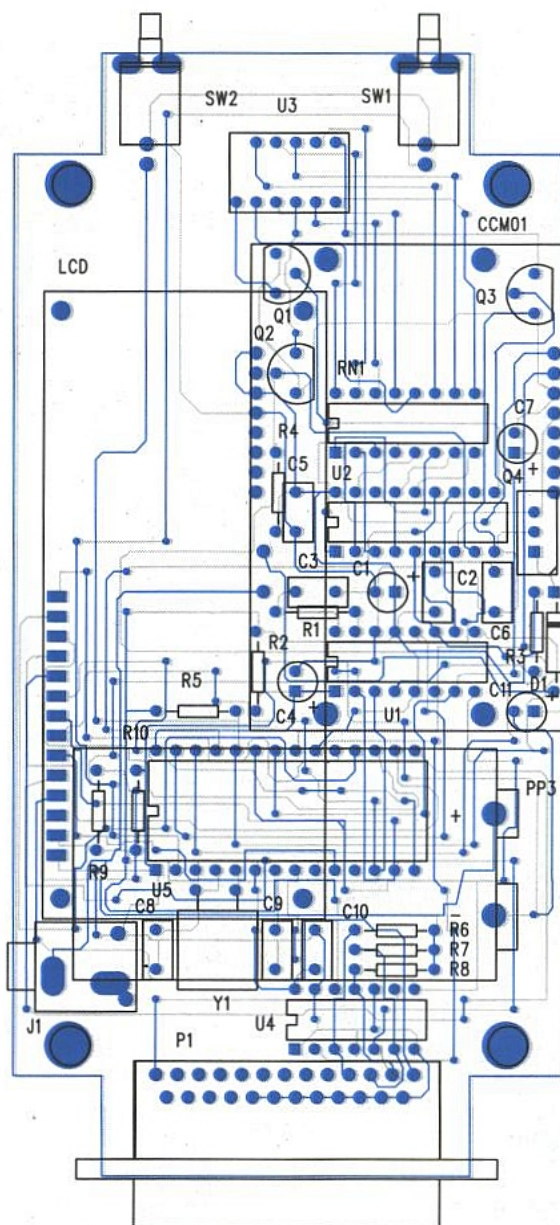


Figure 9c

NOMENCLATURE

LEC4 version composants discrets

Résistances

R₁, R₂ : 10 kΩ 1/2 W 5%
R₃, R₄, R₅ : 4,7 kΩ 1/2 W 5%
RN₁ : réseau 8 résistances isolées
150 Ω 1/8 W.

Condensateurs

C₁ : 4,7 μF tantale
C₂ : 0,1 μF céramique
C₃ : 22 pF céramique
C₄ : 4,7 μF tantale
C₅ : 0,1 μF céramique
C₆ : 10 nF céramique

Circuits intégrés

U₁ : XC ou MC 68 HC 705 K1P
Motorola
U₂ : MC 144 99P Motorola
U₁ : DL 330 M Siemens

Semi-conducteurs

Q₁ à Q₃ : 2 N 3904
Q₄ : régulateur 7805
D₁ : 1 N 4001

Divers

Connecteur ITT CANNON
SW1 interrupteur MORS réf.
9233WNCD
2 piles DL2430 lithium
1 support de piles KEYSTONE réf.
1025
1 circuit imprimé double face, trous
métallisés, sérigraphié vernis épargne.

LEC 1 version CMS

Résistances

R₁, R₂, R₃, R₄, R₅, R₆, R₇, R₈ : 150 Ω
boîtier CMS type 1206
R₉, R₁₀ : 4,7 kΩ
R₁₁, R₁₂ : 10 kΩ
R₁₃ : 4,7 kΩ

Condensateurs

C₁ : 10 nF boîtier CMS type 805
C₂ : 0,1 μF boîtier CMS type 1206
C₃ : 4,7 μF tantale boîtier CMS 49MC
SIZE B
C₄ : 0,1 μF boîtier CMS type 1206
C₅ : 4,7 μF tantale boîtier CMS 49MC
SIZE B
C₆ : 22 pF boîtier CMS type 805

Circuits intégrés

U₁ : XC ou MC 68 HC 705 K1DW MO-
TOROLA
U₂ : MC14499 DW MOTOROLA
U₃ : DL 330 M SIEMENS

Semi-conducteurs

Q₁ à Q₃ : PMB T2222 boîtier CMS
SOT23 PHILIPS

D₁ : BYD 17 J boîtier CMS SOD87
PHILIPS

Divers

SW1 : interrupteur KSLOM 210 ITT
2 piles DL2430 lithium
1 support de piles KEYSTONE réf.
1025
1 circuit imprimé double face, trous
métallisés sérigraphie, vernis
épargne.

LEC 2 LEC 3 version liaison PC

Résistances

R₁, R₂ : 10 kΩ 1/2 W 5%
R₃, R₄, R₅, R₆, R₇, R₈ : 4,7 kΩ
R₉ : 5,1 kΩ
R₁₀ : 470 Ω

Condensateurs

C₁ : 4,7 µF tantale
C₂ : 0,1 µF céramique
C₃ : 22 pF céramique
C₄ : 4,7 µF céramique
C₅ : 0,1 µF céramique
C₆ : 10 nF céramique
C₇ : 0,1 µF tantale
C₈ : 22 pF céramique

C₉ : 22 pF céramique
C₁₀ : 0,1 µF céramique
C₁₁ : 4,7 µF tantale

Circuits intégrés

U₁ : XC ou MC 68 HC 705 K1 P
U₂ : MC 14499P MOTOROLA
U₃ : DL 330 M SIEMENS
U₄ : 74HCT125 PHILIPS
U₅ : MC 68705 P3 MOTOROLA

Semi-conducteurs

Q₁ à Q₃ : 2N3904
D₁ : 1N4001

Divers

Connecteur ITT CANNON
SW1-SW2 interrupteurs MORS réf.
9233 WNCN
1 pile 9V PP3
1 support de pile KEYSTONE réf.
1294
ou coupleur KEYSTONE réf. 233
1 connecteur DB25 mâle HARTING
réf. 09670255663
1 circuit imprimé double face, trous
métallisés, sérigraphié
verniss épargne

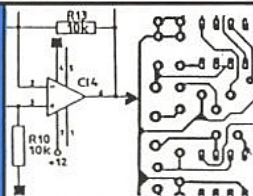
1 minijack 3,5 mm mono embase
pour CI
* 1 quartz 4 MHz CL 22 pF
* 1 afficheur à cristaux liquides 2 x 16
digits
* uniquement pour la version MC
68705P3

Bibliographie

MC 68 HC 705 K1 TECHNICAL
DATA MOTOROLA
MC 14499 TECHNICAL DATA
MOTOROLA
UNDERSTANDING SMALL MI-
CROCONTROLLERS
JAMES M. SIBIGTON MOTORO-
LA CSIC MICROCONTROLLER
DIVISION
Le code à implanter en mémoire
sera disponible à parution sur le
3615 ERP téléchargement.

CAO

sur PC/AT et
compatibles



COMMENT ECONOMISER SANS COMPROMIS ?

ACHETEZ UN LOGICIEL COMPLET ET COHERENT :
LE TOUT POUR MOINS DE **9000F HT !!**

Saisie de schémas, multifeuilles

« **ISIS DESIGNER +** »



NETLISTS



« **ARES AUTOROUTE** »

routage de circuits-imprimés
multistratégies, multicouches, CMS

► PEUT AUSSI AUTOROUTER SUR SIMPLE FACE !

Complet avec ses drivers d'imprimantes, HPGL,
Lasers, Gerber, NC-drill, etc.

+ GENERATION DE FICHIERS COMPATIBLES AVEC
VOS LOGICIELS DE CAO POUR INTEGRATION DANS
VOS DOCUMENTS TECHNIQUES (Windows, Ventura, Page-
Maker, TimeWorks, Autocad etc.)

FACILE AVEC ICONES ET MENUS DEROUANTS. MANUEL EN FRANÇAIS !
DOC. ET DISQ. DEMO (3,5") GRATUITE AUX PROFESSIONNELS. ECRIVEZ VITE A :

Multipower

22, rue Emile Baudot
91120 PALAISEAU
FRANCE

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

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF DE LABCENTER ELECTRONICS

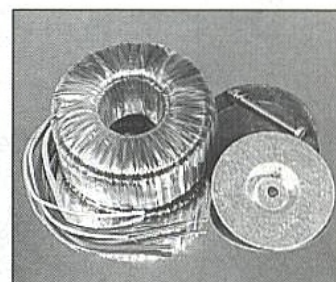
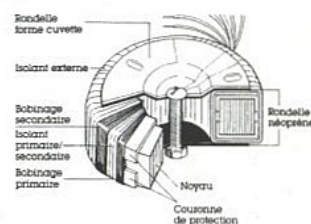
vers
d'autres
logiciels
de CAO
(DXF Spice,
Tango,
Boardmaker
etc.)

idéal pour la réalisation rapide de
prototypes par imprimantes laser !



transformateurs toriques

- prix compétitif,
- rendement élevé,
- dimensions et poids réduits,
- champ de fuites magnétiques faible,
- faible température de fonctionnement,
- montage et raccordements simplifiés.



- Transformateurs toriques moulés bas profil pour implantation circuit imprimé : de 4 à 30 VA.
- Transformateurs toriques, gamme standard de 15 VA à 1 kVA.
- Transformateurs toriques sur spécifications particulières.

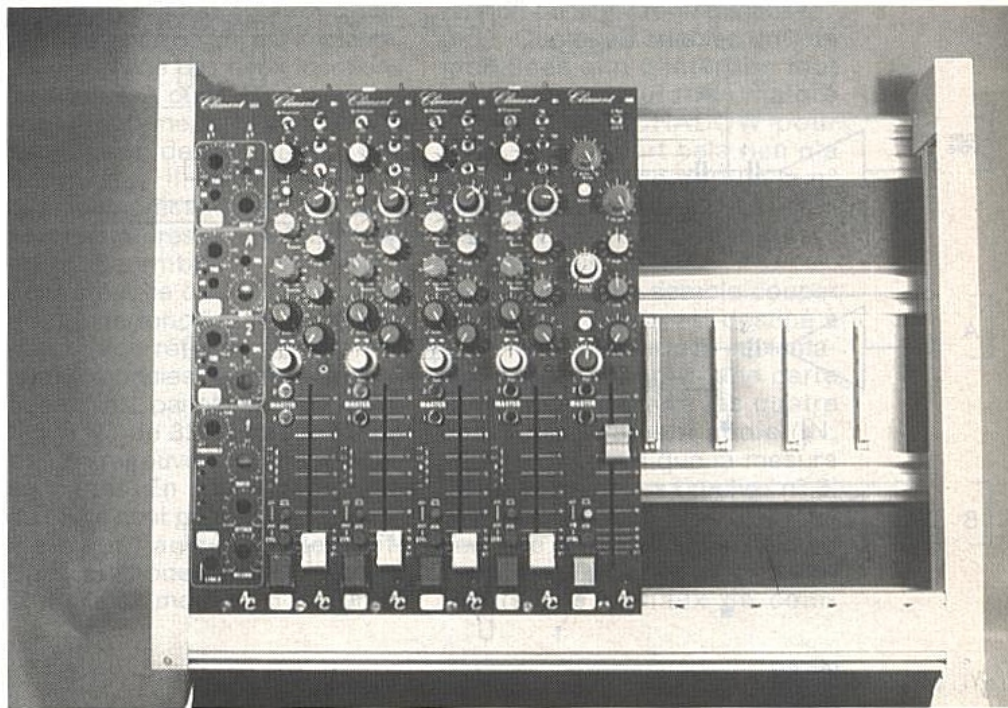
**Williamson
Electronique**
Importateur

Z.A. de la Bougrière, B.P. 64
44980 SAINTE-LUCE-SUR-LOIRE
Tél. : 40.25.89.99
TÉLÉCOPIEUR : 40.25.86.87

AC CLEMENT

tranche LC4

La réalisation que voici n'entre pas dans la construction traditionnelle d'une console de prise de son, mais sa présence en tranche standard dans Clément fera rougir de plaisir les utilisateurs : quatre limiteurs/compresseurs sont en effet prévus afin de traiter quatre voies «micro», et ce avec moult facilités, telles que les insertions câblées sur les voies 1 et 2, le couplage (link) optionnel de ces deux voies, et deux «périphériques» autonomes avec restitution d'inserts ! En général il faut patcher ce genre d'«effets», mais dans Clément tout est prévu pour traiter quatre tranches d'entrées sans autre forme de procès, dont deux en stéréo.



Ajout et précisions

Cette dixième tranche n'était pas à l'origine prévue dans le bac personnel de l'auteur, et c'eût été dommage !

C'est en parlant en effet avec de nombreux utilisateurs potentiels qu'elle s'est quasiment imposée au point de modifier la structure de base, et passer - dans notre cas - d'un châssis de 9 à 10 tranches.

On trouvera donc ici la seconde (et pour nous dernière) carte mère, acceptant à la fois cette tranche spéciale et 4 tranches mono.

Il y a beaucoup de travail et la partie réalisation proprement dite occupera l'essentiel de ces pages : attendez-vous à avoir plus de 1400 trous à percer et soudures à faire !

Aussi, il sera bon de se reporter pour certaines explications techniques au n° 539, lequel comporte des précisions qui ne seront pas redonnées ici. Nous nous attacherons plus, en effet, à la logique d'exploitation qu'au fonctionnement proprement dit : il

devrait être parfaitement connu des lecteurs assidus, et ce depuis longtemps déjà...

Nous ne chercherons pas à convaincre les irréductibles qui sont persuadés qu'un limiteur est un réducteur de bruit et «donne de la dynamique»... Par contre, nous allons voir en détails comment bien exploiter cette tranche, laquelle fera faire de très grosses économies aux utilisateurs de Clément, au prix d'une adaptation excessivement simple des tranches mono déjà construites !

SYNOPSIS

La **figure 1** présente la structure de la tranche, mais pour la lire au mieux quelques précisions sont nécessaires. Le principe est simple : quatre limiteurs/compresseurs sont implantés. Ils seront appelés 1, 2, A et B : 1 et 2 sont directement (et automatiquement) insérés dans les tranches micro 1 et 2, grâce à un tracé spécial de la carte mère et une petite modif des tranches. Cette insertion «naturelle» laisse-

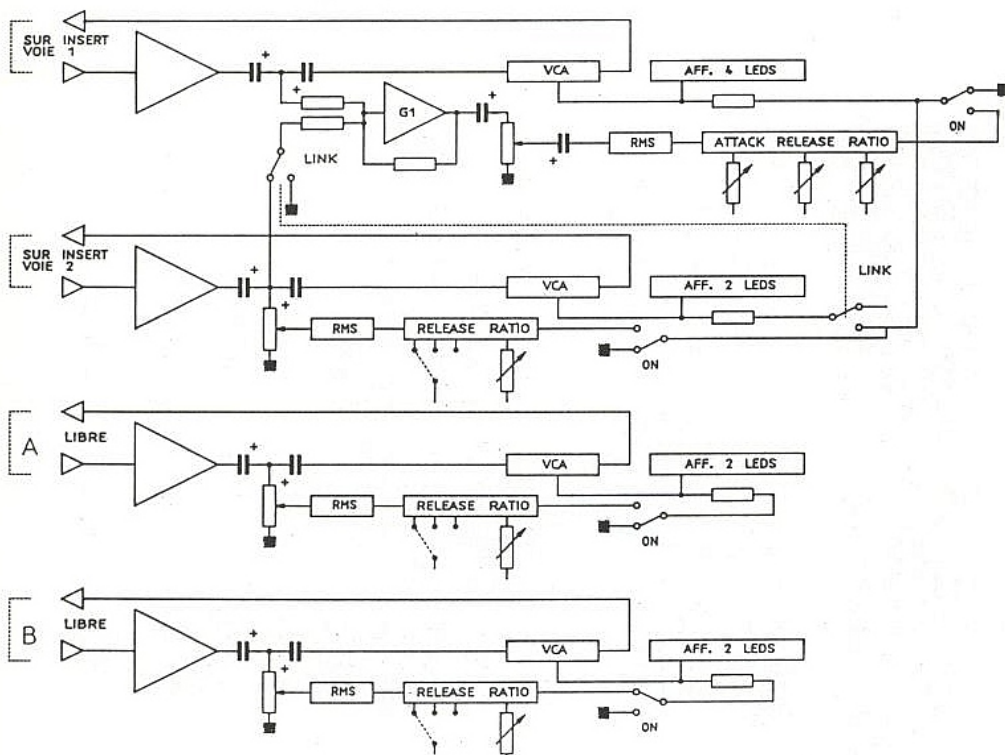
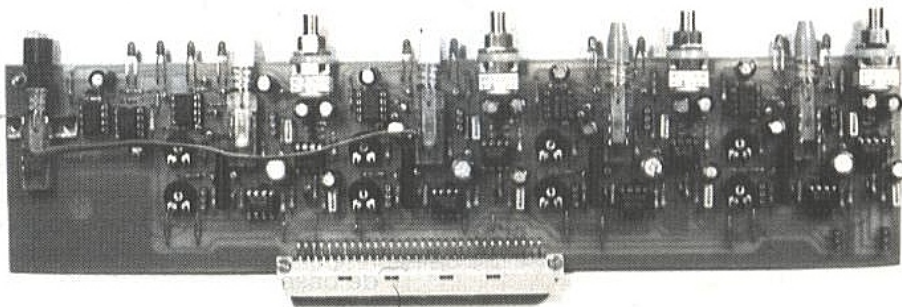


Figure 1

ra donc libres les prises d'insert de ces deux tranches et, par défaut, 1 et 2 seront toujours en mesure de transiter par un L/C, si vous permettez l'abréviation ? Une clé permettra ou non de sélectionner les effets individuellement dans chaque tranche. Mais les commandes des L/C 1 et 2 sont différentes : pour la tranche 1, on dispose d'un ensemble complet accessible par potentiomètres en façade, c'est-à-dire Threshold, attack, release, ratio ; gain-réduction (4 LED), clé ON/OFF, et LINK. La gestion interne va permettre de coupler les voies 1 et 2 en cas d'exploitation stéréophonique, sans autre besoin que d'appuyer sur LINK. Dans ce cas, les commandes de la voie 2 seront désactivées, et seules celles de la voie 1 serviront alors. Comme se sont les plus complètes... Même la clé ON/OFF de la voie 2 est sans effet si LINK est commandé, seules les LED restent actives pour témoigner que la voie est asservie. C'est donc un VRAI L/C stéréo qui est implanté en standard dans Clément. Si le coupla-

ge n'est pas souhaité, la voie 2 reprend ses droits, mais elle n'offre que (!) threshold et ratio par potentiomètres, release par switch (fast-middle-slow), 2 LED de gain-réduction et bien entendu ON/OFF (attack est fixé au plus court mais modifiable par changement d'une résistance). Avec une telle structure, on constate déjà que Clément offre un joli panel de possibilités tant pour la prise de son «artistique» que pour une exploitation radio-phonique ou public-adress. Mais, comme il restait de la place, nous avons ajouté deux autres L/C indépendants et insérables au choix par jack stéréo sur les

tranches 3 et 4 par exemple ; rien n'interdisant de les utiliser en plus sur 1 et 2 ! Ainsi, on peut disposer – au prix de deux câbles extérieurs – de fonctions L et C indépendantes par voies et couplables néanmoins. Un tel luxe (lire confort) n'a jamais été offert, à notre connaissance, sur une table d'aussi petites dimensions. Les quatre «effets» peuvent traiter quatre sources indépendamment, ou deux mono et deux stéréo, ou deux stéréo L+C sans jamais perdre l'insert : les voies 1 et 2 étant insérées automatiquement, les inserts de tranches sont encore libres. Sur A et B, il a été prévu un report, c'est-à-dire qu'un autre jack stéréo est en attente au cas où, même si un câble vient «boucher» les prises des voies 1 et 2 (L + C). On pourrait constater trois contraintes :
1 - choisir 1 et 2 comme voies «privilegiées». En fait, quand on affecte des entrées, on fait ce qu'on veut !
2 - il faut modifier les tranches mono (détail) et assurer la compatibilité : insert ouvert ou fermé ? C'est prévu.
3 - envisager une panne technique des L/C (1 et / ou 2) insérés automatiquement et bloquant de ce fait les tranches (1 et / ou 2) par ouverture de ligne. Ceci pour-



ra être résolu très simplement au prix d'un mini-switch ajouté sur les tranches mono concernées. Le lecteur qui se demandera pourquoi l'auteur n'a pas ajouté la fonction NOISE GATE est autorisé à jeter un oeil aux figures qui suivent, et à les redessiner comme bon lui semble... Quand on regarde de près les premiers cahiers des charges fournis par nos amis, on constate que les correcteurs de tonalité et les L/C (pour ne citer que cela), étaient à prévoir en inserts. Cela voulait dire une petite console et un gros rack de périphériques à lui raccorder. Ce n'était pas très raisonnable, et après avoir choisi

d'inclure des correcteurs dans les tranches mono, la mise en place de L/C devenait cette fois inadmissible : augmentation exagérée du format, link délicat à gérer, etc. La solution d'une tranche spécifique présente de nombreux avantages, pour une simple rallonge de 5 cm. Au bas mot, le coût de ces quatre fonctions intégrées est au minimum moitié de l'équivalent en rack autonome, sans parler du confort mécanique.

Par ailleurs, si d'aventure certains d'entre vous ne souhaitaient pas de cette tranche (ils auraient bien tort !), le projet proposé ne serait pas à remettre en cause : en supprimant son implantation sur la carte mère (un coup de scie) et en ne modifiant pas les tranches mono, tout rentrera dans l'ordre. Toutefois, avant de mutiler la carte mère, il faudra bien réfléchir car on dispose sur le connecteur de cette tranche des insertions des voies 1 et 2. Si les fonctions L/C s'avèrent sans intérêt, peut-être qu'un ou deux noise gate ?.. Et pourquoi pas deux L/C couplables (1 et 2) et deux noise gate insérables (à la place de A et B) ?

A méditer donc avant de trancher dans le vif.

Ces quelques explications doivent suffire pour comprendre parfaitement les fonctions résumées par la figure 1. On peut donc passer tout de go aux schémas.

SCHÉMAS

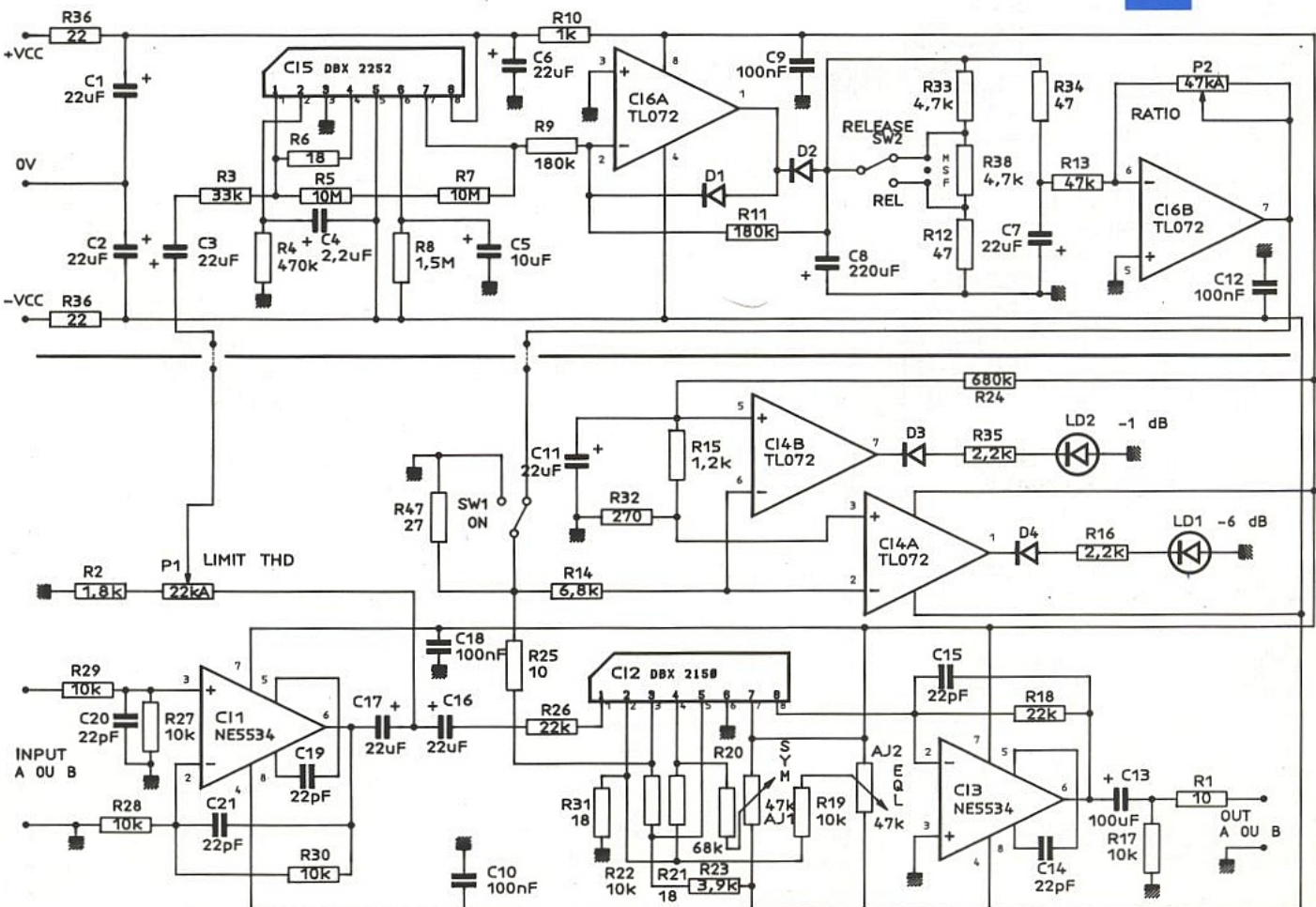
Au pluriel, et tout n'est pas tracé ! La figure 2 n'est en effet qu'un petit quart de ce qui est implanté. Il s'agit d'une des deux fonctions insérables A ou B. Comme elles sont strictement identiques, un seul dessin devait suffire. Mais pour cela il fallait prendre quelques précautions quant aux nomenclatures. La solution qui nous a semblé la plus sûre consiste à ce que chaque pièce de même fonction et de même nature soit référencée pour les quatre modules de manière identique. Ainsi, par exemple, la résistance R3 de 33k Ω (broche 2 de IC5) se retrouvera quatre fois sur les cartes. En contrepartie, R45 ou 48 ne sont pas sur ce schéma, mais sur l'autre uniquement. Cette méthode est très pratique et fiable au moment d'implanter

les composants ou pour effectuer une maintenance, à condition qu'il n'y ait aucune confusion sur les cartes entre 1, 2, A et B. Vous constaterez qu'il est aussi difficile de se « planter » que facile de « modifier ».

Ce schéma doit être connu de tous désormais, et si nous en usons une fois encore pour Clément, c'est qu'il offre un excellent rapport qualité + reproductibilité / prix. Quelques bricoles ont été modifiées afin d'interdire tout bruit de commutation malgré l'emploi de SCHADOW pour SW1, mais à part cela rien n'a vraiment changé depuis le n° 539. Ce qui était délicat, c'était de tout « rentrer » dans une tranche, mais c'est fait.

Le trait gras qui semble couper en deux le dessin est destiné à vous familiariser avec l'implantation réelle. En effet, une carte (principale) portera les quatre sections purement audio (IN, VCA, OUT) ainsi que la mesure gain-réduction des broches n° 3, commandes des VCA (IC2). La seconde carte portera les quatre détections RMS (IC5) et les traitements des signaux de com-

Figure 2



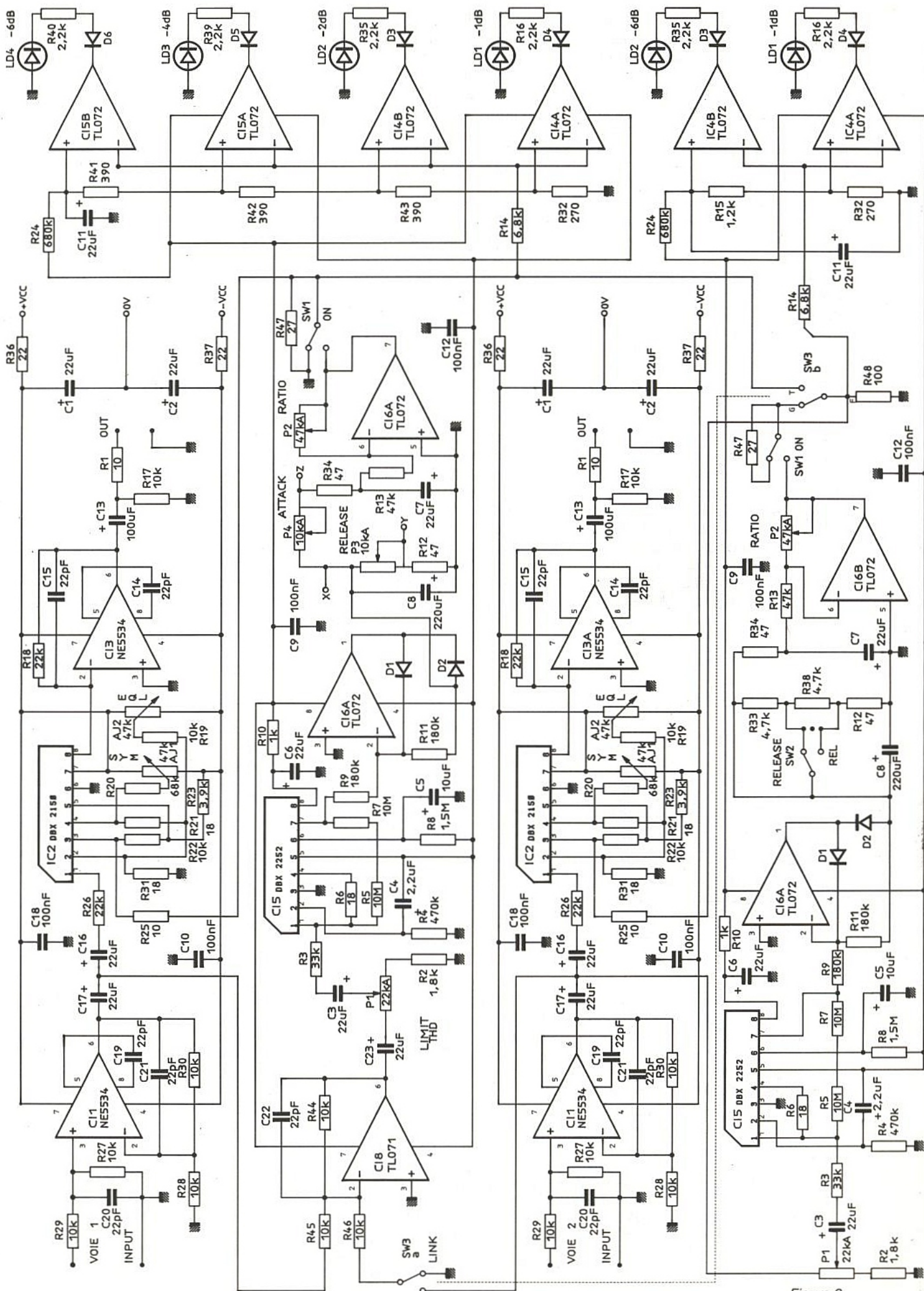
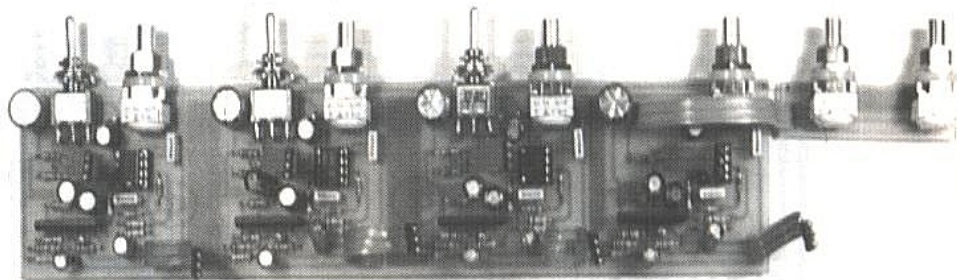


Figure 3

mandes. Ainsi, pour chaque section, on trouvera un «aller-retour» entre cartes effectué par deux nappes de trois fils:

La première véhiculera Audio (de Threshold), 0V et signal de commande. La seconde étant réservée aux tensions d'alimentation. Ce schéma, seul, comporte cette «coupure». La prochaine figure ne la mentionnera pas afin de ne pas compliquer le dessin, mais elle existe bien «physiquement». On notera que les deux LED indiquent ici 1 et 6 dB de réduction de gain et que le temps d'attack est directement lié à R34 : une augmentation de sa valeur correspondant à une augmentation du temps. Ne pas descendre en dessous de 47 Ω si on veut garder un taux de distorsion correct aux très basses fréquences.

