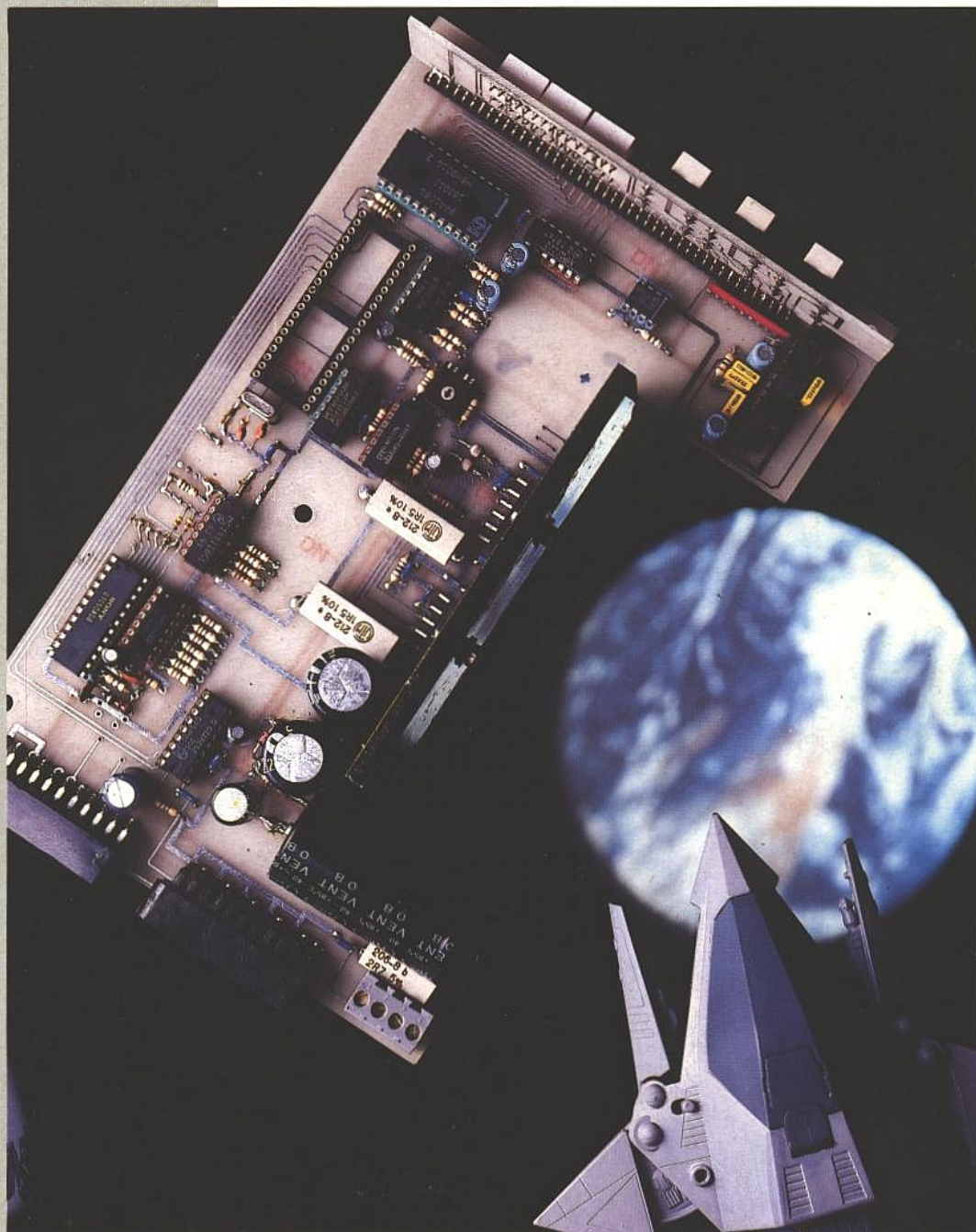


RADIO PLANS

ASSERVISSEMENT DE MONTURE EQUATORIALE
UN MODULATEUR-DEMULATEUR POUR LIAISON LASER
LE VAC 1 : VOLTMETRE-DECIBELMETRE AUDIO 1 MHz
LES CONVERTISSEURS A-N Σ - Δ
PROGRAMMATEUR POUR 68705
CENTRALE TELEPHONIQUE DOMOTIQUE PRIVÉE
« SUPERVISORS » ET « WATCH-DOGS » POUR MICROCONTROLEURS



T2438 - 526 - 22,00 F



SOMMAIRE

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

Promotion : Société Auxiliaire de Publicité
Mme EHLINGER

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

Abonnements : Odette LESAUVAGE
Service des abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Voir notre tarif

« spécial abonnement ».

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande
accompagnée de 2,20 F en timbres.

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

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

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

Ce numéro a été tiré
à 52 300 exemplaires

Dépot légal septembre 91 - Éditeur 1659 -

Mensuel paraissant en fin de mois.

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

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75011 PARIS -

Imprimerie SIEP Bois-le-Roi et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.

ETUDE ET CONCEPTION

- 31** Asservissement de pointage
pour monture équatoriale
- 55** VAC 1 : voltmètre-décibelmètre
audio 1 MHz

MONTAGES

- 11** Une centrale téléphonique
domotique
- 89** Modulateur-démodulateur pour
diode laser

CIRCUITS D'APPLICATIONS

- 23** Superviseurs d'alimentation et
chiens de garde

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19** Les multimètres APPA
103 et 105

TECHNIQUE

- 49** PAD's : la CAO intégrale
- 63** Programmation du 68705 P3

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 63** Structure des CAN's $\Delta - \Sigma$

COMMUNICATION

- 44** Le démodulateur-décodeur
MAC 3 NOKIA

INFOS

- 76** 1000 et une piles
Le MAX 232 de TI
- 78** Le standard SCSI 2 3M
Le testeur de réseau TMT-10,
BECKMAN
- 80** L'analyseur APC System
DICOMTECH
L'analyseur d'énergie DRANETZ
8000
L'interface de lignes hybride
MH88612 MITEL
- 84** Le système de développement
MC 11 de SERIE
- 86** Un CAN hybride 16 bits
500 k ech/s AD
L'interface de réseau CAN SI 9200

Ont participé à ce numéro :

J. Alary, J.-Y. Bedu, F. et G. de Dieuleveult,
X. Fenard, A. Garrigou, P. Gueulle, R. Knoerr,
C. Lefèbvre, S. Nueffer, D. Paret, R. Schnebelen.

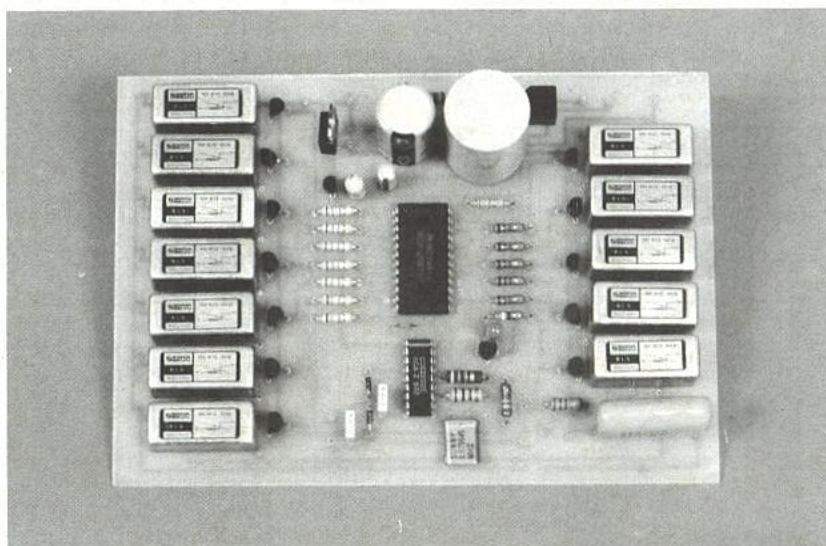
Une centrale téléphonique domotique

Les réseaux téléphoniques intérieurs sont un outil indispensable aux entreprises, mais aussi un élément de confort très apprécié dans les habitations modernes.

A partir du moment où des postes téléphoniques sont présents dans pratiquement toutes les pièces, il est tentant de s'en servir non seulement pour communiquer mais aussi pour télécommander, depuis leur clavier, un certain nombre de fonctions "domotiques" : portail, éclairages, alarme, etc.

Tout cela est relativement simple à mettre en œuvre grâce aux claviers à "fréquences vocales" dont sont équipés les postes récents, ou que l'on peut adapter aux postes plus anciens.

Et à condition de ne pas chercher à interconnecter un tel réseau privé avec le réseau public, aucun agrément n'est nécessaire !



FONCTIONNEMENT D'UN POSTE TÉLÉPHONIQUE "FV" :

Un poste téléphonique est dit à "fréquences vocales" (FV ou DTMF) lorsque son clavier génère des sonorités codées et non des impulsions comme les cadrans rotatifs et les claviers "décimaux".

Le tableau de la **figure 1** montre qu'à chaque touche correspond une "paire de fréquences" appartenant l'une au "groupe haut", l'autre au "groupe bas". Chacun de ces groupes contenant quatre fréquences, seize combinaisons sont possibles : les chiffres de 0 à 9, l'étoile, le dièse, et les touches ABCD dont ne sont équipés que certains postes (DIGITEL par exemple).

Les fréquences du "groupe haut" sont affectées aux colonnes verticales du clavier, et celles du "groupe bas" aux rangées horizontales.

Ces paires de fréquences, normalisées au plan international, ont été très soigneusement choisies en fonction de la rareté de leur apparition dans la parole, la musique, ou simplement le bruit de fond des réseaux de télécommunications.

Des circuits intégrés spécifiques ont été développés pour les produire et les reconnaître avec un maximum de précision et de fia-

bilité. Longtemps réservés aux seuls industriels des télécommunications, ils sont maintenant disponibles au détail à des prix très abordables.

Les signaux "FV" circulent sur les lignes téléphoniques dans les mêmes conditions que la parole : on peut donc les prélever en tout point d'une liaison, et notamment au niveau du coffret central d'un réseau intérieur.

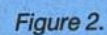
Parallèlement à ces signaux destinés à la transmission de numéros composés au clavier, il faut aussi s'intéresser à l'information "décroché-raccroché", et à la tension de sonnerie :

Une ligne téléphonique au repos est normalement le siège d'une tension continue de 48 volts, mais des valeurs inférieures sont tout à fait envisageables sur des lignes intérieures très courtes.

Un poste raccroché ne consomme pas de courant sur cette alimentation, mais "appelle" en revanche quelques dizaines de milliampères une fois décroché : ce courant sert à alimenter ses circuits internes, mais aussi à signaler au central que l'on "prend la ligne". La cessation de cette consommation indique, inversement, une

groupe haut (colonnes)	1209 Hz	1336 Hz	1477 Hz	1633 Hz
groupe bas (rangées)				
697 Hz	1	2	3	A
770 Hz	4	5	6	B
852 Hz	7	8	9	C
941 Hz	*	0	#	D

Figure 1



- tension alternative de sonnerie
- courant de "boucle" (poste décroché)
- conversations dans les deux sens
- signaux de numérotation (paires de fréquences vocales ou impulsions).

C'est au central (ou au coffret central d'un réseau intérieur) qu'il appartient de gérer l'émission et la réception de ces signaux pour assurer le service que l'on attend du réseau, service pas forcément limité au simple échange de communications (réveil automatique, radiomessagerie, transfert d'appels, etc.).

Définition des services à rendre :

On n'attend évidemment pas les mêmes services d'un réseau public couvrant le monde entier et d'un réseau intérieur limité à une habitation : un réseau de grande ampleur fonctionne nécessairement par "commutation", c'est-à-dire en établissant des liaisons temporaires entre des abonnés quelconques, selon les numéros composés par le demandeur.

Dans le cas d'un réseau intérieur ne réunissant que quelques postes, il n'est absolument pas vital de pouvoir établir des communications simultanées et indépendantes entre plusieurs paires de postes : il est plutôt préférable que plusieurs postes puissent se trouver en même temps "sur la même ligne".

Pas de fonction de commutation de la parole, donc, mais plutôt un système de "signalisation" doté d'un maximum de possibilités :

Chaque poste doit bien sûr pouvoir faire sonner n'importe quel autre par simple appui sur la touche du clavier correspondant à son numéro (à un seul chiffre). Il est d'ailleurs intéressant que le rythme de sonnerie soit le même que celui d'appui sur la touche : cela permet d'insister plus ou moins vigoureusement en fonction du degré d'urgence de l'appel !

On souhaitera peut-être aussi que chaque poste puisse appeler sur la ligne "extérieure" ou répondre à un appel "entrant" en composant tout simplement le "zéro". Notons toutefois cette possibilité ne doit en principe être mise en œuvre qu'au moyen de matériel "agréé PTT" coûtant couramment plus de dix mille francs...

Mais surtout, il est infiniment confortable et spectaculaire d'affecter à des usages de télécommande les touches qui ne correspondent à aucun poste. Méditez donc l'exemple suivant :

- 0 : ligne extérieure
- 1 à 7 : 7 postes intérieurs
- 8 : commande du portail
- 9 : commande de l'éclairage extérieur

- étoile : déclenchement d'une sirène d'alarme
- dièse : ce que vous voudrez !
- A à D : quatre commandes supplémentaires accessibles seulement aux postes munis de ces touches.

LA SOLUTION TECHNIQUE :

Le schéma de la **figure 2** permet la mise en application de ces principes, à l'exception de l'accès à la ligne "PTT" qui est traité séparément à la **figure 3** puisqu'il doit s'agir d'une adaptation facultative décrite à titre indicatif (!)

Un circuit d'alimentation se charge d'élaborer les deux tensions principales nécessaires au système : une tension continue filtrée (mais non stabilisée) d'environ 25 V (A) et une tension alternative limitée en courant d'une centaine de volts à vide (S barre).

A défaut d'un transformateur de récupération délivrant ces deux tensions à la fois, on pourra associer deux transformateurs indépendants. ATTENTION ! le 110 V doit être absolument isolé du secteur : il ne faut en aucun cas utiliser un "autotransformateur", extrêmement dangereux dans ce cas.

Une solution élégante pourrait consister à utiliser un transformateur élévateur reconstituant du 110 V à partir du 18 V ou de toute autre tension possible.

Chaque poste est monté en série dans l'alimentation continue avec une diode et la bobine d'un relais, ce dernier collant dès que l'on décroche le poste. Les contacts des relais de tous ces circuits de poste sont câblés en parallèle, et servent à alimenter l'entrée (B) d'un double régulateur de tension : celui-ci délivre du 12 V (B') et du 5 V, tensions destinées aux circuits qui n'ont à fonctionner que lorsqu'au moins un poste est décroché.

Le plus important de ces circuits est le décodeur "FV" : il reçoit les signaux de la ligne "BF" qui met tous les postes en parallèle au niveau de leurs signaux audio, ce qui lui permet de prendre en compte les paires de fréquences émanant de tous les claviers, sans distinction.

Il se compose d'un circuit intégré spécifique (SSI 202 ou SSI 75T202, ou CD 22202) associé à un décodeur CMOS de type 4514.

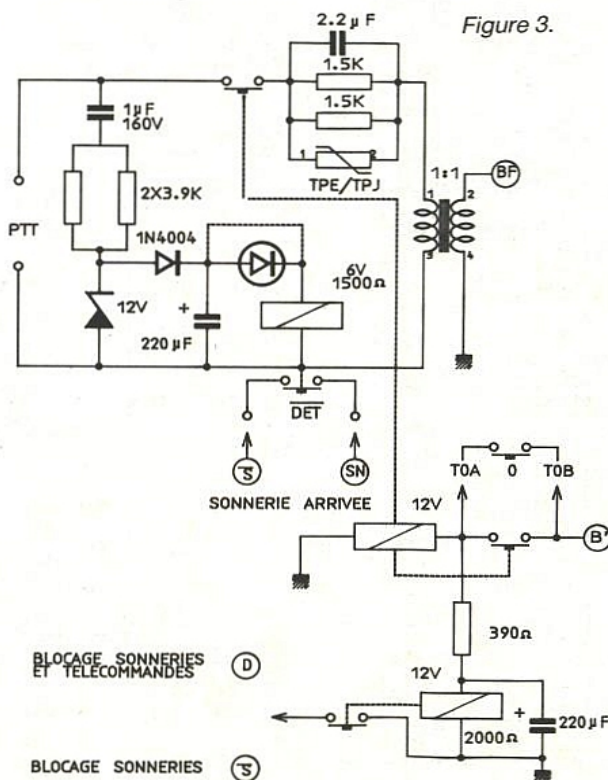


Figure 3.

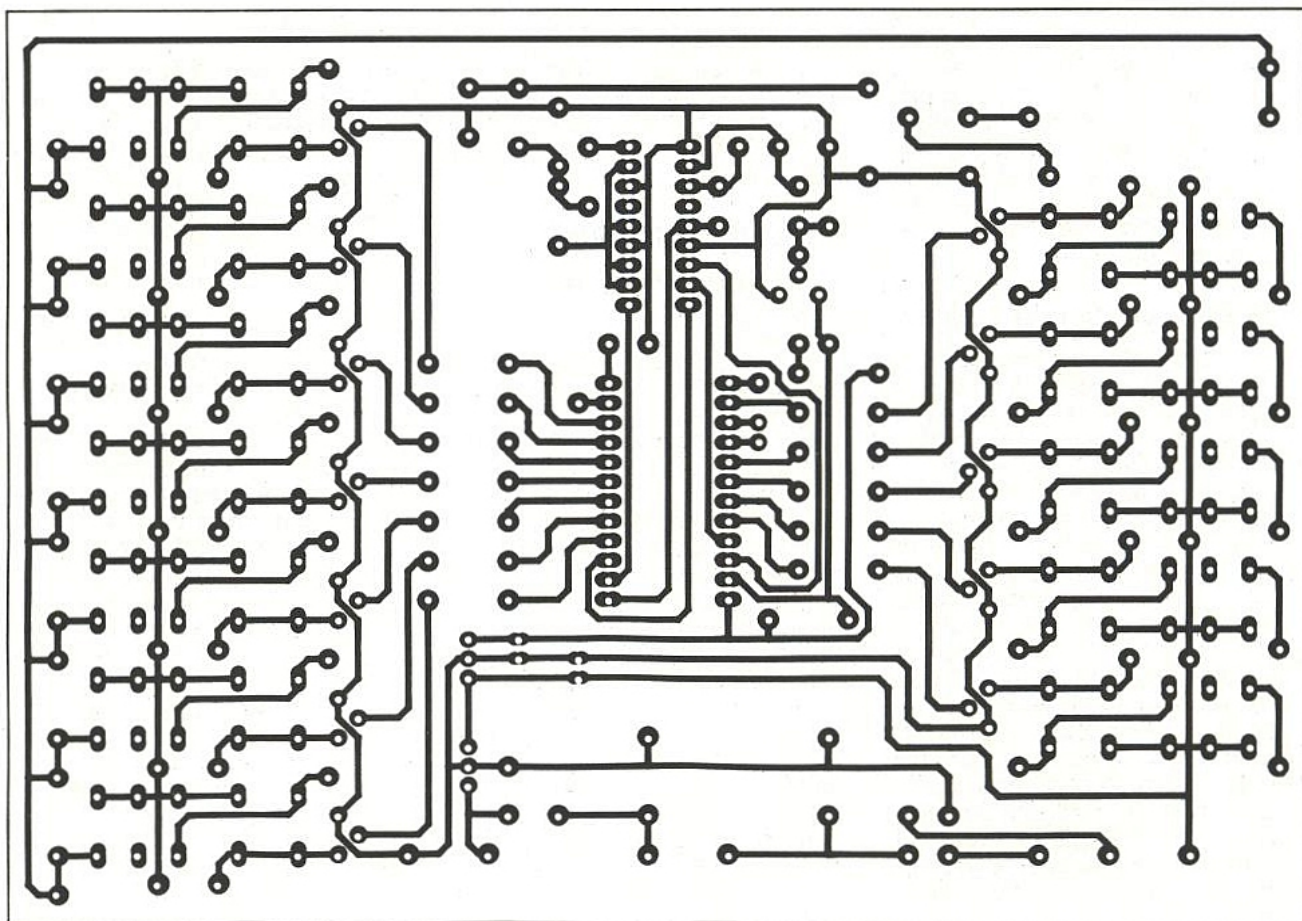
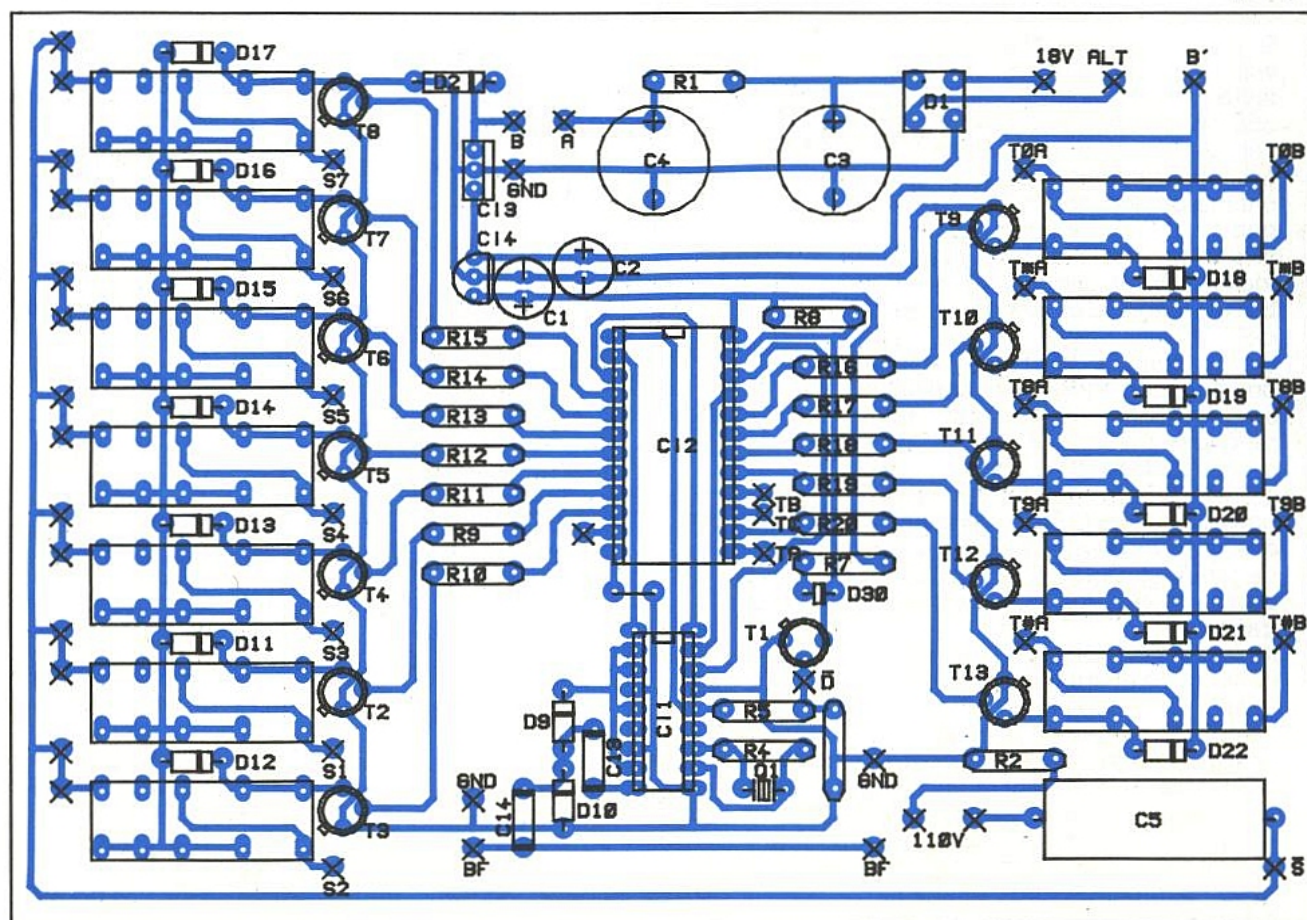


Figure 4.



Figure 5.



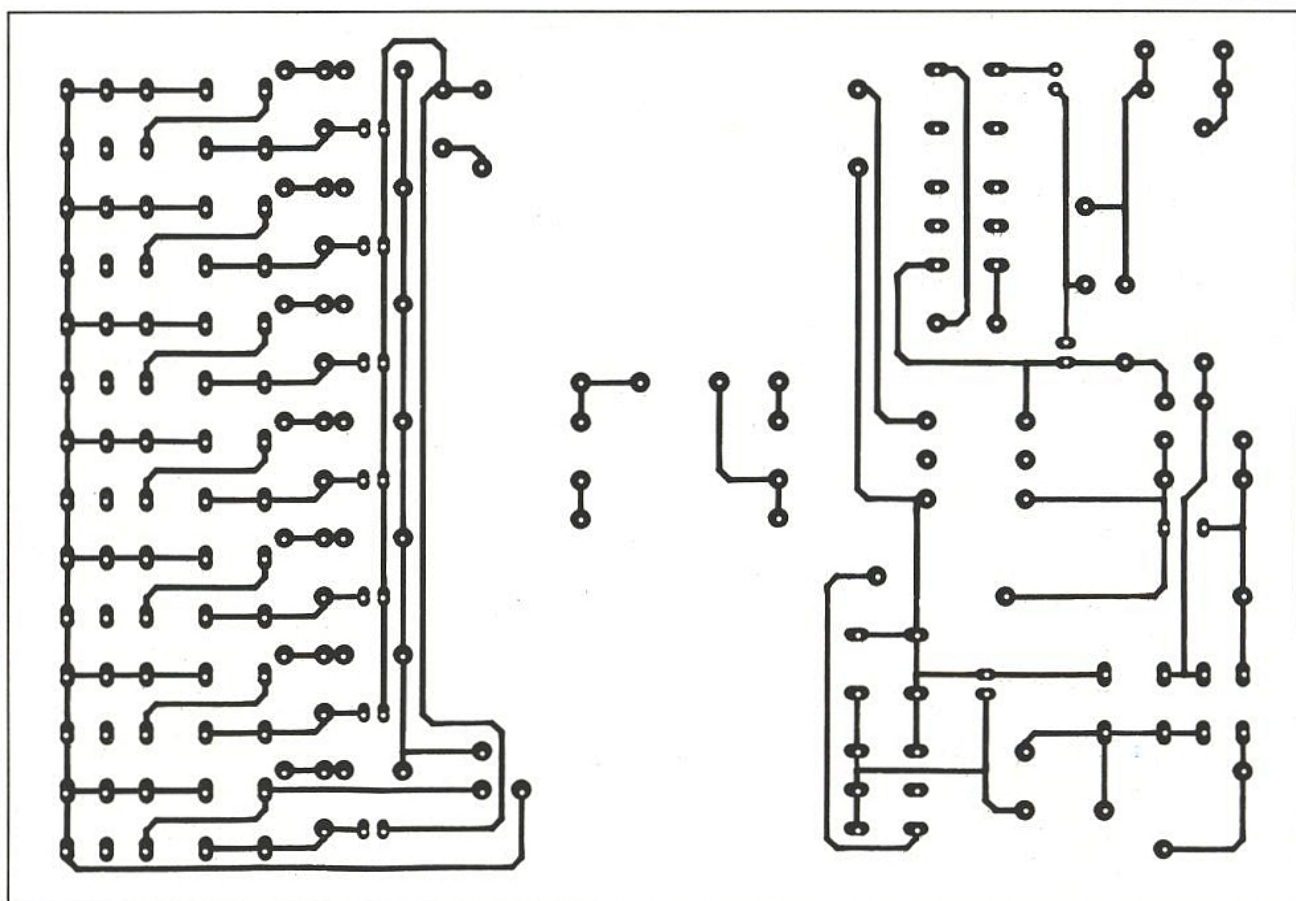
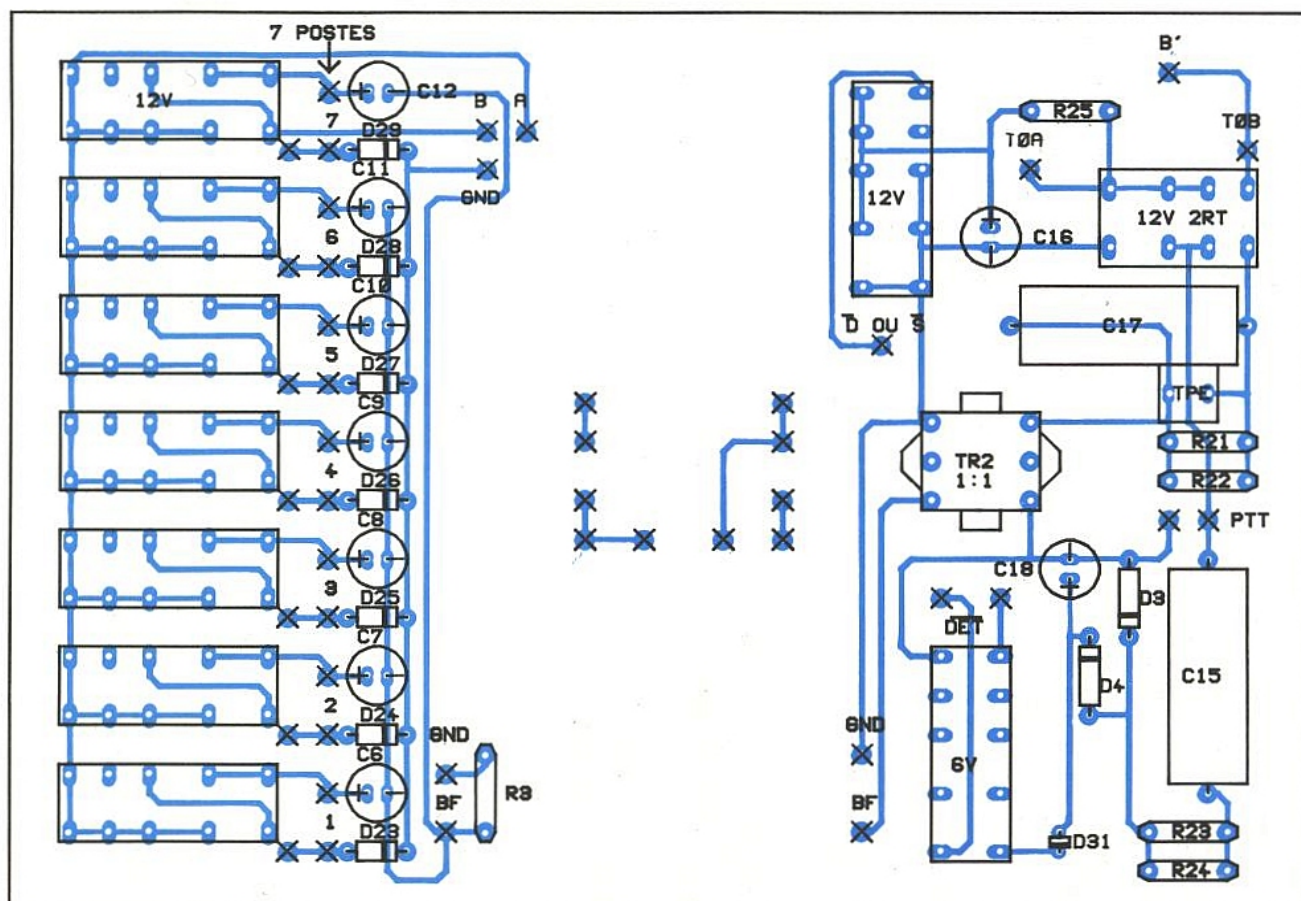


Figure 6.



Figure 7.



Attaqué par un limiteur de niveau à diodes et accordé par un quartz de 3,579 MHz (valeur impérative), cet ensemble est capable de faire conduire un transistor distinct pour chacune des seize paires de fréquences possibles.

Simultanément, un voyant à LED signale la détection de toute paire valide.

En négligeant les sorties ABCD, rarement nécessaires, un maximum de douze transistors peut donc commander jusqu'à douze relais :

Ceux correspondant aux touches 1 à 7 appliquent la tension de sonnerie aux postes correspondants, la diode de chaque circuit de poste venant court-circuiter celle-ci dès le décrochage (le 80 V alternatif n'a rien à faire dans l'écouteur du poste...).

Les autres offrent chacun un contact travail, dont on pourra user à volonté pour toutes sortes de fonctions de télécommande, mis à part celui correspondant à la touche "zéro" que l'on souhaitera peut-être réserver à l'accès à la ligne "PTT".

Le circuit d'interface de ligne extérieure (**figure 3**) comprend en effet un relais de prise de ligne commandé d'une façon assez particulière : le contact du relais "zéro" le fait coller, puis il s'auto-alimente par un de ses propres contacts.

Par contre, dès le raccrochage de tous les postes intérieurs, la disparition du 12 V général fait décrocher le relais, ce qui libère immédiatement la ligne.

Un circuit d'autorégulation du courant de ligne est prévu, afin que ce branchement simule le mieux possible un poste agréé (mais il ne l'est pas !). Ce circuit utilise une thermistance spéciale que l'on peut récupérer sur une épave de poste (TPE) ou acheter dans le commerce (TPJ), et un transformateur spécial 600 Ω /600 Ω (disponible notamment chez SLECTRONIC). (Voir sinon SYSTEL ou MILLERIOUX).

Un second relais, légèrement temporisé, offre un contact auxiliaire fermé tant que dure la prise de ligne, que l'on peut utiliser de deux façons différentes :

- Mise à la masse du point (D) si l'on souhaite bloquer à la fois les sonneries intérieures et les télécommandes pendant les communications extérieures (à défaut, il se passerait toutes sortes de choses pendant la composition de numéros extérieurs...).

- Mise à la masse du point S barre si l'on ne souhaite bloquer

que les sonneries : les télécommandes peuvent alors être actionnées pendant la conversation, et même par le correspondant "extérieur" ! Il est en revanche préférable de n'affecter à ces commandes que les touches étoiles et dièse, ou éventuellement ABCD, les 8 et 9 pouvant apparaître dans des numéros extérieurs.

On peut aussi ne pas utiliser du tout ce contact, si on ne se sert du "zéro" que pour répondre à des appels "entrants" : on peut alors faire sonner des postes intérieurs en cours de conversation pour "transférer" la communication. Mieux, le correspondant extérieur peut appeler lui-même le poste intérieur de son choix ou transmettre des ordres de télécommande : on croit rêver !

Et ce n'est pas tout : un détecteur de sonnerie actionne encore un relais : celui-ci pourra servir à répercuter les appels extérieurs sur un poste intérieur, qui sonnera ainsi en synchronisme avec le poste "PTT" : il suffit de brancher son contact en parallèle avec celui de son relais de sonnerie attitré.

Le voyant à LED, utile lors des essais, pourra avantageusement être court-circuité par la suite afin de laisser un maximum de tension au relais (REED 5 à 6 V, 1 500 Ω minimum).

RÉALISATION PRATIQUE :

Le circuit imprimé de la **figure 4**, dont la **figure 5** reproduit le plan de câblage, réunit l'alimentation (transformateurs exceptés), le décodeur de fréquences vocales, et les relais qu'il commande. Bien entendu, un câblage partiel est tout à fait possible si on n'a pas l'usage de la pleine capacité du système, quitte à l'augmenter par la suite.

Une double implantation est prévue pour les relais : REED renforcés à simple contact travail, ou relais DIL à deux inverseurs. Dans le second cas, une diode de "roue libre" est nécessaire sur chaque bobine.

Le reste de la centrale tient sur une seconde carte de dimensions identiques, dont la **figure 6** donne le tracé et la **figure 7** le plan d'implantation. Une séparation très nette est toutefois prévue entre les sept circuits de poste et le circuit d'interface de ligne PTT, afin de permettre de les réaliser séparément.

L'interconnexion se résume à réunir les points de même nom des cartes, la disposition ayant

été prévue de façon à permettre un montage superposé.

La première mise en service nécessite au moins deux postes (à clavier "FV" bien sûr !), qui peuvent être temporairement débranchés d'une installation "PTT" (mais ne le répétez pas...).

Les deux fils de ligne correspondent aux bornes N° 1 et 3 des prises téléphoniques normalisées ("conjoncteurs") dont on ne saurait trop conseiller d'équiper les installations, même intérieures.

Dès le décrochage d'un poste, le voyant LED du décodeur FV doit émettre un bref éclair, mais il doit s'allumer franchement dès que l'on presse une touche du clavier. Simultanément, le relais correspondant doit coller et, s'il y a lieu, le poste correspondant doit sonner.

Il se peut que le décodeur ne reconnaisse pas les signaux des claviers en présence de certains postes : le réglage d'adaptation consiste à modifier la valeur de la résistance de 560 Ω bouclant la ligne (BF), voire à lui ajouter en parallèle un condensateur de valeur proche de 0,1 μ F.

C'est sur cette même résistance que l'on pourra agir si les sonneries des postes ne retentissent pas franchement.

Une fois le parfait fonctionnement obtenu, il reste à monter les cartes dans un coffret et à installer celui-ci à un emplacement permettant de poser commodément les câbles desservant tous les postes. D'autres câbles pourront partir de ce même coffret pour véhiculer les ordres de télécommande, à moins qu'on ne préfère employer un système par radio ou courants porteurs : la solution "radio" est souvent retenue pour la commande du portail, en particulier.

Patrick GUEULLE



Nomenclature Centrale téléphonique domotique

Résistance 5 % 1/4 W

R₁ : 27 Ω
R₂ : 100 Ω
R₃ : 560 Ω
R₄ : 1 MΩ
R₅ : 4,7 kΩ
R₆ : 56 kΩ
R₇ : 390 Ω
R₈ : 2,7 kΩ
R₉ à R₂₀ : 1,8 kΩ
R₂₁ : 1,5 kΩ
R₂₂ : 1,5 kΩ
R₂₃ : 3,9 kΩ
R₂₄ : 3,9 kΩ
R₂₅ : 390 Ω

Condensateurs

C₁ : 1 μF 16 V
C₂ : 1 μF 16 V
C₃ : 1 000 μF 40 V
C₄ : 1 000 μF 40 V
C₅ : 0,47 μF 250 V
C₆ à C₁₂ : 1 μF 63 V
C₁₃ : 10 nF
C₁₄ : 10 nF
C₁₅ : 1 μF 160 V

C₁₆ : 220 μF 16 V
C₁₇ : 2,2 μF 160 V
C₁₈ : 220 μF 16 V

Transistors

T₀ à T₁₃ : BC 107 ou 2N 2222

Circuits intégrés

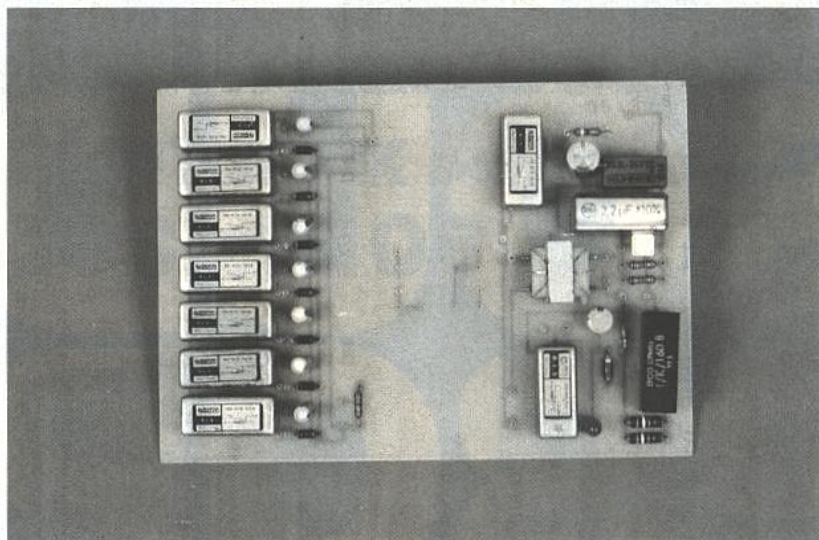
IC₁ : SSI 75T202 ou CD 22202
IC₂ : CD 4514
IC₃ : 7812
IC₄ : 78L05

Autres semi-conducteurs

D₁ : Pont redresseur 100 V 1A
D₂ : Zéner 35 V
8x : 1N 4004
D₃ : Zéner 12 V
21x : 1N 4148
2x : LED rouge

Divers

Quartz 3,579 MHz
TPE ou TPJ
Transfo téléphone 600 Ω/600 Ω
Transfo 220 V/18 V et 110 V
Relais selon configuration



VOUS ETES PRO !

Nos softs aussi !

249 F

Nomen 1™

Initialement diffusé à 8500,00 F HT auprès des professionnels, ce logiciel est dorénavant accessible à tous.

Logiciel de gestion de nomenclatures

Nomenclatures :

- ☐ Création, modification, édition et duplication
- ☐ Optimisation des composants
- ☐ Imbrications illimitées de nomenclatures
- ☐ Simulation des coûts de fabrication
- ☐ Calcul des prix de revient
- ☐ Calcul des besoins

Stocks :

- ☐ Création, modification, et édition d'articles
- ☐ Etat des articles en stock
- ☐ Gestion des entrées/sorties
- ☐ Prix des composants par quantité

ATTENTION : il ne s'agit pas d'une version limitée.

Nomen 1 est un soft complet d'IB TECHNIC sa, livré avec son manuel.

Il nécessite un compatible sous MS DOS 2.01 mini, avec 640 ko de RAM et un disque dur.

MS DOS, NOMEN et ISI sont des marques déposées.

ISI™

149 F

Logiciel de calculs pour faciliter vos développements électroniques

Feuilles de calculs :

- ☐ Résistances et condensateurs (// et série)
- ☐ Monostables, oscillateurs (calcul RC)
- ☐ Analyseur logique
- ☐ Redressement, filtrage et stabilisation

Tables :

- ☐ ASCII (binaire, décimal, hexa)
- ☐ Conversion des tailles (cm, pouce, pied)
- ☐ Conversion binaire, décimal, octal, hexa
- ☐ Conversion des grandeurs (du pico au Méga)

Par combinaison, plusieurs centaines de formules électroniques !!! ISI fonctionne avec tout compatible ...

NOMEN 1 249 F TTC
ISI 149 F TTC

IB TECHNIC sa

1191 RN 84
01120 LA BOISSE
Tel: 78.06.44.90

NOMEN1 + ISI 299 F TTC

Je profite de ces prix exceptionnels ! Envoyez-moi au plus vite : ☐ NOMEN 1 ☐ ISI ☐ NOMEN + ISI
Format ☐ 5"1/4 ☐ 3"1/2 Règlement par chèque.

NOM
ADRESSE

RP 09/91

Les multimètres Manudax APPA 103 et 105

Parmi le foisonnement de multimètres de tous types que l'on trouve actuellement sur le marché, les appareils APPA référencés 103 et 105, commercialisés par la société Manudax, ont retenu notre attention.

En effet, ces appareils de conception robuste sont à signaler pour leur relative simplicité d'utilisation alliée à un nombre tout à fait respectable de possibilités.



Présentation

Les multimètres 103 et 105 ont des fonctions identiques. Seul leur précision les sépare. Pour certaines fonctions, la référence 105 se caractérise par une précision quelque peu supérieure. L'électronique est logée dans un boîtier en PVC de couleur grise pour le 105 et d'un jaune lumineux pour le 103.

Toutes les commandes et accès de liaison ont été regroupés sur la face avant pour présenter un maximum de fonctionnalités.

Afin de le protéger contre les chocs, le boîtier a été inséré dans un étui de protection amovible en caoutchouc.

La fenêtre d'affichage se présente sous la forme d'une découpe rectangulaire de 60 x 27 mm pour obtenir un bon confort de lecture.

Les dimensions du multimètre sont de 185 x 86 x 32 mm, sans étui anti-choc. Avec étui ces valeurs passent à 200 x 98 x 52 mm.

En ordre de marche, sa masse est de 370 grammes. Dans son étui, la masse atteint environ 600 grammes. Le multimètre est livré avec ses deux piles d'alimentation et deux cordons souples de raccordement haute sécurité équipés de pointes de touche.

Caractéristiques générales

Ces multimètres ont été conçus pour effectuer :

- des mesures de potentiel (continu et alternatif),
- des mesures d'intensité (continu et alternatif),
- des mesures de résistance, de capacité et de fréquence,
- des tests de jonction et de continuité,
- des mesures de potentiels faibles en provenance de capteurs (thermométrie, détecteurs divers...).

