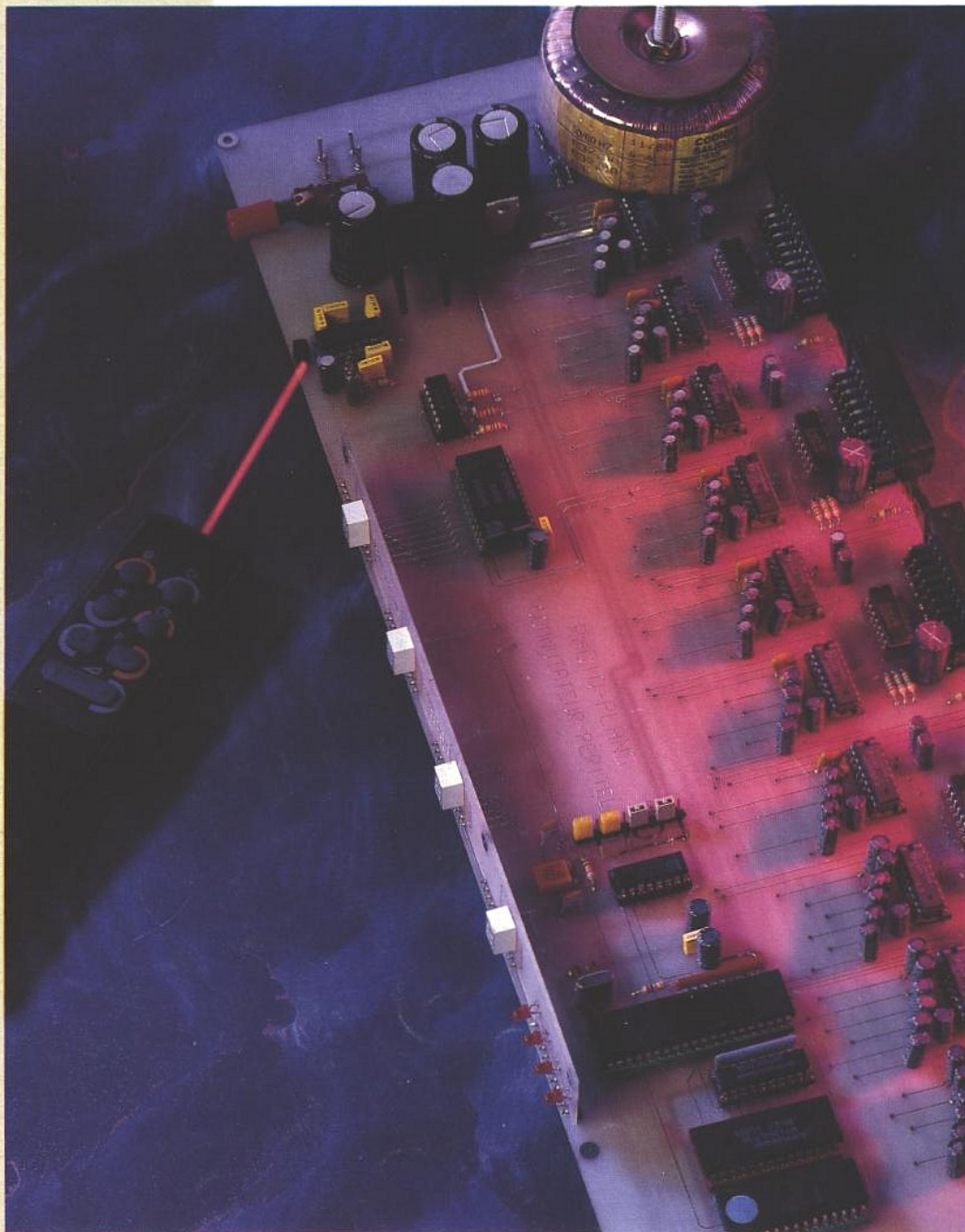


RADIO PLANS

UNE CONSOLE DE COMMUTATION PÉRITEL I 2 C
L'AMPLIFICATION BASSE FRÉQUENCE EN CLASSE D
LES SONDES CMS : INDISPENSABLES AUJOURD'HUI
UN VCA AUDIO PERFORMANT : LE SSM 2013
LES APPLICATIONS DU RÉCEPTEUR INTÉGRÉ MC 3362
APACHE : LE "DEBUG" DU MINITEL
UN LASER À DIODE



T 2438 - 512 - 22,00 F





RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par la SPE
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 230472F - Télécopie : 42.41.89.40

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

Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA

Rédacteur en chef adjoint :
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

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 65 800 exemplaires

Dépot légal juillet 90 - Éditeur 1617 -

Mensuel paraissant en fin de mois.

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

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -

Imprimerie SNIL Aulnay-sous-Bois et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.

SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 55** Une console de commutation
Péritel I2C

MONTAGES

- 23** Réalisation d'EPRIMER
43 Un laser à diode

CIRCUITS D'APPLICATIONS

- 35** Le récepteur intégré MC 3362
48 Le VCA SSM 2013

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19** Le multimètre intelligent
Norma MP 14
89 Les sondes spéciales

TECHNIQUE

- 9** L'amplification en classe D,
principes

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 69** Mise en œuvre
des capteurs magnétorésistifs

COMMUNICATION

- 40** Le logiciel APACHE, pour Minitel
73 Le bruit en réception,
méthodes de mesure

INFOS

- 80** L'oscilloscope numérique
4 voies différentielles GOULD 1624
L'adaptateur de communication
asynchrone PA 730

- 82** Les MOSFET Hitachi HF
de forte puissance

Une RAM statique rapide
non volatile chez ST

- 83** Drivers pour MOSFET Micrel

BALLOFET représente
les dissipateurs AAVID

Réseau de MOSFET SUPERTEX

- 84** Le nouveau fréquencemètre
Philips PM 6662

Le connecteur élastomère
PBC, Tekelec

- 86** Un module d'entrées-sorties
pour PC, le RM 9011

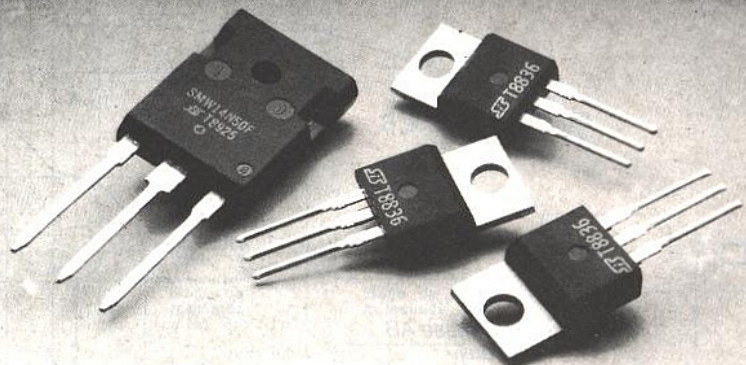
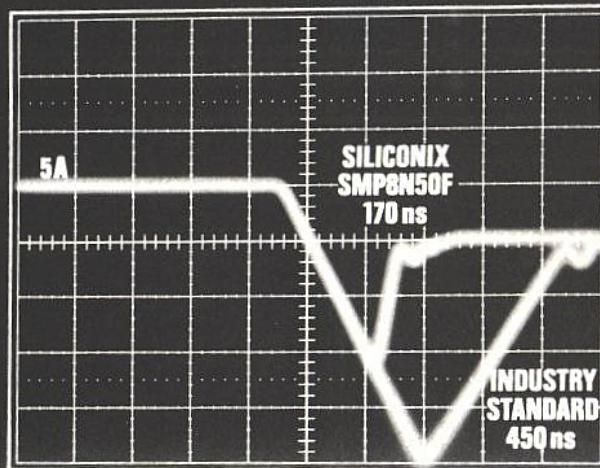
Le convertisseur HT
12 Vdc/1000 Vdc Micro-Gisco

Ont participé à ce numéro :

J. Alary, C. Basso, Ph. Bajcik, F. de Dieuleveult, G. de
Dieuleveult, A. Garrigou, P. Gueulle, J. Lefèvre,
C. Lefebvre, P. Lesne, D. Paret.

Amplification en classe D

L'amplification en audiofréquence fait principalement appel à trois classes de fonctionnement : les classes A, B ou encore une combinaison des deux précédentes nommée AB. Le choix de l'une ou l'autre de ces classes résulte d'un compromis entre la fidélité de reproduction et le rendement de l'étage de puissance. Issue d'un principe fondamentalement différent, la classe D devrait apporter une solution radicale au problème de rendement. Elle reste encore dans la majorité des cas difficilement accessible à cause de limitations technologiques, encore insurmontables il y a seulement quelques années.



IDENTIFICATION COMPARATIVE DES CLASSES A, B ET AB

L'illustration de la figure 1 présente l'architecture classique de tout amplificateur contre-réactionné. La chaîne directe comprend un comparateur, un amplificateur de tension à "gain infini" suivi d'un étage de sortie de puissance. Une contre-réaction B ramène le gain de l'ensemble à une valeur fixe et déterminée, cet asservissement ayant pour but de compenser les défauts de linéarité de la chaîne directe. Les différentes classes A, B et AB sont déterminées par le principe de commande de l'étage de puissance.

de décalage $\Delta V1$ et $\Delta V2$ vont déterminer la classe de fonctionnement de l'étage de puissance. Quelles que soient leurs valeurs et tant que $\Delta V1 = \Delta V2$, le potentiel de repos de V_s est nul. On peut ainsi se passer d'un condensateur de liaison entre l'étage push-pull et le haut-parleur.

On remarque qu'une variation positive de V_e entraîne un accroissement de V_{BE1} (I_{B1} augmente) et une diminution de V_{BE2} (I_{B2} diminue) et inversement.

En classe A (figure 2 a), le point de repos des transistors T_1, T_2 est fixé dans la zone la plus linéaire de la caractéristique $I_B = f(V_{BE})$ en choisissant $\Delta V1$ et $\Delta V2$ suffisamment grands : les variations du courant I_s seront

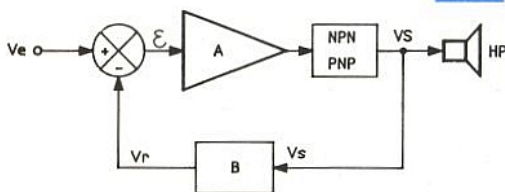


Figure 1 a : Principe de réalisation d'un amplificateur contre-réactionné.

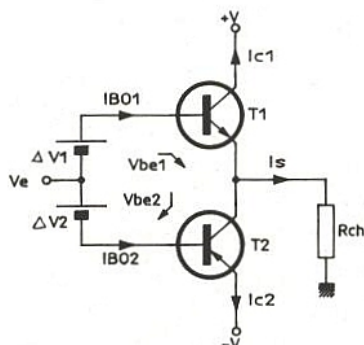


Figure 1 b : Etage push-pull de puissance.

Principe de fonctionnement de la Classe A

Considérons le montage push-pull de la figure 1 b. Les tensions

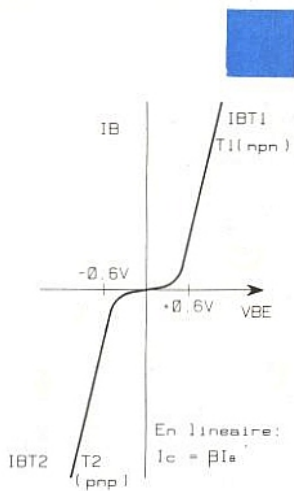


Figure 1 c : Caractéristique $I_B = f(V_{BE})$ de T_1, T_2 .

relativement proportionnelles à V_e , la distorsion restant extrêmement réduite si on évite de s'approcher du coude de la caractéristique. Notons que l'on a en permanence $I_s = I_{C1} - I_{C2}$. Ainsi, lorsque I_{C2} sera minimal, on aura pratiquement $I_s = I_{C1} \max - \epsilon$ et inversement, pour I_{C2} maximal $I_s = -I_{C2} \max + \epsilon$ (ϵ correspond au courant minimal exigé pour rester suffisamment éloigné du coude de conduction).

Signalons la superposition des points de repos de T_1, T_2 afin d'obtenir la coïncidence de ΔV_e avec les deux caractéristiques. Le principal défaut de cette technique est d'exiger un courant de repos important. Le rendement moyen obtenu sera de l'ordre de 25 %.

Par contre, le rendement obtenu est de l'ordre de 65 % en classe B.

Principe de fonctionnement en classe AB

Le point de fonctionnement est fixé légèrement au dessus du seuil de conduction des transistors, au voisinage de la zone linéaire de la caractéristique. Au repos, il subsistera donc un courant dans l'étage de puissance, mais bien plus faible qu'en classe A (figure 2 c). La classe AB représente donc un compromis entre distorsion et rendement, avec un taux de distorsion légèrement plus faible qu'en classe B, et un rendement de l'ordre de 60 %.

Figure 2 a : Classe A $\Delta T \gg V_{seuil}$.

Figure 2 b : Classe B $\Delta T = V_{BE \text{ seuil}}$.

Figure 2 c : Classe AB $\Delta T > V_{BE \text{ seuil}}$.

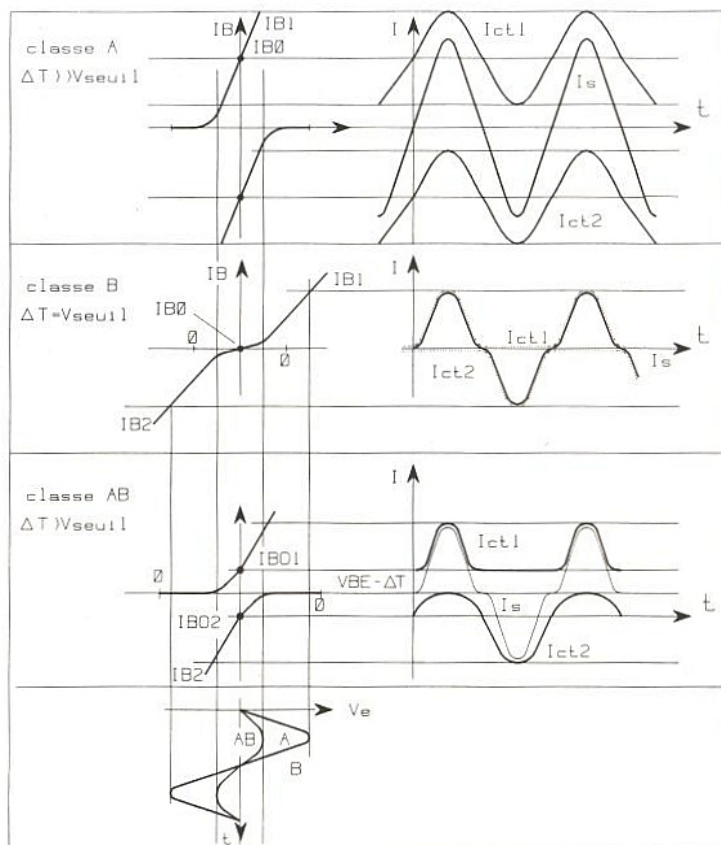


Figure 2 : Etude comparative des classes A, B et AB.

Note 1 : V_e a été choisie supérieure en classe B pour des facilités de représentation.

Note 2 : Les caractéristiques $I_B = f(V_{BE})$ sont décalées de $\pm \Delta T$ afin de faire coïncider I_{B0} avec la référence de V_e .

Principe de fonctionnement de la Classe B

Dans ce cas, ΔV_1 et ΔV_2 seront ajustés de façon à compenser exactement les V_{BE} de T_1 et T_2 : lorsque $V_e = 0$, $I_{C1} = I_{C2} = 0$, mais la moindre variation de V_e entraîne la conduction soit de T_1 ($V_e +$), soit de T_2 ($V_e -$). En classe B, le point de repos est donc placé à la limite de conduction des transistors (figure 2 b). De toute évidence, la distorsion de croisement est considérable.

Observations importantes

Dans les illustrations proposées, le taux de distorsion semble bien supérieur à 1 % pour les classes B et AB, ce qui va à l'encontre des résultats réels rencontrés sur les réalisations courantes. C'est le résultat de l'intervention de la boucle de contre-réaction. L'asservissement consiste à comparer la grandeur de commande V_e avec le signal résultant V_s effectivement obtenu, afin de délivrer à l'étage d'amplification un signal

d'erreur ($V_e - V_r$) servant à compenser les défauts de linéarité de la chaîne directe.

LA CLASSE D OU AMPLIFICATION A DECOURPAGE

Les classes A, B et AB désignent une même famille ; la classe D, au contraire, repose sur un principe fondamentalement différent : l'étage de sortie fonctionne en commutation de façon à limiter la dissipation thermique dans les transistors de puissance. En effet, on a pu constater que le fonctionnement de ces derniers en linéaire peut lui faire prendre des proportions considérables (cas notamment de la classe A). Le montage de la **figure 3 a** va vous permettre de comparer les pertes thermiques dans le cas des différents niveaux de fonctionnement du transistor. On a relevé la caractéristique des puissances utiles fournies à la charge (P_u) et dissipées par le transistor (P_d). Aux extrémités de la caractéristique, le transistor fonctionne en commutation ; la puissance dissipée est nulle lors du blocage du transistor, et reste minimale (10 W pour 980 W dans la charge) en saturation : dans ce cas le rendement est de 99 %, du moins en fonctionnement statique ! Entre ces deux extrêmes, le transistor fonctionne en linéaire, la puissance dissipée étant maximale pour $V_{ce} = V_{lim}/2$, avec un rendement instantané de 50 %.

En conclusion, on peut admettre que l'utilisation d'un étage de puissance en classe D permettrait de conserver un rendement voisin de 100 %... en théorie ! L'amplification audio-fréquence consistant à délivrer à un haut-parleur des signaux continûment variables, encore faut-il trouver un lien de proportionnalité entre ceux-ci et l'information binaire délivrée par l'étage de sortie. La PWM (Pulse Width Modulation ou modulation de largeur d'impulsion) est la technique la plus adaptée actuellement pour assurer ce type de transfert. Le principe de mise en œuvre d'un amplificateur PWM est indiqué en **figure 4**. Le signal V_e module le rapport cyclique d'un générateur de signaux carrés dont la fréquence reste fixe. Le signal résultant commande l'étage de commutation de puissance, dont le rendement reste élevé. Afin de restituer les nuances du signal d'origine, une cellule de filtrage est chargée de supprimer la fré-

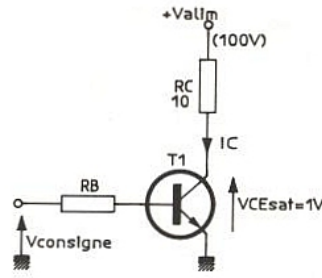


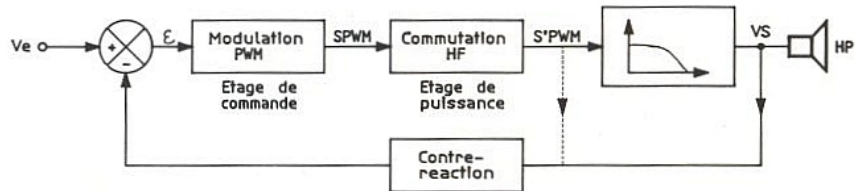
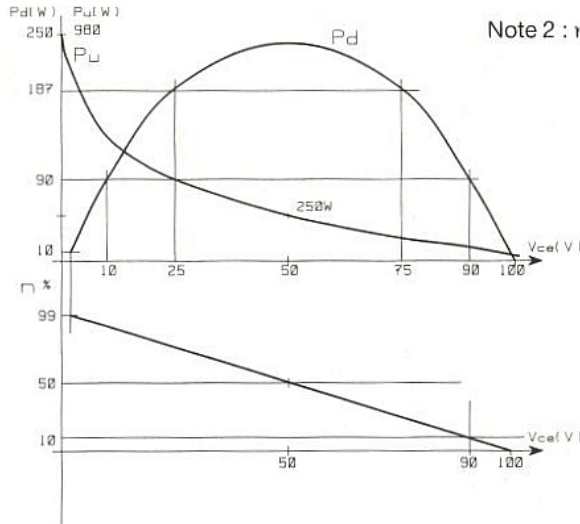
Figure 3 a



Figure 3 b

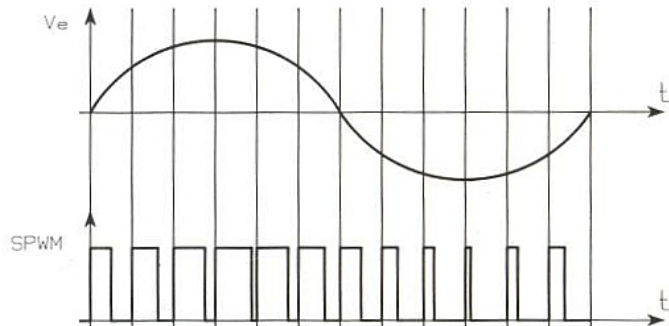
Note 1 : P_u (W) = RcI_c^2 (dans R).
 P_d (W) = $V_{CE} \times I_c$ (dans T1).

Note 2 : $\eta \% = \frac{P_u \times 100}{P_u + P_d}$



4 a

Figure 4 : Amplification en classe D.



4 b

quence de découpage, en délivrant en sortie la valeur moyenne de chacune des périodes du signal modulé. Il est évident, sur le chronogramme de la **figure 4 b**, que F_h doit être très

supérieure à F_{max} de V_e pour respecter la finesse des variations de V_e : en audio fréquences (bande 20 Hz-20 kHz), on utilisera une fréquence de découpage comprise entre 100 kHz et

200 kHz ($5F_{in} < F_d < 10F_{in}$). C'est principalement cette condition qui rebuta les concepteurs, les problèmes de commutation à ces fréquences étant délicats à résoudre.

Principales caractéristiques technologiques de la classe D

Nous aurons l'occasion de développer les plus représentatives dans les chapitres qui suivent. Contentons-nous de présenter globalement les traits de caractère de la classe D qui permettent de la situer par rapport aux autres classes :

Avantages

- Le rendement, déjà évoqué, avoisine les 90 % dans la pratique. Les limitations sont dues à la résistance interne des transistors saturés, mais également au temps de montée non négligeable aux fréquences de travail élevées.

- Le gain de poids et d'encombrement est appréciable, puisque les surfaces de radiateurs nécessaires sont plus faibles. Les alimentations à découpages mises en œuvre permettent de remplacer les transformateurs lourds et encombrants par des modèles HF, dont l'entrefer est plus discret.

Inconvénients :

- Le taux de distorsion est plus élevé, avec diverses origines :
 - distorsion d'intermodulation introduite par le découpage ;
 - distorsion de non-linéarité, malgré la présence d'une contre-réaction ;
 - bruit de commutations et oscillations transitoires limitant le rapport signal/bruit.

- Limitation systématique de la bande passante (filtrage de sortie).

- Prix de revient de l'appareil, auquel viennent se rajouter les coûts de conception et de maintenance.

PRINCIPE DE REALISATION DE L'ETAGE DE COMMANDE

On utilise trois principes fondamentaux pour réaliser la modulation de largeur d'impulsion :

- modulation asymétrique ou unilatérale,
- modulation symétrique ou bilatérale,
- modulation de seuils d'un multivibrateur à hystérésis (montage auto-oscillant).

Modulation de largeur d'impulsion asymétrique (figure 5 a)

Un générateur de rampes fournit la fréquence de découpage à un comparateur rapide, qui délivre le signe de la différence entre S_{rampe} et V_e :

Si $S_{rampe} > V_e$, $Spwm = 0$

Si $S_{rampe} < V_e$, $Spwm = 1$

Les chronogrammes de fonctionnement sont indiqués en **figure 5 b** : la position du front montant reste fixe, ne dépendant que de l'origine de la rampe. Par contre, la largeur de l'impulsion de sortie se déplace vers la droite proportionnellement à l'amplitude de V_e . La dynamique maximale de V_e correspond exactement à l'excursion de S_{rampe} . Le schéma structurel de la **figure 5 c** présente une solution pratique : le générateur de

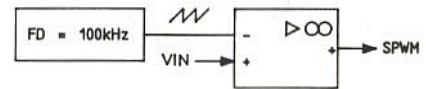


Figure 5 a : Schéma de principe.

rampes est réalisé autour d'un détecteur de seuil IC_1 et d'un générateur de courant constant $[T_1, R_1, R_2, R_3]$ qui charge un condensateur linéairement. IC_1 détermine l'excursion de S_{rampe} entre $V_{cc}/3$ et $2V_{cc}/3$, la décharge étant effectuée rapidement à travers un transistor MOS interne. P_1 assure le réglage du point de repos de façon à obtenir exactement un rapport cyclique de 50 % en l'absence de modulation (suppression de la composante continue en sortie HP).