La **figure 3** présente le schéma de la seconde moitié de ce qui est implanté. Si on regarde de près, la partie inférieure de ce dessin est sensiblement identique à la figure précédente. Seul SW3b vient choisir pour IC2 la tension de commande idoine : celle de la ligne audio 2, ou (en cas de couplage/LINK) une combinaison de 1 + 2. Dans le premier cas, IC5 (en bas à gauche) est utile. Par contre, dans le second, il joue tout seul car ses conclusions ne serviront strictement à rien : un détournement du signal audio pré-threshold (jonction C16/17) est effectué vers IC8 par R46 (avec l'aimable concours de SW3a) afin de sommer 1 et 2 pour n'extraire qu'une seule commande aux VCAs IC2's. La voie 1 s'est vue attribuée un trajet obligé par IC8 dans tous les cas, pour traiter son signal de commande. Le gain dans cet ampli étant de 1, il n'y a aucun problème, et il permet d'accepter un mélange (optionnel) avec la voie 2. Les sections RELEASE, ATTACK et gain-réduction de la voie 1 sont plus complètes que pour toutes les

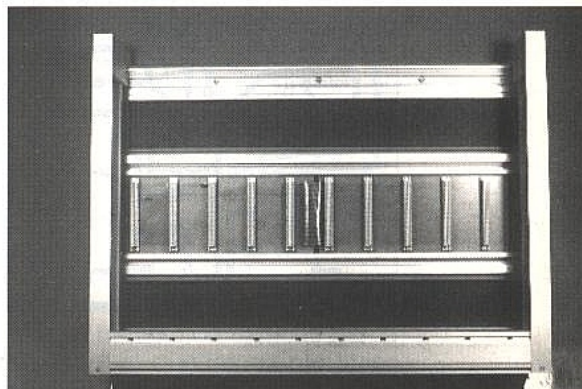
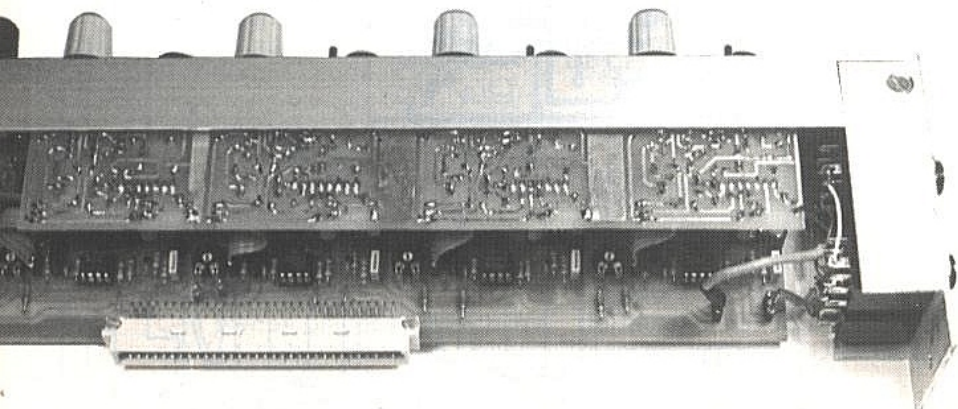
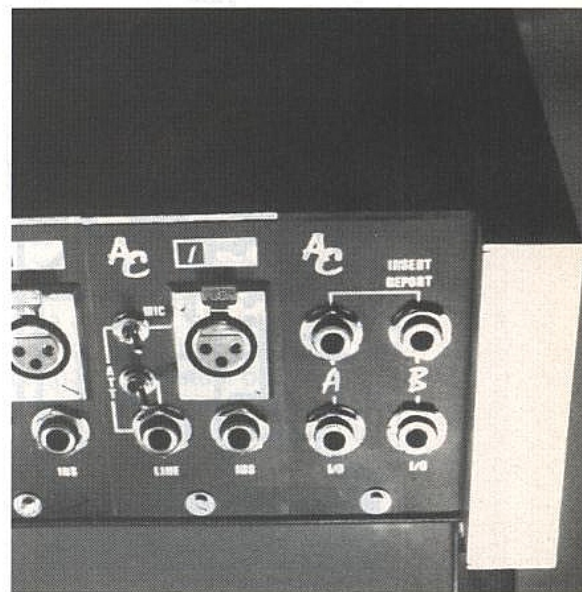


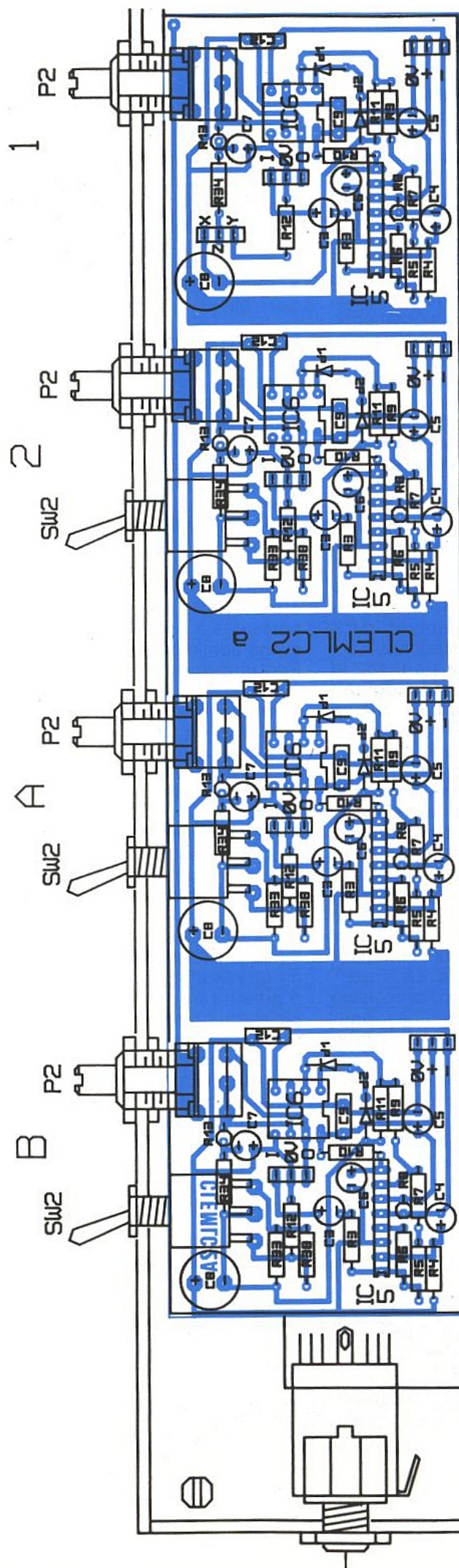
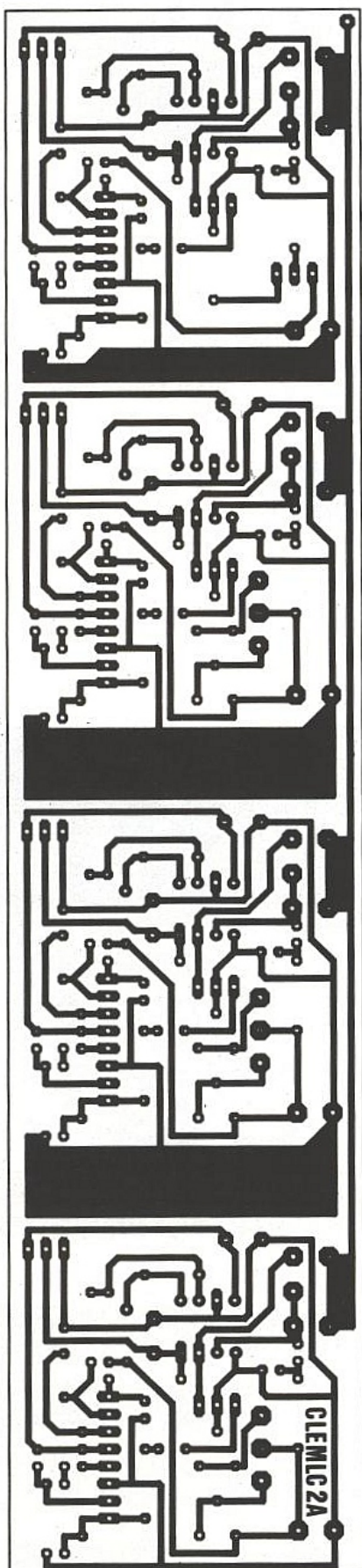
autres, comme annoncé : P3, P4, deux LED de plus, etc.. L'indicateur est ici plus fin : 1, 2, 4 et 6 dB de réduction sont affichés.

Les plus attentifs auront noté une incohérence de repérage pour D3, R35 et LD2 sur cette figure 3 : normalement, ces trois pièces devraient être affectées à l'indication - 6 dB, pour rester en conformité avec la figure 2. Nous avons constaté cette erreur quand tous les documents étaient prêts et, comme elle ne porte pas à conséquence, nous avons admis de ne rien changer. Pendant que nous en sommes aux erreurs, il s'en est glissé une belle dans la carte mère n° 1 : le doublage de masse n'a pas été mis là où il fallait, c'est-à-dire entre broches 6 et 7 ! C'est une étourderie de votre serviteur, le fichier LAYO à télécharger sur les 36-15 et 17 étant, quant à lui, correct. Ceci est dû au fait que la carte mère prototype a été gravée sans ce doublage, et les mesures de diaphonie ont conduit – comme nous le pensions – à renforcer la masse audio pour obtenir un résultat parfait. Il s'avère d'ailleurs que de nombreuses tables du commerce ont de gros problèmes de cet ordre quand les bus sont nappés : trop faible section du 0 V commun. Ce qui est facile à corriger sur une carte de fond de panier, est beaucoup moins évident avec des nappes ! La seule solution raisonnable consiste à recréer un bus de

masse supplémentaire au moyen de cosses Faston à raccorder sur chaque tranche, et tiré en fil souple de 1,5 à 2 mm de section. C'est du travail, certes, mais c'est souvent très efficace.

Maintenant que vous savez tout du schéma, il est temps de passer à la pratique.





Figures 4a et 4b

RÉALISATION

Figure 4 est donnée l'implantation de la carte dite «secondaire», c'est-à-dire celle qui porte les quatre détecteurs RMS et traite les signaux de commandes. Les inters à 3 positions tenues, notés SW2, seront reliés au circuit par fils ou pattes de résistances comme nous avons choisi de le faire. Il est très facile sur ce dessin d'isoler les trois «modules» strictement identiques : B, A et 2, 1 étant très légèrement différent. On peut repérer alors les départs de nappes situés à gauche de IC6 et en bas à droite de chaque unité. A droite de C8 (pour la section 1 uniquement), on constate un autre départ noté XYZ. Attention, il ne faudra pas mélanger XY de cette figure avec un repérage identique sur la carte mère n° 2 ! Ces trois points sont destinés à raccorder la petite carte présentée **figure 5**.

Cette méthode, destinée à économiser du cuivre, pourrait encore être simplifiée : P3 et P4 câblés par fils et la nappe retournant à la carte secondaire. Nous avons préféré un petit CI qui permet de «tourner» sur table, comme le montrent les photographies.

La seconde carte, dite «principale», est visible **figure 6**.

Il y a pas mal de monde... et seuls cinq straps suffisent pour entrer en conformité avec le connecteur dont toutes les lignes sans intérêt ont été expurgées. Une photographie de cette carte montre qu'il n'y a, toutefois, aucun problème d'accès à quelque composant que ce soit : par exemple, tout est prévu pour percer des trous de 3,5 mm sous chaque ajustable afin de régler la carte depuis le côté cuivre (tranche assemblée).

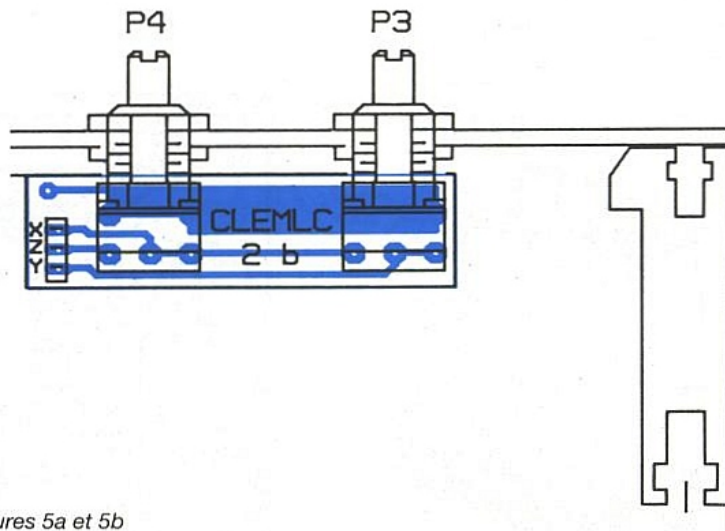
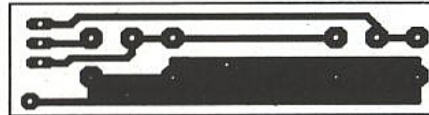
Quelques précautions sont à prendre :

1 - Il faudra exécuter trois liaisons par fils, repérées G.F.T sur SW3, avec leurs homologues: G sur SW1 on2, F sur la cosse à gauche de ce dernier, et T sur SW1 on1.

2 - Par ailleurs, les résistances R47 seront soudées côté cuivre sous tous les SCHADOW SW1, entre commun et masse.

3 - R48 sera également soudée côté cuivre entre T de SW3 et masse. Rien n'empêcherait de l'implanter côté composants, à condition de percer deux trous pour la recevoir !

Ces pièces placées côté cuivre ont fait l'objet de notre chasse aux bruits de commutation : nous ne voulions pas plus de 1 dB



Figures 5a et 5b

d'écart entre le gain unité et une commande nulle des VCA pendant l'ouverture des contacts des SW1, idem pour un link 1/2.

4 - La vis de fixation (+ colonnette MF3/5) placée en haut à gauche de SW3, n'est pas en conformité avec les tranches déjà décrites. Il faudra donc percer un trou sur le flanc du U : il n'y aura aucun conflit mécanique avec l'usinage «standard».

5 - Enfin, les accès aux jacks pour A et B + reports d'inserts sont prévus sur connecteurs, situés au bas et à l'extrême droite de la carte. On trouvera **figure 10** le câblage de ces prises ainsi que d'autres éléments utiles et importants.

La **figure 7** propose la sérigraphie de la face arrière et la **figure 8** un condensé de la face avant ! Nous avons en effet tiré ce tracé spécial qui passe brutalement de «1 à B» afin de ne pas gaspiller le papier de notre chère revue : 2 et A sont strictement identiques à «B».

Carte mère n° 2

Son tracé particulier est visible **figure 9**. Elle nous a fait longtemps hésiter avant d'en arriver à cette formule, mais les solutions tiennent enfin la route ! Deux objectifs étaient à atteindre :

1 - ne pas imposer cette tranche

qui nécessite une intervention sur les voies mono.

2 - garder une compatibilité totale des tranches mono dans tous les cas, c'est-à-dire tenir compte des mélanges de dernière minute sur le terrain, comme par exemple remplacer la tranche 1 en rideau par la 4.

Pour bien suivre le déroulement des opérations, le mieux est encore de se reporter à la **figure 10**. Nous y avons reporté les slots déjà occupés, ainsi que celui de l'alim. La numérotation sur chaque connecteur permet un repérage des lignes, sachant que chaque numéro correspond toujours à une paire «a,c» (c'est-à-dire les deux rangées de broches), même si, pour des convenances de dessin, ce n'est pas toujours visible : quand un numéro a été placé au milieu d'un slot par exemple.

De plus, toutes les broches inutiles ont été supprimées, et celles qui restent présentes mais non connectées, sont portées au 0V par les tranches.

Pour LC4, outre l'alim audio (light inutile), seuls deux allers et retours de modulation nous intéressent. Pour la voie 1 ils sont assurés par les pistes de cuivre. On notera que le passage par les broches 1 et 2 sur LC4 est un simple transit non exploité par la tranche, et que les points utiles sont 30 et 32.

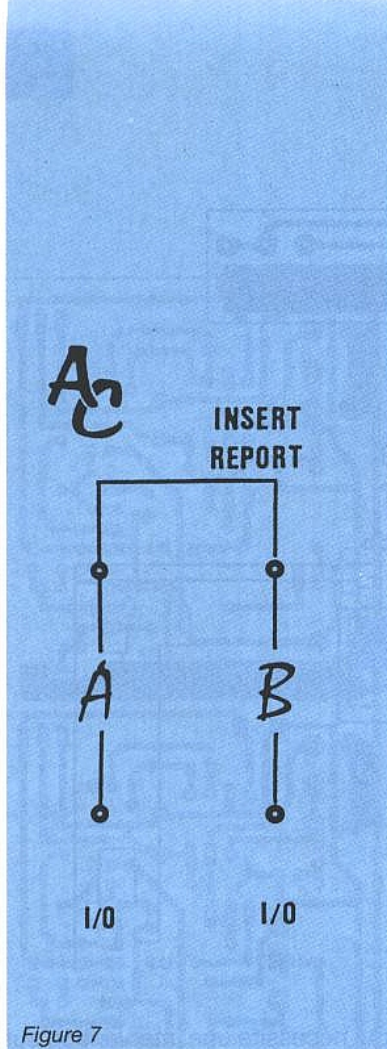


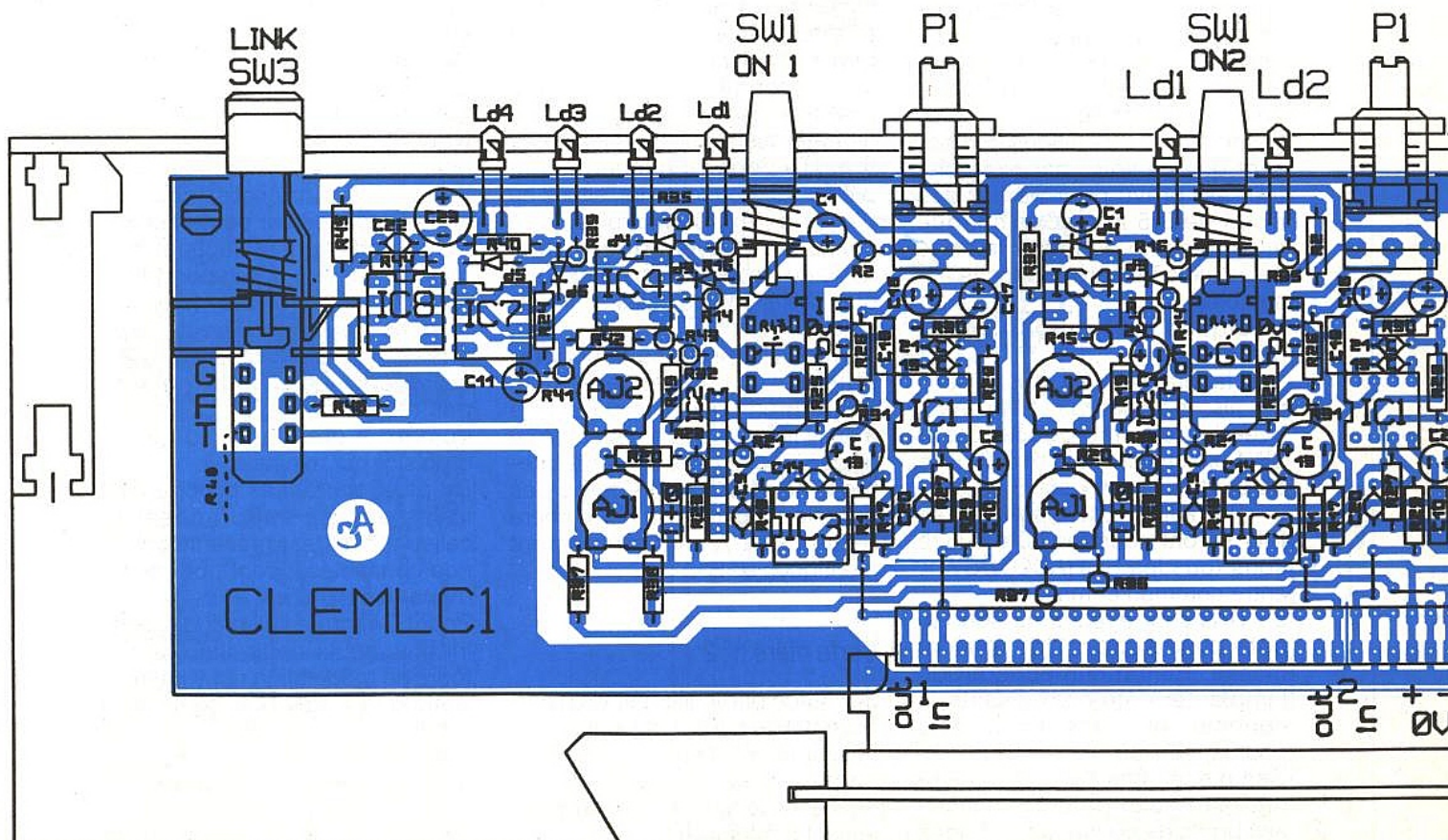
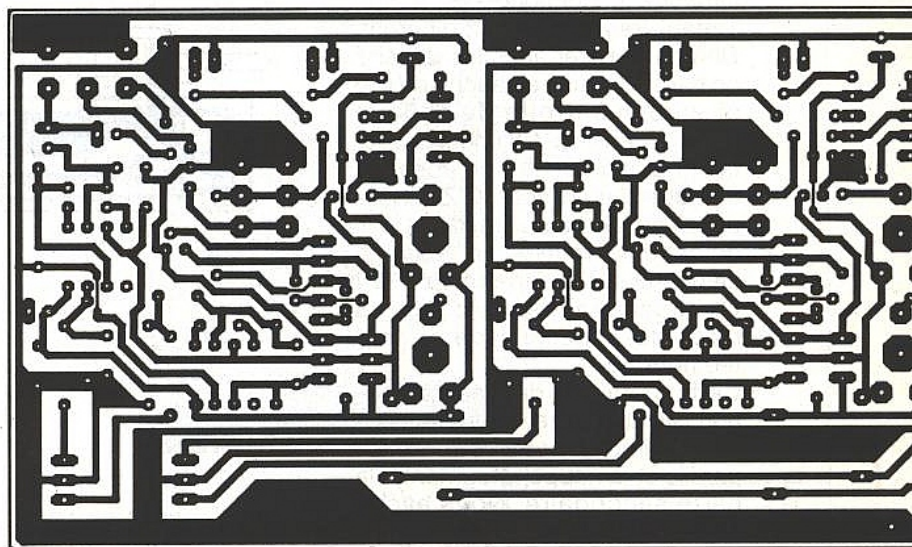
Figure 7

Pour la voie 2, c'est une paire blindée qui – passant sous la carte mère – effectue les liaisons X,Y. Attention au sens !

On constate donc que nous avons utilisé les broches 1 et 2 des tranches mono, jadis marquées «free». Sur cette carte mère n° 2, les plots des slots 1 et 2 ne sont donc plus sur bus, mais indépendants, câblés pour les voies 1 et 2 et pontés pour les tranches 3, 4 et 5.

Ainsi, si on engage une tranche mono non modifiée sur quelque slot micro que ce soit, tout reste conforme, mais les L/C 1 et 2 de LC4 ne sont plus actifs. Si on modifie les deux tranches mono 1 et 2 comme indiqué au bas de la figure, cette fois les L/C sont en insert automatiquement. Alors se pose un double problème :

1 - Si seules les tranches 1 et 2 sont modifiées, en cas de panne de l'une d'entre elles, les



tranches non modifiées ne pourront pas les remplacer au pied levé. Donc il est conseillé de modifier plusieurs (voire toutes) les tranches mono, la fermeture de ligne étant assurée par le bouclage 1/2 des slots supérieurs à 2.

2 - Mais en cas de panne cette fois des sections 1 et 2 de LC4, ce sont les deux tranches 1 et 2 qui se trouvent bloquées par ouverture de ligne. De plus, pour faire fonctionner une tranche «sur

table» il faut assurer le bouclage 1/2. C'est pourquoi nous proposons d'ajouter sur chaque tranche mono un inverseur miniature (Secme ou équivalent) qui ouvre la ligne aux inserts de LC4 ou boucle 1 et 2 en évitant tout retour de LC4.

Ainsi, pour quelques francs par tranche on s'assure une totale compatibilité et une maintenance aisée sur le terrain. Il faudra que

ceux qui souhaitent étendre le nombre de tranches mono tiennent compte de ces observations. Une double rangée de pastilles permet une triple solution pour lier les bus des deux cartes mères : par jumper (voir photos), par straps (attention aux courts-circuits), ou par nappe. Les 32 lignes sont transférées bien que 1 et 2 ne soient pas utiles ici. La figure 10 donne d'autres éléments : le câblage des jacks I/O

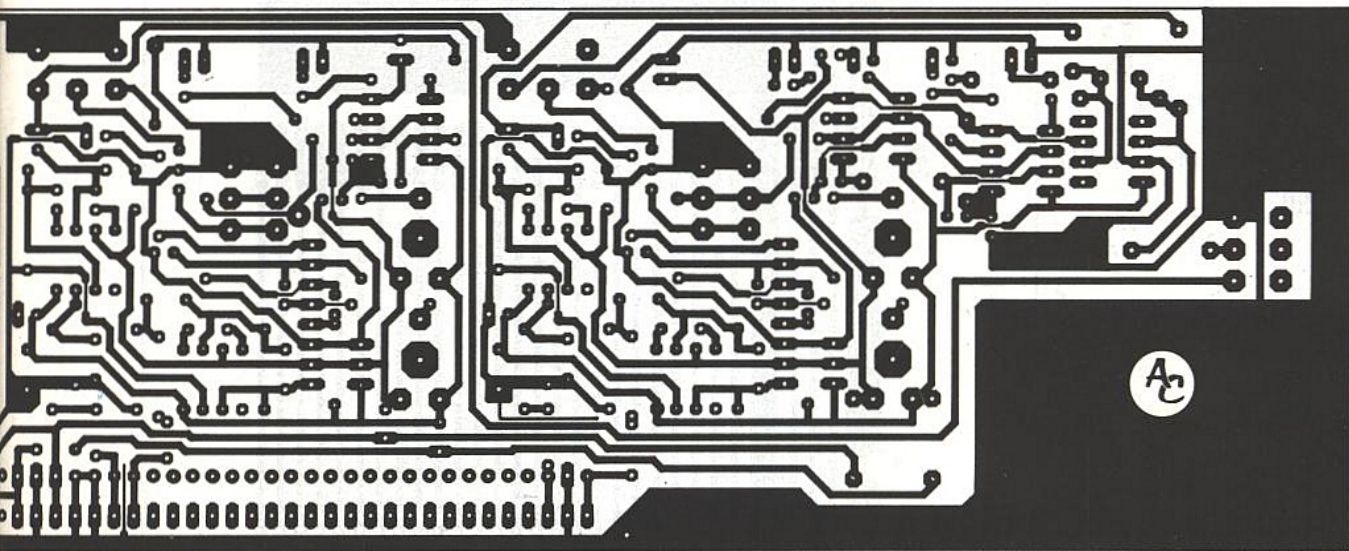
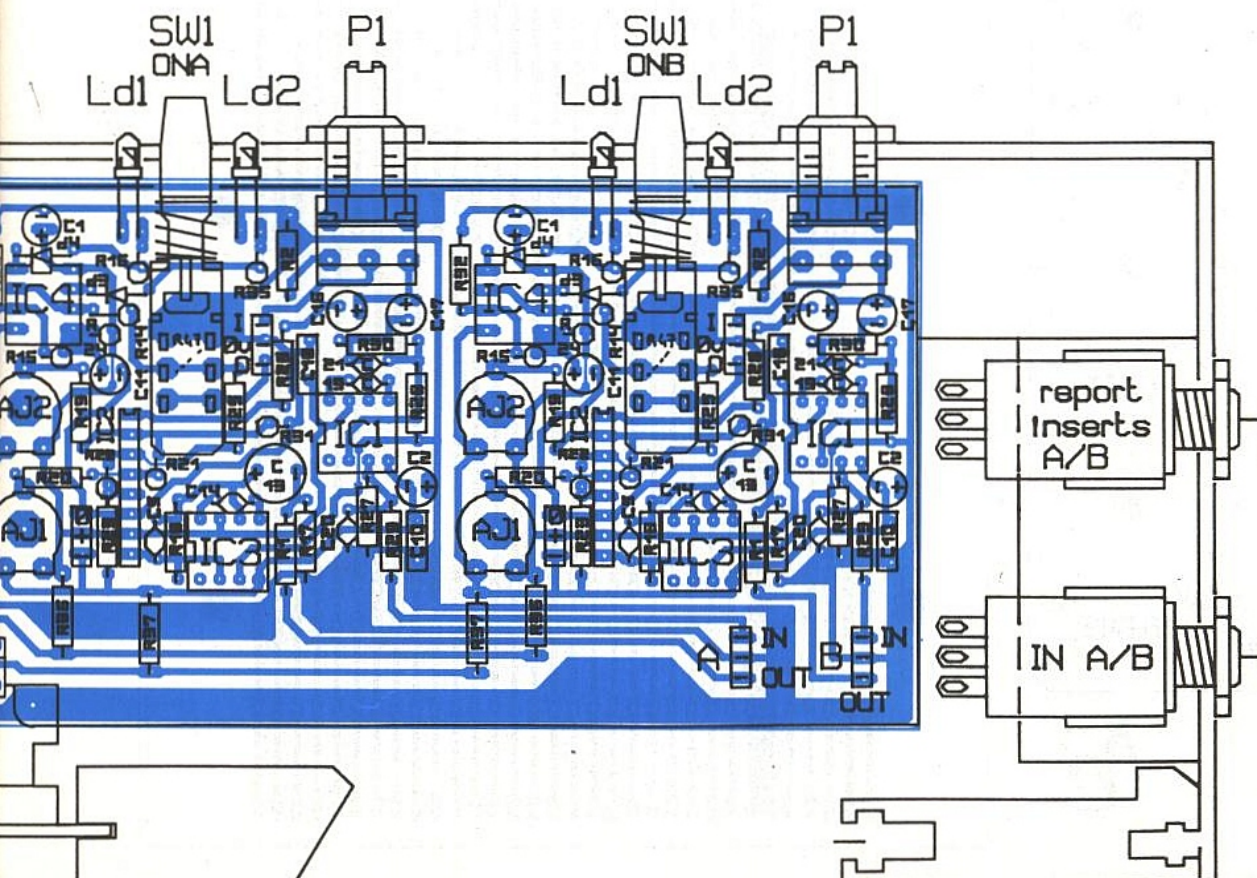
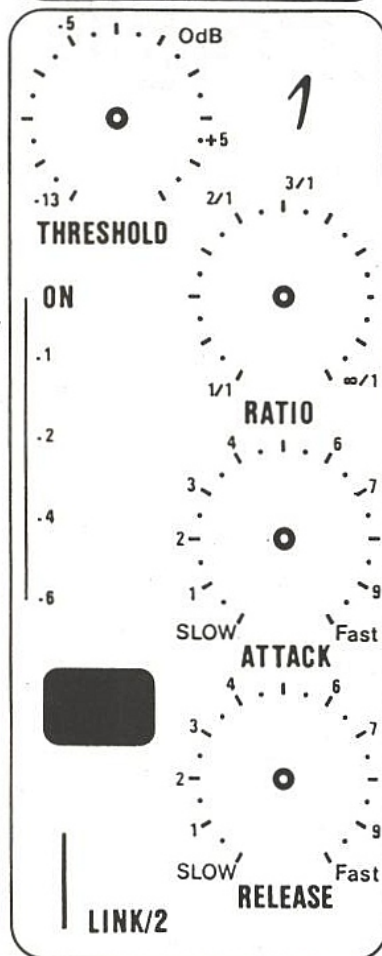
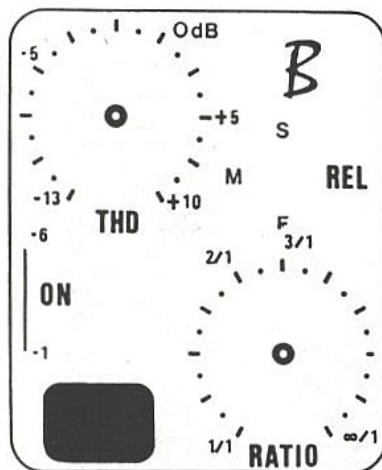


Figure 6a

Figure 6b



Clement



AC

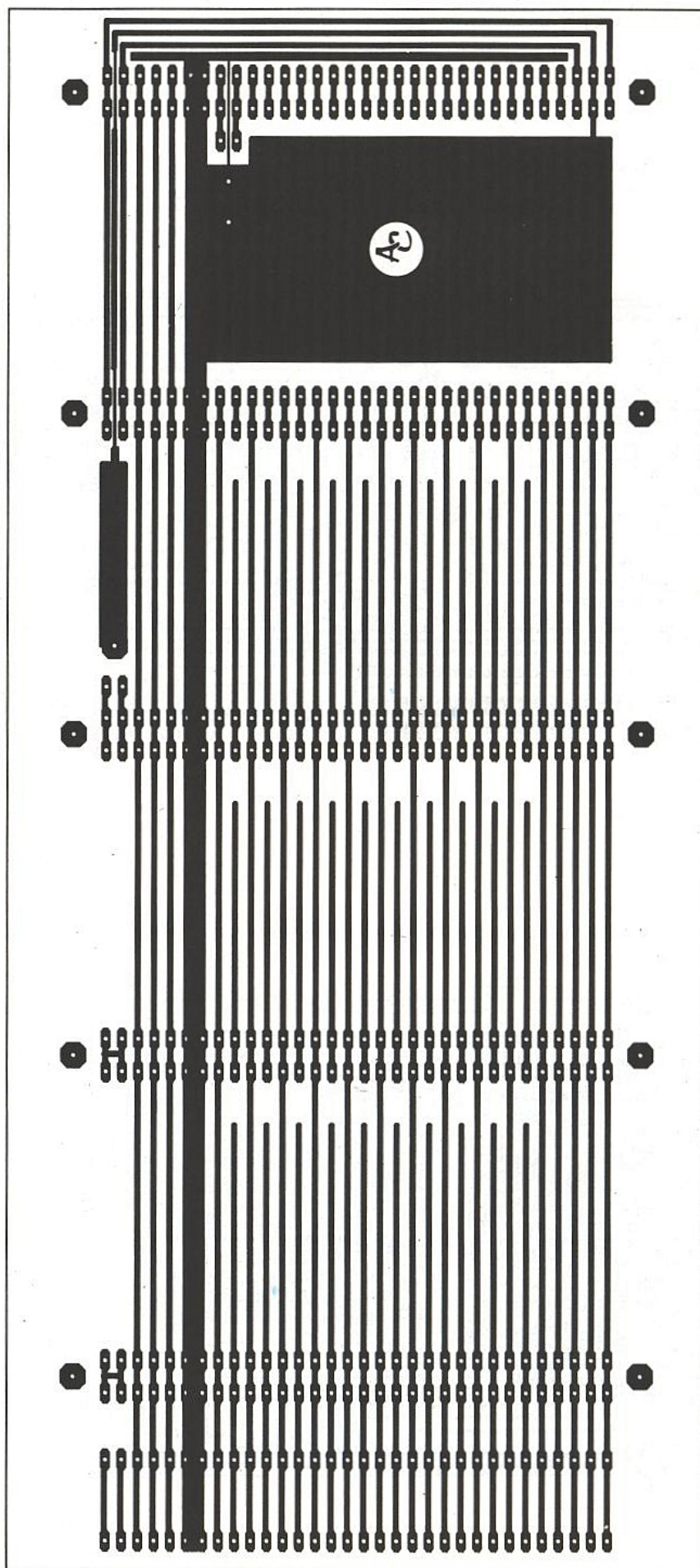


Figure 8

Figure 9a

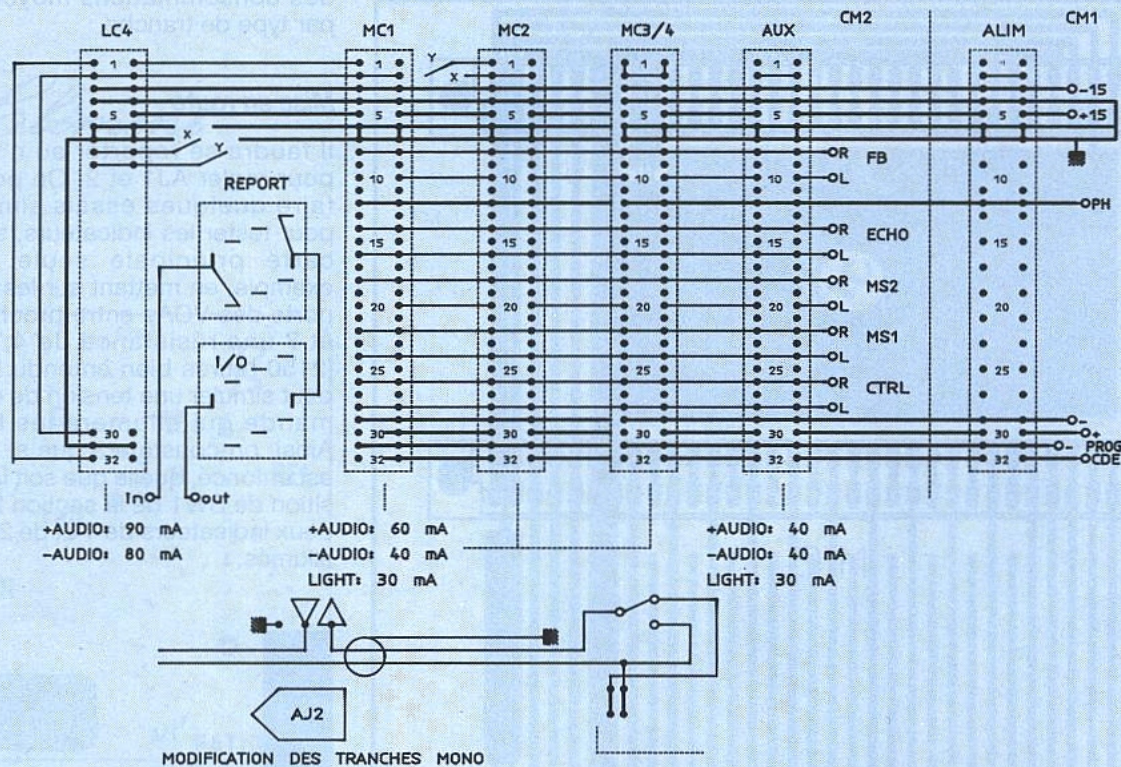


Figure 10

Nomenclature CL4

Résistances

R1 : 10 Ω
 R2 : 1,8 k Ω
 R3 : 33 k Ω
 R4 : 470 k Ω
 R5 : 10 M Ω
 R6 : 18 Ω
 R7 : 10 M Ω
 R8 : 1,5 M Ω
 R9 : 180 k Ω
 R10 : 1 k Ω
 R11 : 180 k Ω
 R12 : 47 Ω
 R13 : 47 k Ω
 R14 : 6,8 k Ω
 R15 : 1,2 k Ω
 R16 : 2,2 k Ω
 R17 : 10 k Ω
 R18 : 22 k Ω
 R19 : 10 k Ω
 R20 : 68 k Ω
 R21 : 18 Ω
 R22 : 10 k Ω
 R23 : 3,9 k Ω
 R24 : 680 k Ω
 R25 : 10 Ω
 R26 : 22 k Ω
 R27 : 10 k Ω
 R28 : 10 k Ω
 R29 : 10 k Ω

R30 : 10 k Ω
 R31 : 18 Ω
 R32 : 270 Ω
 R33 : 4,7 k Ω
 R34 : 47 Ω
 R35 : 2,2 k Ω
 R36 : 22 Ω
 R37 : 22 Ω
 R38 : 4,7 k Ω
 R39 : 2,2 k Ω
 R40 : 2,2 k Ω
 R41 : 390 Ω
 R42 : 390 Ω
 R43 : 390 Ω
 R44 : 10 k Ω
 R45 : 10 k Ω
 R46 : 10 k Ω
 R47 : 27 Ω
 R48 : 100 Ω

Condensateurs

C1 : 22 μ F
 C2 : 22 μ F
 C3 : 22 μ F
 C4 : 2,2 μ F
 C5 : 10 μ F
 C6 : 22 μ F
 C7 : 22 μ F
 C8 : 220 μ F
 C9 : 0,1 μ F
 C10 : 0,1 μ F

C11 : 22 μ F
 C12 : 0,1 μ F
 C13 : 100 μ F
 C14 : 22 pF
 C15 : 22 pF
 C16 : 22 μ F
 C17 : 22 μ F
 C18 : 0,1 μ F
 C19 : 22 pF
 C20 : 22 pF
 C21 : 22 pF
 C22 : 22 pF
 C23 : 22 μ F

Semiconducteurs

IC1 : NE5534
 IC2 : dbx 2150
 IC3 : NE5534
 IC4 : TL072
 IC5 : dbx 2252
 IC6 : TL072
 IC7 : TL072
 IC8 : TL071
 D1 à D6 : 1N4148
 LD1 : LED 3 mm verte
 LD2 à 4 : LED 3 mm rouge

Potentiomètres et ajustables

P1 : 22 k Ω A P11
 P2 : 47 k Ω A P11

P3 : 10 k Ω A P11
 P4 : 10 k Ω A P11
 AJ1 = AJ2 = 47 k Ω PIHER

Divers

SW1 : SCHADOW 2 INV + bouton conique
 SW2 : Inter mini 3 positions tenues
 SW3 : SCHADOW 2 INV + bouton FA
 Connecteur 41612 AC 64 mâle
 4 jacks stéréos châssis avec coupures, isolés.
 10 boutons pour P11
 Supports IC et barrette.