L'affichage est dévolu à un panneau LCD. La résolution est définie par 4000 points (3 digits 3/4 avec des hauteurs de chiffres de 14 mm). Cet affichage digital est complété par un affichage analogique de 42 segments en bargraph. La résolution s'étend à 9999 points dans le cas de la mesure de fréquence.

L'afficheur comprend en outre une signalétique très complète avec : rappel des fonctions enclenchées, unités, polarité, témoin d'usure de la pile d'alimentation...

En affichage digital, le multimètre effectue deux mesures par seconde. En analogique cette cadence de mesure passe à 20 par seconde. En revanche, lors

des mesures de capacité et de fréquence, la cadence est ramenée à une mesure par seconde. Au bout de 30 minutes de non utilisation, l'alimentation se coupe automatiquement. Cette dernière est assurée par deux piles de 1,5 V type alcalin, le constructeur garantit une durée de 1200 heures de fonctionnement.

Spécifications

De l'examen du tableau ci-dessous on peut noter une précision et une résolution tout à fait honorables.

Fonction	Calibre	Précision	Résolution	Divers
Tension	DC 400 mV 4 V, 40 V, 400 V, 1000 V	$\pm (0,3 \% + 2 \text{ dig})$ $\pm (0,1 \% + 2 \text{ dig})$	0,1 mV (400 mV)	Imp : 10 M Ω < 100 pF Protection : 1100 V AC : non RMS vrai
	AC 4 V, 40 V, 400 V, 750 V 50 / 60 HZ 40 / 1 kHz	$\pm (0,5 \% + 5 \text{ dig})$ $\pm (1 \% + 5 \text{ dig})$		
Intensité	DC 4, 40, 400 mA 10 A (30 sec)	$\pm (0,4 \% + 2 \text{ dig})$ $\pm (0,8 \% + 4 \text{ dig})$	1 μ A (4 mA)	chute de potentiel 800 mA MAX (mA) 1 V MAX (A) Protection : 1 A (mA) 15 A (A) AC : non RMS vrai
	AC 40 Hz / 1 kHz 4, 40, 400 mA 10 A (30 sec)	$\pm (0,6 \% + 5 \text{ dig})$ $\pm (1 \% + 5 \text{ dig})$		
Résistance	400 Ω 4, 40, 400 k Ω 4 M Ω 40 M Ω	$\pm (0,4 \% + 4 \text{ dig})$ $\pm (0,4 \% + 2 \text{ dig})$ $\pm (0,6 \% + 3 \text{ dig})$ $\pm (1,5 \% + 5 \text{ dig})$	0,1 Ω (400 Ω)	Circuit ouvert 0,4 V Protection : 600 V
Test de continuité			jusqu'à 40 Ω	Buzzer 2 kHz Protection : 600 V
Test de jonction			Courant de test : 0,6 mA Circuit ouvert : 3 V	Protection : 600 V
Capacité	4 nF, 40 nF 400 nF, 4 μ F, 40 μ F	< 20 μ F : $\pm (1 \% + 4 \text{ dig})$ > 20 μ F : $\pm (5 \% + 8 \text{ dig})$	1 pF (4 nF)	Protection : 600 V
Fréquence	100 Hz, 1 kHz 10 kHz, 100 kHz 1 MHz	$\pm (0,1 \% + 4 \text{ dig})$	0,01 Hz (100 Hz)	Protection : 600 V
Adaptation	10 points pour 1 mV	$\pm (0,3 \% + 4 \text{ dig})$		Protection : 600 V

En revanche, il convient cependant de noter que pour les valeurs alternatives, il s'agit d'une lecture en valeur efficace de la valeur moyenne redressée et non d'une valeur RMS vraie. La fonction "Adaptation" (ADAPT) est calibrée sur les valeurs normalisées, usuellement pratiquées avec la plupart des adaptateurs extérieurs, ici 400 mV (4000 points) pour 200 mV pleine échelle délivrés généralement.

A remarquer également les protections : 600 V et 1 A/15 A que le constructeur a prévues pour pallier les fausses manœuvres.

Fonctions et commandes : (figure 1)

Afficheur digital :

- affichage de 3 digit 3/4, lecture maximale 3999,
- affichage analogique de 42 segments,
- indications diverses : polarité, point décimal, dépassement de calibre, mémorisation, AC / DC / Ω / . . .), AUTO, HOLD, REL, MAX, MIN, et unités.

Rotacteur :

- permet la sélection de la fonction et le cas échéant, du calibre.

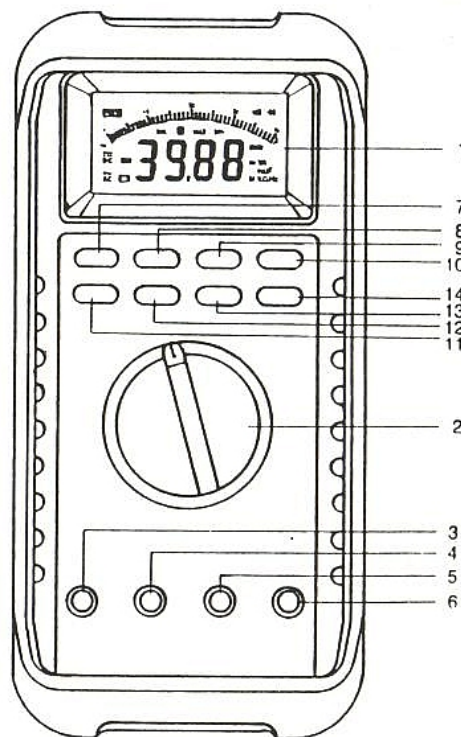


Figure 1 : Présentation générale.

tion bistable sur une autre position bistable, comme par exemple :

- AC / DC pour les mesures d'intensité,
- Ω / test de continuité,
- test de jonction / capacimètre,
- fréquencemètre / ADAPT.

Touche MIN/MAX :

En appuyant sur cette touche, on peut enregistrer une valeur minimale ou maximale en faisant apparaître sur l'écran les indications H MIN et H MAX par le biais de la touche bleue. Un bip sonore indique un nouveau minimum (ou maximum) enregistré par le multimètre. Pour bloquer l'enregistrement, il convient d'appuyer sur la touche "HOLD". L'ensemble peut enregistrer de nouvelles valeurs limites en appuyant encore sur "HOLD".

Touche REL :

Grâce à cette touche, il est possible de créer une nouvelle référence. Il suffit de présenter cette valeur-référence sur l'entrée et d'appuyer sur la touche "REL" (relativisation) pour voir apparaître sur l'écran l'indication "0000". Les mesures suivantes s'effectuent alors par rapport à cette nouvelle base. Pour la supprimer, il faut solliciter la touche "REL" pendant au moins 2 secondes.

Touche HOLD

En dehors du rôle de cette touche déjà évoqué au point "Touche MIN/MAX", on peut à tout moment bloquer sur l'afficheur une valeur relevée à un instant donné. L'affichage de l'indication

Com :

- il s'agit de l'entrée commune à toutes les mesures, raccordée au cordon de liaison noir.

V Ω :

- c'est l'autre entrée à utiliser (cordon rouge) sauf pour les mesures d'intensité.

mA :

- le cordon rouge est à raccorder sur cette entrée pour les mesures d'intensité sur calibres 4, 40 et 400 mA.

A :

- même fonction que ci-dessus mais pour calibrer de 10 A.

Touche bleue : (fonctions KEY)

En appuyant sur cette touche, le multimètre bascule d'une posi-



"H" confirme cette fonction. Pour la libérer il suffit d'appuyer de nouveau sur la touche HOLD. La fonction "HOLD" neutralise la coupure automatique de l'alimentation dont nous parlions au début.

Touche PWR RST :

Lorsque l'alimentation s'est coupée automatiquement, on peut la rétablir en appuyant sur cette touche sans être obligé de tourner le rotacteur.

Touche RANGE :

Cette touche est destinée à la sélection manuelle des calibres. En la sollicitant, le calibrage automatique disparaît ainsi que l'indication AUTO. Pour remettre en service le calibrage automatique, il suffit de presser la touche RANGE pendant au moins 2 secondes.

Touche STORE :

En appuyant sur cette touche on peut mémoriser au sein du multimètre la dernière mesure effectuée. Cette valeur ne sera pas effacée lors de l'extinction automatique de l'alimentation. En revanche, elle serait effacée si on plaçait le rotacteur sur position "OFF".

Touche RECALL :

Cette touche permet de rappeler en affichage la valeur précédemment mémorisée. Dans ce cas la

lettre "H" apparaît et l'indication "MEM" précédemment obtenue par la touche STORE, se met à clignoter.

L'extinction automatique de l'alimentation est neutralisée. Pour revenir en position libérée, il suffit d'appuyer sur la touche "HOLD".

Utilisation du multimètre

Le constructeur fait part d'un certain nombre de remarques et de conseils relatifs à une bonne utilisation de l'appareil ; on peut citer :

- attendre environ 30 secondes après avoir tourné le rotacteur, avant de débiter une mesure,
- avant de relier les cordons de mesure aux points de mesure, il est important d'avoir placé auparavant le rotacteur sur la position convenable,
- la présence d'un champ électro-magnétique peut avoir une incidence sur la justesse du résultat affiché,
- le multimètre ne doit pas être immergé dans un liquide.

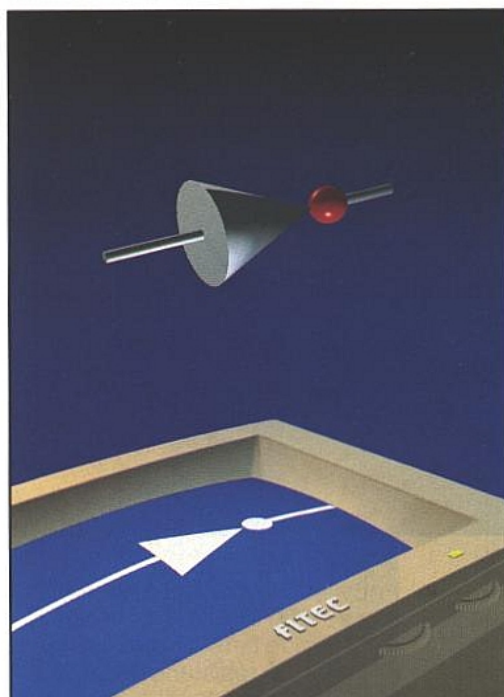
Concernant l'utilisation proprement dite du multimètre, il convient également de savoir :

• Tension :

En cas de dépassement de calibre, un bip sonore retentit, le premier chiffre significatif, un 4, se met à clignoter, tandis que les trois digits suivants sont des zéros.

• Intensité :

L'intensité maximale mesurable sur le calibre de 10 A peut tout de même atteindre 20 A mais la durée maximale d'une telle mesure ne saurait excéder 30 secondes.



LOGIC est un LOGICIEL INTERACTIF de FORMATION à l'ELECTRONIQUE LOGIQUE

Cet outil vous permet :
EVALUATION, MAINTIEN et PERFECTIONNEMENT
DE VOS CONNAISSANCES.

1^{er} VOLUME :

LOGIQUE COMBINATOIRE ET SEQUENTIELLE

Programme :

- INTRODUCTION A LA LOGIQUE
- TECHNOLOGIE DES CIRCUITS INTEGRÉS
- CODAGE DECIMAL ET HEXADECIMAL
- ADDITIONNEUR ET SOUSTRACTEUR
- BASCULES, COMPTEUR, REGISTRES
- MULTIPLEXEUR, DECODEUR

2^{ème} VOLUME :

CONVERTISSEUR N/A et A/N

Programme :

- APPLICATIONS DES CONVERTISSEURS :
Voltmètre Numérique
Régulation de température
- CONVERTISSEURS : NUMERIQUE - ANALOGIQUE
à réseau pondéré et à réseau R-2R
- CONVERTISSEURS : ANALOGIQUE - NUMERIQUE
à rampe et incrémental à rampe
à approximation successive
parallèle flash
- ETUDE D'UN VOLTMETRE NUMERIQUE

DISQUETTE DE DEMONSTRATION GRATUITE SUR SIMPLE DEMANDE

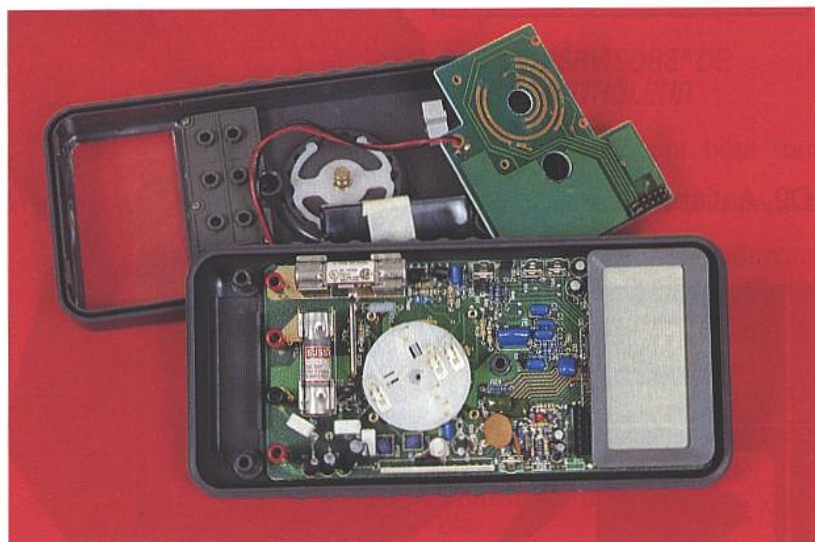
Retourner le bon à découper ci-dessous à l'adresse suivante :

FITEC

52-54, avenue du 8 Mai 1945
95200 SARCELLES
Tél. : 39.92.32.90 - Fax : 39.92.17.64

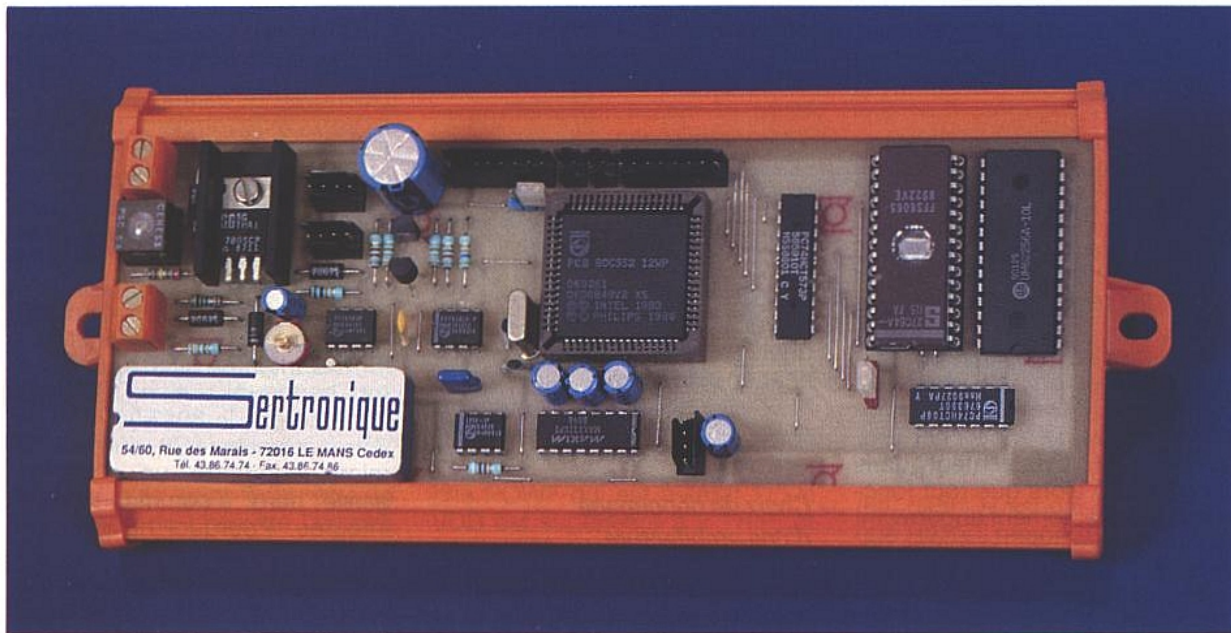
Nom :
Fonction :
Ets / Sté :
Adresse :

Tél. :
☐ Souhaite recevoir une disquette de démonstration
☐ Souhaite la visite d'un conseiller technique



Cette vue d'un 105 ouvert témoigne d'une réalisation soignée.

Superviseurs et chiens de garde



Maintenant que vous voilà bien reposés, il est grand temps de se remettre à l'ouvrage et nous avons décidé de commencer cette nouvelle période sur le thème

Microcontrôleur.

Sujet maintes fois abordé, allez-vous nous rétorquer.

Eh bien nous n'en sommes pas si sûrs dans les domaines que nous allons vous proposer qui vont vous parler de "supervisors", de "Chiens de garde", de protection de codes, de bit de sécurité, de table d'encryptage, de reset, de power down, idle and Co...

Vous vous rendez certainement compte que nous avons du "pain sur la planche", alors au travail.

Nous voici donc devant un nouveau problème très spécifique des montages utilisant des micro-contrôleurs. Il s'agit de celui de savoir conserver des informations en cas de catastrophes "non naturelles", c'est-à-dire en cas de disparitions momentanées, accidentelles, temporaires, définitives... de l'alimentation principale du montage et de créer un "comité de surveillance" du bon fonctionnement (ou bon déroulement) du programme.

DES "SUPERVISORS" DE MICROCONTRÔLEUR

Quel nom charmant pour tous ces ensembles.

Mais de quels ensembles parle-t-on vraiment ?

Bien souvent on entend n'importe quoi (et évidemment son contraire !) à propos du terme "Supervisor" qui en lui-même ne veut rien dire mais fait très riche dans les conversations. Aussi, avant d'aller plus loin allons nous au moins commencer par définir ce que nous avons décidé d'inclure aujourd'hui dans ce vocabulaire.

En guise de définition effectuons l'inventaire des lieux.

Qui y a-t-il à superviser et avec quels outils ?

a) Etant donné que de nombreux micro-contrôleurs sont assez châtouilleux du côté de la valeur de leurs tensions d'alimentation, en général il est bon que celles-ci soient "régulées" (heureusement certains d'entre eux sont plus sympathiques — notamment ceux des produits portables — et s'accommodent fréquemment de larges variations de tension d'alimentation).

b) Un autre point connu réside dans le fait qu'ils sont aussi assez irritables sur la qualité du signal servant à effectuer leur "reset" hardware, que ce soit en ce qui concerne sa forme (temps d'établissement — montée et/ou descente —), ou sa durée etc. Et encore en faisant un puissant distingo entre le (1^{er} ou non) "power-on reset" (... fortement lié à la façon dont la tension d'alimentation s'établit) et le "reset" tout court (lorsque la tension d'alimentation aux bornes du micro-contrôleur est présente depuis un long moment).

Ne croyez surtout pas que nous finassons autour de brouilles car c'est souvent là le cœur de nombreux problèmes et souvent

source d'un foule de longs déboires.

c) L'ensemble fonctionne correctement et... sabotage... enfer et damnation..., problèmes (coupures...) d'alimentation !

A nous les grands frissons et les grandes frayeurs.

Ici aussi, afin de ne pas perdre nos chères et délicates données, il est nécessaire de surveiller les variations des alimentations (de préférence en amont et en aval des régulateurs) pour espérer avoir le temps de tout pouvoir sauvegarder en quatrième vitesse et commuter sur des positions de replis stratégiques (alimentations secourues...) et activer les resets en cas de redémarrage.

d) L'alimentation est (enfin !) établie correctement, sa valeur est bonne, pas de coupure à l'horizon et voilà que notre cher programme va joyeusement dans les "décors" alors que tout fonctionnait correctement auparavant (parasites inopinés de toutes origines par exemple... et qui n'ont pas malheureusement trouvé d'instructions NOP, NOP... NOP et "jump au début du programme" dans des cases inoccupées de la mémoire programme, par exemple).

Il est donc nécessaire de mettre quelques garde-fous (software et hardware) de façon à ramener tout le monde dans le droit chemin. Il est même à noter que notre belle profession a même éduqué des animaux pour cela en leur apprenant à mordre aux mollets des programmes qui auraient quelques velléités de s'échapper du droit chemin.

L'outil de base est le "chien de garde" (Watch Dog — "WD" —). ... (et non pas le Chat de Garde comme certains l'on écrit à la Mi.août).

On rencontre différentes races et pedigres sur le marché. Il y a les teckels, les bergers allemands, les St-Bernard... et beaucoup de batards.

Ne riez pas, c'est vrai !!

Après les "watch dogs" purement logiciels qui sont facilement piègeables (enfin disons qu'ils ne sont pas invulnérables), les "watch dogs" purement hardware (donnant généralement un "grand coup de pied" dans le reset hard du micro) qui eux sont principalement du type St-Bernard, il y a tout les batards "hardware imbriqués software" qui eux sont souvent plus raffinés.

Leur mission de base consiste généralement à décréter que, si dans un laps temps "finement" prédéterminé le programme n'a

pas effectué une opération souhaitée (par exemple sortie d'une impulsion particulière sur une broche déterminée afin de réarmer un compteur externe,...) c'est que le programme a de grandes chances de s'être perdu, donc qu'il y a péril en la demeure et qu'il est bon de déclencher dare-dare une opération SAMU doublée d'un plan ORSEC à l'aide d'un "reset" franc et massif du système — d'où cette notion du bon gros TouTou qui ramène les pauvres brebis égarées !

Il est à noter que malgré le ton badin sur lequel nous vous racontons cela, tout ceci demande généralement des heures de réflexion afin de décider quel type de reset on va déclencher en sachant préliminairement quoi sauver mais ceci est une autre histoire.

Choix du découpage d'une architecture

Toutes ces réflexions amènent naturellement tôt ou tard à se poser la question du choix du découpage architectural du système que l'on souhaite réaliser :

Régulateur séparé ?

Surveillance d'alimentation séparée ?

Surveillance intégré au régulateur ?

... avec commande du reset incorporée ?

Watch dog interne ou externe au micro ?

en logiciel, en matériel
un panachage du tout ?
etc., etc.

Vous avez compris une fois de plus : le problème est simple !

En fait il est souvent moins compliqué qu'il n'y paraît car cela dépend généralement et principalement du type même de votre application et donc du choix préliminaire que vous avez déjà été obligé d'effectuer au niveau du type de microcontrôleur répondant à la fonction à remplir.

Donnons des exemples.

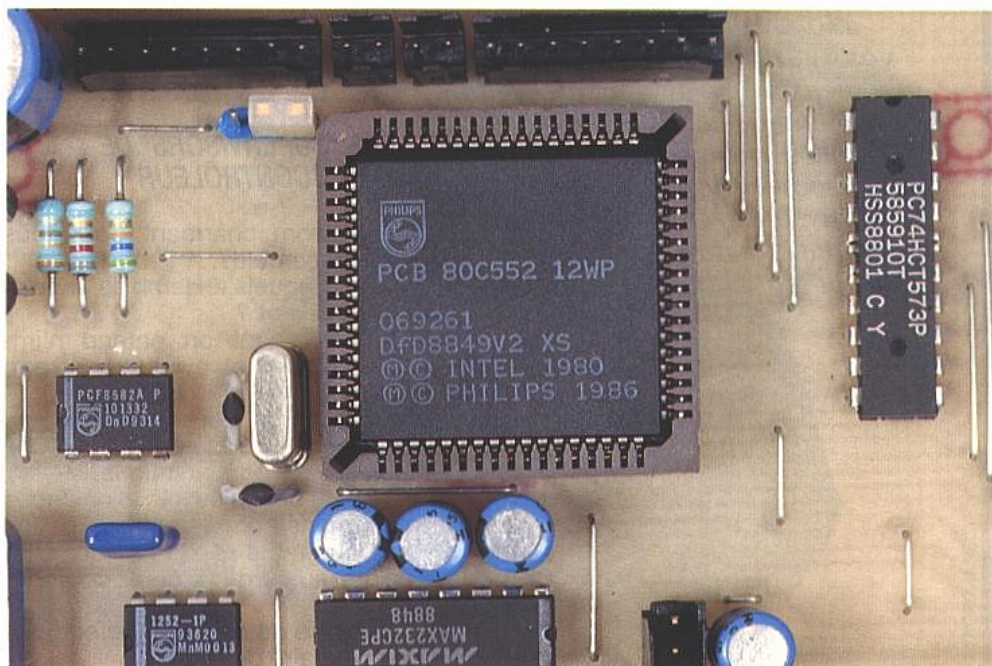
*) Vous avez choisi d'utiliser un 80(C)51, un 8052 AH BASIC ou encore un 80C652. Dans ces cas vous souhaitez utiliser des microcontrôleurs simples et dans ces hypothèses pas la moindre niche de chien de garde intégrée.

*) Par contre vous désirez disposer des nombreux convertisseurs (8) A/D intégrés avec la CPU, de très bonne résolution (10 bits) et dans ce cas le 80C552 a retenu votre attention. Oh surprise ce micro comporte un chien de garde "hard" à commande "soft" intégrée. Pourquoi ne pas s'en servir !

Voici déjà des commentaires qui, espérons-le, vous aideront à guider vos choix.

PASSONS AU CONCRET

Après ce préambule nécessaire, passons maintenant aux choses sérieuses, c'est-à-dire aux composants qui permettent de résoudre ces fameux problèmes. Depuis quelques années quelques composants existaient déjà sur le marché (Texas Instrument, ST, ...) mais notre attention a été retenue par deux circuits récents de Philips semiconductors — les



PCF 1252 et UAA 1300 — qui présentent des caractéristiques particulièrement bien adaptées à la demande des applications d'aujourd'hui et de celles de demain.

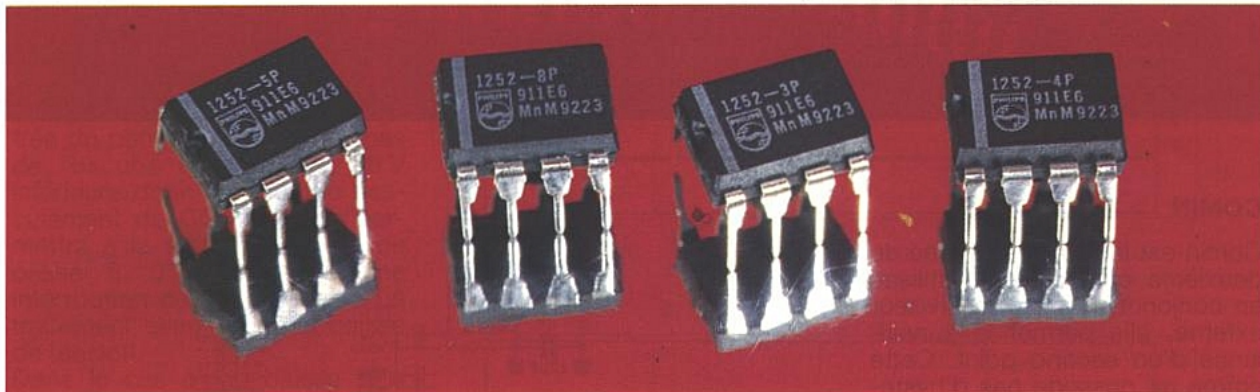
Soyons un peu plus explicites car le problème est souvent encore un peu plus complexe.

seur interne, relié à VDD, ajusté en usine en fonction de la valeur du "X" de la référence du produit et comparé via le comparateur 1 à la référence de tension interne. Cette particularité permet de disposer d'une information en cas de chute de tension, information transmise par la bro-

reset positive (SELECT = 0) ou négative (SELECT = 1).

Défaut d'alimentation

Lorsque la tension d'alimentation descend au-dessous de V_{TRIP} , la broche POWF passe à l'état bas. Après un temps de retard



A votre avis quel peut être le bien fondé du choix de l'emploi d'un micro-contrôleur qui, pour des raisons soit économiques soit de sauvegarde doit peu consommer (et/ou être secouru — pile — ...) et donc passer sa vie à dormir (wait, stop, idle, power down et consort selon les goûts et les couleurs des constructeurs) et l'emploi simultané d'un circuit de "supervision" devant consommer un courant de 20 à 100 fois plus que le micro lui-même ? AUCUN, sinon un scandale, quoi !

Il est donc raisonnable (ou souhaitable) de garder une certaine cohérence dans le "design" du système et pour cela un circuit consommant moins que le micro-contrôleur (lorsqu'il "dort") est le bienvenu.

C'est notamment le cas du PCF 1252 par lequel nous allons commencer nos applications.

che POWF qui est à l'état "1" si VDD est supérieure à V_{TRIP} , et à l'état "0" si VDD lui est inférieure.

Une petite précision concernant la consommation qui se situe au-dessous de $10 \mu A$ et qui, nous le verrons par la suite peut se révéler très utile.

RESET à la mise sous tension

A l'établissement de la tension d'alimentation, lorsque celle-ci dépasse la valeur V_{TRIP} , une impulsion positive de RESET est générée. La durée de cette impulsion (t_r) est définie par la valeur du condensateur (maximum $1 \mu F$) connecté à la broche CT. Sans condensateur connecté, CCT assure une valeur minimale de $100 pF$. Selon l'état de la broche SELECT, ce circuit peut générer une impulsion de

(t_s), défini aussi par CCT, la broche RESET remonte (si on considère le cas où SELECT = 0) et permet ainsi la remise à zéro du microcontrôleur.

Voltage Trip-Point

En sélectionnant le point de basculement légèrement au-dessus de la tension de fonctionnement minimale du microcontrôleur, il reste un temps suffisamment long pour permettre une sauvegarde des données par le micro-contrôleur avant que l'alimentation ne disparaisse.

Dans le but de prévenir la présence éventuelle d'oscillations autour du point de basculement, une légère hystérésis de l'ordre de $15 mV$ a été introduite.

LE PCF 1252

Description fonctionnelle

Généralités (figure 1)

Présenté dans un boîtier 8 broches standard ou SO pour les amateurs de montage en surface, ce circuit comprend une référence de tension fixée en usine, deux comparateurs et un temporisateur. La famille PCF 1252-X comprend dix versions avec des tensions de basculement (V_{TRIP}) différentes.

Alimentation

Ce circuit peut fonctionner de $2,4 V$ à $6 V$ et possède un divi-

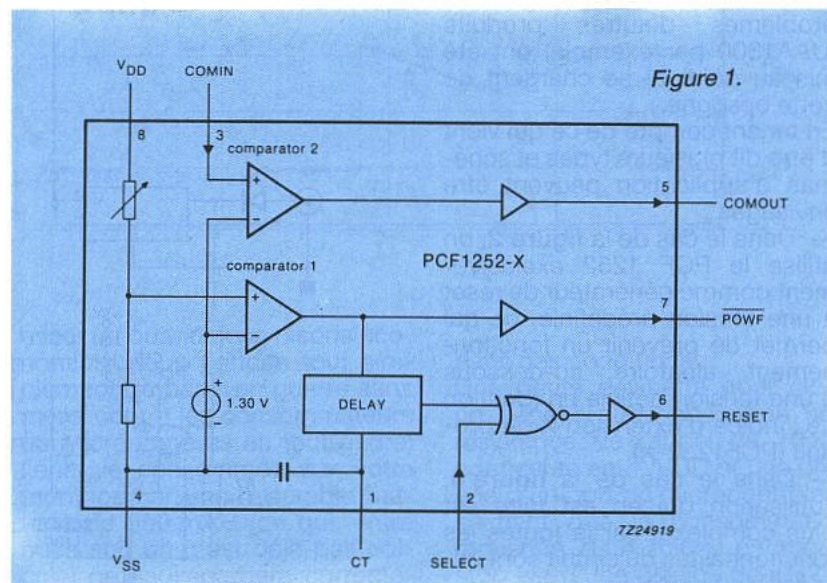
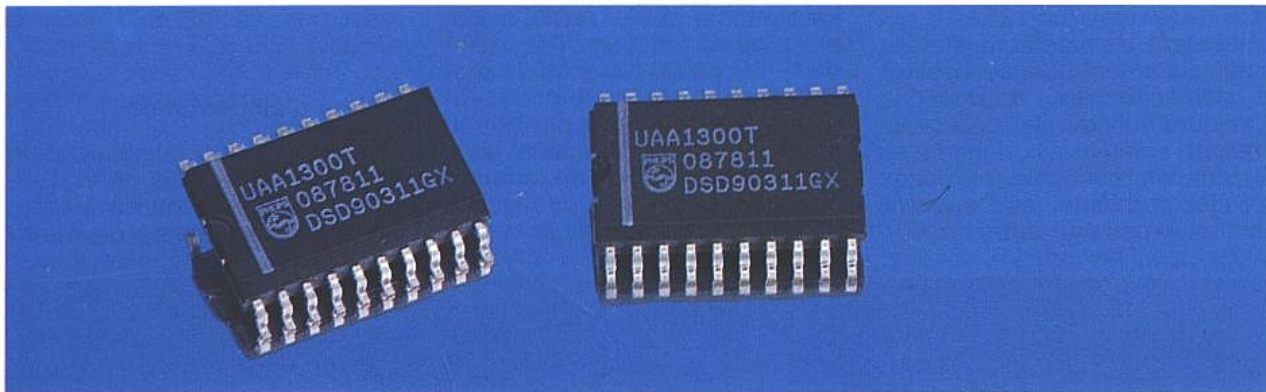


Figure 1.



COMIN

Comin est la broche d'entrée du deuxième comparateur. Utilisée en conjonction avec un diviseur externe, elle permet la surveillance d'un second point. Cette entrée ne possède pas d'hystérésis. Lorsque cette entrée n'est pas utilisée, elle doit être connectée à VDD. La broche COMOUT sera au niveau "0" ou "1" en fonction de la tension sur COMIN :

COMOUT = 1 si la tension sur COMIN est supérieure à VSP (1,30 V typique).

COMOUT = 0 si la tension sur COMIN est inférieure à VSP (1,30 V typique).

Utilisation

Le fait que ce produit n'intègre pas de Chien de Garde favorise son emploi avec des microcontrôleurs qui, eux, intègrent déjà cette fonction en interne (80C552... par exemple).

Il n'a donc pour mission que la surveillance de l'alimentation et non pas celle de surveiller que notre microcontrôleur favori ne "s'envoie en l'air" dans des régions encore inexplorées de son microcosme. Pour régler ces problèmes d'autres produits (UAA1300 par exemple) ont été mis au point et se chargent de cette besogne.

En tenant compte de ce qui vient d'être dit plusieurs types et schémas d'application peuvent être envisagés :

— Dans le cas de la **figure 2**, on utilise le PCF 1252 exclusivement comme générateur de reset à une tension prédéfinie, ce qui permet de prévenir un fonctionnement aléatoire au-dessous d'une tension définie en fonction de l'indice d'extension X du produit (PCF1252-X).

— Dans le cas de la **figure 3**, l'utilisation qui en est faite est plus complexe, car là toutes les fonctionnalités du circuit sont utilisées.

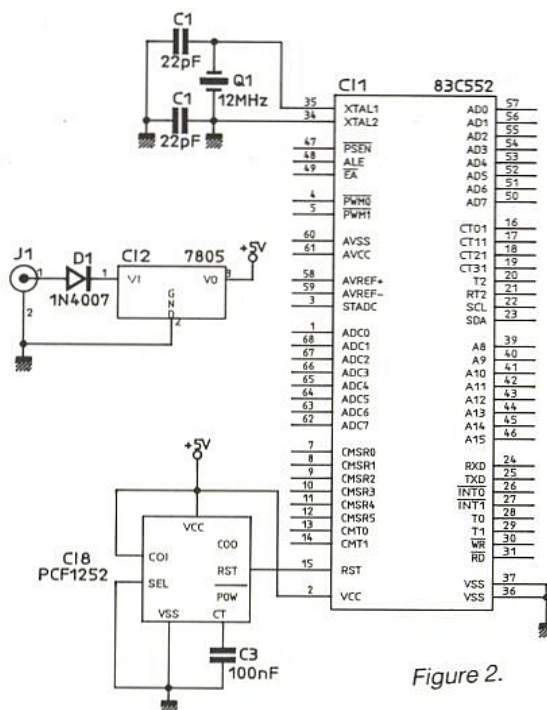


Figure 2.

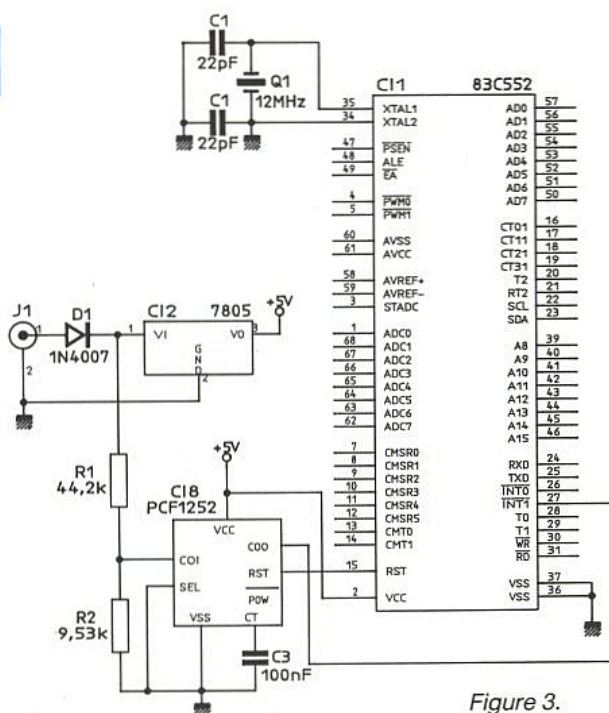


Figure 3.

Lorsque la tension d'alimentation présente en amont du régulateur général descend au-dessous d'une valeur ne permettant plus le fonctionnement normal de celui-ci, soit : 7,2 V pour 5 V en sortie, il paraît souhaitable d'en informer le principal intéressé, c'est-à-dire le microcontrôleur.

Par l'intermédiaire du pont R_{11}/R_{12} respectivement de valeur 44,2 k Ω et 9,53 k Ω et dont le rapport $R_{12}/(R_{11} + R_{12})$ est de 5,64, une valeur de 7,3 V à l'entrée du pont fournira aux bornes de R_{12} une tension de 1,29 V inférieure donc au seuil de basculement de COMIN. Ceci permettra à la sortie COMOUT de passer à "0" et d'envoyer une interruption ce qui autorisera un traitement éventuel de la baisse de tension.

Dans le cas d'une baisse plus importante de l'alimentation générale débouchant sur une tension VDD appliquée au microcontrôleur inférieure à V_{trip} , la broche POWF passe à "0" entraînant (après un temps proportionnel à la valeur de CCT) la remontée de la broche RESET ce qui entraîne la remise à zéro du microcontrôleur. (voir oscillogrammes).

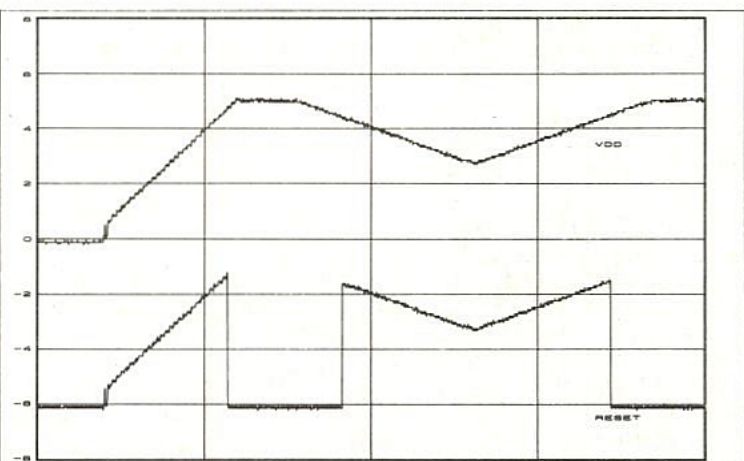
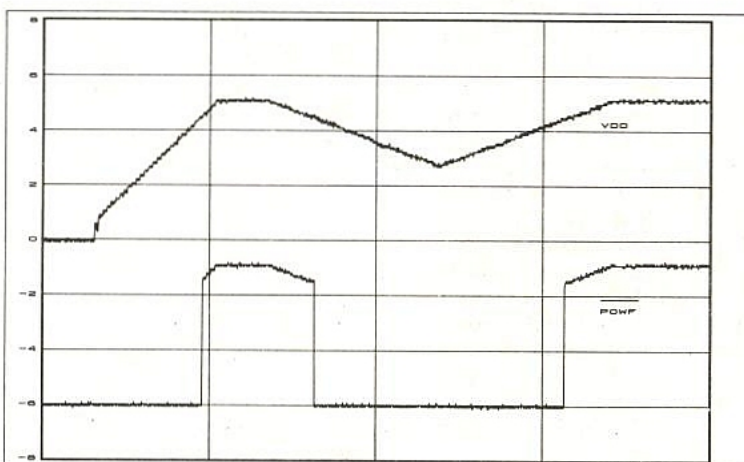
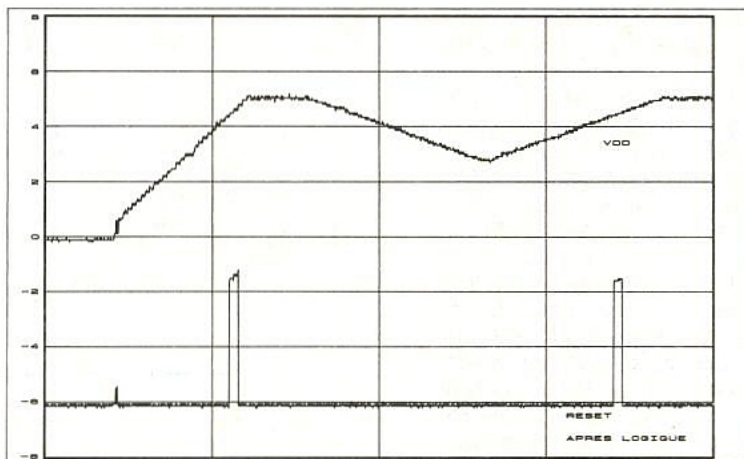
— Dans le cas d'une utilisation où le microcontrôleur doit être sauvegardé, le but avoué est de sauvegarder les données internes avec une consommation la plus faible possible.

On utilise pour ce faire, en règle générale, des batteries qui, comme chacun le sait, n'ont pas une énergie infinie à délivrer.

Là les choses pourraient se gâter car si nous restons dans le cadre de la **figure 3**, lorsque la remise à zéro du microcontrôleur est effectuée, celui-ci remet son horloge en route perdant du même coup le bénéfice de la faible consommation.

Alors nous direz-vous, quel intérêt peut-il y avoir à utiliser un tel circuit dans une application de ce genre ? Eh bien, si nous sommes en mesure de résoudre le petit problème posé par une broche de reset qui n'en fait qu'à sa tête sans tenir compte de nos problèmes de sauvegarde, notre PCF1252 retrouvera sa place dans la société.

Certains nous diront que nous sommes pingres car un microcontrôleur CMOS ne consomme que quelques malheureux milliampères (5 ou 6 tout au plus), oui mais si vous ne voulez pas sauvegarder vos données soit uniquement pour quelques jours soit avec une batterie de voiture diesel, vous allez devoir écono-



miser (et quand nous disons économiser nous parlons tout simplement de partir en guerre sans merci contre les consommateurs de microampères en tout genre) l'énergie consommée par votre montage car une misérable batterie de 500 mAH (ce qui, entre nous soit dit n'est déjà pas ridicule) ne sauvegardera correctement notre montage que 4 jours

dans ces conditions...

Une petite devinette pour clore ce débat : que consomme une résistance de rappel de 10 k Ω connectée entre VDD et une broche d'un port de microcontrôleur sachant que la consommation moyenne d'un micro en mode stop est d'une dizaine de μ A ? A vos Ampèremètres.

Nous allons mettre fin à votre agonie et régler ce casse-tête en utilisant tout simplement une vulgaire porte logique (enfin... pas n'importe quelle porte logique) pour nous tirer d'affaire.