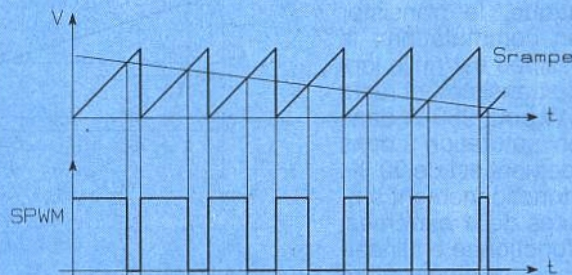


Figure 5 b : Chronogrammes de fonctionnement.

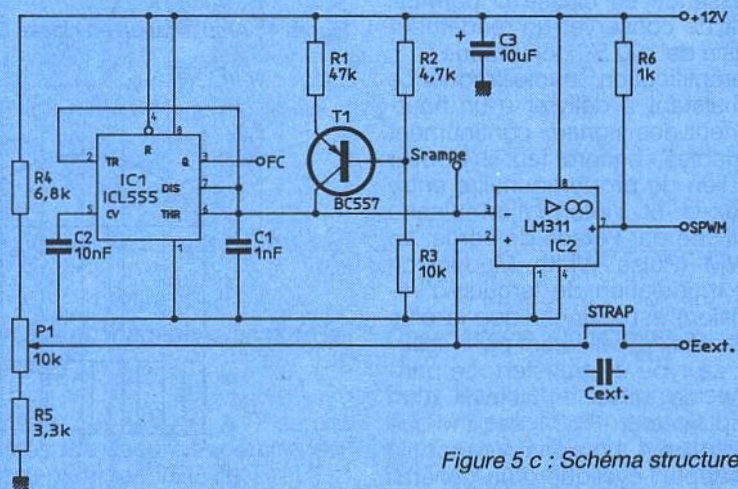


Figure 5 c : Schéma structurel.

Figure 5 : Modulation de largeur d'impulsion asymétrique.

L'utilisation d'un générateur de dents de scie impose une limitation inhérente au procédé: le temps de décharge de C_1 qui est lié à l'environnement technologique (tributaire de IC_1), reste fixe. S'il est négligeable en basse fréquence, il ne passe plus inaperçu lorsque la fréquence de découpage atteint 100 kHz, comme le démontre le chronogramme de la **figure 5 d**. Il s'en-suit une limitation du taux maximal de modulation, qui peut atteindre 50 % avec un NE555 bipolaire (le 555 en version CMOS apporte toutefois une amélioration importante). D'un autre côté, plus on parvient à raidir les fronts, plus on risque de voir apparaître des bruits de commutation et en plus on favorise la distorsion d'intermodulation.

La modulation unilatérale donne cependant satisfaction pour la commande des moteurs à courant continu, le découpage étant limité à quelques kilohertz. En audio-fréquences, on préférera donc se diriger vers la modulation symétrique.

Modulation de largeur d'impulsion bilatérale ou symétrique

On substitue simplement au générateur de rampes, un générateur de signaux triangulaires. De cette façon, la modulation sera symétrique de part et d'autre de l'impulsion initiale (**figure 6 a**).

La distorsion d'intermodulation est réduite, les bruits de commutation supprimés et le taux de modulation voisin de 100 %. Pour bénéficier des avantages de ce gain de qualité, il faut évidemment que des structures associées répondent à des critères technologiques plus sévères: temps de montée des éléments en commutation le plus faible possible, linéarité et symétrie du triangle maximales. La réalisation présentée en **figure 6 b** répond à ces exigences: un intégrateur actif assure la charge et la décharge de C_D à courant constant, entre les seuils du trigger rapide IC_1 , dont le slew-rate est de 50 V/ μ s (commutation < 200 ns sous ± 5 V). Le comparateur ultra-rapide LM 361 (Ton < 20 ns) délivre deux sorties PWM en opposition de phase, compatibles TTL et destinées à deux étages de puissance complémentaires, montées en "H".

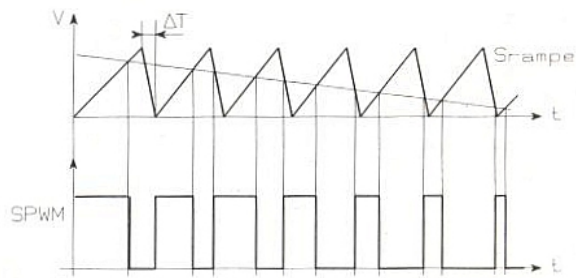


Figure 5 d: Chronogrammes réels à 100 kHz. ΔT = temps de décharge de C_1 , qui entraîne un défaut de linéarité.

Modulation de largeur d'impulsion sur comparateur à hystérésis auto-oscillant (figure 7 a)

Le montage est basé essentiellement autour de IC_2 , qui est un multivibrateur astable à trigger de Schmitt. Le rôle de IC_1 est limité à l'adaptation d'impédance avec les sources d'une part, et à la sommation entre V_e et le signal de retour V_r , d'autre part. En effet, l'asservissement permet de compenser les défauts de linéarité du multivibrateur, qui est loin d'être parfait puisque la charge de C_2 est exponentielle. Les seuils de commutation du trigger étant fixés à 1 % du niveau de sortie par le rapport R_3/R_4 , la non-linéarité de l'étage de commande est sensiblement limitée. Le déséquilibre du comparateur à hystérésis est assuré par le décalage du potentiel de référence en sortie de IC_1 . Les chronogrammes de fonctionne-

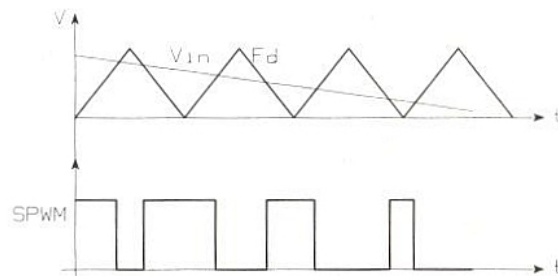


Figure 6 a

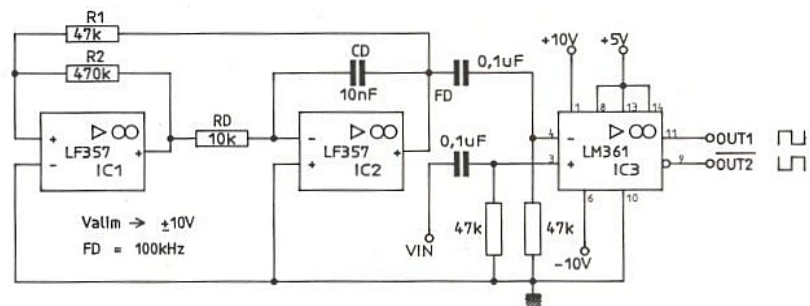


Figure 6 b

ment correspondants sont indiqués en **figure 7 b**. La variation de rapport cyclique repose sur le phénomène suivant : la pente de charge varie proportionnellement avec l'écart entre la valeur instantanée de V_c et la tension visée. En conséquence, une variation positive de V_e entraîne un temps de charge plus long (écart entre V_{s+} et V_c faible) mais accélère la décharge (écart entre V_{s-} et V_c important) ; une variation négative provoque l'effet inverse.

On remarque cependant que la somme des temps de charge et de décharge reste identique, garantissant la stabilité de la fréquence de découpage.

A priori, ce procédé semble ridicule vis à vis de la distorsion de linéarité non négligeable qu'il présente. En fait, il n'en est rien car il est possible d'inclure facilement le multivibrateur dans une boucle d'asservissement, afin de compenser ce défaut. Ce n'est pas le cas des précédents dispositifs, pour lesquels il est nécessaire de disposer d'un générateur de rampes irréprochable !

L'ETAGE DE PUISSANCE

Critères de choix de l'interrupteur électronique

Le transistor bipolaire a été le principal frein à l'évolution de la classe D : dès que les puissances demandées deviennent importantes, il présente des temps de montée prohibitifs aux fréquences de découpage supérieures à quelques dizaines de kilohertz. Comme si cela ne suffisait pas, le gain des transistors de forte puissance approche l'unité, ce qui impose des courants de commande élevés. Le montage darlington, association de transistors devant compenser le défaut précédent, présente une fréquence de transition encore plus faible !..

C'était plus que suffisant pour dérouter les plus courageux de nos concepteurs.

Finalement, le MOSFET est apparu sur le marché. Sans vouloir insister sur ce que tout le monde sait déjà, rappelons brièvement le principe de fonctionnement du Mosfet à enrichissement (**figure 8**).

Le transistor Mosfet canal N est constitué d'un barreau de silicium dopé P sur lequel deux jonctions N ont été diffusées. Entre les deux jonctions formant

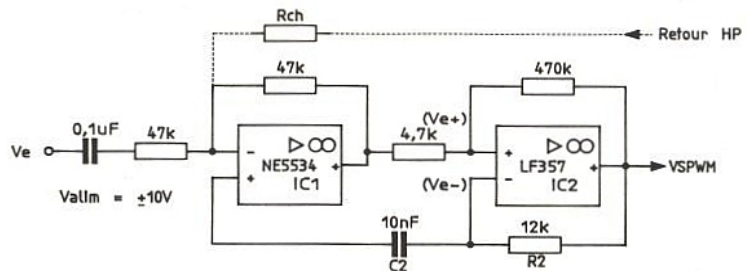


Figure 7 a

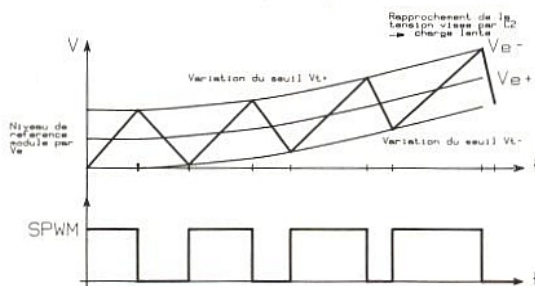


Figure 7 b

la source et le drain aucun canal n'existe à l'origine. La grille est totalement isolée du barreau par une couche d'oxyde de silicium, qui se comporte comme un diélectrique.

- Si aucune tension n'est appliquée sur la grille (**figure 8 a**), l'espace Drain-Source est isolant (espace N-P-N).

- Si on applique une tension V_{gs} positive (**figure 8 b**), les charges positives accumulées sur la grille attirent les charges négatives dans la zone du canal, qui passe de P à N. L'espace Drain-Source se comporte alors comme une zone N (espace N-N-N), qui est passante.

Les avantages du Mosfet sont les suivants :

- impédance de grille élevée (courant de commande nul en statique),
- commande en tension, la caractéristique de transfert d'un Mosfet est définie en Ampère par Volt ou Siemens (**figure 8 c**),
- $R_{dson} < 1 \Omega$ ($0,18 \Omega$ pour l'IRF 530 d'International Rectifier),
- temps de commutation très faible (< 100 ns).

Evidemment, il faut compter sur certains revers d'origine technologiques :

- tension de seuil de commutation non négligeable (**figure 8 c**),
- la couche d'oxyde de silicium se comportant en diélectrique, il faudra vaincre la capacité parasite de grille ($C_{iss} = 500$ pF à 4 nF pour les Mosfets destinés aux hautes tensions) pour diminuer les temps de commutation.

Figure 8

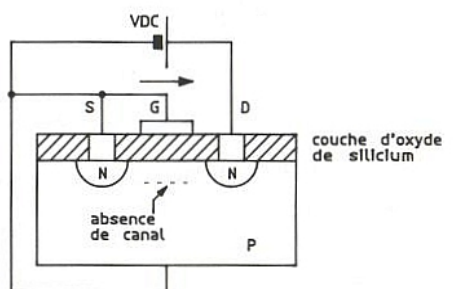


Figure 8 a : $V_{gs} = 0$.

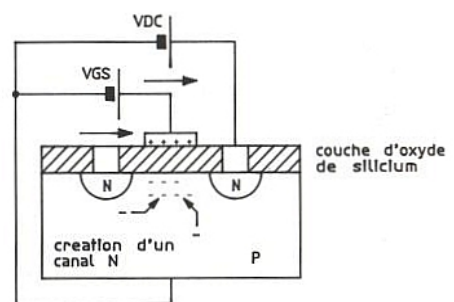


Figure 8 b : $V_{gs} > 0$.

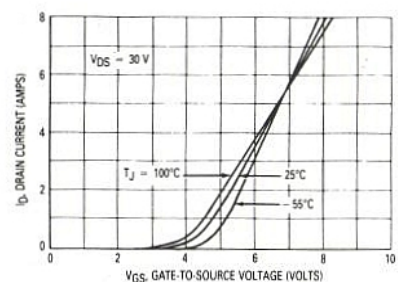


Figure 8 c

Commutation des charges sur les sources d'alimentation

L'élément de base utilisé est l'association d'interrupteurs électroniques. Plusieurs techniques sont possibles, suivant le type de charge ou d'alimentation disponible. Bien que le montage de la **figure 9 a** semble convenir pour la commande d'un élément chauffant ou d'un moteur à courant continu, il ne pourrait être destiné à un haut-parleur qui serait irrémédiablement détruit sous la composante continue de $V_{alim}/2$ (rapport cyclique de $V_{commande}$ à 50 %).

Pour effectuer une commutation de puissance exempte de composante continue, (en s'affranchissant évidemment de l'utilisation d'un condensateur de liaison encombrant et coûteux), il n'y a que deux solutions :

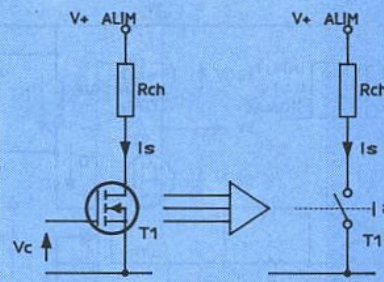
- Réaliser un étage "totem-pôle" avec deux interrupteurs complémentaires (**figure 9 b**), à partir d'une alimentation symétrique ; la charge sera alors référencée à la masse.

- Réaliser un montage en "H", utilisant deux totem-pôles complémentaires aux bornes desquels est connectée la charge (**figure 9 c**). Cette configuration permet d'utiliser indifféremment une alimentation symétrique ou asymétrique, puisque la commutation entraîne systématiquement l'inversion du potentiel appliqué aux bornes de la charge.

RESTRICTIONS D'EMPLOI DES TRANSISTORS MOSFET

Défaut de complémentarité

Profitons-en pour dissiper toute équivoque au sujet du couple miracle Canal N/Canal P. Certes, le développement du Mosfet Canal P apporta une légère amélioration dans la conception des étages de puissance. Cependant, les performances obtenues par l'association Canal N/Canal P sont actuellement sensiblement moins bonnes en commutation en raison de l'impossibilité technologique de réaliser des paires parfaitement complémentaires. La différence provient essentiellement de la différence de mobilité entre les charges positives et les charges négatives, ce qui conduit les concepteurs à fabriquer des puces de surfaces plus importantes pour les Mosfets Canal P, de façon à obtenir des caractéristiques

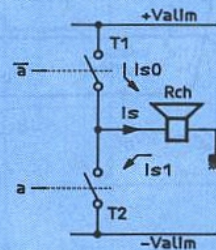


$\bar{a} = 1$: I_s positif (T1 sat.)
 $a = 0$: I_s nul (T1 bloqué)

$$\Rightarrow I_{moy} = \frac{VALIM}{2 Rch}$$

(rapport cyclique = 50 %)

Figure 9 a

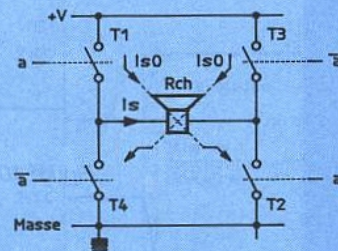


$a = 1$: $I_{s1} < 0$ T1 bloqué, T2 saturé
 $a = 0$: $I_{s0} > 0$ T1 saturé, T2 bloqué
 $\Rightarrow I_s$ s'inverse dans la charge.
 pour un rapport cyclique de 50 % :

$$I_{moy} = \frac{I_{s(1)} + I_{s(0)}}{2} =$$

$$\frac{1}{2} \left(\frac{+V}{Rch} + \frac{-V}{Rch} \right) = 0$$

Figure 9 b



$a = 1$: T1, T2 saturés ; T3, T4 bloqués : $I_s > 0$
 $a = 0$: T1, T2 bloqués ; T3, T4 saturés : $I_s < 0$
 \Rightarrow il y a bien inversion du courant dans la charge, même avec une alim. asymétrique.

$$I_{moy} = \frac{I_{s(1)} + I_{s(0)}}{2} =$$

$$\frac{1}{2} \left(\frac{VALIM}{Rch} - \frac{VALIM}{Rch} \right) = 0$$

Figure 9 c

similaires aux Mosfets Canal N. Le diélectrique formé par la couche d'oxyde de silicium étant plus important, la capacité parasite de grille s'en ressent également : un IRF 530 (Canal N) possède une capacité d'entrée maximale de 700 pF contre 900 pF pour son équivalent en Canal P, l'IRF 9530 ! La transductance du 9530 reste également bien plus faible : le constructeur indique 2 Siemens contre 3 pour le 530.

Ces derniers résultats signifient que pour que chacun des transistors puisse délivrer un courant instantané de 10 A, il faudra appliquer :

$$\begin{cases} |V_{gs}| = 3 \text{ V (IRF 530)} \\ |V_{gs}| = 5 \text{ V (IRF 9530)} \end{cases}$$

Considérons la charge de C_{iss} constante. Si on veut atteindre $I_d = 10 \text{ A}$ dans le même intervalle de temps par les deux transistors (ex : 200 ns) (temps raisonnable pour 100 kHz de découpage), on donne :

$$I = \frac{CU}{t}$$

IRF 530 :

$$I = \frac{700 \times 10^{-12} \times 3}{0,3 \times 10^{-6}} = 10,5 \text{ mA}$$

IRF 9530 :

$$I = \frac{900 \times 10^{-12} \times 5}{0,2 \times 10^{-6}} = 22,5 \text{ mA}$$

Soit 2 fois plus élevé !!

On peut en déduire la charge Q_g minimale nécessaire pour commuter :

$$\text{IRF 530 : } Q_g = C.U =$$

$$700 \times 10^{-12} \times 3 = 2,1 \text{ nC}$$

$$\text{IRF 9530 : } Q_g = C.U =$$

$$900 \times 10^{-12} \times 5 = 4,5 \text{ nC}$$

La leçon qu'on peut tirer de cet exemple sommaire est éloquent : la structure de commande de chaque transistor devra être indépendante si on veut symétriser réellement l'étage de sortie.

La complémentarité est donc relative, la remarque étant également valable aux niveaux des courants de drain commutés.

Compensation de la capacité de grille C_{iss}

Même à partir de l'association de deux Mosfets canal N, il sera nécessaire de placer un étage de commande de grille présentant une impédance très faible de façon à limiter la constante de temps de charge, et capable de délivrer des courants relative-

ment importants. un circuit d'aide à la commutation passif est proposé en **figure 10 a**. La réduction du temps de commutation procurée par cette structure n'est pas négligeable. A la fermeture ($e = +V$), la capacité C déchargée présente une impédance très faible qui court-circuite la résistance R_2 , permettant de charger rapidement C_{iss} . A l'ouverture, ($e = 0$), le potentiel positif de C (au point commun de R_1 et R_2) est appliqué à un potentiel nul par la source e . La grille du Mosfet se voit alors appliquer un potentiel négatif forçant C_{iss} à se décharger rapidement.

Cet effet de pompage est d'ailleurs exploité dans certains drivers intégrés, spécialisés dans la commande des Mosfets de puissance.

Pour conserver son efficacité, le niveau de la source doit être suffisant de façon à compenser l'atténuation du pont [R_2 - R_3]. Avec les valeurs de composants indiquées, on peut atteindre des temps de commutation de 50 ns. Il serait possible de ramener le temps de fermeture à 30 ns en choisissant $R_2 = R_3 = 100 \Omega$, mais il est clair qu'il est préférable de prendre R_3 suffisamment grande de façon à limiter le courant de repos débité par la source dans la maille [R_1, R_2, R_3]. Une autre alternative consiste à utiliser un étage totem-pôle de commande de grille conformément au schéma de la **figure 10 b**. Il peut être réalisé à partir de deux transistors indépendants ou simplement avec l'étage de sortie d'un circuit CMOS (CD 40106 ou CA 3130, **figure 10 c**).

Le retard à l'ouverture du Mosfet est également responsable d'un phénomène transitoire insidieux qui influence le rendement de l'étage et la survie des transistors : la conduction simultanée des transistors complémentaires du totem-pôle. Il faut donc éviter la conduction simultanée des transistors d'un totem-pôle à la commutation.

Les pointes de courant transitoires à la commutation

C'est une manifestation caractéristique des étages totem-pôles à Mosfets, complémentaires ou non, et ils ne sont pas négligeables : nous avons pu mesurer sur notre prototype des courants de pointe supérieurs à 10 ampères sans dispositif de compensation. Les transistors sont alors

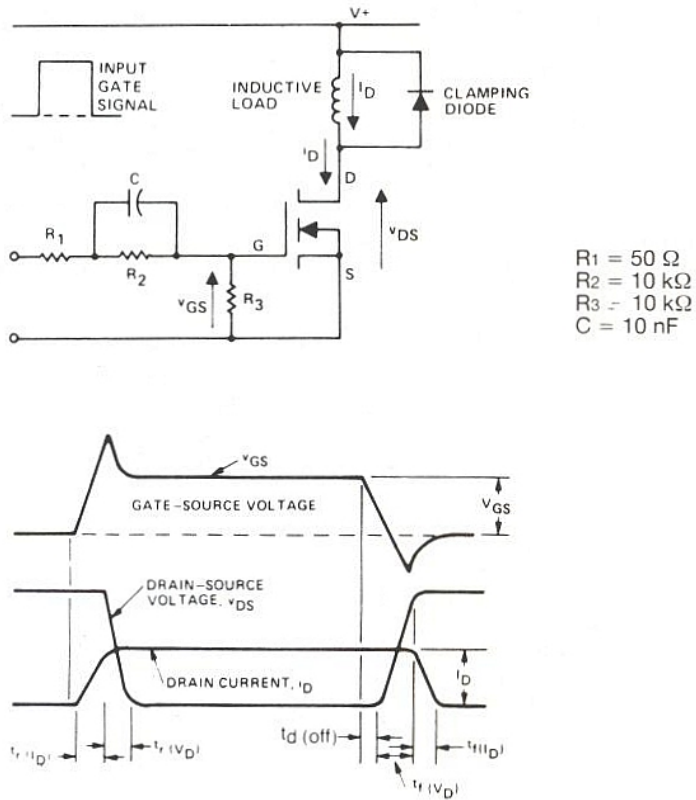


Figure 10 a : Chronogrammes de fonctionnement du circuit d'aide à la commutation.

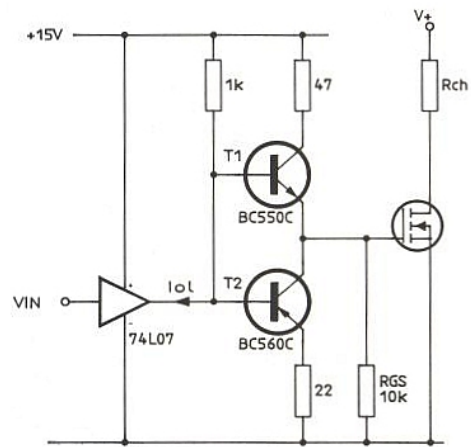


Figure 10 b Note 1 : 74LS07 = Tampon à collecteur ouvert, avec sortie de puissance supportant un $I_{oL} > 20 \text{ mA}$
 Note 2 : R_{GS} évite tout risque d'accrochage HF (T1 et T2 bloqués).

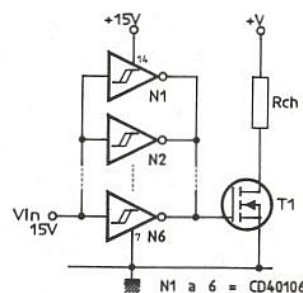


Figure 10 c

sujets à échauffement même si la charge est déconnectée. Ces courants sont la conséquence de deux particularités technologiques étroitement liées :

- * le retard à l'ouverture
- * la pente à la commutation (slew-rate, dont dépend le temps de montée).