TYPE IEC	Ref. DURACELL	Ref. VARTA	TENSION	CAPACITE	PRIX APPROX.
6MR61	MN1604	6F22	9 V	550 mAh	27,00 F
EL12	MN21	V23GA	12 V	33 mAh	18,00 F
10F15	MN154	V74PX	15 V	22 mAh	38,00 F
15F20	MN122	V72PX	22,5 V	65 mAh	50,00 F

Figure 1

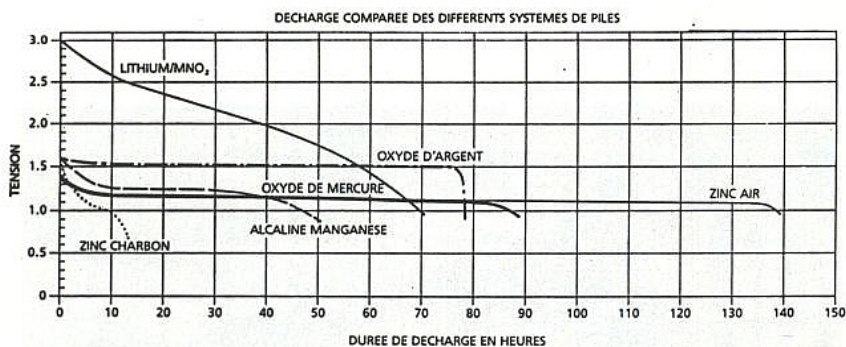
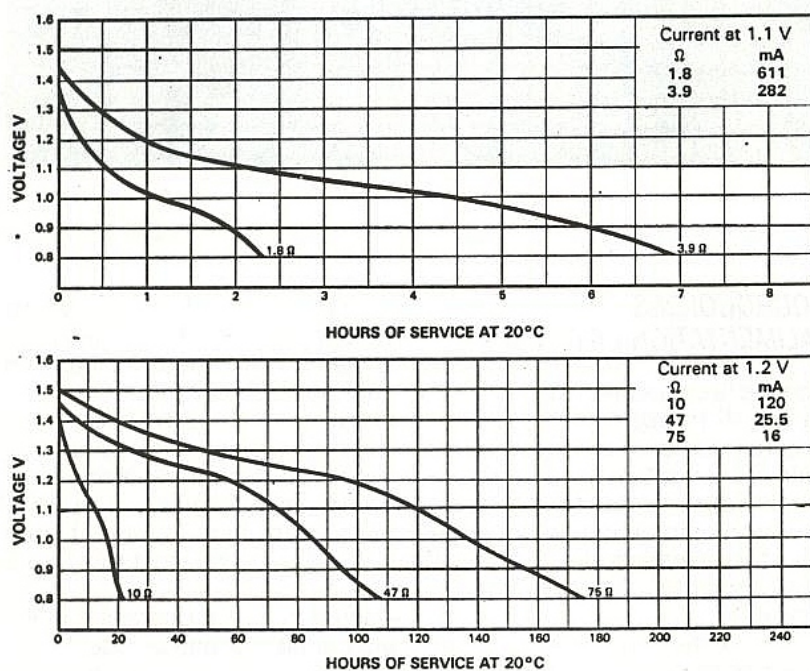


Figure 2



Figures 3a et 3b

TYPE IEC	DIMENSIONS	CAPACITE (ALK)	CAPACITE (NiCad)
LR20	34 X 61 mm	18 Ah	1,2 à 4,5 Ah
LR14	26 X 50 mm	7,75 Ah	1,2 à 2 Ah
LR6	14 X 50 mm	2,5 Ah	0,5 à 0,6 Ah
LR03	10 X 44 mm	1,175 Ah	0,18 à 0,2 Ah
LR1	12 X 30 mm	0,825 Ah	0,15 Ah
6LR61 (9V)	26 X 48 X 17 mm	0,550 Ah	0,08 à 0,1 Ah

Figure 4

kage exceptionnelle, excellente tenue à basse température, faible poids spécifique, etc.

Un autre point particulièrement important à prendre en considération est l'évolution de la tension fournie par une pile en fonction de son degré d'usure : la **figure 2** permet de comparer les comportements en décharge des piles réalisées selon les technologies les plus usuelles.

A part les couples zinc-air et ceux à base d'oxydes d'argent ou de mercure, une partie non négligeable de la capacité est restituée sous une tension très inférieure à sa valeur nominale.

Pour un élément de 1,5 V nominal (1,56 V à vide pour une pile alcaline neuve), la tension en décharge tombe très tôt à 1,3 V tandis que le seuil d'épuisement communément retenu est de 0,8 V.

Pour prendre un exemple concret, la **figure 3** reproduit les courbes de décharge typiques d'un élément MN1500 DURACELL (LR6) : on constate que la tension délivrée ne se maintient guère au dessus de 1,2 V que pendant la moitié de la vie utile de la pile sous un faible courant, et pendant moins d'un quart de celle-ci lorsque la sollicitation est plus forte.

1,2 V est d'ailleurs la tension nominale en décharge des éléments rechargeables au cadmium-nickel (NiCad), que l'on substitue aux piles «jetables» dans de nombreuses applications.

Si le circuit alimenté n'est pas capable de fonctionner correctement sous une tension inférieure de 20 à 25% à sa valeur nominale, alors l'utilisateur se trouve amené à jeter des piles qui ne sont chimiquement usées qu'à peine à moitié : c'est très fâcheux aussi bien d'un point de vue économique qu'écologique, et fort pénalisant sur le plan de l'autonomie.

Certains types de convertisseurs DC/DC (à découpage ou à pompe de charge) sont capables d'extraire les derniers mAh d'une pile ou d'un accu car ils fonctionnent en éleveurs de tension régulés. Il est ainsi parfaitement possible d'alimenter un circuit sous 5 V à partir d'un seul élément 1,5 V, par exemple du type LR6 : le gain de place est évident par rapport aux quatre éléments de ce type nécessaires pour obtenir 6 V, ou même par rapport à une pile 9 V dont le contenu énergétique n'est guère supérieur. Mais, naturellement, la mise en

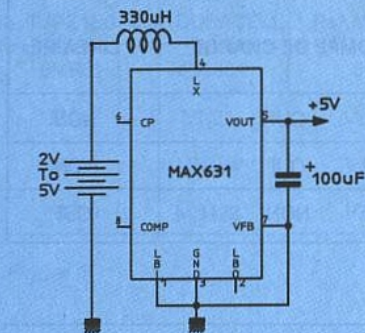


Figure 7b

quel point leur schéma d'application de base est simple, tout en permettant de produire jusqu'à 40 mA sous 5 V à partir de deux éléments 1,5 V.

En compliquant légèrement le montage, on peut agir sur la tension de sortie (figure 8) ou utiliser l'avertisseur de batterie faible accessible par les broches LBI (entrée) et LBO (sortie).

La sortie CP (Charge Pump) permet, pour sa part, de produire

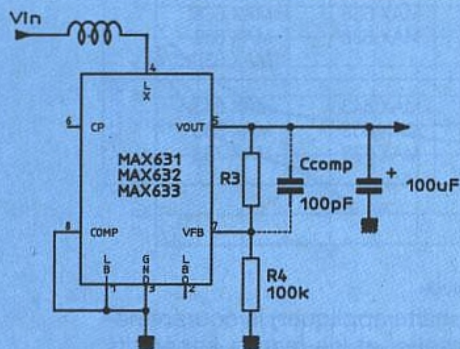


Figure 8

une tension négative auxiliaire, en plus de la tension positive principale (figure 9).

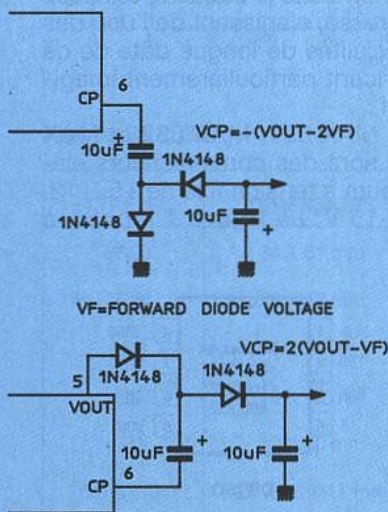


Figure 9

Le MAX 634, lui, est plus spécialement conçu pour la réalisation d'inverseurs de polarité ajustables jusqu'à -20 V avec une simple self, ou beaucoup plus avec un transformateur. La figure 10 prend l'exemple d'un convertisseur +5 V à -5 V, mais le MAX



Figure 10a.

634 peut accepter des tensions d'entrée comprises entre +3 et +16,5 V. Là encore, un indicateur de batterie basse est accessible par les broches LBR (entrée) et LBO (sortie).

Lorsque l'on souhaite obtenir des tensions négatives de valeurs standards, il est plus simple de recourir aux inverseurs à tension fixe MAX 635 (-5 V), MAX 636 (-12 V), ou MAX 637 (-15 V).

Le schéma de la figure 11 peut fournir, sous -15 V, 2 mA à partir de +3 V, 8 mA à partir de +5 V, et 25 mA à partir de +9 V.

Avec un MAX 635, on pourra obtenir -5 V sous 5 à 50 mA selon que la tension d'entrée variera entre +3 et +15 V.

Comme dans le cas des MAX 631 à MAX 633, on peut ajouter un pont diviseur externe pour ajuster la tension de sortie, ou utiliser l'indicateur de batterie faible incorporé.

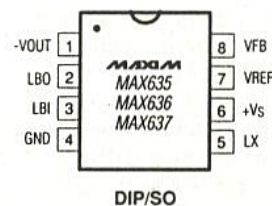


Figure 11a

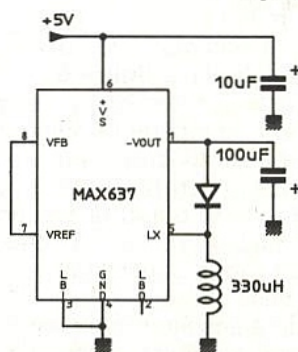


Figure 11b

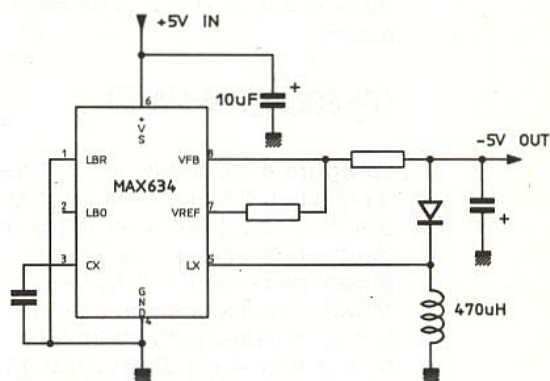


Figure 10b

Avec le MAX 638, nous abordons la question des abaisseurs de tension. Le schéma de la figure 12 permet, par exemple, de prélever 35 à 55 mA de +5 V sur une pile 9 V, selon son degré d'usure. Le rendement peut atteindre 92%, chiffre infiniment supérieur à celui d'un régulateur linéaire placé dans les mêmes conditions.

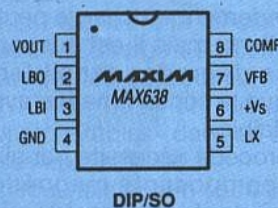


Figure 12a

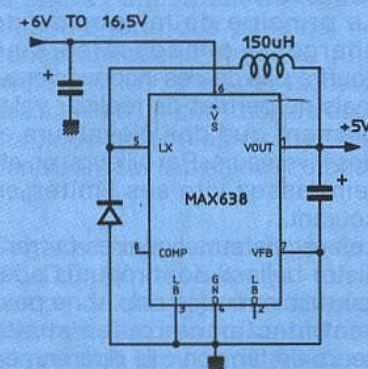


Figure 12b

Là encore, on peut substituer un pont diviseur externe à la référence pré-réglée en usine pour ajuster la tension de sortie, et un comparateur de tension de batterie est toujours disponible.

Tout comme les MAX 631 à MAX 633, les MAX 641 à MAX 643 sont des éleveurs à tension fixe de

Dans le cas, par exemple, d'un programmeur de mémoires «flash» alimenté en +5 V seulement, on pourra se servir de cette broche pour commander l'application de la tension de programmation de +12 V.

Les convertisseurs à Pompe de charge

La conversion de tension par pompe de charge est un principe bien connu, et d'ailleurs déjà utilisé par MAXIM dans le MAX732, circuit d'interface RS232 se contentant d'une simple alimentation de +5 V. La figure 17 rap-

660 est une pompe de charge assez universelle, puisque susceptible d'être configurée indifféremment en inverseur de polarité ou en doubleur de tension positive. La tension de sortie n'est cependant pas régulée, et suit les éventuelles variations de celle d'entrée, laquelle peut se situer entre +1,5 V et +5,5 V.

Les schémas proposés permettent d'obtenir des courants de sortie de 100 mA avec un rendement de l'ordre de 90%, et ne nécessitent que deux condensateurs dont la valeur reste raisonnable.

Les MAX 680 et MAX 681 sont à la fois des doubleurs et des inver-

contre 10 ou 45 kHz (fréquences commutables) pour le MAX 660.

Les régulateurs linéaires

Situés un peu à part des convertisseurs à découpage et à pompe de charge, les régulateurs linéaires MAXIM se caractérisent par un courant de repos extrême-

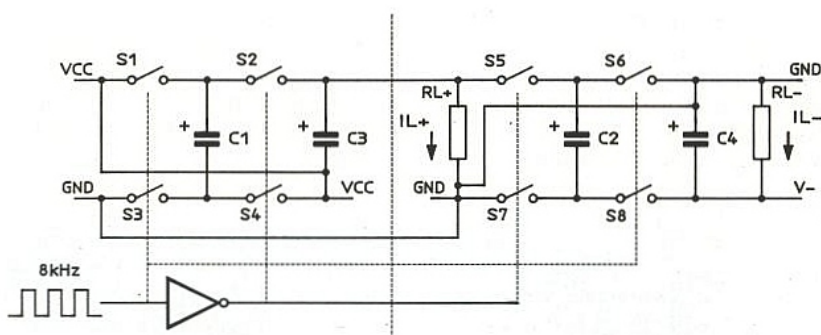


Figure 17

pelle que ce genre de circuit fonctionne par commutation de condensateurs qui, d'abord chargés à partir de la tension d'entrée, sont ensuite déchargés en série.

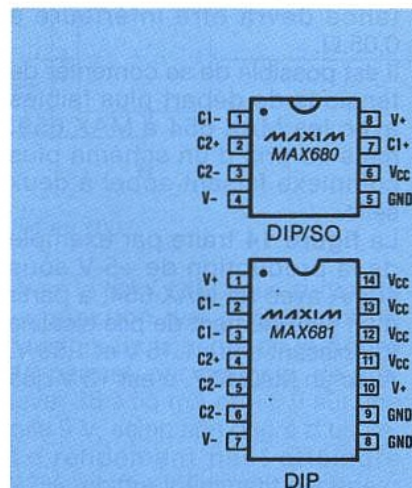
Il est possible de réaliser de la sorte aussi bien des élévateurs que des inverseurs de tension, ou une combinaison des deux, sans selfs et donc sans risque notable d'interférences HF.

Le courant disponible en sortie est fixé par la valeur des condensateurs, la fréquence de commutation, et la résistance interne des commutateurs (transistors MOS). La figure 18 montre que le MAX

seurs de tension, capables par exemple de produire +10 et -10 V à partir d'un +5 V, ou +6 et -6 V à partir d'une pile au lithium de 3 V, cela avec un rendement d'environ 85%.

Les schémas de la figure 19 permettent de délivrer jusqu'à 10 mA avec quatre condensateurs de 4,7 μ F (MAX 680) ou sans aucun condensateur externe (MAX 681). Le MAX 680 peut recevoir des condensateurs de 1 à 100 μ F, tandis que le MAX 681 contient ses propres condensateurs de 1 μ F.

Dans les deux cas, l'oscillateur incorporé fonctionne à 8 kHz,



Figures 19a et 19b

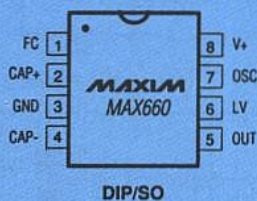
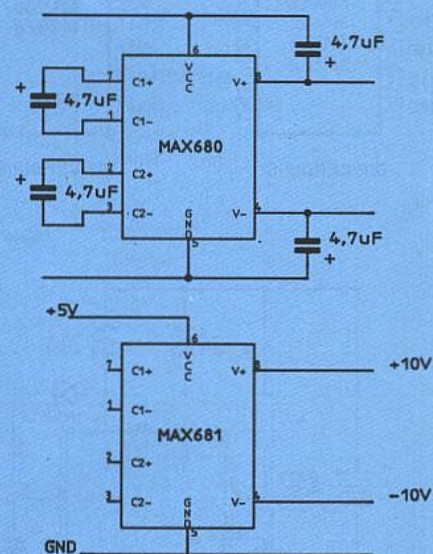


Figure 18a

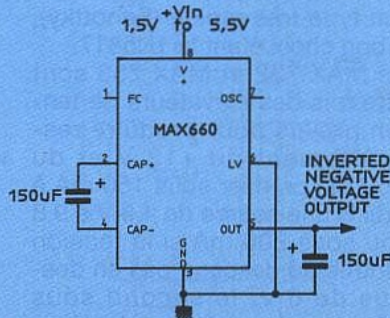


Figure 18b

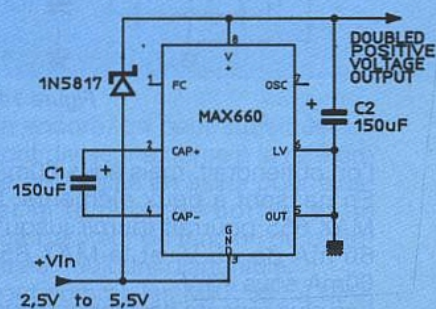


Figure 18c

ment faible : moins de 12 μA pour les MAX 663 à MAX 666, et moins de 20 μA pour le MAX 667.

Compte tenu du très faible différentiel entrée-sortie nécessaire à leur fonctionnement (de l'ordre de 150 mV), leur rendement énergétique peut, dans certaines applications, surpasser celui des convertisseurs à découpage ou à pompe de charge.

Il s'agit de régulateurs préréglés à +5V (MAX 663, MAX 666, et MAX 667) ou à -5 V (MAX 664), mais l'adjonction de résistances externes permet de les rendre ajustables entre 1,3 et 16 V, leur tension d'entrée devant se situer entre 2 et 16,5 V (3,5 V minimum pour le MAX 667).

La **figure 20** montre la simplicité d'utilisation des MAX 663 à MAX 666, qui peuvent délivrer jusqu'à 40 mA.

Monté selon la **figure 21**, le MAX 667 peut pour sa part débiter jusqu'à 250 mA.

QUELQUES EXEMPLES D'APPLICATIONS SPÉCIALES

L'utilisation de tous ces circuits intégrés selon leur schéma d'application typique est presque toujours extrêmement simple, bien que beaucoup de soin doive parfois être apporté au choix des composants périphériques et au tracé du circuit imprimé.

Mais des problèmes plus complexes ou particuliers peuvent aussi être résolus élégamment en associant plusieurs des composants que nous venons de présenter.

Dans certains cas spécifiques, on obtiendra de cette façon des performances supérieures à celle du circuit intégré unique dont l'usage semblerait s'imposer de prime abord : meilleure stabilité de tension, autonomie accrue, réduction des interférences HF, utilisation de piles plus économiques ou moins encombrantes, etc.

Le montage de la **figure 22**, par exemple, permet d'obtenir 40 mA sous +5 V régulés pendant douze heures à partir d'une pile au lithium de 3 V / 1,3 Ah DL123A (DURACELL).

Pour ce faire, une pompe de charge MAX 660 montée en doubleur de tension précède un régulateur linéaire MAX 667. Le schéma reste très simple, et ne fait appel à aucune self.

A la **figure 23**, deux convertisseurs à découpage sont associés

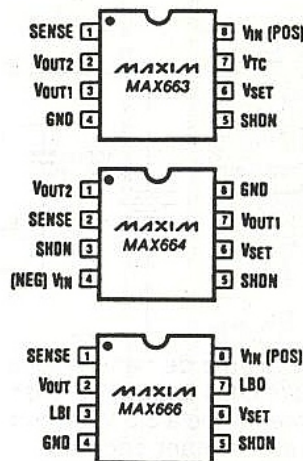


Figure 20a

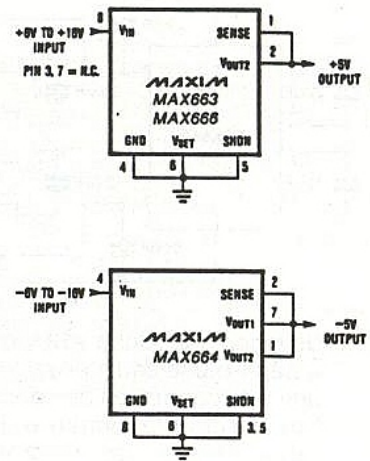
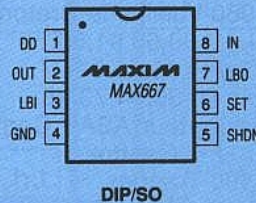


Figure 20b



DIP/SO

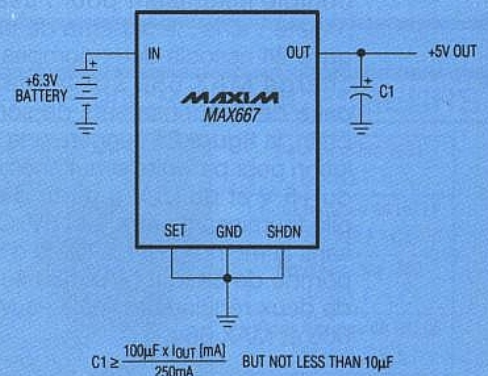


Figure 21

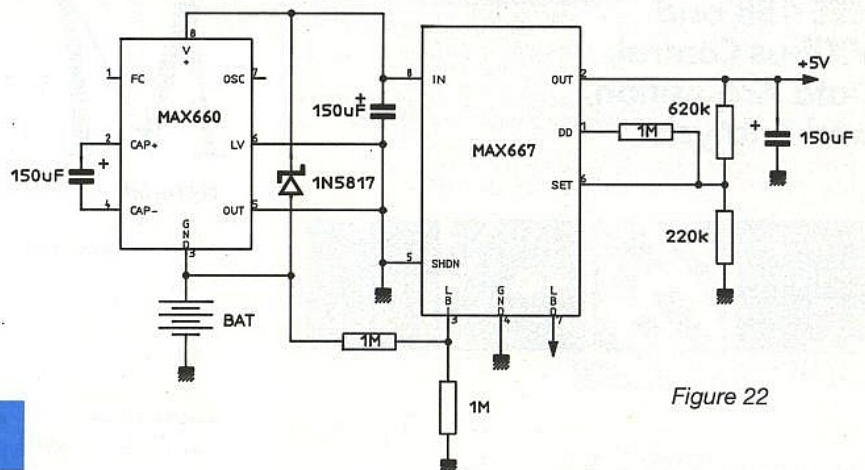


Figure 22

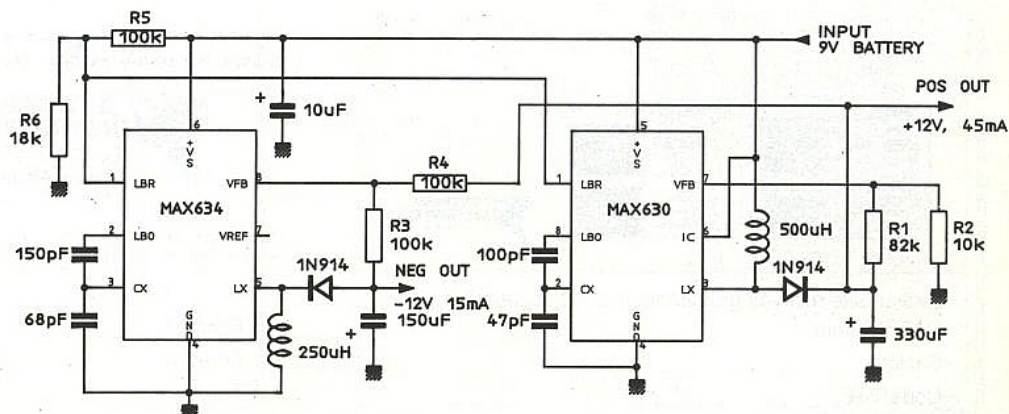


Figure 23

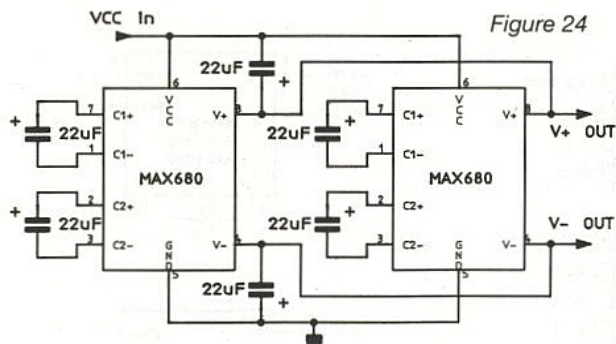


Figure 24

de façon à produire +12 V et -12 V à partir d'une seule pile 9 V. Mais une interconnexion des deux parties garantit la symétrie de ces deux tensions par rapport à la masse.

Dans certains cas, la mise en parallèle de deux circuits identiques permet de doubler un courant disponible insuffisant pour l'usage projeté : ainsi, le schéma de la **figure 24** associe deux pompes de charge MAX 680 sur la même paire de condensateurs de sortie. Enfin, la **figure 25** suggère une solution pour produire simultanément du +5 V et du -5 V à partir d'une pile fournissant entre 3 et 6V. Cela sans la moindre self, à l'aide d'une pompe de charge MAX 680 suivie de deux régulateurs linéaires MAX 666 et MAX 664.

Une alarme de batterie faible est déclenchée lorsque la tension de la pile tombe à 3,5 V, les tensions de sortie étant encore parfaitement stables, mais plus pour longtemps...

Patrick GUEULLE

MAXIM FRANCE
150, avenue Joseph Kessel
78960 Voisins-le-Bretonneux
Tél. (1) 30.60.91.60.
N° vert : 05.05.04.27.
Fax : (1) 30.64.73.48
Distributeur ASAP Composants
3, rue F. Geoffre
78190 Trappes
Tél. (1) 30.12.20.20
Fax (1) 30.57.17.19

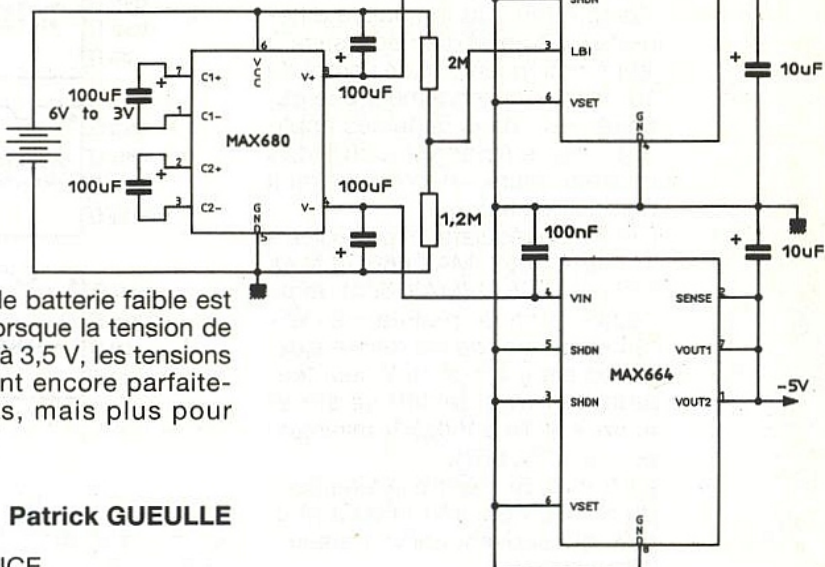


Figure 25

IEEE 488 and VXIbus Control, Data Acquisition, and Analysis

1993



Mesure et Instrumentation

Matériel

- ▶ Interfaces IEEE 488.2
- ▶ Cartes d'Entrées/Sorties
- ▶ Contrôleurs VXI
- ▶ Cartes DSP
- ▶ Produits GPIB d'appoint
- ▶ Conditionnement du Signal SCXI

Logiciel

- ▶ NOUVEAU! LabVIEW® pour Windows
- ▶ NOUVEAU! LabVIEW pour Sun
- ▶ LabVIEW pour Macintosh
- ▶ LabWindows® pour DOS

Acquisition de Données
RS-232
cartes d'E/S enrichissables
GPIB
VXI

Analyse de Données
DSP
statistiques
lissage de courbes
opérations sur tableaux

Présentation de
Données
faces-avant graphiques
recopies d'écran
formatage des E/S

Pour recevoir notre catalogue gratuit, il vous suffit de nous renvoyer le coupon-réponse ci-joint, par courrier ou par télécopie: (1) 48 65 19 07; ou appelez le: (1) 48 65 33 70



**NATIONAL
INSTRUMENTS®**
The Software is the Instrument®

Centre d'Affaires Paris-Nord
BP 217 - 93153 Le Blanc Mesnil

**CATALOGUE
GRATUIT**

© Copyright 1992 National Instruments Corporation. Tous droits réservés. Les noms de produits et de sociétés cités sont des marques déposées par leurs propriétaires respectifs.

Je souhaite recevoir gratuitement le catalogue 93.

Nom/Prénom _____

Société _____

Code/Ville _____

Fonction _____

Adresse _____

Tél. _____

Fax _____

J'ai déjà reçu de la documentation de la part de National Instruments oui ☐ non ☐

ERP 1/93

Dans le précédent numéro, nous vous avons présenté l'ensemble des possibilités du système et la réalisation de trois modules sur les six nécessaires à l'équipement complet d'une pièce (la télécommande, le capteur infrarouge, le module de distribution de la sonorisation). Nous vous invitons à reprendre le synoptique déjà publié pour situer les trois modules restant à découvrir dans cette seconde et dernière partie : RCD, P123V et INTER.



ge des ordres et l'amplification stéréo. Son schéma est réparti sur les figures 1a à 1e.