Nous disons bien "pas n'importe quelle porte logique" car il serait de bon ton que celle-ci ait l'obligance de bien vouloir continuer à travailler correctement même si la tension de sauvegarde venait à baisser largement en-dessous de V_{trip} tout en restant dans la plage de fonctionnement définie par le fabricant du microcontrôleur pour la rétention des données et en étant capable d'être aussi sobre qu'un chameau. Cela limite quand même très sérieusement le nombre des prétendants dans le cercle pas très fermé des familles logiques. Examinons ce que nous souhaitons de plus près :

Nous voulons que le microcontrôleur s'endorme si la tension d'alimentation devient inférieure à V_{trip} soit $POWF = 0$ et que le reset ne devienne actif que lorsque cette même tension d'alimentation repasse au-dessus de V_{trip} soit $RESET = 1$ pour $SELECT = VSS$. Cela se traduit par le tableau ci-dessous.

Si $POWF = 0$ et $RESET = 0$ alors $RST\ micro = 0$

Si $POWF = 1$ et $RESET = 0$ alors $RST\ micro = 0$

Si $POWF = 0$ et $RESET = 1$ alors $RST\ micro = 0$

Si $POWF = 1$ et $RESET = 1$ alors $RST\ micro = 1$

Cela correspond étrangement à la table de vérité d'une porte ET, n'est-il pas ?

Eh bien, il ne nous reste qu'à raccorder respectivement les sorties $POWF$ et $RESET$ de notre PCF1252 aux entrées d'une porte ET type PC74HC08 et la sortie de celle-ci à la broche reset du microcontrôleur et voilà une sauvegarde effective de notre application avec une consommation minimum du fait, entre autre, de la très faible consommation du PCF1252 et du 74HC08 (figure 4).

Voilà résumées en quelques lignes les différentes facettes d'un produit qui, bien que petit, n'en a pas moins de qualités pour autant.

LE UAA 1300

Examinons maintenant le grand frère du PCF 1252-X.

Ce circuit est plus complexe que le précédent car il intègre davantage de fonctions de façon à rendre plus économique une solution globale.

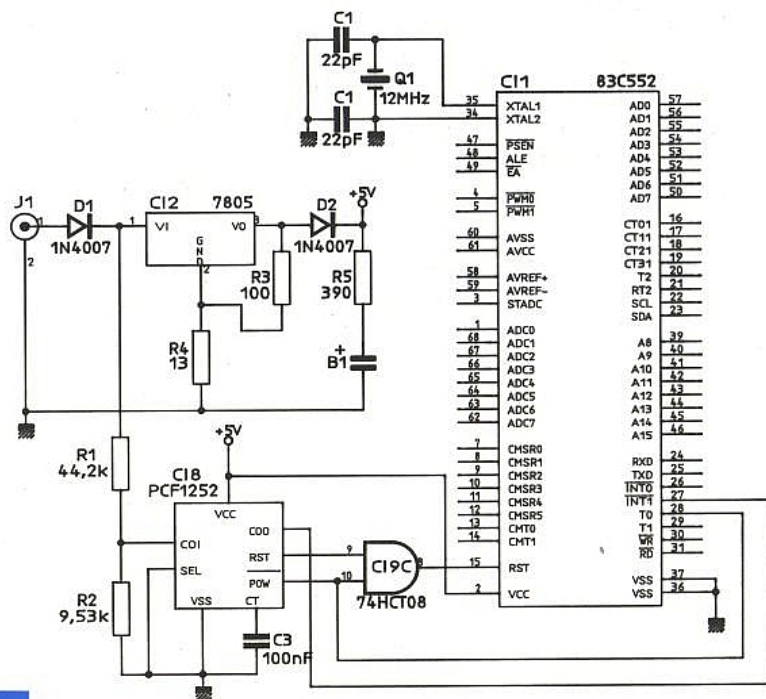


Figure 4.

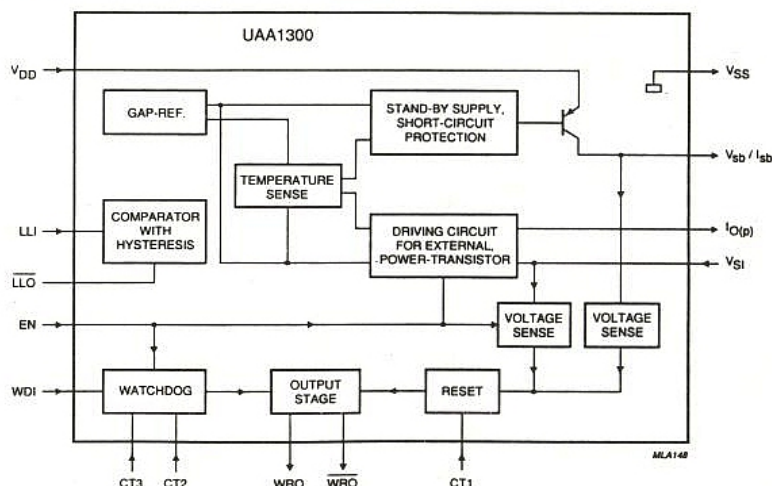


Figure 5.

Le schéma synoptique (figure 5) indique clairement sa structure comprenant quatre grandes entités :

- Un régulateur complet + 5 V/ 50 mA (alimentation du μC par ex.).

- La commande de l'étage de sortie d'un autre régulateur + 5 V plus puissant (alimentation de tout le montage par ex.).

- Un "supervisor" de ces deux alimentations (amont et aval).

- Un chien de garde "Hardware" à "fenêtre".

Il est sûr qu'un tel circuit trouve facilement sa place dans tous les montages à microcontrôleur digne de ce nom car il permet d'annihiler la quasi majorité des problèmes connus et répertoriés précédemment.

Reprenons en détail son fonctionnement en commençant par la partie la plus simple : le(s) régulateur(s).

Le(s) Régulateur(s)

Pourquoi ces "s" intempestifs ? La raison est fort simple. Il est souvent plus avantageux de dissocier les alimentations propres au microcontrôleur, ses mémoires etc. et celles du reste du montage (périphériques de toute nature) car cela permet de garder la gestion de l'entité "fragile" (microcontrôleur) sous plus haute surveillance. C'est ce découpage fonctionnel qui a été réalisé dans le UAA 1300.

Comme le montre le synoptique du circuit intégré on peut remarquer d'une part un régulateur complètement intégré permettant de délivrer sous 5 V un courant maximal de 50 mA, donc capable d'alimenter la quasi-totalité des microcontrôleurs "C" MOS du marché (et non pas "N" MOS, en voie de disparition) ainsi que les mémoires RAM lors des sauvegardes (RAM en "stand by"). C'est d'ailleurs pour cette raison que cette alimentation n'est pas commandée par la broche 14 (ENable) et reste toujours active.

On peut remarquer aussi dans ce premier régulateur la présence du transistor ballast intégré réalisé à l'aide d'un PNP "latéral" ce qui permet ainsi à cette alimentation de pouvoir fonctionner correctement à partir de 5,7 V (grâce au faible $V_{ce\ sat}$ du PNP latéral) jusqu'à 24 V max.

De plus la polarité du transistor (PNP) permet à la tension régulée d'être disponible sur un collecteur ce qui facilite grandement la vie dans le cas de la conception du circuit (interne) de protection contre les court-circuits de la charge.

En ce qui concerne l'autre alimentation + 5 V de "puissance", seule sa commande est intégrée et le courant de sortie ne sera que fonction du transistor que vous disposez (... avec son dissipateur) à l'extérieur.

Remarque "à cent sous" : il est très facile de disposer d'un courant important même en mettant un transistor Darlington de polarité PNP car ici aussi on sort sur un collecteur et donc "l'empilement" des V_{be} n'a aucune importance. Par contre cette alimentation est désactivable par la broche 14 afin de réduire la consommation de l'ensemble en mode "veille".

Pour terminer avec ces deux alimentations vous avez certainement remarqué qu'aucune d'entre-elles n'a de boucle de régulation pour déterminer la tension de sortie. En effet cela n'est pas nécessaire du fait de la présence d'une référence intégrée de précision (utilisée d'ailleurs pour les deux alimentations) constituée à l'aide d'une diode "bandgap" de valeur très stable et compensée en température (0,4 mV/°C).

Cette configuration est souvent rendue obligatoire lorsque l'on désire pouvoir déclencher des resets précis et fiables par la suite lors de chutes accidentelles des tensions de sortie.

Pour parachever le tout ajoutons qu'en cas d'élévation excessive

(ou accidentelle) de la température du cristal, un dispositif particulier a été aménagé pour couper les alimentations et qui se ré-active avec une hystérésis de 30 degrés.

Le "supervisor" d'alimentation(s) du UAA 1300

De la même façon que celui du PCF 1252, celui-ci fonctionne en tenant compte d'informations "amont" et "aval".

En amont

En effet en amont du (des) régulateur(s), un détecteur conçu à l'aide d'un comparateur à seuil (interne) de déclenchement fixe — (1,24 V) — (mais rendant la tension externe de déclenchement ajustable par l'utilisateur à l'aide d'un pont diviseur résistif R_1/R_2) signale, indépendamment de toutes autres choses, par une impulsion de reset (broche 12 active à l'état Bas), toute chute accidentelle de la tension présente en amont des régulateurs de façon à déclencher immédiatement (si on le désire bien évidemment) toutes les procédures de sauvegardes sans attendre que le(s) + 5 V s'écroule(nt).

Une hystérésis de 100 mV est prévue dans le circuit intégré (seuil de 1,34 V) à la remontée de la tension amont afin d'éviter "une valse d'hésitation" autour du seuil de déclenchement en présence d'alimentation fluctuante que l'on peut de plus légèrement intégrer en disposant une capacité sur la broche considérée (broche 13).

En aval

De même en aval de ces derniers (— du côté des + 5 V sur les broches 2 et 5 —) un dispositif de sécurité envoie une impulsion de commande de reset lorsque l'une ou l'autre des tensions + 5 V chute au-dessous d'un seuil fixe de 4,6 V.

Examinons plus en détail le mécanisme de ce dernier point (voir figure 6).

A la mise sous tension de l'ensemble, lorsque les sorties atteignent 4,7 V, la broche 7 passe à l'état bas avec un retard dont la durée est déterminée (et proportionnelle) par la valeur de la capacité disposée sur la broche 1 selon la relation :

retard au déclenchement du reset (ms) = $(K) \times C$ en nF

où $K = 1 \text{ ms/nF}$

ATTENTION de ne pas confondre ce temps de retard au déclenchement du reset avec le temps minimum que doit avoir le "signal de reset" lui-même à appliquer au microcontrôleur !

En cas d'incidents de fonctionnement du système, dès que l'une des sorties régulées (broches 2 et 5), chute en-dessous de 4,6 V la sortie (broche 7) repasse instantanément à l'état haut.

Au passage on peut remarquer que le constructeur a prévu de délivrer les deux polarités de signaux de commande de reset et qu'ainsi il ne sera plus permis à personne de crier à cause des microcontrôleurs fonctionnant avec des circuits à reset "actif Haut" ou ceux à reset "actif Bas" selon les types et les marques !!!

La fonction "Chien de Garde"

Re-voilà ce sacré chien de garde !

Le circuit UAA 1300 comporte un chien de garde "évolué" (ne posez pas la question au votre car si par hasard il n'était pas comme cela et qu'il prenne cela pour une insulte il vous mordra et c'est vous qui l'aurez bien cherché !). Bref, cela signifie qu'au lieu d'avoir uniquement un temps maximal au bout duquel le système déclenchera (ou non) un reset, ce circuit intégré offre une facilité qui permet de définir une "fenêtre" de temps pendant laquelle le programme doit avoir signalé son passage en un endroit précis de son exécution par un signal électrique quelconque se développant sur l'un de ses ports.

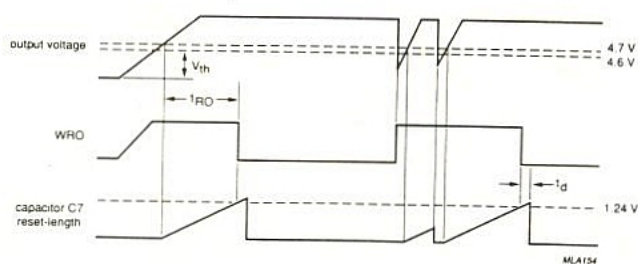


Figure 6.

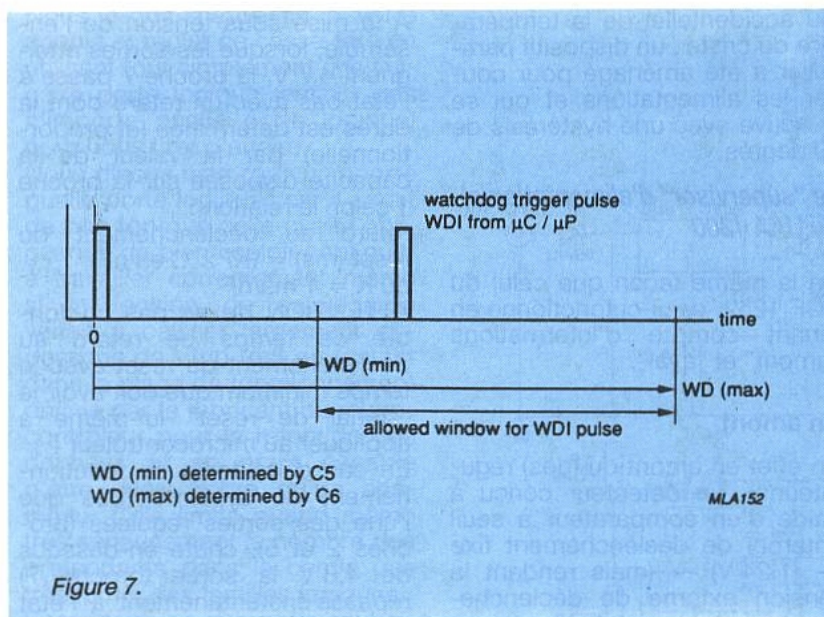


Figure 7.

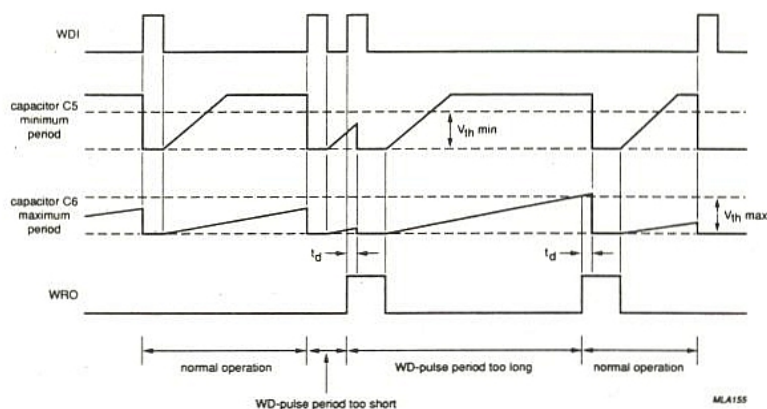


Figure 8.

Evidemment cette facilité offre et donne beaucoup plus de souplesse qu'un chien de garde "Vulgarus".

Dans ce cas (et lorsque la fonction "Chien de Garde" a été bien sûr activée par la broche Enable) une impulsion de reset de durée fixe, d'environ 40 μ s, est générée dans les deux cas de figure, que le temps soit trop court ou trop long.

Les figures 7 et 8 indiquent la "fenêtre" de temps pendant laquelle est attendue l'information tant espérée en provenance du microcontrôleur disant "coucou tout va bien".

Les deux valeurs définissant le début (WD min.) et la fin (WD max.) de cette fenêtre sont déterminées par les capacités C5 et C6 respectivement selon les relations :

$$WD \text{ min.} = (K) \times C_5 \text{ en nF}$$

$$WD \text{ max.} = (K) \times C_6 \text{ en nF et } K = 1 \text{ ms/nF}$$

Avec C5/C6 comprises entre 100 pF et 1 μ F, soit une fenêtre comprise entre quelques centaines de micro-secondes et la seconde après le passage du dernier "coucou".

A vous donc de jouer maintenant avec vos chers programmes pour que cette impulsion arrive toujours en heure et en temps. (Le jeu consistant en effet à ce que le microcontrôleur ne fasse jamais reset au Monsieur !).

Un schéma global d'idée d'applications est donné en figure 9.

Nous vous donnons rendez-vous le mois prochain pour vous indiquer tous les secrets de la protection "hardware" de vos chères œuvres microcontrôlées...

A bientôt donc...

Dominique PARET
et Jean-Pierre BILLARD

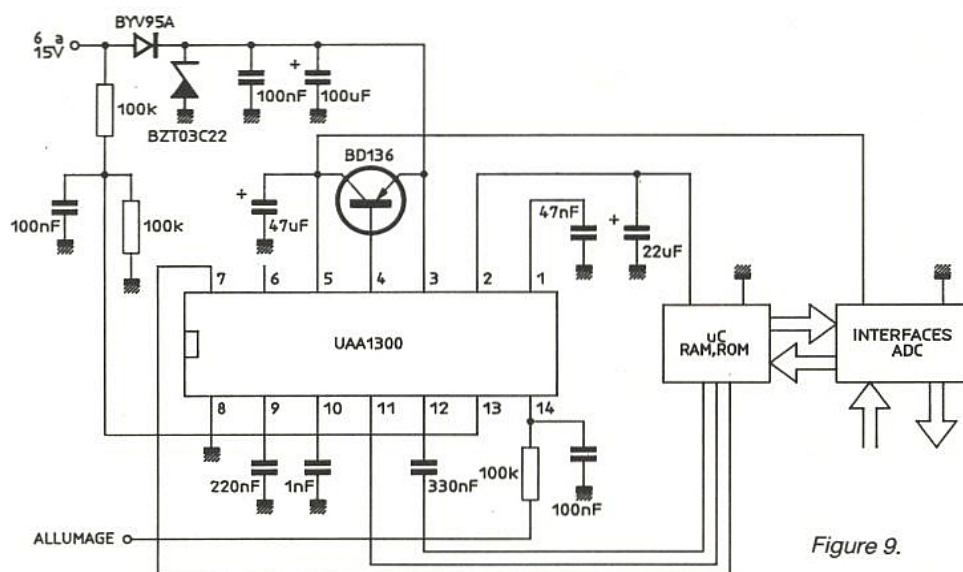


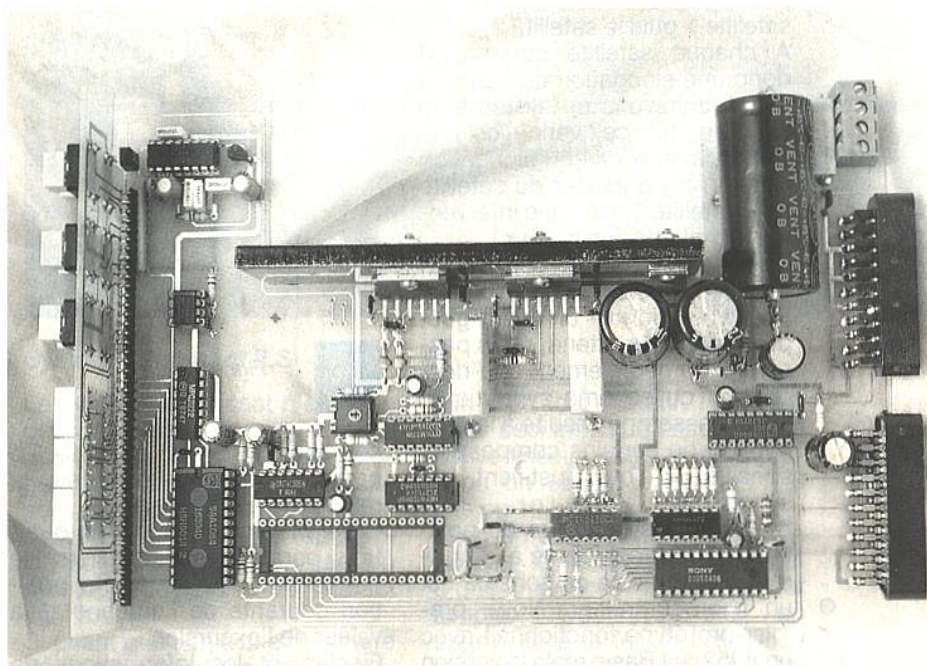
Figure 9.

Positionneur d'antenne

Dans ce numéro nous nous attaquons à un problème nouveau : la commande et le positionnement d'un verin électrique.

Les amateurs avertis ont déjà compris qu'une des applications envisageable est la commande d'une antenne de réception pour émission de télévision diffusée par satellite.

C'est en effet l'application que nous avons retenue dans le cadre de ce numéro mais une commande de moteur de ce type pourra être utilisée à bien d'autres fins.



Dans notre cas, une antenne parabolique est motorisée. On pourrait envisager de motoriser un autre type d'antenne : TV UHF par exemple ou pourquoi pas un télescope.

Une autre application concernerait l'orientation de panneaux solaires de manière à profiter de l'éclairage maximum.

Mais il existe encore certainement d'autres applications que nous vous laissons découvrir et ne doutons pas que vous soyez en mesure d'adapter cette étude à vos propres besoins.

LE PROBLÈME DE L'ANTENNE SATELLITE

Le pointage d'une antenne de réception pour émissions diffusées à partir de satellites géostationnaires est un problème bien connu.

On définit deux angles s et a , angle de site et angle d'azimuth.

Ces deux angles sont fonction de la latitude et de la longitude du lieu de réception ainsi que de la position du satellite géostationnaire.

En principe si l'on veut recevoir tous les satellites visibles à partir d'un point particulier, les angles a et s doivent être modifiés pour chaque satellite. Dans le cas d'une antenne motorisée, ceci conduirait à l'emploi de deux asservissements : un pour chaque angle.

Le problème est à moitié résolu avec une monture dite équatoriale. Le schéma d'une telle monture est représenté dans le plan vertical à la figure 1.

Cette monture permet de simplifier le problème et l'on est ramené à un système à un seul degré de liberté.

Le schéma de la figure 2 représente la monture dans un plan parallèle au plan équatorial. Pour capter tous les satellites visibles, il suffit simplement de faire pivoter l'antenne autour d'un axe noté A sur le schéma de la figure 2.

Sur cette même figure, le bâti — représenté hachuré — est fixe.

En agissant sur l'élongation du verin, on agit directement sur le pointage de l'antenne : angle $\hat{A}$. Les trois angles $\hat{A}$, $\hat{B}$ et $\hat{C}$ évoluent simultanément et leur somme est fixe, 180 degrés.

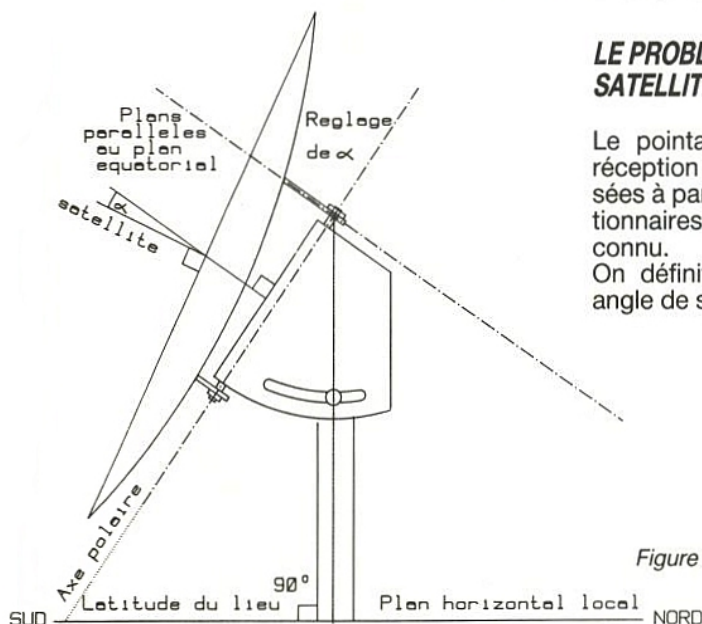


Figure 1 : La monture équatoriale.

Ces explications, très sommaires, sur la monture équatoriale, suffisent largement à l'énoncé du problème.

Le spectateur dans son fauteuil ne demande qu'une seule chose : agir sur l'élongation du verin pour pointer l'antenne sur le satellite 1 puis le satellite 2, etc.

A chaque satellite correspond donc une élongation du verin. Si nous concevons un système de contrôle de ce verin, celui-ci devra faire évoluer l'élongation de manière à passer du satellite 1 au satellite 2 avec une intervention simple de l'utilisateur.

Ceci signifie que l'on doit concevoir un système à mémoire.

Pour vous donner un avant-goût de ce qui vous attend, nous passerons immédiatement à la description du schéma synoptique. Nous passerons ensuite à la description de certains composants spécifiques qui justifient ce synoptique.

Le schéma synoptique du positionneur est représenté à la **figure 3**. Le cœur de ce schéma est un microcontrôleur. Notre premier prototype fonctionnait avec un 8052 AH Basic mais la version proposée dans ce numéro utilise un 8751.

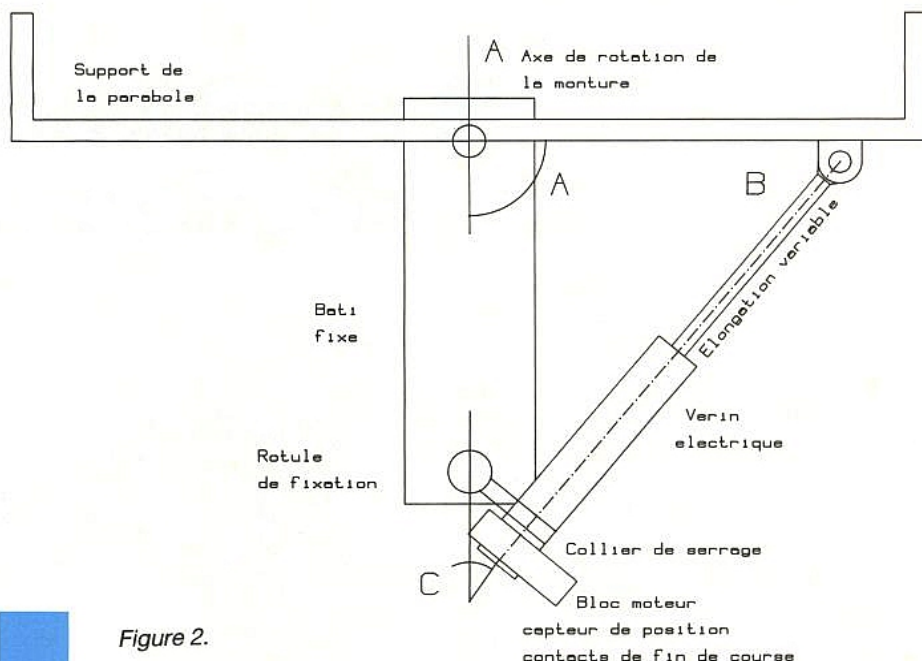


Figure 2.

compris entre 100 et 999. Ce nombre est stocké dans la mémoire EEPROM.

Cette mémoire contient en outre trois paramètres particuliers : le pointeur d'initialisation, la position courante de l'antenne et la valeur de l'excursion.

Finalement les informations de déplacement sont visualisées simultanément par trois affi-

crustateur sur écran TV. On dispose alors d'un appareil compact sans télécommande à distance.

Dans le cas contraire, on supprime le clavier et l'affichage local pour ne conserver que la télécommande et l'affichage sur écran.

Ce synoptique regroupe les deux grandes catégories d'appareils présents sur le marché des positionneurs. Le prototype que nous avons construit regroupe bien sûr toutes les fonctions.

Deux types de verins électriques

Les verins électriques fonctionnent bien entendu suivant le même principe. Une vis sans fin transforme la rotation d'un moteur électrique en un mouvement linéaire.

En inversant le sens de rotation du moteur électrique on inverse le sens de déplacement du verin : élongation ou rétraction.

Le moteur électrique sera piloté par un inverseur électronique alimentant les bornes A et B du moteur soit par V+, GND soit GND, V+.

La distinction des deux types de verins électriques n'est donc nullement relative au moteur ou à la transformation du mouvement circulaire en mouvement linéaire. La différence est seulement due au type d'information de retour, du verin vers l'organe de contrôle.

On rencontre couramment deux types d'information de retour : potentiomètre et contact sec.

Avant d'examiner les avantages et inconvénients des deux solutions, examinons les principes mis en œuvre dans les deux cas.

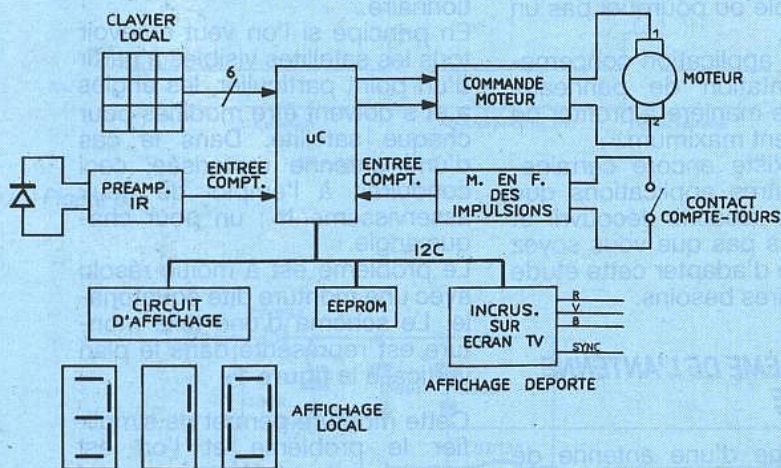


Figure 3 : Synoptique général.

Les ordres de déplacement ou mémorisation proviennent soit d'un clavier local soit d'une télécommande Infra-rouge via une diode de réception et un amplificateur associé.

Le microcontrôleur pilote l'interface de puissance, commande du sens de rotation du moteur et comptabilise les tours moteur.

A chaque position mémorisée, on associe un nombre décimal

cheurs sept segments locaux et sur l'écran du téléviseur via un circuit d'incrustation sur lequel nous reviendrons.

Bien entendu les deux modes d'accès et les deux modes d'affichage sont volontaires. Cet appareil peut facilement être modifié en fonction des goûts ou de l'utilisation envisagée.

Il est extrêmement simple de supprimer l'interface IR et l'in-

Pour fixer les idées, nous admettrons que le moteur doit accomplir 400 tours pour passer d'une position extrême à l'autre : verin totalement rétracté ou verin allongé au maximum.

Dans le cas du potentiomètre, on a recours à un interface mécanique : démultiplication par 40 entre l'arbre moteur et l'axe d'un potentiomètre multitours, 10 tours.

Pour chaque tour moteur, on dispose d'un diviseur potentiométrique différent.

Si le potentiomètre est alimenté par une tension constante, on dispose à chaque instant d'une tension représentative de la position du verin.

Dans le cas des systèmes à contact, l'arbre entraîne un aimant qui ferme un ILS à chaque tour. Un nombre de tours définit donc la position du verin.

Avantages et inconvénients des deux solutions

Les deux systèmes cités sont si différents que les avantages et les inconvénients sont quasiment évidents.

Système à potentiomètre

Dans la théorie le système à potentiomètre est satisfaisant pour l'esprit car à tout instant on peut lire la tension de retour et connaître la position du verin. Cette caractéristique est particulièrement appréciable à la mise sous tension de l'organe de pilotage du verin.

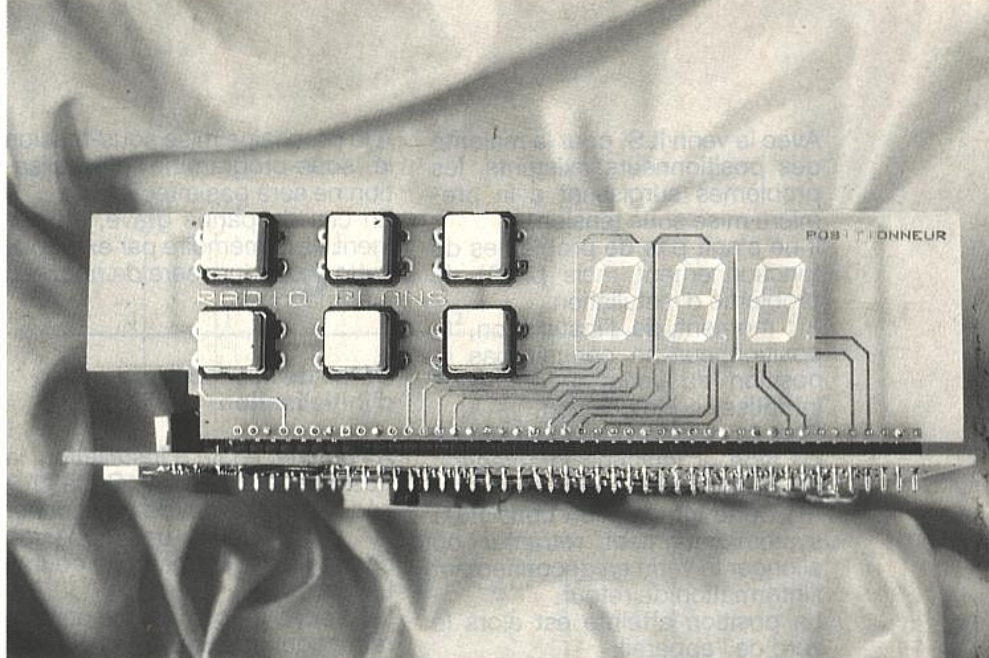
Dans la pratique cette solution pose bon nombre de problèmes. La précision du potentiomètre est importante mais non capitale. La répétabilité est un facteur beaucoup plus influent sur le bon fonctionnement du système. A cette caractéristique on doit obligatoirement ajouter une excellente tenue en température.

Par principe l'antenne et le verin sont situés à l'extérieur et soumis à des températures variant entre -20°C et $+50^{\circ}\text{C}$.

Ces deux températures sont des valeurs usuelles mais l'on pourrait trouver des cas limites où elles sont largement dépassées.

En conclusion, le système à potentiomètre ne peut fonctionner correctement que si le dit potentiomètre est de qualité.

Les caractéristiques demandées à ce potentiomètre : précision, répétabilité, plage de température et étanchéité, en font un élément coûteux non compatible avec l'électronique "grand public".



Système à contact ILS

Le système à contact n'a aucun des inconvénients du système à potentiomètre. La tenue en température ainsi que l'étanchéité sont évidentes même à faible coût. La précision et la répétabilité sont dues, dans ce cas, au montage mécanique de l'aimant sur l'axe.

Sachant que l'on a une fermeture du contact par tour, la répétabilité est très facilement atteinte et l'on pourrait très facilement disposer 4 aimants pour améliorer la précision du positionnement : 4 contacts par tour.

Ce système à ILS serait idéal s'il n'avait comme inconvénient le seul avantage du système à potentiomètre. A la mise sous tension du système de contrôle, celui-ci ne peut prendre connaissance de la position exacte du verin. La seule information dont il puisse disposer est contact ouvert ou contact fermé.

Si le verin ne peut pas rendre compte de sa position, c'est donc au contrôleur d'effectuer cette opération à sa place.

Ceci signifie que l'organe de contrôle devra **en permanence** connaître la position exacte du verin et cette information devra **être sauvegardée** même lorsque le contrôleur sera mis **hors tension**.

Il est alors clair que le fonctionnement des deux appareils sera totalement différent.

A ce stade de la réflexion, il est assez facile d'imaginer un synoptique du circuit de contrôle et de pilotage dans les deux cas. On remarquera que, dans le cas du système à potentiomètre, la mémorisation d'une position particulière passe obligatoirement par l'emploi d'un convertisseur A-D quel qu'il soit.

Par analogie avec le système à contact, on demande la résolu-

tion d'un tour moteur. Pour 400 tours ceci implique l'emploi d'un convertisseur 9 bits. Dans la pratique on choisit évidemment 8 bits ou 10 bits.

Avec un convertisseur 8 bits on sacrifie la résolution au profit d'une interface microcontrôleur simple. Avec 10 bits on augmente à la fois la résolution et la complexité du programme chargé de lire ou comparer les valeurs codées sur 10 bits.

Aujourd'hui certains organes de contrôle que l'on appelle positionneur d'antenne sont capables d'interpréter les signaux issus soit d'un potentiomètre, soit d'un contact.

Ceci est probablement la meilleure solution technique, car elle laisse à l'utilisateur le soin de faire son choix.

En contrepartie ce n'est certainement pas la meilleure solution au plan économique car le positionneur est toujours utilisé à 50 %. En d'autres termes le consommateur achète un appareil deux fois plus cher qu'il ne le devrait.

Les premiers systèmes fonctionnaient exclusivement avec un potentiomètre de retour de position associé. Ce principe est le plus ancien et tend, pour les diverses raisons citées plus haut, à être abandonné au profit des systèmes à ILS ou équivalents.

Pour cette raison nous avons choisi de concevoir un appareil pouvant interpréter **uniquement** les informations en provenance d'un ILS.

Depuis plus de deux ans nous avons ce type de positionneur qui n'a jamais donné de signe de défaillance. Pour cette raison nous sommes particulièrement confiants dans la présentation de cette réalisation et l'usage que vous pourriez en faire.

Avec le verin ILS, pour la majorité des positionneurs existants, les problèmes surgissent à la première mise sous tension.

Il ne s'agit pas de problèmes de fonctionnement mais plutôt de problème d'installation.

Au moment de l'installation, le positionneur ne connaît pas la position du verin. Il faut donc **initialiser** cette position.

Pour la plupart des appareils de ce type, il faut une intervention de l'utilisateur — vous peut-être —. Cette intervention consiste à systématiquement rétracter ou allonger le verin en déconnectant l'information de retour.

La position atteinte est alors le zéro de l'appareil.

Cette manipulation n'est pas simple car il faut bien souvent utiliser une alimentation externe.

Par ailleurs en cas de modification de la station, par exemple intervention sur la bride de fixation du verin ou sur la rotule, la procédure de réinitialisation devra être refaite.

Pour cette raison nous avons prévu une procédure de calibration automatique qui s'effectue donc sans aucune intervention de l'utilisateur.

A la prochaine mise sous-tension le sous-programme d'initialisation ne sera pas effectué.

En cas de panne grave, effacement de la mémoire par exemple, cette procédure sera de nouveau automatique.

Détail de la procédure d'initialisation

A l'origine, en fin d'installation, la position est inconnue. Cette procédure a pour but de positionner le verin dans une position connue et de connaître la course utilisable.

La procédure commence par une rétraction maximale du verin. Sachant qu'il n'existe pas de microswitch de fin de course, la butée est détectée par absence prolongée d'impulsions.

Cette "absence prolongée" vaut en fait quelques secondes pendant lesquelles le moteur est alimenté et ne tourne pas. Pendant deux à trois secondes le courant est maximal et l'on en déduit que la première butée est atteinte et l'on attaque la deuxième phase de la procédure.

verin : relevé du compteur interne que nous noterons EXC. De plus par défaut on donne à l'origine la valeur 100.

La position du verin, exprimée en tours moteur est alors comprise entre 100 et 100 + EXC.

Pour des raisons de sécurité évidentes, les déplacements seront autorisés dans une zone réduite de 101 à 99 + EXC.

Ceci laisse une marge d'un tour moteur au voisinage de chaque butée.

La troisième phase de l'initialisation se termine par un retour au centre : position $100 + \text{EXC}/2$. Le programme bascule le pointeur d'initialisation dans la position "init" effectuée et le positionneur est aux ordres de l'utilisateur.

Avec la description de cette procédure nous avons largement débordé du cadre de la description des types de verins, mais cette explication est importante car le type de verin retenu a une influence extrêmement importante sur la conception de la circuiterie et l'écriture du programme associé.

Avant d'aborder les schémas de principe du positionneur, nous nous attarderons quelques instants sur la description sommaire de deux circuits intégrés spécifiques ayant un rôle important : le circuit de commande de moteur, SGS Thomson L 6203, et l'incrémentateur vidéo Sony CXD 1050 A.

Commande du moteur électrique du verin

Pour les moteurs électriques des verins il n'y a pas véritablement de standard. Les tensions d'alimentation sont soit 24 V soit 36 V.

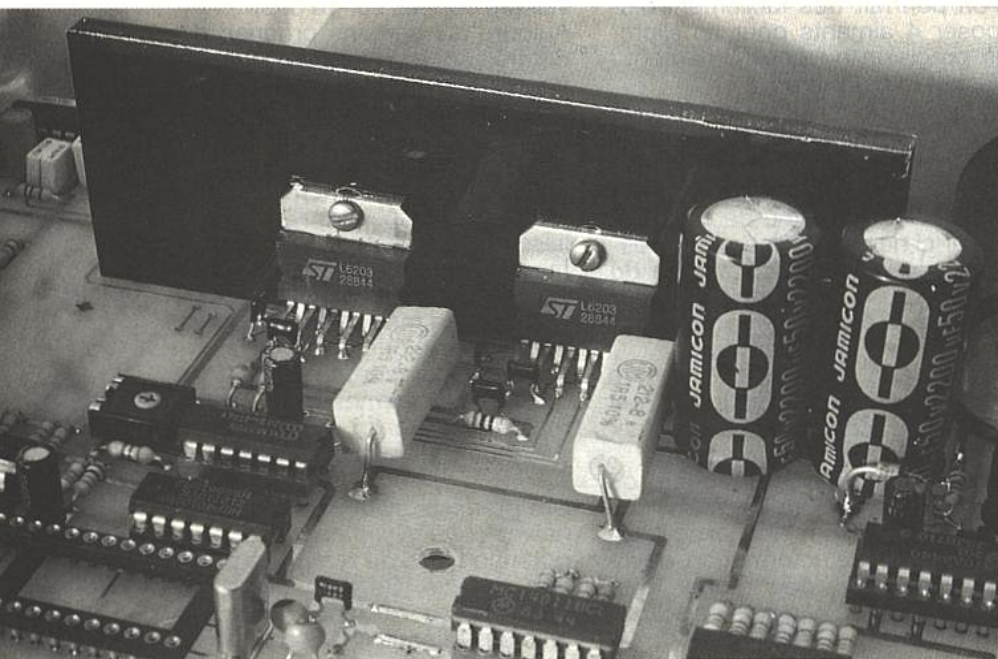
La consommation est fonction du rendement et de la charge.

Dans la pratique nous avons mesuré, sur des verins d'origines diverses, des valeurs extrêmement variées entre 1 et 4 Ampères.

Il nous faut choisir un circuit de commande approprié pour le pilotage du moteur. Pour cette application le modèle SGS-THOMSON L 6203 est le modèle le plus approprié. Son schéma synoptique interne est représenté à la **figure 4**.

Ses caractéristiques essentielles sont les suivantes :

- alimentation maximum 48 V
- courant permanent maximum 4 A
- résistance en mode passant 0,3 ohms nominal



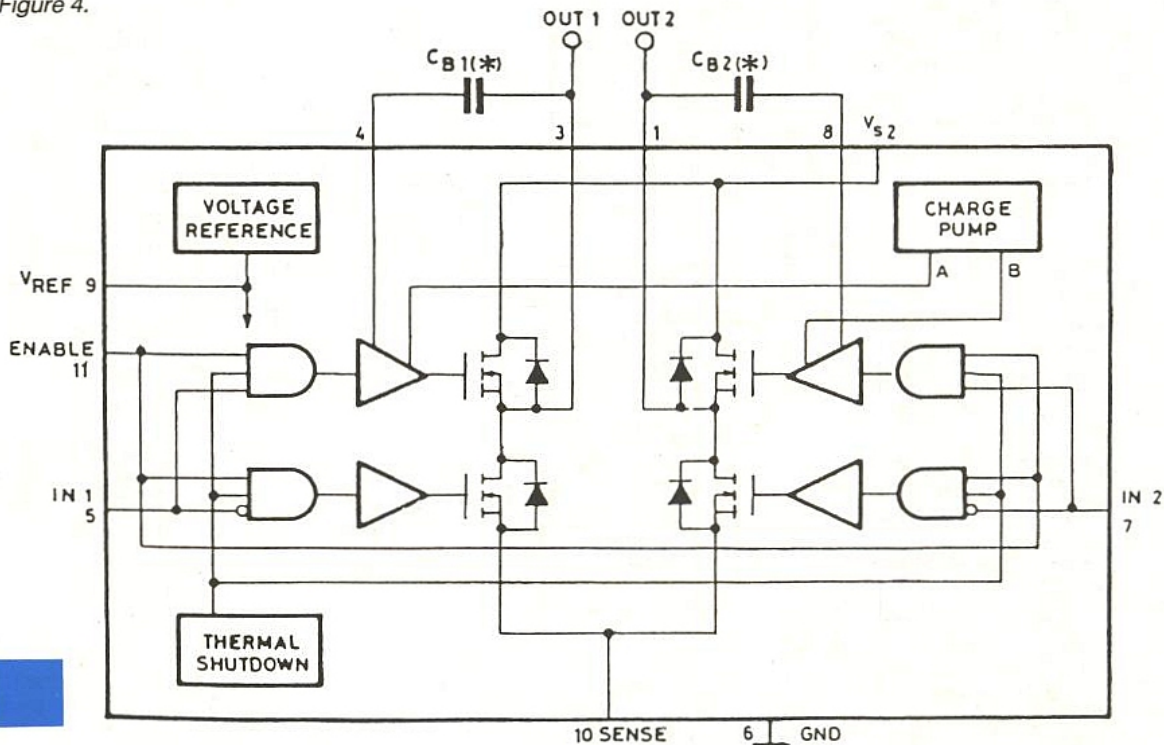
Dans la mémoire du positionneur un marqueur spécial est utilisé pour la procédure d'initialisation. A chaque mise sous tension, et bien évidemment la première, le programme lit la valeur du pointeur et en déduit si la procédure d'initialisation a bien été faite.