Considérons l'étage de puissance complémentaire de la **figure 11 a**, utilisant un transistor canal N IRF530 et un canal P IRF9530, dont les temps d'ouverture et de fermeture sont indiqués ci-dessous :

	IRF530	IRF9530
Ton	50 ns	60 ns
Toff	100 ns	140 ns

On remarque que Ton est inférieur à Toff (retard à l'ouverture !), ce qui se traduit par une période de conduction simultanée T de T₁ et T₂ pour chaque front du signal de commande.

Pour un front montant : $\Delta T_{1h} = 140 - 60 = 80 \text{ ns}$

Pour un front descendant :

$\Delta T_{1h} = 100 - 50 = 50 \text{ ns}$

Les chronogrammes de la **figure 11 b** illustrent parfaitement les conséquences de cette imperfection technologique. Ce désagrément est accentué par la constante de temps de charge et décharge de C_{iss}, impliquant la présence d'un courant de transition même si Ton et Toff étaient identiques pour les deux transistors (**figure 11 c**). Il faut donc prévoir un temps mort entre l'ouverture de l'un et la fermeture de l'autre pour éliminer ce risque (**figure 11 d**). Un brillant exposé ayant été développé sur ce sujet par C. Basso dans *Electronique Radio-Plans* n° 506, avec les solutions qui s'y rapportent, nous nous contenterons d'exposer en temps utile une technique originale mise en œuvre sur notre prototype.

LA PROTECTION DES MOSFET DE PUISSANCE

Amortissement des surtensions et oscillations transitoires

Passons les limitations statiques indiquées clairement par les constructeurs dans leurs documentations : il suffit de savoir lire un relevé de caractéristiques, nous vous faisons confiance sur

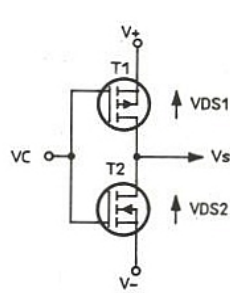


Figure 11 a

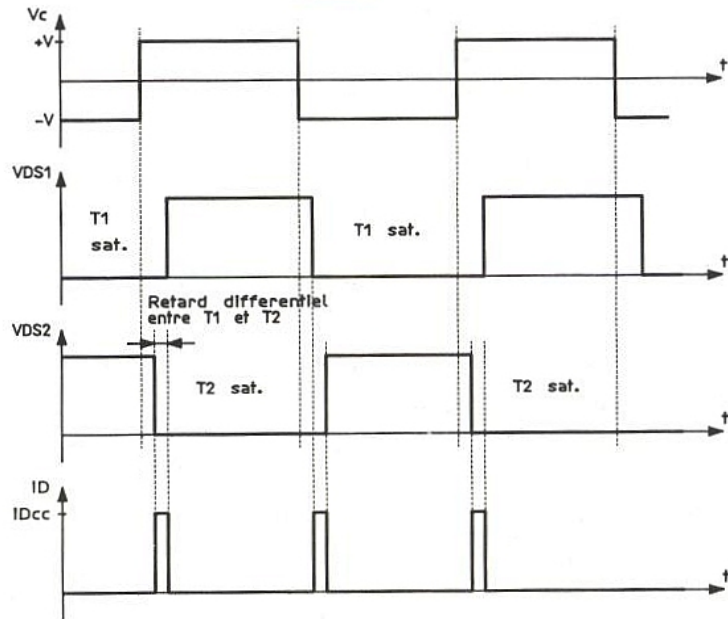


Figure 11 b : Influence sur Id des retards à l'ouverture d'un étage totem-pôle.

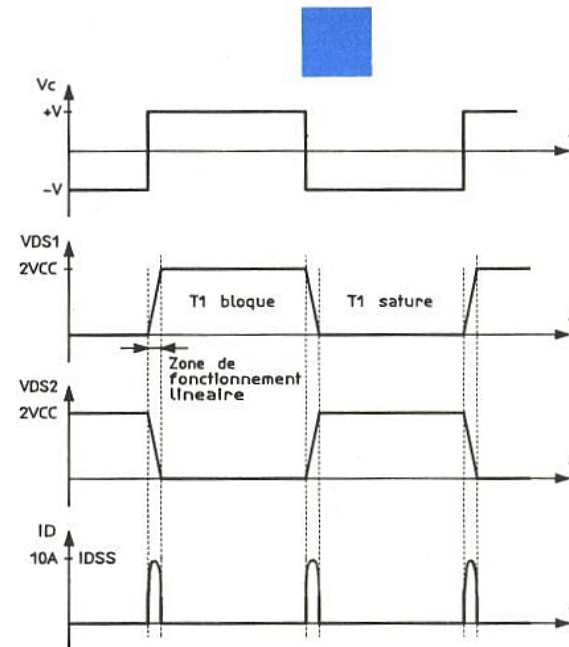


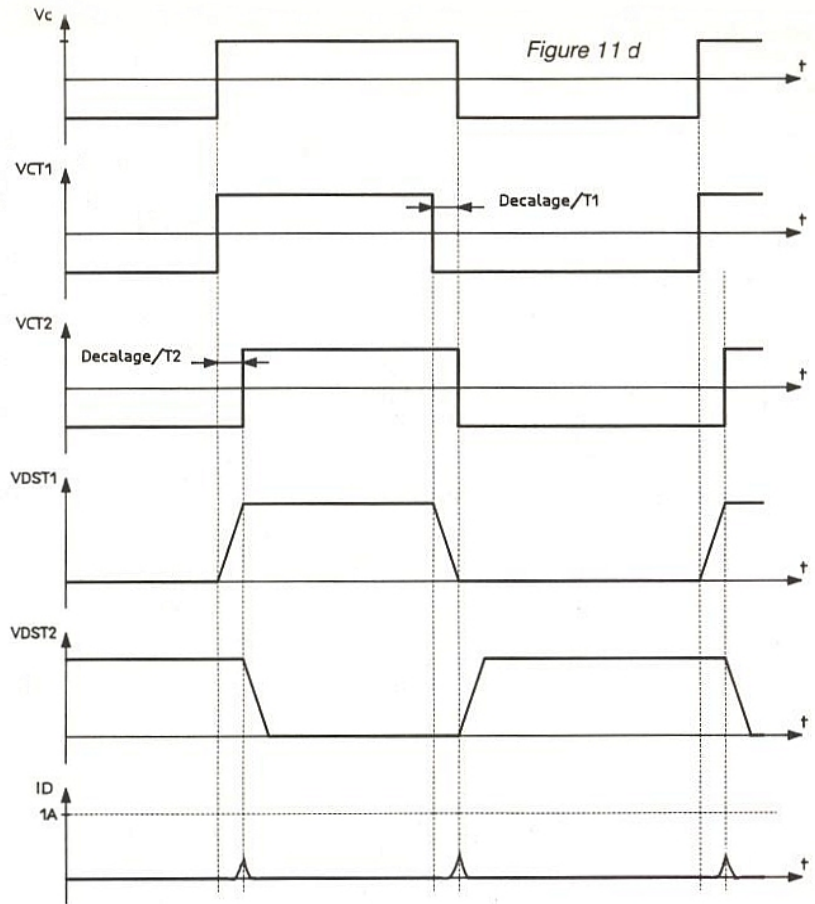
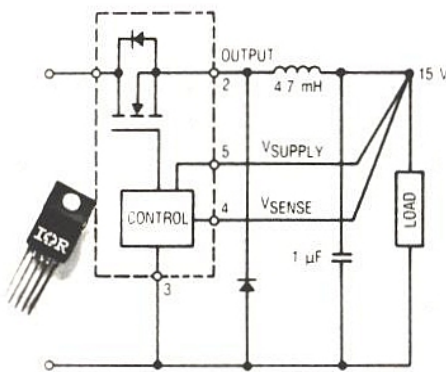
Figure 11 c : Influence sur Id de la constante de temps de charge de C_{iss}.

ce point. Le problème se pose lors de la commutation de charges inductives, de circuits de commande de grilles particuliers ou encore dans le cas de la mise en parallèle de plusieurs Mosfets de puissance.

La commutation des charges inductives provoque l'apparition de surtensions non négligeables à l'ouverture du transistor, d'autant plus grandes que la commutation est rapide et que le courant de drain est élevé.

CONCLUSION

Nous nous arrêtons ici pour ce numéro et exposerons la suite



de cette étude sur la classe D dans notre prochain numéro. Nous aborderons en particulier quelques réalisations d'étages de

puissance et de filtres de sortie hautement nécessaires avec cette classe de fonctionnement.

J. LEFÈVRE

ETUDE ET REALISATION DE CIRCUITS IMPRIMES



- C.I. (étamé percé) 30 F/dm² en SF, 60 F en DF à partir de mylars.
- Réalisation de mylars à partir de schémas de revues : 60 F/dm².
Chèque à la commande. Port : 15 F.
KIALI INGENIERIE 3, rue de l'Abbé Carton 75014 Paris
Tél. : 45.40.78.25 +
Délais rapides, qualité professionnelle.
- Tirage de vos films à partir de fichiers format Gerber et HP-GL.
Formats des disquettes 5" 1/4 (360 Ko et 1,2 Mo) ; 3" 1/2 (720 Ko et 1,44 Mo)
- Duplication de mylars
Etudes d'implantations assistées par ordinateur (devis sur demande)
- Services informatiques (matériels et logiciels : contactez-nous au 45.40.78.25 ou 40.44.46.94)
- Réalisez vos mylars vous-même à partir de schémas de revues.
Fourniture : 2 films 200 x 300 mm + REV/FIX, lampe + douille + notice : 200 F.
2 plaques époxy positives 200 x 300 mm : 100 F
Port et emballage : 30 F.

METIERS

de L'ELECTRONIQUE - de L'INFORMATIQUE

- PAR CORRESPONDANCE ▶▶ Des vidéostages chez vous sur K7 VHS + des supports A.F.I. techniques + des aides théoriques GRATUITES ou des cours écrits complets
ELECTRONIQUE : Dépanneur TV (N.B.Couleur), Dépanneur Magnétoscope, Monteur en systèmes d'alarmes, Technicien en antennes (Terrestres et satellites)
INFORMATIQUE : Programmeur, informatique de secrétariat, opératrice de saisie

- EN STAGE ▶▶▶▶▶ Assuré par des professionnels
Formation complète depuis l'initiation jusqu'à la spécialisation trois formules

- un stage longue durée.
- plusieurs stages, courts selon votre disponibilité et vos moyens.
- tous les samedis + cours par correspondance.

ELECTRONIQUE : Dépanneur TV, Dépanneur magnétoscopes, Microprocesseurs
INFORMATIQUE : Initiation, Logiciels, Programmation

POUR RECEVOIR UNE DOCUMENTATION GRATUITE, VEUILLEZ NOUS FAIRE PARVENIR CE BON A :
A.F.I. 52/54 Av du 8 Mai 1945 95200 SARCELLES

NOM : Prénoms :
N° : Rue :
Code postal : VILLE : PAYS :
Je suis intéressé par : ELECTRONIQUE INFORMATIQUE
Je vous demande une documentation sur le METIER de :
pour : les COURS les STAGES

ERP 07/90

Le Normameter MP 14

Avec ce multimètre 20 000 points autoranging, nous allons faire connaissance avec la production d'une firme autrichienne spécialisée en instrumentation que peu d'entre nous connaissent : NORMA. Le vocable multimètre n'est d'ailleurs pas véritablement approprié, s'agissant du MP 14 nous devrions plutôt écrire système d'acquisition, car, suppléé par le socle interface MPS, le MP 14 peut s'inscrire dans un réseau de mesures IEE 488 ou encore communiquer via liaison RS 232, dans les deux sens - envoi de données et réception d'ordres de programmation - avec un ordinateur de traitement.



Intrinsèquement le Normameter MP 14 est bien un multimètre offrant 20 000 points de mesure et faisant office de voltmètre (AC et DC), d'ampèremètre (AC et DC) jusqu'à 10 A, d'ohmmètre (jusqu'à 100 M Ω), de décibel-mètre dans la plage - 160 à + 160 dB, de thermomètre (de - 20° C à + 1200° C) avec une sonde thermocouple Chromel-Nickel et... de fréquencemètre de 10 Hz à 130 kHz.

De très nombreux accessoires optionnels permettent d'étendre des possibilités de base déjà vastes.

Citons par exemple deux types de sondes HT (3 et 30 kV), des sondes HF (jusqu'à 800 MHz) et trois types de pinces ampèremétriques.

Mais ce qui caractérise ce système d'acquisition, c'est bien le socle d'interface MPS qui autorise au MP 14 le dialogue avec un ordinateur de centralisation de mesures soit par le bus IEE 488, standard en instrumentation, soit en RS 232 C, soit encore grâce à un port Centronics directement avec une imprimante.

Si cette option est retenue par l'utilisateur, il sera toutefois nécessaire d'adjoindre au bloc multimètre une petite carte optionnelle supportant le connecteur 4 broches reliant le MP 14 au socle MPS d'interface de communication.

Nous y reviendrons plus loin.

Le MP 14 dispose aussi, outre les fonctions citées plus haut, du désormais classique test de continuité avec beeper, et du test de jonctions semi-conductrices. Il affiche la valeur RMS vraie en alternatif, et ce tant en voltmètre qu'en ampèremètre.

C'est au circuit intégré d'Analog Devices, maintenant très connu, AD 636 qu'est dévolue la conversion RMS comme en témoigne le schéma de la **figure 1** dévoilant la circuiterie du MP 14 dans son intégralité.

L'appareil est doté d'un affichage à cristaux liquides très clair et très complet, avec chiffres de 15 mm et bargraph linéaire, qui particularité intéressante, dispose d'une fonction "loupe".

La signalétique est remarquable. L'utilisateur est renseigné en un clin d'œil sur le calibre utilisé, l'unité, les surcharges éventuelles et surtout il sait s'il a exploité une des nombreuses fonctions annexes accessibles par le clavier de quinze touches disposé sous le bloc d'affichage. La sélection des grandeurs s'effectue par le truchement d'un unique sélecteur rotatif, solution ergonomique employée aujourd'hui à juste titre par la majorité des constructeurs. Comme pour tout multimètre autoranging, le MP 14 peut être forcé en mode manuel, ce qui

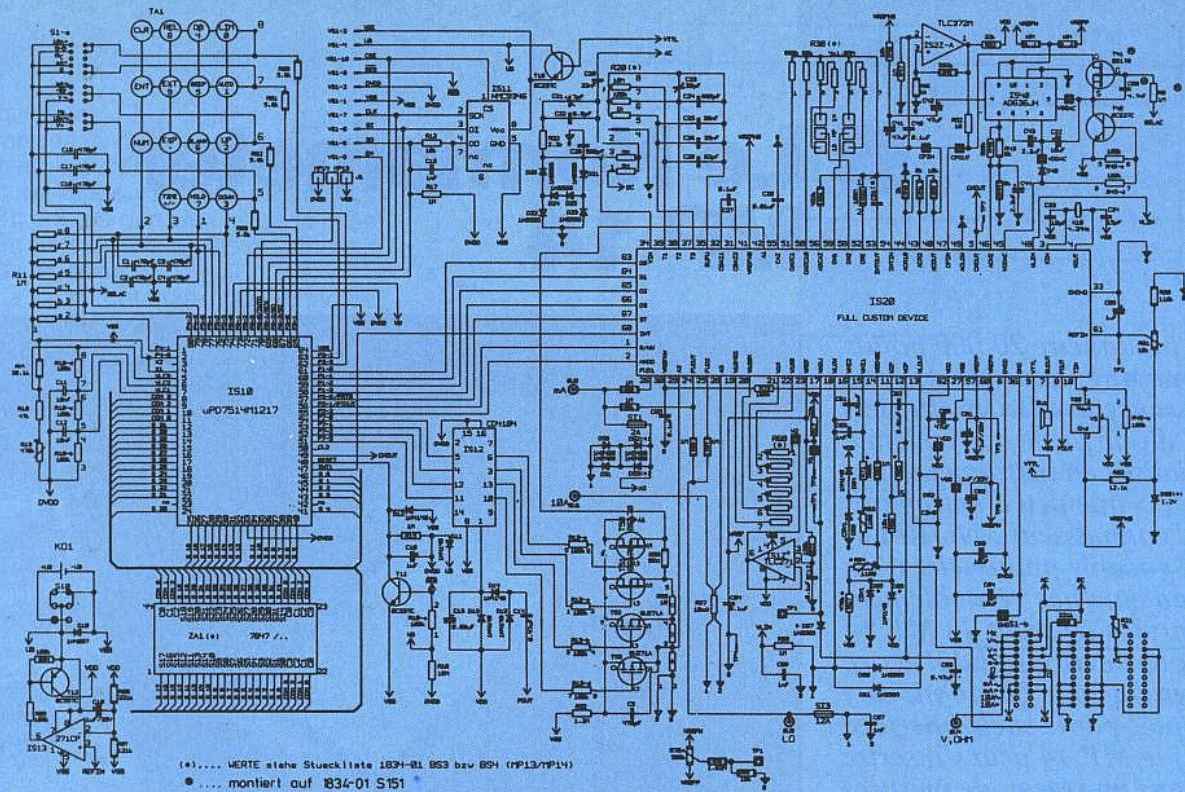


Figure 1 : Schéma complet du MP 14. Le cœur est un circuit "custom design" relayé par un micro-contrôleur NEC.

est intéressant aux extrémités d'un calibre, grâce aux touches "UP" et "DOWN" qui permettent respectivement de monter ou descendre dans les gammes. La touche "AUTO" repositionne le MP 14 en mode sélection automatique.

Voyons successivement le rôle des touches de fonctions additionnelles.

- La touche "HOLD" fige l'affichage numérique sur la dernière valeur mesurée. Le bargraph lui continue de suivre l'évolution de la grandeur en temps réel.

- La touche "REL" permet d'effectuer des "offsets" ou des mesures relatives. L'affichage indique alors le résultat de la différence entre la valeur mesurée et une valeur de référence qui a pu être acquise précédemment ou bien rentrée directement avec le pavé numérique.

Dans ce dernier cas la procédure doit être la suivante :

On appuie successivement sur "REL" puis "NUM", on rentre la valeur numérique choisie et enfin on valide par "ENTER".

- La touche "EXTR" mémorise la valeur des extrema rencontrés lors d'une mesure.

Le beeper sonore indique les dépassements avec deux tonalités différentes selon qu'il s'agit d'un dépassement du minimum en pente négative ou du maximum en pente positive.

- La touche "LIM" autorise l'introduction de valeurs limites (min, max) par le clavier. L'appareil annonce les dépassements.

- La touche "CLR" (clear) annule la fonction calcul et repo-

sitionne l'appareil en mode multimètre.

- "dB" donne l'indication de la grandeur mesurée en décibels (tensions, courants). La valeur de référence interne correspond au 0 dBm - 1 mW/600 Ω - mais l'utilisateur peut rentrer d'autres références par le clavier :

(G dB = 20 log (Gmesurée/Gréf))

- "BEEP" valide ou non le signal sonore (reste actif dans le cas d'une surcharge et en test de continuité).

- "BLANK" efface le digit le moins significatif, on passe donc de 20 000 points à 2000 points.

- "EXPAND" multiplie la résolution du bargraph par 10. Il s'agit de la fonction loupe évoquée plus haut. Cette touche est bistable.

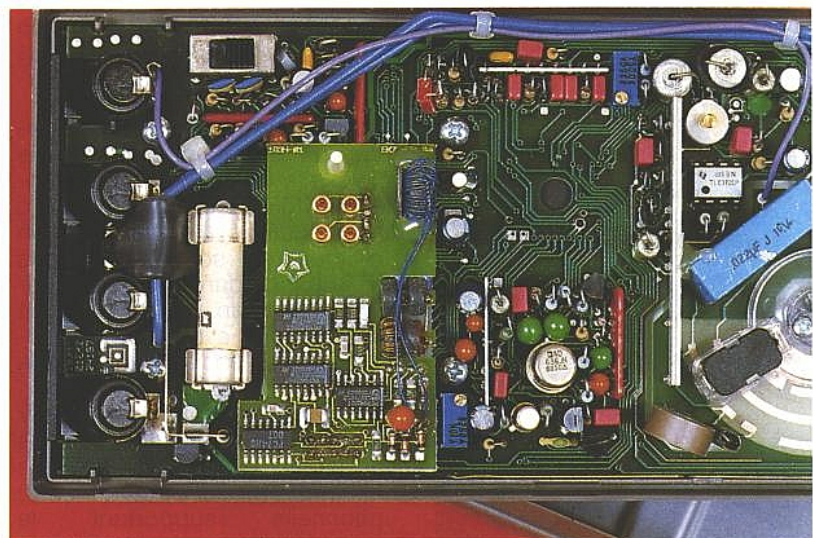
- "TIME" permet de modifier l'intervalle de temps de rafraîchissement de l'affichage numérique.

- "NUM" donne l'accès au clavier numérique (double fonction des autres touches) pour l'introduction d'une valeur numérique. Comme on le constate, le MP 14 est un multimètre on ne peut plus complet.

L'interface MPS

Ce sous-ensemble autorise les échanges d'informations entre différents appareils : périphériques d'ordinateur ou ordinateurs, et le MP 14.

L'emploi du MPS nécessite l'adjonction dans le MP 14 d'une petite carte supportant la



Vue interne du MP 14 doté de la carte d'interface.

connectique de liaison. Avec le MPS il est possible d'intégrer le MP 14 dans un réseau IEE 488 ou d'effectuer une liaison duplex RS 232 C avec un micro de contrôle et de traitement ou même d'imprimer directement des saisies sur imprimante via le port Centronics.

En outre, une sortie analogique PWM (0,1 V) autorise l'attaque d'enregistreurs avec un temps de réponse de 0,3 s. Ceci est bien utile pour le suivi d'une grandeur physique évoluant lentement dans le temps.

La liaison entre le MP 14 et le MPS est du type série. Le cœur de l'interface est un micro-contrôleur de type 8051 accompagné d'un ACIA (Adaptateur d'interface de Communication Asynchrone), d'une mémoire programme de 32 k bytes et d'une mémoire de données de 8 k bytes. Un ensemble de dipswitches permet la configuration de l'interface selon les modes de fonctionnement choisis.



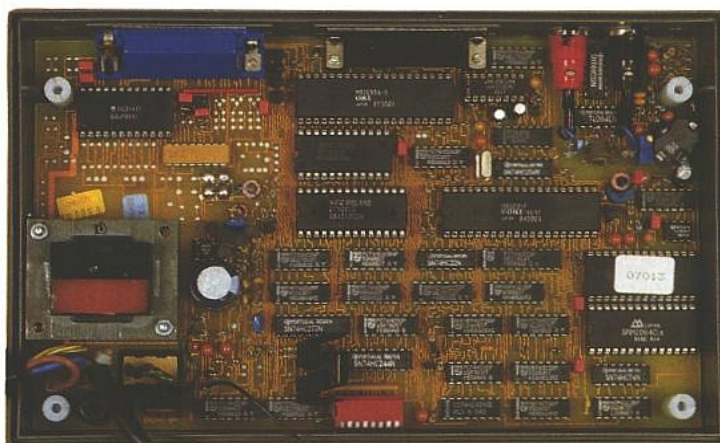
Les dipswitches de configuration du socle interface MPS.

Ces derniers autorisent le choix de la vitesse et du format de transmission en RS 232 C (de 110 à 9600 bauds) ou le mode de travail en IEE 488. Signalons que le même connecteur 24 broches sert aux liaisons IEE 488 et Centronics, le choix s'effectuant lui aussi au niveau du groupe de huit switches accessibles sur le côté droit du socle.

Une série de LED disposée sous le commutateur marche-arrêt rappelle la configuration et le mode de fonctionnement choisis.

Bien que le constructeur fournisse avec les deux appareils, MP 14 et MPS, des notices d'utilisation très claires et très complètes, il faut préciser que la majorité des éléments nécessaires à une bonne utilisation sont rappelés sur les coffrets.

Chose intéressante, avec l'interface le multimètre peut être exploité en tant que convertisseur de mesures, en recevant les données en provenance d'autres périphériques connectés sur le bus. Le constructeur fournit deux



Vue interne du MPS. Une réalisation soignée comme le reste des circuits.

logiciels de démo pour une exploitation correcte de l'interface.

Il est certain que le MP 14 n'acquiert toute sa "dimension" qu'avec cet interface qui le transforme en véritable système d'acquisition et de traitement de données.

CONCEPTION ET FABRICATION

Tant le MP 14 que le MPS exploitent une circuiterie moderne, relayée par une fabrication en circuits double face à trous métallisés, rendue nécessaire par la grande densité de composants à placer sur une surface restreinte.

Le multimètre est réalisé autour d'un circuit fondu d'après les données "client".