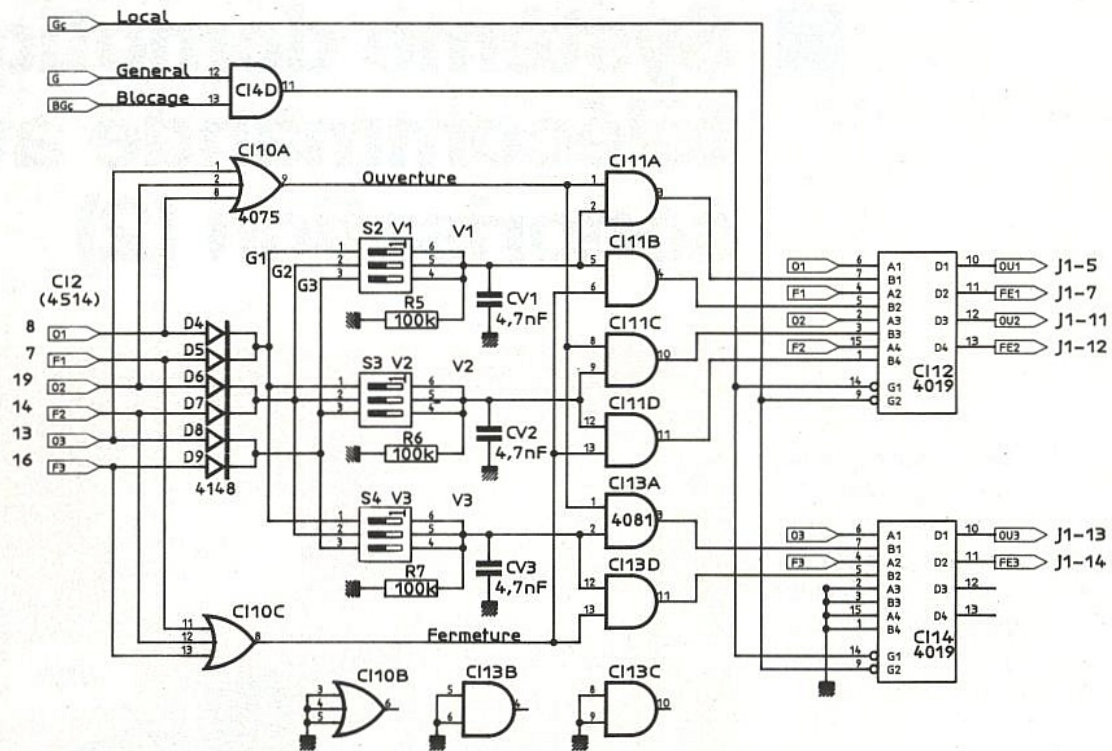


Figure 1b

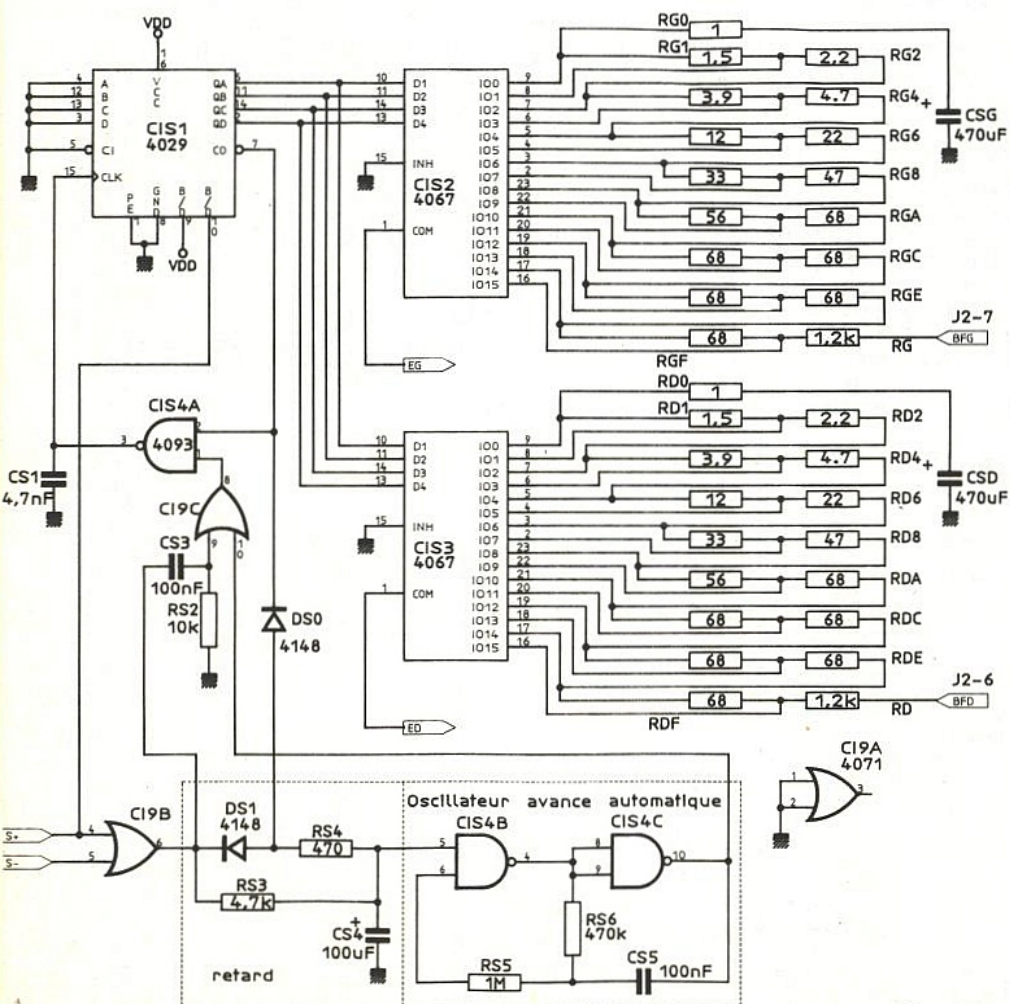
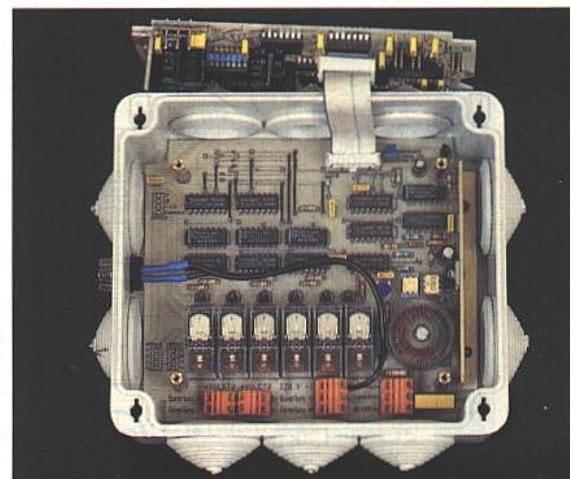
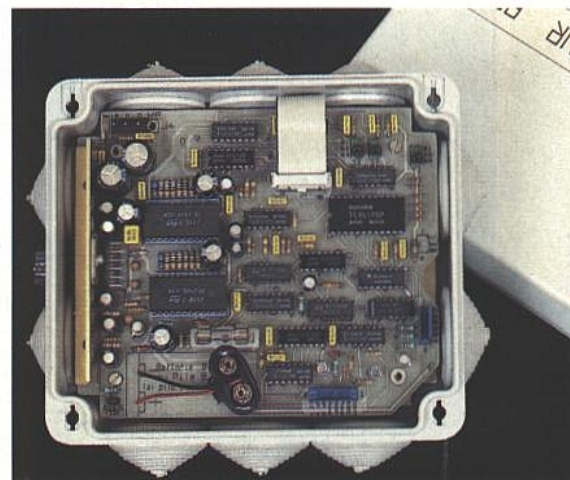


Figure 1c



Pour ampli mono :

- supprimer CED et CA5
- RED = REG = 33k
- placer strap Mono

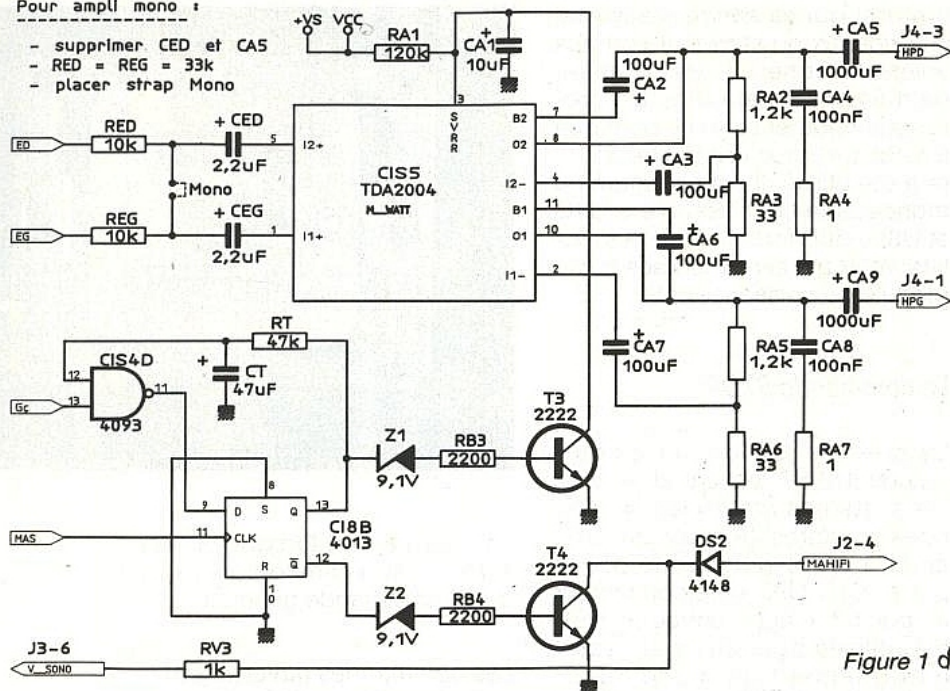
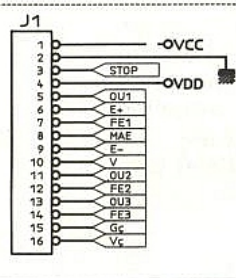
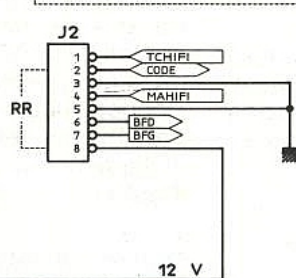


Figure 1 d

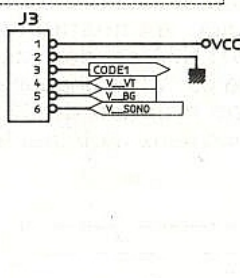
Liaison entre cartes



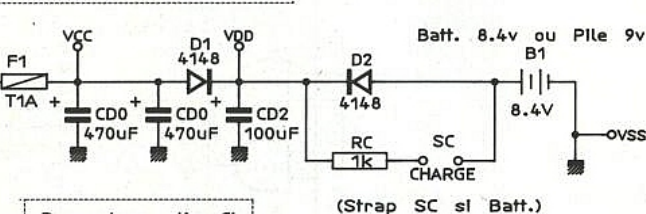
Liaison entre boîtiers



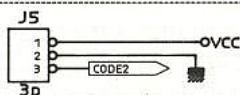
Liaison capteur IR



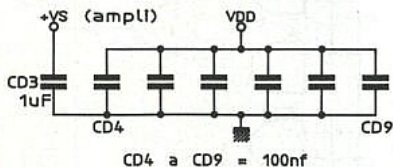
Alimentation + sauvegarde



Capteur supplémentaire

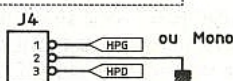


Découplage alim CI



CD4 à CD9 = 100nF

Haut-parleur(s)



destination de la chaîne Hi-Fi (voir le module DSONO). En l'absence d'impulsions, le transistor T1 est bloqué ce qui permet de connecter tous les modules RCD en parallèle sur la ligne TCHIFI («OU» câblé).

Ces mêmes impulsions arrivent sur l'entrée IN de notre décodeur 45027 (U1-9) par l'intermédiaire de U3B. U1 doit être «calé» sur son associé, le 45026, que nous avons installé dans les télécommandes. Ceci à deux niveaux : même adresse codée sur A1 à A5 (la valeur 0 a été retenue pour limiter la consommation des télécommandes) et correspondance des composants additionnels dont les limites et le calcul sont indiqués par le constructeur : $R1 \geq 10 \text{ k}\Omega$; $C1 \geq 400 \text{ pF}$; $R2 \geq 100 \text{ k}\Omega$; $C2 \geq 700 \text{ pF}$ et : réception (45027) / émission (45026) ;

$$R1 \times C1 = 3,95 \times \text{RTC} \times C2 ;$$

$$R2 \times C2 = 77 \times \text{RTC} \times C2.$$

Les valeurs retenues, après quelques approximations que tolère très bien le 45027, sont du domaine courant (voir schéma). La sortie VT (Valid Transmission) de U1 passe à «1» dès que deux mots (adresse + donnée) identiques et valides (champ adresses = valeur codée sur A1 à A5) sont reçus sur l'entrée IN.

Au même instant les 4 bits du champ données reçus sont transférés et mémorisés sur les sorties D6 à D9. Ce code binaire de la touche qui a envoyé l'ordre est décodé par U2 (4514).

Le signal VT de U1 commande, au travers de l'inverseur U5B, le voyant rouge prévu sur le module CIR pour visualiser la réception d'un ordre. La sortie de U5B active aussi U2 (voir tableau 1). L'im-

Figure 1e

Décodage

Commençons par la partie indispensable (figure 1a), c'est-à-dire le décodage de l'ensemble des ordres et la génération des signaux correspondants.

Les impulsions, du code correspondant à un ordre, arrivent sur CODE1 (connecteur J3-3) en provenance du module CIR ou sur CODE2 (J5-3) en provenance soit d'un module INTER (voir plus loin), soit d'un autre capteur CIR.

Le strap S1 permet de fixer l'entrée CODE2 à zéro dans le cas où elle n'est pas utilisée (pas d'intervallateur fixe, pas de capteur supplémentaire) ; il sera remplacé par une résistance de 100 k Ω dans le cas contraire.

Les impulsions reçues sur CODE1 ou CODE2 sont envoyées systématiquement sur la ligne TCHIFI du bus (J2-1), prévue pour collecter les commandes à

INH	D4	D3	D2	D1	Sortie à 1
0	0	0	0	0	S 0
0	0	0	0	1	S 1
0	0	0	1	0	S 2
0	0	0	1	1	S 3
0	0	1	0	0	S 4
0	0	1	0	1	S 5
0	0	1	1	0	S 6
0	0	1	1	1	S 7
0	1	0	0	0	S 8
0	1	0	0	1	S 9
0	1	0	1	0	S 10
0	1	0	1	1	S 11
0	1	1	0	0	S 12
0	1	1	0	1	S 13
0	1	1	1	0	S 14
0	1	1	1	1	S 15
1	X	X	X	X	S0...S15 = 0

Tableau 1

pulsion VT est donc recopiée sur la sortie (S0 à S15) de U2 dont le numéro est codée sur D1 à D4. Sur la figure 1a les sorties de U2 ont reçu le même nom que la touche correspondante de la télécommande.

La commande G (Générale)

Rappelons que cette commande est prévue pour indiquer au système que l'ordre domotique qui va suivre est destiné à toutes les pièces. Il faut donc mémoriser cette demande. Ceci est fait par le monostable réarmable U6A qui va maintenir à «1» sa sortie Q grâce à des réarmements répétés sur l'entrée +T provoqués par les fronts montants des impulsions des commandes (via U3A, U3B, U4B) tant que la durée entre deux impulsions reste inférieure aux 47 ms du créneau de U6A.

D'un point de vue pratique, sur la télécommande, il faut maintenir la touche G et enfoncer une autre touche (automatiquement prioritaire : voir télécommande) pour provoquer l'envoi des deux commandes successives sans interruption de l'émission (diagramme figure 2).

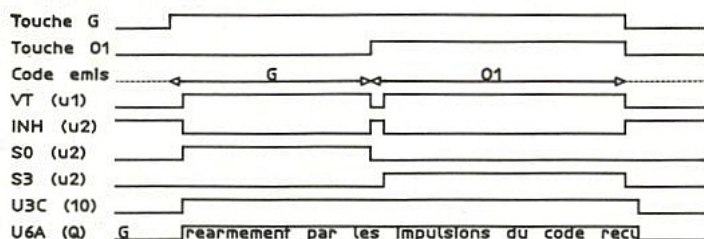


Figure 2

U6A nous fournit donc G et G\ pour savoir s'il s'agit ou non d'une commande générale. Si G est à «1», il faut transmettre les impulsions reçues aux autres pièces. C'est le rôle de la ligne bidirectionnelle appelée CODE (J2-2). La «connexion» se fait par U4A et T2 qui est normalement ouvert. La polarisation des transistors T2 de chaque module TCD est faite par une résistance (RR) de rappel au 12 V à placer sur le bus. U5A permet de recevoir les ordres venant des autres pièces.

La commande R/S (Rideaux/Stores)

Cette commande décodée sur S1 de U2 est prévue pour indiquer que l'ordre O (ouverture) et F (fer-

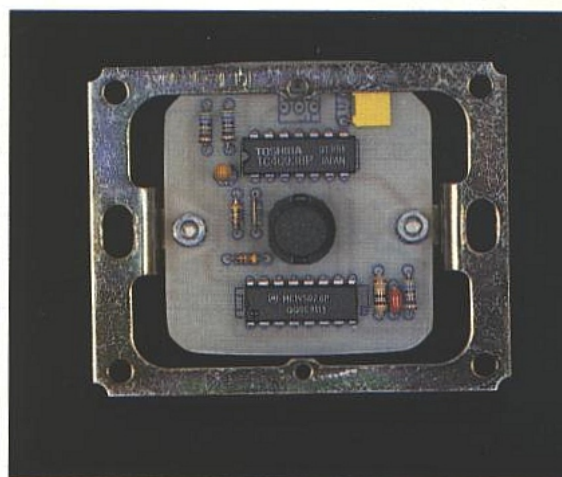
meture) qui va suivre s'adresse aux rideaux ou stores et non aux volets. Il est nécessaire, là aussi, de mémoriser cet ordre. Un processus rigoureusement identique à celui que nous venons de décrire a été utilisé. Il est constitué du monostable U6B associé à U4C et U3D. U6B fournit V (à «1» si volets) et V\ qui seront utilisés sur le module de puissance.

La commande STOP

Le premier rôle de cette commande (U2-S2) est l'arrêt de tous les systèmes motorisés (volets, rideaux, stores), elle est transmise à la carte puissance par la porte «OU» U9D et le connecteur J1 point 3. L'autre entrée de U9D est utilisée pour envoyer systématiquement un ordre STOP pour faire retomber les relais de la carte puissance (souci d'économie !) après arrêt des moteurs par leur contact de fin de course. Cet automatisme est obtenu par les deux monostables U7A et U7B. U7A est déclenché ou réarmé par VT (à chaque ordre reçu). Son créneau de 33 secondes laisse aux moteurs, le temps de

faire leur travail (cette durée pourra être facilement allongée en modifiant CM3 pour certains cas particuliers). Le front descendant sur la sortie Q de U7A déclenche U7B qui délivre un créneau de 100 ms sur U9D, équivalent à une commande STOP.

Le deuxième rôle de la touche STOP est d'interdire ou d'autoriser les commandes générales sur les volets de la pièce considérée (nous en avons parlé lors de la présentation). La mémorisation est faite par la bascule D U8A câblée en bistable (D = Q). Sa sortie Q\ délivre BG\ (blocage général) et commande le voyant orange prévu pour indiquer l'interdiction. Pour faire changer d'état U8A (par l'entrée horloge), il faut charger C3 au travers de R3 par une commande STOP de durée > 1,5 s. La diode D0 interdit



ce chargement lorsque G\ est à zéro, c'est-à-dire lorsqu'il s'agit d'une commande générale.

Les commandes ouverture et fermeture (figure 1b)

Il nous faut envisager ici deux cas de figure : commandes locales et commandes générales.

Dans le premier cas (G\ = 1) les ordres O1 à O3 et F1 à F3 sont transmis à la carte de puissance (connecteur J1) sans modification par l'intermédiaire des «aiguillages» que sont U12 et U14 (figure 3).

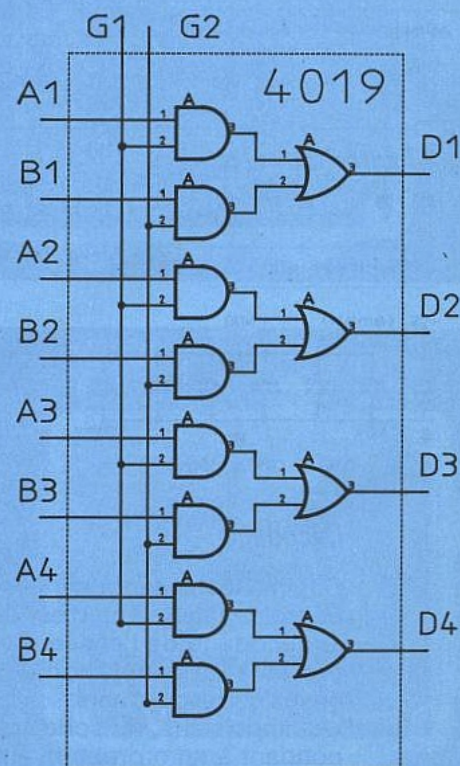


Figure 3

Figure 3

Dans le deuxième cas ($G\backslash = 0$) chaque volet est affecté à un groupe G1 à G3 en positionnant un cavalier strap sur S2 à S4. Plusieurs configurations peuvent être programmées, par exemple tous les volets de la même pièce sur le même groupe (S2, S3, S4 sur la même position) ou aucun volet de la pièce sur commandes générales (pas de strap sur S2 à S4).

U4D active la deuxième voie sur U12 et U14 à condition que BG\ soit à «1», c'est-à-dire autorisation des commandes générales (voir cde STOP).

L'AMPLIFICATION STÉRÉO

Les potentiomètres

Le réglage du niveau sonore de la pièce est réalisé à l'aide de potentiomètres numériques (figure 1c) commandés par S- et S+.

Chaque potentiomètre est constitué d'un réseau de résistances montées en diviseur et d'un réseau de commutateurs analogiques (4067). Pour notre confort, les valeurs des résistances, toujours dans le domaine courant, permettent un réglage logarithmique.

Sur le module de distribution de la sonorisation nous avons prévu une polarisation, les condensateurs CSG et CSD isolent de la masse cette tension continue nécessaire au signal BF pour «passer» les commutateurs 4067.

La commande de US2 et US3 est faite par un compteur/décompteur US1 programmé en binaire ($B/D\backslash = 1$), ce qui nous donne les 16 positions de réglage possibles et largement suffisantes.

Une avance automatique est prévue pour les réglages du niveau. Le maintien des commandes S- ou S+ pendant plus de 0,5 s va permettre de charger CS4 et donc de mettre en route l'oscillateur (US4B et US4C) qui va simuler des trains de commandes S- ou S+ sur U9C.

DS0 bloque cet oscillateur lorsque l'on est en bout de course du compteur US1 et évite un décomptage au relâchement de S+.

L'ampli stéréo (figure 1d)

Nous ne reviendrons pas sur le TDA 2004 dont nous avons déjà parlé lors de la présentation du

module de distribution (DSONO). Nous retrouvons en effet ici le même montage autour de US5, avec possibilité de coupler les deux voies pour une amplification mono (pour une petite salle de bain par ex.).

Dans ce cas il faudra supprimer CED et CA5, et augmenter les deux résistances d'entrée (RED, REG) pour maintenir une séparation suffisante des deux canaux. La mise en route ou l'arrêt de l'ampli se fait là aussi par la patte 3 du TDA 2004 (standby). La commande marche/arrêt sono (MAS) est mémorisée sur la sortie Q de la bascule U8B. Il s'agit d'une bascule D dont le fonctionnement dépend de l'état de G\.

Si $G\backslash = 1$ (commande locale), US4D fonctionne en inverseur et l'on a $D = Q\backslash$. U8B est donc en fonctionnement bistable avec un retard introduit par RT et CT pour s'affranchir des risques de «rebonds» sur l'entrée clock.

Si $G\backslash = 0$ (commande générale), l'entrée D, maintenue à «1», est reproduite sur la sortie Q au front montant de MAS et T3 est saturé, ce qui arrête l'ampli US5. La commande G + MAS va donc permettre d'arrêter la sonorisation de toutes les pièces.

Q\ de U8B commande le voyant sono et la mise en marche de la chaîne Hi-Fi sur la ligne MAHIFI du BUS.

Les zéners Z1 et Z2 vont interdire l'activation de T3 ou T4 lorsque l'on sera en alimentation secours locale (pile 9 V ou batterie 8,4 V) pour limiter la consommation au strict nécessaire.

L'alimentation de secours est représentée sur la figure 1e. Elle ne parvient, grâce à D1, qu'aux circuits MOS (VDD) pour sauvegarder l'état des bascules et compteurs sur cette carte ainsi que sur la carte de puissance.

RÉALISATION PRATIQUE DE LA CARTE RCD

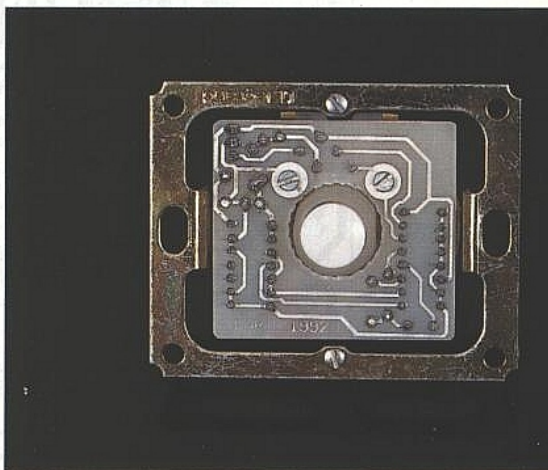
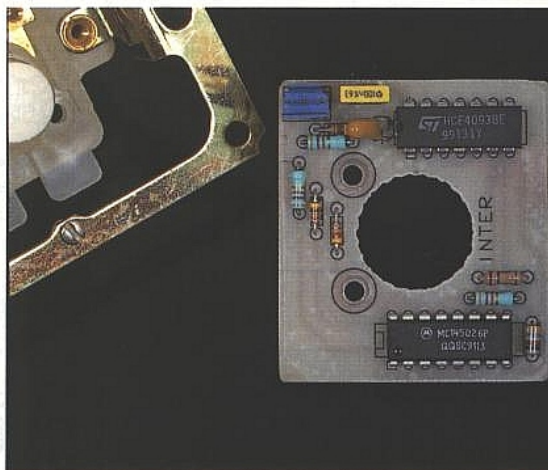
La densité des composants nous a imposé le double face. Le tracé, à l'échelle 1, est reproduit sur les figures 4a à 4c. Les trous métallisés ne sont pas nécessaires ici, à condition de réaliser les 19 traversées, en-dehors des composants, avec des straps. Pour les autres, au niveau des pattes des composants, il faudra simplement une soudure sur chaque face. Pour cette raison, il est déconseillé de mettre des supports de circuits intégrés sauf pour US2 et US3 où cela est même néces-

saire à cause des résistances placées dessous ! (utiliser des barrettes «tulipe» soudables deux faces). Il sera prudent de vérifier l'état des pistes sous les composants avant soudure !

Pour l'ampli TDA 2004, un radiateur a été prévu sur toute la largeur de la carte. Il s'agit d'une cornière aluminium de 25 x 10 mm que l'on trouve dans tout bon magasin de bricolage.

Pour les pièces où il n'y a qu'un ou deux volets (ce doit être le cas le plus courant !) on pourra réaliser de substantielles économies en supprimant U13, U14 et S4.

Perçage : - 3 mm : J4 - 1,2 mm : TDA2004 - 0,9 mm : J1, J2, J3, J5 - 0,7 mm : le reste.



LE MODULE DE PUISSANCE (P123V)

Cette carte regroupe la commande d'éclairage avec son variateur et la commande des moteurs par l'intermédiaire de relais. Son schéma est représenté sur les figures 5a et 5d.