Si cette procédure n'a pas été faite, le sous-programme d'initialisation est déroulé et à la fin du sous-programme, la valeur du pointeur est changée.

Pendant cette deuxième phase, le verin est allongé au maximum jusqu'à la butée de fin de course détectée de la même manière que précédemment. Pendant la deuxième phase chaque impulsion correspondant à un tour moteur est totalisée par un compteur (compteur interne du contrôleur).

A la fin de la deuxième phase, le programme peut prendre connaissance de l'excursion du

Figure 4.



En regard de notre application ces caractéristiques sont extrêmement justes et par mesure de précaution nous utiliserons deux de ces circuits montés en parallèle. Les trois entrées de commande, compatibles TTL, régissent le fonctionnement du circuit résumé dans le tableau de la figure 5.

Figure 5 : Fonctionnement du L 6203
V6 = 0
V2 = Valim

Enable	IN1	IN2	V(3,1)
0	*	*	*
1	0	0	0
1	0	1	Valim
1	1	0	-Valim
1	1	1	0

Sorties flottantes : aucun transistor passant.

Lorsque l'entrée enable — broche 11 du L6203 — est au zéro, les entrées IN1 et IN2 n'ont aucune action.

Si l'entrée enable est au niveau logique haut, les deux entrées IN1 et IN2 — broches 5 et 7 — agissent sur la commutation des transistors. Si IN1 = IN2, la tension de sortie différentielle est nulle et la tension en mode commun vaut soit 0 V soit Valim. Dans le cas où IN1 = IN2, on

agit directement sur le sens de rotation du moteur.

L'incrustateur CXD 1050 A

Nous avons sélectionné ce circuit pour une raison bien particulière : sa programmation par bus I2C. Vous avez sans doute lu et relu dans les pages de ERP les divers articles de D. Paret consacré au bus I2C, invention si formidable qu'elle est adoptée par un grand nombre de fabricants de circuits intégrés.

Notre ami Paret a tout à fait raison et pour le prouver nous vous avons déniché ce circuit SONY pilotable par I2C. Le schéma synoptique du circuit intégré CXD 1050 est représenté à la figure 6. Lorsque la broche 1 est au niveau logique haut, les deux lignes SDA et SCL sont conformes au standard I2C. La ligne A0/CS devient une broche de définition de sous-adresse. Ceci signifie que deux CXD 1050 peuvent être connectés sur le même bus.

Un réseau LC est connecté entre les broches 13 et 14 du circuit intégré. Les valeurs sont spécifiées par le constructeur de manière à ce que l'oscillateur se stabilise à 5 MHz.

Le circuit est prévu pour fonctionner soit en mode 525 lignes soit en mode 625 lignes. Cette sélection s'effectue conjointement par le basculement de la broche 15 notée NTSC et le positionnement d'un bit d'un registre interne.

Mode de fonctionnement

Ce circuit a deux modes de fonctionnement différents, un premier mode que l'on appellera autonome et un deuxième synchronisé sur des signaux externes.

1) Synchronisation extérieure

Pour permettre l'incrustation de caractères sur fond d'une image TV, le contrôleur d'affichage doit obligatoirement être synchronisé sur l'image d'arrière plan.

On accomplit cette fonction en mettant en œuvre le schéma synoptique de la figure 7.

Un circuit d'extraction de synchronisation délivre les signaux synchro ligne et synchro trame ; après remise en forme les tops de synchro sont envoyés au CXD 1050 qui les utilise pour la remise à zéro de ses compteurs lignes et compteurs pixels.

Les signaux de sortie R, V et B sont alors en phase avec le signal vidéocomposite incident et si le signal BLK est envoyé vers l'entrée commutation rapide, les caractères sont affichés à l'écran en surimpression.

Ce mode de synchronisation est valide si deux bits internes EXTV et EXTH sont à zéro.

2) Mode autonome

Si les deux bits EXTH et EXTV sont au niveau logique 1, l'incrustateur est en mode autonome.

00	A	10	Q	20	@	30	0	40	fill	50	
01	B	11	R	21	[	31	1	41	m	51	
02	C	12	9	22		32	2	42	!	52	
03	D	13	T	23	]	33	3	43	?	53	
04	E	14	U	24	V	34	4	44		54	
05	F	15	V	25	I	35	5	45	c	55	
06	G	16	W	26	D	36	6	46	■	56	
07	H	17	X	27	E	37	7	47	#	57	Z
08	I	18	Y	28	O	38	8	48		58	u
09	J	19	Z	29	<	39	9	49		59	\$
0A	K	1A	/	2A	>	3A	blank	4A		5A	*
0B	L	1B	(	2B	A	3B	Fill	4B		5B	→
0C	M	1C	)	2C	M	3C	:	4C		5C	↓
0D	N	1D	-	2D	P	3D	=	4D		5D	=
0E	O	1E	—	2E	.	3E	"	4E		5E	&
0F	P	1F	+	2F	,	3F	blank	4F		5F	

Figure 9 : Table des caractères en mémoire. Tous ne sont pas représentés, vous ne pourrez les découvrir que sur votre écran.

est constitué de huit lignes de 16 caractères.

Vous trouverez finalement à la **figure 9** la table des 96 caractères en mémoire dans le circuit. Cette table vous épargnera probablement un travail fastidieux si vous souhaitez écrire un programme spécifique car elle ne figure pas dans la documentation du constructeur.

La description du registre de contrôle pour chaque ligne est donné à la **figure 10**.

Les possibilités de ce circuit sont assez étonnantes. Nous vous encourageons à les découvrir soit à l'aide d'un outil de simulation I2C sur PC soit à partir de routines I2C tournant sur 8052 AH Basic.

Signalons simplement que les informations sont à prendre en logique positive si OUT/OUT est au niveau 1 et inversement.

Nous avons, à ce stade, réuni assez d'informations pour aborder le schéma de principe du positionneur.

DESCRIPTION DES SCHÉMAS DE PRINCIPES

Le schéma général du positionneur a été scindé en quatre schémas de la manière suivante :

- schéma de l'interface de puissance
- schéma de l'incrustateur sur écran
- schéma du sous-ensemble microcontrôleur
- schéma face avant, clavier et affichage

Le schéma de l'interface de puissance est représenté à la **figure 11**. Il n'y a aucune surprise,

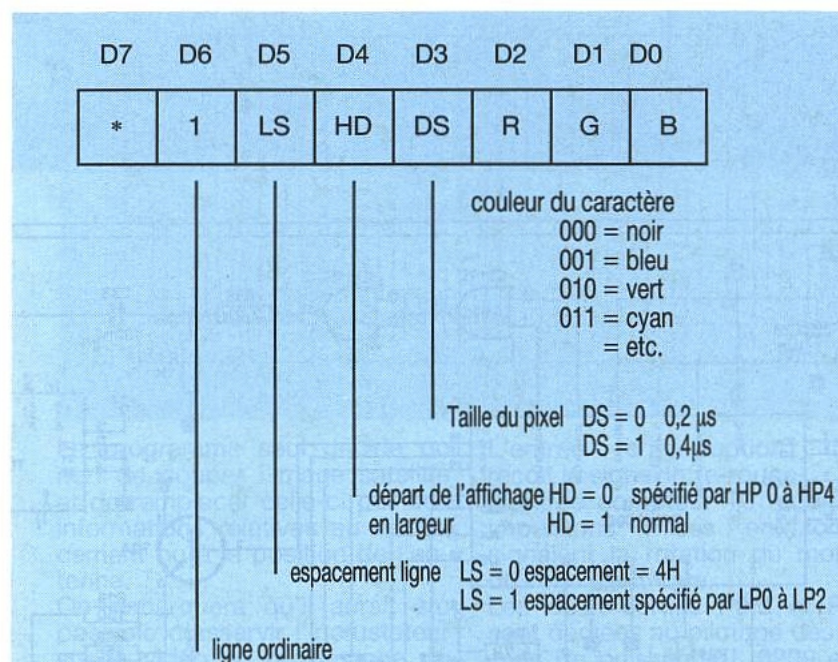


Figure 10 : Registre de contrôle d'une ligne ordinaire.

deux circuits de puissance du type L6203 sont montés en parallèle. La résistance de puissance R₁ est traversée par le courant moteur.

La tension développée par ce courant dans la résistance R₁ est comparée à une tension de référence. Le résultat de la comparaison, sortie du comparateur LM

339 est envoyé vers les entrées enable des circuits de puissance. Cette contre-réaction agit comme une limitation de courant en hachant le signal de sortie. La période de découpage est fonction de la constante de temps R₁₀, C₁₁ dans le circuit de mesure de la tension continue.

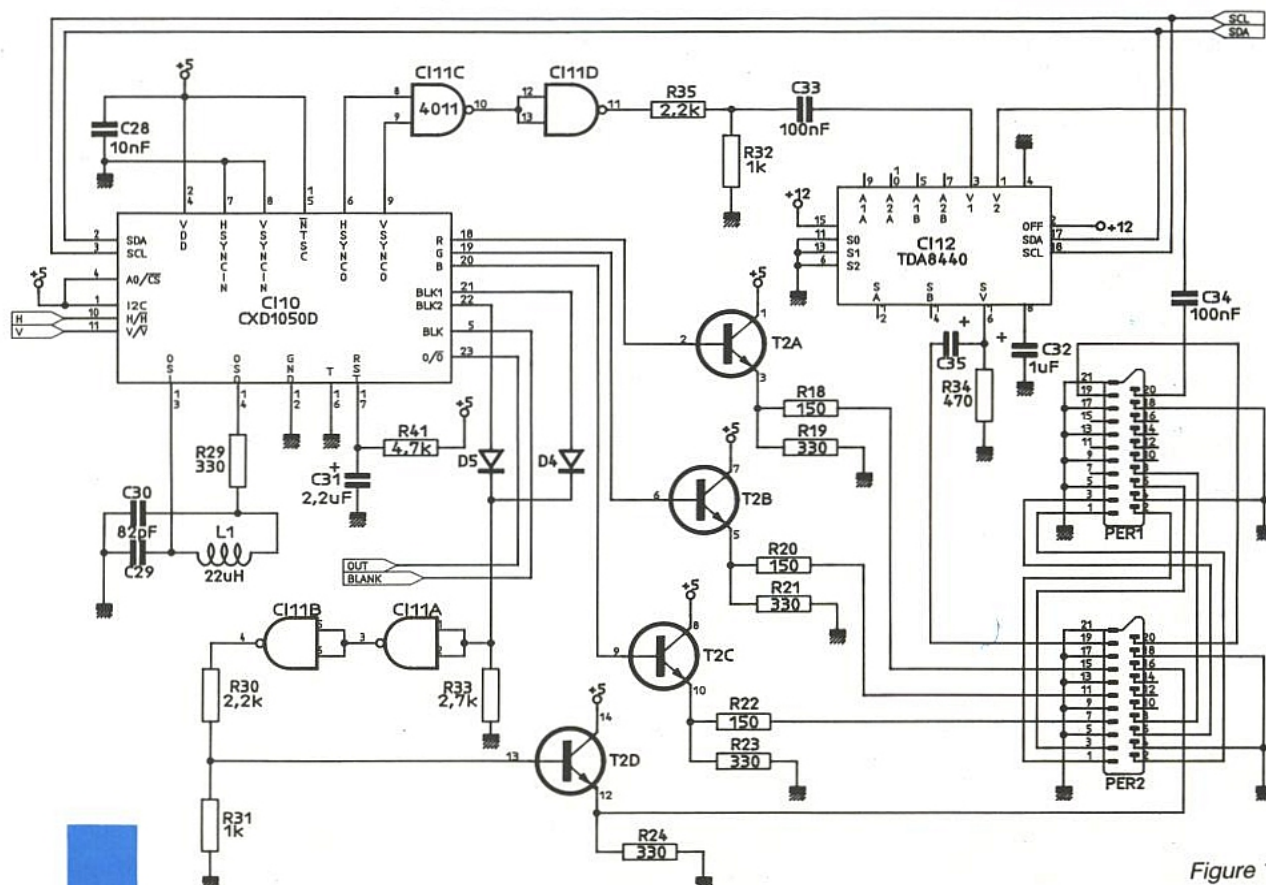
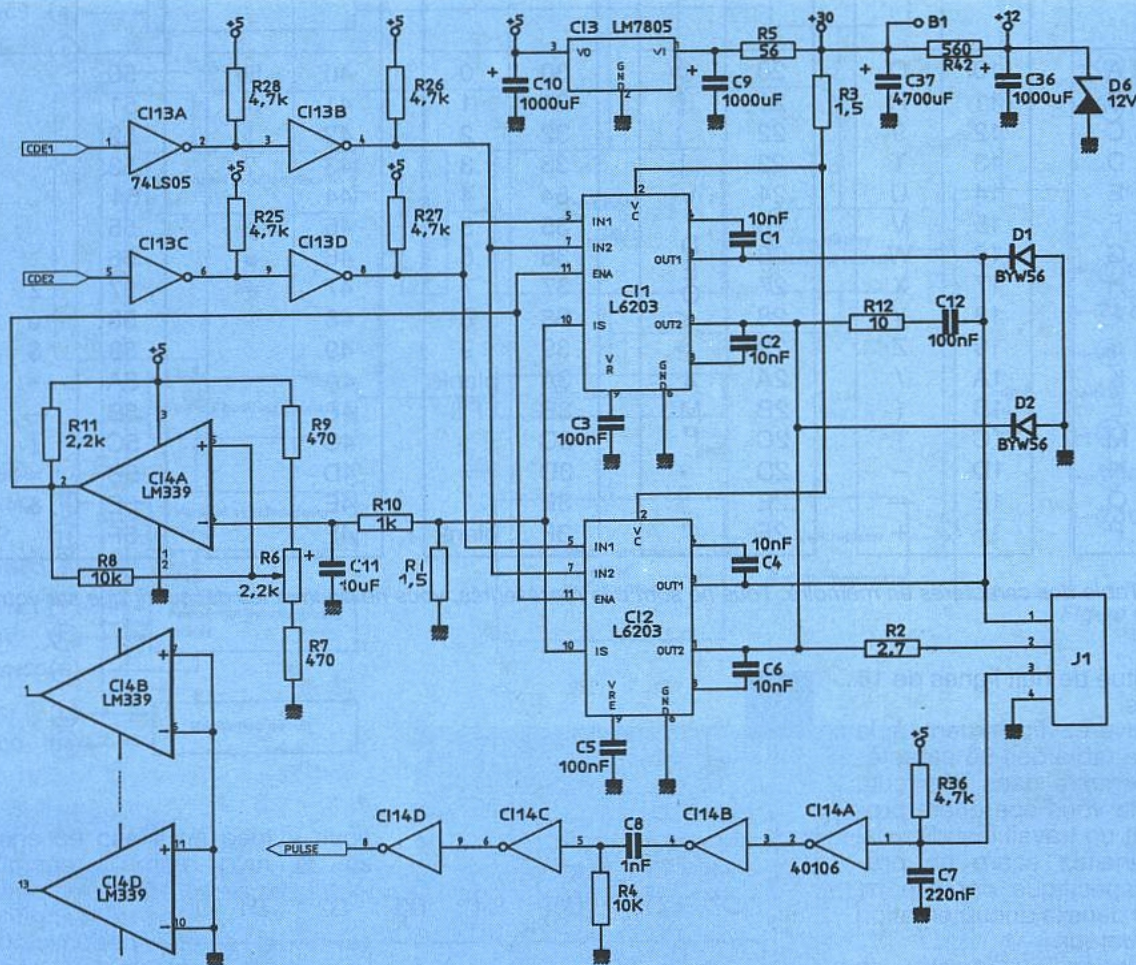


Figure 12.

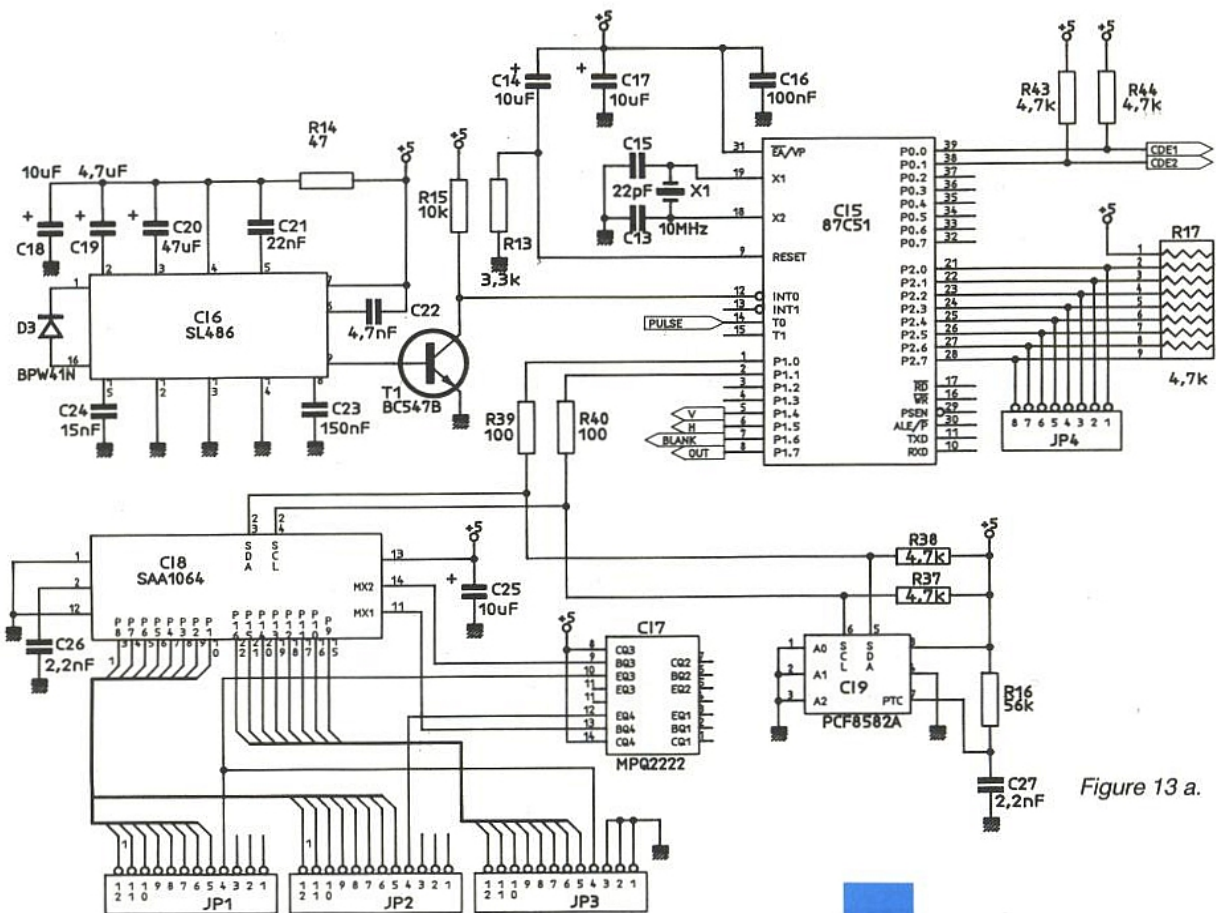


Figure 13 a.

Le circuit C14 est réservé à la mise en forme des impulsions en provenance du microswitch inclus dans le verin.

Ce schéma comprend en outre les divers régulateurs ; + 5 V pour la circuiterie logique et + 12 V pour la circuiterie analogique.

Le schéma de l'incrustateur vidéo sur écran est représenté à la figure 12.

Les signaux de programmation de l'incrustateur SONY H/H, V/V, OUT/OUT et Blank sont issus du microcontrôleur.

Le circuit CXD 1050 fonctionne en mode autonome et les signaux de synchronisation MSYNC et VSYNC sont disponibles aux broches 6 et 9 du circuit.

Une porte logique C11 suffit pour la reconstitution d'une synchronisation composite H et V.

La programmation du circuit s'effectue évidemment via le bus I2C et les signaux R, G, B sont disponibles aux broches 18, 19 et 20.

Si le récepteur TV accède au téléviseur via une prise péritel, le positionneur devra attaquer une deuxième péritel, soit être inséré dans le trajet audio-vidéo.

L'insertion du positionneur ne pose aucun problème puisque deux embases sont présentes pour cette fonction.

L'embase PER1 reçoit les signaux issus du récepteur TV SAT et l'embase PER2 délivre les signaux vers le téléviseur.

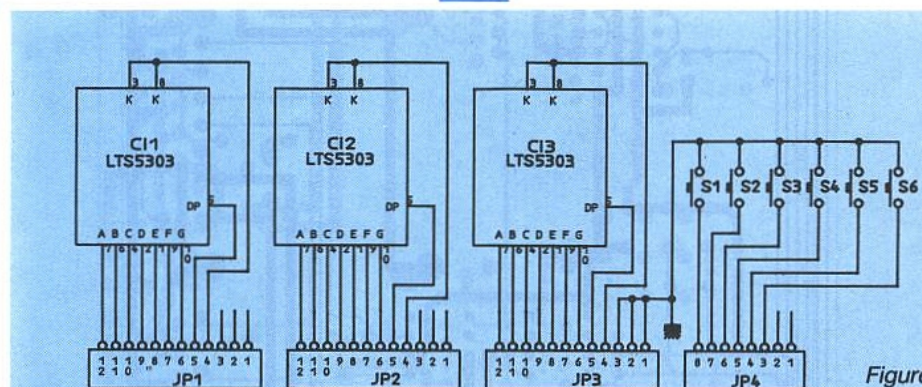


Figure 13 b.

Le programme seul décide ou non de couper l'image satellite et de remplacer celle-ci par des informations relatives au déplacement ou à la position de l'antenne.

On remarquera qu'il aurait été possible d'asservir l'incrustateur sur la vidéo en provenance du récepteur satellite.

Pour cette fonction un TDA 8595 suffit mais il est important de prévoir le passage en mode autonome lorsque le TDA 2595 n'est plus synchronisé — déplacement de l'antenne —.

Lorsque le programme souhaite afficher un ou plusieurs messages, le commutateur vidéo C13, TDA 8440, reçoit via le bus I2C, des informations validant la voie vidéo 1.

Avec le schéma de la figure 13 a nous découvrons l'ensemble microcontrôleur assez classique.

L'entrée d'interruption INTO reçoit le signal infra-rouge.

L'entrée compteur T0 reçoit les impulsions mises en forme, signalant la rotation du moteur du verin électrique.

Les deux sorties P0.0 et P0.1 sont dédiées au pilotage des circuits de puissance L 6209 et le port P2 est réservé au clavier.

Sur le port P1 on trouve simultanément quatre sorties destinées à la programmation du CXD 1050 et P1.0 et P1.1 réservés au bus I2C.

Le bus I2C pilote finalement un circuit d'affichage sept segments et une mémoire E2PROM.

Finalement les schémas des figures 13 b et 14 complètent la description du positionneur. Ces figures décrivent respectivement le schéma de la face avant : clavier et afficheur et l'alimentation de puissance et transformateur

et redresseur non montés sur la carte.
Nous pouvons finalement passer à la réalisation pratique qui ne posera aucun problème.

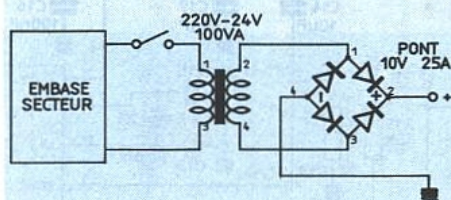
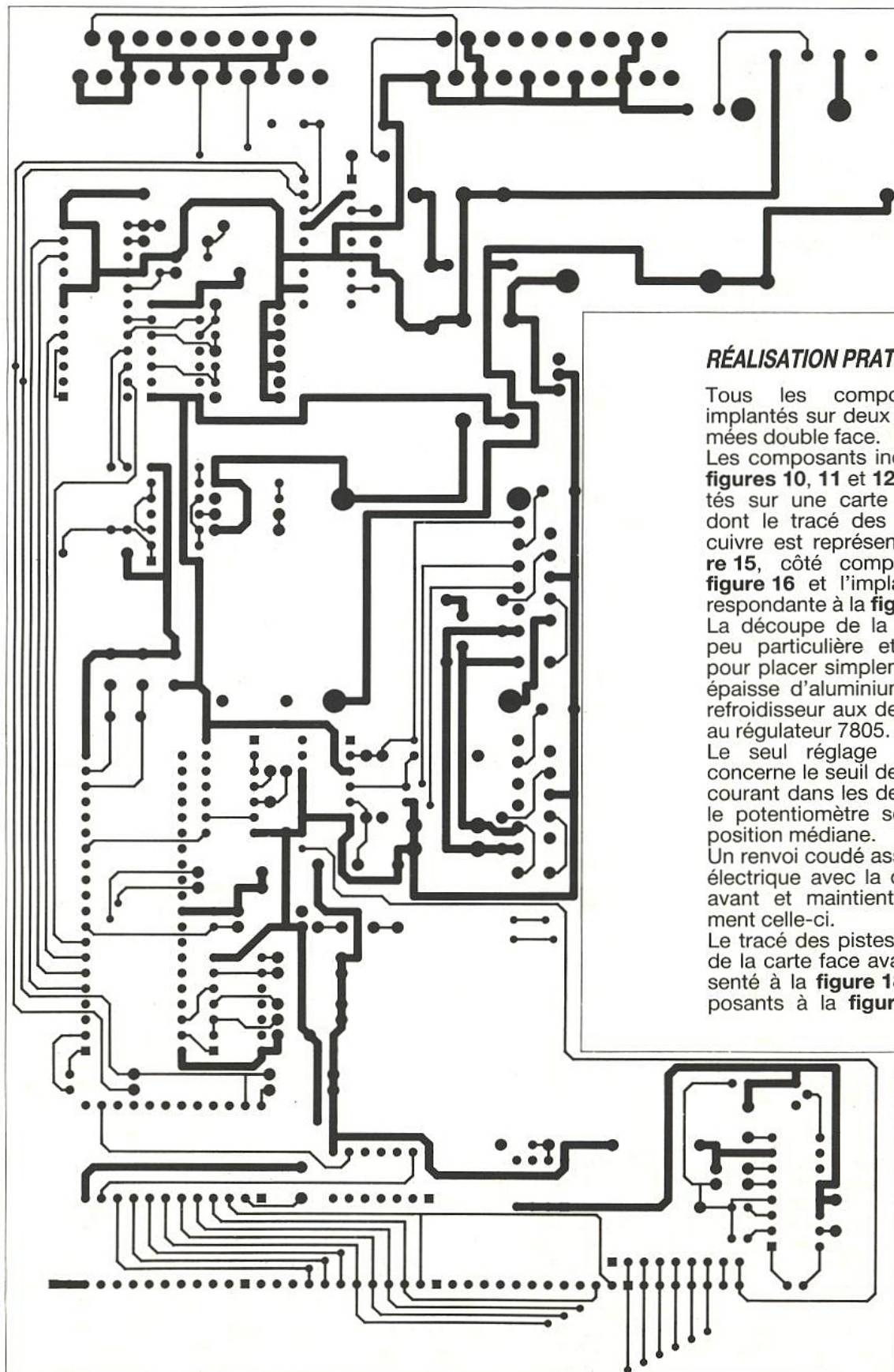


Figure 14.

Figure 15.



RÉALISATION PRATIQUE

Tous les composants sont implantés sur deux cartes imprimées double face.

Les composants inclus dans les **figures 10, 11 et 12** sont implantés sur une carte double face dont le tracé des pistes côtés cuivre est représenté à la **figure 15**, côté composants à la **figure 16** et l'implantation correspondante à la **figure 17**.

La découpe de la carte est un peu particulière et est prévue pour placer simplement une tôle épaisse d'aluminium servant de refroidisseur aux deux L 6203 et au régulateur 7805.

Le seul réglage de la carte concerne le seuil de limitation de courant dans les deux L 6203 et le potentiomètre sera placé en position médiane.

Un renvoi coudé assure la liaison électrique avec la carte de face avant et maintient mécaniquement celle-ci.

Le tracé des pistes, côté cuivre, de la carte face avant est représenté à la **figure 18**, côté composants à la **figure 19** et l'im-

Figure 16.

plantation correspondante est donnée à la **figure 20**.

L'assemblage des deux cartes est simple, nous vous souhaitons simplement une mise en coffret un peu plus réussie que la nôtre. Il ne vous reste plus qu'à vous procurer, auprès de votre revendeur un 8751 UV ou mieux un 8751 OTP moins coûteux, de vous procurer auprès de la rédaction de ERP le dump mémoire du programme et le tour est joué.

Pour les verins électriques il est possible d'utiliser un modèle Superjack très répandu dans le petit monde du satellite ou un modèle équivalent fabriqué en France par la société SEUD.

INSTALLATION DE L'ENSEMBLE

Il est bien sûr capital de brancher correctement les fils du verin sur les sorties ad-hoc du bornier : sorties moteur sur moteur et entrées contact sur ILS et non l'inverse.

Attention car une erreur pourrait être catastrophique à la fois pour les fils de liaison et pour l'ILS si celui-ci est en position fermée.

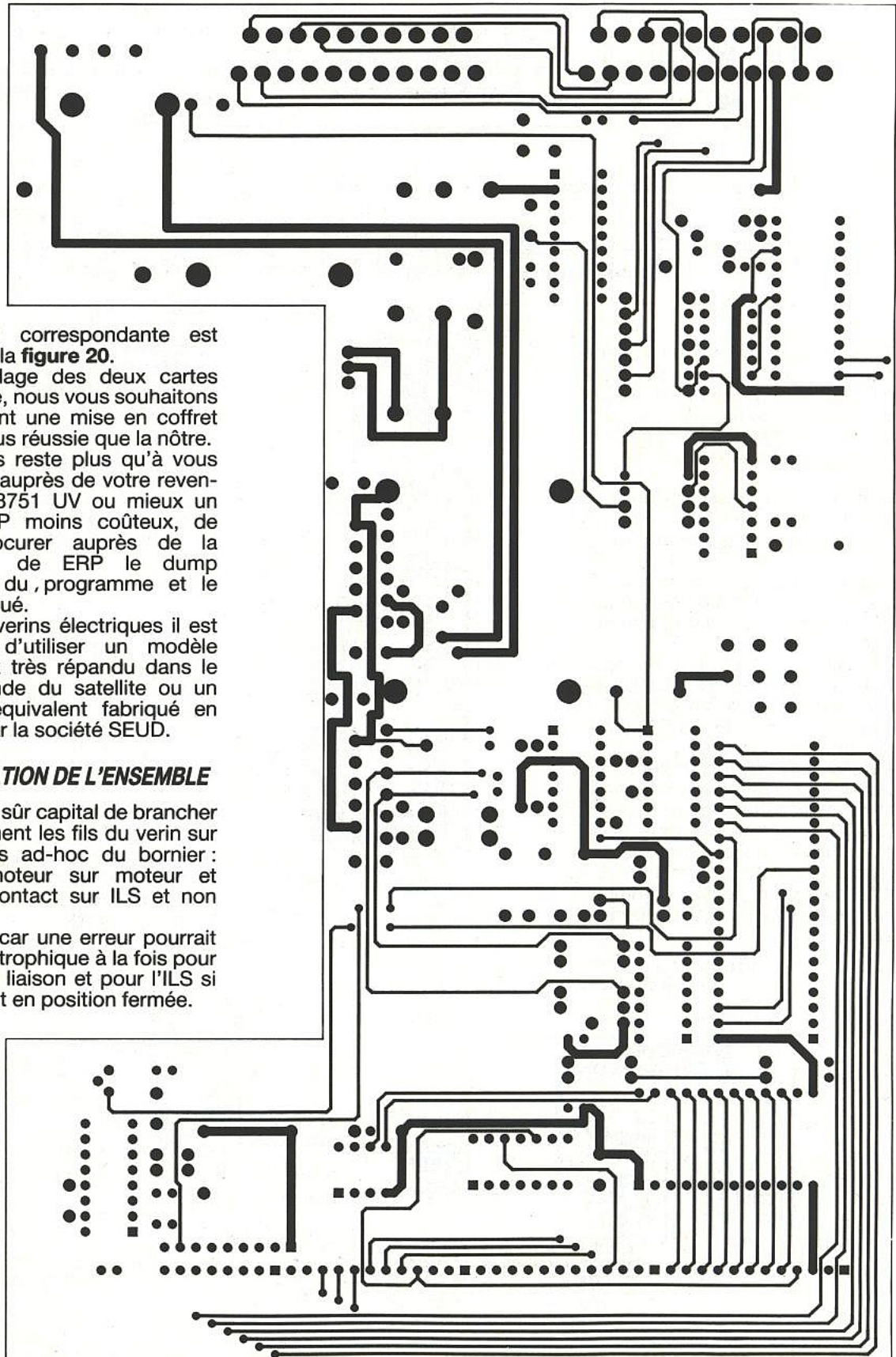


Figure 17.

Pour le câble de liaison sachez que nous employons tout simplement de la paire téléphonique de longueur suffisante : environ 25 m. Deux paires sont affectées au moteur et une paire au retour contact.

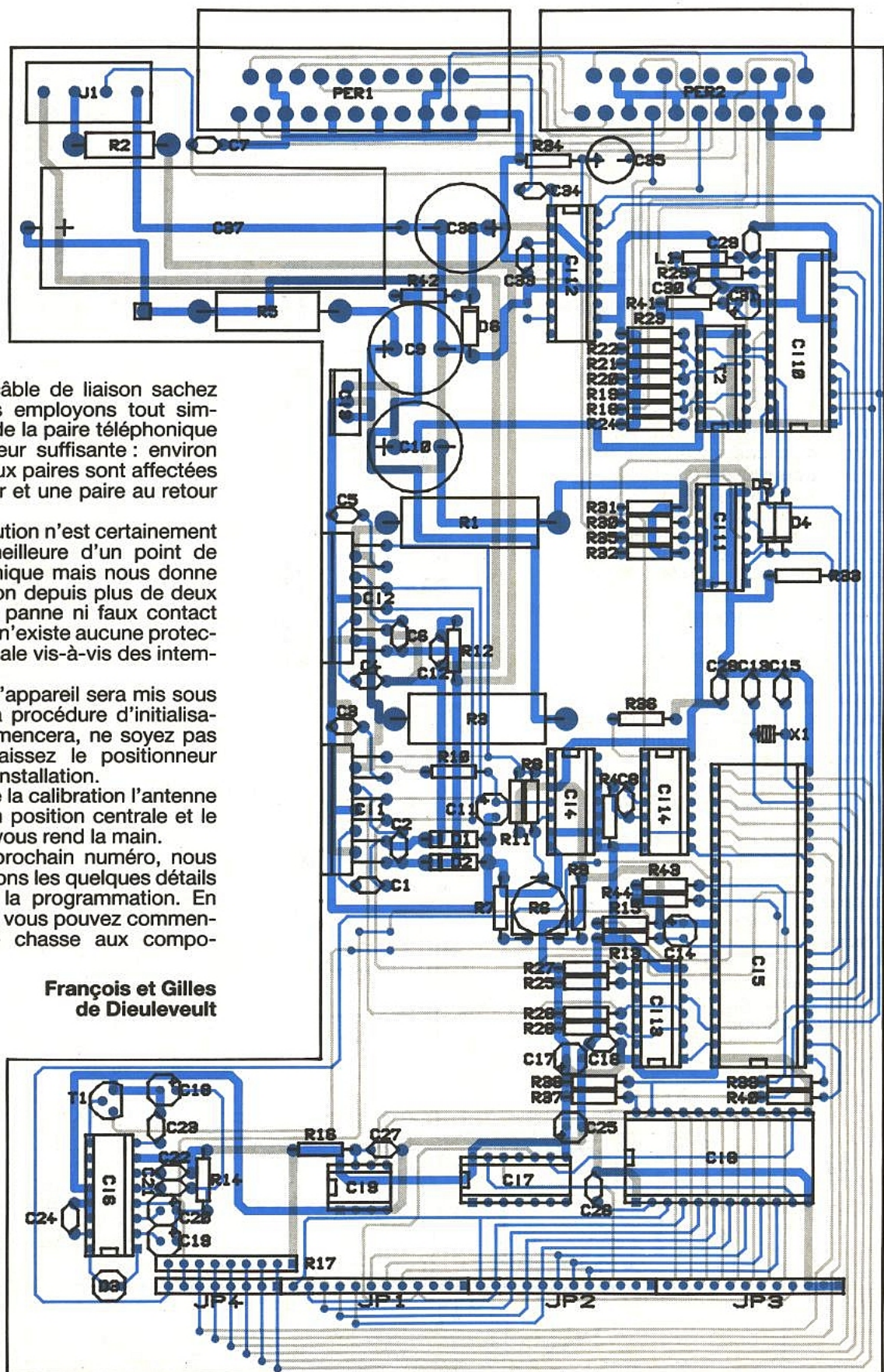
Cette solution n'est certainement pas la meilleure d'un point de vue technique mais nous donne satisfaction depuis plus de deux ans sans panne ni faux contact bien qu'il n'existe aucune protection spéciale vis-à-vis des intempéries.

Dès que l'appareil sera mis sous tension la procédure d'initialisation commencera, ne soyez pas surpris, laissez le positionneur calibrer l'installation.

A la fin de la calibration l'antenne revient en position centrale et le système vous rend la main.

Dans le prochain numéro, nous examinerons les quelques détails relatifs à la programmation. En attendant vous pouvez commencer votre chasse aux composants.

**François et Gilles
de Dieuleveult**



Q72

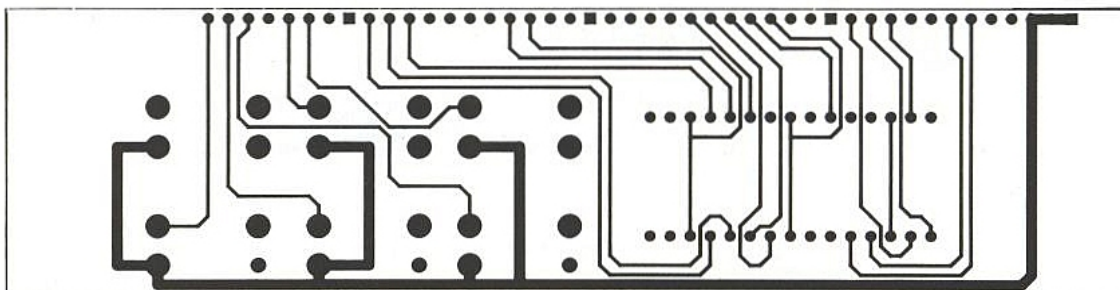


Figure 18.

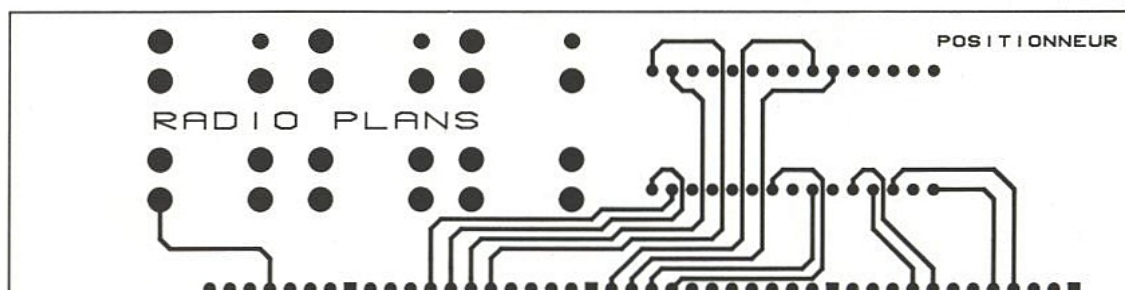


Figure 19.

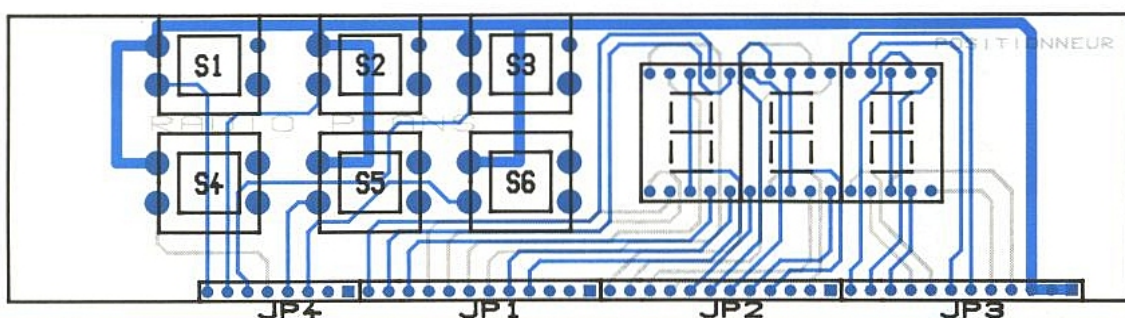


Figure 20.

Nomenclature Carte principale

Résistances

R₁ : 1,5 Ω/4 W
R₂ : 2,7 Ω/4 W
R₃ : 1,5 Ω/6 W
R₄, R₈, R₁₅ : 10 kΩ
R₅ : 56 Ω/4 W
R₆, R₁₁ : 2,2 kΩ
R₇, R₉, R₃₄ : 470 Ω
R₁₀, R₃₁, R₃₂ : 1 kΩ
R₁₂ : 10 Ω
R₁₃ : 3,3 kΩ
R₁₄ : 47 Ω
R₁₆ : 56 kΩ
R₁₇, R₂₅, R₂₆, R₂₇, R₂₈, R₃₆, R₃₇, R₃₈, R₄₁,
R₄₃, R₄₄ : 4,7 kΩ
R₁₈, R₂₀, R₂₂ : 150 Ω
R₁₉, R₂₁, R₂₃, R₂₄, R₂₉ : 330 Ω
R₃₀, R₃₅ : 2,2 kΩ
R₃₃ : 2,7 kΩ
R₃₉, R₄₀ : 100 Ω
R₄₂ : 560 Ω

Condensateurs

C₁, C₂, C₄, C₆, C₂₈ : 10 nF
C₃, C₅, C₁₆, C₃₃, C₃₄ : 100 nF

C₇ : 220 nF
C₈ : 1 nF
C₉ : 1 000 μF/25 V
C₁₀, C₃₆ : 1 000 μF/16 V
C₁₁, C₂₅ : 10 μF
C₁₂ : 100 nF/100 V
C₁₃, C₁₅ : 22 pF
C₁₄, C₁₇ : 10 μF/16 V
C₁₈ : 10 μF/10 V
C₁₉ : 4,7 μF/10 V
C₂₀ : 47 μF/10 V
C₂₁ : 22 nF
C₂₂ : 4,7 nF
C₂₃ : 150 nF

C₂₄ : 15 nF
C₂₆, C₂₇ : 2,2 nF
C₂₉, C₃₀ : 82 pF
C₃₁ : 2,2 μF/16 V
C₃₂ : 1 μF/16 V
C₃₅ : CP
C₃₇ : 4 700 μF/63 V

Semiconducteurs

D₁, D₂ : BYW56
D₃ : BPW41N
D₄, D₅ : 1N 4148
D₆ : Zener 12 V/0,4 W
T₁ : BC 547B
T₂ : NPQ 2222

Circuits intégrés

Cl₁, IC₂ : L6203
Cl₃ : LM 7805
Cl₄ : LM 339
Cl₅ : 87C51
Cl₆ : SL 486
Cl₇ : MPQ 2222
Cl₈ : SAA 1064
Cl₉ : PCF 8582A
Cl₁₀ : CXD 1050D
Cl₁₁ : 4011
Cl₁₂ : TDA 8440
Cl₁₃ : 74LS05
Cl₁₄ : 40106

Divers

J₁ : Bornier 4 points
X₁ : Quartz 10 MHz
L₁ : 22 μH
PER₁, PER₂ : Embases péritel

Nomenclature Carte clavier-affichage

S₁, S₂, S₃, S₄, S₅, S₆ : Touches inter B3F
Omron
Cl₁ à 3 : Afficheurs LTS 5305
Renvoi d'angle 20 contacts en barrette

Le démodulateur satellite MAC 3

Le syntoniseur de marque Salora est le premier démodulateur-décodeur-désembrouilleur capable de traiter aussi bien le codage SECAM employé exclusivement sur Télécom I C, PAL, utilisé principalement par Astra et Eutelsat, ainsi que le D 2 MAC, réservé aux satellites de télé directe, tels que TV SAT et notamment TDF 1 ou 2 diffusant un programme avec contrainte d'accès, Eurocrypt.