Ce circuit remplit toutes les fonctions de conversion, comprend le diviseur actif et la circuiterie d'ohmmètre. Tous les contrôles et les fonctions numériques sont gérées par un micro-contrôleur μ PD 7514 NEC.

Dès lors nous ne trouvons plus autour de ces deux éléments principaux que le circuit de conversion RMS AD 636 et ses éléments périphériques, le circuit de commande de l'afficheur, la mémoire EPROM à accès série du type MMC 9346, quelques transistors de commutation et des AOP lin CMOS exploités en tant que sources de courant ou comme amplificateurs.

Les protections sont assurées par diodes tête-bêche et fusible rapide sur les calibres intensité et par écrêteurs sur les calibres ohmmètre et voltmètre.

Le MP 14 est doté pour ce qui concerne la mesure des températures avec sonde NiCr-Ni d'une compensation de jonction froide. Le constructeur donne par ailleurs une courbe de correction de linéarité car il n'y a pas de circuit de correction inter-

ne, ce qui ne se justifie pas avec ce type de couple jusqu'à environ 600° C.

L'interface MPS est entièrement implanté sur une carte double face, connecteur RS 232 et IEE 488 compris.

Toutes les liaisons série sont isolées, soit par transformateur, soit par circuit spécialisé pour le RS 232 C (avec le fameux ICL 232).

Rien à redire globalement sur la construction de facture soignée, étudiée pour faciliter une éventuelle maintenance.

Les coffrets des deux appareils avec leurs inscriptions sur LEXAN sont conçus pour durer.

CONCLUSION

Nous sommes en présence d'un excellent appareil qui offrent des caractéristiques dépassant largement les besoins courants. Ses très nombreuses fonctions supposent, si on désire l'exploiter correctement, une prise en mains assez longue.

Il n'y a pourtant aucun reproche à formuler sur l'ergonomie et la fonctionnalité du MP 14. La pleine mesure ne sera atteinte qu'avec le socle interface MPS. Evidemment le coût est à la hauteur des performances : 3459,60 F HT pour le MP 14 et 3001 F HT pour l'interface. Considérant les possibilités offertes et la qualité de fabrication de l'ensemble, cela ne semble pas prohibitif.

Epromer AC

Le mois dernier nous vous avons proposé la base d'un programmeur d'eprom original, puisque pouvant être utilisé manuellement ou piloté par ordinateur, le tout pour moins de 1 000 F.

Vous trouverez ici les compléments nécessaires à savoir :

l'alimentation, une carte 8255 pour lier l'epromer à un CPC, une gestion des commandes et un clavier fournissant des mots de 8 bits. Bien entendu nous n'avons fait appel à aucun circuit intégré spécialisé (notamment pour le clavier) afin de conserver à cette étude son aspect ludique, une maintenance aisée et un coût extrêmement bas face aux possibilités offertes.



Certains pourraient penser : "c'est une usine à gaz EPROMER !". Il est vrai qu'une quarantaine de circuits intégrés pour ne faire qu'un programmeur d'EPROM en 1990 c'est beaucoup. Mais observons le rapport performances/prix : pilotable par ordinateur (CPC, PC, etc.), mais également utilisable de façon autonome grâce à son clavier, son horloge interne et son affichage, il bouleverse les habitudes. Exemple : un lecteur d'ELECTRONIQUE RADIO-PLANS décide de sauver en EPROM des séquences. EPROMER permet de tester (en manuel) chaque pas AVANT programmation (sortie

directe des données clavier vers utilisation). Sur le terrain, inutile d'emporter un ordinateur ou un lecteur d'EPROM : EPROMER + EPROMAN offrent le contenu des adresses en cycle montant, descendant, pas à pas etc.

ALIMENTATION

La **figure 1** est éloquent : rien que du naturel ! Mais redevenons sérieux, car l'alimentation d'un ensemble comme celui-ci mérite un peu d'attention. Trois lignes BT sont prévues afin de fournir en énergie :

- 1) le bloc d'affichage (environ 800 mA)
- 2) la logique de commande (EPROM en service) soit 270 mA PLUS EPROMAN (clavier, etc.) : 250 mA
- 3) la "haute tension" VPP, d'une trentaine de volts avant traitement (30 mA maxi).

Si EPROMER est lié à un CPC, la carte 8255 est fournie en 5 V par ce dernier (consommation 100 mA, soit 1/3 du maximum autorisé).

Comme vous l'avez constaté le mois dernier, nous avons choisi de distribuer les tensions non stabilisées et d'affecter un régulateur pour chaque fonction. Nous avons fait de même pour EPROMAN, et c'est ainsi que la ligne aux bornes de C₃, C₄ est

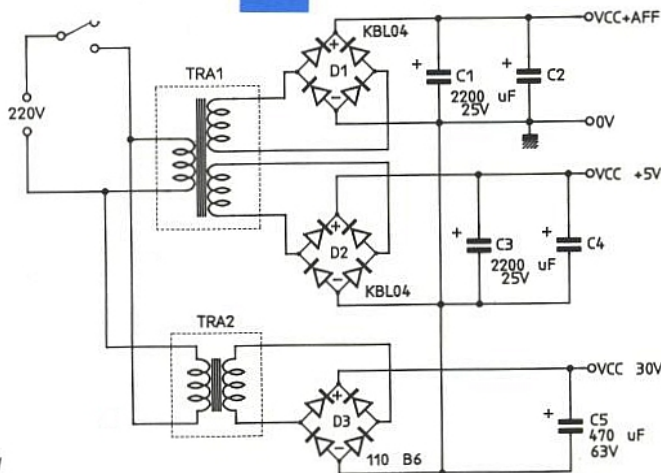


Figure 1

disponible en face arrière de l'EPROMER, sur deux fiches banane.
 Sur notre maquette, nous avons utilisé un vieux transfo rebobiné par nos soins à deux fois 7,2 V, mais 2 fois 6 V conviennent parfaitement.

CARTE 8255

Une fois l'alimentation mise en service, l'EPROMER est terminé. Il faut maintenant le commander de façon élégante, et surtout idéalement adaptée au besoin de l'instant. Il serait en effet assez délicat de programmer manuellement plus de 500 adresses, et il est nettement préférable de confier cette tâche à un ordinateur et à un soft intelligent. Pour cela, il suffit d'intercaler entre l'EPROMER et l'ordinateur une carte 8 entrées-16 sorties (figure 2). Les fidèles lecteurs connaissent déjà la solution : un 8255. Nous avons mis en pratique ce PIO dans le μ RACK, et plus précisément pour la carte AD (n° 499 à 501). Afin d'éviter les répétitions, nous prions le lecteur de se reporter à ces articles pour en savoir plus sur ce circuit et ses modes de fonctionnement.

Comme cette carte devra impérativement être la SEULE connectée au CPC (rappelons qu'elle puise son alimentation sur le port I/O de la machine et qu'il ne faut pas atteindre 300 mA), de nombreuses simplifications sont possibles : pas besoin de buffériser entrées et sorties du port ni de rendre programmables les adresses d'accès à la carte. Donc nous avons opté pour un décodage fixé à F9F0...F9F3, conformément à la loi que nous avons instaurée pour le rack (F9xx = mesures).

C'est un choix arbitraire, mais qui ne devrait gêner personne. Pourtant, nous avons conservé le système de décodage total des adresses par deux octuples comparateurs (sauf A₀ et A₁ directement liés au 8255), afin de laisser à chacun la possibilité de modifier à sa convenance, par simple réimplantation des entrées de comparaison. Le plus dur est fait : organiser les liaisons des ports A, B et C à la DB25, et pour cela il n'y a pas à inventer ! Nous avons également conservé la solution retenue pour le rack au sujet de RD et WR, soit des signaux "à nous", appelés TRR et TRW, composés de OU avec

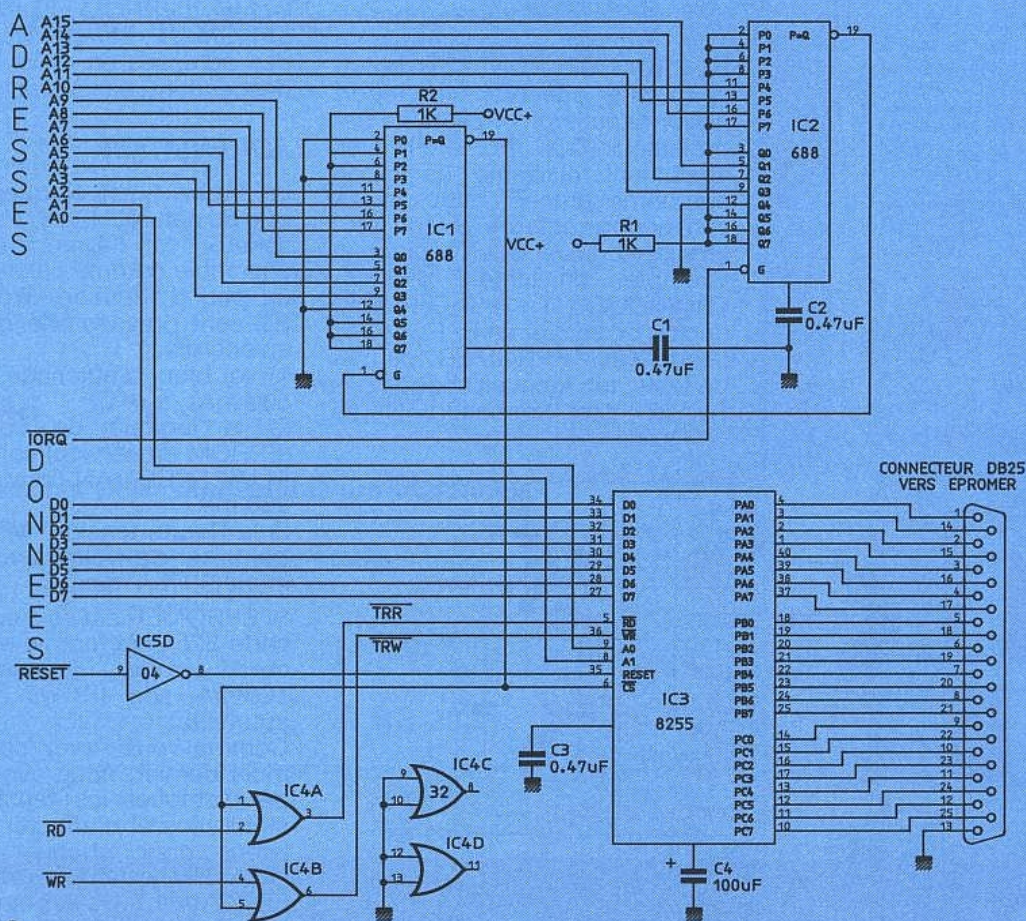
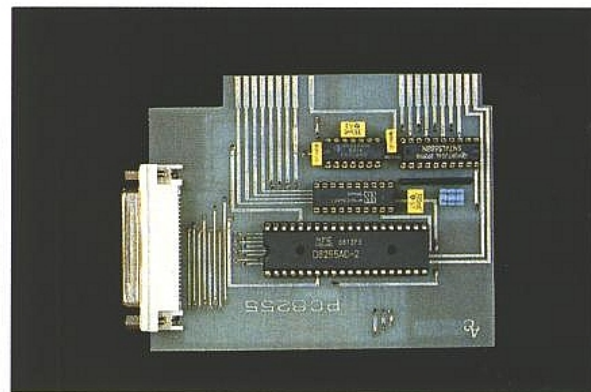
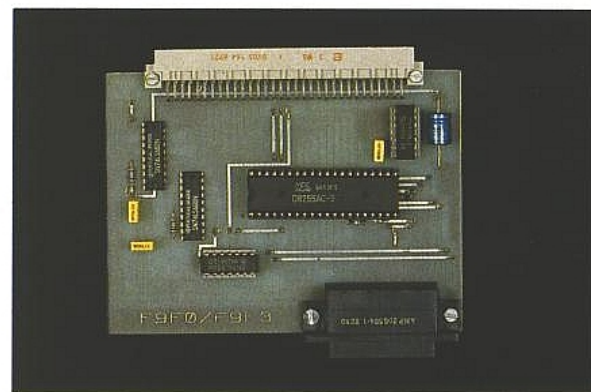


Figure 2

le CS (décodage des adresses tenant compte également d'IORQ — 1 de IC₂ —) et les bus RD et WR. Comme nous l'avions dit à l'époque, cette formule élimine toute ambiguïté car elle impose une conjugaison très sélective des conditions d'entrées-sorties. En effet, pour une lecture par exemple, il faut que l'adresse soit reconnue, que IORQ soit présent et que RD fasse partie de la fête : difficilement contournable !

Vous nous pardonnerez sans doute de simplifier parfois les appellations dans le texte, et notamment de ne pas mettre de "barre" à toutes les sauces. Le schéma est là pour apporter ces précisions importantes. Tellement importantes, que pour adapter le RESET (barre) issu du CPC au 8255, il a fallu monopoliser un inverseur.

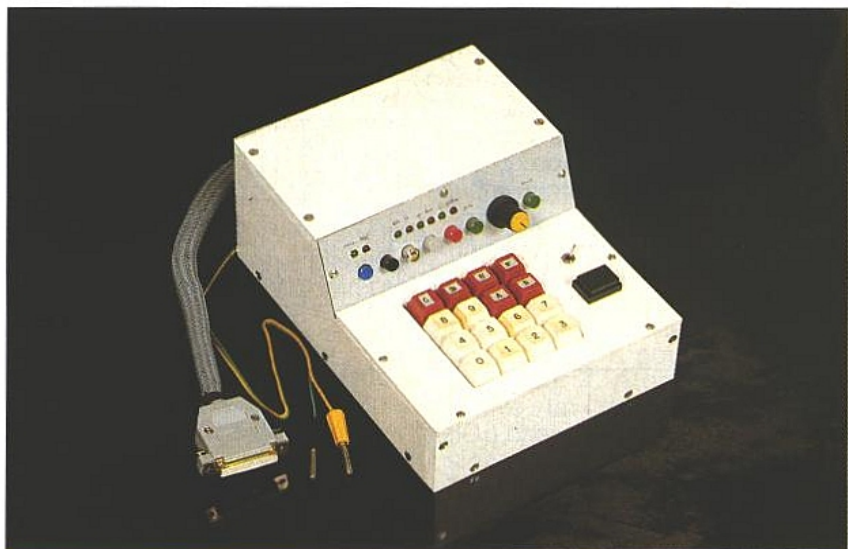
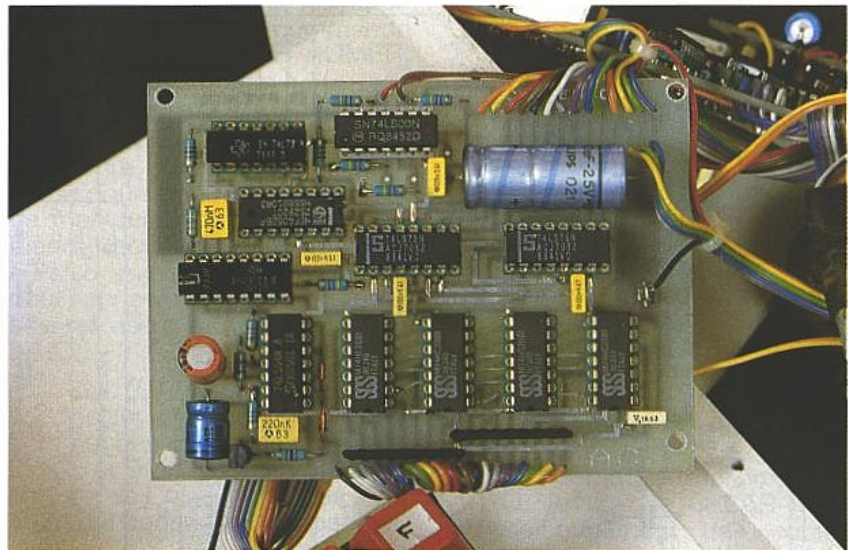
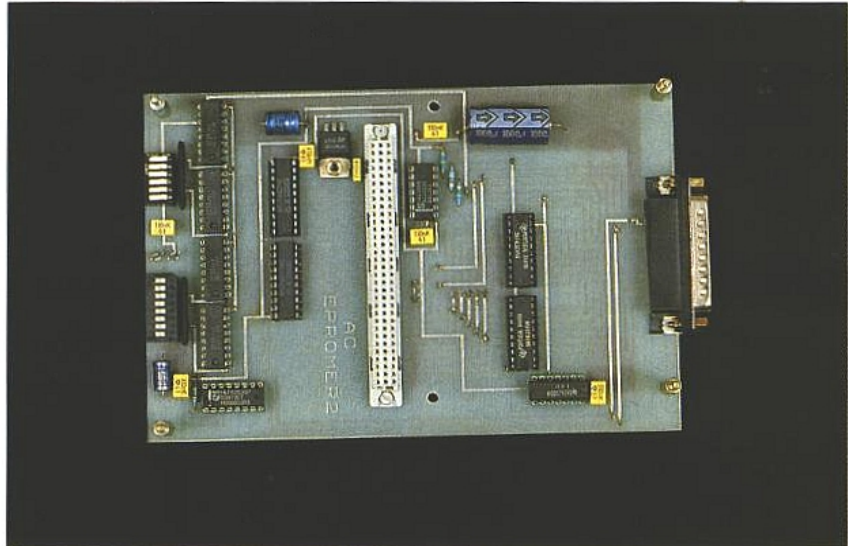
Petite remarque utile : quand l'auteur a implanté la carte, il a fait une erreur sur trois des portes restantes de IC₅. Au lieu de forcer les entrées inutilisées, il a forcé les sorties ! Résultat : tout fonctionnait à merveille, mais la consommation de la carte complète était de 150 mA au lieu de 100.

Avant de passer à l'examen de la commande manuelle appelée EPROMAN, il nous faut insister lourdement sur le fait que la liaison au CPC malgré les apparences (41612), n'utilise pas le même câble que le rack. Pour éviter les erreurs, nous ne donnerons pas la répartition des fils et le lecteur aura à sa charge de respecter scrupuleusement le manuel du CPC (brochage du port I/O) et d'effectuer la distribution au 41612. En toute franchise, cela nous semble la meilleure solution pour éviter à certains de nos amis de s'engager "les yeux fermés" dans une réalisation qui demande un certain soin. Au fait, existe-t-il une réalisation qui n'en demande pas ?

EPROMAN

Quand une liaison à un ordinateur n'est pas indispensable, le fait de pouvoir piloter EPROMER par une commande manuelle est particulièrement confortable. Il va donc falloir reconstituer certaines fonctions traitées par un micro (gestion de clavier par exemple) de manière simple, et surtout éviter de "construire" un mini-ordinateur" pour remplir cette tâche !

Nous allons voir ensemble comment procéder avec des circuits logiques peu coûteux et largement diffusés. Au faible coût



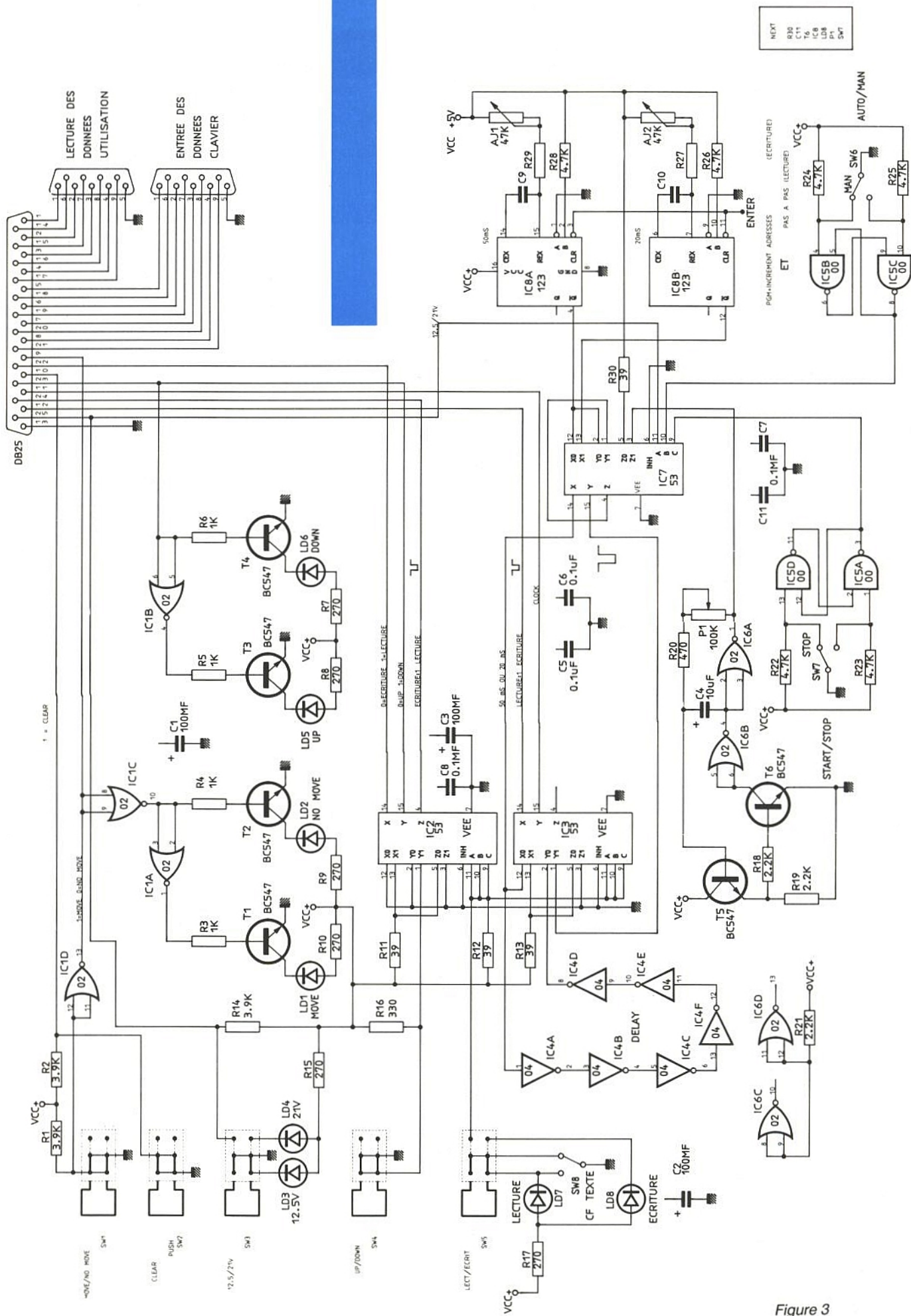


Figure 3

s'ajoutera la compréhension du fonctionnement par tout un chacun, ce qui n'a — à notre avis — pas de prix.

Le schéma d'EPROMAN est donné partiellement **figure 3**. En effet, il nous a semblé judicieux de découper en deux parties distinctes les commandes proprement dites et la gestion de clavier que nous appellerons CLAVENCO. A la fin de ces pages, le lecteur attentif aura compris qu'il dispose de "modules" réutilisables pour ses réalisations personnelles et que notre démarche est allée volontairement dans ce sens : carte 8255, encodeur de clavier, etc.

Comme nous l'avons établi le mois dernier, EPROMER attend 8 commandes, 8 données et restitue à son tour 8 données. Voyons dans un premier temps les 8 commandes :

1 - MOVE-NO - MOVE. C'est elle qui va autoriser la mise en place de l'EPROM ou son extraction. Commande très importante, car elle va gérer la présence ou l'absence des tensions sur le support. De nombreuses conditions de sécurité sont assurées par EPROMER, et il ne nous reste plus qu'à présenter un 1 logique pour MOVE (déplacer) ou un 0 dans le cas contraire. Le schéma est plus complexe que le strict indispensable, sans raison !! En effet, SW₁ portant la ligne de 0 à 1 aurait suffi, et comme c'est un double inverseur, la seconde section aurait pu assurer la visualisation et deux transistors... C'est un peu ridicule, mais au départ nous avions mis en place une condition de sécurité, affichant NO MOVE si on était resté en écriture. Cette commande entrerait bien évidemment sur 11 de IC₁₀. A l'usage, cette précaution s'est avérée exaspérante et plutôt dangereuse. Nous avons préféré ajouter une clé d'interdiction d'écriture (SW₈).

En effet, ce que nous avions prévu était la liaison de 4 de IC₃ avec 11 de IC₁. La led NO MOVE restait allumée si la clé d'écriture était active, mais la clé MOVE-NO MOVE était sans effet dans ce cas. Exaspérant et dangereux, car plus d'isolement du support si la clé écriture restait poussée. Le remède était pire que le mal !