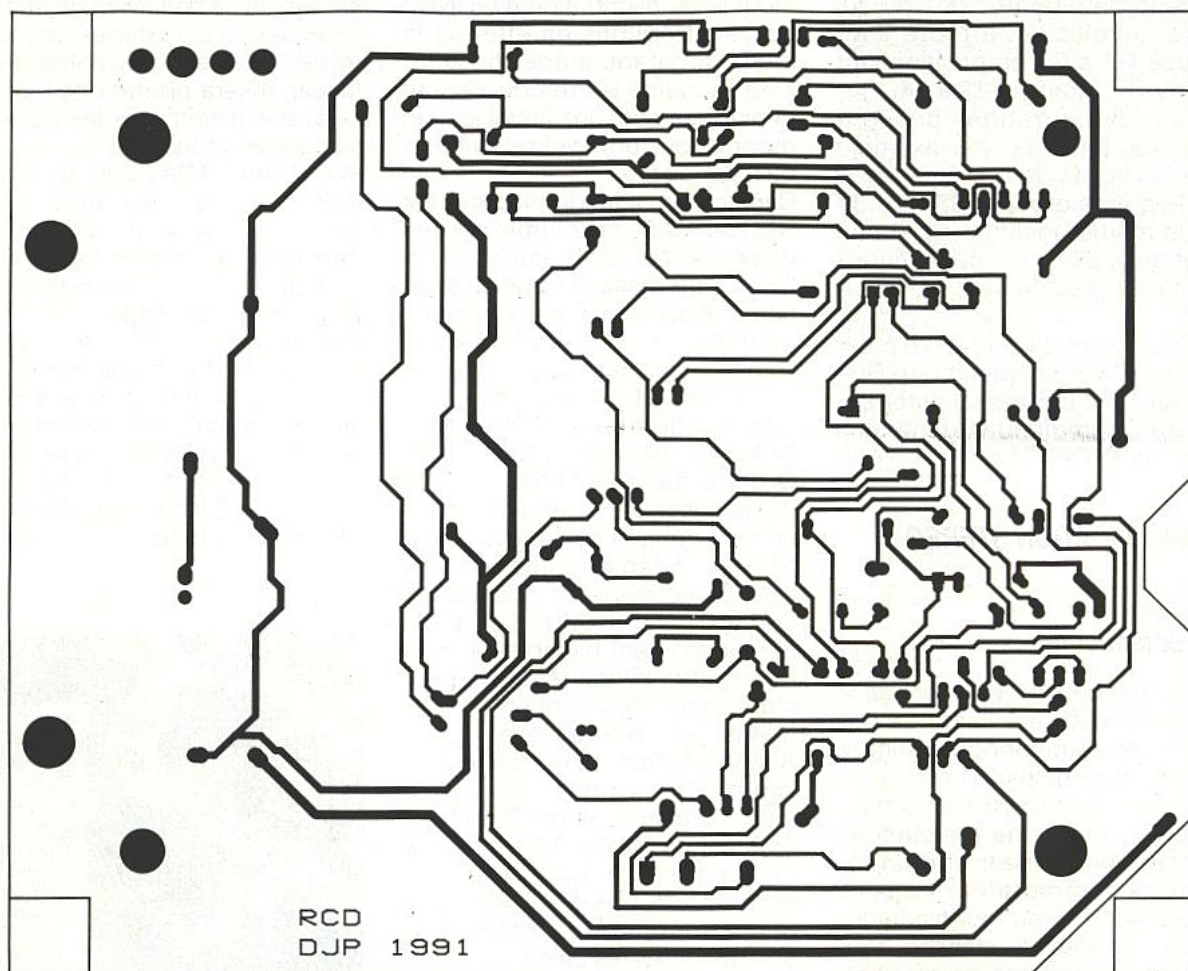


Figure 4a

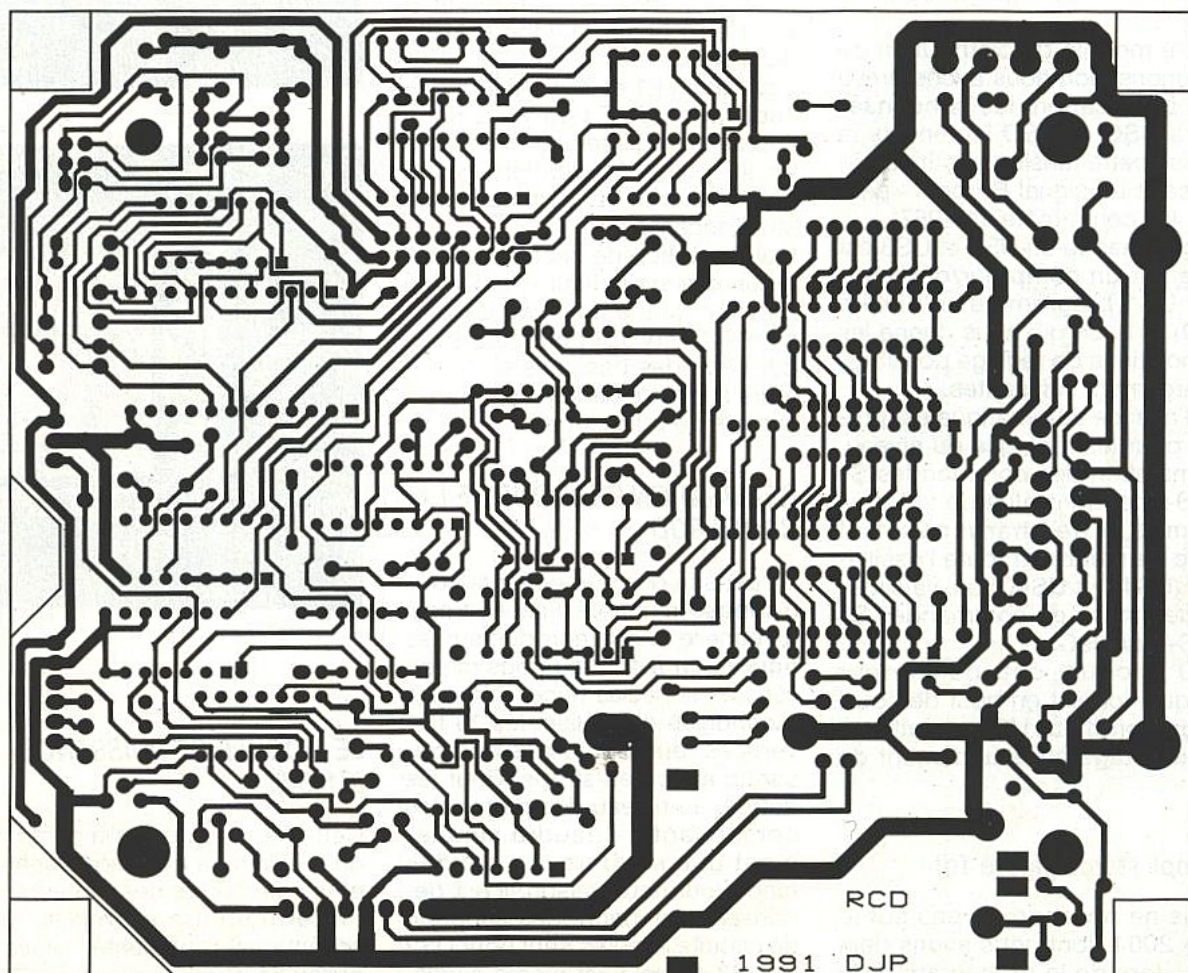


Figure 4b

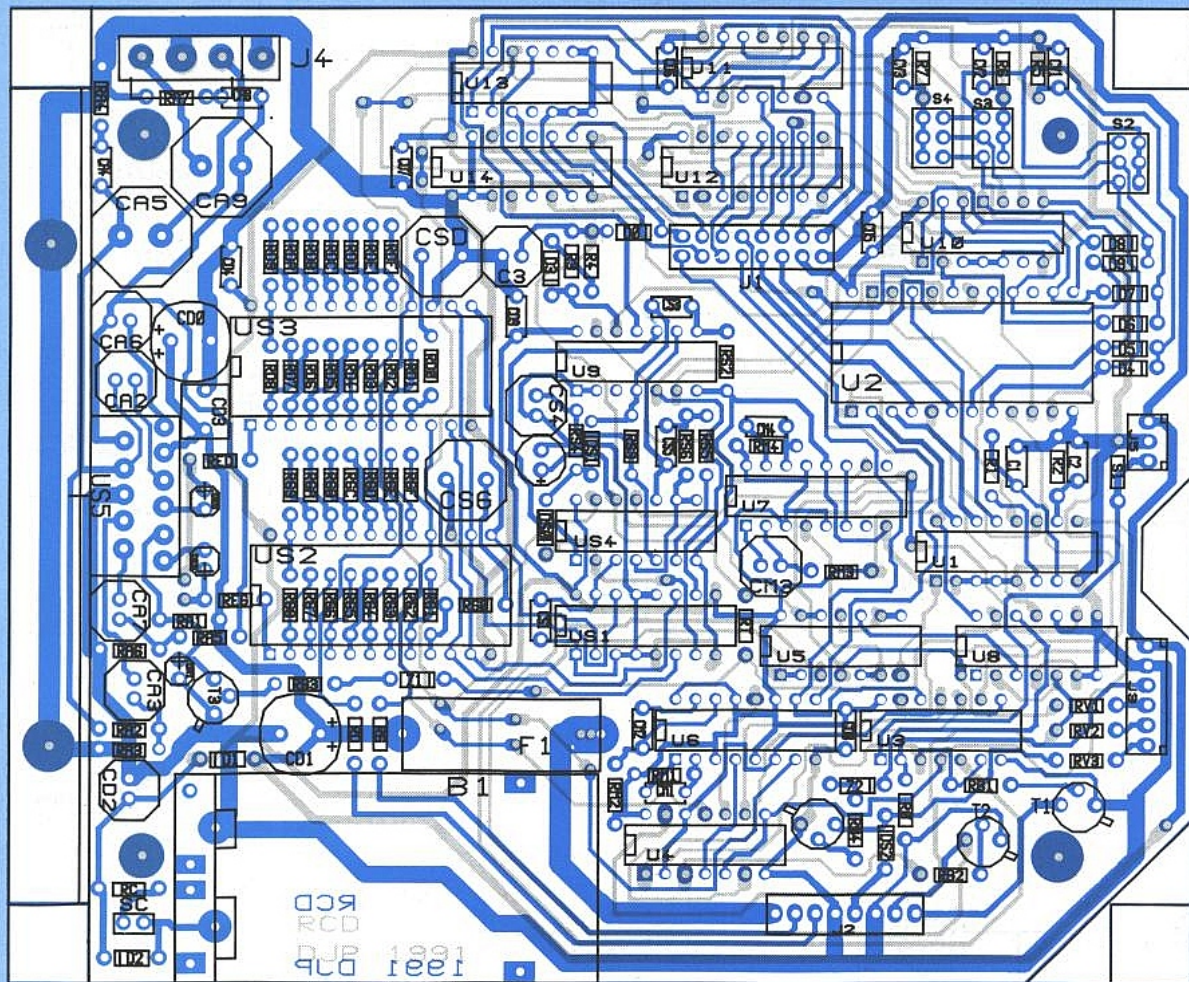


Figure 4c

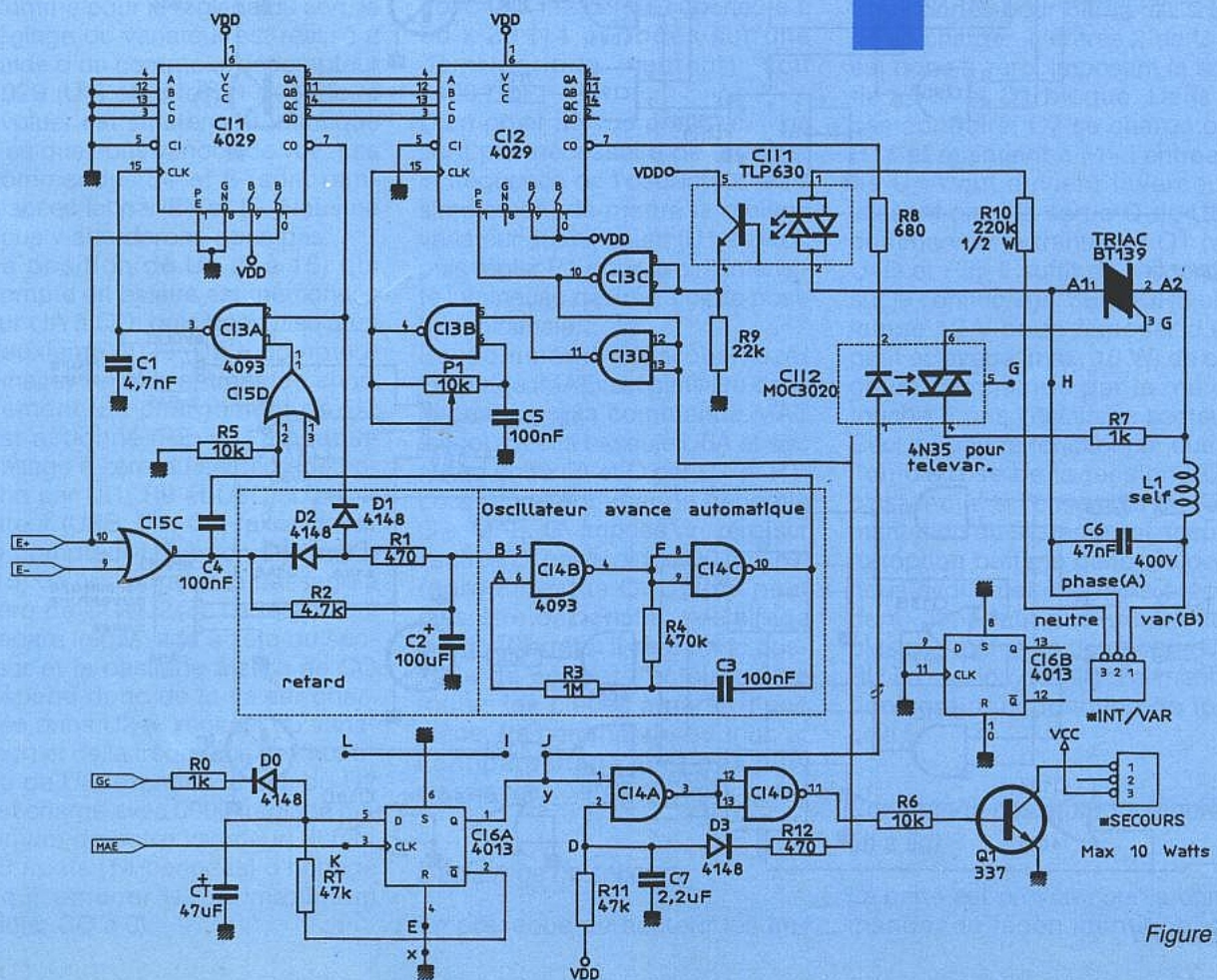


Figure 5a

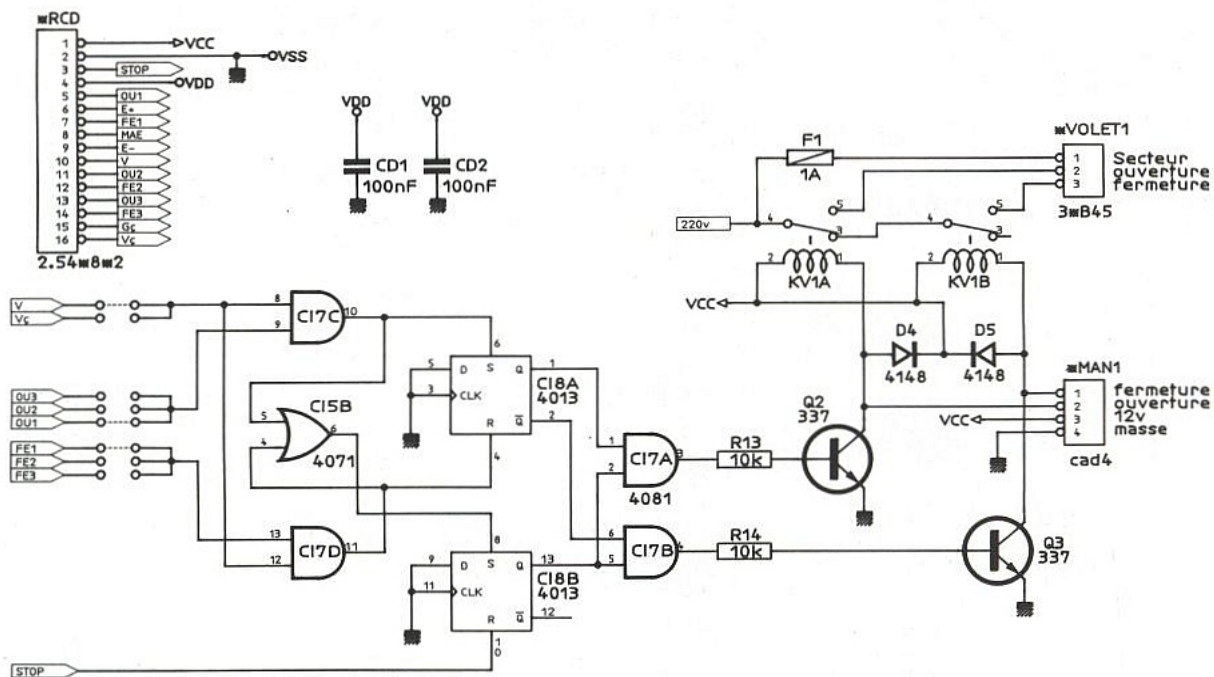


Figure 5b

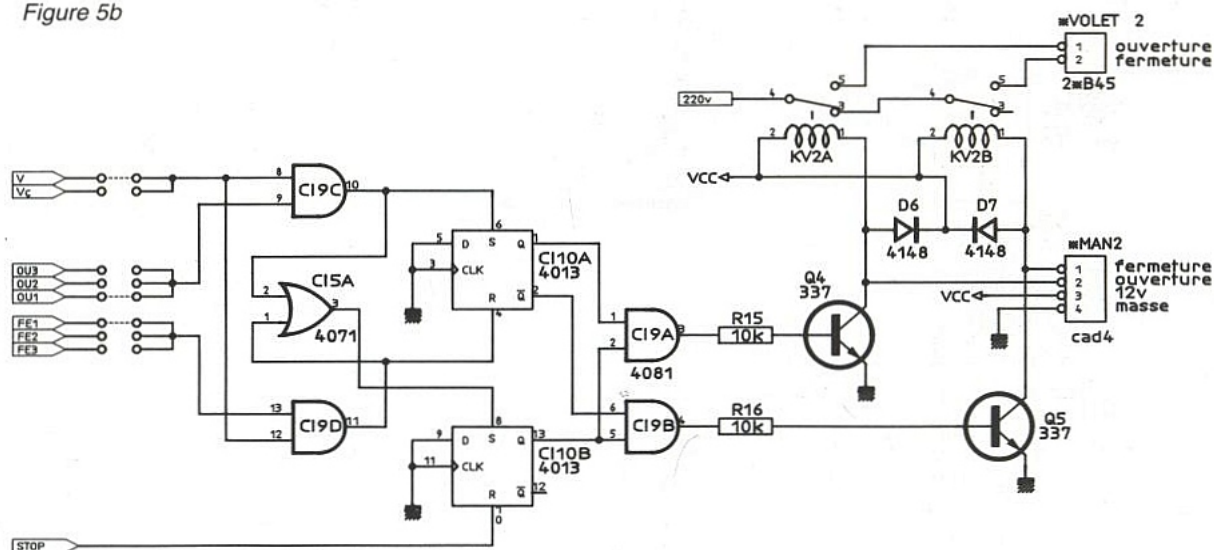


Figure 5c

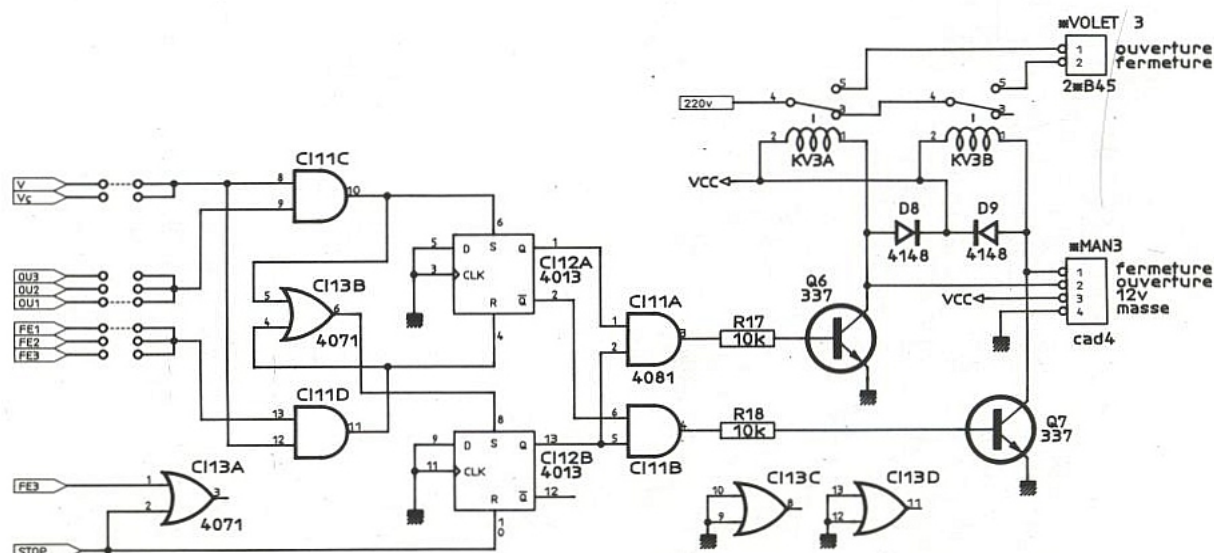


Figure 5 d

Options Eclairage :

1 - Sans cde eclaireage mais secours :

- couper strap x
- etablir A:B C:D E:F
- cabler phase et neutre

2 - Avec variateur Legrand, sans secours :

- couper strap y
- etablir G:H I:J K:L
- straper R7 et L1
- cabler phase(A) et var(B)
- UI2 --> 4N35

3 - Avec var. Legrand et secours :

- faire opt 1 et 2

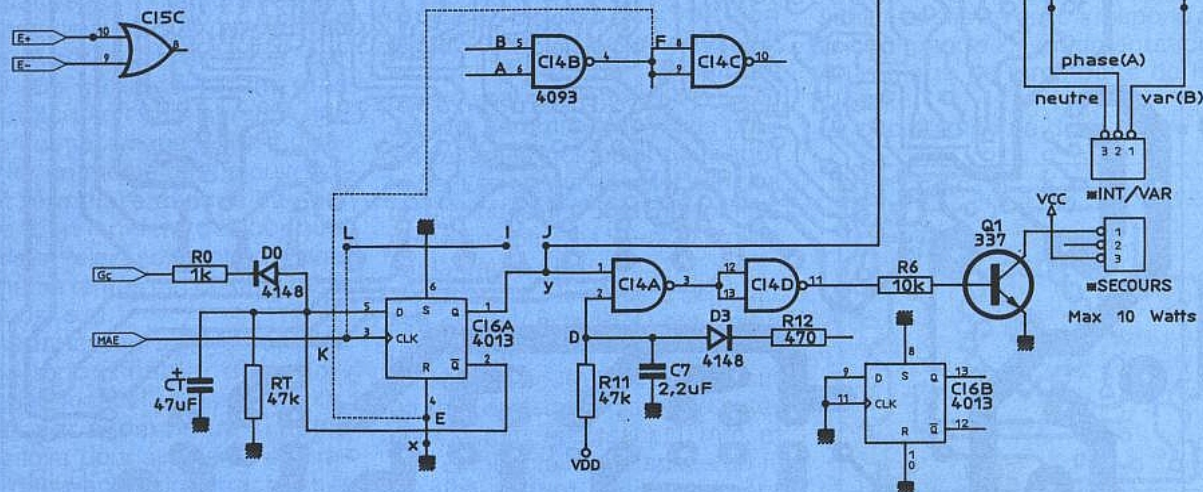


Figure 5e

Le variateur

Comme pour le réglage du son, le réglage du variateur est réalisé à l'aide d'un compteur/décompteur 4029 (U1) et la façon de le faire évoluer est strictement identique à ce que nous venons de voir. Les commandes S+ et S- sont remplacées ici par E+ et E-. Nous ne nous y attarderons donc pas. La position de U1 (0 à 15) qui compte en binaire est mémorisée sur QA à QD, puis transmise à un deuxième 4029 (U2 = compteur binaire) sur ses entrées de chargement. Le chargement de U2 est actionné (PE = 1) à chaque passage à zéro du secteur (détection par U1, R9 et U3C). L'oscillateur (U3B, P1, C5) fait avancer le compteur U2 à son maximum (15) ce qui entraîne le passage à zéro de CO (U2-7). Le temps qui sépare le passage à zéro du secteur et le passage à zéro de CO dépend donc de la valeur chargée dans U2 (= réglage du variateur) et de la fréquence de l'horloge de U2. Prenons le cas où U2 est chargé avec 0000 (réglage minimum de notre variateur), il faut 15 fronts (14 périodes) d'horloge pour amener U2 au maximum (donc CO à 0).

Ceci avant la fin des 10 ms d'une alternance secteur. Il nous faut donc une fréquence supérieure à 50×28 (14 périodes sur une demi-période secteur) soit 1400 Hz.

D'un point de vue pratique, il ne sera pas nécessaire de mesurer la fréquence de l'oscillateur mais simplement de mettre le réglage variateur au minimum (U1 à zéro), puis régler P1 pour avoir l'intensité lumineuse désirée à cette position minimale.

La commande Marche/Arrêt Eclairage (MAE) est similaire dans le principe à la commande MAS (sono) avec la bascule U6A et son retard entre Q et D par CT et RT. Lors d'une commande générale G + MAE, G impose un zéro sur l'entrée D, par la diode D0, qui est reproduite que Q. U12 ne peut plus être déclenché, l'éclairage est donc arrêté. Il sera donc possible de couper l'éclairage de toutes les pièces à partir d'une pièce. La commande du triac et l'antiparasitage sont des plus classiques.

L'éclairage de secours

En présence du secteur les im-

pulsions sur la sortie de U3C (à chaque passage par zéro) sont trop courtes pour permettre à C7 de se charger. L'entrée 2 de U4A est donc à zéro, imposant la sortie à «1» et Q1 bloqué. Dans le cas contraire, C7 se charge par R11 et maintient à «1» l'entrée 2 de U4A qui devient inverseur, laissant ainsi la sortie Q de U6A commander le transistor Q1 (via U4D et R6). Il suffit de raccorder sur le connecteur *SECOURS une lampe 12 V pour disposer d'un petit éclairage (max. 10 W) de secours commandé par la même touche E que l'éclairage secteur. Ceci ne pourra fonctionner que si l'on dispose de la tension VCC c'est-à-dire si l'ensemble de l'alimentation du système est secouru (option batterie générale dont nous avons parlé le mois précédent). Il ne faut pas oublier non plus que même en domotique U = RI ! La section des fils d'alimentation sera donc fonction de tout cela !

Commande des moteurs (figures 5b à 5d)

La carte est prévue pour la commande, de façon identique, de

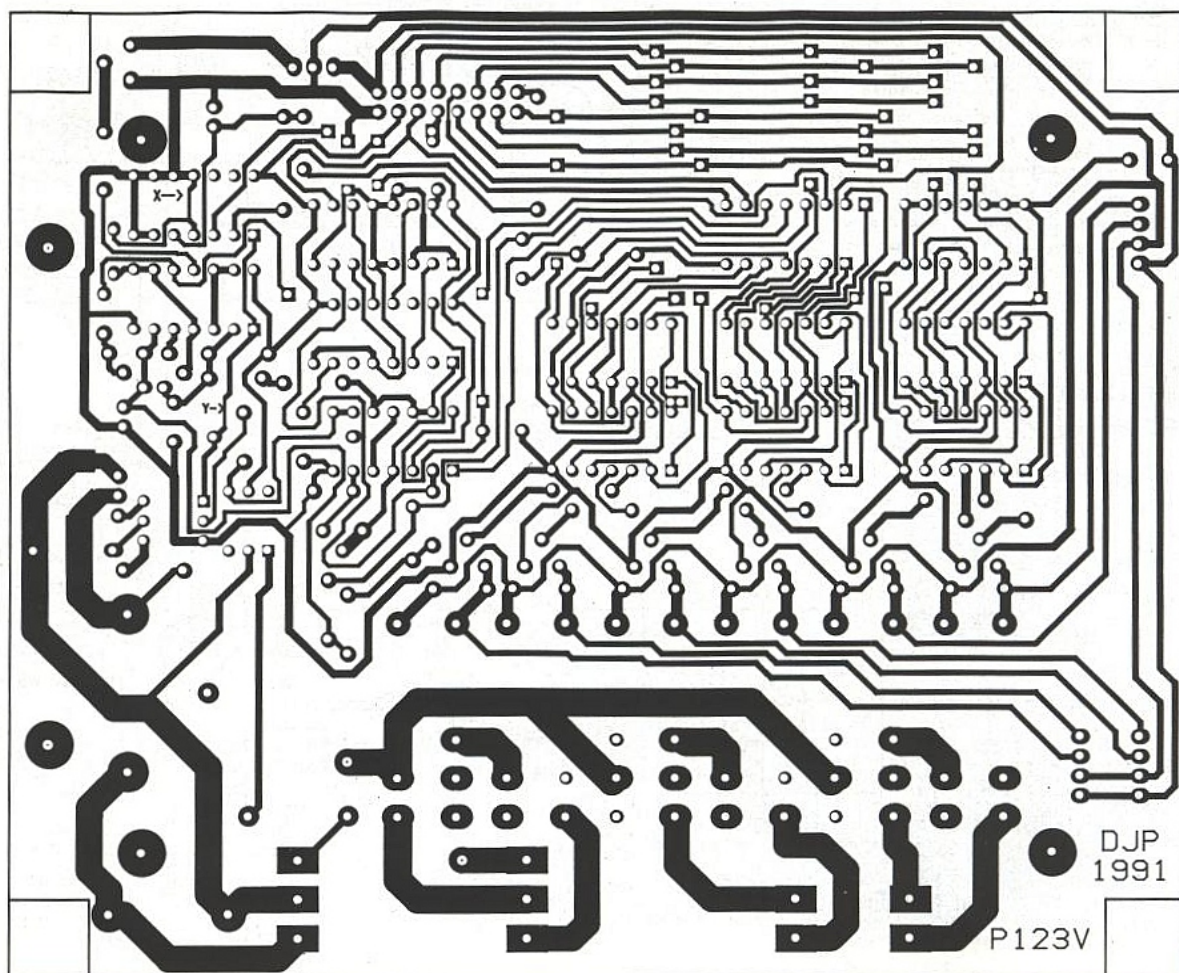
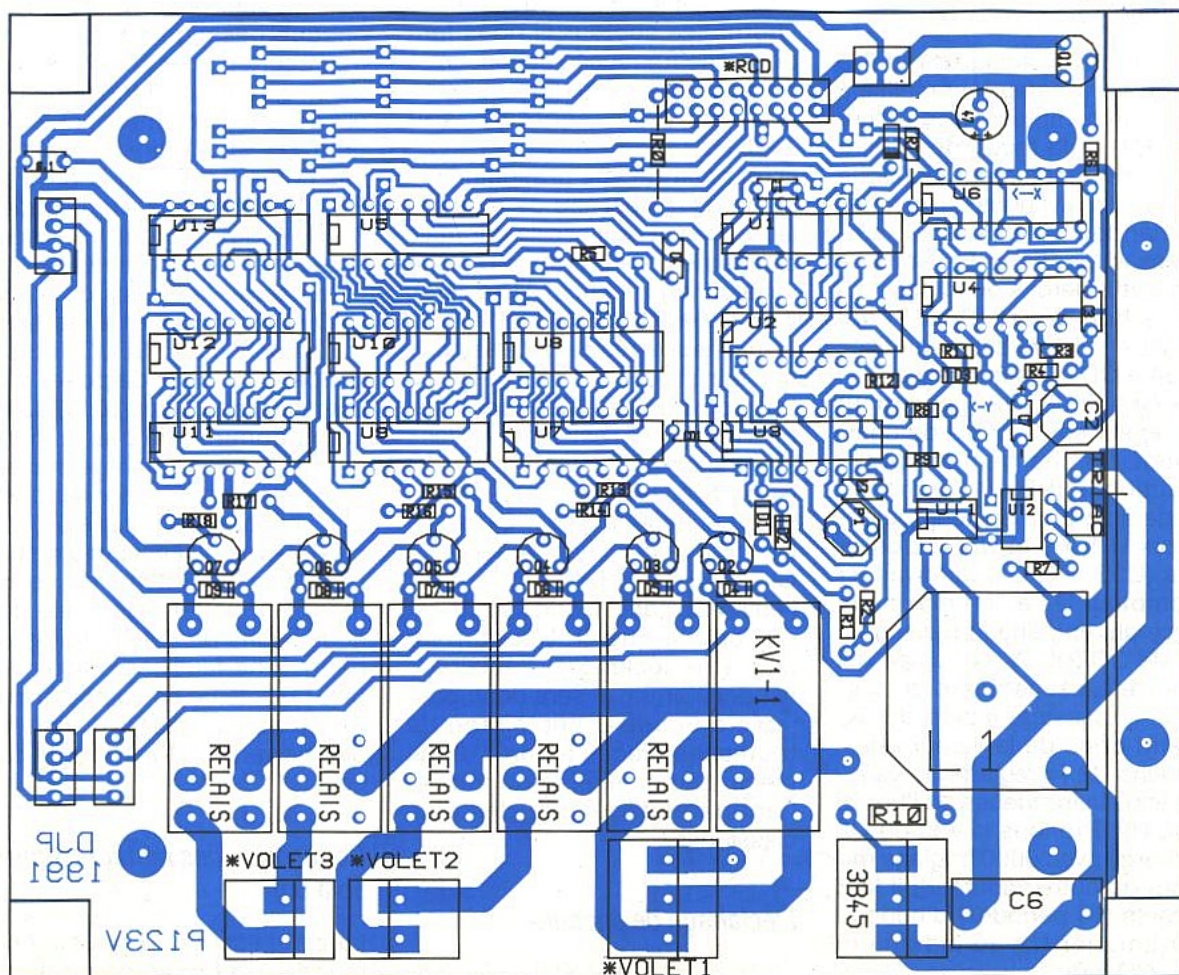


Figure 6a et 6b



trois moteurs. Prenons comme exemple le premier moteur avec la **figure 5b** : un premier strap permet de choisir entre moteur de volet (V) ou autre (V\), deux autres straps permettent de choisir le groupe de commandes O/F (1 à 3) qui actionnera le moteur. Ceci permettra, par exemple, de coupler deux moteurs sur la même commande.

Les commandes Ouverture et Fermeture sont mémorisées par la bascule U8A ; La commande stop (Arrêt) est mémorisée par U8B. Le câblage retenu des contacts des relais garantit une sécurité mécanique, évitant d'alimenter en même temps ouverture et fermeture dans le cas où, suite à un incident quelconque, les deux relais seraient au travail en même temps (un contact resté collé par ex.).

Les connecteurs *MAN ont été prévus pour câbler des commandes manuelles des moteurs, avec, par exemple de simples poussoirs pour simuler la saturation des transistors et actionner les relais. La sécurité dont nous venons de parler aurait, là aussi, son rôle à jouer !

Variantes pour la commande d'éclairage

La **figure 5e** fait apparaître les options de câblage qui ont été prévues sur la carte de puissance pour la partie éclairage.

- Commande d'un éclairage secours sans commander l'éclairage secteur.

- Possibilité de commander un variateur du commerce prévu pour être piloté par des poussoirs ou des périphériques ; le système se comporte alors comme un poussoir, grâce à UI2 = 4N35. Le recours à un variateur extérieur sera nécessaire pour commander un éclairage halogène basse tension avec transformateur clas-

sique. Notre variateur pourra en revanche être utilisé avec des «transformateurs» électroniques comme l'Halotronic (c'est son nom) 80 watts commercialisé par OSRAM.

Réalisation de la carte de puissance

Pour échapper au double face, il a fallu passer par quelques straps (8 en dehors des options). Ils sont représentés par des traits en pointillés sur les tracés du circuit imprimé (**figure 6a**). Les straps repérés par des lettres (A-B, C-D, etc.) ne seront à établir que pour les variantes indiquées sur la **figure 5e**. Les straps de sélection des commandes (fig. 5b à 5d) sont représentés par des lignes d'étoiles sur la **figure 6b**.

Un radiateur identique à celui utilisé sur la carte RCD est prévu pour le triac.

La self L1 peut être réalisée sur un tore de ferrite, diamètre extérieur 25 mm, épaisseur 10 mm, et une cinquantaine de spires de fil émaillé, le tout éventuellement moulé dans de la résine polyeste-

Perçage : - 3 mm : fixations, radiateur - 1,5 mm : contacts ; relais - 1,2 mm : borniers, fusible, self - 1 mm : bobines ; relais - 0,9 mm : connecteurs, triac, C6 - 0,8 mm : autres composants sauf C.I. et straps à 0,7 mm.

LE MODULE INTER

Ce module est un complément pratique au système : lorsqu'une pièce a son éclairage principal télécommandé, il faut pouvoir agir sur cet éclairage en entrant ou sortant sans avoir à chercher la télécommande (surtout dans le noir !). C'est le rôle de ce module qui trouvera naturellement sa place à l'entrée de la pièce et sera relié à la carte RCD (connecteur J5).

Son schéma est reproduit à la **figure 7**. Il s'agit d'une mini télé-

commande par fils avec son 45026 (U1) qui va permettre de générer deux ordres : MAE et E+. Au repos le condensateur C3 est chargé, le code présent sur les entrées A6 à A9 (données) correspond à la commande MAE (voir télécommande TCD). Une impulsion brève sur le poussoir S1 va déclencher l'émission (TE\ étant à «0») sur OUT (U1) de la commande MAE. Si S1 est maintenu, C3 se décharge, les bits A8 et A9 sont inversés ce qui correspond à la commande E+ (augmentation du réglage de luminosité de la pièce).

Le circuit imprimé de la **figure 8**

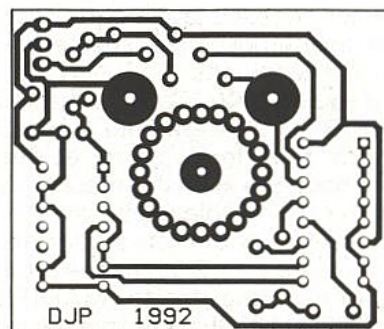


Figure 8a

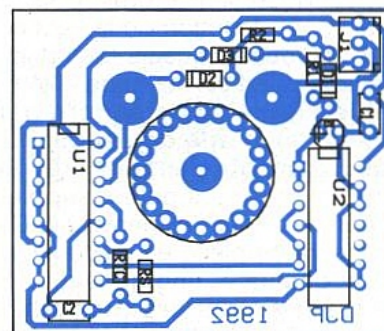


Figure 8b

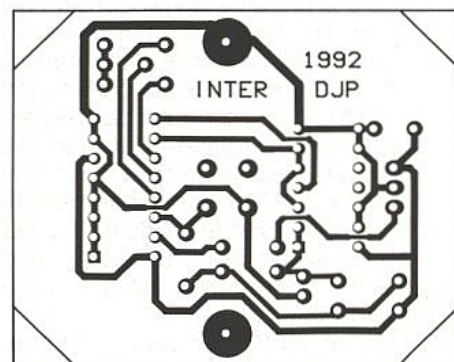


Figure 8c

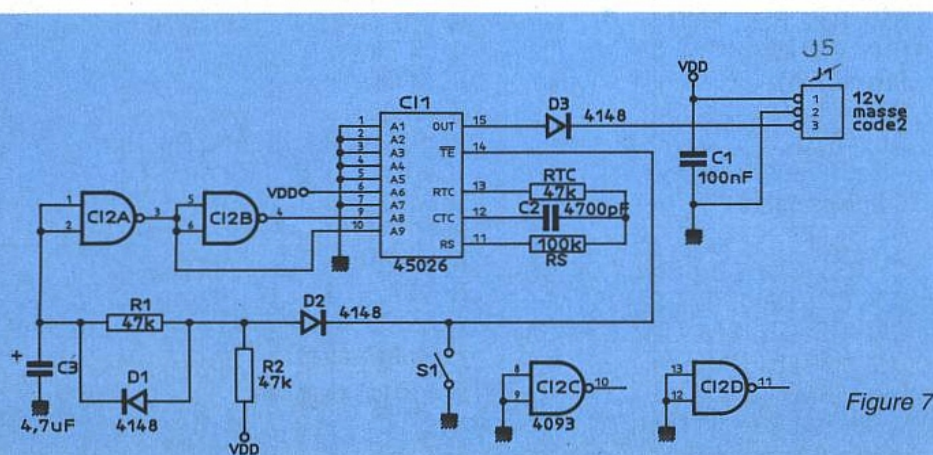
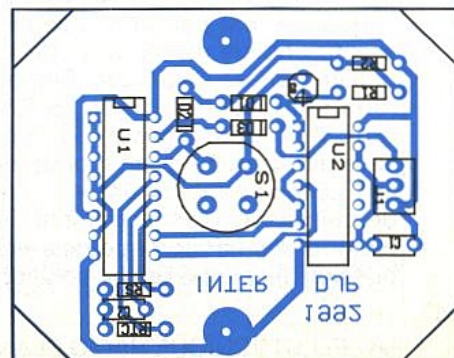


Figure 7

est prévu pour être installé directement sur les bornes d'un poussoir Legrand série Chambord.

CÂBLAGE DE L'ENSEMBLE ET RÉGLAGES

Les deux cartes RCD et P123V peuvent être installées dans la même boîte Legrand plexo réf. 92107. En fond de boîte la carte P123V recevra, entre autres, ses connexions au secteur. Le fusible secteur type TR5 miniature pourra être fixé sur le côté opposé au radiateur avec un support de façade (RS COMPOSANTS) pour rester accessible. La carte RCD sera superposée avec des entretoises de 28 mm.

La liaison entre les deux cartes (*RCD --> J1) sera faite avec du câble plat (long. 8 cm) et des connecteurs HE 10 femelles. Le BUS est un câble multipaire blindé. Sept conducteurs sont nécessaires : + 12 V, masse, voie gauche, voie droite, MAHIFI, TCHIFI et CODE. Un câble quatre paires peut donc convenir avec deux conducteurs pour le + 12 et un conducteur + le drain pour la masse. En fonction de la section des fils, des longueurs, des puissances que l'on souhaite mettre en jeu (puissance sonore par pièce, éclairage de secours) il faudra éventuellement prévoir une ou plusieurs paires supplémentaires pour l'alimentation. Ce câble ira de pièce en pièce avec, pour chacune, une dérivation à réaliser en dehors du boîtier prévu et en limitant, autant que possible la rupture du blindage. Il sera préférable de raccorder l'alimentation vers le point milieu du câble pour avoir le minimum de longueur pour les fils d'alimentation. Ce point de raccordement pourra être utilisé pour placer la résistance de rappel RR entre CODE et + 12. La liaison du module CIR avec le module RCD est faite avec du câble 3 paires (+ 12 V, masse, CODE1, trois voyants).

La liaison INTER vers RCD avec du deux paires (+ 12 V, masse, CODE2). Pour ces deux câbles, le blindage n'est pas utile. Les HP seront choisis en fonction de la qualité sonore souhaitée. Signalons simplement qu'au rayon Auto, l'on peut trouver de quoi satisfaire beaucoup de monde et le 4 Ohms permettra un peu plus de puissance. L'encastrement en plafond des HP (lorsque cela est possible !) est une bonne solution

acoustique et permet une intégration complète du système.

Seul le réglage du niveau sur le module de distribution DSONO reste à faire lorsque tous les raccordements sont terminés :

1 - régler, dans une pièce, le volume au minimum.

2 - régler le potentiomètre double de DSONO pour avoir dans cette pièce un son juste perceptible.

3 - vérifier qu'il n'y a pas de saturation pour le volume maximum.

CONCLUSION

La période où vous allez découvrir ces lignes est certainement celle où l'on pense le plus à l'amélioration du confort à la maison. La domotique va dans ce sens. Nous espérons vous avoir aidé et nous souhaitons à tous une bonne année 1993.

Jean-Pierre DUCOURET

Nomenclature RCD

Résistances

R0, RM4, R5, R6, R7 : 100 kΩ
R1 : 39 kΩ
R2 : 180 kΩ
R3 : 12 kΩ
R4, RS4 : 470 Ω
RA1 : 120 kΩ
RA2, RA5, RD, RG : 1,2 kΩ
RA3, RA6, RD7, RG7 : 33 Ω
RA4, RA7, RD0, RG0 : 1 Ω
RB1, RB2, RS2, RED, REG, RR : 10 kΩ
RB3, RB4 = 2200 Ω
RV1, RV2, RV3, RC : 1 kΩ
RD1, RG1 : 1,5 Ω
RD2, RG2 : 2,2 Ω
RD3, RG3 : 3,9 Ω
RD4, RG4 : 4,7 Ω
RD5, RG5 : 12 Ω
RD6, RG6 : 22 Ω
RD8, RG8 : 47 Ω
RD9, RG9 : 56 Ω
RDA, RDB, RDC, RDD, RDE, RDF, RGA, RGB, RGC, RGD, RGE, RGF : 68 Ω
RM1, RM2, RS5 : 1 MΩ
RM3 : 330 kΩ
RS3 : 4,7 kΩ
RS6 : 470 kΩ
RT : 47 kΩ

Condensateurs

C1 : 22 nF
C2, CS3, CA4, CD4, CM4, CD5, CS5, CD6, CD7, CA8, CD8, CD9 : 100 nF
CA2, CD2, C3, CA3, CM3, CS4, CA6, CA7 : 100 μF
CA1 : 10 μF

CA5, CA9 : 1000 μF
CD1, CD0 : 470 μF
CD3 : 1 μF
CED, CEG : 2,2 μF
CM1, CM2 : 47 nF
CS1, CV1, CV2, CV3 : 4,7 nF
CSD, CSG : 470 μF
CT : 47 μF

Semiconducteurs

D1, DS1, D2, DS2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D0, DS0 : 1N4148
T1, T2, T3, T4 : 2N2222
Z1, Z2 : Zéner 9,1 V

Circuits intégrés

U1 : 45027
U2 : 4514
U3, U9 : 4071
U4, U11, U13 : 4081
US4, U5 : 4093
U6, U7 : 4538
U8 : 4013
U10 : 4075
U12, U14 : 4019
US1 : 4029
US2, US3 : 4067
US5 : TDA 2004

Connecteurs

J1 : pas 2,54 - 2 x 8
J2 : HE 14 - 1 x 8
J3 : HE 14 - 1 x 6
J4 : pas 5,08 - 1 x 3
J5 : HE 14 - 1 x 3

Divers

B1 : Batterie 8,4 V ou pile 9 V PP3 + connecteur
F1 : Fusible 1 AT
S1 : strap ou 100 k (voir texte)
S2, S3, S4 : 3 x 2 broches + cavalier strap 2,54
SC : 1 x 2 broches + cavalier strap 2,54

Nomenclature P123V

Résistances

R0, R7 : 1 kΩ
R1, R12 : 470 Ω
R2 : 4,7 kΩ
R3 : 1 MΩ
R4 : 330 kΩ
R5, R6, R13, R14, R15, R16, R17, R18 : 10 kΩ
R8 : 680 Ω
R9 : 22 kΩ
R10 : 220 kΩ
R11, RT : 47 kΩ

Potentiomètres

P1 : 10 kΩ miniature

Condensateurs

C1 : 4,7 nF
C2 : 100 µF
CD1, CD2, C3, C4, C5 : 100 nF
C6 : 47 nF 400 V
C7 : 2,2 µF tantale
CT : 47 µF

Semiconducteurs

D0, D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9 : 1N4148
Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6, Q7 : BC 337
Triac : BT 139 ou mieux BTA 08-600 (isolé)

Circuits intégrés

U1, U2 : 4029
U3, U4 : 4093
U5, U13 : 4071
U6, U8, U10, U12 : 4013
U7, U9, U11 : 4081
U1 : TLP 630 ou TIL 186
U12 : MOC 3020

Connecteurs

*VOLET1, *INT/VAR : borniers à vis 45° 3 pts
*VOLET2, *VOLET3 : borniers à vis 2 pts
*MAN1, *MAN2, *MAN3 : HE 14 - 1 x 4
*RCD : pas de 2,54 - 2 x 8
*SECOURS : HE 14 - 1 x 3

Divers

F1 : 1 à 2,5 A suivant nombre de moteurs
KV1-1, KV1-2, KV2-1, KV2-2, KV3-1, KV3-2 : relais 12 V 1RT - contacts 16 A/250 V c.a.
L1 : Self torique (voir texte)

Nomenclature INTER

Résistances

R1, R2, RTC : 47 kΩ
RS : 100 kΩ

Condensateurs

C1 : 100 nF
C2 : 4700 pF
C3 : 4,7 µF

Semiconducteurs

D1, D2, D3 : 1N4148

Circuits intégrés

U1 : 45026
U2 : 4093

Divers

J1 : connecteur HE 14 - 3 x 1
S1 = Poussoir Legrand Chambord
Attention, il y a une erreur dans notre librairie composants pour le 4029. La broche 10 est Up/Down et non B/D.