Le démodulateur MAC 3, disponible depuis cet été sur le marché français, se présente sous la forme d'un parallélogramme de 380 x 260 x 65 mm d'aspect sobre. Il n'a en façade que peu d'éléments actifs et indicatifs. En effet, on ne note qu'un commutateur marche/veille, un affichage électroluminescent, un orifice oblong permettant l'introduction de la TV Carte à puce dans le lecteur de carte Eurocrypt et enfin, le senseur du signal infrarouge de la télécommande. Cette télécommande permet de programmer 99 chaînes et de piloter un positionneur d'antenne (Réf. 5100). Quant aux réglages des canaux video, il se fait à partir de 54 canaux à synthèse de fréquence. Pour ce qui est de l'audio, 15 différents canaux audio (ou sous-porteuses) interchangeables sont disponibles avec les 3 désaccentuateurs : 50 μ s, J 17, et bien entendu le système Wegener Panda 1 de réduction de bruit. Précisons, que le MAC 3 opère automatiquement la commutation PAL-SECAM-D2 MAC. Un petit mot sur le réglage des paramètres à mémoriser qui se fait en se reportant à la lecture soit, de l'affichage électroluminescent, soit par le menu s'incrétant sur l'écran, en fonction des codages. La notice d'emploi étant suffisamment explicite, nous ne nous étendrons pas sur ce sujet. Avant de clore cette présentation succincte, notons

encore qu'en D 2 MAC, ce démodulateur permet la réception du Télétex par exemple des chaînes de TV SAT 2.

Une connectique complète

Sur le panneau arrière sont regroupés tous les éléments de connexion. Détaillons les principaux et ceux présentant un certain intérêt. Tout d'abord, le MAC 3 est équipé de 2 prises PériTel, l'une pour raccorder un téléviseur (RVB) et l'autre pour se connecter en vidéocomposite, d'une prise S-VHS pour l'enregistrement de programmes émis en D 2 MAC et de 2 sorties en bande de base pour désembrouilleur externe (Filmnet, Teleclub, etc.).

Zapping à réponse immédiate

Par rapport à son concurrent direct, le STU 901 de Philips, le MAC 3 a certainement marqué un point décisif dans le domaine de la réception. En effet, grâce à ses 2 entrées d'antenne BIS (Bande Intermédiaire Satellite), (950 à 1 750 MHz) normalisées en CEI (1 mâle et 1 femelle) délivrant deux tensions au choix : 13 ou 18 volts, le MAC 3 se distingue par une connectique 0/12 V permettant d'une part de mesurer le niveau de signal lors du pointage des paraboles, et d'autre part, le raccordement de un ou deux sélecteurs d'antennes,

ce qui autorise le couplage de 4 antennes et de ce fait, cela permet au zappeur de passer d'une position orbitale à 3 autres en une fraction de seconde.

En détaillant les caractéristiques, le MAC est en mesure de piloter jusqu'à 4 réflecteurs équipés de tête de type Marconi (13 V $\Rightarrow$ H / 18 V $\Rightarrow$ V) ainsi que des têtes bi-bandes commutant la bande basse - 11 GHz - sous 13 volts et la bande haute - 12,5 GHz - sous 18 volts. Ces dernières têtes, pouvant trouver leur application pour la réception des satellites Eutelsat II*, sont alors précédées d'un polariseur magnétique activé par la tension +/- 6 volts disponible sur le bornier.

Le schéma **figure 1** est un exemple de configuration nous ayant permis de capter une quarantaine de chaînes et une multitude de programmes radio avec 4 aérions. Outre cet aspect technique, il faut éventuellement étudier l'aspect financier de l'opération, ne vaudrait-il pas mieux alors envisager une monture équatoriale avec une tête 11/12,5 et une 12 GHz...

Nous laissons à chacun le choix de la solution répondant au mieux à ses attentes techniques.

ESSAIS / TESTS / MESURES

Le démo MAC 3 mis à notre disposition par le groupe Nokia France a été testé sur les satellites les plus représentatifs : Astra, Télécom, Eutelsat II et bien sûr sur TDF/TV SAT.

Tout d'abord, il nous a été nécessaire, notamment, de réajuster la fréquence exacte de la vidéo, malgré une pré-programmation d'usine. Pour ce faire, dépointer la parabole jusqu'à obtention d'une image légèrement cliquée, puis agir sur le CAF (+/-) jusqu'à équilibrage clics clairs/foncés.

Autre réglage indispensable, l'équilibrage des niveaux vidéo et chrominance PAL/SECAM - D 2 MAC. Ces réglages et tous les autres sont à effectuer au moyen de la télécommande, uniquement.

Réception en D 2 MAC : à tout seigneur tout honneur...

La première impression qui frappe l'observateur, c'est l'excellent piqué et finesse de l'image, nettement supérieurs à ceux produits par le DECSAT de Canal Plus. C'est le jour et la nuit affirmement certains.

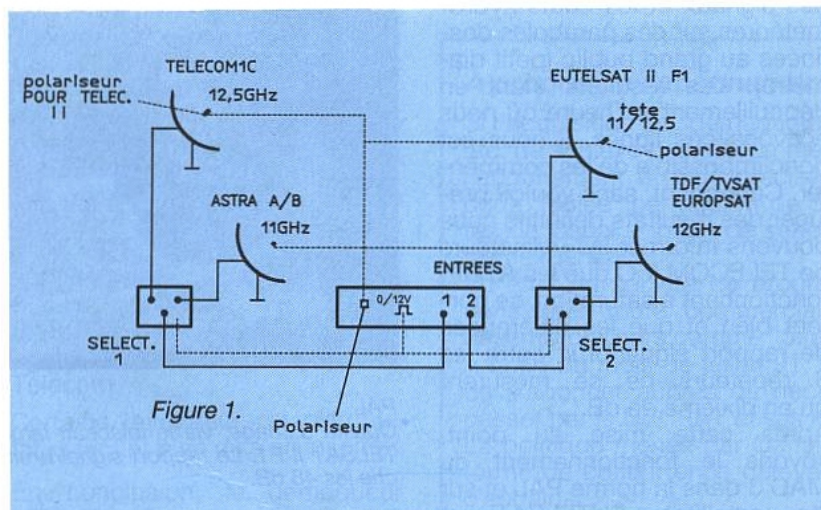


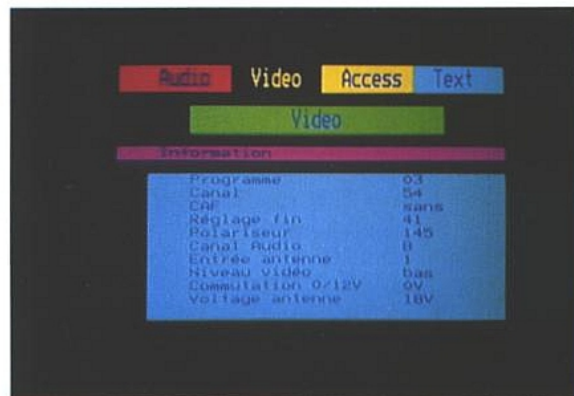
Figure 1.

Pour guider nos lecteurs dans le choix de la solution fixe/équatoriale, il est tout à fait possible d'acquiescer maintenant des unités extérieures de 60 ou 65 cm** avec des têtes Marconi - 1,5 dB - à $\approx$ 1 200 F.

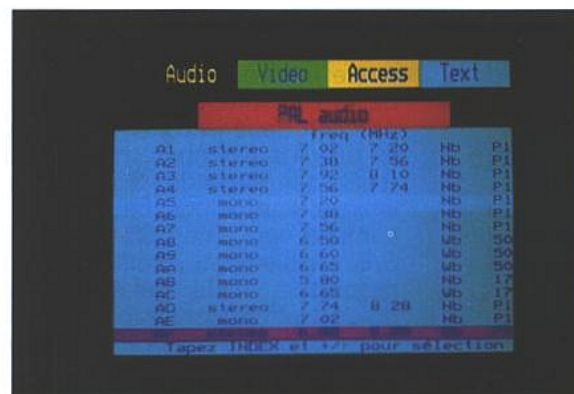
Pour la réception spécifique de la bande des 12 GHz, et vu le projet Eutelsat (une quarantaine de chaînes en polarisation D et G à 19° Ouest) nous déconseillons vivement l'achat d'une antenne plate à mono-polarisation, mais plutôt un réflecteur de 60, voire un peu plus avec le polariseur.

Lorsque il est introduit la carte à puce de C + (puce vers le dessous) afin d'accéder aux émissions démodulées (usuellement : décodées) l'image restituée, en moins de 2 secondes, nous apparaît tout aussi excellente que celle de La Sept, contrairement à ce que l'on observe en SECAM via le DISCRET. Un petit mot sur le menu « Pay TV » qui permet de vérifier les abonnements, niveau, séance, achat, etc.

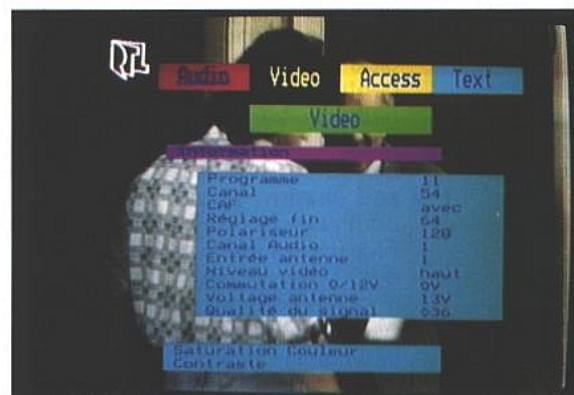
Pour la réception des programmes radio Hector, Victor et RFI, une simple pression sur la tou-



PAL/SECAM :
Valeur des paramètres mémorisés de la chaîne.



PAL/SECAM :
Présentation du menu audio. Les valeurs sont modifiables à souhait.



D2 MAC :
Informations sur la chaîne programmée. On remarque notamment l'information sur la qualité relative du signal.



D2 MAC :
Qualité d'image correspondant à un rapport porteuse/bruit de 9 dB.

che audio permet leur sélection, toutefois il n'est pas possible de les mémoriser. Dommage...

En ce qui concerne les mesures de rapport signal à bruit - S/B -, ne disposant point d'équipement de mesures en D2 MAC, il ne nous a donc pas été possible, malheureusement, de chiffrer la qualité de l'image produite par le MAC 3, depuis son équipement conventionnel, c'est-à-dire une antenne plate dont le facteur (ou figure) de mérite est de 8 dB/K. En revanche, disposant d'un équipement de mesure porteuse sur bruit, nous produisons, pour matérialiser les performances du MAC 3, 2 clichés de mire - La Sept - correspondant à une certaine sensibilité de signal. La première mire équivaut à un signal de 17 dB obtenu avec l'antenne précitée dans la zone TDF 1/2 à 62 dB. La seconde mire vaut 9 dB, soit dans la pratique en limite d'apparition des clics. L'image, en plus, présente un S/B visiblement insuffisant par rapport à celui généralement obtenu et rencontré habituellement dans les autres types de liaison. Pour mémoire rappelons la norme CAMR, 45 dB S/B.

Réception en PAL/SECAM

Le MAC 3 permet de restituer les chaînes françaises en SECAM avec leur sous-porteuse associée à 5,80 MHz (F 3A) désaccrémentuée en J 17 et dans une largeur de bande de 280 kHz. De plus, il autorise la mémorisation de toutes les autres sous-porteuses employées par France télécom pour le transport des radios FM, comme par exemple 6,85 MHz (F 7A) et 8,20 MHz (F 10A) diffusant en stéréo, Europe 1 (1 C), RTL (3 C) et RMC (4 C) ainsi que les stations monocanal, comme par exemple Résonances sur 6,40 MHz (F 5A) sur le répéteur 6 C.

Précisons que pour engranger toutes les combinaisons de canaux stéréo et canaux mono, il est nécessaire de modifier le menu composé en usine, et cela bien entendu au détriment d'autres combinaisons (15 au total). Quant aux performances du démo, nous les avons mesurées au moyen d'un équipement Schlumberger Rohde Schwarz.

L'unité extérieure se compose d'un réflecteur de 65 cm (ajouré) équipé d'une tête hyper dont la figure de bruit est de 1,1 dB. Le ciel est clair. La Pire locale vaut 50,5 dBW. La chaîne retenue est Canal J (6 C). Nous obtenons, en présence des paramètres cités ci-avant, un rapport signal/bruit

de 48/48,5 dB, soit une image « bonne » ou correspondant à la note de 4 sur l'échelle du CCIR à 5 points. Pour mémoire, rappelons la norme « Eutelsat » qui a été fixée à 48 dB en réception individuelle (voir ERP n° 519).

Pour apprécier la qualité d'image obtenue sur la chaîne Canal J et d'une façon générale sur Télécom 1C se reporter à l'observation du cliché d'écran.

Avant de poursuivre la description du MAC dans le codage PAL, il nous a semblé utile voire nécessaire d'ouvrir une parenthèse concernant la pseudo faiblesse de Télécom 1 C.

Effectivement, nous avons lu et entendu notamment de la part de certains professionnels et pas des moindres... que les répéteurs (tubes) émettant LA 5, C + et C J présentaient des signes de fatigue ce qui se traduit par des clics.

Pour avoir des informations sur ces allégations, nous avons sollicité, auprès de France Télécom et plus précisément au Centre d'Exploitation des Télécommunications par Satellite — CETS — une réponse. Le CETS a donc décidé une campagne de mesure étalée dans le temps afin de contrôler le système TELECOM I mais aussi de mieux cerner les variations quotidiennes des signaux et les effets hydrométéores sur des paraboles destinées au grand public (petit diamètre). Les résultats étant en dépouillement à l'heure où nous écrivons ces lignes, il nous est donc impossible de les commenter. Cependant, sans vouloir préjuger des résultats définitifs nous pouvons informer les utilisateurs de TELECOM 1 C que les ATOP, fonctionnant à saturation, se portent bien et que les différences de rapport signal/bruit entre les 6 répéteurs ne se mesurent qu'en dixième de dB...

Après cette mise au point, voyons le fonctionnement du MAC 3 dans la norme PAL et sur les satellites EUTELSAT et ASTRA.

Comme pour TELECOM, le MAC 3 permet la réception de toutes les sous-porteuses associées et sous-porteuses radio en bande audio large ou étroite dans les désaccrémentuations Panda et 50 µs.

Connecté à une antenne de 65 cm équipée d'une tête Marconi (1,5 dB) pointée sur les satellites ASTRA 1 A et B, nous obtenons un rapport S/B compris entre 46 et 51 dB, pour des Pires locales comprises entre 53 et 55/56 dBW.



SECAM :
Qualité d'image via TELECOM 1C. Le rapport signal/bruit vaut 48 dB.



D2 MAC : Qualité d'image correspondant à un rapport porteuse/bruit de 17 dB.



PAL :
Qualité d'image, via le faisceau large d'EUTELSAT II F1. Le rapport signal/bruit approche les 48 dB.



D2 MAC :
Abonnement à La Carte... à puce.

Nota : la Pire de 56 dBW n'est possible qu'à l'hypercentre des faisceaux de satellite ASTRA 1 B (voir prochain article consacré à ASTRA 1 et 2).

En pratique, il faudra compter dans la zone à recoupement central des 8 faisceaux à 52 dBW, une valeur moyenne de 48 dB. Voir le cliché "ARD/BADN 1 PLUS" correspondant à un signal (plutôt exceptionnel) de 51 dB S/B.

En conservant la même antenne mais cette fois-ci dirigée sur l'EUTELSAT II F1, les performances du MAC 3 permettent encore la réception du faisceau large (49,5 dBW crête) et notamment la chaîne francophone "TV 5 Europe". Nous mesurons effectivement plus de 48 dB soit 1 dB de mieux que sur certains canaux d'Astra dont la Pire est pourtant supérieure de 2 dB.

La photo d'écran prise sur la chaîne TV 5 est à elle seule édifiante.

Le S/B est encore plus important sur le faisceau étroit d'EUTELSAT II, toujours avec la même antenne, puisque nous atteignons près de 53 dB dans la zone centrale.

Ces exemples issus de l'utilisation du MAC 3 permettent de mettre en valeur les caractéristiques d'émission des satellites "de qualité" ayant une excursion de 22/25 MHz/V tels que les TELECOM/EUTELSAT, par rapport aux satellites "de quantité", excursion 16 MHz/V que sont les ASTRA A et B.

En résumé, pour obtenir une qualité d'image équivalente, le diamètre du réflecteur doit être supérieure de $\approx 40\%$ sur Astra, à celui nécessaire sur EUTELSAT/TELECOM à Pire et à F égaux. C'est la règle à France Télécom.

Certains revendeurs et distributeurs feraient bien de s'en inspirer.

En conclusion, le démaqueur MAC 3 de Salora nous a apporté une quasi voire totale satisfaction que se soit dans le domaine de l'audio, des codages, du désembrouillage Eurocrypt et de l'usage. Son prix de vente public devrait se situer à environ 5650 F TTC à la rentrée.

Grâce à ses bonnes performances, le MAC 3 est compatible avec l'emploi de réflecteurs moyens (65 cm) dans un bon quart N/E de la France du moins pour les satellites évoqués. Il connaît par ailleurs un vif engouement dans les pays francophones : Belgique, Suisse, Luxembourg, Tunisie, Maroc et Algérie,

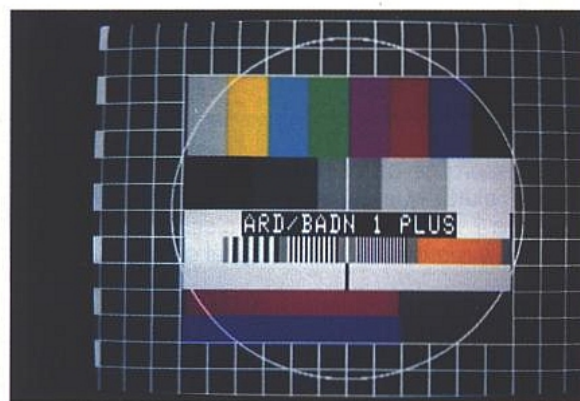
car il permet de recevoir Canal +, sans aucune forme de piratage technique, puisqu'il suffit de s'abonner (voir encadré) légalement en France et de ramener (ou envoyer) la carte Eurocrypt qui sera validée (ou invalidée, toutes les 4 mn) par voie satellitaire.

S. NUESSER

* EUTELSAT II F1 : Projet "TV SPORT" en 12,56 Hz à la rentrée.

** Ø 60 cm, F1,2 dB = Ø 65 cm, F1,5 dB.

EUROSPORT avec sous-porteuse en français, prévue à la rentrée.



PAL :

Qualité d'image via ASTRA 1 B. Le rapport signal/bruit vaut 51 dB.

TELECOM II : Le D2 MAC/Eurocrypt :

Le satellite TELECOM II A, qui doit assurer la relève de TELECOM 1 C, a une capacité de transmission de 11 canaux H/V. Quatre ou cinq de ces canaux, au moins, continueront à émettre en SECAM : TF1, A2, C+, LA 5, M6. Le reste de la capacité serait destiné à la diffusion en D2 MAC, comme Canal J, Canal Jimmy, Planète etc., chaînes embrouillées avec le système Eurocrypt. Une chaîne musicale, une chaîne de l'info, pourraient également faire partie du bouquet TELECOM II A, dont le lancement est prévu pour le 4^e trimestre. Avec une Pire crête de 55 dBW (Chaumont), la réception du nouveau satellite français serait possible avec des réflecteurs de 55 cm en SECAM et de 76/80 cm en D2 MAC, pour une qualité — (S/B) — à peu près équivalente.

A propos de l'abonnement à C+

Si l'acquisition de "démaqueurs" NOKIA, PHILIPS, AMSTRAD, etc. ne soulève pas de commentaires particuliers, en revanche l'abonnement et plus précisément l'obtention d'une carte à puce "isolée" permettant de désembrouiller les signaux cryptés de Canal + pose de sérieuses difficultés. Nous en avons fait l'expérience.

En effet, la société de programmes Canal + a jugé utile de considérer toute commercialisation parallèle de terminaux désembrouilleurs comme "pirate" (...!).

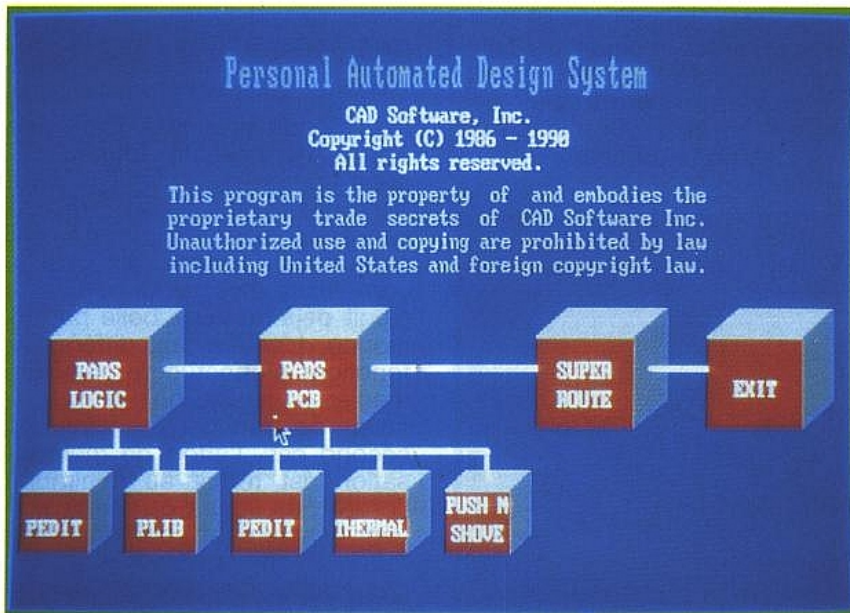
A la fin du mois de juillet 91, il était effectivement impossible de s'abonner auprès du dépositaire local de Canal +, sans passer par le DECSAT et ses modalités tarifaires.

La politique menée par Canal + peut apparaître comme une forme de concurrence déloyale ou du protectionnisme, mais c'est ainsi.

Nota :

Pour contourner l'obstruction faite par C+, se rendre chez un dépositaire Visiopass (Paris) et s'abonner, la carte étant universelle.

Cependant, et s'il sait s'informer, le concepteur, qu'il soit amateur ou professionnel, peut désormais trouver le produit correspondant exactement à ses besoins.

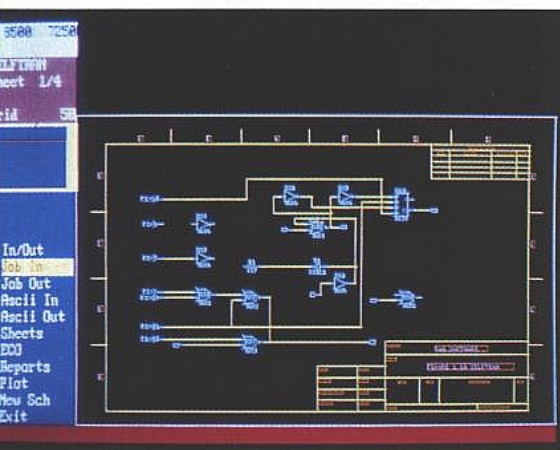


Une ligne homogène

Le shell d'accueil animé s'il vous plaît, schématise l'architecture des logiciels ; il est prêt à recevoir tous les utilitaires de CAE disponibles chez l'éditeur ; le cartouche qui les symbolise

ELECTRONIQUE RADIO PLANS 526 49

figure sur le tableau, qu'ils soient chargés ou non. Il suffit dès lors de cliquer sur l'un des cartouches pour aller dans le programme qui lui correspond. Tous ces utilitaires présentent une belle unité de style, tant dans leur présentation que dans leur mode de fonctionnement; les écrans, accueillants, sont sensiblement identiques, et les commandes sont globalement similaires; pour ces raisons, il semble tout à fait logique de faire, dans la mesure du possible, l'acquisition de l'ensemble des outils, et d'éviter leur panachage avec des softs de sources différentes.



Menu d'accueil de Pads-Logic. Choix des types de fichiers, de leur destination et de leur format : binaire ou ASCII.

De la même façon, on aura compris qu'il est extrêmement difficile, au cours de la présentation de ces progiciels, de parler de l'un sans faire référence à l'autre. Produit original dans le domaine de la CAE, Pads présente au moins deux fonctions exclusives :

En premier lieu, il dispose d'une base de données orientée projet; cette conception permet d'afficher à l'écran, à tout instant, et sans accès au disque dur, toutes les informations relatives à une étude : les différentes feuilles de dessin qui la constituent, les netlists, la liste des composants etc... L'ingénieur a donc à tout moment accès à toutes les informations concernant un dossier; De plus, il n'a pas à se soucier d'établir la nomenclature des composants répartis sur différents sous-ensembles; la gestion complète de celle-ci est intégralement prise en charge par le programme.

— En second lieu, il faut souligner l'interaction complète entre les deux programmes, Pads Logic et Pads Designer, rendue possible grâce à un puissant moteur baptisé ECO (traduire Engineering change Order); en

d'autres termes, toute modification apportée sur un dessin, schéma ou implantation, sera répercutée sur son correspondant et, bien entendu sur l'ensemble des documents qui leur sont attachés.

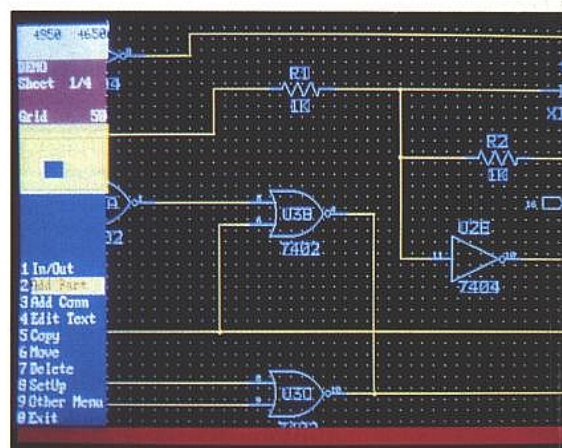
Tous ces programmes sont munis d'un dispositif de sauvegarde automatique dont la fréquence de mise en route est ajustable par l'utilisateur.

De la nécessité d'être ambidextre

Les menus proposés par Pads ont le mérite d'être immédiatement compréhensibles par toute personne quelque peu familiarisée avec le dessin assisté par ordinateur. Compte tenu de la complexité des programmes, il s'agit déjà là d'une belle performance. L'accès aux différentes fonctions s'effectue de plusieurs manières : souris, ou mieux, touches de fonctions; dans ce second cas, l'effort de mémorisation est réduit au minimum, l'ordre des lignes du menu suivant exactement celui des dites touches : menu n° 1 = F1 etc... L'opérateur devra donc s'entraîner à travailler des deux mains; la main gauche passant les ordres au clavier au travers des touches de fonctions et du pavé numérique pour la gestion de l'écran, alors que la droite, riviée à la souris sera toute consacrée au dessin. Un bon entraînement est indispensable pour parvenir à la maîtrise parfaite des logiciels, couronnée ensuite par une rapidité d'exécution impressionnante. Afin d'ailleurs d'optimiser la vitesse d'exécution, un certain nombre de macro-commandes sont offertes à l'utilisateur, qui a en outre tout loisir de créer les siennes propres. Ces macro-commandes peuvent être installées en mode "gigogne", très pratique pour les fonctions répétitives complexes.

Pads Logic, originalités

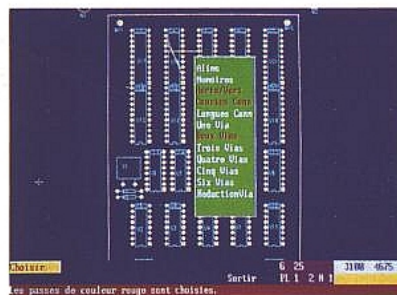
La méthode à employer au moment de la réalisation des schémas de principe appelle un certain nombre de commentaires particuliers; le logiciel ménage un grand nombre d'astuces, à découvrir à mesure qu'on l'utilise pour qui n'a pas eu la patience de lire le mode d'emploi jusqu'au bout, et quelques particularités qu'il est bon de signaler. Le pas de grille choisi par défaut, s'il déroute un peu au début, s'avère extrêmement pratique à l'usage, et autorise même une certaine imprécision dans le tracé des liai-



Exemple de saisie de schéma. La numérotation des broches des composants est automatique, ainsi que la mise en place des points de fonctions.

sons qui s'accrochent "au plus près"; inutile donc de viser juste. Les points de jonction s'établissent automatiquement, ce qui limite les erreurs sur la future liste d'équipotentialités, et est source d'un gain de temps appréciable.

Un certain nombre de fonctionnalités sont disponibles en mode automatique, comme le positionnement et le repérage des lignes de bus.



Le concepteur aura tout intérêt, avant de passer au dessin définitif de son schéma, d'avoir une bonne idée des éléments qui doivent y figurer; un brouillon rapidement crayonné lui permettra d'appeler en bloc tous les composants identiques, économisant du même coup la longue (très longue) recherche de chacun d'entre eux sur le disque dur. Il faut remarquer à ce sujet que l'édition de ces composants constitue un véritable régal, tant au niveau du nombre des informations qui peuvent y figurer, qu'au niveau de la gestion de ces dernières : valeur du composant, fournisseurs, prix, tolérance etc..., toutes précisions indispensables à l'élaboration d'un produit fini, calcul de son prix de revient, gestion des commandes de pièces détachées; chacun des symboles comprend en outre l'indicatif de son empreinte physique usuelle sous Pads

designer, modifiable à loisir évidemment.

Les routines d'entrées et de sortie peuvent être exécutées en mode binaire ou sous forme de fichiers ASCII, et selon différents formats : Pads pcb, futurenet, Cadstar, Pcad, Tango, Mentor, Cadnetix, viewlogic, Susie, pour ne citer que les plus courants, sans oublier PSPICE pour qui souhaite faire de la simulation.

Raffinement supplémentaire, il est possible de préciser au niveau du netlist à destination de Pads-Designer, la largeur des pistes et la position de certains composants, tels les connecteurs en bord de carte.

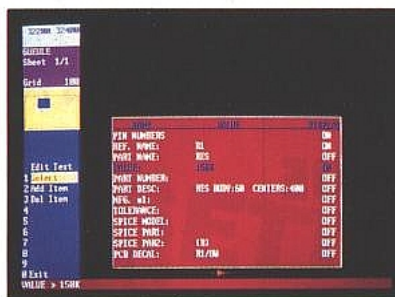


Menu d'impression sous Pads-Logic. Choix des textes devant apparaître sur le dessin, et sélection de leur présentation (encadrés ou non).

Pads-pcb, une complexité simplement apparente

Il ne faut surtout pas se laisser impressionner par l'épaisseur du manuel accompagnant pads designer, dont la complexité provient principalement de l'étendue des paramétrages disponibles. La structure hiérarchique des menus est suffisamment évidente pour assurer une compréhension immédiate du support. Le logiciel est capable de traiter des circuits de 32 par 32 inches avec un pas de grille de 0,001 in. et permet de router jusqu'à 30 couches simultanément ; il est aussi à l'aise en technologie CMS qu'en tracé de circuits traditionnels. Pads-Pcb est le cœur d'un système ouvert dans lequel chacun choisira les outils complémentaires nécessaires à ses besoins particuliers, simulation thermique, extensions pour cartes larges, routage automatique à 100 pour 100.

La bibliothèque, bien que riche d'environ 3000 éléments, manque encore un peu d'épaisseur ; cette carence relative représente le seul point faible du système. Inconvénient d'un logiciel encore jeune, cette lacune sera sans aucun doute très vite comblée ; par ailleurs, tous les outils indispensables à la création de composants nouveaux sont disponi-



"Edition" des composants au cours d'une saisie de schéma. Les corrections apportées aux éléments standards apparaissent en bleu et sont immédiatement repérables.

bles. Dans ces conditions, la réalisation d'une bibliothèque personnelle ne pose aucun problème particulier.

Pads designer contient un véritable logiciel de dessin grâce auquel il est possible de réaliser toutes formes de contours, d'empreintes ou de réserves. C'est d'ailleurs par le tracé du contour de la carte que doit commencer tout travail.

Les données peuvent être entrées sous plusieurs formats : netlist issues de Pads-Logic bien sûr, mais aussi fichiers au format Orcad ou Futurenet. Une troisième option "on the fly" permet d'exécuter des circuits à main levée.

Le placement des composants peut dans certains cas être exécuté en mode automatique au pas d'une grille définie par l'utilisateur. Cette facilité présente un intérêt certain au cours de l'implantation de grandes cartes mémoire.

Les composants placés sur le circuit, accompagnés de leur chevelu ou non, sont reparamétrables à tout moment, tant au niveau de la taille ou de la forme des pastilles, qu'au niveau des couleurs affichées. D'ailleurs toutes les couleurs affectées aux différents éléments d'un travail sont paramétrables à tout instant afin d'améliorer la lisibilité à l'écran. Il est ainsi possible d'effacer temporairement ou, au contraire de surligner certains objets.

Lorsque les composants ont trouvé leur position définitive, il est recommandé de les "souder" au circuit afin d'éviter toute erreur éventuelle de manipulation.

Le routage proprement dit est réalisé selon plusieurs algorithmes, à choisir selon le type de liaisons à effectuer. On procédera en premier lieu aux tracés des lignes de masse et d'alimentation, éventuellement en mode manuel. S'il s'agit d'un circuit logique, on pourra ensuite lancer

le routage automatique en précisant un certain nombre de préférences : horizontales, verticales, nombre de vias etc...

On terminera par le routage des composants analogiques. La machine signalera par des surbrillances à l'écran les défauts d'isolement potentiels, voire les courts-circuits.

Le soft créera, une fois le circuit terminé, tous les fichiers nécessaires à la fabrication : cuivres des différentes couches, plan d'implantation, vernis épargne et plan de perçage, au format des drivers choisis lors de l'installation du système.

En bref

Ensemble de produits conviviaux destinés aux professionnels, les logiciels proposés par PADS nécessitent un bon entraînement pour parvenir à une exploitation optimale ; c'est d'ailleurs ce point, plus que le prix auquel ils sont proposés qui les limite à ce secteur d'activité. Une bonne maîtrise de l'outil est indispensable si l'on souhaite rester dans la logique qui a présidé à leur conception : libérer des contraintes logicielles par l'automatisation pour retrouver sa liberté créatrice.

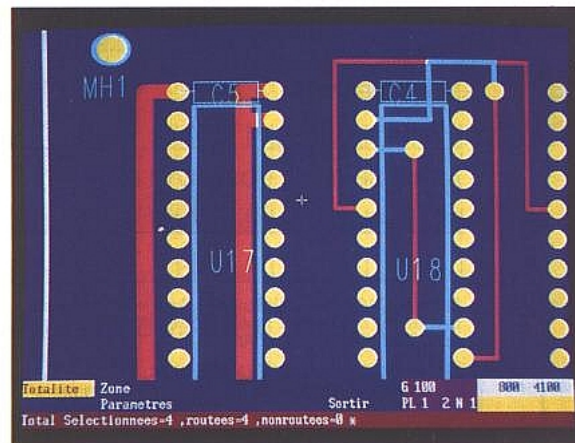
Progiels de dernière génération, leur performance atteint celle de bien des stations spécialisées. Ils souffrent toutefois face à certains produits concurrents d'une limitation certaine du nombre des composants en bibliothèque ; rançon de leur jeunesse, ce léger handicap ne devrait cependant pas peser trop lourd au moment du choix.

Prix indicatifs :

Pads-Logic : 6 000 F H.T version anglaise, 7 500 F H.T version française (qui comprend 7 500 composants en librairie).

PCB : 24 900 F H.T (anglais), 27 900 F H.T (français).

Distribution : CIF.



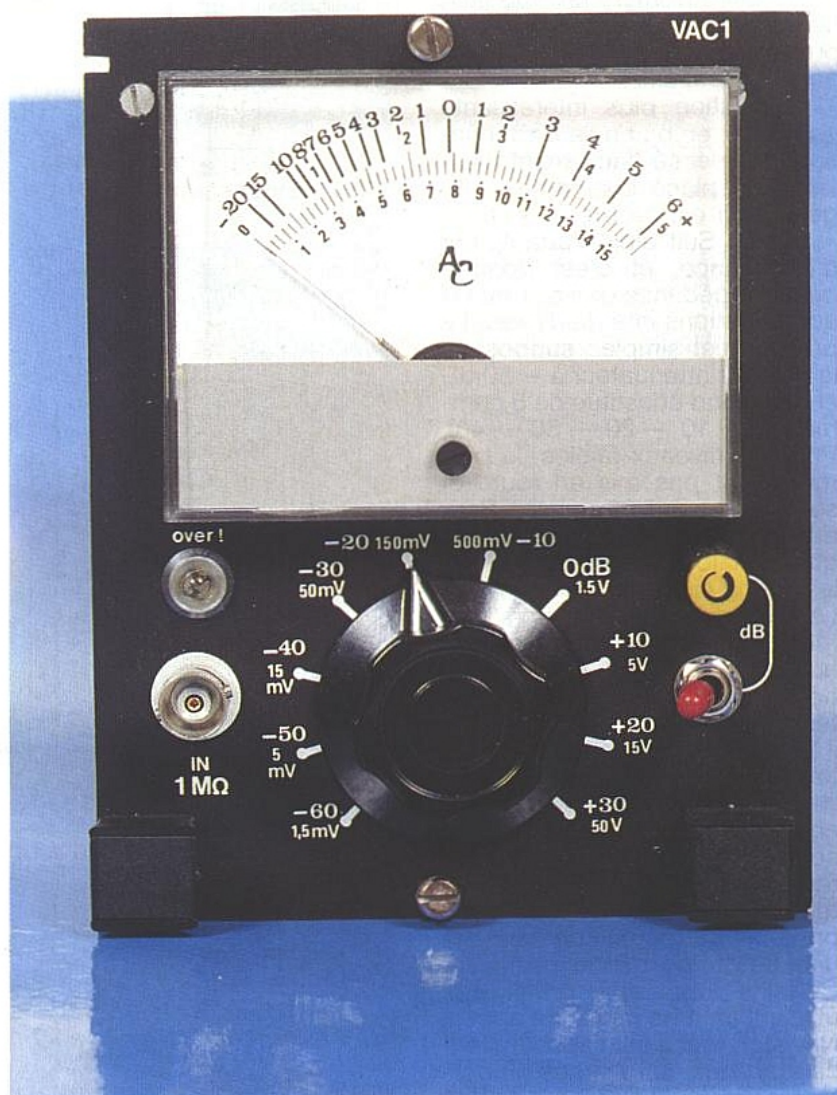
VAC1 : Multimètre audio analogique

L'appareil de mesure que nous vous proposons de construire ici met en pratique des solutions, sinon totalement originales, tout du moins très rarement exploitées.

Travaillant depuis plusieurs mois sur une étude beaucoup plus complexe, au cahier des charges draconien, l'auteur a mis de côté les "bons schémas" qui ne pouvaient être retenus (performances insuffisantes), mais qui permettaient toutefois d'élaborer un appareil fort utile.

L'assemblage de ces éléments donne les résultats suivants :

- Gammes - 60 dB, 0, + 30 (0 dB $\Leftrightarrow$ 775 mV), lisibles très confortablement de - 70 à + 36 dB
 - Bande passante 10 Hz à 1 MHz dans moins de 0,5 dB
 - Protection maximale du galvanomètre
 - Mode mV/dB (le mode appelé dB permet de placer l'aiguille à une position relative privilégiée)
 - Impédance d'entrée 1 M Ω permettant d'utiliser au besoin des sondes atténuatrices (compensations prévues)
- Bref, un bon instrument, facile à construire (et à dépanner), que l'on peut implanter en module Europe, solution que nous avons adoptée.*



L'étude d'un appareil de mesure n'est pas de tout repos : on remet tout en cause (les références comme les résultats), on s'affole pour un déplacement d'aiguille d'un simple degré, etc. Rassurez-vous, nous relativiserons certaines de nos désespérances afin de n'effrayer personne, mais si une chose est simple une fois terminée, son élaboration ne suit pas toujours le même chemin !

Il faut dire que VAC1 va devoir — chez l'auteur — remplacer un LEA EHD7C (datant de 1954 !) et qui présente un défaut : à partir de - 30 dB, le commutateur de gammes "perd" 1 dB. La panne est simple : une résistance dans

l'atténuateur d'entrée a mal vieilli, mais avant d'y toucher nous avons pris la peine de construire un appareil plus performant et qui tiendra compte — entre autre — de ce genre de panne. Entrons rapidement dans le vif du sujet.

LES PRINCIPES HABITUELS

La moindre des choses quand on aborde une étude est d'aller voir de près ce qui a été fait, soit par les constructeurs, soit par nos confrères, toutes origines confondues. On observe trois grandes tendances pour l'étage d'entrée chargé de l'adaptation d'impédance et des commuta-

tions de gammes. La **figure 1** présente ces trois types. Le plus classique (a) est constitué d'un atténuateur compensé en fréquence, et couvrant toutes les gammes souhaitées. C'est à peu près le schéma de notre LEA, et on conçoit bien que si une résistance dans la chaîne n'est pas à la bonne valeur, le reste du diviseur devient faux. Par ailleurs, il faut impérativement faire appel à des résistances de très grandes précision, si on veut aboutir à un appareil sérieux.

Une solution plus intéressante est visible en b : un seul atténuateur compensé (facilement ajustable) et placé sur l'entrée. En général, il est calibré à -50 ou -60 dB. Suit alors l'adaptateur d'impédance, et c'est donc à basse impédance que se font les commutations intermédiaires. Le principe est simple : supposons le premier atténuateur à -50 dB et le second constitué de 5 gammes ($0 - 10 - 20 - 30 - 40$). Pour les niveaux faibles, le premier n'est pas mis en route et seul le second intervient. Pour atténuer de 50 dB, on active uniquement le premier, pour -60 le second ajoute -10 , etc.

Le taux d'erreur peut alors être réduit, mais si par exemple l'atténuateur n° 1 est légèrement dérégulé, toutes les gammes hautes seront fausses. D'autre part, il faut un étage d'entrée acceptant une grande dynamique, car dans notre exemple il va devoir encaisser 50 dB avant d'être soulagé par le premier atténuateur, ce qui rend certaines protections délicates à mettre en pratique, surtout si l'on souhaite une très large bande passante. Certains appareils prestigieux utilisent un tube miniature appelé Nuvistor, tout à fait capable d'encaisser des surcharges importantes, en offrant néanmoins une bande passante étendue (10 Hz à 20 MHz).

La troisième solution (c) est déjà luxueuse, mais nous verrons que nous avons fait mieux encore. Les atténuateurs compensés sont indépendants, ce qui permet un calibrage parfait. Cependant, afin d'en réduire le nombre, les constructeurs prévoient en général des couplages en série. Prenons un exemple : admettons un premier groupe -20 , -40 ; deuxième groupe -10 , -20 , -0 , $-20 - 10$, $-40 - 0$, etc.

Cette fois, les risques d'erreur sont nettement moindres. Malgré tout si l'atténuateur du groupe 2 (-10) est faux, il dérèglera toutes les gammes impaires, soit -10 , -30 , -50 , etc.