Comme l'implantation était faite et qu'une porte de IC₁ était indispensable (B), nous n'avons pas jugé utile de tout "broyer". La liaison a simplement été coupée et 11-12 de IC₁D liées.

2 - CLEAR. La remise à zéro des adresses est assurée tout sim-

plement par SW₂ qui force la ligne à 0 au repos et à 1 (par R₂) en cas de besoin. Nota : SW₂ est un poussoir.

3 - CHOIX VPP 12,5 V ou 21 V. Pour ce faire, il suffit de porter la ligne correspondante à 1 (12,5) ou 0 (21). Une signalisation est prévue par LD₃ et LD₄. Tenter de programmer une 2764 avec 12,5 V est sans effet ni danger, par contre une 27C64 vivrait très mal une expérience à 21 V. Pour attirer l'attention de l'utilisateur, les commandes délicates sont signalées par une led rouge (move, 21 V, écriture et décrémentation du compteur).

4 - UP/DOWN. Incrémentation ou décrémentation du compteur prépositionnable installé dans EPROMER. La clé SW₄ se charge du travail, mais ne commande pas directement EPROMER.

Nous avons en effet jugé utile d'interdire la décrémentation en mode Ecriture, car on imagine mal écrire en marche arrière et ce ne pourrait être qu'une erreur de manipulation. Donc, la commande lecture/écriture fait basculer 6 inverseurs (IC₂ et 3), et nous en avons retenu un pour assurer notre protection (1.2.15 de IC₂).

5 - LECTURE/ECRITURE. SW₅ en position lecture porte les 6 commandes d'inverseurs (A, B, C, IC₂ et 3) à 1 par R₁₂. Dans ce cas, on sait que les sorties X, Y et Z sont connectées respectivement à X₁, Y₁ et Z₁. X de IC₂ met la commande EPROMER à 1, ce qu'il attend. Y autorise le choix UP/DOWN. Z force le niveau bas à l'impulsion de lecture, permettant ainsi de conserver les données sur les afficheurs sans avoir besoin de latcher. En mode manuel cela ne pose aucun problème, mais le soft agira différemment. Nous en reparlerons.

X de IC₃ force la ligne d'impulsion d'écriture à 1 et Y commute l'horloge à 15 de IC₇. Z est inutilisé.

En écriture, X₀ de IC₂ commande un 0, Y₀ force Y à 0 (c'est ainsi que l'on interdit de décrémentation en écriture), Z₀ remplace l'impulsion de lecture par un 1, X₀ de IC₃ laisse passer les impulsions d'écriture provenant de IC₇ et Y₀ récupère ces impulsions après un retard apporté par IC₄, afin d'alimenter l'horloge pour incrémenter automatiquement les adresses.

On constate donc que dans les deux positions, les exigences de l'EPROM sont satisfaites, certaines précautions prises, et quelques astuces appliquées pour

augmenter le confort d'utilisation. Par exemple, c'est la même touche ENTER qui servira en mode programmation à valider les données, appliquer l'impulsion d'écriture et incrémenter d'un point le compteur d'adresses mais aussi de touche pas à pas (up ou down) en lecture.

La clé SW₈ interdit très simplement l'écriture. C'est une sécurité supplémentaire qui a l'avantage de conserver une indication correcte des leds : si la clé d'écriture est active alors que la sécurité est mise, la led lecture reste allumée.

De plus, les indications UP/DOWN (Ld5 et 6) étant prélevées directement sur la ligne de commande, elle témoigneront également de la sécurité d'écriture : si la commande DOWN est active et que l'on passe en écriture, les leds basculent pour confirmer le mode UP impératif.

Vous voyez qu'il n'y a rien de compliqué (c'est tout bêtement de la commutation), mais que le maximum a été fait pour rendre aimable le mode manuel.

Comme nous allons le voir, l'écriture consiste à taper la donnée au clavier et appuyer sur ENTER, comme on le ferait sur un ordinateur. En lecture, on pourra choisir UP/DOWN, pas à pas ou AUTO (vitesse variable) et on disposera d'une commande de START pour lancer ou arrêter le mode AUTO. Ajoutez le CLEAR et le prépositionnement des compteurs, et vous devriez être convaincu qu'une programmation manuelle avec EPROMAN n'a rien à voir avec les galères proposées parfois.

Voyons comment créer les signaux d'horloge, les impulsions de programmation et l'auto-incrémentation des adresses.

IC₇ est chargé d'aiguiller les diverses possibilités. C'est toujours un triple inverseur, mais contrairement aux précédents, chacun est commandé individuellement : A pour X, B pour Y et C pour Z. A droite de IC₇, on trouve un double monostable (IC₄) chargé de calibrer les impulsions de programmation pour les 2764 (50 ms) et 27C64 (20 ms).

Les deux monostables sont commandés en permanence par la touche ENTER. Cette touche n'est pas sur ce schéma mais il suffit de savoir que c'est un simple circuit anti-rebonds. A la sortie des monostables, on récupère les impulsions sur l'inverseur X. Pour faire le bon choix, il suffit de relier A à la ligne 12,5 - 21 V. Ainsi, si 12,5 est sélectionné, c'est l'impulsion de 20 ms

qui est prise en compte. Pour 21 V, c'est bien entendu 50 ms. La sortie de IC_{8a} est également reprise sur Y₀. Y véhicule l'horloge en lecture seulement, alors que vient faire ici une impulsion d'écriture de 50 ms ? Tout simplement permettre d'utiliser la touche ENTER pour avancer (ou reculer) en pas à pas. La commande B est faite par un autre circuit anti-rebonds et SW₆ permet de choisir entre manuel (pas à pas) ou auto. En AUTO, Y₁ revient sur Z et Z₀ porte l'horloge à 1, Z₁ à un petit oscillateur réglable en vitesse. C qui va faire basculer Z est piloté par un anti-rebonds SW₇ qui permettra de mettre en marche l'oscillateur ou de le couper. En fait il fonctionne en permanence et c'est la ligne d'horloge qui s'y raccorde ou non. Vous l'avez reconnu l'oscillateur ? C'est le même que celui utilisé dans la télécommande de MARC. Bien entendu, tout ceci est valable en lecture seulement. En écriture

c'est plus simple, l'impulsion de programmation sert, après un léger retard à incrémenter le compteur. Il ne nous manque plus qu'un clavier. N'attendons pas plus !

CLAVENCO

Le schéma est donné figure 4. Le système est très simple et fonctionne parfaitement même avec des claviers aux contacts bien douteux. Quatre NAND à 8 entrées sont assignés respectivement à A, B, C et D du mot de quatre bits correspondant à une touche. Toutes les entrées sont forcées à 1 par les réseaux de résistances R₁ et R₂, donc au repos on obtient bien 0000. Supposons qu'on appuie sur F : le mot doit devenir 1111. Il suffit que la touche mette à 0 une seule entrée de chacun des NAND.

Le problème n'est résolu qu'en partie, car il nous faut encore reconnaître un appui sur une tou-

che et stocker les résultats obtenus, les mots n'étant présents en sortie des NAND que quand la touche est enfoncée.

Pour la détection de touche, nous avons repris une idée astucieuse de monsieur Doutrème-puich : les deux diodes en série dans le bus commun à chaque touche permettent de disposer sur cette barre de 0 V ou 1,4 V environ quand une touche est activée. Remise à niveau TTL par T₁, traitement des rebonds par IC₇, puis monostable IC₈ : rien de sorcier. Au stade ou nous en sommes, nous disposons de mots de 4 bits fugitifs et d'impulsions propres à chaque appui sur une touche. Notez que pour écrire 0, la détection de touche suffit jusqu'au repos, c'est le mot des NAND.

Mais ce que nous voulons c'est des mots de 8 bits maintenus. Il va donc falloir transmettre en séquence le premier mot à un latch, verrouiller la demi-donnée, transmettre le second mot à un

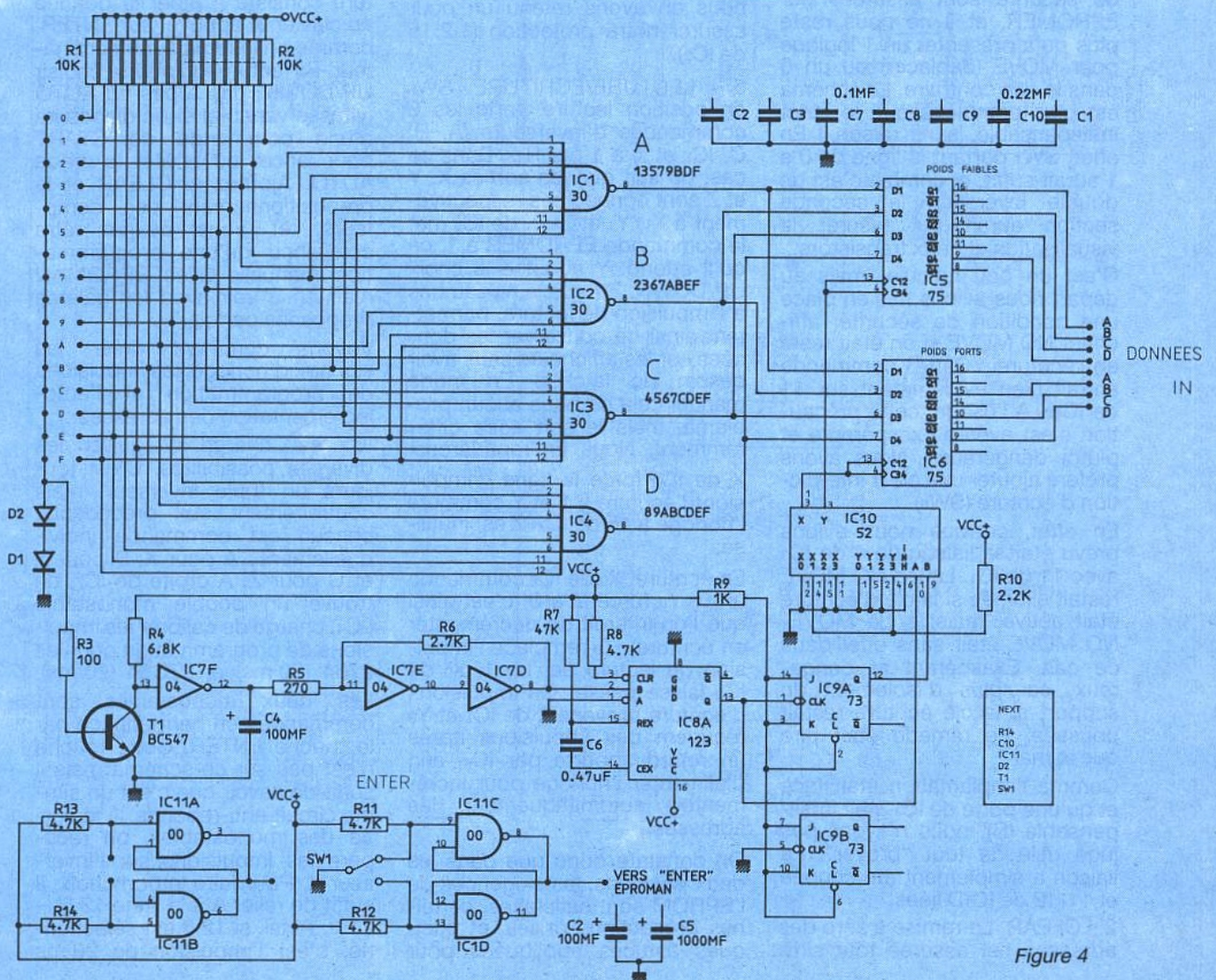


Figure 4

deuxième latch, puis le verrouiller. Si on met cette séquence sur papier pour chaque latch en partant de l'état repos verrouillé, on obtient :

```
0 0
0 1
0 0
1 0
```

Pour résoudre le problème, nous avons "rusé" : à la sortie du monostable IC₈, on a disposé une bascule montée en diviseur par 2. Les deux bits obtenus servent à commander le double commutateur à quatre positions IC₁₀. Les communs (X et Y) rejoignent les lignes de transfert de deux latches dont les entrées sont mises en parallèle sur nos mots fugitifs, et la séquence ci-dessus est tout simplement câblée sur X_{0..3} et Y_{0..3} !

Ça marche bien MAIS il y a un mais : comme le circuit reboucle en permanence, si l'on tape par exemple 21, 45, CF sans faire de

faute, tout est parfait. Mais il arrive qu'on se laisse emporter et au lieu de taper 11 on tape 111. On n'y voit que du feu, mais au moment d'écrire derrière 56 on va avoir 15 puis 65. En effet, le troisième 1 frappé précédemment a fait avancer les bascules d'un cran et le premier chiffre tapé va se mettre derrière lui (15), le second va le remplacer (65).

Il y avait deux possibilités : mettre une touche de correction ou ne rien faire. Nous avons choisi la seconde ! En effet, il suffit de taper le poids fort au maximum 2 fois de suite pour qu'il reprenne sa place. Comme nous avons un affichage, cela ne pose aucun problème. Ajouter une touche de correction aurait nécessité de commander un transfert des latches sur 00 et de faire un reset à la bascule. A notre avis sans intérêt.

Que reste-t-il sur le schéma ? Le circuit anti-rebonds pour la tou-

che ENTER, et un second précâblé au cas où (IC_{11a} et b).

Voilà, tout est prêt. Il ne reste plus qu'à réaliser. Il faut dire que dessiner un schéma est facile, mais c'est en général au moment de tracer les circuits imprimés que certains se demande si tout est bien utile. Ce n'est pas le cas de l'auteur qui se fait une réelle joie de résoudre ce genre de problème. D'ailleurs il considère que c'est au cours de cette réalisation qu'il a dessiné un de ses plus astucieux CI : CLAVENCO, et il profite de l'occasion pour lancer un appel : si un lecteur avait le temps et la possibilité de faire tracer ce même schéma (pastilles et largeurs de pistes identiques) par un auto-routeur, il serait très intéressé par le résultat. Attention, trous non métallisés !

Pour conclure ce petit moment de détente, signalons que l'im-

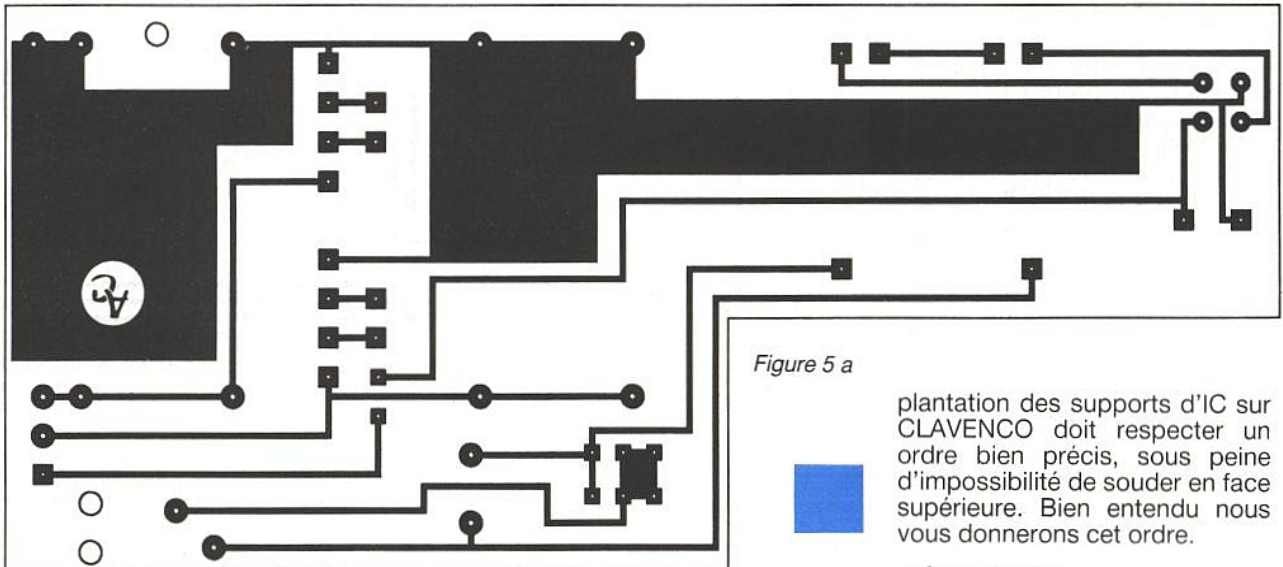


Figure 5 a

plantation des supports d'IC sur CLAVENCO doit respecter un ordre bien précis, sous peine d'impossibilité de souder en face supérieure. Bien entendu nous vous donnerons cet ordre.

RÉALISATION

ALIMENTATION :

Le CI simple face et son implantation sont donnés **figure 5**. Afin de prendre le minimum de place, nous avons opté pour une carte montée verticalement et tenue par le petit transfo de 2 fois 12 V,

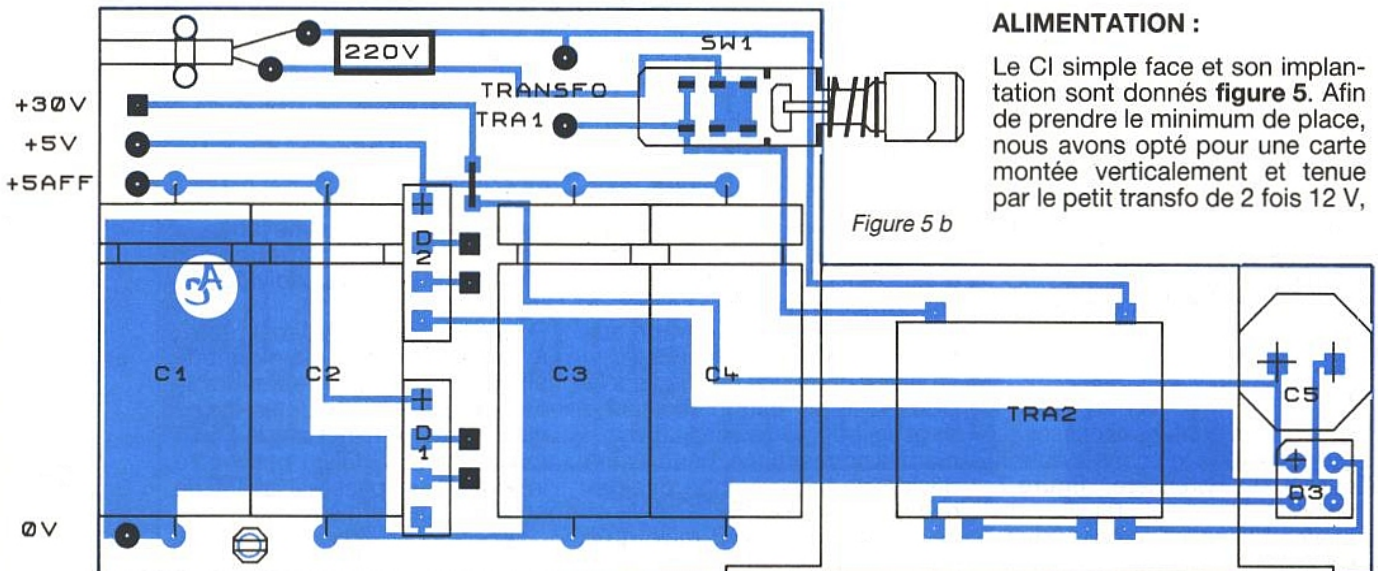


Figure 5 b

5 VA qui dispose de picots pour CI, et d'un étrier de fixation. La forme de la carte est étudiée pour s'harmoniser avec le reste d'EPROMER. ATTENTION !!! le SCHADOW qui sert d'intersecteur véhicule le 220 V ainsi que quelques pistes imprimées.

Petite remarque : sur notre maquette ce sont des 2200 μ F 40 V qui sont implantés. Des 25 V suffisent largement.

8255

La carte d'adaptation pour CPC est donnée **figure 6**. Cette fois le double face est indispensable, quoique... Nous avons tout fait au départ pour que des straps suffisent, mais nous nous sommes bloqué sur trois liaisons désaxées. Le lecteur qui le voudrait pourrait éventuellement mettre straps + fils, mais ce serait son choix.

Faut-il encore dire de faire attention aux liaisons entre pistes, et de vérifier attentivement que tout est correct ? Pour sa part, l'auteur s'est construit un jour un simulateur de ports CPC (avec des switches) et ne l'a jamais regretté (voir n° 496 page 80).

C'est d'ailleurs au moyen de cet objet qu'il a constaté l'anomalie de sur-consommation citée précédemment.

Pour l'instant, les cartes pour PC ne le font pas sourire : non qu'il y ait un quelconque problème de réalisation, mais ouvrir un PC, insérer une carte, remettre le moniteur en place, bouger l'imprimante, ajouter sur ce poste de travail un ensemble pour programmer une EPROM de temps en temps, l'exaspère d'avance.

Non, pour l'instant cette superbe machine qu'est le CPC AMSTRAD 6128 de préférence reste à notre avis la solution judicieuses et la moins coûteuse que l'on puisse s'offrir actuellement. Tout le monde vend ces machines "pour une poignée de clous" afin d'acheter un PC. Mais si vous disposez d'une carte 8255 pour PC, il suffira de bien répartir les ports vers la DB25 d'EPROMAN, sans autre problème. Idem d'ailleurs pour toutes les autres machines disposant de ce PIO. Seuls les softs seront différents.

Eproman

Deux cartes sont ici nécessaires pour construire le schéma donné figure 3. La première, **figure 7** implante la quasi totalité du schéma à l'exception de la visualisation par leds.

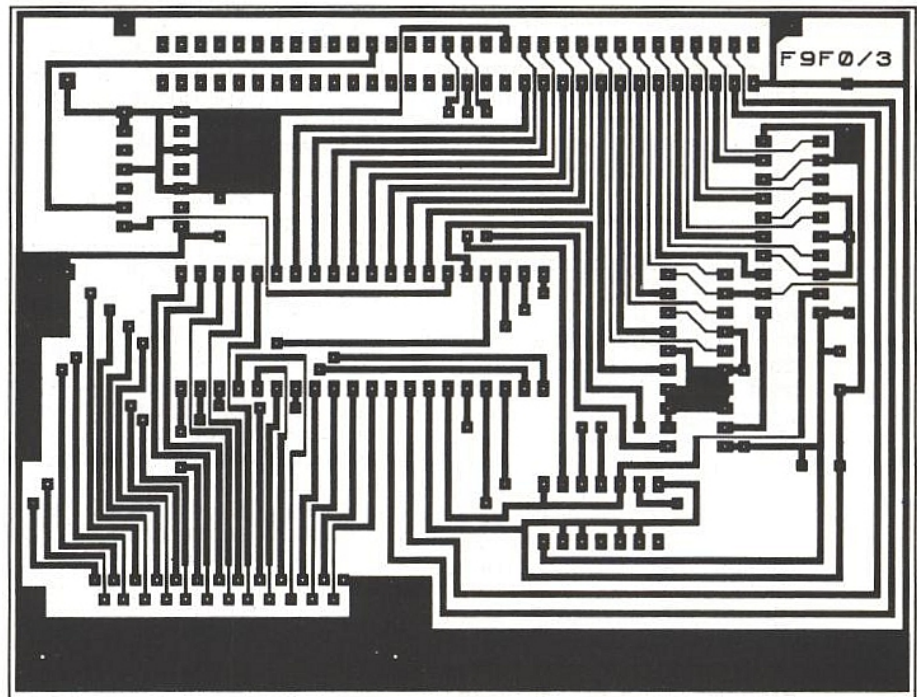


Figure 6 a

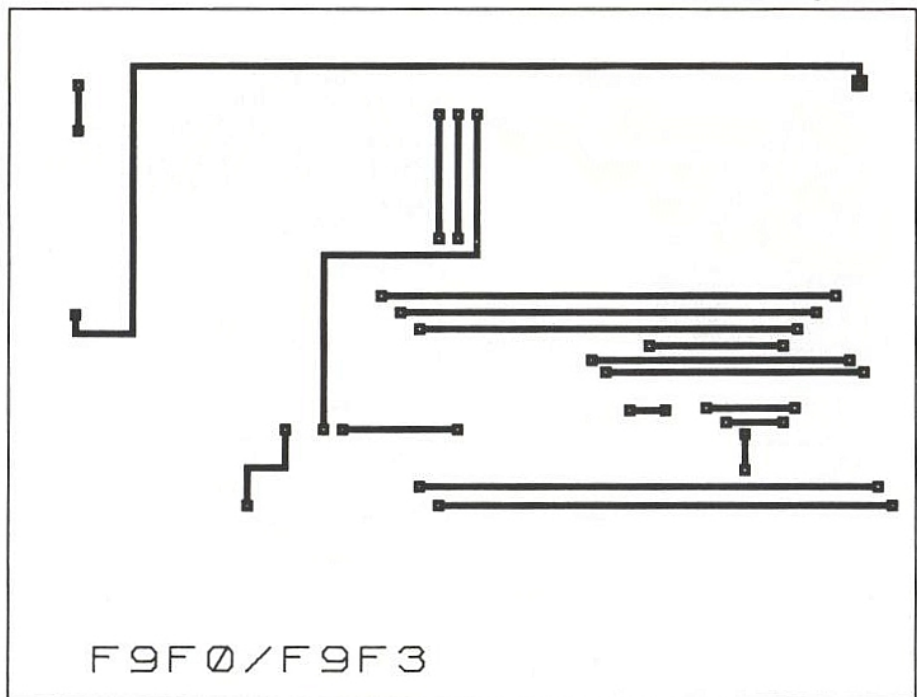


Figure 6 b

La **figure 8** donne le dessin du second CI utile. Toutes deux seront liées pour le meilleur et pour le pire par des entretoises de 15 mm et 14 liaisons électriques. Ainsi, chaque commande importante comportera sa propre signalisation, 15 mm environ au-dessus du switch concerné.