CAO

sur PC/AT et compatibles

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

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

"BoardMaker 2 + BoardRouter"

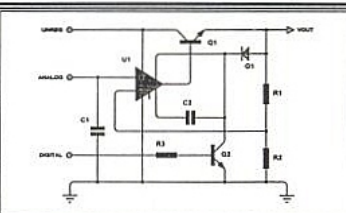
EN PROMOTION 4950 F HT
(offre limitée)

COMMENT
ECONOMISER ?
SANS
COMPROMIS !

"BOARDMAKER"

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

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

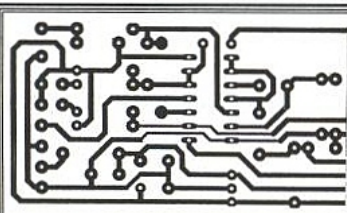


Boardmaker.. une famille évolutive!

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

Boardmaker 1: 990,00 F TTC franco

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



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

Multipower

22, rue Emile Baudot
91120 PALAISEAU
FRANCE

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

PREMIER IMPORTATEUR DE BOARDMAKER DEPUIS 1990

Euro-Kit®

Extrait de notre gamme

EK011 TESTEUR DE TRANSISTOR

Teste les transistors sur circuit (sans dessoudage) ou avant montage, peut déterminer le brochage d'un transistor inconnu
KIT EK011 (complet sans finition)..... 71,00 F
KIT EK011F (coffret + accessoires)..... 49,00 F

EK015 CORRECTEUR PERITEL STEREO

Régénère la synchro, corrige le contraste et le piqué d'image, ajuste les niveaux sonores et filtre le souffle en stéréo, possibilité contrôle sur écran, 3 prises péritel
KIT EK015 (complet sans finition)..... 269,00 F
KIT EK015F (coffret + accessoires)..... 149,00 F

Description détaillée dans l'Electronique Pratique n°163

EK021 PROGRAMMATEUR AUTOMATIQUE

Programmeur automatique de 68705 P3, P5, U3 et R3, test et vérification visualisés sur led
KIT EK021 (complet sans finition)..... 249,00 F
KIT EK021F (coffret + accessoires)..... 69,00 F

NOM : _____ PRENOM : _____
ADRESSE : _____ VILLE : _____

☐ Je ne commande pas, mais je désire recevoir la brochure EURO-KIT
(Joindre 10,00 F en timbres)

A RETOURNER A : EURO-KIT 20, rue de l'Eglise 62550 - PERNES-EN-ARTOIS
Tél. (33)21.41.98.76 - Fax : (33)21.41.60.58

* Revendeurs nous consulter

Préamplificateur TV faible bruit

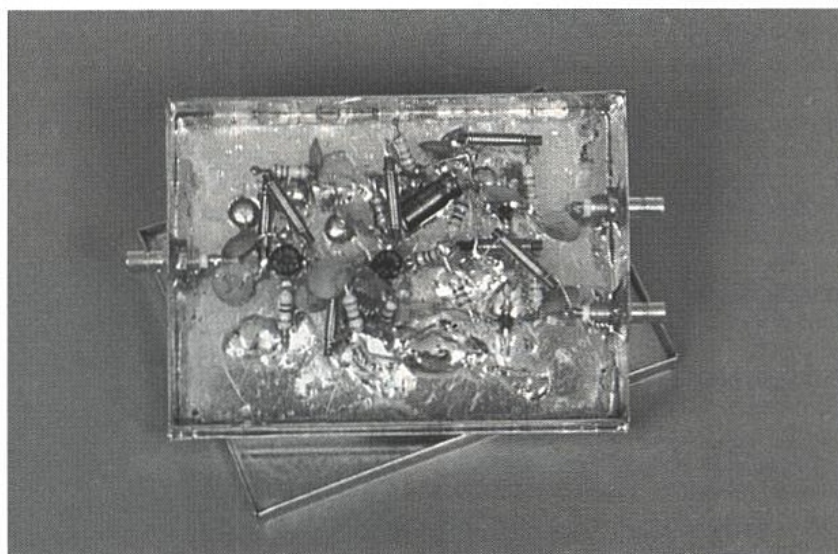
Les constructeurs de TV ont normalement tout prévu et le téléspectateur, après avoir raccordé son récepteur à une antenne ad-hoc, jouit des émissions que l'on a bien voulu lui envoyer.

Ceci est vrai en réception individuelle ou en réception collective dans les réseaux collectifs de taille moyenne.

Sachez en outre qu'il existe une norme française enregistrée relative aux «antennes individuelles ou collectives de radiodiffusion sonore ou visuelle» : NFC 90-120.

Des règles énoncées dans cette norme, nous tirons quelques chiffres intéressants.

En bandes I et II, le niveau doit être supérieur à 57,5 dB μ V, supérieur à 60 dB μ V en bande III et à 63 dB μ V en bande IV. Le niveau maximum ne doit pas, dans tous les cas, dépasser 77 dB μ V.



On remarquera que la sensibilité d'un récepteur TV est une caractéristique autour de laquelle il n'est fait aucune publicité ; et pourtant, il serait quelquefois utile d'accorder plus d'intérêt à la sensibilité qu'aux coins carrés...

Certains constructeurs, dans le but évident d'améliorer la sensibilité, n'hésitent pas à placer en tête un préamplificateur.

Cette pratique est assez peu courante, l'amplificateur intégré ne se rencontre que sur les modèles dits haut de gamme.

Pour des raisons évidentes de coût, la plupart des récepteurs ne comportent pas de préamplificateur et dans ce numéro nous essaierons de combler cette lacune.

Rappels

Les antennistes ont l'habitude d'utiliser comme unité de base le dB μ V. Ce qui signifie que le niveau de référence 0 est obtenu avec 1 μ V sur une charge de 75 Ohms. Dans ces conditions, les valeurs couramment rencontrées varient dans une plage de quelques dizaines de dB μ V jusqu'à environ une centaine de dB μ V.

Les électroniciens purs et durs n'ont que peu l'habitude de cette unité peu pratique, leurs appareils de mesure ont d'ailleurs des impédances de sortie et d'entrée égales à 50 Ohms.

Ils préfèrent donc une unité relative

à cette impédance, le dBm. Dans ce cas, le niveau de référence est obtenu avec une puissance de 1 mW sur une charge de 50 Ohms.

En réception, les valeurs rencontrées seront donc toujours négatives, inférieures à -100 dBm jusqu'à quelques dBm.

Sans entrer dans le détail des calculs, on se rappellera que l'on peut passer des dBm aux dB μ V en effectuant l'opération suivante :

$$N(\text{dBm}) = N(\text{dB}\mu\text{V}) - 107$$

Ce qui signifie que 0 dBm = 107 dB μ V, ou qu'un niveau de 1 μ V vaut -107 dBm.

En réception, nous sommes donc censés récupérer un certain niveau de sortie, en moyenne 60 dB μ V (soit 1 mV). Ce niveau de signal n'est pas défini au hasard. C'est le niveau requis pour avoir une qualité d'image acceptable. Nous ne nous étendons pas sur le terme image de qualité acceptable qui nous permettrait pourtant de larges digressions. Contentons-nous d'un rapport signal sur bruit compris entre 40 et 50 dB.

Dans la pratique, que se passe-t-il ? Nous arrivons au cœur du problème.

Dans la pratique, le niveau minimum requis dans les différentes bandes n'est pas toujours atteint, et ceci pour de multiples raisons. Les niveaux minima peuvent ne pas être atteints pour au moins deux raisons.

1) Mauvaise utilisation par l'utilisateur.

Le niveau minimum requis est mesuré à l'arrivée sur une charge de 75 Ohms. Il est tout à fait normal que ce niveau varie en fonction de l'installation et du point de mesure.

Il n'y a aucune raison pour que votre récepteur soit situé à proximité immédiate de la prise d'arrivée, surtout si celle-ci se situe dans une colonne montante dans la cuisine ou dans votre garage. Il faudra donc prévoir un câble coaxial de quelques mètres ou dizaines de mètres jusqu'au récepteur final.

La qualité du câble, des prises et fiches est importante et quelques dB seront inévitablement perdus. Sur le trajet du câble, les multiples coudes à 90 degrés sont peu recommandés. Pour le contour des portes il faut penser à autre chose. Finalement, le câble est censé se terminer par une impédance de 75 Ohms, ce qui n'est pas toujours le cas.

Avis aux possesseurs de deux récepteurs et magnétoscopes, ces trois appareils ne doivent pas être reliés entre eux par un jeu de T, mais par des diviseurs de puissance de façon à rester adaptés sur 75 Ohms. Ces diviseurs sont autant de raisons supplémentaires pour la diminution des niveaux reçus.

2) Défauts dus aux réseaux.

Le niveau reçu est quelquefois inférieur au niveau minimum requis et seul le réseau ou l'équipement de tête de réseau en est la cause. Les explications sont en général assez variées : mauvaise installation, matériel de basse qualité ou tout simplement vieillissement de l'installation.

En outre, certaines installations à l'origine prévues pour trois ou quatre canaux véhiculent couramment les six programmes français et aucune remise à niveau ou changement des amplificateurs de distribution n'a été effectuée.

Ce long préambule est fini et il est alors facile de connaître la destination finale d'un amplificateur VHF/UHF.

Celui-ci sera utilisé dès que le niveau est trop faible pour les téléviseurs mais lorsque le signal existe... évidemment. Il s'agit d'un amplificateur et non d'un générateur de signal.

Un tel ampli trouve une justification immédiate si vous jugez utile de distribuer le signal à un nombre important de récepteurs

ou si votre réseau, initialement prévu pour six canaux supplémentaires, Astra par exemple.

CARACTÉRISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR

Caractéristique essentielle, le module doit être amplificateur. Il n'y a vraiment pas de quoi rire. Si l'on en juge par les équipements grand public disponibles dans certaines grandes surfaces, cette caractéristique ne devrait pas sembler évidente car on constate que certains modules sont à la fois amplificateurs et oscillateurs. L'amplificateur devra donc être particulièrement linéaire et ceci sur une très large plage de niveau. L'idéal serait d'associer à ces caractéristiques un faible facteur de bruit mais ceci est grandement incompatible avec une bonne protection IM3 et un haut point de compression à 1 dB (P1dB).

Nous mettrons donc ces deux premières caractéristiques en tête de notre cahier des charges.

Rappel sur le facteur de bruit

Le facteur de bruit F d'un amplificateur est défini par la relation suivante :

$$N_s = F \cdot G \cdot N_e$$

Dans cette relation N_e et N_s représentent respectivement le bruit en entrée et le bruit en sortie du préamplificateur. Si le quadripôle était parfait, non générateur de bruit, le bruit en sortie serait égal au bruit en entrée multiplié par le gain de l'amplificateur.

L'amplificateur étant imparfait, on mesure en sortie un bruit augmenté d'un facteur F. Ce facteur est bien sûr supérieur à 1.

La relation précédente s'écrit sous la forme suivante :

$$N_s = G \cdot N_e + (F - 1) \cdot G \cdot N_e$$

Cette forme a l'avantage de faire apparaître nettement le bruit d'entrée amplifié $G \cdot N_e$, et le bruit ramené par l'amplificateur. Dans les précédentes relations N_s et N_e représentent des puissances de bruit et F et G sont sans dimension.

G et F sont généralement exprimés en dB. G représente le gain en puissance ou gain en tension si la résistance d'entrée est égale à la résistance de charge.

$$G(\text{dB}) = 10 \log (P_s/P_e)$$

$$G(\text{dB}) = 10 \log (V_s^2/R_s)/(V_e^2/R_e)$$

$$G(\text{dB}) = 20 \log (V_s/V_e)$$

On a de la même manière pour F :

$$F(\text{dB}) = 10 \log (F)$$

Fixons les idées avec quelques valeurs de facteur de bruit comprises entre 0 et 8 dB.

$F(\text{dB}) = 0 \text{ dB}$, $F = 1$: quadripôle idéal ne générant pas de bruit.

$F(\text{dB}) = 1 \text{ dB}$, $F = 1,2$: excellent préamplificateur. Transistors AsGa.

$F(\text{dB}) = 2 \text{ dB}$, $F = 1,6$: très bon préamplificateur, peu bruyant.

Pour les MMIC Mini Circuits : série MAR, MAR1 à MAR8, le facteur de bruit est compris entre 3,0 et 6,5 dB.

Pour les MMIC NEC : série μPC , μPC1675 à μPC1679 , le facteur de bruit est compris entre 4,0 et 6,0 dB.

Pour les MMIC AsGa NEC : série μPG , μPG100 , le facteur de bruit typique vaut 2,7 dB.

Cette dernière caractéristique montre la supériorité de l'AsGa sur le Silicium.

Supposons maintenant que l'on recueille aux bornes d'un circuit accordé situé près de l'antenne un signal utile de 50 μV et un signal de bruit de 5 μV . Si nous disposons d'un préamplificateur ayant un facteur de bruit de 2 dB, on recueille en sortie, si le gain vaut 40 dB, un signal utile de 5000 μV et un signal de bruit de 800 μV .

Si le préamplificateur est de mauvaise facture : $F = 8 \text{ dB}$, dans les mêmes conditions, le signal utile vaut toujours 5000 μV (gain inchangé) mais le signal de bruit atteint 3150 μV .

Facteur de bruit de plusieurs étages en cascade

Pour ce calcul on se reportera au schéma de la figure 1. A l'entrée du premier étage on dispose des deux valeurs : signal S_e et bruit N_e . A la sortie du premier amplificateur de gain G_1 et de facteur de bruit F_1 on recueille le signal $G_1 \cdot S_e$ et le bruit amplifié auquel on ajoute le bruit propre de l'amplificateur. Ceci donne :

$$G_1 \cdot N_e + (F_1 - 1) \cdot G_1 \cdot N_e$$

A la sortie du second amplificateur de gain G_2 et de facteur de bruit F_2 on recueille le signal $G_2 \cdot G_1 \cdot S_e$ et le bruit amplifié auquel on ajoute le bruit propre de l'amplificateur. Ceci donne :

$$(G_2 \cdot G_1 \cdot N_e + (F_2 - 1) \cdot G_2 \cdot G_1 \cdot N_e) \cdot G_2 + (F_2 - 1) \cdot G_2 \cdot N_e = F_2 \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot N_e + (F_2 - 1) \cdot G_2 \cdot N_e$$

Le facteur de bruit étant défini aussi par le rapport S/B en entrée sur S/B en sortie il est, à partir des résultats précédents, simple d'aboutir à la relation donnant le facteur de bruit des deux étages

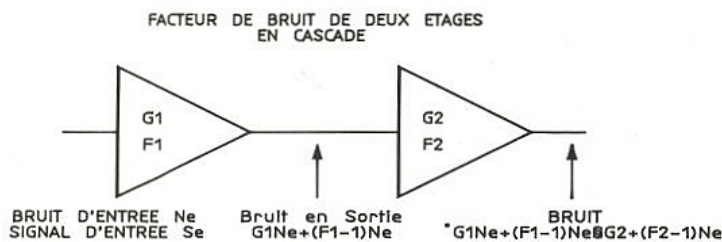


Figure 1 :

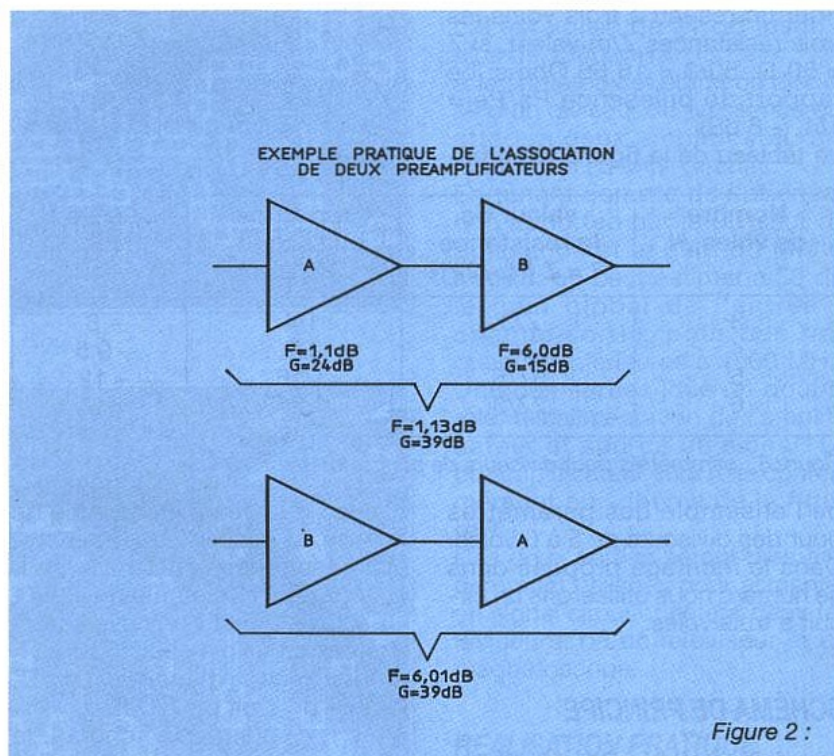


Figure 2 :

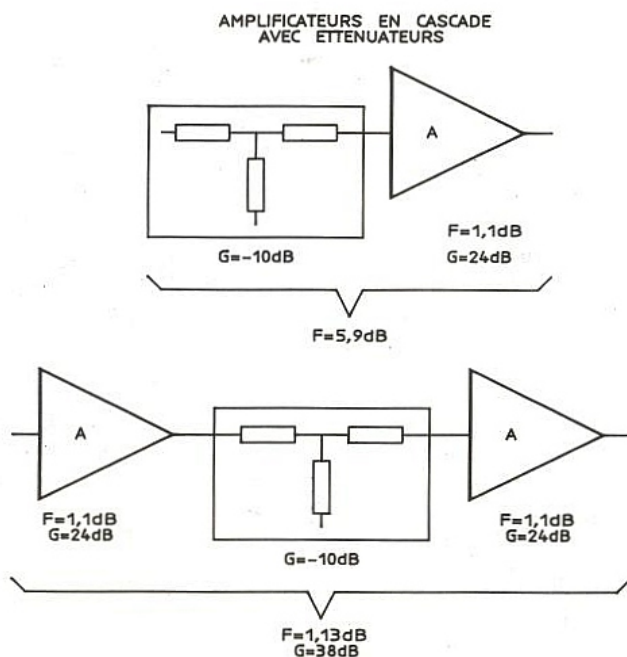


Figure 3 :

G1 et G2 en cascade.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

Le même calcul peut être mené pour un nombre quelconque d'étages. Pour la mise en cascade de trois amplificateurs on aurait :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2}$$

On voit, dans ces relations, que le facteur de bruit du premier étage est prépondérant. On dit en général que le bruit du premier étage masque le bruit des étages suivants.

Dans les deux relations précédentes, F et G sont sans dimension. Il serait absurde d'appliquer ces relations avec F et G exprimés en dB. Avant d'appliquer ces relations il convient donc de transformer F et G.

$$F = 10^{(F(\text{dB})/10)} \quad \text{et} \quad G = 10^{(G(\text{dB})/10)}$$

Supposons que nous disposions de deux amplificateurs de caractéristiques volontairement très différentes.

Le premier amplificateur A est un modèle performant :

$F = 1,1 \text{ dB}$ (1,288) et a un gain de 24 dB (251).

Le deuxième amplificateur B est beaucoup moins performant :

$F = 6,0 \text{ dB}$ (3,981) et a un gain de seulement 15 dB (31,7).

Que se passe-t-il, d'une manière globale, si l'on associe les deux amplificateurs comme le montre la **figure 2**, ampli A précédant l'ampli B ou l'inverse : ampli B précédant l'ampli A.

Dans le premier cas, ampli A puis ampli B, le facteur de bruit global vaut 1,13 dB, dans le second cas, ampli B puis ampli A, le facteur de bruit global vaut 6,01 dB.

Les relations définissant le facteur de bruit résultant de la mise en cascade de quadripôles s'appliquent aussi lorsque le quadripôle est un atténuateur ou un diviseur de puissance.

Prenons comme exemple les deux schémas de la **figure 3**.

Dans le premier cas un atténuateur de 10 dB précède un amplificateur du type A défini précédemment.

Pour le premier quadripôle, nous avons donc $G_1 = 0,1$ et $F_1 = 1$.

Pour le second quadripôle, nous avons $G_2 = 250$ et $F_2 = 1,288$.

Le facteur de bruit de l'ensemble mis en cascade vaut finalement : $F = 5,9 \text{ dB}$.

Attention, car cet excellent pré-amplificateur précédé par un atténuateur s'est transformé en un mauvais préamplificateur.

Câbles et connecteurs peuvent facilement se transformer en atténuateurs. Pour cette raison, un préamplificateur faible bruit doit toujours être le plus près possible de l'antenne si l'on veut profiter de la spécification sur le bruit.

Dans le second exemple, on associe deux amplificateurs du type A reliés via un atténuateur de 10 dB. Il s'agit donc de la mise en cascade de trois quadripôles. Pour l'atténuateur le gain vaut 0,1 et le facteur de bruit 1. (On considère que l'atténuateur ne génère pas de bruit). Le facteur de bruit de l'ensemble vaut finalement $F = 1,13$ dB.

Dans cette chaîne, si le second amplificateur de gain inchangé avait un facteur de bruit de 6 dB, le facteur de bruit global passe alors à 1,48 dB. Lorsque le coût est un paramètre important, les facteurs de bruit de chaque étage et leur influence seront analysés finement.

Diviseur de puissance

A partir d'une source il est fréquent de devoir distribuer le signal à plusieurs récepteurs. Avec une circuiterie logique, un branchement en étoile ne pose pas de problème particulier.

En haute fréquence, un branchement en étoile peut être effectué à condition d'adopter le schéma de la figure 4. Ce schéma est utilisable pour N voies.

Si Z est l'impédance caractéristique, impédance de la source et de la charge, on doit disposer de N résistances de valeur Z/m.

Le paramètre m se calcule en adoptant une impédance égale à Z vue par chacun des ports.

Pour un diviseur à N voies, m vaut :

$$m = \frac{N}{N-2}$$

Il est finalement intéressant de connaître le rapport des puissances : puissance de sortie/puissance d'entrée :

$$P_s/P_e : 1/(N-1)^2$$

Pour un réseau à trois voies les trois résistances Z/m valent, si $Z = 50 \Omega$, $50/3 = 16,66$ Ohms. Le rapport de puissance $P_s/P_e = 1/4$, (- 6 dB).

Le tableau de la figure 5 regrou-

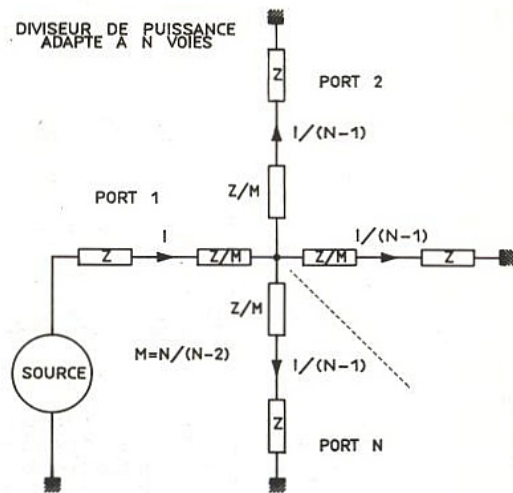


Figure 4

Nombre de voies, N	valeur de la résistance $R = Z(N-2)/N$	rapport de puissance P_s/P_e	P_s/P_e dB
3	$Z/3$	$1/4$	- 6
4	$Z/2$	$1/9$	- 9,5
5	$3Z/5$	$1/16$	- 12
6	$2Z/3$	$1/25$	- 14

Figure 5 : paramètres pour diviseurs de puissance de 3 à 6 voies.

pe l'ensemble des paramètres pour des diviseurs de 3 à 6 voies. Dans le montage proposé dans ce numéro nous utiliserons un circuit à trois voies.

SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe du préamplificateur est donné à la figure 6.

L'étage d'entrée est constitué de la mise en cascade de deux amplificateurs bâtis autour de transistors AsGa Telefunken CF300. Ce transistor est particulièrement intéressant, faible coût : 10 à 20 F à l'unité, gain d'environ 20 dB, facteur de bruit de 1,1 dB. Avec les valeurs du schéma, le point de fonctionnement est défini par :

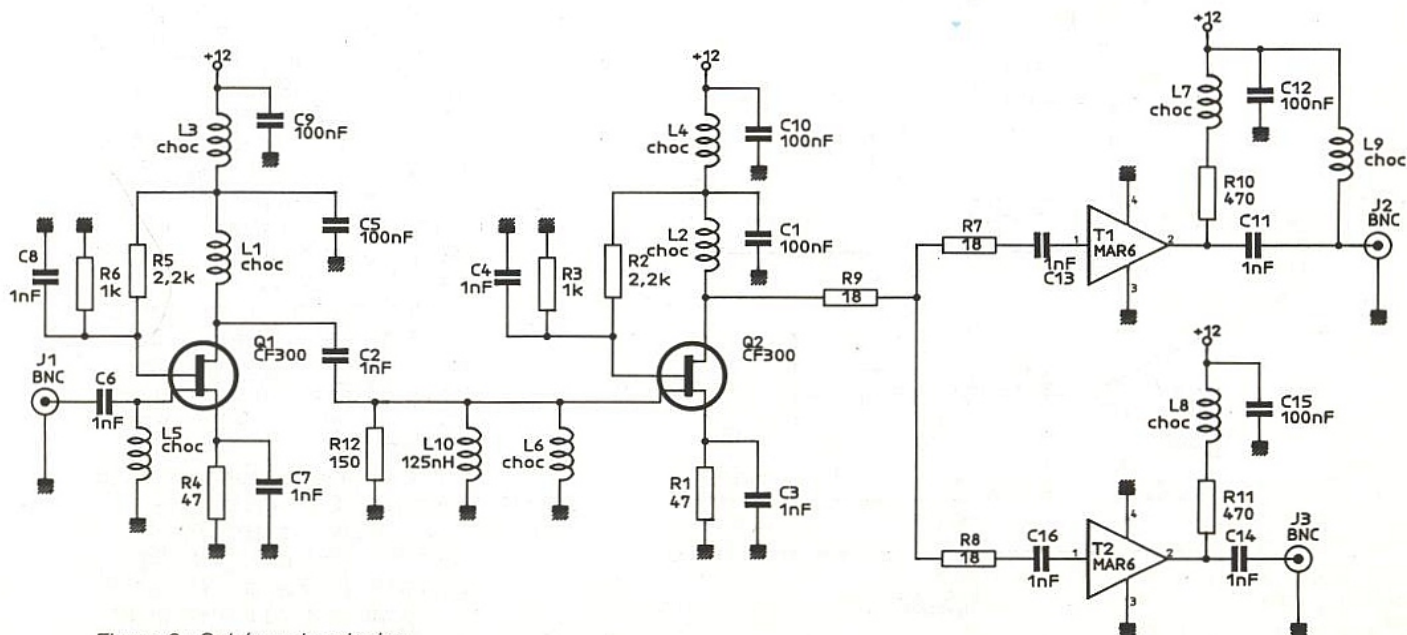


Figure 6 : Schéma de principe.

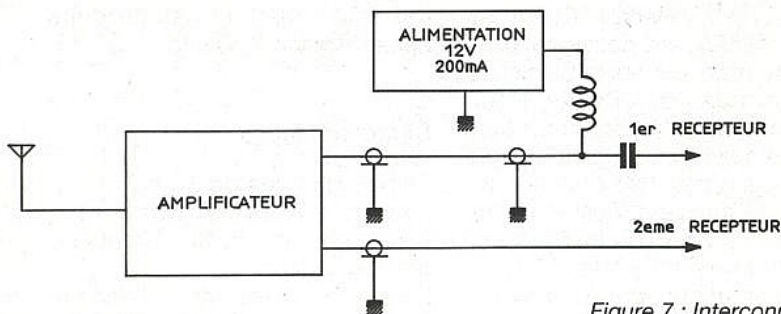


Figure 7 : Interconnexion.

Il n'existe aucune contre-indication quant à la durée de mise sous tension ; nous utilisons un préamplificateur de ce type dont l'alimentation n'a pas été interrompue depuis plus de douze mois.

François de DIEULEVEULT

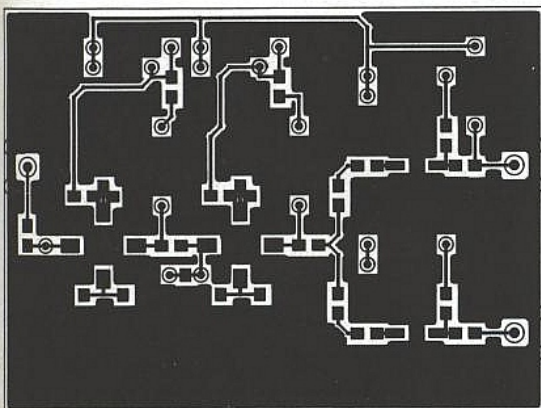


Figure 8

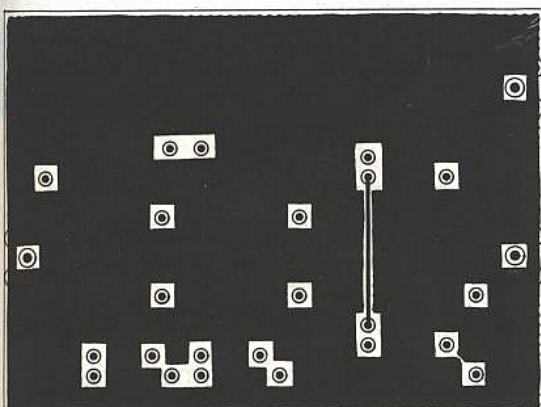


Figure 9

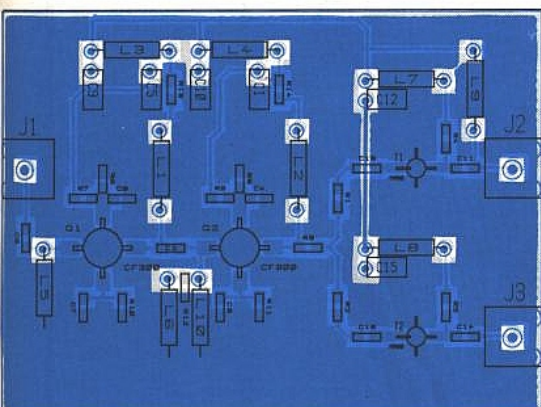


Figure 10

$I_d = 20 \text{ mA}$, $V_{GS1} = -1 \text{ V}$,
 $V_{GS2} = -3 \text{ V}$.

Dans ces conditions, le gain global est voisin de 21 dB jusqu'à plus de 1300 MHz.

A la sortie de cet étage on dispose d'un diviseur de puissance qui attaque deux amplificateurs à MMIC MAR 6 Mini-Circuits.

En tenant compte de l'atténuation apportée par le diviseur de puissance et le gain du MMIC MAR 6, on peut estimer à 30 dB le gain global de l'entrée à chaque sortie, pour des fréquences inférieures à 1000 MHz. Une des sorties joue un double rôle, téléalimentation de l'amplificateur et source du signal. Le préamplificateur sera relié conformément au schéma de la figure 7.

Ces deux sorties seront bien évidemment utilisées pour alimenter en signal simultanément deux téléviseurs, ou un téléviseur et un magnétoscope.

RÉALISATION PRATIQUE

Pour un tel circuit la réalisation pratique ne pose pas de problème majeur. Nous vous proposons deux solutions différentes : câblage direct sur une tôle d'acier étamée jouant le rôle de plan de masse ou circuit imprimé.

Pour la version circuit imprimé, le tracé des pistes côté cuivre est donné à la figure 8, le tracé des pistes côté composants à la figure 9 et l'implantation des composants à la figure 10.

La réalisation d'un circuit imprimé donne de meilleurs résultats quant à la reproductibilité.

Nous avons opté pour la première solution : câblage direct. Cette solution a pour principal avantage un faible coût et une plus grande rapidité de mise en œuvre.

Le prototype que nous avons réalisé est équipé de prises subclac (SMA) qui facilitent les mesures. Dans la pratique quotidienne, le préamplificateur sera équipé de prises E ou F.



Nomenclature

Résistances

R_1, R_2, R_3 : 18 Ω
 R_4, R_5 : 470 Ω
 R_6, R_8 : 1 k Ω
 R_7, R_9 : 2,2 k Ω
 R_{10}, R_{11} : 47 Ω
 R_{12} : 150 Ω
 R_{13}, R_{14} : 220 Ω

Condensateurs

$C_1, C_5, C_9, C_{10}, C_{12}, C_{15}$: 100 nF
 $C_2, C_3, C_4, C_6, C_7, C_8, C_{11}, C_{13}, C_{14}, C_{16}$: 1 nF

Semiconducteurs

T_1, T_2 : MAR6 Mini-Circuits
 Q_1, Q_2 : CF300 Téléfunken

Divers

J_1, J_2, J_3 : BNC ou prises TV
 $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7, L_8, L_9$: choc ≈ 20 spires jointives de fil de cuivre 0,3 mm sur bâtonnet ferrite $\varnothing 1,5$ mm longueur 14 mm.
 L_{10} : 125 nH

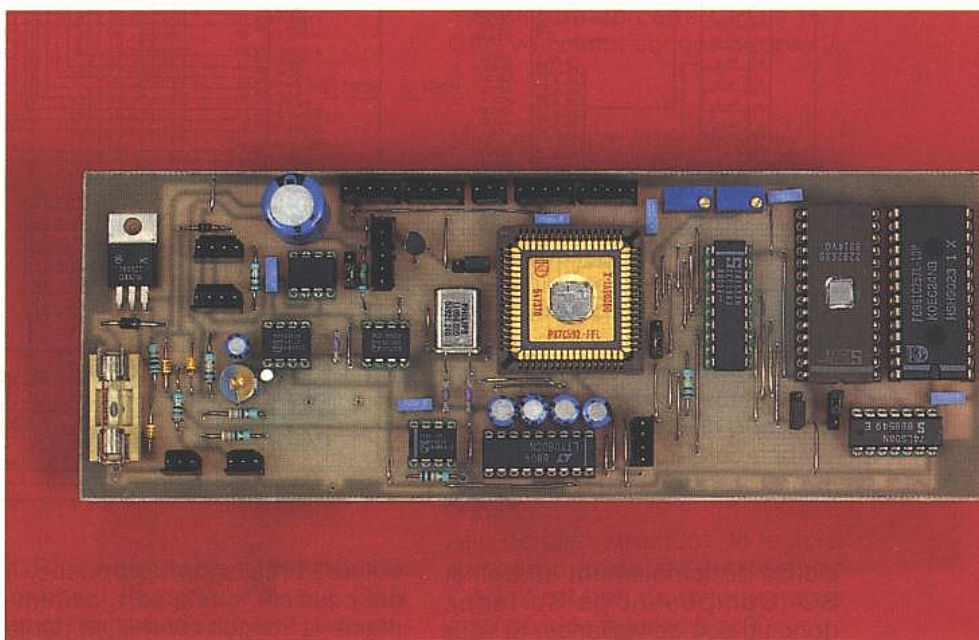
Carte unité centrale «BUS CAN» à l'aide du 87C592

Lors des précédents numéros d'ERP, nous vous avons présenté plusieurs aspects du bus industriel «CAN» principalement son protocole, les composants existants, l'aspect ligne de ce bus et les premiers schémas d'application.