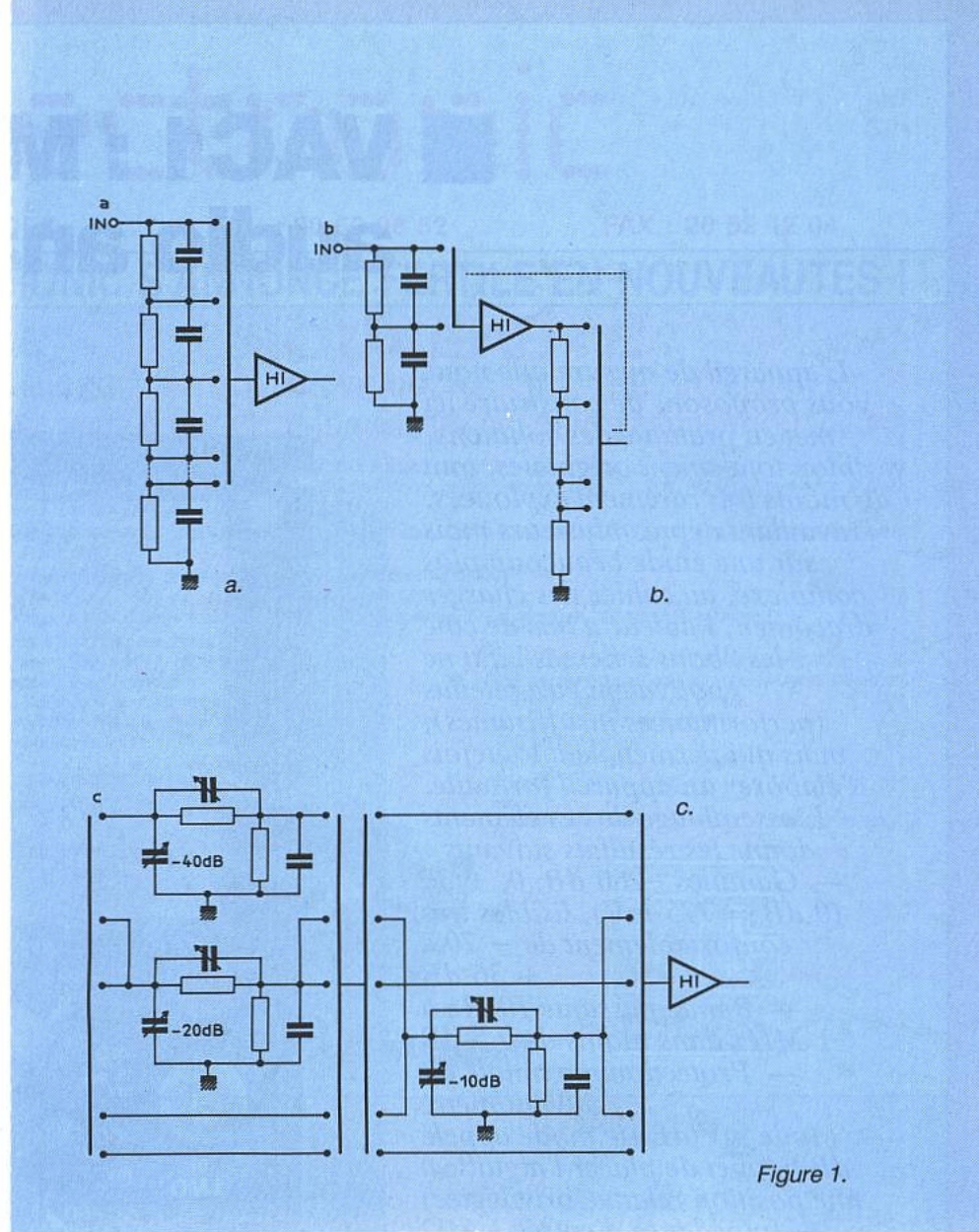
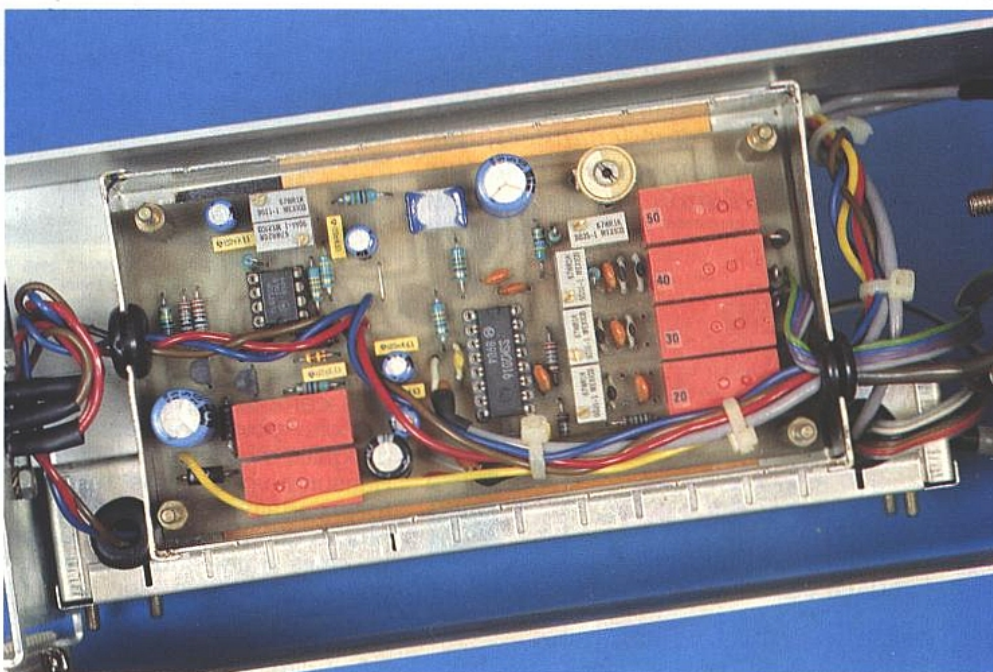


Figure 1.



De plus, le jeu des commutations, quoique simple sur le papier, devient infernal à mettre en pratique : minimum 4 galettes court-circuitantes, câblage délicat et volume de l'ensemble

important. Le coût aussi est élevé, car les commutateurs de bonne qualité reviennent très cher et il ne faut pas oublier qu'à cet endroit, on est dans la ligne à impédance la plus élevée possible.

On constate donc que l'idéal serait de disposer d'un réglage par gamme afin d'obtenir une indépendance totale qui permettrait, en cas de défaillance d'un atténuateur, de ne pas reporter l'erreur sur les autres positions.

Mais ce n'est pas terminé : observons s'il vous plaît la **figure 2**. Nous avons tracé un "diagramme des niveaux" représentatif des appareils classiques, et celui de VAC1. On remarque qu'en général l'amplification utile au déplacement pleine échelle du galva est donnée une fois pour toutes et ce afin de traiter la gamme la plus basse désirée. Toutes les atténuations se font avant cette amplification.

En audio, cela reviendrait à n'avoir par exemple que des entrées "micro", et à atténuer le signal source pour qu'il s'adapte à cette sensibilité élevée. C'est un peu ridicule, vous en conviendrez, et la démarche pour VAC1 est différente. On donne peu de gain dans l'ampli redresseur, ce qui permet d'obtenir une bande passante d'environ 1,5 MHz avec des moyens excessivement simples, pour peu que l'on admette de fournir un niveau d'entrée d'environ -20 dBu. Si on place alors la barre à ce niveau, le diagramme devient plus élégant, au point que pour mesurer en gamme -20, il suffit "d'entrer en direct". Pour les gammes hautes, les atténuateurs ne prendront pas de valeur démente. Par exemple gamme +30 dBu, un 50 dB suffira. Pour les gammes inférieures à -20 dBu, il s'agira cette fois de donner le gain nécessaire et suffisant pour chaque position.

On comprend bien que pour les gammes hautes, de simples atténuateurs soigneusement compensés ne trahiront pas les bonnes caractéristiques de l'ampli redresseur. Là où se pose le problème, c'est quand il faut les conserver avec un gain de 40 dB. De nombreux essais ont été faits, soit à base d'amplis vidéo (ils fonctionnent très bien aux hautes fréquences, mais sont désastreux pour les plus basses), soit avec des amplis large bande faible gain (10 dB) montés en cascade. Solution également insatisfaisante, cette fois surtout du côté des hautes fréquences, et risques semblables à ceux énoncés pour les atténuateurs en série.

Butant sur ce problème, l'auteur s'est alors attaqué à mettre en pratique des solutions proposées par nos confrères de tous bords et dont les caractéristi-

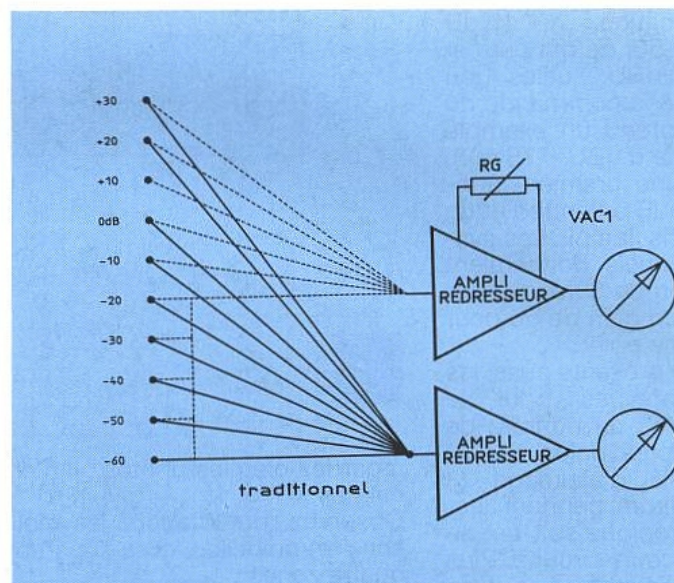
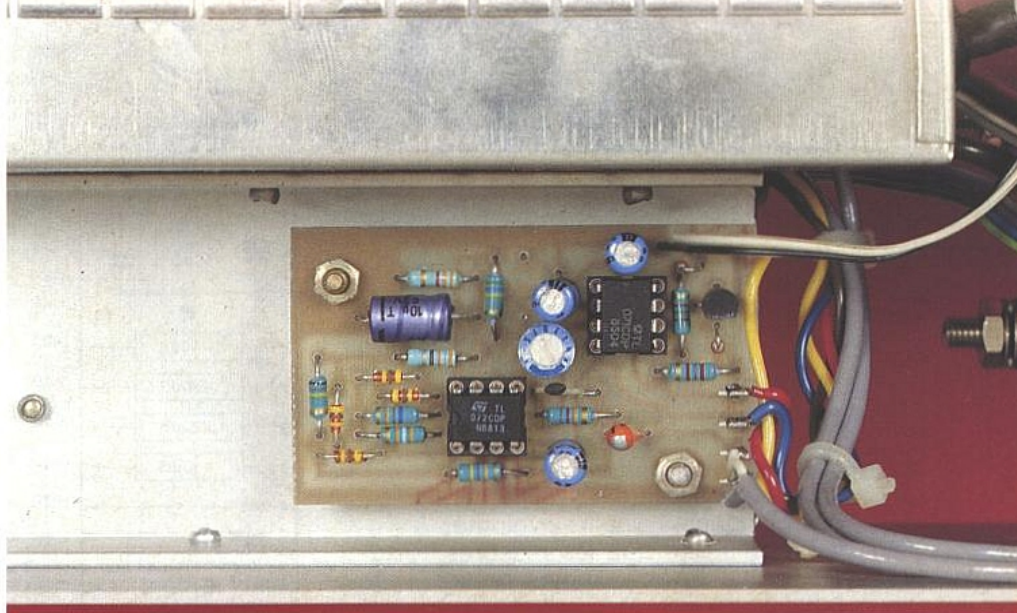


Figure 2.

ques annoncées dépassaient largement celles que nous tentions d'obtenir ! Désolé, mais souvent on annonce une bande passante de 1,5 MHz et on atteint à peine 800 kHz ou encore en approchant la main du galva, l'aiguille bouge de 5 dB, etc. Il faut dire quand même que pour effectuer ces mesures, l'auteur a utilisé un générateur de fonctions haut de gamme, parfaitement stable jusqu'à presque 10 MHz. A ce stade de l'étude, l'avenir semble bouché : ce sont les périodes noires de la conception, et plus vite on en sort mieux c'est, tant pour le moral que pour la santé.

En se replongeant dans la doc SSM, il nous vint l'idée d'essayer tout bêtement ces amplis audio performants dont nous n'avions pas jusqu'alors cherché à scruter les caractéristiques au-delà de 200 kHz. Dans un premier temps — et en deux coups de fer à souder — on obtenait déjà avec le 2015 d'excellents résultats sans prendre de précaution particulière (blindage, tracé du circuit imprimé, etc.) : BP 800 kHz

garantie sur toutes les gammes.

Le 2016 méritait donc d'être essayé, ce qui fut fait avec bonheur. Décidément, les SSM tiennent leurs promesses une fois de plus. Chapeau bas à ceux qui les ont mis au point, et merci également à ceux qui font en sorte de les tenir en stock.

Le 2016 maquetté avec 50 dB de gain peut assurer une bande passante exemplaire jusqu'à 1,3 MHz (0/-1 dB) et bien entendu les basses fréquences sont excellentes. Tout va dans le bon sens :

1) On peut entrer à très basse impédance (40 Ohms environ) ce qui permet le choix mV/dB sans trop de souci pour la bande passante, et sans toucher à l'impédance d'entrée.

2) Les performances en hautes fréquences sont obtenues sans compensation douteuse. Bien au contraire, on cherchera plutôt à calmer les ardeurs au-delà de 1 MHz.

3) On sait que les SSM en Rg ouverte passent par le gain mini (contrairement à une boucle de

contre-réaction sur un ampli op classique) ce qui évite déjà des états instables et dangereux pour le galva pendant les commutations.

Voyons donc enfin le synoptique réel de notre appareil, **figure 3**. Cinq atténuateurs indépendants adaptent le niveau d'entrée pour le ramener — si nécessaire — à -20 dBu. Le signal passe ensuite par l'étage adaptateur d'impédance. Un potentiomètre et un inter permettent de ne prélever qu'une partie du signal afin de positionner l'aiguille à volonté. Il va sans dire que les mesures en mV ne seront exactes qu'en position mV !

Suit alors le 2016 et les 5 gammes amplification : +10 dB (sans Rg) à +50, ce qui permet d'offrir -10 dBu utiles au redresseur et à la commande du galva. Si on prend un exemple dans la gamme 0 dBu (775 mV), on constate une première atténuation de 20 dB à l'entrée et un gain de 10 dans l'ampli. Les systèmes traditionnels donneraient une atténuation de 60 dans l'entrée, suivie d'un gain de 50 pour arriver au même point.

Le synoptique présente aussi les protections prévues pour le galva. Elles sont au nombre de deux pour les principales.

1) Une tempo d'allumage (3 secondes environ) pendant lesquelles l'électronique se "met en place", galva court-circuité. Plus d'envolée de l'aiguille à la mise en route et frein naturel du galva au repos (bornes en cc).

2) Une détection overflow. Attention, elle ne sera réellement correcte que jusqu'à 200 kHz environ. Au-delà, elle se fait un peu tirer l'oreille. C'est d'un confort étonnant : si on règle la détection pour qu'elle agisse quand l'aiguille est sortie de l'échelle (en douceur) : un relais remet le galva en protection et une LED s'allume. Terminé l'aiguille qui chante sur la butée de droite. Si on allume VAC1 en gamme -60 et qu'on envoie par exemple 0 dBu, la tempo laisse le temps de détecter l'overflow : le galva reste donc hors circuit, la LED s'allume et le restera jusqu'à ce qu'on ait commuté sur la gamme 0 dB (ou qu'on ait baissé l'injection à -60).

Nous allons maintenant voir le schéma définitif et on pourra encore constater un "truc" amusant et fort utile. Rendez-vous **figure 4**.

SCHÉMA

Le dessin pourrait faire penser au plan d'une usine à gaz, mais

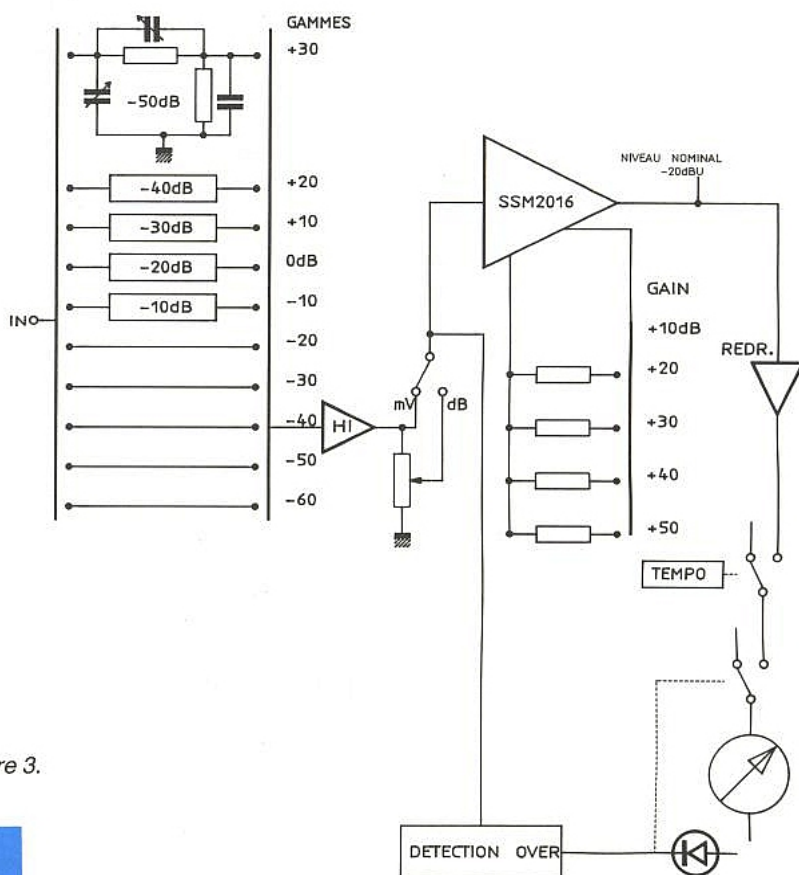


Figure 3.



regardez bien les photos : il n'en est rien.

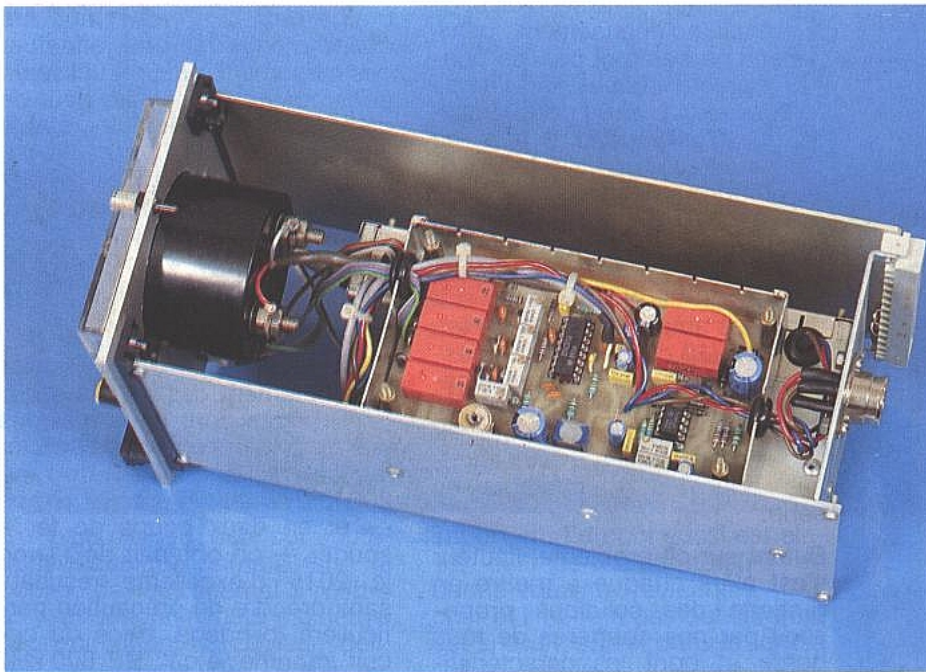
Observez tout d'abord les cloisons en pointillés, elles séparent quatre zones :

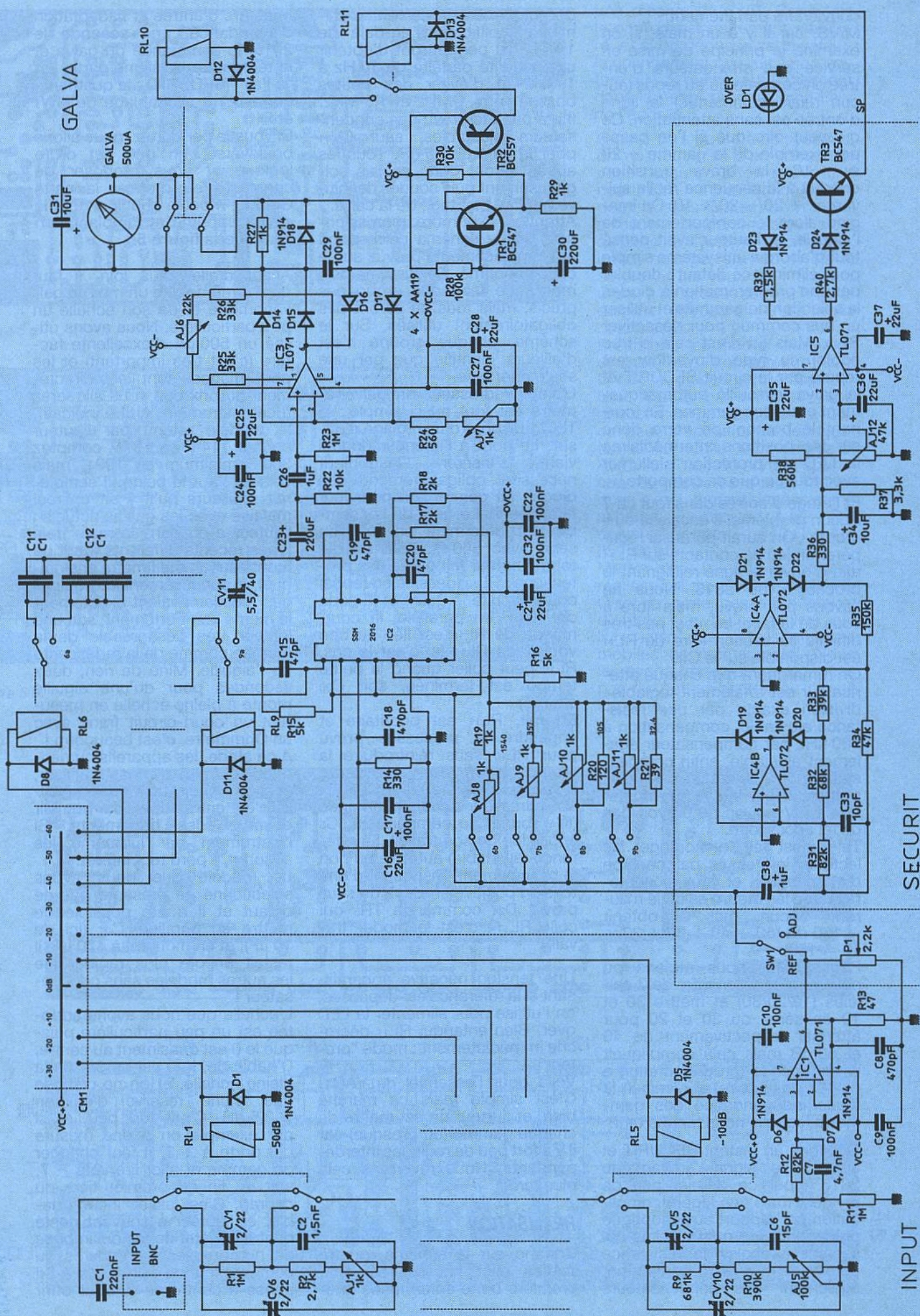
- 1) les atténuateurs d'entrée
- 2) le potentiomètre et l'inter mV/dB (ou ref/adj si vous préférez)
- 3) en bas à droite, la détection overflow appelée SECURIT
- 4) le SSM 2016 + l'ampli du galva et la tempo

Ces séparations s'appliqueront à la construction proprement dite.

Chaque atténuateur est activé ou non par un relais. Inutile j'espère de plaider pour ce choix, car si on regarde bien, il faudrait un commutateur 4 gallettes en tout, avec certaines court-circuitantes, d'autres non, soigneusement cloisonnées, etc.

Toutes nos commandes sont électriques et un simple Lorlin





conviendra parfaitement.

MAIS, car il y a un mais, si on examine le principe de mise en service des atténuateurs d'entrée on constate qu'au repos (aucun relais commandé) la ligne d'entrée est sans atténuation. Ce qui veut dire que si l'on passe par exemple de la gamme + 20 à + 10, la brève transition conduit à la séquence réelle suivante : + 20/- 20/+ 10. On imagine alors le comportement de l'aiguille, et l'auteur avait pensé tout d'abord à un système simple pour éliminer ce défaut : doubler par une programmation à diodes la sélection de gammes et utiliser un bus commun pour désactiver RL₁₀. Mais (et c'est cela le truc rigolo) ce type d'overflow est repéré par le circuit SECURIT et le galva verrouillé automatiquement entre ces gammes. En tournant le bouton, on verra donc sur les positions intermédiaires la LED de protection s'allumer avec tout ce que ça comporte.

Et l'étage d'entrée dans tout ça ? Aucun problème, il encaisse ou il rabote ! On aurait pu aussi récupérer un jeu de contacts sur RL₁₁ afin d'ouvrir la ligne rejoignant la broche 3 du 2016. Nous ne l'avons pas prévu, mais libre à vous de le faire, ce n'est pas très difficile (la section libre de RL₁₁ est disponible sur le CI).

On remarquera que chaque atténuateur est totalement réglable : division exacte par une résistance ajustable, compensation à 100 kHz par compensateur également ajustable, enfin compensation pour sonde externe. A ce propos, il est inutile de monter CV₆ à CV₁₀ si on ne prévoit pas un tel accessoire.

Tel qu'est fait le montage, les lecteurs intéressés par ce type d'atténuateur et qui accepteraient de les mettre en série n'auront aucun mal à obtenir - 150 dB (50 + 40 + 30 + 20 + 10 = 150).

Pour 50 dB, nous aurions pu nous contenter en effet de 3 cellules (10/20/30) et mettre 30 et 10 en série, ou 30 et 20 pour atténuer respectivement de 40 et 50 dB mais cela compliquait la commande (programmation à diodes obligatoire) et éliminait la totale indépendance des gammes à laquelle nous tenons tant.

Oublions un instant SECURIT et suivons le signal arrivant au 2016. Pour ce dernier peu de mystère mais une légère complication par rapport au synoptique précédent : les quatre relais qui servent à choisir la résistance déterminant le gain, commutent également des condensateurs

de compensation servant à calmer l'amplification au-delà de 1 MHz. Ils permettront d'obtenir une linéarité parfaite de 10 Hz à 1 MHz et d'éviter des petites bosses entre 1 MHz et 1,3 MHz. Il n'a pas été prévu des condensateurs ajustables, sauf CV₁₁ pour le gain de 50 dB. Tous les autres seront donc choisis soigneusement puis soudés définitivement au montage de la carte. Attention, le nombre impressionnant sur le schéma correspond aux emplacements prévus sur le circuit imprimé. Ce système permettra de faire des groupages précis, mais tous ne seront pas obligatoirement utilisés. Sur le schéma, chaque groupe n'est d'ailleurs identifié que par une seule référence.

L'ampli redresseur du galvanomètre est tout aussi simple : le TL071 dispose d'un réglage d'offset. Le pont à l'intérieur duquel vient s'insérer l'instrument nécessite obligatoirement des diodes au germanium pour leur faible seuil. Le gain de l'ensemble est déterminé par AJ₇ en série avec 560 Ω. Tout ce qui tourne autour fait partie des protections : RL₁₀ (dessiné au repos) court-circuite le galva et la capa de 10 µF en parallèle, la commande de RL₁₀ est liée au bon vouloir de RL₁₁ (si c'est le cas, RL₁₀ peut coller quand la petite tempo est terminée, soit C₃₀ chargé).

En fait, RL₁₁ est prioritaire et engendre le processus prévu pour RL₁₀ sans réintroduire la tempo. Il va donc permettre d'appliquer le mode SECURIT : un redresseur double alternance (IC₄) fournit au comparateur IC₅ le produit de son travail. La référence (ajustable) autorise ou non le basculement. Disposant d'une tension positive en-deçà du seuil prévu, D₂₄ commande TR₃ qui colle RL₁₁ : c'est le mode "travail".

Une tension négative apparaissant si la référence est dépassée, on l'utilise pour alimenter la LED over. Bien entendu, RL₁₁ décroche immédiatement : mode "protect".

Voilà pour l'essentiel de VAC1. C'est simple mais ça marche bien, et surtout on est maître de chaque gamme (ou presque) car il y a fort peu de réglages interdépendants. Nous reverrons cela plus tard.

RÉALISATION

Comme sur le schéma, quatre parties sont nécessaires. Une première boîte enferme les atté-

nuateurs d'entrée et l'adaptation d'impédance, une seconde le 2016, la commande du galva et la tempo. La troisième partie est "à l'air" (SECURIT) ; la quatrième correspond au câblage de SW₁ et P₁.

Si vous le permettez, nous allons bouleverser un peu cet ordre logique et vous proposer de construire en premier la carte GalS16, module principal dont le circuit imprimé et l'implantation sont offerts **figure 5**.

Avant d'aller plus loin, il faut quand même dire un mot du galvanomètre et de son échelle un peu particulière. Nous avons utilisé un 500 µA d'excellente facture (c'est très important) et les performances sont liées directement au prix que vous allouerez à cet instrument. A titre indicatif, le modèle retenu par l'auteur coûtait 114 F en 1975, comptez 300 F minimum en 1991, mais cela en vaut la peine. Il semblerait d'ailleurs qu'il y ait un réel malaise avec les galvas actuels : l'auteur a eu dans la main trois types récents différents (dont un monté sur un multimètre analogique), et curieusement les équipages mobiles avaient exactement le même comportement, soit une lenteur très désagréable de la montée comme de la redescende de l'aiguille. Mine de rien, deux secondes pour qu'une aiguille monte à pleine échelle en mesurant un court-circuit franc avec un Ohmmètre, c'est beaucoup ! A ce stade, les appareils numériques sont plus sympas à utiliser, et si on a choisi un modèle aiguille, c'est entre autre pour pouvoir observer des battements. Si l'instrument par lui-même les absorbe, il perd tout intérêt.

Le modèle que nous avons sélectionné ne présente pas ce défaut et il a été possible de mettre en parallèle C₃₁ (ici de 10 µF), et en montant à 470 µF, il restait encore plus rapide que les autres modèles sans condensateur !

L'échelle que nous avons adoptée est un peu particulière puisque le 0 est quasiment au centre. D'habitude, le 0 est au 3/4 de la pleine échelle, et on ne dispose que d'une réserve d'environ + 2,5 dB. C'est fort peu, et si par exemple on a une mesure qui porte à + 3, il faut changer de gamme et aller lire vers - 7, soit en fin du premier tiers du cadran. C'est assez inconfortable, et l'auteur a souvent pesté contre cet état de fait qui impose de nombreuses manœuvres du commutateur de gain. Aussi a-t-il pensé à centrer le 0, pour offrir

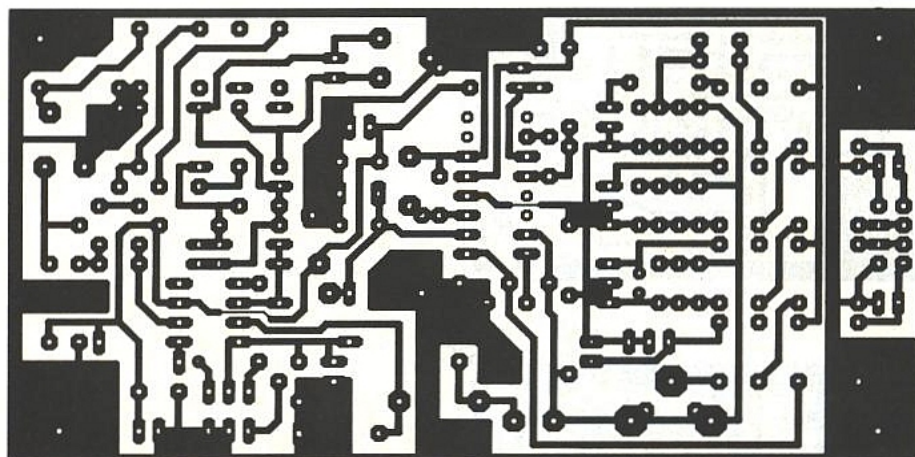


Figure 5 a.

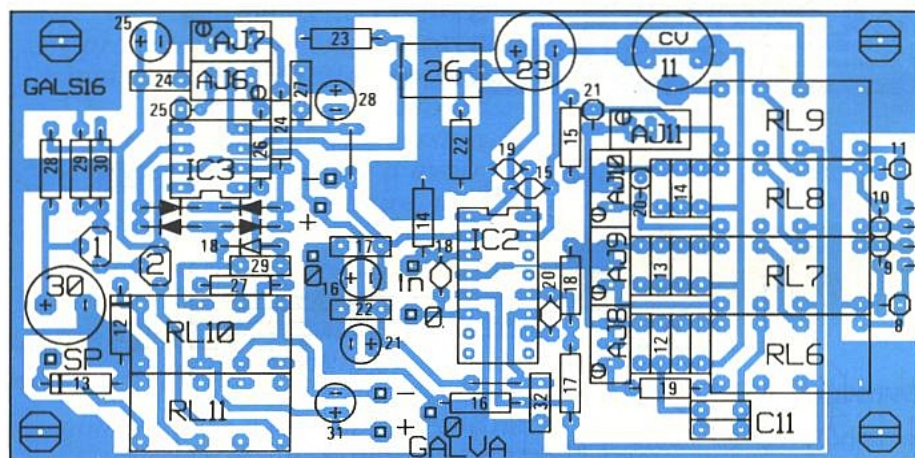


Figure 5 b.

une réserve de 6 dB. Cette fois le confort est nettement amélioré, et si on dépasse cette valeur, le changement conduit à une lecture à -4 , qui se fera également dans le début du deuxième tiers de l'échelle.

Quand on a goûté à ce système, on ne peut plus s'en passer, je vous l'assure : si on relève une courbe à ± 3 dB qui comporte deux bosses limites, on n'a pas à toucher au commutateur alors qu'avec le système traditionnel, il faut changer environ 4 fois et se crever les yeux (le $+3$ exact étant à la graduation -7 de la gamme inférieure). Mais vous connaissez...

Précision : les diodes marquées en noir sur l'implantation sont D14 à D17, diodes germanium.

Une fois la carte montée soigneusement (excepté C11 à C14) on peut prépositionner les ajustables AJ6 et AJ7 à mi-course et AJ8 à AJ11 de telle sorte d'approcher au mieux les valeurs théoriques exactes mentionnées sur le schéma. Exemples : AJ8 + R11 doivent donner 1540Ω , AJ9 357Ω , etc.

Mettre alors la carte de côté et réaliser celle proposée **figure 6**. C'est la carte des atténuateurs d'entrée. Le boîtier utilisé est livré avec des petites cloisons mobiles de même métal. Nous les avons recoupées et soudées par de petites pattes au circuit imprimé.

Figure 6 a.

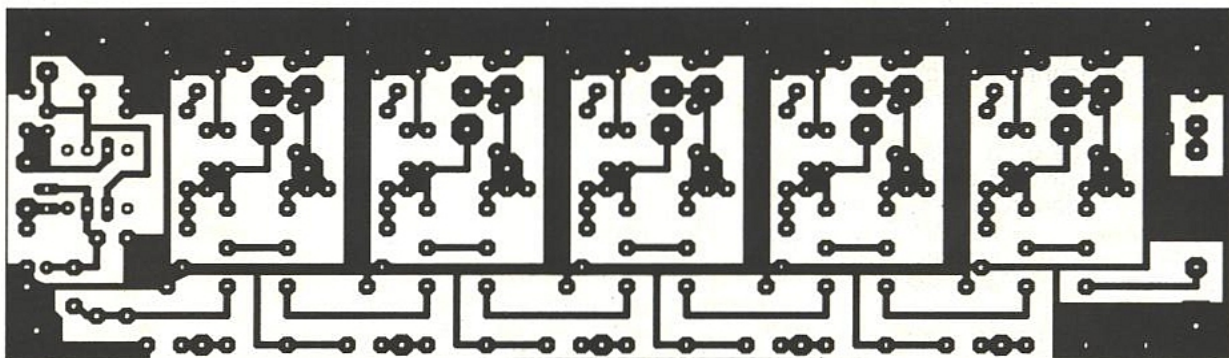
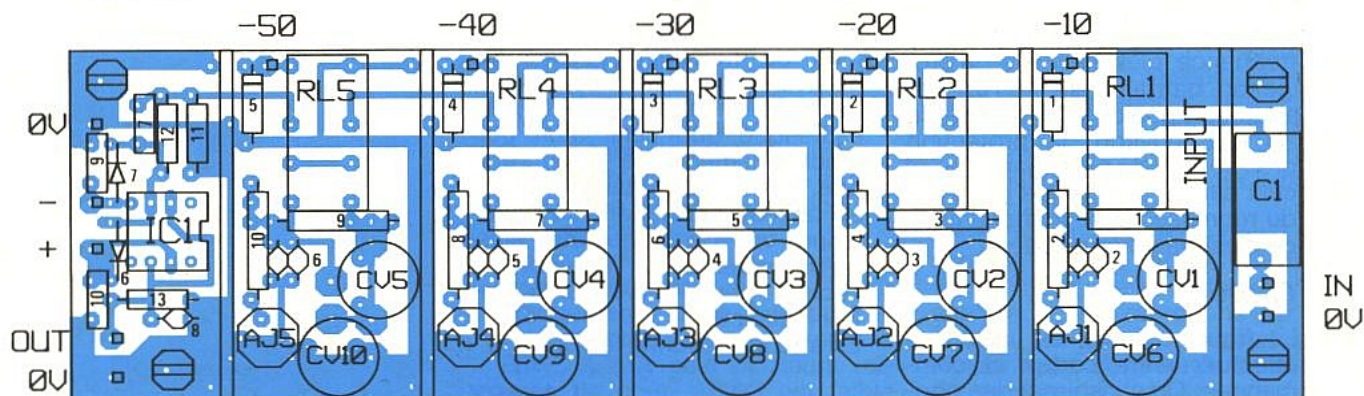


Figure 6 b.



Il faut tout de suite donner une indication mécanique : les cartes "mises en boîte" ne sont pas liées au fond des coffrets mais à leur couvercle uniquement. Ainsi, en dévissant les 4 écrous supérieurs, on peut retirer le couvercle et laisser la carte en place, mais il est également possible de la sortir sans autre démontage en extrayant les passe-fils par les trous débouchant qui les accueillent. Au pire on devra supprimer un collier pour donner du mou aux fils, mais c'est tout.

L'accès est total et quasi immédiat, ce qui est rare pour un appareil de mesure : une fois mis en coffret, certains sont proprement inaccessibles et imposent des démontages aussi considérables qu'exaspérants.

Mais nous reparlerons plus tard de la mécanique, car l'aspect modulaire retenu permet de faire ce que l'on veut, et notre assemblage personnel (pour bac Europe 220) n'est qu'un exemple parmi tant d'autres.

La troisième carte à construire est proposée **figure 7**. C'est le module SECURIT.

On pourra le prérégler de la manière suivante : injecter environ -10 dBu (250 mV) et positionner AJ₁₂ de sorte que la LED over s'allume juste. Il est conseillé de faire également sur table la liaison marquée SP (TR₃ vers RL₁₁) et de vérifier que RL₁₁ décolle quand LD₁₁ s'allume.

Au fait, pourquoi 250 mV ? C'est simple : le niveau nominal prévu sur C₂₃ (sortie du SSM) est d'environ -10 dBu pour le 0 galva. Le 2016 donnant 10 dB avec R_g externe infinie, le point de mesure de SECURIT est à -20 dB de ce 0, mais la pleine échelle étant fixée 6 dB au-dessus, cela conduit à respecter sans intervenir -14 dBu à ce point de mesure : on admet 4 dB de surcharge au galva avant de le déconnecter.

Attention : C₃₂ ne doit pas être supérieur à 1 μ F (ne pas se dire "j'ai un 4,7 μ F, ça va passer"), sous peine de non fonctionnement du système à très basse fréquence, pleine échelle : la protection battrait vers 10 Hz. Par ailleurs, rappelons qu'au-delà de 200 kHz environ, la protection précise n'est plus garantie et cela est dû à la bande passante du redresseur IC₄. Franchement, ce n'est pas dramatique.

Câblage

La **figure 8** trace les liaisons à effectuer entre cartes et commandes. On s'inspirera des pho-

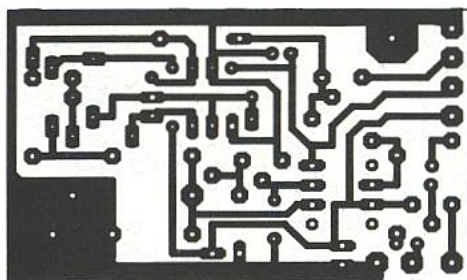


Figure 7 a.

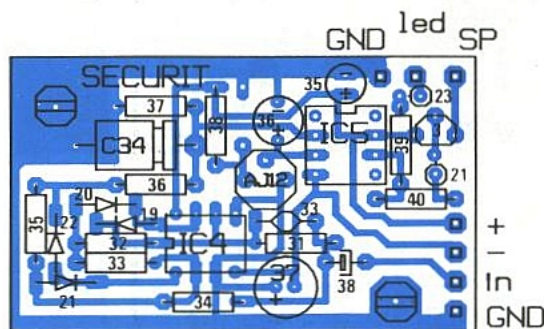


Figure 7 b.

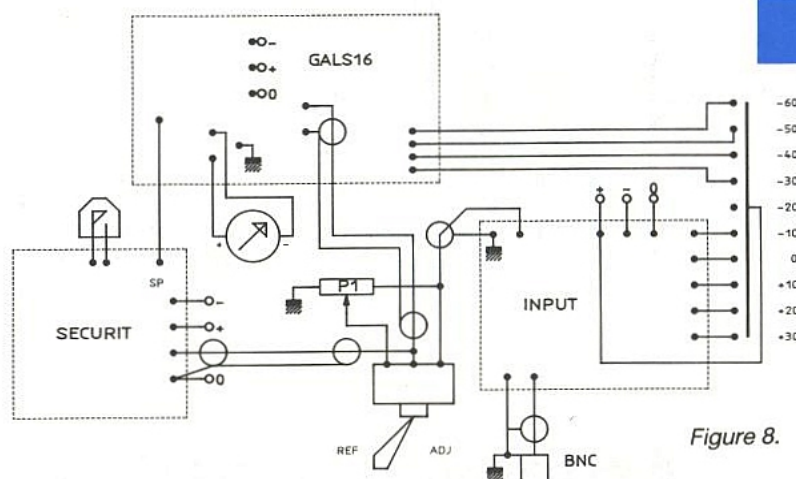


Figure 8.

tographies pour l'emplacement des sorties à pratiquer dans les boîtes.

Conclusion provisoire

Faute de place, nous verrons les procédures de réglages et la liste des composants nécessaires à la réalisation de cette étude dans notre prochain numéro.

Nous aborderons par la même occasion quelques petits problèmes de mécanique, sujet en général rébarbatif mais néanmoins obligatoire tant sur le plan esthétique que celui d'un bon fonctionnement de l'électronique. Enfin, nous vous donnerons un tableau permettant de réétalonner votre galvanomètre ainsi qu'un schéma à reprendre à l'échelle pour vous éviter ce travail fastidieux.

En attendant bonne lecture.