La distribution des câbles vers la DB25 est un peu particulière : dans le but de réduire au minimum la connectique, nous avons décidé de lier la nappe directement sur la carte EPROMAN et de ne mettre une DB mâle qu'à l'autre bout. Afin que l'ensemble

soit solide et propre, nous faisons faire une chicane à la nappe. Tout d'abord elle traverse par une fente, elle s'éclate sous la carte puis chaque fil retraversé par un trou de 1,4, individuellement.

Pour finir, 25 pastilles sont prêtes à les recevoir. Cette méthode efficace permet de reprendre la nappe plate dans de la gaine rilsan et de terminer par la DB25 mâle. ATTENTION, pensez à introduire un passe-fil avant de souder cette dernière !

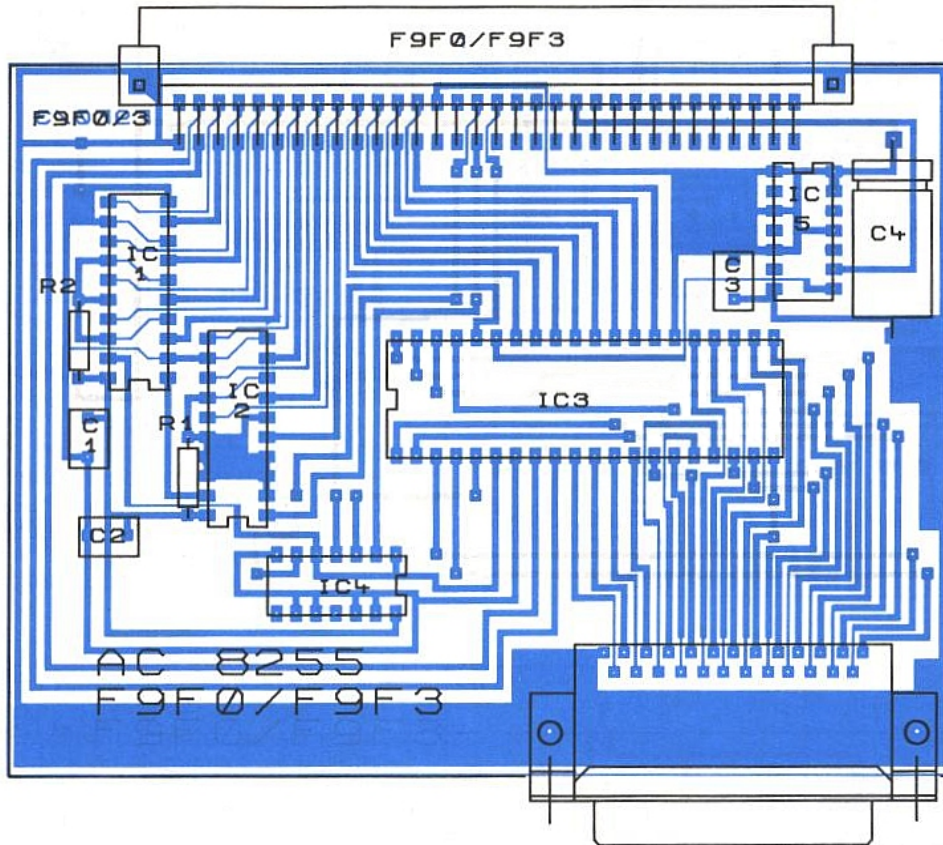


Figure 6 c

Comme on le voit, les 8 lignes de commandes sont les seules à ne pas avoir un second jeu de pastilles en vis-à-vis. En effet, les données ENVOI viennent de CLAVENCO (prévoir également de les récupérer sur une prise quelconque) et les données

RETOUR sont à reprendre également sur une prise. Pour sa part l'auteur a mis sur la même fiche ces deux mots de 8 bits. Celui venant directement du clavier va permettre de positionner une application AVANT programmation, et celui revenant de

l'EPROM d'exploiter les données réelles inscrites dans l'EPROM. Nota pour SW₂ : retirer le cavalier afin de passer en poussoir. La carte portant les LED est sans mystère. Les liaisons avec celle du dessous seront soit rigides, soit souples, au choix.

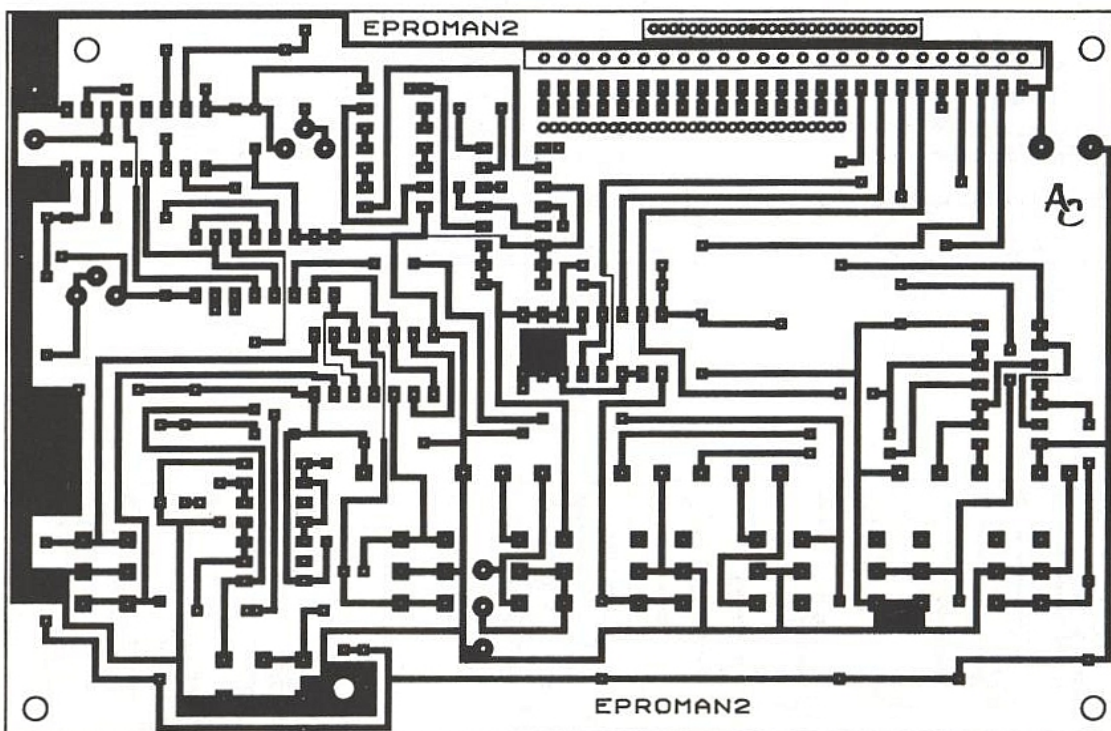


Figure 7 a

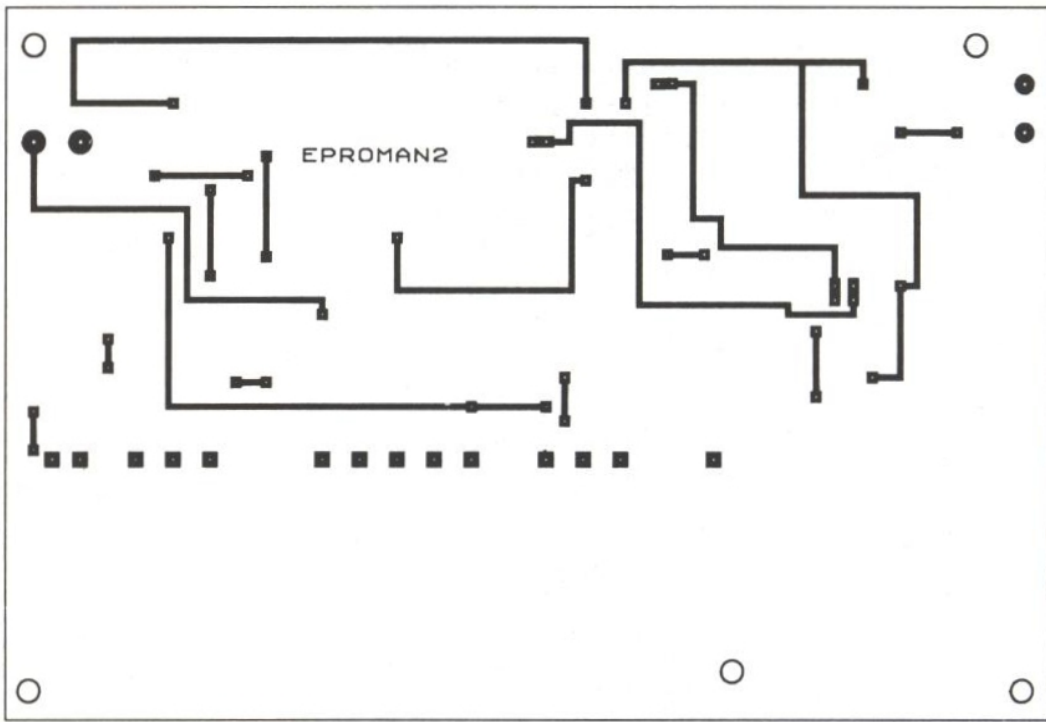


Figure 7 b

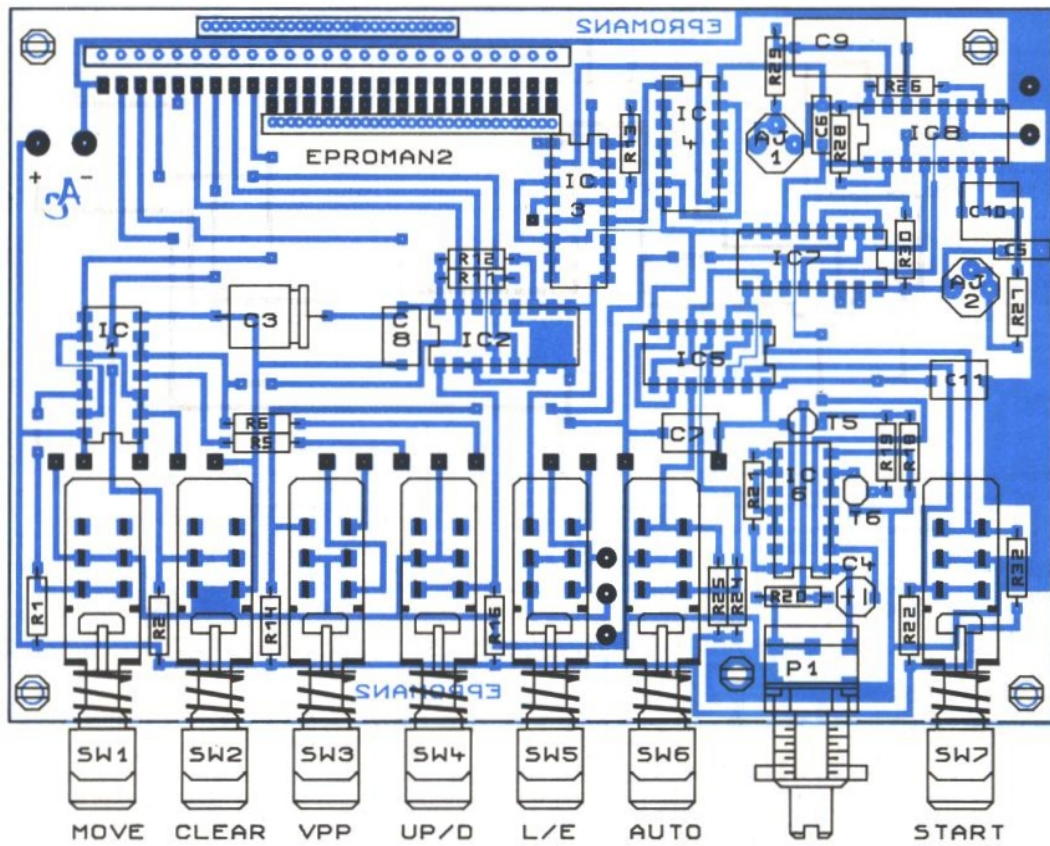


Figure 7 c

Figure 8 a

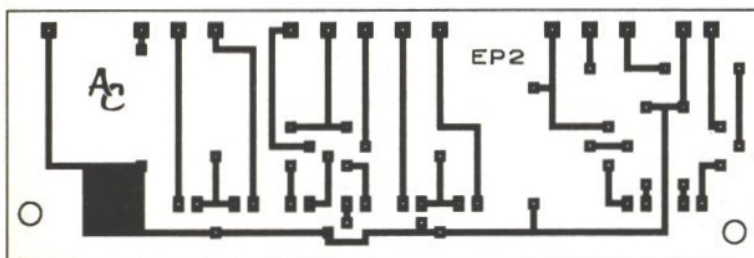
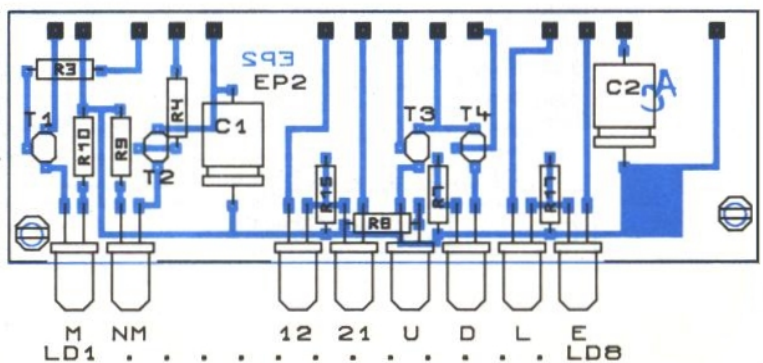


Figure 8 b



Clavenco

La figure 9 présente la dernière carte. Elle viendra se placer sous EPROMAN. Nous en avons parlé, l'ordre de soudage des supports de circuits intégrés en face supérieure est impératif : Placer IC1, 3, 5, 6 et 10 en premier. Les souder. Après il n'y a plus de problème.

Pour le clavier par lui-même, nous n'avons rien prévu. Chacun utilisera celui qui lui convient le mieux, ou celui qu'il aura récupéré par exemple sur une vieille (et grosse) calculatrice HS, comme c'est notre cas : des vraies touches très douces.

Sur le bord avant de la carte on trouve le départ de la nappe vers le clavier. Attention au +5V situé entre 7 et 6. Normalement il ne sert pas pour l'encodage, c'est en surplus.

Un autre point très important est de prévoir un régulateur 7805 afin d'alimenter le tout. Pour notre part, il a été fixé sur la face arrière en aluminium, et un câble équipé de fiches banane la traverse au moyen d'un passe-fil de petite diamètre.

Le choix est également laissé à chacun pour la touche ENTER et pour la clé de sécurité (écriture interdite).

Réglages

Les deux seuls réglages consistent à calibrer les impulsions d'écriture à 50 ms par AJ1 et à 20 ms par AJ2. Deux solutions sont possibles : l'oscilloscope (et un peu de patience) ou l'impulsimètre digital.

Tout le reste doit fonctionner du premier coup.

Mise en boîte

Nous avons décidé de construire deux coffrets en PVC et aluminium, à nos mesures. Par exemple pour incliner EPROMAN, nous avons mis de grandes entretoises devant et de petite derrière. Pour le filtre rouge à placer devant les afficheurs, nous utilisons de la gélatine de projecteur (violette ou rouge). On remarquera également qu'une large place est laissée à droite d'EPROMER, afin de remplacer un de ces jours les claviers de prépositionnement par des roues codeuses hexa (on attendra une bonne occasion ou une récupérateur).

Noter également l'aération mégalo (AC) pratiquée dans le couvercle d'EPROMER, juste au-dessus du régulateur des afficheurs. Constatez également

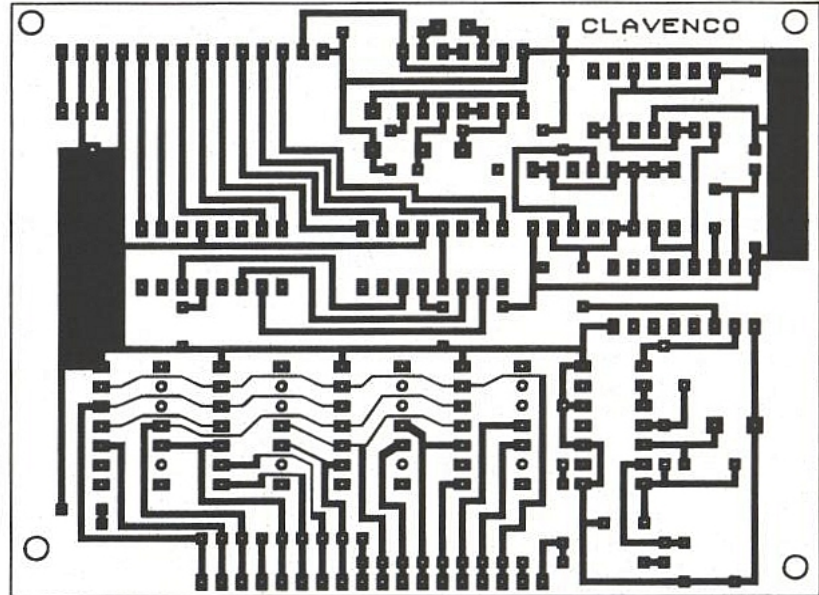


Figure 9 a

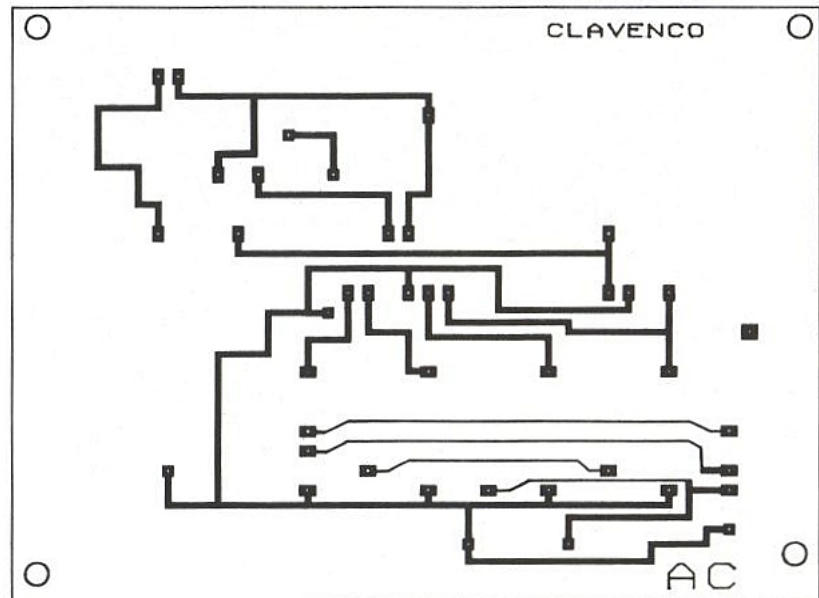


Figure 9 b

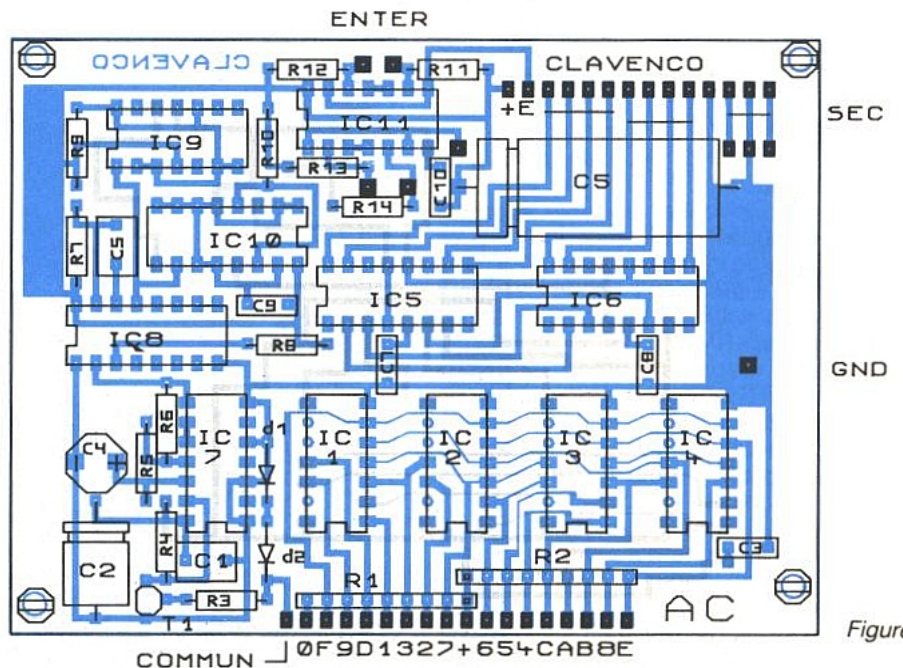


Figure 9 c

que nous n'avons pas hésité à monter deux radiateurs l'un au-dessus de l'autre, liés par de colonnettes en métal, afin d'augmenter la dissipation. Pour le reste, nous vous faisons confiance : vous aurez sûrement une plus belle maquette que le prototype de l'auteur.

Essais

C'est le moment émouvant ! Supposons que vous ayez récupéré une 2764 (ou 128) déjà programmée. Tâchez de trouver quelques adresses à FF. Cela fait, passez en écriture et entrez ce que vous voulez (AC par exemple...). Revenez en lecture, remontez au pas à pas (down) et constatez que votre donnée a bien remplacé FF. Pour d'autres valeurs que FF, vous pouvez toujours écrire 00.

Sur une 2764 programmée, faites un CLEAR et notez la valeur en 0000. Avancez jusqu'à 2 000 (AUTO, vitesse maxi) et comparez ! Les données sont identiques : on a fait un tour complet. Si votre EPROM est vierge, faites vos essais à partir de 1Fxx pour une 2764 et 3Fxx pour une 128 : conservez intact le début pour une première application réelle.

CONCLUSION

Nous allons vous laisser jouer avec vos nouveaux outils ! Avouez que c'est sympa d'avoir chez soi la machine adéquate, et de n'avoir plus à faire appel à la gentillesse (et de la disponibilité) d'un ami préalablement équipé. Nous travaillons sur le soft (c'est l'éditeur le plus délicat à mettre au point si on le veut souple et performant), mais on y parviendra ! Et si c'est la première fois que vous touchez à une EPROM, il y a des chances pour que l'été 90 soit pour vous un BEL été !