Afin de conclure «en beauté» cette mini série d'articles, ce mois-ci, en guise de Vœux pour cette Nouvelle

Année, nous vous proposons de réaliser une carte CPU «CAN» afin que l'essentiel d'un tel système soit ainsi réalisé.

Cette réalisation ne se veut pas du tout exhaustive, mais doit permettre à la majorité d'entre vous de prendre possession du bus. Chacun pourra donc s'inspirer largement de cette réalisation pour réaliser ses applications CAN.



Remarques préliminaires

Avant d'entamer concrètement la description et les performances de cette CPU CAN commençons par quelques remarques préliminaires qui ont leur importance :

1) nous sommes très paresseux (ni plus ni moins que tout le monde !) et donc, si, avec J.-P. Billiard, nous vous avons présenté il y a quelques mois une CPU I2C à base de 80C552, c'est que nous avons déjà des idées derrière la tête.

Donc, d'une part, sachant que le microcontrôleur CAN 87C592 n'est globalement rien d'autre qu'un 80C552 amputé de l'I2C mais auquel on a substitué l'interface hard CAN, et, d'autre part, réalisant un doux mélange de flemmingite aiguë et de Compatibilité Ascendante Hard & Soft, nous avons ré-utilisé le canevas précédent (un grand merci aux mémoires des PC et aux CAO...) Bref, si vous avez tout compris cela devrait encore nous resservir dans le courant de l'année 93.

2) Les composants utilisés viennent juste d'apparaître sur le mar-

ché et, au niveau amateur, il sera peut-être délicat d'en disposer facilement. Un peu de patience, préparer vos armes et vos structures de systèmes et dans quelques semaines tout ira bien. De plus, comme vous pourrez le remarquer sur les schémas, nous avons vécu dans le luxe car, bien qu'ayant disposé des mémoires externes EPROM, nous avons utilisé la version UV PROM de ce microcontrôleur (87C592) (chère !) pour ne fonctionner uniquement qu'en mode de mémoire programme externe.

Ceci est uniquement dû au fait que la première version disponible de ce microcontrôleur est celle en UV PROM (87C...) pour que l'on puisse développer rapidement du code pour des réalisations masquées ou non.

3) Nous avons choisi d'utiliser pour driver ligne le circuit intégré 82C250 en boîtier DIL car plus pratique à insérer sur le cuivre de notre exemple de réalisation.

A notre connaissance, lors de sa grande production et pour d'évidentes raisons de coût et de dimensions, celui-ci sera commer-

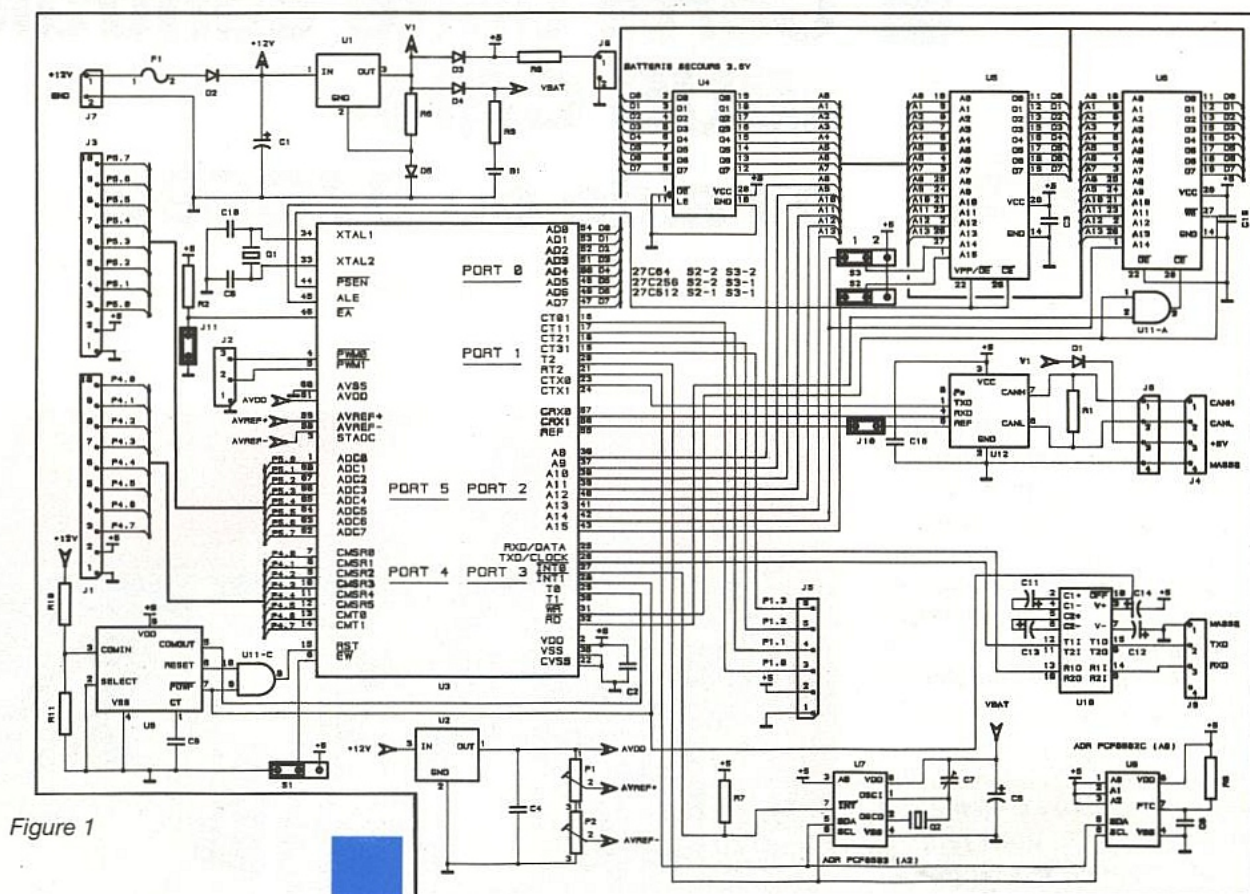


Figure 1

cialisé principalement en boîtier SO (Composant de Surface), donc un peu de vigilance. Si vous voulez vous libérer totalement des problèmes concernant la commande de la ligne vous pourrez toujours utiliser l'un des montages «en composants discrets» proposés lors du numéro précédent. Après ces remarques essentielles passons maintenant au sujet lui-même.

STRUCTURE GÉNÉRALE DU SCHÉMA DE LA CPU CAN

Le schéma est donné figure 1. La structure de cet ensemble vous est maintenant complètement familière, principalement au niveau de la CPU.

Vous y retrouvez le conventionnel latch d'adresses (74HCT573) et l'espace mémoire RAM et ROM (programme) ainsi que la porte NAND permettant de superposer les champs mémoire.

Une option plus économique de réalisation peut être facilement envisagée dans le cas d'applications entièrement masquées et ayant une limite restrictive de programme maximal à 16 Ko. En effet, il est possible de mieux rentabiliser en coût et en surface de

cuivre la réalisation proposée. Il est possible, d'une part, de remplacer la version UV PROM par le composant OTP du même microcontrôleur et d'autre part de retirer les composants précédemment cités (ce qui de plus libérera des ports de sortie supplémentaires).

Pour le reste, nous avons laissé sur la carte les mêmes composants que dans l'application précédente mais présentés ici de façon optionnelle (bien qu'ils soient si souvent tellement pratiques), à savoir :

- le régulateur 5 V ainsi que le circuit de charge de batterie de secours,
- le circuit de surveillance (superviseur) d'alimentation,
- l'interface Rx, Tx vers la sortie RS 232,
- les composants I2C E2PROM PCx 8582-2 et Horloge temps réel PCF 8583.

Sur le principe, si vous avez lu attentivement tous les paragraphes précédents vous avez dû faire un bond sur votre siège en lisant la dernière ligne et pour cause : il n'y a plus d'I2C dans le 87C592 puisque le CAN l'a remplacé ! En hard oui... en soft peut-être, si on en met !

Eh bien, c'est ce que nous avons eu l'audace de faire !

Les particularités de l'implantation du microcontrôleur CAN 8xC592

Evidemment certains fûtés pourraient dire que nous n'avons fait que retirer les buffers de l'I2C pour les remplacer par le driver ligne CAN 82C250 puisque le 80C592 ressemble comme un frère au 80C552.

Cela aurait été trop simple !

Pour vous en convaincre, regardez attentivement la figure 2 donnant les brochages respectifs des boîtiers PLCC 8xC552 et 592. Ils sont presque semblables, mais certaines broches sont décalées d'un cran. Catastrophe ! Mais pourquoi donc ?

Un peu de technique

L'I2C est un bus où les signaux transmis et reçus sont traités selon un processus digital. Ce n'est pas le cas du bus CAN, et loin de là.

En effet, la création (en interne au circuit intégré) des signaux à transmettre s'effectue de façon purement digitale (comme dans l'I2C) et il est donc normal que les transistors effectuant cette fonction soient disposés dans un

PIN CONFIGURATIONS

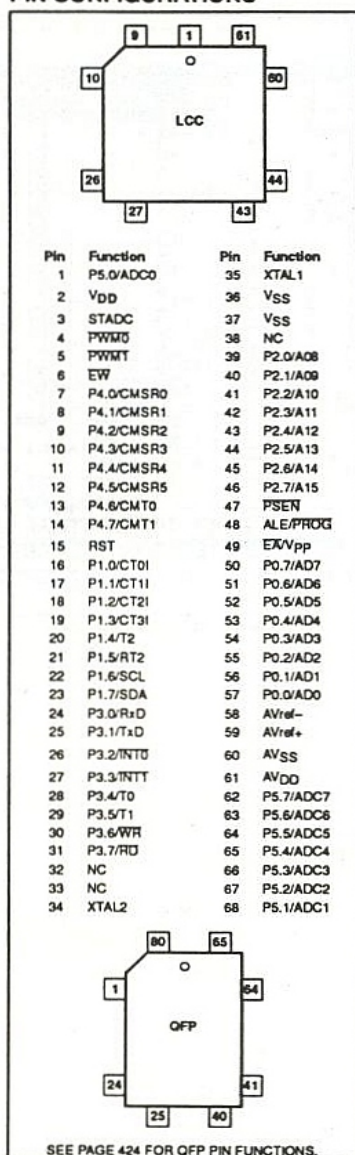


Figure 2a

même «quartier» que leurs cousins numériques et que les broches CTx soient en lieu et place de feux SCL et SDA. En ce qui concerne les entrées

PIN CONFIGURATION

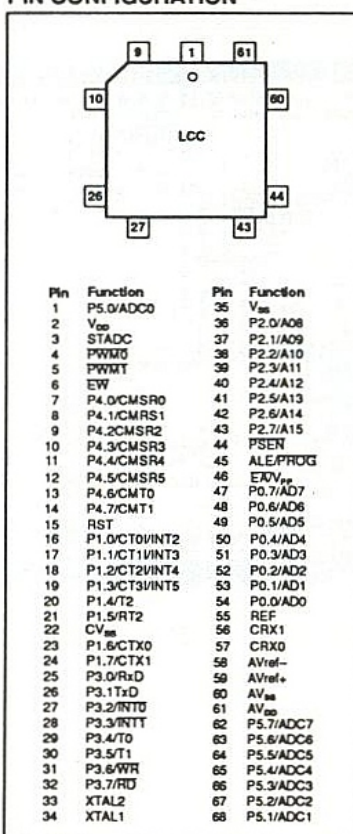


Figure 2b

CRx la chanson n'est plus la même. Les signaux du bus CAN sont transportés sur une paire différentielle et lors de leur réception pénètrent physiquement sur des «amplificateurs différentiels» à structure franchement analogique, donc pas du tout dans la même région du cristal afin d'optimiser les performances de réception de l'ensemble.

Etant donné qu'il existe déjà sur le cristal une partie du circuit ayant déjà des performances analogiques (en l'occurrence les étages d'entrée des nombreux convertisseurs A/D), il était donc

normal de disposer topologiquement les entrées CRx dans ces parages... mais, hélas pour l'utilisateur, physiquement à l'opposé des sorties CRx.

Heureusement les routeurs CAO savent très bien se débrouiller pour faire venir par la suite ces quatre fils CTx0, CTx1, CRx0, CRx1 vers les broches correspondantes du 82C250.

Vous voilà donc prévenus dans le cas de ré-implantation personnelle de ce même circuit.

Les cuivre, implantation et nomenclature de cette CPU à bus CAN vous sont donnés figures 3, 4 et 5.

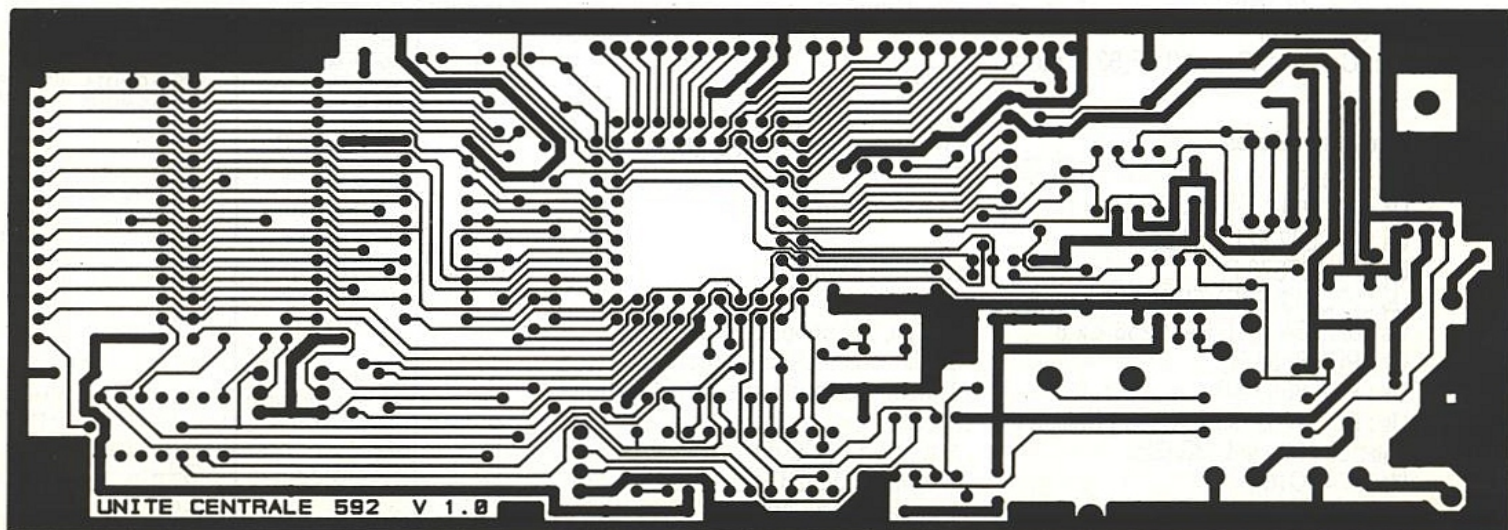
Mise en œuvre logicielle du microcontrôleur CAN 8xC592

Nous vous faisons grâce de la partie applicative – qui, par principe vous sera propre – et que vous aurez classiquement écrite en «assembleur» ou «C» 8051 (en tenant compte des quelques particularités de ce microcontrôleur) et nous en arrivons à la partie dédiée au bus CAN et plus particulièrement aux routines spécifiques.

Afin de bien structurer le logiciel de commande de l'interface CAN, il est bon de regarder avec attention les figures 6 et 7.

La première montre clairement où se situent les registres de commande de l'interface CAN et les relations qui ont lieu entre eux et les «SFRs» (spécial fonctions registers bien connus de commande). A noter aussi les échanges se passant par la logique de DMA (direct memory access).

La seconde vous indique les noms et adresses des registres CAN qu'il sera obligatoire de remplir pour initialiser, lancer des échanges, etc.



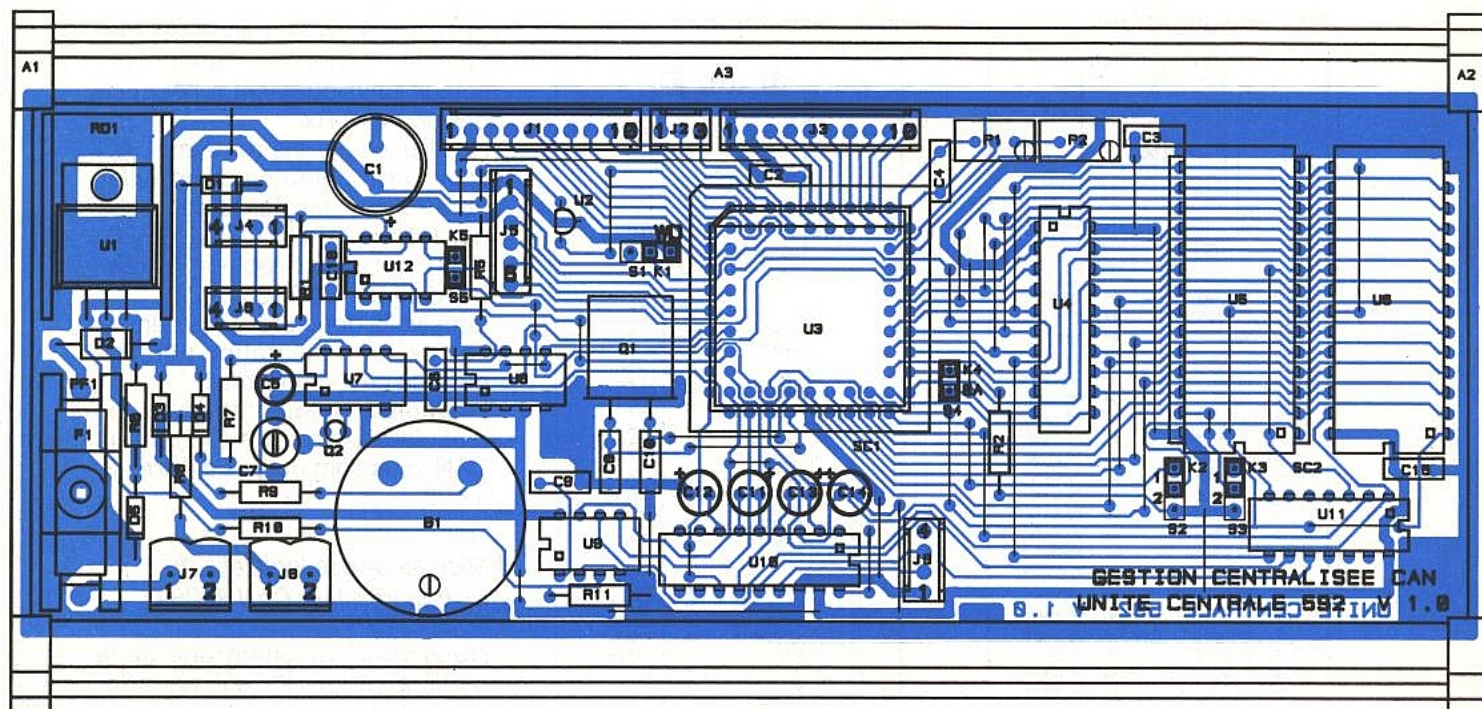


Figure 4

Nomenclature (figure 5)

Résistances 1/4 5 % (sauf mention contraire)

R1 : 120 Ω
 R2 : 100 k Ω
 R3, R4 : non implantées
 R5 : 56 k Ω
 R6 : 100 Ω
 R7 : 10 k Ω
 R8 : 22 Ω
 R9 : 330 Ω
 R10 : 68,1 k Ω (1 %)
 R11 : 9,09 k Ω (1 %)
 P1, P2 : 1 k Ω 10 % ajust. T9YA

Condensateurs

C1 : 470 μ F 25 V radial
 C2, C3, C4, C9, C15, C16 : 100 nF
 C5 : 4,7 μ F 63 V radial
 C6 : 3,3 nF
 C7 : 2/22 pF ajust.
 C8, C10 : 22 pF
 C11, C12, C13, C14 : 10 μ F 63 V radial

Circuits intégrés

U1 : 7805C
 U2 : 78L05AC
 U3 : 87C592 EFL Philips
 U4 : 74HCT573 P
 U5 : 27C512-20FA EPROM 64 k x 8
 U6 : 62256A IOLL RAM 256 k x 8
 U7 : PCF 8583 P
 U8 : PCF 8582 AP
 U9 : PCF 1252 (superviseur) Philips
 U10 : LT 1080 (int. RS232)
 U11 : 74HCT08
 U12 : PCA 82C250 P (interface ligne CAN) Philips

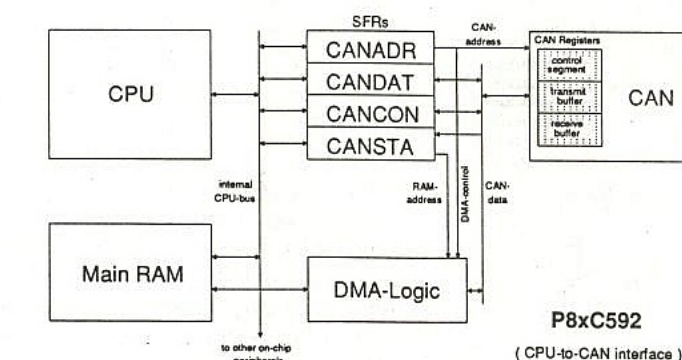


Figure 6

Semiconducteurs

D1, D3, D4, D5 : BAT 85 (schottky)
 D2 : 1N4007

Divers

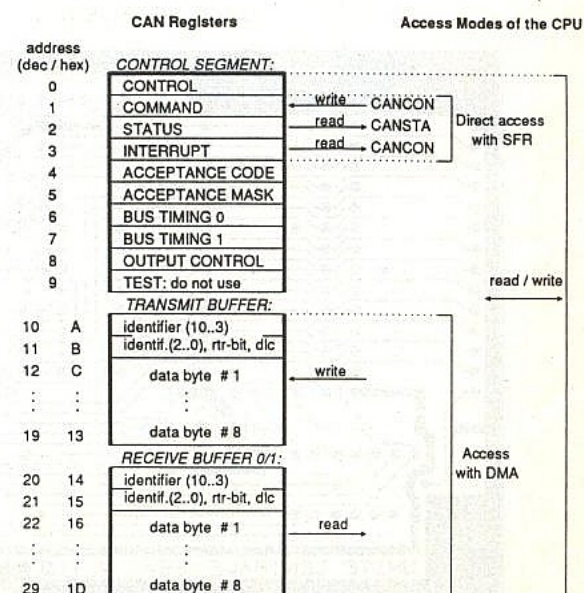
Q1 : Quartz 12 MHz HC 18/V
 Q2 : Quartz 32,768 kHz MX38

S1 à S3 : barrette 3 points

K1 à K5 : cavaliers

J1 à J6, J9 : connecteur HE14
 J7, J8 : connecteur embrochable
 1 fusible et porte-fusible F1 200 mA
 5 x 20
 1 support PLCC 68
 1 support DIL 28
 1 radiateur WA 400
 1 batterie 3,6 V ; 100 mA (B1)

Figure 7



Evidemment, le fin du fin est de connaître par cœur la signification de chacun des bits de ces registres ! Enfin, nul n'est parfait. Ceci étant, il ne reste plus qu'à remplir des lignes de logiciel pour mettre en branle l'interface. Si l'on voulait décrire par le détail le logiciel de tous les cas possibles, ce numéro de la revue n'y suffirait pas et en dépasserait largement le cadre aussi. Si cela vous intéresse réellement, nous préférons que vous preniez contact avec nous via la rédaction (ou le serveur) de la revue afin de vous faire parvenir des documents permettant la mise en œuvre concrète de l'interface CAN du 8xC592.

CHARGE DE LA CPU 8xC592 LORS DE COMMUNICATION DU BUS CAN

Pour terminer, voici quelques mots sur un sujet fréquemment passé sous silence et qui est pourtant fondamental : la charge CPU due au bus.

Lors de l'élaboration de tel système, il est toujours intéressant d'effectuer une évaluation de la charge de la CPU qui est due à la communication sur le bus.

Tout d'abord que signifie la charge de la CPU ?

On définit par charge de la CPU, le pourcentage de temps pris par la CPU pour «servir» les communications (CAN en l'occurrence) sur une période de temps déterminé.

Le mot «servir» sous-entend dans notre langage hermétique de «micro-contrôlier» patenté que l'on effectue la routine d'interruption appropriée et revenir au programme principal (donc sous-entend par définition un logiciel de référence non présenté dans l'article). A ce sujet, nous vous renvoyons aux **figures 8 a et b** pour vous imprégner du schéma architectural et du «flowchart» de la routine d'interruption.

Comme vous le savez un nœud CAN possède un «identificateur» qui lui permet soit de s'intéresser au message qui circule sur le bus et à ce moment-là de le «copier» soit de l'ignorer totalement en le «rejetant».

Dans les deux cas, la CPU, via la routine d'interruption, travaille et prend donc du temps machine. La **figure 9** donne un exemple du nombre de cycles occupés selon les deux cas (où heureusement le temps que l'on met à rejeter un

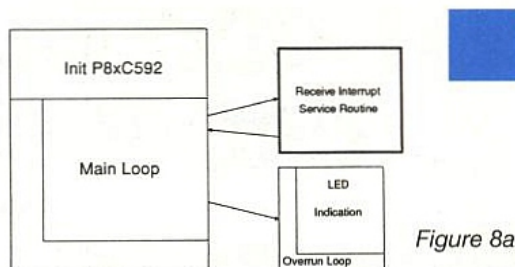


Figure 8a

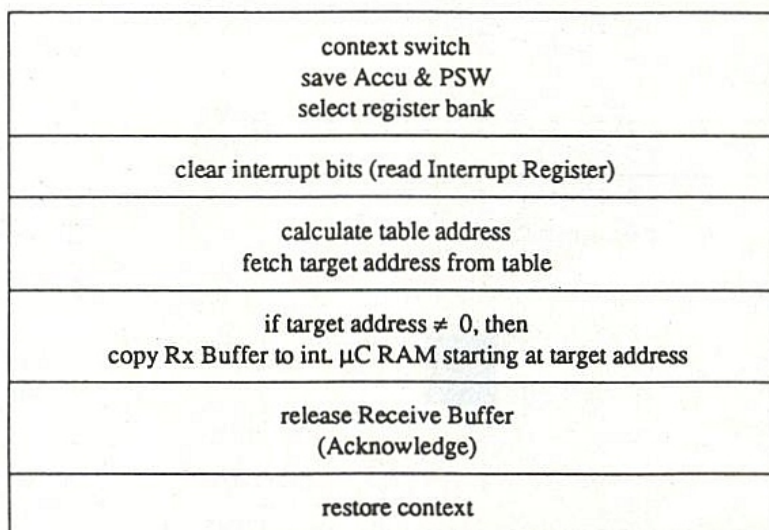


Figure 8b

Désignation de l'opération	Machine Cycles	Copy	Reject	Rx Buff Release
Temps de réponse max à une interruption	5	x	x	x
Saut long à la routine d'interruption	2	x	x	x
Sauvegarde du contexte en cours	6	x	x	x
Effacement des bits d'interruption	1	x	x	x
Calcul de l'adresse cible	15	x	x	x
Copie du buffer de réception	8	x	—	x
Acquittement	2	x	x	x
Retour au contexte	6	x	x	—
Nombre de cycles total		45	37	39

Figure 9 : Temps d'exécution (en cycle machine) lors d'une procédure d'interruption de réception.

message «inintéressant» est plus court que celui que l'on met pour enregistrer un message captivant !

Evidemment, la longueur du message envoyé sur le bus (de 0 à 8 octets transmis) a une influence sur cette charge CPU, de même que la fréquence de l'horloge du microcontrôleur (donc le débit du bus). Un exemple de temps occupé est donné **figure 10** pour une horloge de 16 MHz.

Passons maintenant au calcul de la charge CPU.

DÉTERMINATION DE LA CHARGE CPU

La charge de la CPU dépend comme nous venons de vous l'exposer de trois paramètres principaux :

- 1) le temps d'exécution de la routine d'INTerruption,
- 2) le débit du bus,
- 3) la charge du bus (pourcentage de temps où le bus est actif pour transférer des messages) dépendant de :

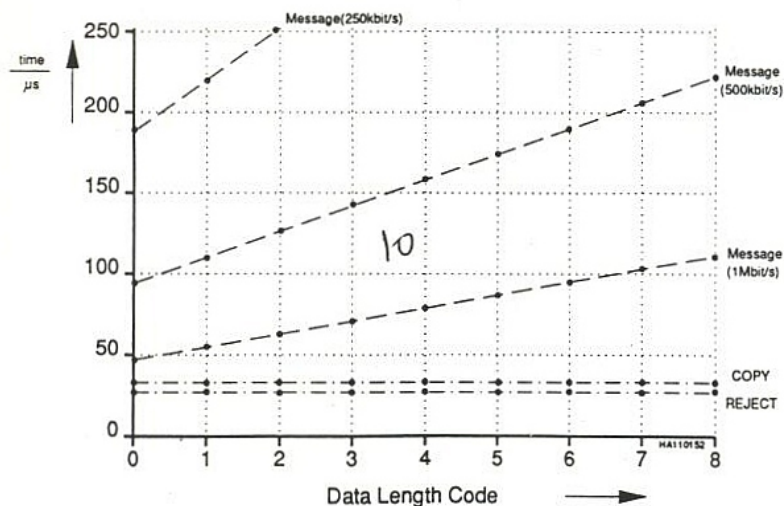


Figure 10

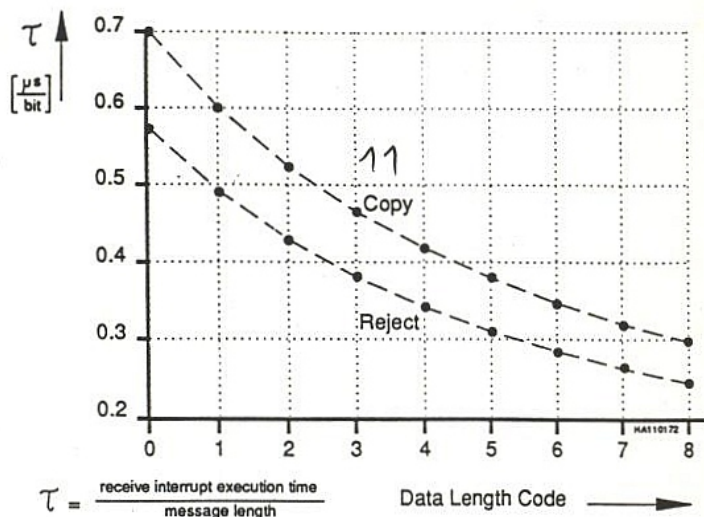


Figure 11

Débit	Charge 10 % bus	Charge 20 % bus	Charge 50 % bus
100 kbit/s	0,4 %	0,8 %	2,1 %
250 kbit/s	1,0 %	2,1 %	5,2 %
500 kbits/s	2,1 %	4,2 %	10 %
1 Mbit/s	4,2 %	8,4 %	21 %

Figure 12 : Charge CPU lorsque des messages de quatre octets sont utilisés dans le pire cas (copie de tous).

a) combien de messages sont transférés par intervalle de temps,
b) de la longueur de chaque message, donc du :
α) nombre de bits transmis et,
β) du temps de chaque bit.
Le tout mis en équation donne :

en posant que le «bit-rate» (débit) est égal à : «1/ durée du bit» et en reportant l'équation (1) dans l'équation (2) il vient :

$$\text{charge CPU} = \text{charge bus} \times \text{bit rate} \times \frac{\text{temps d'exécution de la routine d'INT}}{\text{longueur du message}}$$

= charge du bus x bit rate x «τ»
La valeur «τ» dépend de la longueur des messages et ses variations sont données **figure 11** et permet de calculer la charge CPU pour chaque type de message (ou message «moyen») transmis et enfin le tableau de la **figure 12** résume tout ce long paragraphe !!!

Nous vous donnons maintenant rendez-vous le mois prochain pour attaquer l'un des autres nombreux domaines bien épineux des microcontrôleurs. A ce jour nous commençons à osciller pour vous à ce sujet...

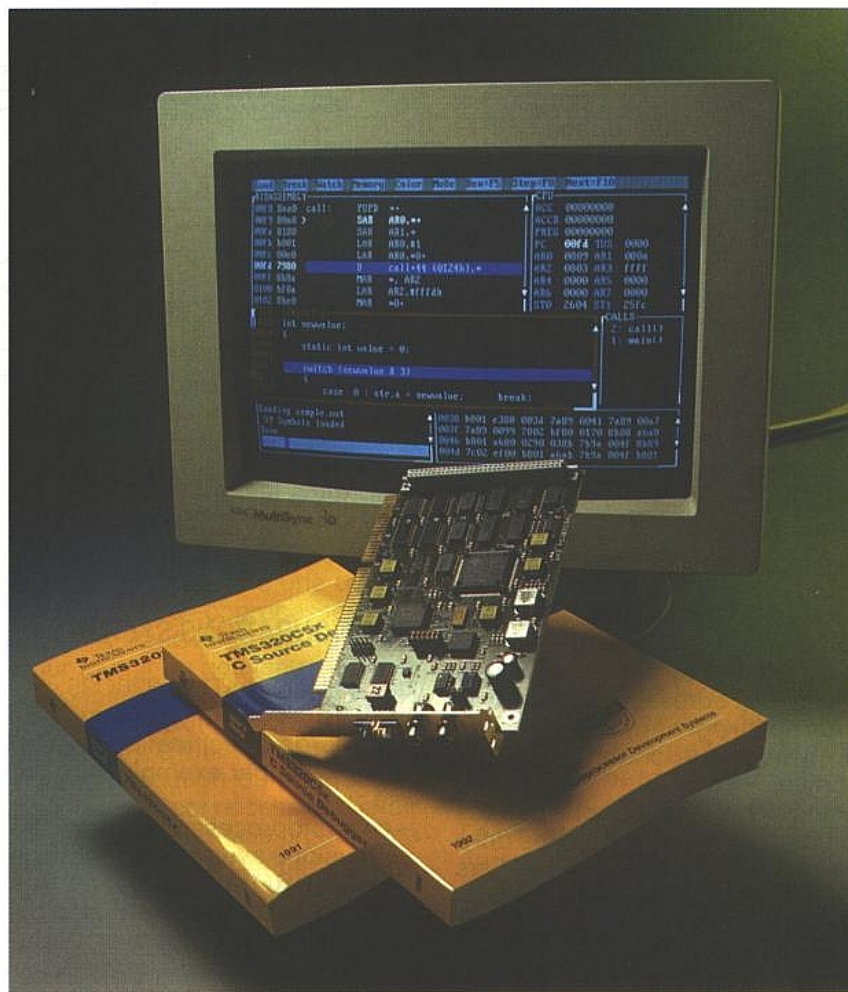
Dominique PARET
et l'aimable collaboration de
Jean-Pierre Billiard

soit enfin la charge de la CPU (équation (2)) :

$$\text{charge CPU} = \frac{\text{nb de messages} \times \text{temps d'exécution de la routine d'INT}}{\text{intervalle de temps}} \quad (2)$$

Le DSP TMS 320C25

Après avoir, dans notre précédent numéro, détaillé l'architecture du TMS 320C25 : gestion de la mémoire, unité centrale et schéma fonctionnel, nous allons terminer dans ce numéro l'étude de ce processeur numérique de signal en détaillant son répertoire d'instructions et en dégagant quelques idées de configurations d'application. Pour plus de clarté, nous conserverons la progression de numérotation des figures entamée dans la première partie.