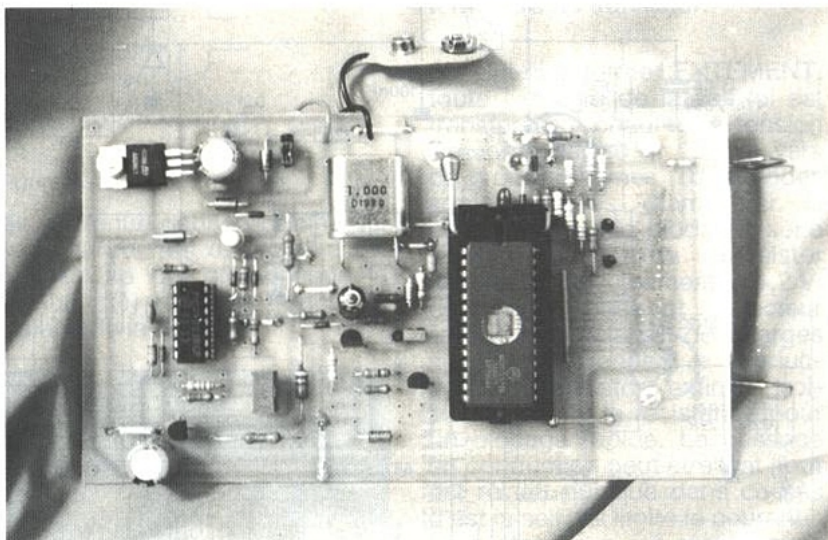
J. ALARY

Un programmeur simple de 68705P3

Le développement d'applications autour de ce monochip passe obligatoirement par la programmation d'une EPROM.

La note d'application de Motorola est très claire à ce sujet. Dans un précédent numéro, un adaptateur pour ce programmeur évitait la programmation de celle-ci, le temps nécessaire à la programmation était plus réduit mais l'ensemble restait encore un peu lourd...

Dans cette nouvelle version, il n'est plus nécessaire d'avoir de mémoire intermédiaire, un PC muni d'une sortie imprimante est seulement nécessaire. Elle permet de vérifier la virginité du monochip, et peut être utilisée comme mini-système de développement. Équipée d'une alimentation à découpage, elle ne nécessite plus d'alimentation supplémentaire.



Le 68705P3 02A47E uniquement ?

La création de ce programmeur a été rendue possible grâce à une spécificité du logiciel de programmation inclus dans le 68705. La source de ce logiciel n'est pas fournie par Motorola (l'auteur ne l'a pas vu en tout cas), mais il a été possible de l'analyser en programmant le monochip pour qu'il effectue un vidage mémoire de cette partie (un dump !). La particularité réside dans un test de l'entrée INT. Bien évidemment comme aucun document du constructeur ne garantit la pérennité de ce test... Enfin ce logiciel est en ROM, il faudrait refaire le masque qui donne toute satisfaction depuis sa création en 1982. Le masque en question porte la référence 02A47E et l'auteur n'en a pas vu d'autre à ce jour... Cette mise en garde était nécessaire. L'analyse du code d'autres MONOCHIPS de la même famille n'ayant pas été faite, nous restons sur le P3 pour l'instant. Cette réalisation est un prototype, elle n'est en aucune façon tirée d'une note d'application, ou d'un pot pourri de...

En marge une autre remarque revient souvent, pourquoi le P3 uniquement, et ne pas évoluer vers d'autres versions comme le 68HC11 ? A cela plusieurs raisons, le coût du P3 est faible

comme par hasard..., de plus, par expérience, le temps de développement du programme, le nombre d'erreurs etc. croît très rapidement avec la taille de celui-ci. Les objectifs sont de remplacer les montages simples par un monochip avec la possibilité d'extensions par le logiciel, de simuler un composant introuvable ou de coût supérieur, de contrôler la pérennité du produit, certains constructeurs ayant la fâcheuse habitude de réduire la durée de vie de leurs composants.

LE SCHÉMA

Pour mieux comprendre le principe de fonctionnement, il est souhaitable de disposer du schéma Motorola qui a été reproduit dans le numéro 520. Durant sa transcription des petites erreurs se sont glissées, et des lecteurs perspicaces les ont trouvées, bravo. L'une est autour du compteur, l'autre concerne une résistance qui ne sert à rien telle qu'elle est placée.

ERP c'est aussi ludique non ? Le schéma est en **figure 1**, mais vous l'avez déjà certainement analysé... Enfin reprenons par le début. Le port Centronics de l'imprimante contrôle la carte, il est représenté à droite du sché-

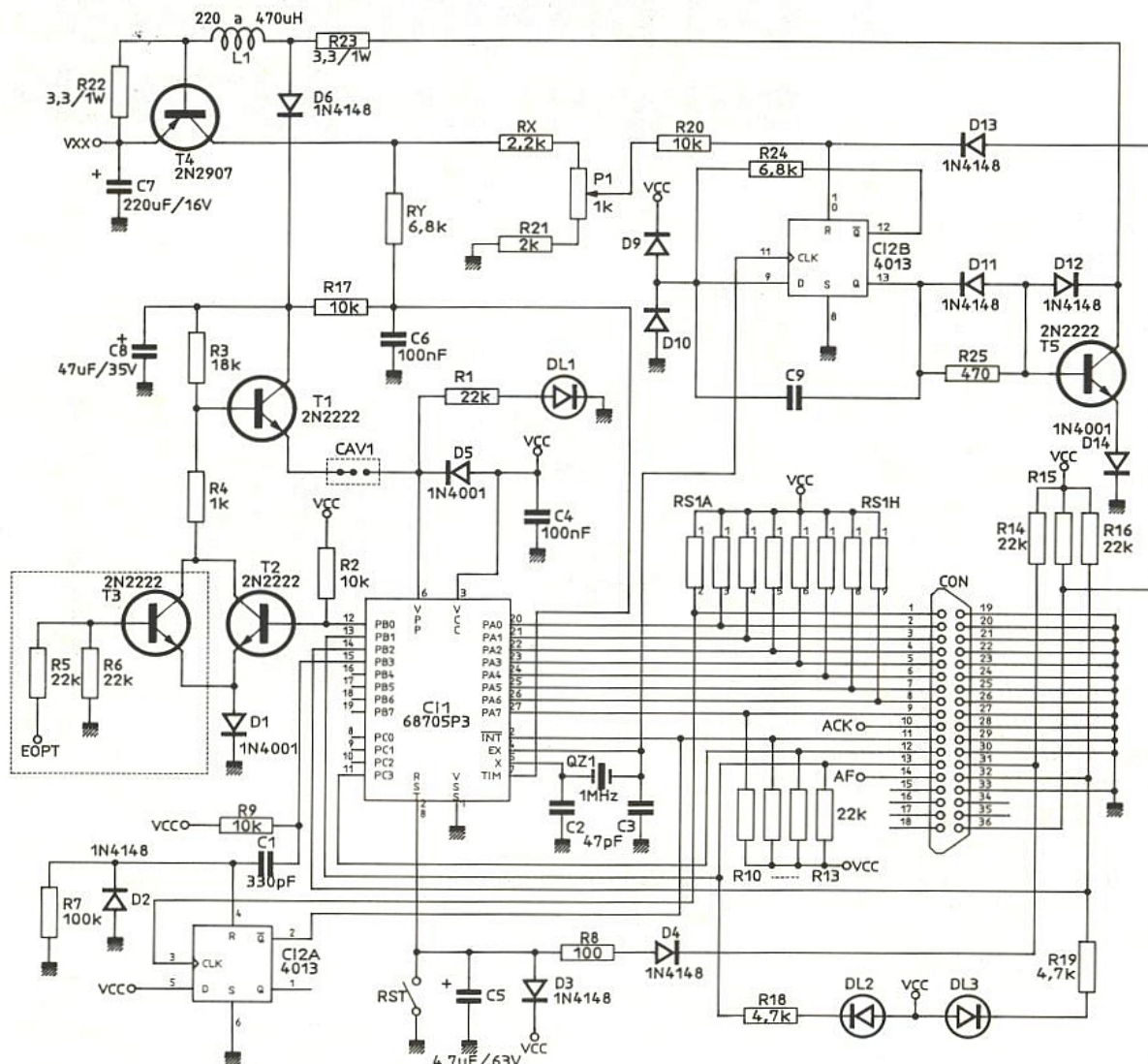


Figure 1.

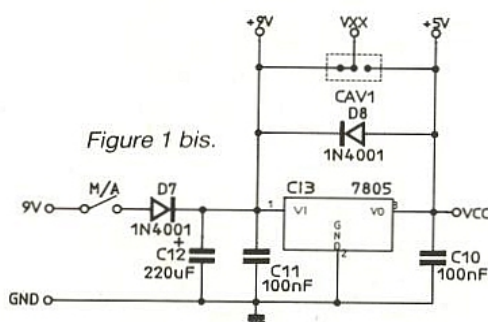


Figure 1 bis.

ma. Le monochip reçoit les données par le bus Centronics, celui-ci ne fonctionne qu'en SORTIE, elles sont appliquées sur le port A. Quatre lignes de sortie du PC contrôlent la carte, l'ancienne dénomination a été conservée. Strobe sur un front montant indique qu'une nouvelle donnée est présente sur le bus. Auto n'a pas été utilisée (extension), Init contrôle la remise à zéro du mono-

chip, un interrupteur sur la carte assure une sécurité supplémentaire. Enfin Sltcin contrôle la mise en route de l'alimentation à découpage chargée de fournir la tension de programmation.

En entrée seulement quatre lignes sur cinq sont utilisées, la ligne ACK ne sert pas, elle assure, en restant à un, une protection contre les conflits de logiciels en bloquant la sortie de caractères des logiciels autres que le nôtre. L'entrée erreur indique que à 0 une vérification effectuée avec succès du programme; l'entrée Sltc indique que la programmation a été terminée et que le monochip va effectuer une vérification. PC3 a été connectée sur PE pour servir de "sonde logicielle" si la carte est utilisée en développement (extension future...). Les LED haute luminosité (donc à faible courant) renvoient une indication visuelle supplémentaire.

La gestion des transferts des données

Afin d'illustrer ce propos, un chronogramme est donné à la figure 2. Pour assurer un temps

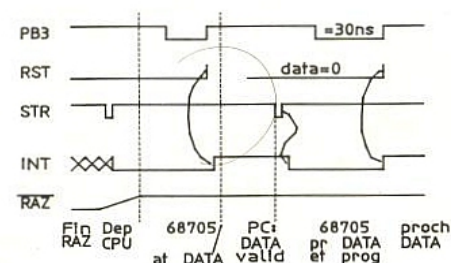


Figure 2.

de programmation correcte, le monochip est cadencé avec un quartz de 1 MHz (notice Motorola). La sortie PB3, à l'origine (cf numéro 520), sert de signal d'horloge au compteur d'adresses. La particularité du logiciel

qui a permis la réalisation de ce programmeur réside ici. Le logiciel met à 1 cette sortie puis teste l'état de l'entrée INT. Tant que celle-ci est à 1 il attend, dès qu'elle passe à 0 il va lire la donnée présente sur le PORTA, fait tomber PB3, et programme l'octet si celui-ci est différent de 0 ; dans le cas contraire, il revient dans cette boucle pour programmer le suivant (il a bien évidemment testé s'il ne s'agissait pas du dernier octet à programmer). Un test de virginité effectue une programmation de la mémoire à ZERO, rien est programmé puisque dans ce monochip l'état effacé des cellules correspond à 0. Une vérification valide indique un monochip vierge.

Revenons à nos moutons... Dès que PB3 passe à 1, il envoie une impulsion sur l'entrée reset de la bascule (4013), Q inv. fait passer à 1 l'entrée de INT, et par le signal BUSY prévient le PC qu'il doit fournir une donnée. Le monochip ayant son entrée INT à 1 attend, le PC met la donnée sur le bus, et envoie une impulsion négative par strobe. Le front montant de cette impulsion (négative !) remet à 0 l'entrée INT, le monochip prend la donnée et la programme si... et on recommence. Le logiciel envoie tous les octets, il sont programmés, puis il renvoie une deuxième fois ces mêmes octets pour une vérification. En cas de disparité entre ces deux passes, (impulsion manquante...) la LED "vérifier" ne s'allume pas...

L'alimentation à découpage

Un peu d'analogique pour se distraire.

Nous avons utilisé un demi 4013 pour la gestion du flux, l'autre moitié sert à la réalisation d'une alimentation à découpage destinée à fournir les tensions nécessaires à la programmation. Il existe deux versions, nous allons étudier la plus simple en composants, puis nous verrons l'avantage de la seconde... Dans cette première version la capacité n'est pas montée entre la sortie Q et l'entrée D, il en va de même pour les 2 diodes.

La résistance montée entre Q inverse et D est remplacée par un court-circuit. Cette alimentation doit être capable de fournir 21 Volts sous 30 mA maximum (doc Motorola : consommation du Vpp en programmation), ainsi que 12 volts sous un courant nul (ou presque)... Dans cette configuration la bascule est montée en diviseur par 2, elle utilise

l'horloge du quartz (1 MHz). La fréquence étant faible, la capacité parasite ramenée à la sortie Extal ne gêne pas le quartz (plutôt le contraire puisqu'elle participe à la charge !). Lorsque Q passe à 1, le transistor conduit, un courant croît dans la self, comme le montre le chronogramme de la **figure 3**. Au moment où Q passe à 0, l'énergie

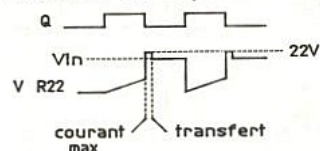


Figure 3.

contenue dans la bobine est égale au courant de la self à cet INSTANT à qui on applique la formule (1) donnée dans le tableau de la **figure 4**.

$$E = (1/2) L I^2 \quad (1)$$

$$P = V I \quad (2)$$

$$E = P T \quad (3)$$

$$\Delta + T = L \Delta I \quad (4)$$

$$(1/2) L I_m^2 = V I_c T \quad (5)$$

Dans le montage
 $2 \times \Delta T = T$

Formule pour le calcul de L.

Figure 4.

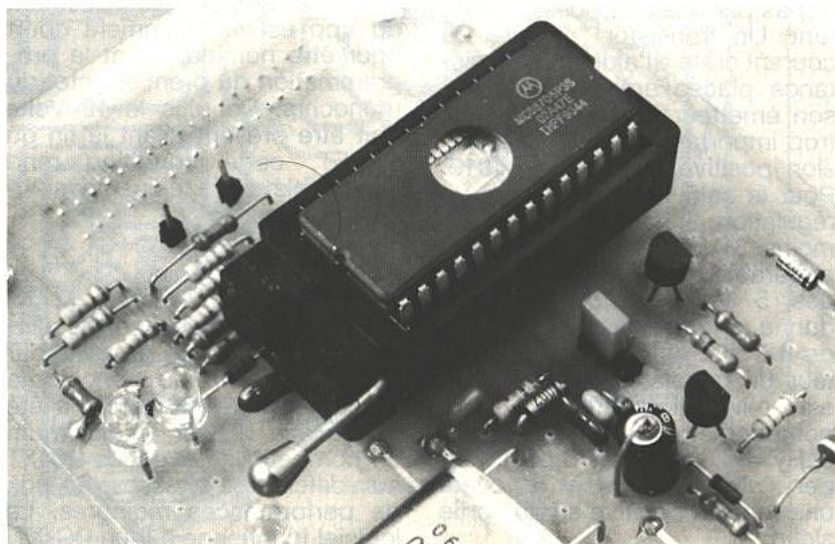
Lorsque Q passe à 0 (suite), le transistor ne laisse plus passer de courant, le courant dans une self ne pouvant passer instantanément de I_{max} à 0, une surtension apparaît à ses bornes et dès que cette tension est supé-

rieure à la tension aux bornes de la capacité de récupération, la diode devient passante et l'énergie est transférée à la capacité. Durant la période complète, il faut que le bilan énergétique permette L, I_{max}... Pour notre exemple, L doit valoir 12 µH et I_{max} environ 200 mA. Il faut maintenant parler des pertes, le point le plus critique se situe à la fermeture du transistor.

Si celui-ci se ferme LENTEMENT, toute l'énergie de la self lui est transférée, il chauffe, la tension de sortie baisse et l'on va vers de gros problèmes. Trois diodes sont chargées d'améliorer la commutation. La diode en série sur l'émetteur du transistor assure un basculement à 1,2 V, celle entre base et collecteur évite l'accumulation de charges sur la base pendant la conduction du transistor, enfin la troisième shunte la résistance pour un blocage rapide. Le passage en conduction peut être lent (tout est relatif) puisque dans ce cas c'est la self qui limite le courant. Le prototype a été réalisé avec des composants "classiques" afin qu'il soit facilement reproductible, nous verrons au moment du montage les performances obtenues.

La régulation

La tension fournie doit être constante même avec une charge minimale, or à chaque période une quantité constante d'énergie est transférée à la charge ; si durant la même période, cette énergie n'est pas dissipée, la tension croît. La régulation consiste tout simplement à bloquer la sortie Q à 0 dès que la tension de sortie dépasse un seuil maximum. Les CMOS (4013) ont un point de bascule-



ment qui se situe à $V_{cc}/2$. Le V_{cc} étant fournie par le régulateur 7805, on peut considérer ce point comme constant et égal à 2,5 Volts. Un diviseur de tension (qui fournit le 12 Volts nécessaire à l'entrée Tim (pour la mise en marche du logiciel de programmation) renvoie la tension de sortie sur l'entrée RST du 4013. Si la tension devient trop importante, RST fait basculer Q à 0, le découpage s'arrête. Il est à noter que ce basculement se produit après le transfert d'énergie, Q est donc déjà à 0, il n'y a pas de risque d'impulsion courte qui entraîne une dissipation du transistor (en fait il s'agit plutôt d'un blocage à 0 !).

Le calcul des résistances de la branche de régulation est simple. Le courant circulant dans celle-ci doit être très important par rapport au courant d'entrée Tim du monochip, puisqu'on utilise cette branche pour fournir les 12 V nécessaires. Prenons donc 1 mA (c'est important !). La tension de sortie étant de 22 Volts, la résistance totale sera de 22 k Ω . Pour obtenir 12 volts :

$22 - 12 = 10$, donc la première résistance sera de 10 k Ω , de l'autre côté l'entrée Rst sera à 2,5 volts, il faut 2,5 k Ω . Il suffit de mettre une résistance de 2 k Ω en série avec un potentiomètre de 1 k Ω , par exemple. Pour la résistance manquante, on complète à 22 k Ω , cette valeur est décomposée en 2, nous allons le voir dans le paragraphe protection de courant.

Protection de courant

Si pour une raison quelconque (absence du monochip par exemple) il n'y a pas d'horloge et que Q est à 1, le transistor de découpage peut passer de vie à trépas par une overdose de courant. Un transistor "mesure" le courant crête à l'aide d'une résistance placée entre sa base et son émetteur, si ce courant est trop important il envoie une tension positive qui reset le 4013. Pour le calcul de la branche de régulation, il faut appliquer au moins 3 Volts sur Rst et il est préférable de rester en-dessous des 5 Volts. Le schéma est donné pour une tension d'entrée de 9 Volts, en 5 Volts le collecteur du transistor de protection est relié directement sur le potentiomètre de réglage ($R_x = 0$, $R_y = 6,8$ k Ω). Le PC peut couper l'alimentation en envoyant une tension positive sur la sortie slctin.

La seconde version

Comme on a pu le constater dans cette description, les pertes viennent de la commutation du transistor.

L'horloge donne une fréquence de commutation de 500 kHz, de plus la self doit être de faible valeur et le courant important. En ajoutant la capacité C, la résistance R (et les 2 diodes), on transforme notre diviseur par deux en un oscillateur commandé par l'horloge (sic !). Le temps où Q est à 1 dépend de $T_o = RC$. Il est possible d'utiliser des bobines de plus grande valeur (200 - 300 μ H), d'avoir un courant I_{max} plus faible, moins de commutations, et un meilleur rendement.

Le commande du VPP

Le monochip commande le Vpp par l'intermédiaire des deux transistors connectés sur PB0. Si PB0 est à 1, il y a blocage du transistor et le Vpp est égal à 5 V environ. Un autre transistor (Topt) a été prévu, en option, si l'on souhaite un blocage électrique du VPP (par le PC par exemple). Enfin un cavalier assure un blocage efficace du 25 Volts ! Si la tension 12 Volts est appliquée à l'entrée Timer, puis que RAZ passe à 1, le monochip lance un cycle de programmation, même si l'entrée Vpp est à 5 V. Bien évidemment aucune programmation ne sera effectuée. Par ce biais il est possible de vérifier la conformité de la mémoire du monochip avec un fichier...

Il est à noter que PB0 est à un (muni de sa pull-up) quand il ne faut pas appliquer le Vpp, une solution simple consiste à relier au travers d'une diode PB0 et sa Pull-up à l'entrée Rst de la bascule, cette solution n'est possible que si le temps d'établissement du Vpp est suffisamment court pour être nominal avant la programmation du premier octet du monochip. De plus le 12 Volts doit être présent avant la fin du RESET, cette condition rend impossible cette élégante solution, dommage !

Le logiciel

La nécessité de suivre les diagrammes de temps produits par le logiciel intégré au monochip a rendu l'écriture difficile. Il a été conçu afin d'avoir le maximum de compatibilité avec les PC-XT aux différentes vitesses, au prix de performances moindres. Le logiciel fonctionne sur un PC-XT,

aucun test au moment de l'écriture de ces lignes n'a été fait sur un AT. Il offre des commandes qui sont résumées ici : le descriptif des commandes est affiché par le programme.

- Choix entre les deux adresses possibles du port d'imprimante.
- Arrêt du processeur.
- Status affiche l'état des entrées.
- Mise en marche de celui-ci sans le 25 Volts et le 12 Volts.
- Test de virginité (programme des 0).
- Programmation du monochip. Il demande le nom d'un fichier au format motorola.
- Le programme a été écrit en "C". Il est constitué d'une première partie contenant les procédures liées au hardware, puis les procédures d'analyse du fichier au format Motorola (S1/S9), et enfin du programme principal qui affiche et gère le menu. Une disquette contenant la source ainsi que l'exécutable sera disponible, se renseigner auprès de la rédaction. La source permettra une personnalisation, une analyse instructive ou bien une translation vers un autre langage. Aucune version BASIC n'est prévue par l'auteur, alors si le cœur vous en dit.

RÉALISATION

La réalisation, hormis la partie alimentation à découpage, ne comporte pas de difficulté. Pour ceux qui souhaitent réaliser leurs câbles, le tableau de la figure 5 donne la correspondance entre la sortie 25 points du PC et la prise Centronics. Pour l'alimentation à découpage, si on souhaite une réalisation identique au prototype, la première version doit

Figure 5.

D0	2	2	
D1	3	3	
D2	4	4	
D3	5	5	
D4	6	6	
D5	7	7	
D6	8	8	
D7	9	9	
masse	19	18	
masse	19	18	
masse	30	25	
masse	33		
strobe	1	1	
Auto	14	14	PC →
init	31	16	Printer
sltin	36	17	
Eprom	32	15	
slt	13	13	
Ack	10	10	Printer
Busy	11	11	→ PC
PE	12	12	

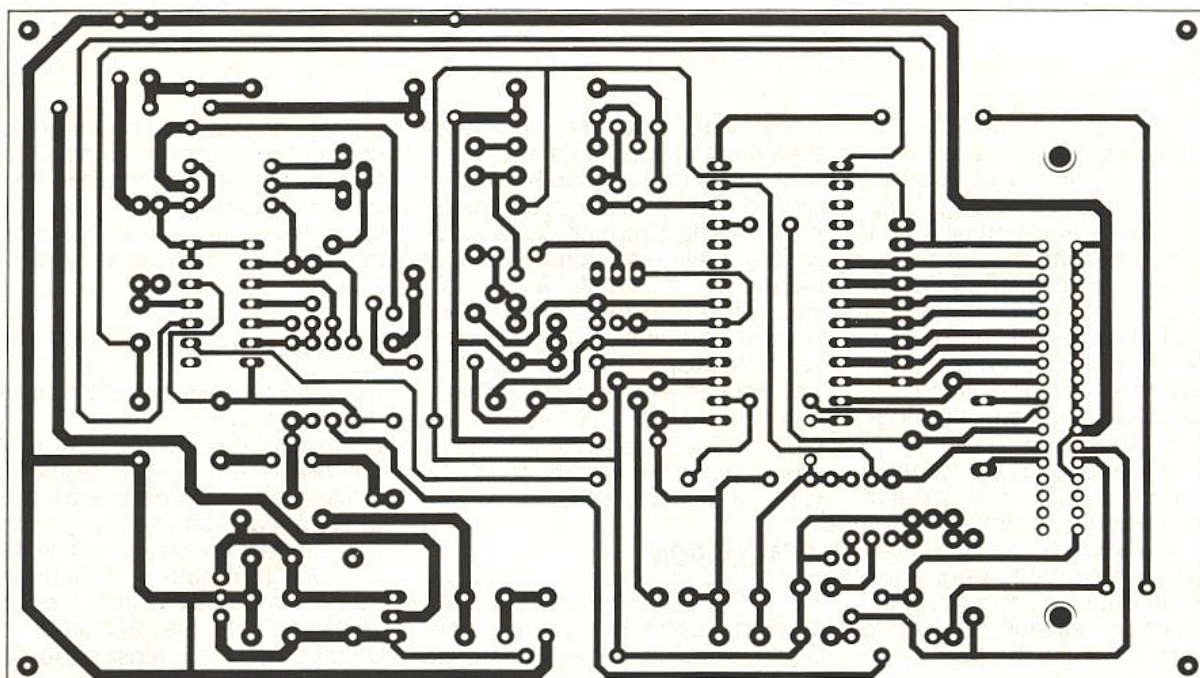


Figure 6.

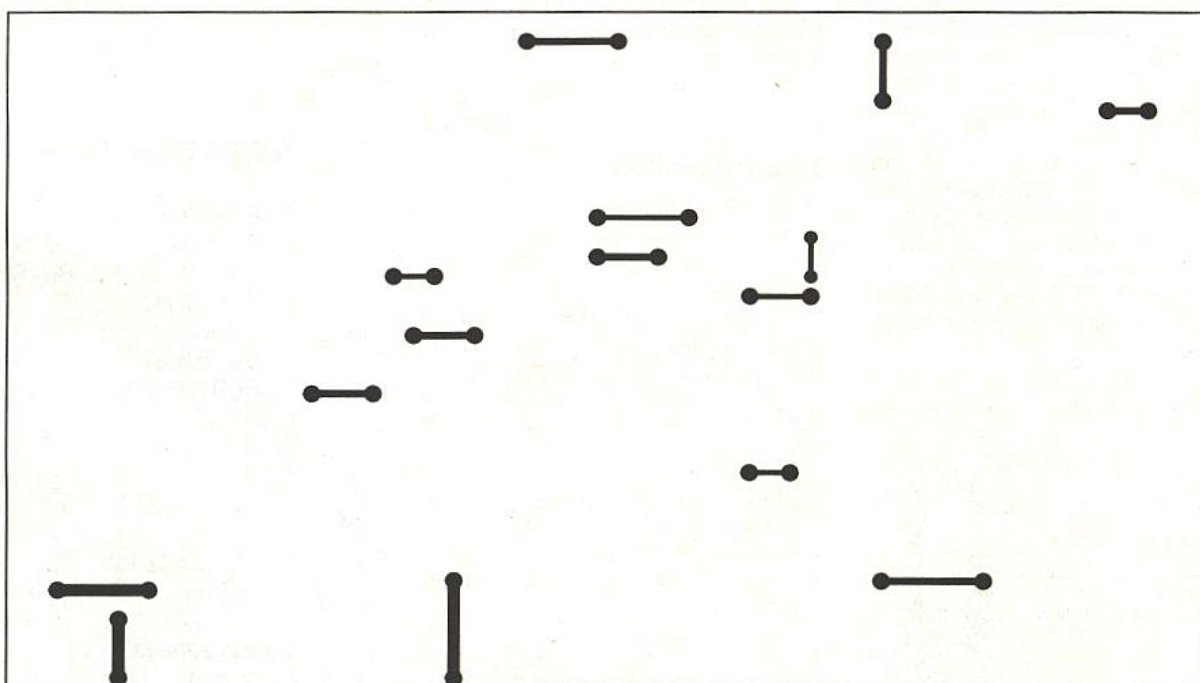


Figure 7.

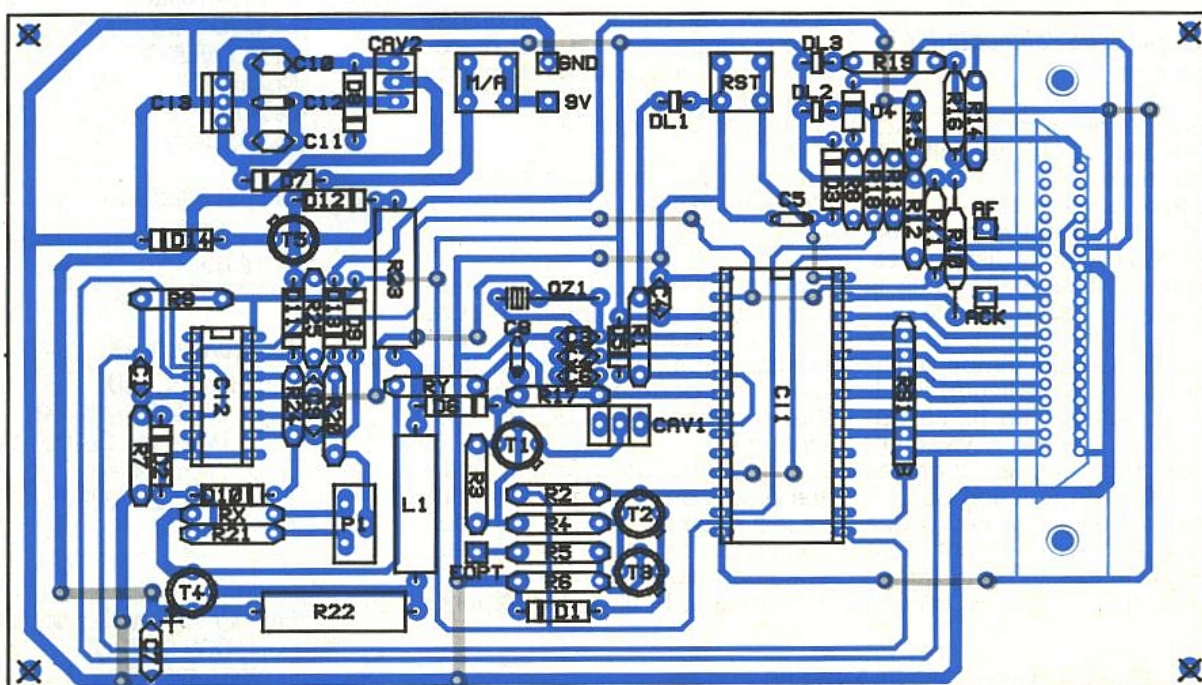
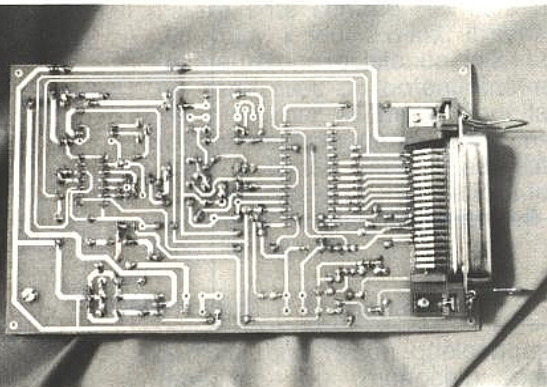


Figure 8.

être câblée ($L = 12 \mu\text{H}$, C, R et les 2 diodes ne sont pas montées, R est remplacée par un court-circuit, le cavalier 9 Volts est en place). Après avoir vérifié que le plus 5 Volts est "nominal", positionnez le cavalier afin d'isoler le Vpp de l'alimentation 21 Volts, bloquer la CPU en RESET, mettre un monochip en place.

Ne pas relier la carte au PC, la mettre sous tension, l'horloge doit arriver sur la bascule de l'alim. à découpage, la tension de sortie est égale à la tension d'entrée (9 Volts). Mettre l'entrée slct à la masse, régler la tension de sortie à 21,6 Volts pour compenser la chute de tension dans le transistor suiveur. Vérifier le comportement en charge de l'alimentation comme indiqué dans le chapitre suivant. Cette alim., sous 9 Volts, monte jusqu'à 27 Volts/27 mA environ. Sous 5 Volts elle n'arrive qu'à 18 Volts/18 mA. Couper l'alimentation, connectez la carte au PC par le câble imprimante, bloquer le CPU en reset, mettre le PC en marche, puis alimenter la carte. Vérifier qu'il n'y a pas de programme résident qui contrôle le port de sortie, lancer le programme PRGM70 et choisir dans le menu ce que vous souhaitez faire.



Mise au point de l'alimentation à découpage

Mettre une résistance de 1 k Ω en parallèle sur la capacité de récupération, elle simulera le monochip (environ 21 mA sous 21 Volts, 1/2 W environ), choisir en fonction des selfs disponibles, du rendement souhaité (plus la fréquence est basse, plus le rendement sera important), du taux d'ondulation et du temps d'établissement (les meilleurs résultats sont obtenus en haute fréquence !). Il est vivement conseillé d'utiliser les formules pour choisir, en fonction de L, F et I_{max}, sinon il est à prévoir que la protection en courant sera active... Une fois VÉRIFIÉ que le couple (λ 3) F, L, I_{max} est correct

pour déterminer la puissance maximale transmissible, il suffit d'ouvrir la branche de régulation (enlever la résistance de 10 k Ω reliée sur la capacité de récupération). L'alimentation donnera la puissance maximale à la charge... élevée la tension de sortie au carré, vous avez la puissance (en mW) disponible pour la charge. Pour améliorer le rendement, des diodes et des transistors plus rapides peuvent être utilisés, à proscrire les 1N 400X... à la place des 1N 4148.

CONCLUSION

Ce mini-programmateur, ECAL version DEMO, et une lampe UV constituent un mini-système de développement qui pourra prendre place à côté de votre PC. L'alimentation à découpage décrite en long, en large, et en travers, pourra facilement servir à d'autres applications.

X. Fenard

La prise centronic

Pour simplifier le cuivre, elle a été placée sous la carte. Une photo donne le détail du montage.

A l'achat il faut choisir une prise démontable puisque pour pouvoir la souder il faut supprimer la partie centrale de l'embase, et ne garder que les deux parties en L.

Compte tenues des contraintes mécaniques qu'elle subit, il est impératif qu'elle soit fixée mécaniquement sur la carte.

Placer la prise sur la carte, puis percer les 2 trous de fixation, ensuite supprimer la partie centrale de l'embase, puis remplacer la prise qui tient par les 2 parties en L, visser solidement l'ensemble.

Les picots n'étant plus guidés par la partie centrale, leur placement dans les 36 trous demande plus de temps...

Il est impératif que le cuivre soit net, sans graisse ni oxyde, puisqu'il ne sera pas permis de "rater" une soudure.

Pour la soudure il faut commencer par les points intérieurs. Les picots de la prise sortent du côté composants, c'est par ce côté qu'on les porte à la température de soudage avec un fer bien chaud.

Le fil d'étain, en passant entre les picots de la rangée extérieure, est posé sur le picot à soudé. Si la carte est tenue par un étau, à 45 degrés, le fer chauffant par le dessous, le fil d'étain amené

par le dessus, le soudage du connecteur prend moins de temps que celui nécessaire à lire ce paragraphe !

La rangée extérieure ne pose pas de difficulté particulière pour le soudage.

Résultats des tests

Deux prototypes ont été réalisés dans la version d'origine.

Le montage a été alimenté par un adaptateur réglé sous 12 Volts. Cette tension a été appliquée à l'alimentation à découpage (strap en position 9 Volts). Le programmeur fonctionne correctement avec une self de 12 à 470 μH ; le transistor de découpage T₅, ainsi que les résistances R₂₂ et R₂₃ restent "froids", d'ailleurs des 1/2 W ont été montées, leur rôle étant plus orienté vers une utilisation en fusible...

Nomenclature

Résistances

P₁, R₄ : 1 k Ω
R_{S1}, R₁, R₅, R₆, R₁₀, R₁₁, R₁₂, R₁₃, R₁₄, R₁₅, R₁₆ : 22 k Ω
R_x : 2,2 k Ω
R₂₄, R_y : 6,8 k Ω
R₂, R₉, R₁₇, R₂₀ : 10 k Ω
R₃ : 18 k Ω
R₇ : 100 k Ω
R₈ : 100 Ω
R₁₈, R₁₉ : 4,7 k Ω
R₂₁ : 2 k Ω
R₂₂, R₂₃ : 3,3 Ω /1 W
R₂₅ : 470 Ω

Condensateurs

C₁ : 330 pF
C₂ : 47 pF
C₃ : non monté
C₄, C₆, C₁₀, C₁₁ : 100 nF
C₅ : 4,7 μF /63 V
C₇, C₁₂ : 220 μF /16 V
C₈ : 47 μF /35 V
C₉ : Voir texte

Circuits intégrés

IC₁ : 68705P3
IC₂ : 4013
IC₃ : 7805

Semiconducteurs

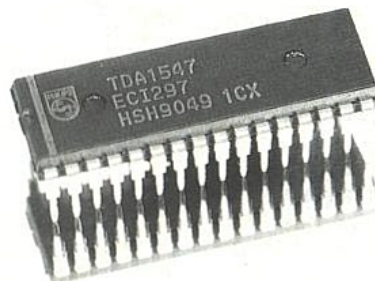
DL₁, DL₂, DL₃ : LED
D₁, D₅, D₇, D₈, D₁₄ : 1N 4001
D₂, D₃, D₄, D₆, D₁₁, D₁₂, D₁₃ : 1N 4148
D₉, D₁₀ : non montées
T₁, T₂, T₃, T₅ : 2N 2222
T₄ : 2N 2907

Divers

CAV₁, CAV₂ : Cavaliers de configuration
CON : CON CENT 36 F
L₁ : 220 à 470 μH
RST, M/A : INT

Les CANs DELTA-SIGMA

Dans notre précédent numéro, nous avons abordé les principes de fonctionnement des convertisseurs analogiques-numériques $\Delta-\Sigma$ et mis en exergue leurs principales caractéristiques. Nous poursuivons dans le présent numéro cet exposé avec les principaux critères de conception relatifs à ces circuits qui notamment trouvent aujourd'hui un domaine d'applications privilégié dans l'audio numérique.



La conception :

La **figure 7** du précédent numéro représentait le schéma bloc du modulateur. La contre-réaction pondérée par le coefficient b permet d'obtenir les pôles conjugués de la fonction de transfert. L'entrée analogique est représentée par x et la sortie numérique 1 bit par y . Les coefficients a_1 à a_4 sont nécessaires pour stabiliser le montage.

Un des 4 coefficients est choisi arbitrairement et les 3 autres permettent de positionner les zéros du filtre. Les effets de ces réglages sur le fonctionnement du modulateur ne sont pas faciles à prévoir. Plus le rapport a_1/a_4 sera élevé, plus le circuit sera stable.

Stabilité :

Comme il a été indiqué plus haut, les faibles valeurs du "gain effectif" du CAN (le comparateur dans notre cas) G peuvent conduire à une instabilité. Du fait que le niveau de sortie du comparateur est fixe et que celui de l'intégrateur dans la phase d'instabilité est susceptible de croître, la détermination de G par des critères linéaires conduira à des valeurs trop faibles. De la même manière, il faut s'attendre à une instabilité pour les fortes valeurs du signal d'entrée car dans ce cas le gain devient faible. Les simulations et les maquettes d'essais ont confirmé ces phénomènes.

Fort heureusement des plages de stabilité existent. La stratégie adoptée pour la conception des modulateurs est de positionner les points de fonctionnement normaux dans les plages de stabilité. En pratique, le circuit de RESET n'est jamais utilisé en dehors de la mise sous tension (phase pendant laquelle le filtre du modulateur peut se trouver dans un état instable) et durant les phases où le signal d'entrée est trop élevé, c'est-à-dire lorsqu'il dépasse la pleine échelle. Dans ce cas la sortie numérique est saturée et occasionne des RESETS sans conséquence pour le modulateur. Lorsque l'entrée renvoie à un niveau inférieur à la pleine échelle, la dernière phase de RESET laisse le modulateur dans un état stable.

Réponse spectrale :

Les simulations du modulateur ont permis d'obtenir les résultats indiqués **figures 8 et 9**.

Une sinusoïde proche du DC permet de visualiser la dynamique et le plancher de bruit du modulateur. On remarquera sur la **figure 9** la position des paires de zéros conjugués de la fonction de transfert du bruit de quantification. Ils sont situés au DC et à 204,8. Ceci permet d'élargir la zone pour laquelle le bruit est atténué. Sur la **figure 8**

est mis en évidence la réjection du bruit BF. Nous voyons donc que le filtre numérique derrière le modulateur devra filtrer les fréquences hautes à partir de 256. Le suréchantillonnage est dans le rapport $16\,384/256 = 64$. Analog Devices propose par exemple l'AD 1879 en CAN $\Delta-\Sigma$ 18 bits pour les fréquences audio avec un modulateur du 5^e ordre ayant une réponse spectrale vis-à-vis du bruit de quantification indiquée **figure 10**.

On remarquera ici la position des zéros à 12 kHz et à 20 kHz pour lesquels le niveau de bruit sera minimum. Le rapport signal sur bruit obtenu avec ce 18 bits est donné à 104 dB et la THD à -100 dB.

FILTRE NUMÉRIQUE :

Le filtre numérique suivant le modulateur affecte le rapport résolution/bande passante. Les pentes de filtrage les plus raides et les atténuations en bande atténuée les plus grandes conduisent à une meilleure réjection du bruit de quantification. Les filtres numériques permettent de réaliser des filtrages à phase linéaire. De plus les structures FIR (filtre à réponse impulsionnelle finie) offrent la possibilité de réduire le débit numérique en sortie lorsqu'on les utilise en décimateur. L'antialiasing autorisant la décimation est également intégré dans le FIR.

Bien que le convertisseur Delta-Sigma suréchantillonne le signal à haute fréquence, il délivre tout de même en sortie un signal de très grande résolution à un débit basse fréquence. ($f_s = 6,144$ MHz sur 1 bit à l'entrée et 48 k mots de 16 bits/s en sortie). Quel que soit le facteur de réduction de la fréquence d'échantillonnage, le bruit obtenu par le modulateur et donc la dynamique analogique resteront inchangés. Certains constructeurs comme CRYSTAL avec les CS 5323 et CS 5322 proposent des convertisseurs en deux composants. Un pour le modulateur Delta-Sigma et un pour le filtre numérique. Nous trouvons également de plus en plus de filtre numérique décimateur en composants intégrés. BURR BROWN et HARRIS présentent aujourd'hui ce genre de circuit. Le spectre en sortie du modulateur représenté **figure 10** aura l'allure de celui représenté **figure 11** en sortie de filtrage numérique.

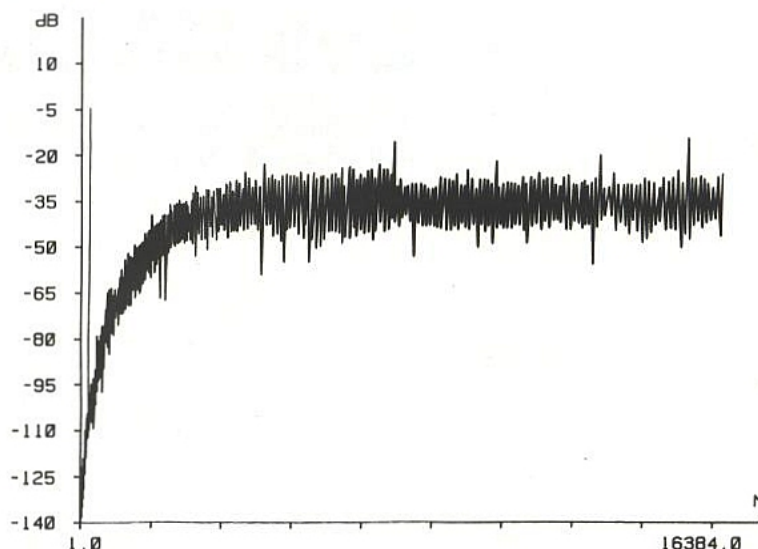


Figure 8 : Bruit de quantification du modulateur du DC à $f_{\text{échantillonnage}}/2$.