Jean ALARY

Nomenclature alimentation

Ponts

D₁ et D₂ : KBL04
D₃ : 110 B6

Transformateurs

TRA₁ : 2 fois 6 V, 1,5 A
TRA₂ : 2 fois 12 V, 5 VA

Condensateurs

C₁ à C₄ : 2 200 µF, 25 V
C₅ : 470 µF, 63 V vertical

Switch

Shadow 2 inverseurs + boutons FG

8255

R₁ et R₂ : 1 kΩ
C₁, C₂ et C₃ : 0,22 µF milfeuille
C₄ : 100 µF 25 V

Circuits intégrés

IC₁ et IC₂ : 74 LS 688
IC₃ : 8255 AC
IC₄ : 74 LS 32
IC₅ : 74 LS 04

Divers

41612 AC mâle coudé
DB 25 fem. de CI (amp.)

Eproman

Résistances

R₁, R₂ et R₁₄ : 3,9 kΩ
R₃ à R₆ : 1 kΩ
R₇ à R₁₀, R₁₅ et R₁₇ : 270 Ω
R₁₁ à R₁₃, R₃₀ : 39 Ω
R₁₆ : 330 Ω
R₁₈, R₁₉, R₂₁ : 2,2 kΩ
R₂₀ : 470 Ω
R₂₂ à R₂₆, R₂₈ : 4,7 kΩ
R₂₇ et R₂₉ : 82 kΩ

Ajustables

AJ₁ et AJ₂ : 47 kΩ T7YA

Potentiomètre :

100 KA P11

SWITCHES :

SW₁ à SW₇ : shadow 2 inv. + FG
SW₈ : au choix

CONNECTEURS

DB 25 mâle de prolongateur
les autres sont au choix

Condensateurs

C₁ à C₃ : 100 µF, 25 V
C₄ : 10 µF tantale
C₅ à C₈, C₁₁ : 0,1 µF milfeuille
C₉ : 1,5 µF MKH
C₁₀ : 0,47 µF milfeuille

Circuits intégrés

IC₁ et IC₆ : 74 LS 02
IC₂, IC₃ et IC₇ : 4053
IC₄ : 74 LS 04
IC₅ : 74 LS 00
IC₈ : 74 LS 123

LED

4 rouges, 4 vertes (5 mm)

Divers

Régulateur 7805 + 2 × 0,22 µF
Bouton pour P₁
Câble nappe 25
Visserie diverse de 3
T₁ à T₆ : BC 547

Clavenco

Résistances

R₁ et R₂ : réseau de 8 × 10 kΩ
R₃ : 100 Ω
R₄ : 6,8 kΩ
R₅ : 270 Ω
R₆ : 2,7 kΩ
R₇ : 47 kΩ
R₈, R₁₁ à R₁₄ : 4,7 kΩ
R₉ : 2,2 kΩ
R₁₀ : 1 kΩ

Transistor

T₁ : BC 547

Divers

Clavier 16 touches
SW₁ : touche enter au choix
Fiches banane, cosses.

Condensateurs

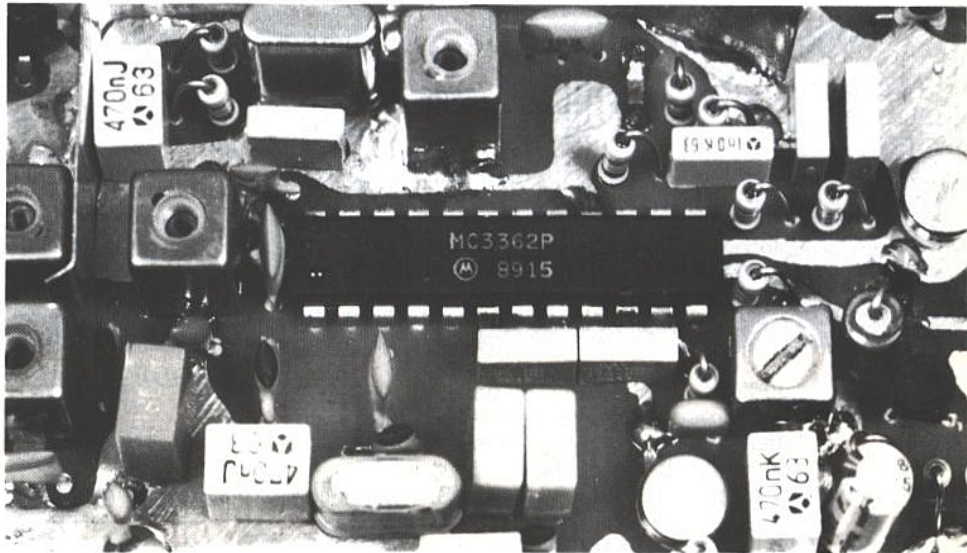
C₁ : 0,22 µF milfeuille
C₂ à C₄ : 100 µF, 25 V
C₅ : 1 000 µF, 25 V
C₆ : 0,47 µF milfeuille
C₇ : 0,1 µF milfeuille

Circuits intégrés

IC₁ à IC₄ : 74 LS 30
IC₅ et IC₆ : 74 LS 75
IC₇ : 74 LS 04
IC₈ : 74 LS 123
IC₉ : 74 LS 73
IC₁₀ : 4052
IC₁₁ : 74 LS 00

Le récepteur MC 3362 et ses applications

Depuis longtemps déjà, la société Motorola propose des circuits intégrés qui rendent possible la conception de récepteurs miniatures. Une grande partie des émetteurs-récepteurs commercialisés ont été équipés des fameux MC 3357 puis MC 3361. Aujourd'hui Motorola propose un nouveau circuit intégré à haute intégration en technologie MOSAIC (exclusivité Motorola). Livré en boîtier DIL 24 broches ou CMS, il regroupe toutes les fonctions d'un récepteur FM à double changement de fréquence doté d'excellentes performances jusqu'à 200 MHz. Il s'agit certainement du récepteur FM à bande étroite le plus simple à mettre en œuvre, à l'exception bien sûr du MC 3363.

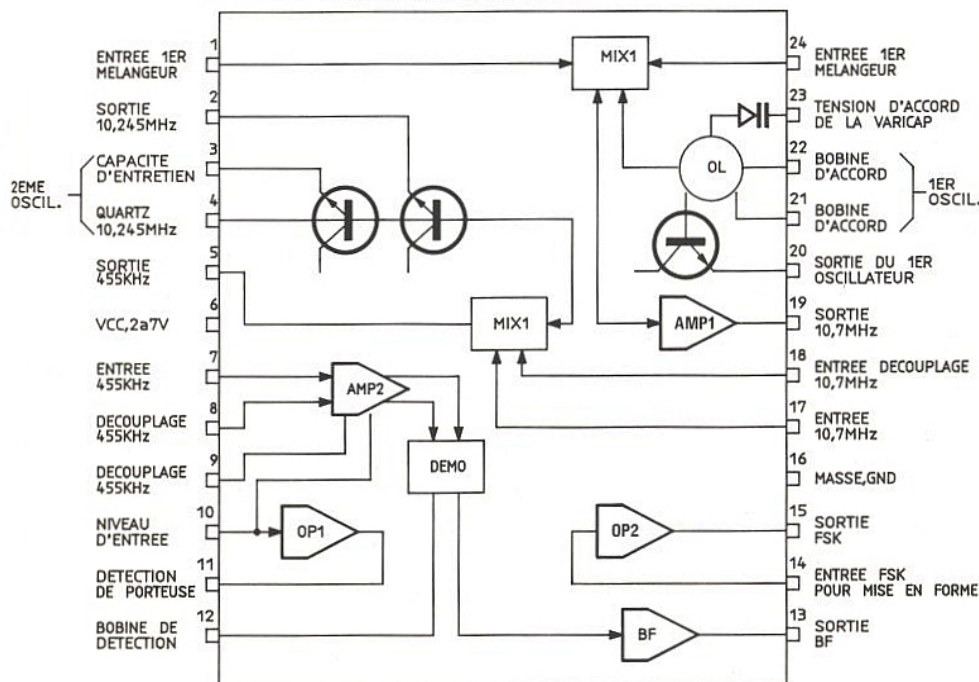


DESCRIPTION DU MC 3362

Le procédé "MOSAIC" utilisé pour ce produit permet d'obtenir une fréquence de transition des transistors de 4 GHz et procure encore de bonnes performances jusqu'à 450 MHz avec des courants d'alimentation de l'ordre de

3 mA sous une tension de 2 volts. Le récepteur dispose d'un système à double changement de fréquence, obligatoire pour une réjection correcte de la fréquence image. La sensibilité à l'entrée du premier mélangeur vaut $0,7 \mu\text{V}$ pour un rapport signal sur bruit de 20 dB jusqu'à 200 MHz, au-delà la sensibilité tombe à $2 \mu\text{V}$ pour le même rapport. La **figure 1** représente la structure interne du MC 3362, le signal à démoduler rentre dans le mélangeur équilibré entre les broches 1 et 24. L'oscillateur local comporte un circuit accordé extérieur avec la diode varicap qui contrôle sa fréquence et nous disposons en broche 20 d'une sortie de l'oscillateur. Par l'intermédiaire d'un filtre céramique, la FI à 10,7 MHz arrive sur le deuxième mélangeur pour obtenir une seconde FI à 455 kHz, filtrée et limitée avant d'attaquer le démodulateur à quadrature. Le circuit comporte un détecteur de niveau logarithmique donnant une lecture linéaire du niveau d'entrée en dB. En amplifiant le signal issu du détecteur, on peut avoir en broche 11 l'indication de la "présence d'une porteuse". Le signal

Figure 1 : Brochage et synoptique interne.



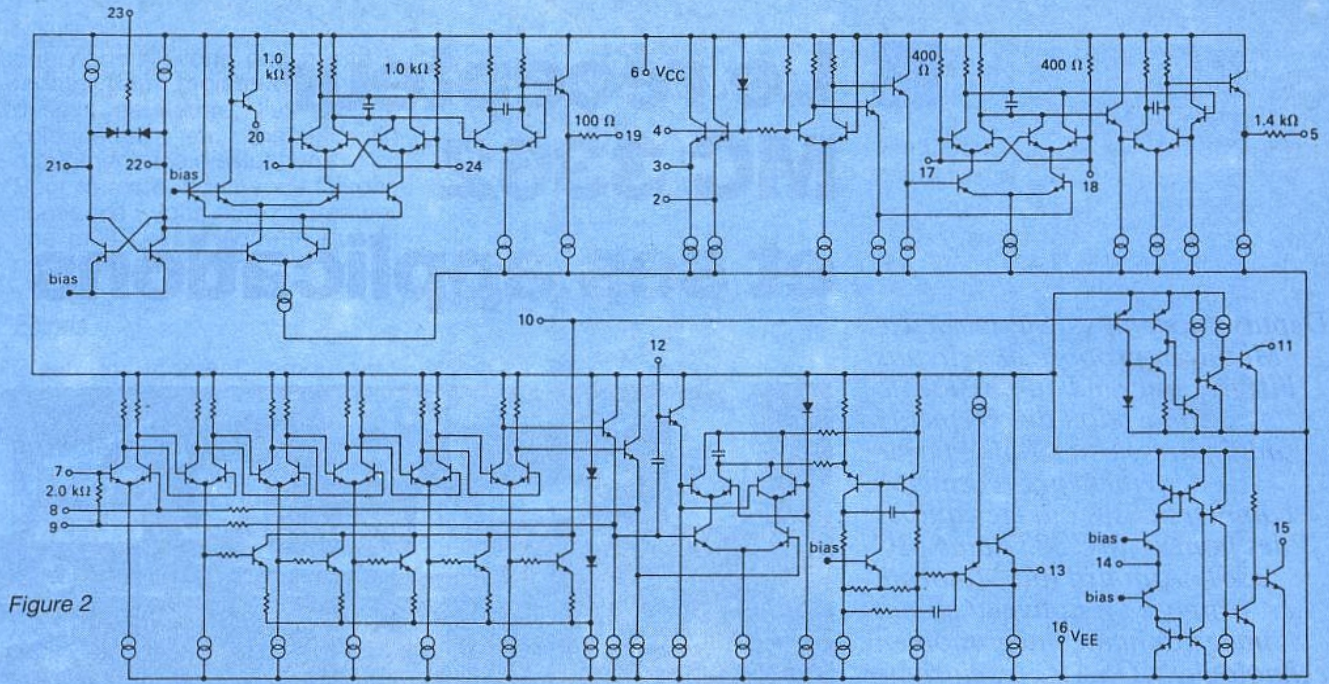


Figure 2

audio est finalement disponible à la broche 13 et permet également par le biais du comparateur entre les broches 14 et 15 de mettre en forme des signaux FSK jusqu'à 35 000 bauds avec détection des passages à zéro.

Le premier mélangeur et son oscillateur local

L'entrée s'effectue aux broches 1 et 24 et la sortie de la première FI à la broche 19. Selon le schéma de la **figure 2**, le mélangeur équilibré permet une réjection des signaux de l'oscillateur local vis-à-vis de l'antenne et de la sortie 10,7 MHz ; le tableau de la **figure 3** montre les niveaux d'isolation sur chaque port du mélangeur. L'oscillateur local attaque le mélangeur via un amplificateur cascade conçu autour de T₅ à T₈. Ces transistors fournissent un courant constant aux mélangeurs T₁ à T₄ et amplifient la tension de l'oscillateur. La différence entre la fréquence de cette tension et celle provenant de l'antenne donne 10,7 MHz, amplifiée par T₁₃ et T₁₄. Le gain de conversion de 24 dB conduit à une dynamique d'entrée de 95 dB, comme on peut le constater sur la courbe de la **figure 4**. Le point d'interception du 3^e ordre se situe à 0 dBm et le point de compression à -15 dBm. L'impédance de sortie du mélangeur convient aux filtres céramique du type SFE 10,7. Les diodes D₁ et D₂ permettent une variation de fréquence dans un rapport de 1,29, la tension d'accord devant être

Signaux	entrée de l'oscillateur ports 22 et 21	sortie 10,7 MHz port 19	entrées du mélangeur ports 1 et 24
oscillateur local	0 dB	-17 dB	-40 dB
fréquence d'entrée	-16 dB	-9 dB	0 dB
fréquence intermédiaire	-29 dB	0 dB	-40 dB

Figure 3 : Niveaux d'isolation du premier mélangeur.

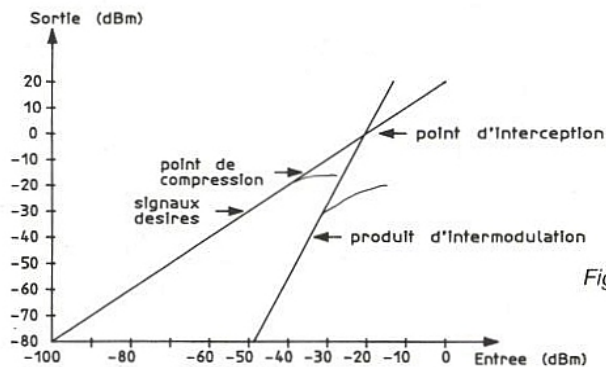


Figure 4 : Dynamique du MC 3362.

comprise entre 0,7 V et V_{cc}, ce qui donne une capacité d'accord variant entre 25 et 15 pF. Les transistors T₉ et T₁₀ constituent l'oscillateur local du MC 3362. Cet oscillateur peut également fonctionner avec des quartz résonnant sur l'harmonique 3,5 ou 7 en mode série ; dans ce cas l'inductance en série avec le quartz résonne sur la fréquence désirée à l'aide des varicaps D₁ et D₂.

Pour des applications au-delà de 190 MHz, il faut utiliser un oscillateur externe délivrant 140 mV_{cc}. La broche 20 permet

le contrôle de la fréquence ou l'injection dans un synthétiseur, le niveau de sortie varie entre 0,4 à 1,1 V crête à crête en fonction de V_{cc}.

Le deuxième mélangeur et son oscillateur

La conversion des fréquences intermédiaires s'effectue selon le principe décrit précédemment. La fréquence de 10,7 MHz issue du filtre céramique est convertie en 455 kHz dans le mélangeur équilibré construit autour de T₁₅ à T₂₀. L'oscillateur du type Colpitts élaboré autour de T₂₁ à T₂₄

fonctionne avec des quartz résonnant en mode fondamental, résonance parallèle, chargés par 30 à 40 pF. A la broche 4 on peut injecter une source externe avec un niveau de 0,3 à 0,5 V crête à crête. Le gain de conversion vaut 25 dB et la sortie présente une impédance de 1 500 Ω , ce qui permet d'utiliser directement des filtres céramique du type CFW 455. La sortie de l'oscillateur 10,245 MHz, disponible à la broche 2 autorise un contrôle de fréquence ou l'injection dans un synthétiseur pour l'oscillateur de référence ; cette sortie peut délivrer 400 mV crête à crête.

Limiteur 455 kHz et détecteur à coïncidence

L'amplificateur limiteur possède une structure tout à fait classique : il est constitué par la mise cascade de six amplificateurs différentiels ; on obtient de la sorte un seuil de limitation à - 3 dB de 10 μ V. Le couplage vers le circuit accordé de détection s'effectue par une capacité interne de 5 pF. Seuls les circuits accordés peuvent convenir, car les résonateurs céramique possèdent une impédance d'entrée trop faible. Après une légère préamplification, le signal audio est disponible à la broche 13 avec un niveau de 300 mV. Le détecteur de niveau constitué par T₂₅ et T₂₉ effectue la sommation des courants d'émetteur de chaque étage différentiel du limiteur, il en découle un courant disponible à la broche 10. Chaque variation du niveau d'entrée de 1 décibel engendre une variation de 100 nA, comme le montre la courbe de la **figure 5**. La réponse est linéaire sur une plage de 70 dB.

La détection de porteuse

Disponible à la broche 11 du MC 3362, le dispositif reste au niveau bas tant que la tension en broche 10 n'atteint pas 100 mV. Le seuil d'action du comparateur s'obtient lorsque l'on dispose une résistance entre la broche 10 et Vcc. Une valeur de 120 k Ω conduit à faire passer le comparateur au niveau haut pour un signal HF d'entrée de - 110 dBm (0,7 μ V). L'utilisation de ce comparateur influe sur la relation qui lie le courant de sortie à la broche 10 et le niveau HF à l'entrée et dans ces conditions l'indication "RSSI" reste relative. D'autre part la sortie RSSI ne convient pas pour l'exploitation des signaux modulés en amplitude.

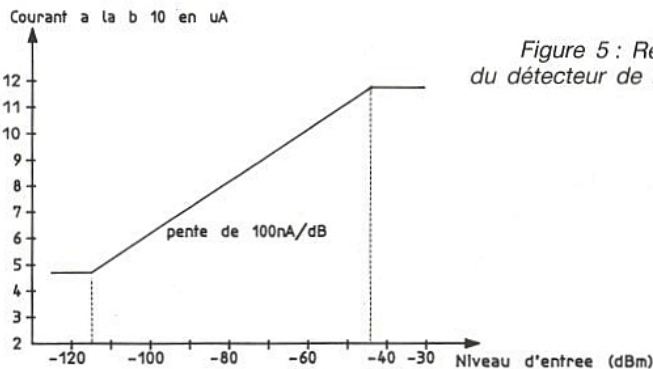


Figure 5 : Réponse du détecteur de niveau.

Restitution des données numériques

Le MC 3362 intègre un comparateur pour la mise en forme des signaux FSK. Via une capacité de faible valeur, la sortie audio rejoint l'entrée du comparateur (broche 14). La sortie de ce dernier est en collecteur ouvert et traite des signaux FSK jusqu'à

35 000 bauds. la bande passante nécessaire s'obtient par la classique formule de Carson mais en restant dans les limites d'une excursion de fréquence de 10 kHz crête à crête, valeur due aux filtres céramique 455 kHz.

APPLICATIONS DU MC 3362

D'après les schémas de base présentés aux **figures 6** et **7**,

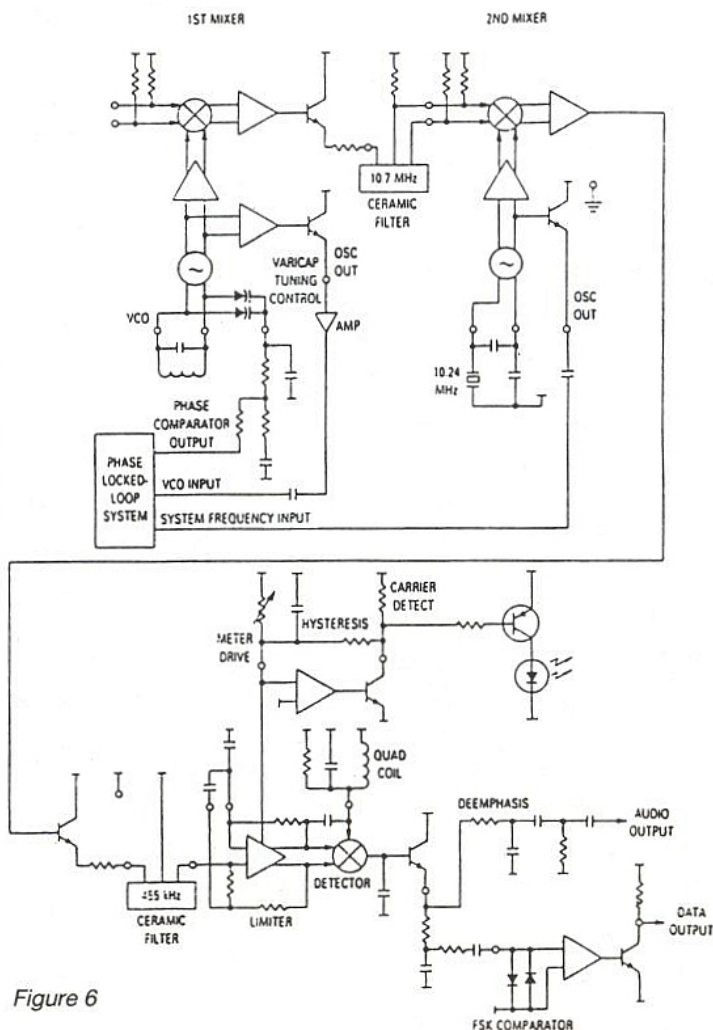


Figure 6

MC3362

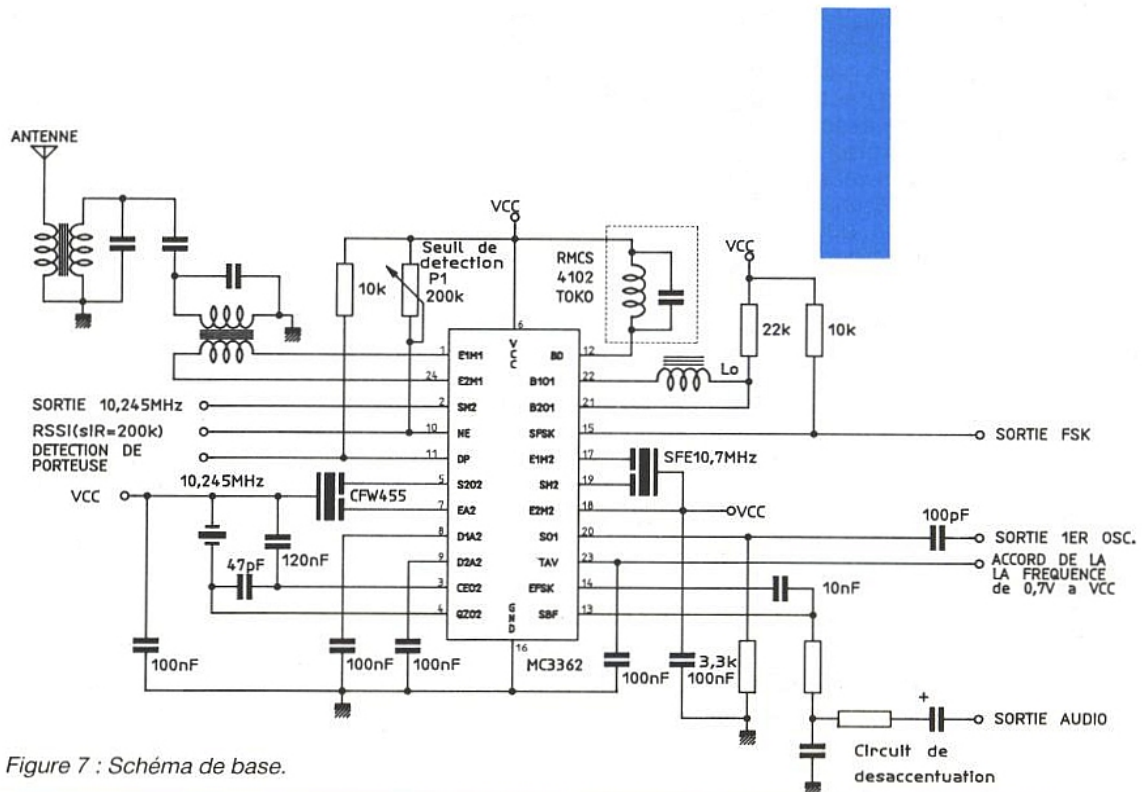


Figure 7 : Schéma de base.