LE CONTRÔLE DU SYSTÈME

Les opérations de contrôle sont possibles dans le TMS 320C25 par l'intermédiaire d'un timer intégré, d'un compteur de répétition, de trois interruptions utilisateur masquables et externes, et d'interruptions internes générées par le port série ou par le timer.

Le TMS 320C25 possède un timer (TIM) décomptant continuellement avec l'horloge CLKOUT1. Une interruption timer (TINT) est créée lorsque le timer arrive à 0. Le timer arrivant à 0 est automatiquement rechargé par le contenu du registre «période» (PRD). De cette manière, une interruption peut être programmée pour apparaître périodiquement tous les $(PRD \times 1) \times CLKOUT1$ cycles. Cette fonction est intéressante pour contrôler les opérations et pour synchroniser un

échantillonnage ou une génération de signal.

Une instruction de répétition d'opération autorise jusqu'à 256 exécutions successives d'une même instruction. Le compteur de répétition (RPTC) peut être chargé aussi bien par une donnée mémoire (lorsque l'instruction RPT est utilisée) que par une valeur immédiate venant de la mémoire programme (lorsque l'instruction RPTK est utilisée). Il est possible de répéter les instructions suivantes : multiplication avec accumulation, transfert de blocs, transfert d'entrées/sorties et lectures et écritures de tables. Ces instructions qui sont normalement exécutées en plusieurs cycles DSP sont «pipelinées» lors de leur répétition et leur temps d'exécution est réduit à 1 cycle DSP. Par exemple, l'instruction de lecture de table TBLR prend

ordinairement quatre cycles DSP. Lorsqu'elle est répétée, la lecture des cases mémoire se fait au rythme d'une par cycle DSP. Trois interruptions externes masquables (INT0 - INT1 - INT2) déroutent le process en cours d'exécution vers des tâches d'interruptions selon le besoin de l'utilisateur. Les interruptions internes peuvent être générées par le port série, le timer, ou par des instructions d'interruption SOFTWARE. Un niveau de priorité est attribué à chacune d'elles. La plus prioritaire étant le RESET, et la moins prioritaire le port série. Deux registres d'état ST0 et ST1 indiquent les modes et les conditions de fonctionnement du DSP. Ces deux registres peuvent être sauvegardés en mémoire par des instructions spécifiques afin de garder le contexte lorsqu'un sous-programme ou une interruption sont traités.

Les interfaces d'entrées/sorties

Le TMS 320C25 est capable d'interfacer une très grande étendue d'adresses du fait de ses trois champs d'adresses distincts : le champ programme, le champ données et le champ entrées/sorties.

Les entrées/sorties sont traitées de la même manière que les données. L'utilisation des bus adresses et données externes au DSP sont gérables identiquement pour les données mémoire et les E/S.

L'interfaçage des périphériques et des mémoires lentes est possible grâce à l'entrée READY qui autorise l'insertion de wait-states jusqu'à ce que le périphérique ou la mémoire soient prêts à conclure le transfert de données.

Une limitation du champ Entrées/Sorties à seize adresses disponibles ne permet d'utiliser que les adresses A0 à A3 du DSP en gestion d'E/S.

Un port d'E/S série peut interfacier des composants tels que CODECS, convertisseurs A/D avec interface série et autres systèmes série. L'interfaçage demande quelques composants externes. Cette interface ne peut en aucun cas être utilisée en liaison série du type RS 232. Les deux registres associés (émission et réception) peuvent être configurés en 8 bits ou en 16 bits. Le signal de synchronisation de la transmission peut être créé en interne ou bien extérieurement au DSP. La communication série est pos-

sible jusqu'à 5 MHz d'horloge. La fréquence minimale de fonctionnement n'est pas limitative ($f_{min} = 0$ Hz). La synchronisation trame peut être active ou inactive conformément au bit FSM. Ce mode de fonctionnement avec

bus parallèle d'adresses de 16 bits, trois signaux de sélection du champ mémoire utilisé (programme, donnée, E/S), et quelques signaux de contrôle.

Dans la **figure 9**, une RAM et une ROM ou PROM externe ont été

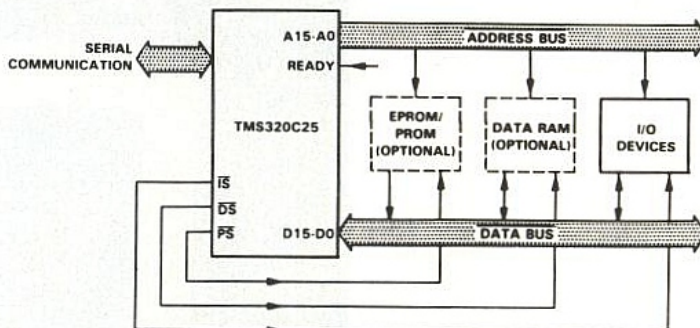


Figure 9

synchronisation de trame est très utile dans les applications Télécom du type MIC (G711/712/772 du CCITT ou T1 d'AT & T).

CONFIGURATIONS SYSTÈME

La flexibilité du TMS 320C25 permet de satisfaire une grande gamme de spécifications système. Il peut, par exemple, être utilisé :

- en monoprocesseur (en processeur unique avec ses 4 K mots de ROM/EPROM interne et ses 544/1568 mots de RAM interne)
- en multiprocesseur avec partage de la mémoire de données,
- ou encore en coprocesseur maître ou esclave par l'intermédiaire de l'interface hard prévu à cet effet.

L'interfaçage en utilisation monoprocesseur comprend un bus de données parallèle de 16 bits, un

ajoutées au système minimum en monoprocesseur. Le signal de READY permet de générer des wait-states dans le DSP pour satisfaire l'interfaçage avec des mémoires externes ou des périphériques lents. Toutes les mémoires et tous les périphériques externes sont directement contrôlables par le TMS 320C25. Il faut, tout de même, toujours rajouter une porte, ou plus, extérieurement au DSP. L'interface de communication série permet d'interfacier un CODEC, un convertisseur A/D ou D/A, etc. ou bien un autre système minimum pour former une configuration multiprocesseur. Pour les applications multiprocesseur, le TMS 320C25 possède les moyens d'adresser une mémoire commune aux processeurs et de gérer son partage par les signaux BR (Bus Request) et READY.

Le registre 8 bits interne d'adres-

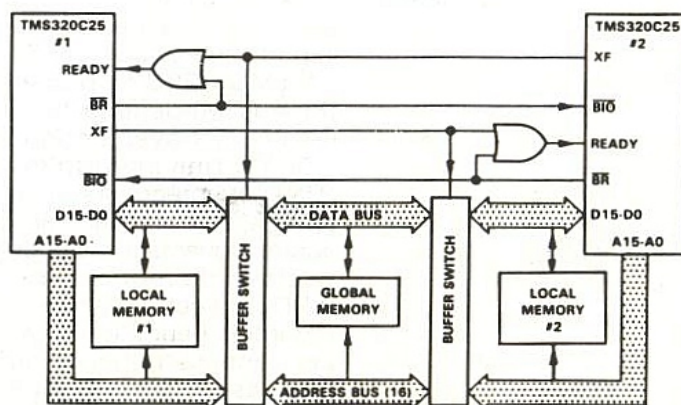


Figure 10

sage de la mémoire commune (GREG) permet d'affecter jusqu'à 32 K mots de la mémoire de données du TMS 320C25 à la mémoire commune. Le contenu de ce registre spécifie la taille de la mémoire commune. Si l'instruction à exécuter doit adresser une opérande dans la mémoire commune, alors une demande d'accès au bus (BR) est automatiquement générée. Le signal READY prolonge alors le cycle en court en incorporant des wait-states jusqu'à ce qu'il passe à 1 pour autoriser le DSP à accéder à la mémoire commune.

Dans une configuration système en multiprocesseur, le champ d'adresses de chacun des processeurs est divisé en deux parties. La mémoire locale accessible uniquement par le DSP auquel elle est affectée et la mémoire commune accessible par tous.

Cette dernière permet de traiter des données communes à l'application.

La **figure 10** montre une configuration système parallèle mettant en commun une partie de la mémoire. Les deux DSPs partagent la mémoire commune alors qu'ils exécutent leur propre programme. L'arbitrage des accès à la mémoire commune est réalisé en hard par les signaux XF, BR, BIO et READY. Lorsque le signal BR d'un DSP est activé par une demande d'adressage à la mémoire globale, le signal BIO conditionne l'instruction de branchement BIOZ de l'autre DSP, qui doit alors l'exécuter et libérer le bus en positionnant le flag correspondant à la sortie XF. Le signal READY du DSP demandeur passe alors à 1 et la lecture (ou l'écriture) mémoire peut se faire sans conflit.

Le fonctionnement en multiprocesseur avec un TMS 320C25 peut également être implémenté par l'utilisation des signaux d'interface HOLD et HOLDA accompagné par des interruptions. HOLD et HOLDA (demande de suspension de l'activité du DSP/et son acquittement) permettent à un autre processeur de lire ou d'écrire dans la mémoire externe au TMS 320C25. L'adressage des mémoires données et programme sont alors accessibles car le TMS 320C25 se trouve dans le mode HALT suspendant l'activité du processeur et libérant les bus. Ce type de fonctionnement est très intéressant pour initialiser et pour changer le pro-

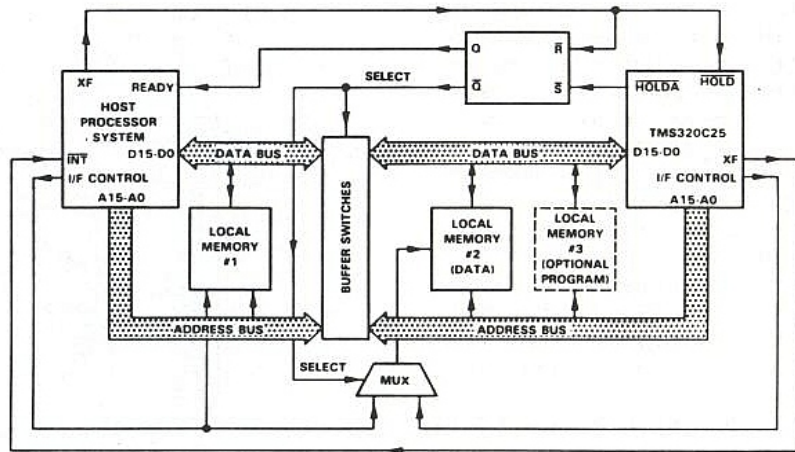


Figure 11

gramme à exécuter par le TMS 320C25.

Lorsque des exécutions temps réel sont à traiter et que le programme à exécuter ne permet pas d'être interrompu pendant ce temps, le masquage des interruptions inhibe toute demande d'accès à la mémoire. Cette configuration est typiquement celle à adopter dans une utilisation du DSP en coprocesseur.

Le TMS 320C25 a été amélioré pour fournir un nouveau mode de suspension d'exécution du programme pour permettre les échanges DMA tout en continuant l'exécution du programme en interne. Ceci nécessite d'avoir en mémoire interne le programme à exécuter et les données à traiter. Le programme continue son exécution jusqu'à ce qu'une instruction nécessitant un accès externe soit rencontrée. Le programme est alors suspendu jusqu'à ce que les bus externes soient libérées. Ce mode de fonctionnement est très intéressant en fonctionnement multiprocesseur.

L'interfaçage d'un microprocesseur 16 ou 32 bits standard avec des périphériques de traitement du signal est très fréquent. De telles configurations sont souvent utiles dans les systèmes à large spectre d'applications. La **figure 11** montre une architecture système possible avec une interface contrôlée par les signaux HOLD et HOLDA.

Un des avantages du TMS 320C25 en application multiprocesseur réside dans sa capacité à se synchroniser avec des événements externes par le signal SYNC. La synchronisation des horloges de plusieurs TMS 320C25 peut alors être réalisée. Ce procédé autorise la synchronisation des signaux externes sortant des DSPs.

Les modes d'adressage et les instructions du TMS 320C25

Le jeu d'instructions du TMS 320C25 comprend les opérations condensées de traitement du signal et les opérations générales telles que le contrôle multiprocesseur et le contrôle standard. Pour obtenir la vitesse maximale de fonctionnement, l'instruction courante est exécutée en même temps que l'instruction suivante est décodée, et celle à venir acquise. Du fait que le même bus de données externe est utilisé pour la mémoire programme, la mémoire données et les E/S, le nombre de cycles nécessaire à l'exécution d'une instruction est variable et dépendant des instructions suivantes et précédentes. Tout dépend de l'utilisation du bus externe. Il faut bien avoir à l'esprit que la puissance maximale accessible dans ce DSP sera atteinte lorsque le programme et les données sont internes au DSP.

Trois modes d'adressage sont implémentés dans le TMS 320C25. Ce sont les modes direct, indirect et immédiat. Les deux modes direct et indirect sont utilisables pour l'adressage de la mémoire de données. Lorsque l'adressage direct est utilisé, l'adresse 16 bits est séparée en deux pour laisser un champ de 9 bits au pointeur de page de la mémoire de données (DP). Les 7 bits restants permettent d'adresser les 128 mots constituant la page pointée par DP. Le DP peut adresser 512 pages de 128 mots et autorise le DSP à gérer directement 64 K mots de mémoire de données. Les 7 bits d'adresse compris dans l'instruction adressent une case mémoire de la page de 128 mots sélectionnée par DP. L'adressage direct peut être utili-

sé avec toutes les instructions excepté avec le CALL, les instructions de branchement et, bien entendu, les instructions utilisant les adressages immédiats ou les instructions sans opérande.

Le mode d'adressage indirect est très puissant et très souple d'utilisation du fait des huit registres auxiliaires (AR0 - AR7) prévus à cet effet. L'adresse de la donnée à lire (ou à écrire) est placée dans l'un des huit registres auxiliaires et l'instruction à exécuter placera cette adresse sur le bus d'adresses pour accéder à la donnée.

Pour sélectionner un des huit registres, il faut initialiser le pointeur de registre auxiliaire ARP avec une valeur de 0 à 7. L'unité arithmétique associée aux registres auxiliaires (ARAU) permet d'effectuer des opérations arithmétiques non signées sur le contenu des registres auxiliaires et ce, dans le même cycle machine nécessaire à exécuter l'instruction en cours d'exécution, et avec la possibilité optionnelle de charger une nouvelle valeur dans le pointeur (ARP).

Le mode d'adressage indirect avec inversion de bit réorganise les données mémoire pour l'implémentation directe d'une FFT.

ACCUMULATOR MEMORY REFERENCE INSTRUCTIONS					
Mnemonic and Description		Words	16-Bit Opcode		
			MSB		LSB
ABS	Absolute value of accumulator	1	1100	1110	0001 1011
ADD	Add to accumulator with shift	1	0000	SSSS	DDDD DDDD
ADDC†	Add to accumulator with carry	1	0100	0011	DDDD DDDD
ADDD	Add to high accumulator	1	0100	1000	DDDD DDDD
ADDD†	Add to accumulator short immediate	1	1100	1100	KKKK KKKK
ADDS	Add to low accumulator with sign-extension suppressed	1	0100	1001	DDDD DDDD
ADDT†	Add to accumulator with shift specified by T register	1	0100	1010	DDDD DDDD
ADLK	Add to accumulator long immediate with shift	2	1101	SSSS	0000 0010
AND	AND with accumulator	1	0100	1110	DDDD DDDD
ANDK†	AND immediate with accumulator with shift	2	1101	SSSS	0000 0100
CMP†	Complement accumulator	1	1100	1110	0010 0111
LAC	Load accumulator with shift	1	0010	SSSS	DDDD DDDD
LACK	Load accumulator short immediate	1	1100	1010	KKKK KKKK
LACT†	Load accumulator with shift specified by T register	1	0100	0010	DDDD DDDD
LALK†	Load accumulator long immediate with shift	2	1101	SSSS	0000 0001
NEG†	Negate accumulator	1	1100	1110	0010 0011
NORM†	Normalize contents of accumulator	1	1100	1110	1010 0010
OR	OR with accumulator	1	0100	1101	DDDD DDDD
ORK†	OR immediate with accumulator with shift	2	1101	SSSS	0000 0101
ROL†	Rotate accumulator left	1	1100	1110	0011 0100
ROR†	Rotate accumulator right	1	1100	1110	0011 0101
SAC†	Store high accumulator with shift	1	0110	1XXX	DDDD DDDD
SACL	Store low accumulator with shift	1	0110	XXXX	DDDD DDDD
SBLK†	Subtract from accumulator long immediate with shift	2	1101	SSSS	0000 0011
SFL†	Shift accumulator left	1	1100	1110	0001 1000
SFR†	Shift accumulator right	1	1100	1110	0001 1001
SUB	Subtract from accumulator with shift	1	0001	SSSS	DDDD DDDD
SUBB†	Subtract from accumulator with borrow	1	0100	1111	DDDD DDDD
SUBC	Conditional subtract	1	0100	0111	DDDD DDDD
SUBH	Subtract from high accumulator	1	0100	0100	DDDD DDDD
SUBK†	Subtract from accumulator short immediate	1	1100	1101	KKKK KKKK
SUBS	Subtract from low accumulator with sign extension suppressed	1	0100	0101	DDDD DDDD
SUBT†	Subtract from accumulator with shift specified by T register	1	0100	0110	DDDD DDDD
XOR	Exclusive-OR with accumulator	1	0100	1100	DDDD DDDD
XORK†	Exclusive-OR immediate with accumulator with shift	2	1101	SSSS	0000 0110
ZAC	Zero accumulator	1	1100	1010	0000 0000
ZALH	Zero low accumulator and load high accumulator	1	0100	0000	DDDD DDDD
ZALR†	Zero low accumulator and load high accumulator with rounding	1	0111	1011	DDDD DDDD
ZALS	Zero accumulator and load low accumulator with sign extension suppressed	1	0100	0001	DDDD DDDD

†) This instruction is specific to the TMS320C2x instruction set.

‡) This instruction is specific to the TMS320C25/E25 instruction set.

Figure 12 : Répertoire des instructions.

Mode d'adressage	Opération réalisée
OP A	adressage direct
OP* (, NARP)	indirect ; AR est inchangé
OP* + (, NARP)	indirect ; le registre auxiliaire courant AR est incrémenté
OP* - (, NARP)	indirect ; le registre auxiliaire courant AR est décrémenté
OP* O + (, NARP)	indirect ; ARO est additionné au reg. aux AR courant
OP* O - (, NARP)	indirect ; ARO est soustrait du reg. AR courant
OP* BRO + (, NARP)	indirect ; ARO est additionné au reg. AR courant (avec une propagation inverse de la carry) (retenue)
OP* BRO (,NARP)	indirect ; ARO est soustrait du reg. au AR courant (avec une propagation inverse de la carry)

NARP = new ARP = ce champ est optionnel et permet de charger une nouvelle valeur dans le pointeur de registre auxiliaire.

Le sens de propagation de la carry dans l'ARAU est inversé lorsque ce mode est utilisé et le registre auxiliaire ARO est additionné au (ou soustrait) registre auxiliaire courant. L'utilisation de ce mode d'adressage nécessite donc d'initialiser ARO à N/2. (N étant le nombre de points sur lequel on veut faire la FFT). AR et ARP devront contenir l'adresse du premier point sur lequel on fait la FFT.

Dans un adressage immédiat, l'instruction contient elle-même la valeur de l'opérande. Le TMS

AUXILIARY REGISTERS AND DATA PAGE POINTER INSTRUCTIONS					
Mnemonic and Description		Words	16-Bit Opcode		
			MSB		LSB
ADRK†	Add to auxiliary register short immediate	1	0111	1110	KKKK KKKK
CMP†	Compare auxiliary register with auxiliary register ARO	1	1100	1110	0101 00KK
LAR	Load auxiliary register	1	0011	0RRR	DDDD DDDD
LARK	Load auxiliary register short immediate	1	1100	0RRR	KKKK KKKK
LARP	Load auxiliary register pointer	1	0101	0101	1000 1RRR
LDP	Load data memory page pointer	1	0101	0010	DDDD DDDD
LDPK	Load data memory page pointer immediate	1	1100	100K	KKKK KKKK
LRLK†	Load auxiliary register long immediate	2	1101	0RRR	0000 0000
MAR	Modify auxiliary register	1	0101	0101	DDDD DDDD
SAR	Store auxiliary register	1	0111	0RRR	DDDD DDDD
SBRK†	Subtract from auxiliary register short immediate	1	0111	1111	KKKK KKKK

T REGISTER, P REGISTER, AND MULTIPLY INSTRUCTIONS					
Mnemonic and Description		Words	16-Bit Opcode		
			MSB		LSB
APAC	Add P register to accumulator	1	1100	1110	0001 0101
LPH†	Load high P register	1	0101	0011	DDDD DDDD
LT	Load T register	1	0111	1100	DDDD DDDD
LTA	Load T register and accumulate previous product	1	0111	1101	DDDD DDDD
LTD	Load T register, accumulate previous product and move data	1	0111	1111	DDDD DDDD
LTP†	Load T register and store P register in accumulator	1	0011	1110	DDDD DDDD
LTS†	Load T register and subtract previous product	1	0101	1011	DDDD DDDD
MAC†	Multiply and accumulate	2	0101	1101	DDDD DDDD
MACD†	Multiply and accumulate with data move	2	0101	1100	DDDD DDDD
MPY	Multiply (with T register, store product in P register)	1	0011	1000	DDDD DDDD
MPYA†	Multiply and accumulate previous product	1	0111	1010	DDDD DDDD
MPYK	Multiply immediate	1	101K	KKKK	KKKK KKKK
MPYS†	Multiply and subtract previous product	1	1100	1111	DDDD DDDD
MPYU†	Multiply unsigned	1	0011	1011	DDDD DDDD
PAC	Load accumulator with P register	1	1100	1110	0001 0100
SPAC	Subtract P register from accumulator	1	1100	1110	0001 0110
SPH†	Store high P register	1	0111	1101	DDDD DDDD
SPL†	Store low P register	1	0111	1100	DDDD DDDD
SPM†	Set P register output shift mode	1	1100	1110	0000 10KK
SQRA†	Square and accumulate	1	0011	1001	DDDD DDDD
SQRS†	Square and subtract previous product	1	0101	1010	DDDD DDDD

†) This instruction is specific to the TMS320C2x instruction set.

‡) This instruction is specific to the TMS320C25/E25 instruction set.

BRANCH/CALL INSTRUCTIONS				
Mnemonic and Description		Words	16-Bit Opcode	
			MSB	LSB
I/O AND DATA MEMORY OPERATIONS				
B	Branch unconditionally	2	1111	1111 1000 0000
BACC†	Branch to address specified by accumulator	1	1100	1110 0010 0101
BANZ	Branch on auxiliary register not zero	2	1111	1011 1000 0000
BBNZ†	Branch if TC bit = 0	2	1111	1001 1000 0000
BBZ†	Branch if TC bit = 0	2	1111	1000 1000 0000
BC†	Branch on carry	2	0101	1110 1000 0000
BGEZ	Branch if accumulator ≥ 0	2	1111	0100 1000 0000
BGZ	Branch if accumulator > 0	2	1111	0001 1000 0000
BIOZ	Branch on I/O status = 0	2	1111	1010 1000 0000
BLEZ	Branch if accumulator ≤ 0	2	1111	0010 1000 0000
BLZ	Branch if accumulator < 0	2	1111	0011 1000 0000
BNC†	Branch on no carry	2	0101	1111 1000 0000
BNV†	Branch if no overflow	2	1111	0111 1000 0000
BNZ	Branch if accumulator ≠ 0	2	1111	0101 1000 0000
BV	Branch on overflow	2	1111	0000 1000 0000
BZ	Branch if accumulator = 0	2	1111	0110 1000 0000
CALA	Call subroutine indirect	1	1100	1110 0010 0100
CALL	Call subroutine	2	1111	1110 1000 0000
RET	Return from subroutine	1	1100	1110 0010 0110
TRAP†	Software interrupt	1	1100	1110 0001 1110
I/O AND DATA MEMORY OPERATIONS				
Mnemonic and Description		Words	16-Bit Opcode	
			MSB	LSB
BLKD†	Block move from data memory to data memory	2	1111	1101 1000 0000
BLKP†	Block move from program memory to data memory	2	1111	1100 1000 0000
DMOV	Data move in data memory	1	0101	0110 1000 0000
FORT†	Format serial port registers	1	1100	1110 0000 111K
IN	Input data from port	1	1000	AAAA 1000 0000
OUT	Output data to port	1	1110	AAAA 1000 0000
RFSM†	Reset serial port frame synchronization mode	1	1100	1110 0011 0110
RTXM†	Reset serial port transmit mode	1	1100	1110 0010 0000
RXF†	Reset external flag	1	1100	1110 0000 1100
SFSM†	Set serial port frame synchronization mode	1	1100	1110 0011 0111
STXM†	Set serial port transmit mode	1	1100	1110 0010 0001
SXF†	Set external flag	1	1100	1110 0000 1101
TBLR	Table read	1	0100	1000 1000 0000
TBLW	Table write	1	0101	1001 1000 0000

†) This instruction is specific to the TMS320C2x instruction set.

‡) This instruction is specific to the TMS320C25/E25 instruction set.

320C25 possède des instructions immédiates courtes (avec des constantes de 8 et 13 bits) constituées d'un seul mot et des instructions immédiates longues pour les constantes de 16 bits constituées de deux mots. Dans ce dernier cas, le premier bit est le code opération et le deuxième mot la constante (donnée immédiate). Le jeu d'instructions du TMS 320C25 possède dix-sept instructions à adressage immédiat.

Vingt-quatre nouvelles instructions ont été ajoutées au jeu d'instructions du TMS 320 25 par rapport au TMS 320C20 pour augmenter la vitesse de traitement et pour simplifier son utilisation. Ces nouvelles instructions peuvent être divisées en quatre catégories :

- 1) opérations arithmétiques avec extension de précision (ADDC, SUBB, MPYU, BC, BNC, SC, RC),
- 2) opération de filtrage adaptatif (MPYA, MPYS, ZALR),
- 3) opérations d'Entrées/Sorties et de contrôle (SHM, RHM, STC, RTC, SFSM, RFSM),
- 4) instructions sur accumulateur et registres : (SPH, SPL, ADDK, SUBK, ADRK, SBRK, ROL, ROR).

La liste des instructions du TMS 320C25 est donnée en **figure 12**. Le symbole (†) indique les instructions ne faisant pas partie du jeu d'instructions du TMS 320 10 et le symbole (‡) celles ne faisant pas partie du jeu d'instructions du TMS 320 20.

Afin de mieux comprendre ce tableau, la liste des abréviations et leur signification est jointe.

Pour finir, signalons qu'il existe bien entendu des outils de développement et d'évaluation pour la famille TMS 320 CXX, détaillés ci-après.

Module d'évaluation du TMS 320C25

Afin de permettre l'évaluation et le développement des algorithmes de traitement du signal, Texas Instruments a développé une gamme d'outils très performants pour chacun de ses processeurs.

Le kit 320C25 comprend :

- une carte PC AT courte avec un 320C26 à 40 MHz 64 kMOTS de SRAM DATA et PROGRAMME rapide, une interface audio 14 bits qui intègre A/N et N/A reliés par des amplis op à des prises RCA, le support d'émulation temps réel, un connecteur pour

CONTROL INSTRUCTIONS				
Mnemonic and Description		Words	16-Bit Opcode	
			MSB	LSB
BIT†	Test bit	1	1001	BBBB 1000 0000
BITT†	Test bit specified by T register	1	0101	0111 1000 0000
CNFD‡	Configure block as data memory	1	1100	1110 0000 0100
CNFP‡	Configure block as program memory	1	1100	1110 0000 0101
CONF‡	Configure block as data/program memory	1	1100	1110 0011 11KK
DINT	Disable interrupt	1	1100	1110 0000 0001
EINT	Enable interrupt	1	1100	1110 0000 0000
IDLE†	Idle until interrupt	1	1100	1110 0001 1111
LST	Load status register ST0	1	0101	0000 1000 0000
LST†	Load status register ST1	1	0101	0001 1000 0000
NOP	No operation	1	0101	0101 0000 0000
POP	Pop top of stack to low accumulator	1	1100	1110 0001 1101
POPD†	Pop top of stack to data memory	1	0111	1010 1000 0000
PSHD†	Push data memory value onto stack	1	0101	0100 1000 0000
PUSH	Push low accumulator onto stack	1	1100	1110 0001 1100
RC†	Reset carry bit	1	1100	1110 0011 0000
RHM†	Reset hold mode	1	1100	1110 0011 1000
ROVM	Reset overflow mode	1	1100	1110 0000 0010
RPT†	Repeat instruction as specified by data memory value	1	0100	1011 1000 0000
RPTK†	Repeat instruction as specified by immediate value	1	1100	1011 KKKK KKKK
RSXM†	Reset sign-extension mode	1	1100	1110 0000 0110
RTC†	Reset test/control flag	1	1100	1110 0011 0010
SC†	Set carry bit	1	1100	1110 0011 0001
SHM†	Set hold mode	1	1100	1110 0011 1001
SOVM	Set overflow mode	1	1100	1110 0000 0011
SST	Store status register ST0	1	0111	1000 1000 0000
SST†	Store status register ST1	1	0111	1001 1000 0000
SSXM†	Set sign-extension mode	1	1100	1110 0000 0111
STC†	Set test/control flag	1	1100	1110 0011 0011

†) This instruction is specific to the TMS320C2x instruction set.

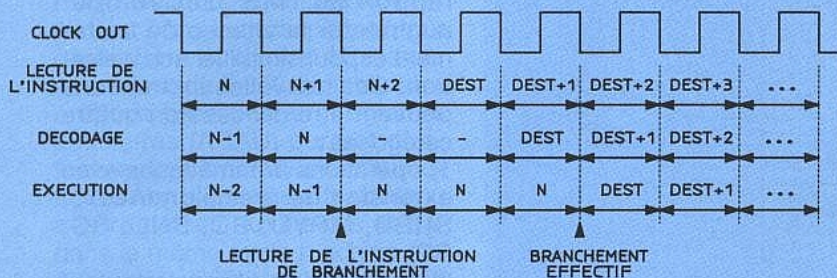
‡) This instruction is specific to the TMS320C25/E25 instruction set.

§) The CONF instruction is specific to the TMS320C26 instruction set; the instructions CNFD and CNFP are undefined

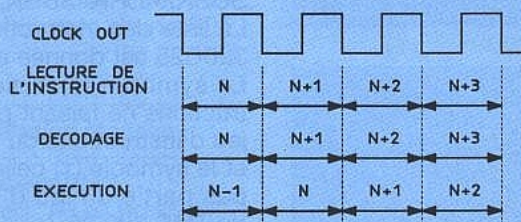
ANNEXE

Le Pipeline

C'est le fait de préparer l'unité centrale à l'exécution de la prochaine instruction. Les chronogrammes ci-dessous décrivent le chevauchement des opérations à l'intérieur du DSP. Le cas cité ici est celui des TMS 320. Sur le front descendant de l'horloge CLKOUT, le compteur de programme (PC) est chargé par l'adresse pointant sur l'instruction $N + 2$ à lire (chargement PC) alors que l'instruction $N + 1$ est en court de décodage et que l'instruction courante N est exécutée. C'est un pipeline à trois niveaux. Dans certains cas, comme l'exécution d'une instruction sur des données RAM internes au DSP,

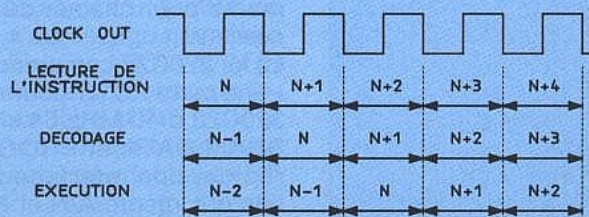


la lecture et le décodage peuvent être fait en un seul cycle. A ce moment, le pipeline est réduit à deux niveaux. Ceci n'augmente pas pour autant la vitesse d'exécution du fait que l'horloge ne change pas et qu'une seule instruction sera exécutée par cycle d'horloge.



Concrètement, lorsque le DSP est en train d'exécuter une instruction il lit au même instant une autre instruction se trouvant deux pas de programme plus loin. En conséquence, lorsqu'une instruction de branchement est rencontrée, ce joli mécanisme est fortement perturbé et il faut alors plusieurs cycles au DSP pour reprendre son rythme. Cette dernière remarque est primordiale lorsque vous avez à écrire un programme devant s'exécuter en temps réel.

En effet, il est préférable de ne jamais utiliser d'instruction de branchement (ou en tout cas un minimum) car vous perdrez alors de nombreux et précieux cycles DSP. Dans certains cas, une portion de programme devant être exécutée trois fois ou plus ne devra pas être réalisée en sous-programme mais recopiée le nombre de fois nécessaire dans le corps du programme principal. La taille du programme n'est pas toujours de première importance. Alors faites attention à vos automatismes.



Exemple de pipeline lors d'une instruction de branchement.

émuler les I/O externes, une prise pour le port série.

- l'assembleur linker coff supportant tous les DSP 16 bits de TEXAS INSTRUMENTS.

- un débogger symbolique source assembleur et C. Les fonctions de mise au point traditionnelles sont accessibles via des menus déroulants.

- les manuels détaillés, avec schémas complets.

- les logiciels de contrôle de l'interface hôte.

De nombreuses notes d'application sont disponibles et rassemblées dans trois manuels :

DIGITAL SIGNAL PROCESSING APPLICATIONS TOME I, II, III.

les différents kits existants sont 320C10, C15, C16 :

TMDS3260016 (7900 FFR TTC)

320C25, C26 : TMDS3260026 (8900 FFR TTC)

320C50, C51, C52, C53 :

TMDS3260050 (8900 FFR TTC)

320C30, C31 : TMDS3260030 (8900 FFR TTC)

Des prix spéciaux sont consentis aux écoles et universités sur demande.

Ces kits sont disponibles auprès du distributeur TEXAS INSTRUMENTS :

TEKELEC AIRTRONIC

BP 2

92315 SEVRES CEDEX

Tél. : (1) 46.23.24.25

Dalanco Spry, distribué par EXCEM, propose des cartes d'acquisition et traitement de signal, construites autour du DSP

320C25, accompagnées des outils logiciels nécessaires à l'élaboration d'applications dont un assembleur A320, un debugger et un linker. Des programmes applicatifs sont aussi disponibles :

EXCEM

29, av. Mary

92500 RUEIL/MALMAISON

Tél. : (1) 47.52.13.44.

J.Y. Bedu

Nous avons juste rogné le prix.

Les multimètres Fluke de la série 10

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

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

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

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

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

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

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

Grand afficheur facile à lire : 4000 points.

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

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

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



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

Nouveau ! Cordons de test TL75 à pointe dure renforcée

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

Fluke 10	Fluke 11	Fluke 12
Afficheur numérique de 4000 points Précision de base pour V DC 1.5 % Précision de base pour V AC 2.9 % Précision de base pour ohms 1.5 % Signal sonore de continuité rapide Test de diode Mode veille automatique 3 ans de garantie	Fonction V Chek™ Capacité de 0,001 à 9999 μ F Afficheur numérique de 4000 points Précision de base pour V DC 0.9 % Précision de base pour V AC 1.9 % Précision de base pour ohms 0.9 % Signal sonore de continuité rapide Test de diode Mode veille automatique 3 ans de garantie	Fonction V Chek™ Enregistrement des Min./Max. avec indication du temps relatif Capture de continuité™ Capacité 0,001 à 9999 μ F Afficheur numérique de 4000 points Précision de base pour V DC 0.9 % Précision de base pour V AC 1.9 % Précision de base pour ohms 0.9 % Signal sonore de continuité rapide Test de diode Mode veille automatique 3 ans de garantie

Sur option étui de protection rigide utilisable en pupitre



La nouvelle série 10
UN petit prix pour UN Fluke

FLUKE ET PHILIPS
L'ALLIANCE EN TEST ET MESURE

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

FLUKE®