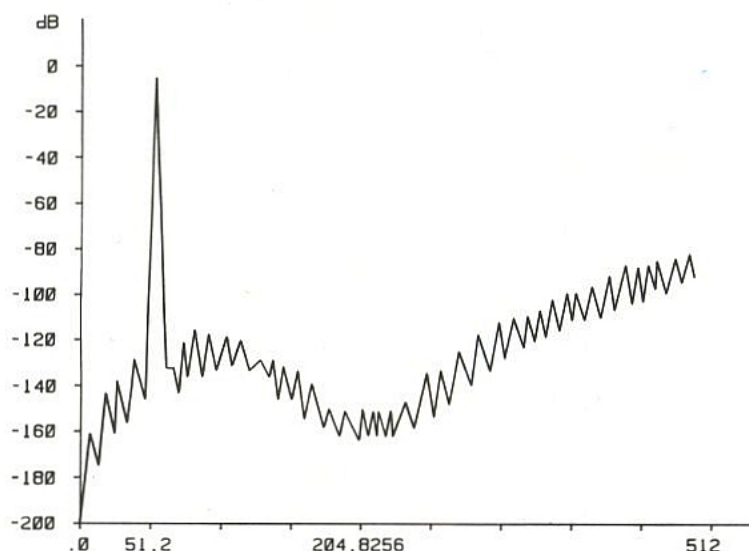


Figure 9 : Grossissement de la figure 8 sur les basses fréquences.

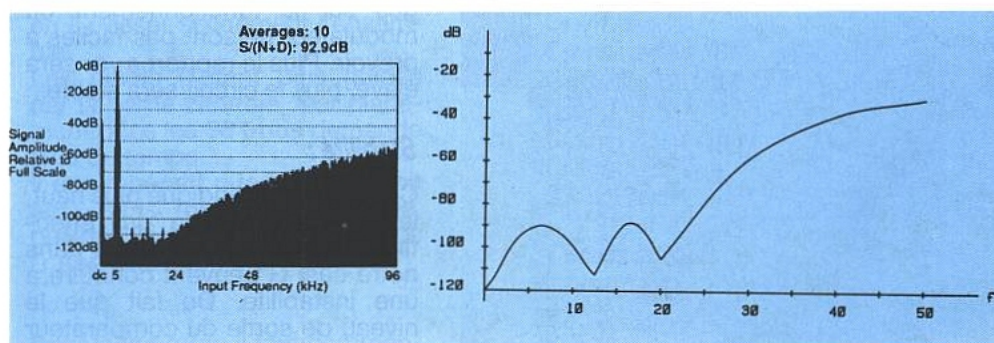


Figure 10 : FFT sur 16 834 points obtenue à la sortie d'un modulateur Delta-Sigma.

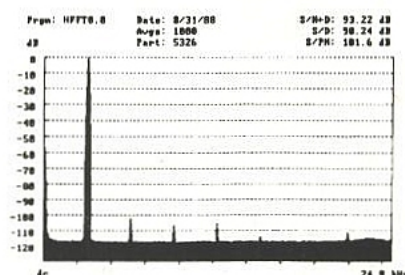


Figure 11 : Spectre en sortie de filtrage numérique.

En général, les filtres numériques incorporés aux CAN Delta-Sigma sont réalisés en plusieurs étages de manière à délivrer des cadences de décimation intermédiaires. Bien qu'étant très performants, les filtres IIR (à réponse impulsionnelle infinie) ne sont pas utilisés car leur phase est non linéaire et leur stabilité conditionnelle. La structure des filtres FIR et IIR est donnée à titre d'exemple **figure 12**.

Le but du filtrage numérique est multiple. Il permet de réaliser l'antialiasing qui autorisera par la suite la décimation, de "décimer" pour réduire le débit en sortie du CAN et d'augmenter la résolution de représentation du signal. De 1 bit à l'entrée on passera à 16, 18, 20, 22, 24 bits en sortie. Les filtres numériques implémentés aujourd'hui dans ces convertisseurs présentent 2 ou 3 étages de filtrage et décimation. Un exemple est donné **figure 13**. Cette structure est celle utilisée dans le CS 5324 de CRYSTAL.

De manière à laisser l'utilisateur choisir son filtrage en fonction de son application, les filtres FIR2 et FIR3 sont implantés sur un composant extérieur au CAN. FIR1 est un filtre du 29^e ordre à phase linéaire incorporant une décimation par 8. Les coefficients de ce filtre sont donnés **tableau 1**. Sa réponse en fréquence est donnée **figure 14**.

Tableau 1

$X(z) = \sum_{n=0}^{28} h(n+1)z^{-n}$		
Coefficient		Valeur
$h(1) = h(29)$		1,00
$h(2) = h(28)$		4,00
$h(3) = h(27)$		10,00
$h(4) = h(26)$		20,00
$h(5) = h(25)$		35,00
$h(6) = h(24)$		56,00
$h(7) = h(23)$		84,00
$h(8) = h(22)$		120,00
$h(9) = h(21)$		161,00
$h(10) = h(20)$		204,00
$h(11) = h(19)$		246,00
$h(12) = h(18)$		284,00
$h(13) = h(17)$		315,00
$h(14) = h(16)$		336,00
$h(15) =$		344,00

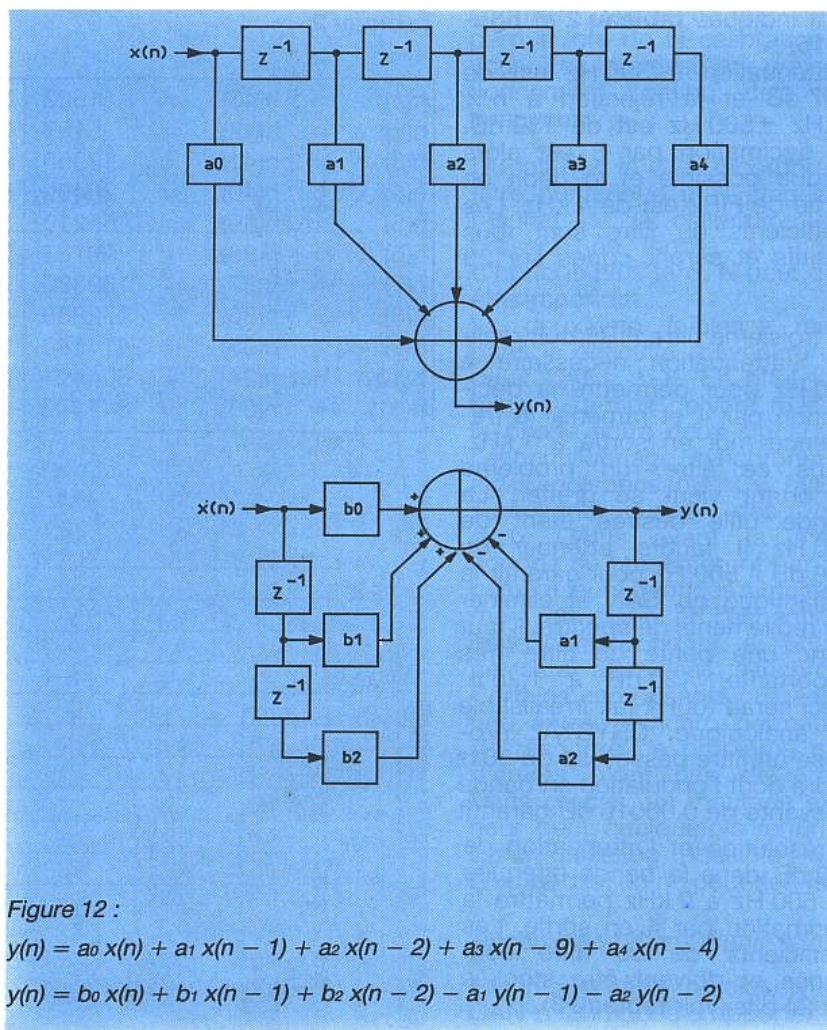


Figure 12 :

$$y(n) = a_0 x(n) + a_1 x(n-1) + a_2 x(n-2) + a_3 x(n-9) + a_4 x(n-4)$$

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + b_2 x(n-2) - a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2)$$



Figure 13

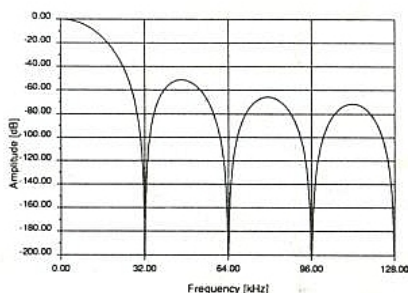


Figure 14 : Réponse en fréquence associée aux coefficients du tableau 1.

Ce filtre présente une atténuation continuellement croissante dans la bande passante. A 500 Hz elle est de 0,0137 dB. A $n \times 32 \text{ kHz} \pm 500 \text{ Hz}$ l'atténuation est de 147 dB et rejette les repliements. La décimation par 8 est donc rendue possible et le débit en sortie tombe à 32 kHz. Les données en sortie sont sur 12 bits.

Les coefficients de FIR1 sont définis en interne sur 9 bits. Les opérations de multiplications et d'additions du FIR augmentent la résolution du signal. CRYSTAL propose ensuite pour la réalisation du FIR2 un filtre du 43^e ordre. Les coefficients et la réponse en fréquence de ce filtre

sont indiqués **tableau 2** et **figure 15**.

L'atténuation à 500 Hz est de 1,47 dB et la réjection à $n \times 4 \text{ kHz} \pm 500 \text{ Hz}$ est de 132 dB. La décimation par 8 est alors rendue possible et le débit en sortie de FIR2 est de 4 kHz. Les coefficients du filtre sont tous positifs et seront codés sur 23 bits.

Le troisième filtre FIR3 doit réaliser l'atténuation nécessaire à 500 Hz pour permettre la décimation par 4 et ramener la fréquence mot en sortie à 1 kHz. Dans ce filtre, un problème important vient se greffer. La bande utile désirée étant de 400 Hz il faudra atténuer de 130 dB à 500 Hz pour garantir la dynamique du CAN et éliminer les repliements de spectre. Il faut donc une pente de filtre très importante, 130 dB à 1,25 f_c . Ceci serait tout à fait irréalisable en analogique. CRYSTAL propose un filtre passe-bas du 301^e ordre dont l'ondulation en bande passante de 0.00016 dB garantit la résolution et l'atténuation de 130 dB dans la bande atténuée de 500 Hz à 2 kHz permettra la décimation par 4 en sortie. Les coefficients de ce filtre sont signés et doivent être stockés sur 24 bits (voir **tableau 3**).

La réponse en fréquence est donnée **figure 16**.

Un tel filtre pose quelques problèmes de réalisation car le calcul des 301 multiplications du signal par les coefficients et les 301 additions de résultats doivent être réalisées en temps réel c'est-à-dire entre deux échantillons d'entrée. La fréquence mot à l'entrée étant de 4 kHz, tous les calculs doivent être réalisés en 250 μs .

Pour éviter une cascade de composants les filtres 1, 2 et 3 ou 2 et 3 devront être intégrés sur la même puce et la puissance de calcul doit alors être décuplée.

Lorsque de très grandes résolutions et dynamiques sont souhaitées, les caractéristiques des filtres numériques deviennent tout à fait impressionnantes.

Les faiblesses des CAN $\Delta-\Sigma$:

Ces convertisseurs aux performances dynamiques exceptionnelles présentent certaines faiblesses quelquefois gênantes. La première est leur offset très important. Dans certains CANs l'offset est compensé en interne par un système d'autocalibration, mais attention, il ne faut pas perdre de vue qu'alors un certain

Tableau 2

h(1)	=	h(43)	=	1623	h(12)	=	h(32)	=	1143595
h(2)	=	h(42)	=	5137	h(13)	=	h(31)	=	1494661
h(3)	=	h(41)	=	12950	h(14)	=	h(30)	=	1889251
h(4)	=	h(40)	=	28499	h(15)	=	h(29)	=	2315005
h(5)	=	h(39)	=	55210	h(16)	=	h(28)	=	2752059
h(6)	=	h(38)	=	99783	h(17)	=	h(27)	=	3185947
h(7)	=	h(37)	=	169332	h(18)	=	h(26)	=	3584677
h(8)	=	h(36)	=	272838	h(19)	=	h(25)	=	3926472
h(9)	=	h(35)	=	414146	h(20)	=	h(24)	=	4191616
h(10)	=	h(34)	=	604491	h(21)	=	h(23)	=	4354400
h(11)	=	h(33)	=	847470	h(22)	=		=	4410541

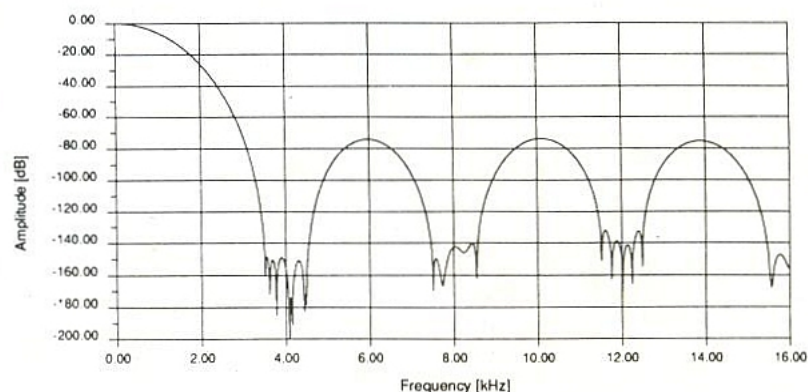


Figure 15 : Réponse en fréquence associée aux coefficients du tableau 2.

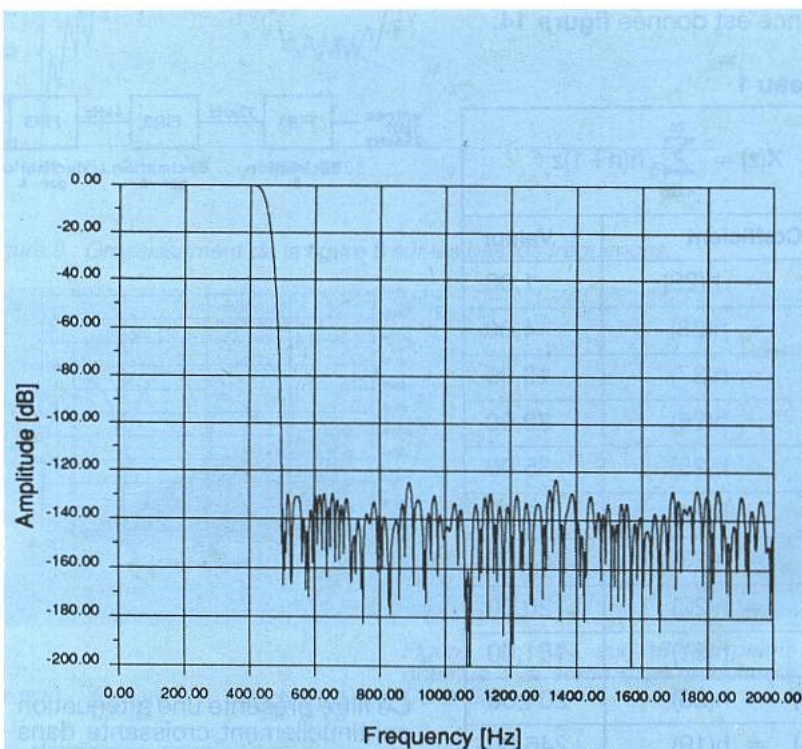


Figure 16 : Réponse en fréquence associée aux coefficients du tableau 3.

Tableau 3 : FIR du 301^e ordre.

h(1) = h(301) = 4	h(52) = h(250) = -1711	h(103) = h(199) = 124723
h(2) = h(300) = 6	h(53) = h(249) = -7104	h(104) = h(198) = 145121
h(3) = h(299) = 4	h(54) = h(248) = -9771	h(105) = h(197) = 96333
h(4) = h(298) = -6	h(55) = h(247) = -7963	h(106) = h(196) = -4251
h(5) = h(297) = -28	h(56) = h(246) = -1918	h(107) = h(195) = -112209
h(6) = h(296) = -58	h(57) = h(245) = 5964	h(108) = h(194) = -175323
h(7) = h(295) = -85	h(58) = h(244) = 12013	h(109) = h(193) = -158449
h(8) = h(294) = -93	h(59) = h(243) = 12943	h(110) = h(192) = -62339
h(9) = h(293) = -68	h(60) = h(242) = 7567	h(111) = h(191) = 73359
h(10) = h(292) = -7	h(61) = h(241) = -2315	h(112) = h(190) = 185878
h(11) = h(291) = 75	h(62) = h(240) = -12399	h(113) = h(189) = 217891
h(12) = h(290) = 146	h(63) = h(239) = -17689	h(114) = h(188) = 146090
h(13) = h(289) = 166	h(64) = h(238) = -14905	h(115) = h(187) = -4196
h(14) = h(288) = 108	h(65) = h(237) = -4360	h(116) = h(186) = -166796
h(15) = h(287) = -23	h(66) = h(236) = 9720	h(117) = h(185) = -263179
h(16) = h(286) = -185	h(67) = h(235) = 20798	h(118) = h(184) = -239689
h(17) = h(285) = -302	h(68) = h(234) = 22983	h(119) = h(183) = -96169
h(18) = h(284) = -300	h(69) = h(233) = 14065	h(120) = h(182) = 108776
h(19) = h(283) = -144	h(70) = h(232) = -2922	h(121) = h(181) = 280687
h(20) = h(282) = 130	h(71) = h(231) = -20553	h(122) = h(180) = 331861
h(21) = h(281) = 414	h(72) = h(230) = -30166	h(123) = h(179) = 224879
h(22) = h(280) = 565	h(73) = h(229) = -26027	h(124) = h(178) = -4045
h(23) = h(279) = 467	h(74) = h(228) = -8537	h(125) = h(177) = -255205
h(24) = h(278) = 106	h(75) = h(227) = 15226	h(126) = h(176) = -407467
h(25) = h(277) = -399	h(76) = h(226) = 34244	h(127) = h(175) = -375114
h(26) = h(276) = -826	h(77) = h(225) = 38558	h(128) = h(174) = -153475
h(27) = h(275) = -935	h(78) = h(224) = 24349	h(129) = h(173) = 169870
h(28) = h(274) = -594	h(79) = h(223) = -3468	h(130) = h(172) = 447384
h(29) = h(273) = 127	h(80) = h(222) = -32689	h(131) = h(171) = 536503
h(30) = h(272) = 947	h(81) = h(221) = -49042	h(132) = h(170) = 369619
h(31) = h(271) = 1468	h(82) = h(220) = -43038	h(133) = h(169) = -3865
h(32) = h(270) = 1359	h(83) = h(219) = -15194	h(134) = h(168) = -426733
h(33) = h(269) = 538	h(84) = h(218) = 23126	h(135) = h(167) = -696076
h(34) = h(268) = -725	h(85) = h(217) = 54160	h(136) = h(166) = -655325
h(35) = h(267) = -1882	h(86) = h(216) = 61841	h(137) = h(165) = -276498
h(36) = h(266) = -2320	h(87) = h(215) = 39925	h(138) = h(164) = 307141
h(37) = h(265) = -1673	h(88) = h(214) = -3984	h(139) = h(163) = 839720
h(38) = h(264) = -56	h(89) = h(213) = -50321	h(140) = h(162) = 1044525
h(39) = h(263) = 1898	h(90) = h(212) = -76781	h(141) = h(161) = 751372
h(40) = h(262) = 3264	h(91) = h(211) = -68222	h(142) = h(160) = -3724
h(41) = h(261) = 3239	h(92) = h(210) = -25304	h(143) = h(159) = -953887
h(42) = h(260) = 1580	h(93) = h(209) = 34332	h(144) = h(158) = -1671933
h(43) = h(259) = -1168	h(94) = h(208) = 83049	h(145) = h(157) = -1718209
h(44) = h(258) = -3814	h(95) = h(207) = 95832	h(146) = h(156) = -813868
h(45) = h(257) = -5004	h(96) = h(206) = 62860	h(147) = h(155) = 1027355
h(46) = h(256) = -3886	h(97) = h(205) = -4158	h(148) = h(154) = 3464481
h(47) = h(255) = -631	h(98) = h(204) = -75642	h(149) = h(153) = 5912858
h(48) = h(254) = 3478	h(99) = h(203) = -116939	h(150) = h(152) = 7722306
h(49) = h(253) = 6517	h(100) = h(202) = -104877	h(151) = h(151) = 8388608
h(50) = h(252) = 6784	h(101) = h(201) = -40254	
h(51) = h(251) = 3702	h(102) = h(200) = 50253	

nombre d'échantillons seront perdus lors de la calibration. Si vous êtes intéressé par un fonctionnement continu, cela sera ennuyeux.

Du fait que le CAN incorpore un filtre numérique à N étages, le résultat de la calibration sera présent en sortie N coups d'horloge plus tard. N peut donc être important.

La deuxième faiblesse réside dans la difficulté à synchroniser deux CANs $\Delta\Sigma$. En effet, certains systèmes doivent mesurer la phase entre deux signaux et l'échantillonnage synchrone est alors indispensable. Du fait du suréchantillonnage des $\Delta\Sigma$, deux CANs ayant la même horloge ne présenteront pas forcément leurs données simultanément en sortie et l'échantillonnage correspondant, à l'entrée, ne sera alors pas synchrone. Certains composants présentent une entrée synchro permettant de résoudre ce problème mais d'autres n'ont rien de prévu. Dans ce cas, un montage extérieur peut quelquefois rendre la synchronisation possible, dans d'autre cas, on ne peut rien faire.

Recommandations d'utilisation :

La très grande résolution des CAN $\Delta\Sigma$ impose d'apporter une très grande attention au design du circuit imprimé, aux alimentations, aux circuits d'attaque et aux autres composants les précédant.

L'exemple du CAN $\Delta\Sigma$ 22 bits présentant une impédance d'entrée de 65 k Ω (ce qui est souvent le cas) aura une erreur d'1 bit sur le gain si la résistance de la piste et des soudures amenant le signal est de 15,5 m Ω . Il faudra donc faire très attention.

Le plan de masse analogique est indispensable à un bon fonctionnement.

Une alimentation indépendante pour le convertisseur est également de rigueur car l'environnement numérique en sortie est très perturbateur. Le découplage des alimentations doit être fait en HF et en BF, 10 μ F électrolytique en parallèle avec un condensateur 100 nF céramique.

Les masses analogique et numérique doivent être reliées en un seul point et si possible au niveau du CAN.

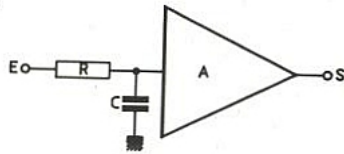
Certains fabricants sont prêts à vous donner une photocopie du cuivre de leur carte d'évaluation pour vous faciliter l'implantation du circuit. CRYSTAL propose même gracieusement d'envoyer

Annexe 1 :

Filtrage du bruit de quantification avec l'utilisation d'un filtre $H(f)$ du premier ordre dans la boucle.

La fonction de transfert d'un filtre passe-bas du premier ordre est donnée par :

$$\frac{S(p)}{E(p)} = H(p) = \frac{A}{1 + RCp} \text{ pour le circuit passe-bas élémentaire}$$



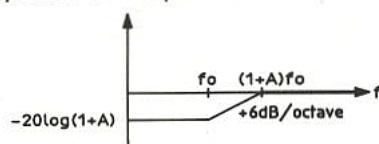
$$\text{Il vient } \frac{D_{\text{sortie}}}{Q(n)} = \frac{1}{1 + H(p)} = \frac{1}{1 + \frac{A}{1 + RCp}}$$

$$\text{soit } \frac{D_{\text{sortie}}}{Q(n)} = \frac{1}{1 + A} \cdot \frac{1 + RCp}{1 + \frac{RC}{1 + A}p}$$

$$\text{en posant } \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{RC}, \text{ on obtient}$$

$$\frac{D_{\text{sortie}}}{Q(n)} = \frac{1}{1 + A} \cdot \frac{1 + \frac{p}{\omega_0}}{1 + \frac{p}{(1 + A)\omega_0}}$$

et sa réponse en fréquence :



Le bruit basse fréquence est atténué de $(1 + A)$ par rapport aux fréquences hautes. La plupart des CAN $\Delta-\Sigma$ possèdent des filtres analogiques du 2^e ordre ou plus.

les films avant de lancer le cuivre de manière à corriger les éventuelles maladrotes.

Conclusion :

La technique du suréchantillonnage utilisée dans les convertisseurs Delta-Sigma permet de simplifier énormément la circuiterie de filtrage antialiasing. Un simple circuit RC du premier ordre suffit à rejeter le bruit parasite gênant.

La haute résolution de ces CAN impose un minimum de précaution dans leur utilisation.

Ce qui est très agréable dans ces convertisseurs c'est le prix, car pour les performances qu'ils atteignent on aurait pu s'attendre à un facteur 10 au-dessus du prix pratiqué aujourd'hui.

J.-Y. BEDU

CC
CHOLET
COMPOSANTS
ELECTRONIQUES

RÉOUVERTURE DE
LA "BOUTIQUE" FIN AOÛT

2, rue Emilio-Castelar - 75012 PARIS
Tél. : (16-1) 43.42.14.34 - Métro : Gare de Lyon ou Ledru Rollin

MAGASIN

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

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

BOUTIQUE : 2, rue Emilio-Castelar - 75012 PARIS - 43 42 14 34

LE SPÉCIALISTE DES COMPOSANTS
"RADIO-FRÉQUENCES"

BOBINES HF - TORES - FERRITES DIVERSES -
TRANSISTORS ET MODULES RF -
KITS ET MATÉRIELS RADIO-AMATEURS

NEOSID - MITSUBISHI - MOTOROLA - AMIDON

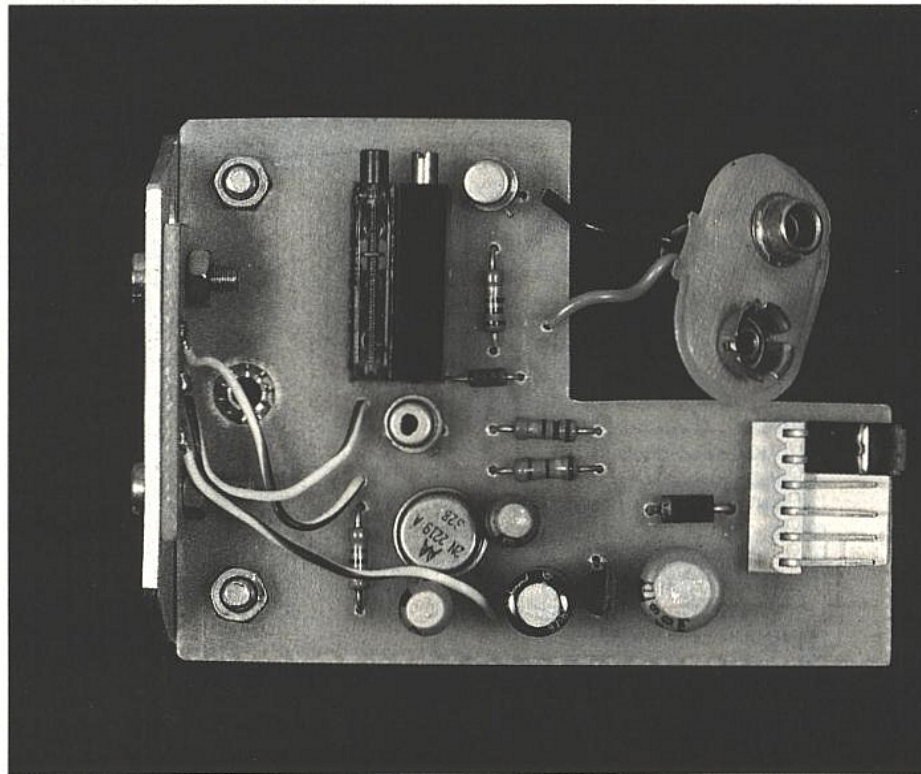
Catalogue Général contre 4 timbres-poste à 2,50 F

Un modulateur-démodulateur audio pour transmission laser

Le système de transmission par rayon laser dont nous avons décrit la construction est capable, nous l'avons vu, de véhiculer à bonne distance n'importe quel signal rectangulaire de fréquence comprise entre zéro et environ 10 kHz.

La théorie (théorème de Shannon) dit que c'est suffisant pour transmettre un signal audio de 5 kHz de bande passante, c'est-à-dire au moins aussi bon que le téléphone (3 400 Hz) ou la radiodiffusion AM (4 500 Hz).

Dans la pratique, il faut évidemment convertir le signal analogique à transmettre en une onde rectangulaire codée ou modulée, puis reconstituer le signal audio à partir des créneaux reçus.



CHOIX D'UN PROCÉDÉ DE MODULATION

Le problème à résoudre s'apparente plus ou moins à une conversion analogique-numérique suivie d'une conversion numérique-analogique, la liaison laser ne pouvant finalement transmettre, en série, que des bits à zéro ou à un.

Transformer un signal audio en un train de bits n'est rien d'autre, à vrai dire, qu'une digitalisation de son, opération que nous connaissons bien pour l'avoir souvent exécutée en vue du stockage de son dans des mémoires.

Nous savons pertinemment que l'opération est en général gourmande en débit d'information : typiquement 10 000 fois 8 bits par seconde pour un son de bande passante de 5 kHz, 256 niveaux de quantification, ce qui ne « passe » évidemment pas dans notre canal à 10 kilobits par seconde..

Certains circuits spécialisés mettent en œuvre la « modulation delta », technique qui consiste à ne coder que sur un seul bit dont la valeur indique simplement si l'amplitude du signal a augmenté ou diminué depuis le précédent instant d'échantillonnage.

Cette technique pourrait être appliquée dans le cas qui nous intéresse, le débit de données qu'elle nécessite ne dépassant pas la capacité de notre liaison laser. Mais il y a encore plus simple : moduler en fréquence une porteuse rectangulaire produite par un oscillateur local commandé en tension (VCO).

Largement utilisé dans les casques sans fil à infrarouges, ce procédé suppose la mise en œuvre d'un démodulateur FM côté réception, qu'il est commode de réaliser selon la technique « PLL » (Phase Locked Loop).

Un montage à base de 4046

Le 4046 est un circuit intégré CMOS particulièrement courant et bon marché, qui existe depuis de longues années. La **figure 1** montre qu'il s'agit d'un PLL très complet, possédant même deux comparateurs de phase distincts menant à des caractéristiques différentes.

Pas très rapide, ce composant souffre depuis toujours de la concurrence des PLL bipolaires, mais fait parfaitement l'affaire dans l'application qui nous occupe et ce d'autant qu'il existe aujourd'hui en version HCMOS.

Le schéma du modulateur, reproduit à la **figure 2**, ne saurait être plus simple : un condensateur et une résistance fixent grossièrement la fréquence de libre oscillation du VCO, dont la valeur exacte peut être ajustée par un potentiomètre.

Le signal d'entrée est tout bonnement superposé à cette tension de commande, ce qui détermine une modulation de fréquence dont l'excursion est fonction de l'amplitude du signal appliqué.

La sortie du montage délivre une onde rectangulaire d'amplitude 9 V, pouvant attaquer directement l'émetteur laser.

Le schéma du démodulateur, reproduit à la **figure 3**, est un peu plus compliqué, mettant cette fois en œuvre une boucle PLL complète bâtie autour du VCO, de l'un des deux comparateurs de phase, et d'un filtre passe-bas externe.

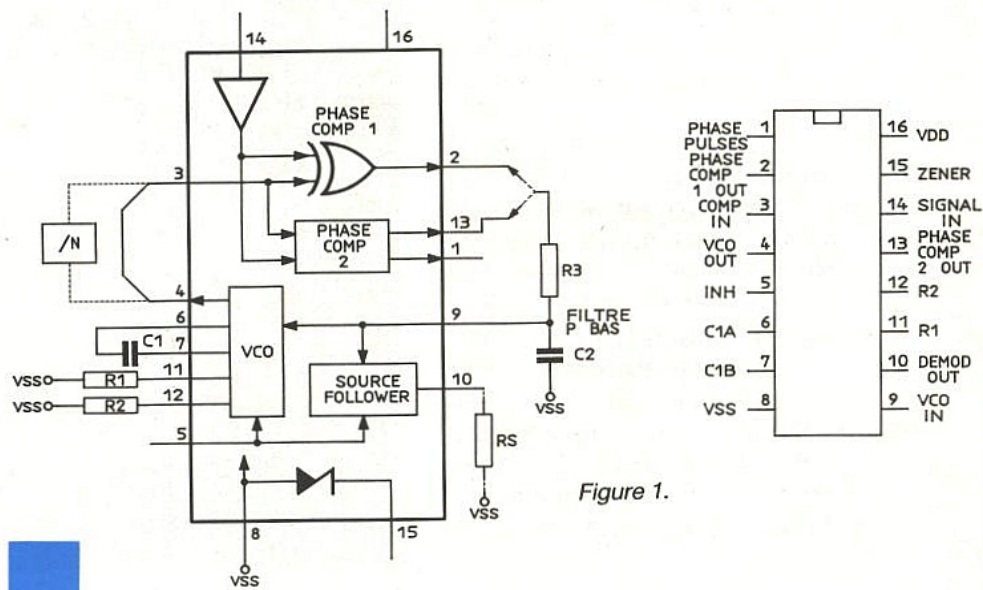
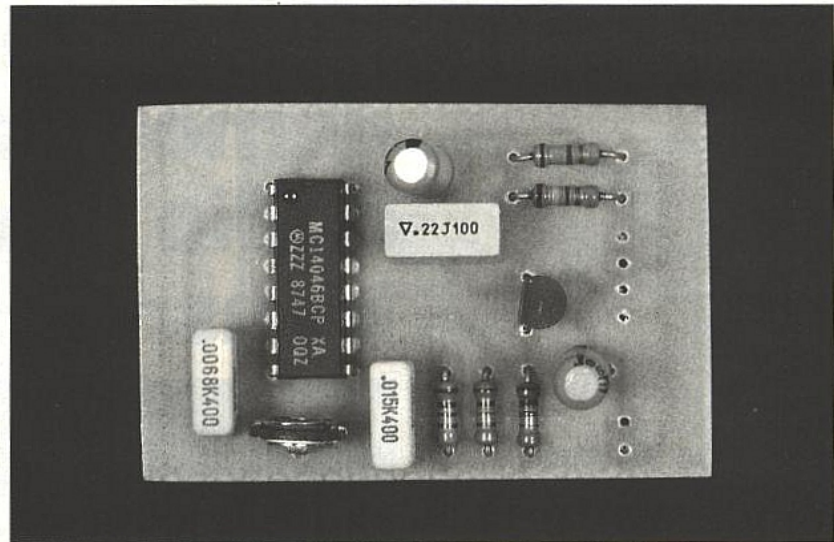


Figure 1.

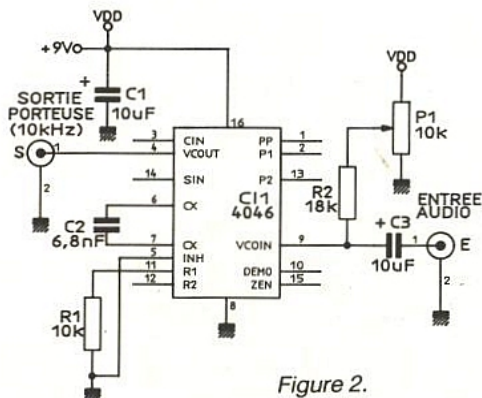


Figure 2.

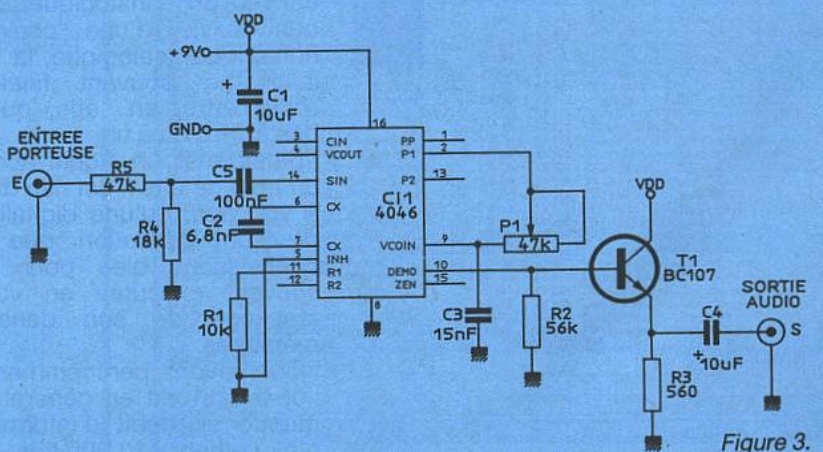


Figure 3.

Le comportement de l'ensemble est classique : véritable boucle d'asservissement, le circuit PLL pilote son VCO de façon à ce qu'il reproduise exactement la fréquence et même la phase du signal d'entrée, autrement dit celles du VCO équipant le modulateur.

On dispose par conséquent à l'entrée du VCO démodulateur, d'une tension continue identique à chaque instant à celle présente à l'entrée du VCO modulateur : ce n'est rien d'autre que le signal audio incident, autrement dit le signal FM démodulé !

L'entrée du démodulateur, munie d'un diviseur de tension calculé à cet effet, peut recevoir directement le signal rectangulaire présent en sortie du récepteur laser : à condition que la liaison soit correctement établie, les VCO du modulateur et du démodulateur se trouvent alors asservis l'un à l'autre, et le signal audio de départ se retrouve à la sortie de l'étage tampon du démodulateur.

Naturellement, l'amplitude du signal audio dépend de l'excursion de fréquence de la porteuse, et donc du niveau du signal audio appliqué au modulateur.

Un niveau insuffisant se traduirait bien sûr par un mauvais rapport signal à bruit, tandis qu'un niveau excessif déterminerait une excursion de fréquence dépassant les possibilités de la liaison optique : il y aurait alors distorsion du signal reçu.

RÉALISATION PRATIQUE

Le modulateur peut se câbler sur un très petit circuit imprimé dont la **figure 4** donne le tracé, et la **figure 5** l'implantation.

Ce montage consomme très peu, et peut donc être alimenté par le 9 V destiné au laser, auquel il sera relié par seulement trois fils (masse, + 9 V et porteur-se).

Un peu plus grand, le circuit imprimé du démodulateur est dessiné à la **figure 6**, tandis que la **figure 7** fournit le plan de câblage correspondant.

Là encore, la très faible consommation du montage permet de l'alimenter sur le même + 9 V que le récepteur laser, qui lui sera également raccordé par trois fils.

Si un oscilloscope est disponible, on peut régler provisoirement la fréquence du VCO du modulateur à 8 kHz en l'absence de son à l'entrée, ce qui laisse la marge nécessaire pour une excursion très suffisante de plus ou moins 2 kHz.

La liaison étant établie (ou le démodulateur étant relié par un simple fil au modulateur), on réglera alors le VCO du démodulateur de façon à obtenir la meilleure qualité possible du son reçu. Le cas échéant, on pourra avoir intérêt à optimiser le réglage du VCO du modulateur en fonction de l'amplitude du signal audio incident, le réglage du démodulateur devant alors être repris à son tour.

Il est de toute façon à conseiller d'expérimenter avec différents niveaux audio à l'entrée : mieux vaut devoir amplifier ou atténuer le signal de sortie du démodulateur que mal exploiter les caractéristiques du démodulateur !

Patrick GUEULLE

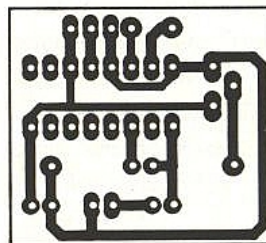


Figure 4.

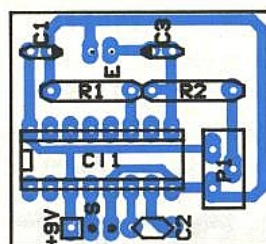


Figure 5.

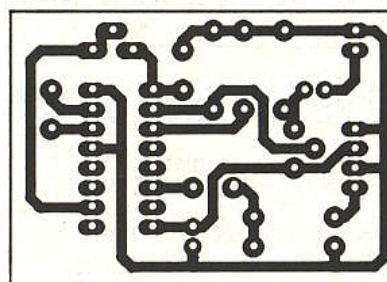


Figure 6.

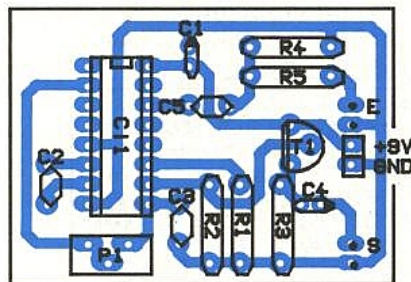


Figure 7.

Nomenclature

Modulateur

Résistances

R₁ : 10 kΩ
R₂ : 18 kΩ
R₃ : 10 kΩ Aj.

Condensateurs

C₁, C₃ : 10 μF
C₂ : 6,8 nF

Circuit intégré

IC₁ : 4046

Divers

Entrée, sortie BNC

Démodulateur

Résistances

R₁ : 10 kΩ
R₂ : 56 kΩ
R₃ : 560 Ω
R₄ : 18 kΩ
R₅ : 47 kΩ
P₁ : 47 kΩ Aj.

Condensateurs

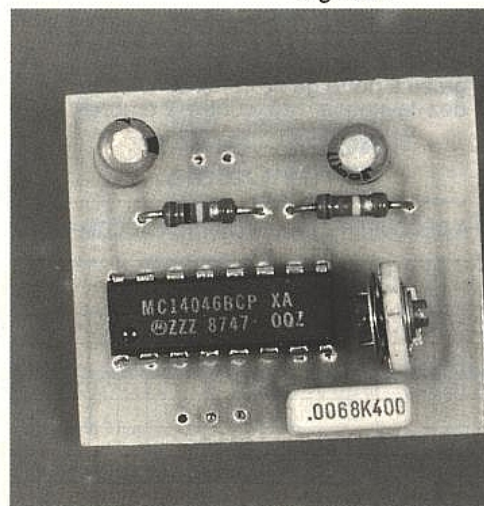
C₁, C₄ : 10 μF
C₂ : 6,8 nF
C₃ : 15 nF
C₅ : 100 nF

Semiconducteurs

IC₁ : 4046
T₁ : BC 107 ou éq.

Divers

Entrée, sortie BNC.



On the road again...



...en CAO ELECTRONIQUE

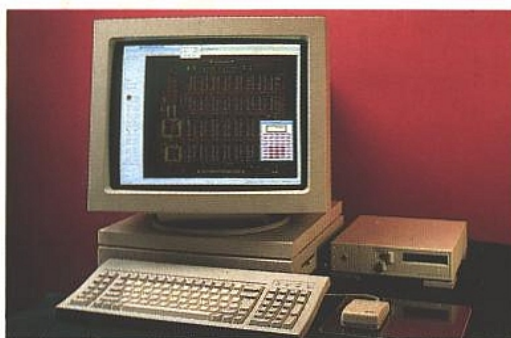
Nouveautés...

- OrCAD EXISTE AUSSI SUR STATION DE TRAVAIL !
- ROUTEUR DE CIRCUITS IMPRIMÉS OrCAD/PCB RELEASE IV

La CAO Electronique la plus utilisée au monde existe maintenant sur Station de travail, avec le même confort d'utilisation, une compatibilité complète avec le monde PC... et à un coût raisonnable !

OrCAD est distribué en exclusivité par ALS-Design, au sein d'une gamme complète et homogène.

Les meilleurs produits, avec le meilleur Support, c'est le défi permanent d'ALS-Design.



Station de travail Sun

Des atouts décisifs :

- Puissance
- Simplicité d'emploi
- Convivialité
- Modularité
- Universalité
- Évolutivité
- Ouverture
- Support Technique

En :

- Saisie de Schémas
- Routage
- Synthèse Logique
- Simulation Digitale
- Simulation Analogique (MicroSim PSpice)
- Synthèse de Filtres
- Vérification de Timings
- Analyse de Lignes de transmissions
- Phototracage (CAM-Bridge)



OrCAD

More Designs from More Designers



MicroSim Corporation

Le Savoir et le Savoir-faire

Nom :

Société :

Adresse :

.....

.....

Tél.:

☐ Je désire recevoir votre documentation sur vos produits.

☐ Je souhaite avoir de plus amples informations sur la gamme "Station de travail".



Advanced Logic System DESIGN

38, rue Fessart 92100 boulogne

Tél. : (1) 46 04 30 47

Fax : (1) 48 25 93 60