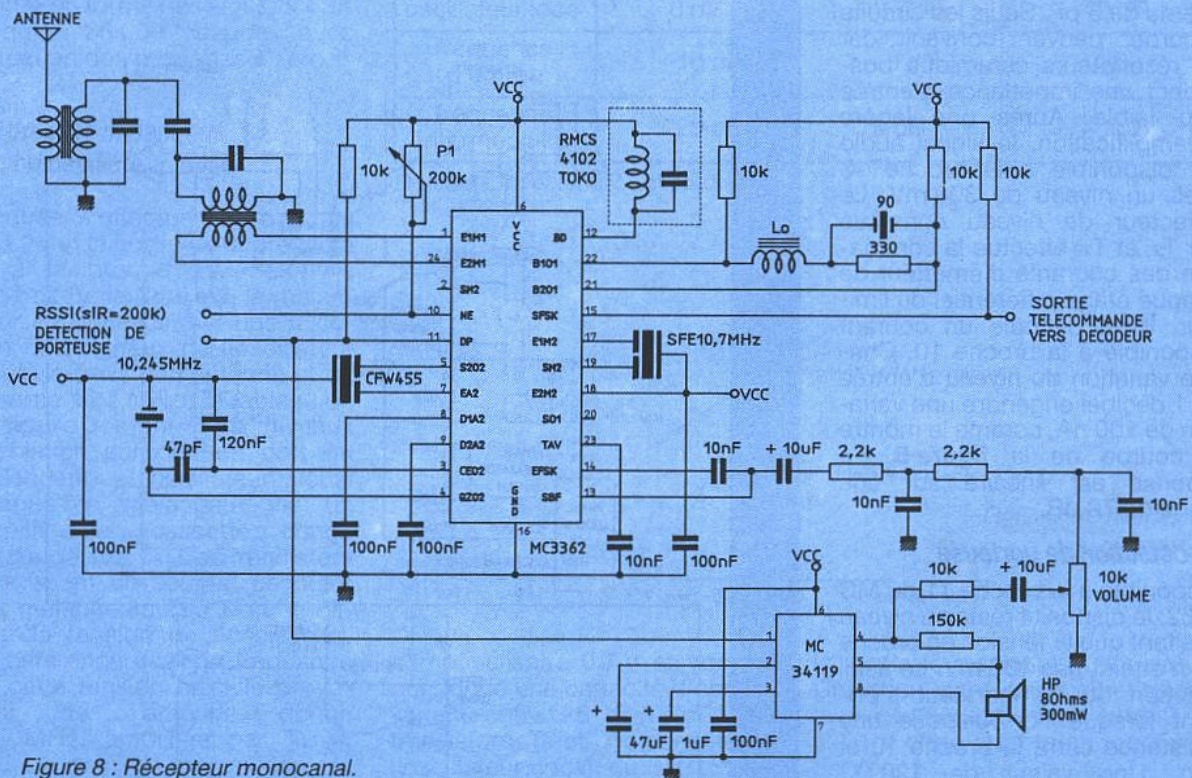


Figure 8 : Récepteur monocanal.

l'utilisation de ce circuit dans la bande 27 MHz vient tout de suite à l'esprit. Pour la télécommande ou les radiocommunications, le schéma de la **figure 8** présente un récepteur monocanal équipé d'un quartz. Dans cette application, le circuit intégré commande le MC 34119 par la broche 1,

nous obtenons de la sorte un circuit silencieux ajusté par P1. Pour une utilisation multicanaux, la solution à PLL s'impose et l'on se retrouve avec un schéma dont la **figure 9** témoigne de l'extrême simplicité de mise en œuvre, si l'on tient compte bien sûr des quelques centaines de canaux

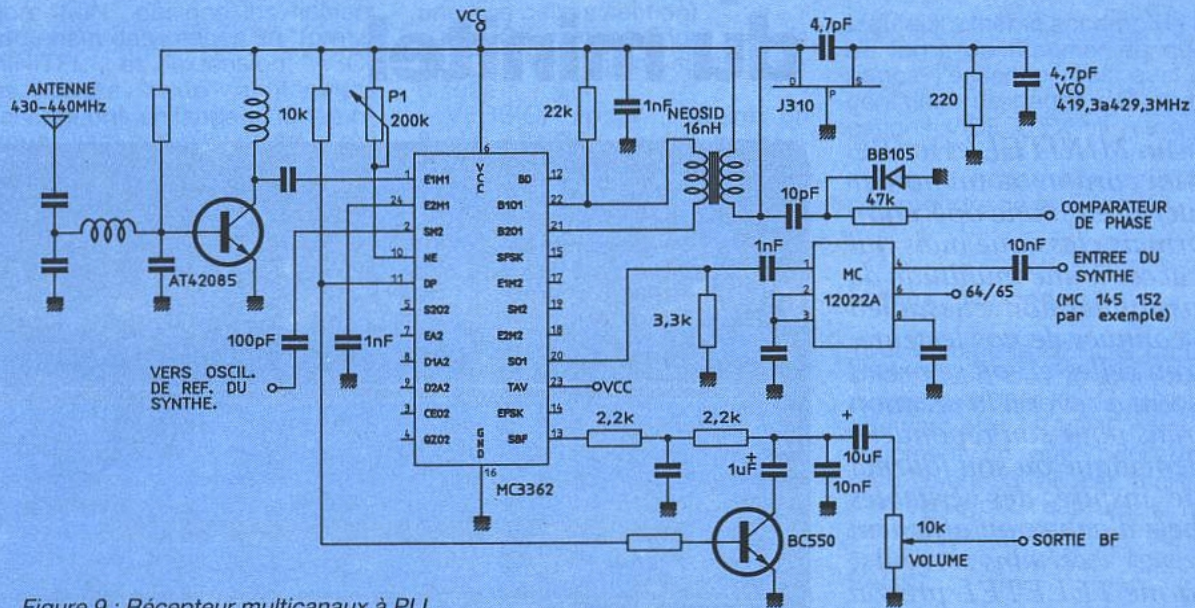


Figure 9 : Récepteur multicanaux à PLL.



disponibles ; utilisé dans la bande de 430 à 440 MHz, le tout nouveau prédiviseur MC 12022 A convient parfaitement au synthétiseur. A cette fréquence l'utilisation d'un VCO extérieur est indispensable, seuls les nouveaux éléments sont représentés car les parties 10,7 MHz et 455 kHz ne changent pas. Conjointement au MC 2833, le MC 3362 permet de réaliser des émetteurs-récepteurs miniatures, à quartz ou à PLL, sur 27 MHz par exemple. Depuis quelques temps, nous voyons fleurir ci et là des alarmes sans fils, le MC 3362 s'y prête parfaitement grâce à sa faible consommation, sa grande sensibilité et son encombrement réduit. Enfin, nous vous présentons à la **figure 10** un contrôleur panoramique dont la réalisation est possible grâce à la sortie RSSI du MC 3362. Après ce bref tour d'horizon des possibilités de ce "micro-récepteur", nous vous donnons rendez-vous dans un prochain numéro pour une mise en œuvre pratique.

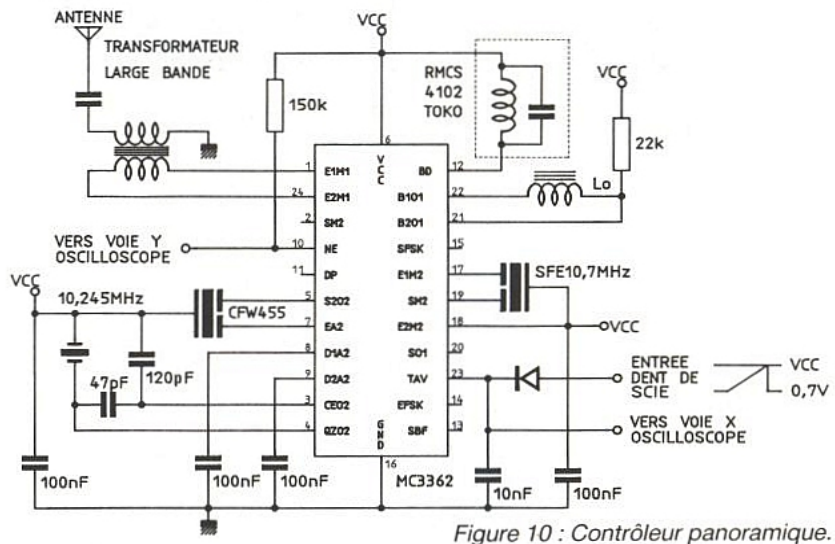
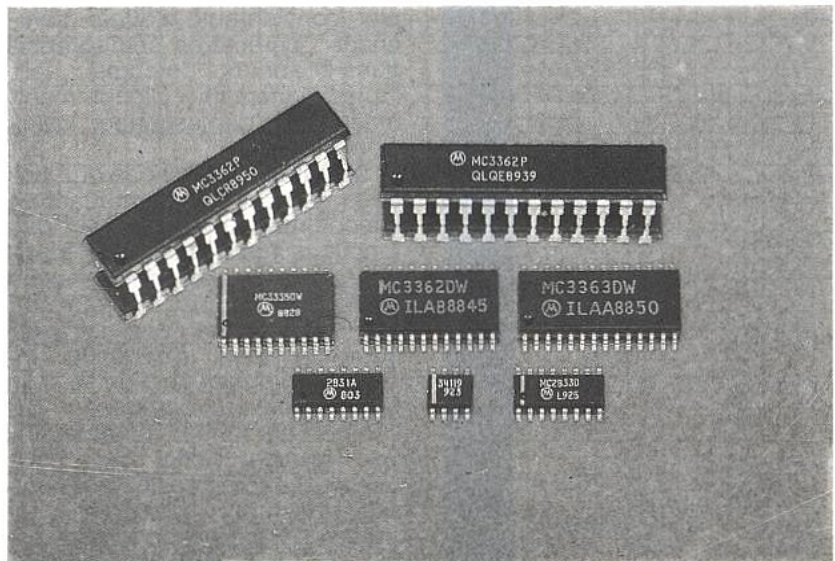


Figure 10 : Contrôleur panoramique.



Le MC 3362 en DIL et CMS accompagné de quelques circuits présenter sur les schémas.

Bibliographie :

Sources : Motorola .
 Vifs remerciements à la Société SCAIB.
 MOSAIC : Motorola Oxyde de Self Aligned Implanted Circuits.

Ph. B

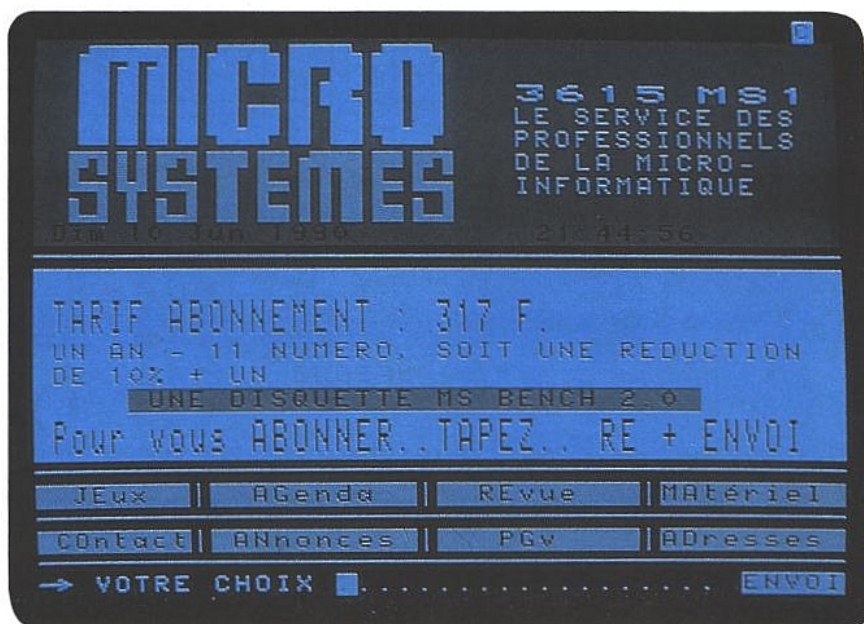
Apache : "Le Debug" du minitel

Réunir un MINITEL et un PC par un cordon ou un boîtier d'interface est une opération désormais classique mais qui donne accès à une multitude de possibilités nouvelles, bien connues de nos lecteurs.

Parmi celles-ci, on se prend souvent à rêver à la création d'écrans pour son répondeur télématique ou son journal cyclique, inspirés des véritables chefs d'œuvre qu'affichent certains serveurs.

Si la norme TELETEL prévoit bel et bien tout ce qu'il faut pour concrétiser les rêves les plus fous, passer à la pratique s'avère une toute autre affaire !

C'est essentiellement à la résolution de cet épineux problème que s'attaque le très original logiciel "APACHE" !



LES ARCANES DE LA "MINITELERIE" :

Dans la bouche de nombreux programmeurs, le néologisme un tantinet péjoratif "MINITELERIE" constate le caractère apparemment inextricable des "SPÉCIFICATIONS TECHNIQUES D'UTILISATION DES MINITEL", et de l'usage qui en est fait par bon nombre de serveurs.

En effet, si le MINITEL parle tout bonnement le langage classique des 128 codes ASCII à 7 bits, il utilise toutes les ressources des procédures dites "d'échappement" pour gérer un nombre bien plus considérable d'effets d'affichage : caractères semi-graphiques et attributs de couleur, taille, soulignement, clignotement, masquage, démasquage, inversion, etc.

Et ne parlons même pas du "langage protocole", permettant la télécommande de la plupart des fonctions internes du MINITEL...

Interpréter le flot de données véhiculant une image un tant soit peu élaborée est donc normalement un travail de bénédictin, surtout en présence d'un serveur qui s'ingénie à compliquer les choses : sur le "11", notamment, les données "texte" sont couramment découpées en tronçons soigneusement dispersés au milieu de fioritures de toutes sortes, afin de compliquer leur "récupération" par les logiciels de "mailing" !

Inversement, la composition manuelle d'une séquence ASCII capable de provoquer l'affichage d'une image originale s'apparente souvent au "parcours du combattant".

LA SOLUTION "APACHE" :

Fondamentalement, le logiciel "APACHE" est un outil de compilation et de décompilation de séquence MINITEL, tout comme l'utilitaire DEBUG du DOS permet de compiler et décompiler du code machine.

Par compilation, il faut entendre la conversion en "code MINITEL" d'une liste d'effets visuels définis dans un langage mnémorique : "Dh" pour la double hauteur, "Cl" pour le clignotement, "So" pour le soulignement, etc.

Des commandes appropriées permettent de positionner le curseur n'importe où sur l'écran, tandis qu'un jeu de codes autorise l'affichage de n'importe quel caractère semi-graphique.

Par décompilation, entendons la conversion de séquences MINITEL dans ce même langage mnémorique : séquences "maison", évidemment, mais aussi images "capturées" sur tel ou tel serveur et qu'il est fort instructif de "démonter" pour glaner de bonnes idées.



Conformément à la "philosophie PC", tout se passe par l'intermédiaire de fichiers disque : l'extension "MIN" désigne les fichiers contenant des images en "format MINITEL", et l'extension "ASC" les fichiers "texte" abritant les descriptions en langage mnémotique avant compilation ou après décompilation.

Ces fichiers texte peuvent être examinés, créés, ou modifiés à l'aide du premier éditeur de texte venu, à commencer par l'utilitaire EDLIN du DOS (mais on a généralement bien mieux sous la main !).

Il est donc envisageable de repérer puis extraire une partie intéressante d'un écran de serveur, pour l'incorporer dans un écran personnel...

La disquette APACHE réunit plusieurs utilitaires qu'il est possible d'employer tout à fait indépendamment :

- CAPTURE pour enregistrer sur disque des écrans de serveurs (la disquette en offre en prime une très belle sélection)

- ENVOIE pour diriger sur le MINITEL des écrans stockés sur disque

- VERSION pour traduire un fichier MINITEL en fichier mnémotique

- THEME pour traduire un fichier mnémotique en fichier MINITEL

S'y ajoutent divers fichiers annexes utilisés par ces utilitaires, et des programmes d'installation et de démonstration.

La disquette (non protégée) est livrée avec un manuel d'une trentaine de pages contenant notamment le "lexique" complet des mnémotiques utilisés : il est impossible de s'en passer au début, mais l'utilisation devient très vite instinctive tant les abréviations sont évidentes.

La syntaxe assez stricte qu'il faut

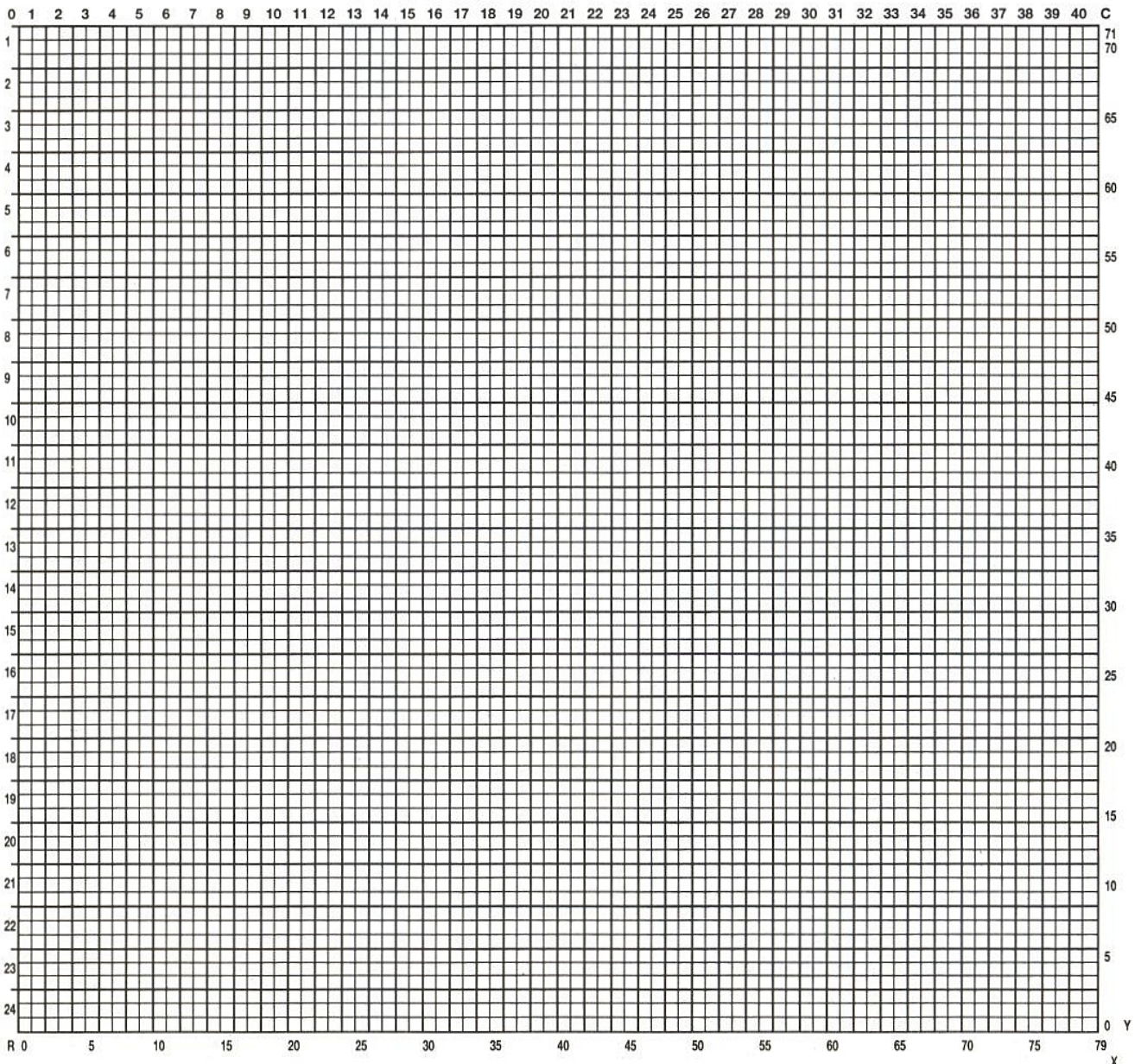
respecter dans le libellé des fichiers texte, est également décrite en détail.

L'auteur a même accompli le tour de force de résumer en quatre pages l'essentiel des quelques centaines de pages des spécifications VIDÉOTEX : il n'y a évidemment pas tout, mais au moins le nécessaire pour bien comprendre ce que l'on fait.

NOTRE IMPRESSION :

Tout comme le DEBUG du DOS s'adresse à des programmeurs avertis, le "DEBUG du MINITEL" que veut être APACHE n'est pas vraiment un outil pour débutant : bien sûr, il est facile de s'en servir pour capturer et relire des pages, mais on en fait tout autant avec quelques lignes de BASIC.

Grille de composition d'écrans.



La vocation d'APACHE est à l'évidence de permettre au développeur de composer lui-même des écrans de qualité. La programmation en langage mnémotechnique facilite considérablement les choses, mais ne dispense absolument pas l'utilisateur de posséder un minimum de talents de graphiste !

Tenter de composer un écran sans l'avoir auparavant soigneusement mis au point sur le papier mène tout droit au "vertige de la feuille blanche". Nous n'y avons d'ailleurs pas échappé, avant de trouver comment le combattre !

En fait, il est pratiquement indispensable de se confectionner une grille de 80 par 72 carreaux (soit 24 rangées de 40 caractères graphiques de 3 x 2 pixels).

Nous reproduisons ici une telle grille, dont on apprécierait de trouver un modèle photocopiable annexé au manuel du logiciel...

Nous avons également ressenti la nécessité d'une bonne maîtrise du DOS de la part de l'utilisateur. En effet, APACHE a visiblement été conçu à l'intention des possesseurs de PC à disque

dur ou double drive et exploités sous DOS 3.30 minimum. Tant pis pour les utilisateurs de DOS 3.2 qui ne disposent pas de l'instruction CALL largement employée dans certains des fichiers "batch"...

Dans le cas d'un PC à un seul drive (oui, il y en a !), il est indispensable de "bricoler" la disquette, en y ajoutant au moins MODE.EXE et COMMAND.COM. A défaut, de bien fâcheux phénomènes se produisent, inexplicables pour le néophyte car ne faisant apparaître aucun message d'erreur !

L'auteur est bien conscient que son logiciel est un produit jeune, et donc perfectible : les futures versions seront offertes aux utilisateurs de la précédente pour un prix symbolique, et même gratuitement en échange de suggestions d'améliorations particulièrement pertinentes !

Il est toutefois certain que du bon travail peut déjà être fait avec la version actuelle, au prix d'une prise en main qui pourra s'avérer plus ou moins rapide selon les dispositions artistiques de l'utilisateur.

Parlons prix :

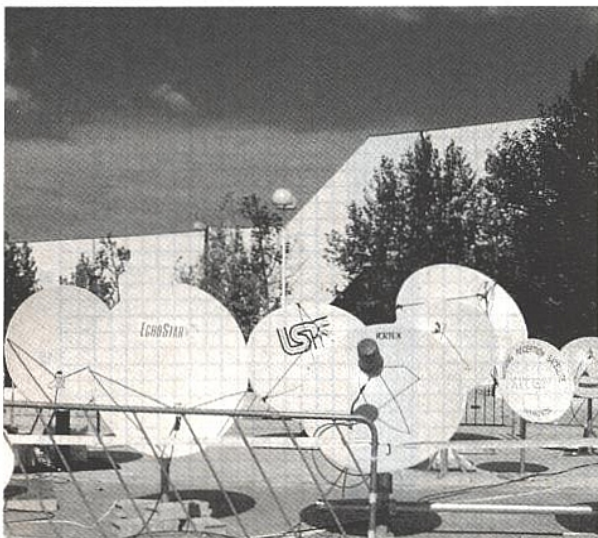
Le logiciel APACHE (disquette et manuel) est disponible au prix de 320 F TTC auprès de :

Logiciels des îles
B.P. 23
20166 Porticcio
Tél. : 95.25.06.93

P. GUEULLE



8^e SALON INTERNATIONAL DU CABLE ET DU SATELLITE du 12 au 14 SEPTEMBRE 1990 - PARC DES EXPOSITIONS DE PARIS PORTE DE VERSAILLES



R.T.M.

ANTENNE réunira plus de 100 exposants pour présenter les dernières nouveautés et services du câble et du satellite. Tous les décideurs et acteurs du marché vont visiter ANTENNE pour s'informer, comparer, acheter... Plusieurs conférences, animées par des spécialistes du marché, sont organisées dans le cadre d'ANTENNE.

Informations et invitations : INFOPROMOTIONS

Jean BARON

15-17, avenue Ledru-Rollin - 75012 PARIS

Tél. : (1) 43 44 35 97 - Fax : (1) 46 28 89 04

Société : _____

Nom : _____ Prénom : _____

Adresse : _____

Code postal : [] [] [] [] [] Ville : _____

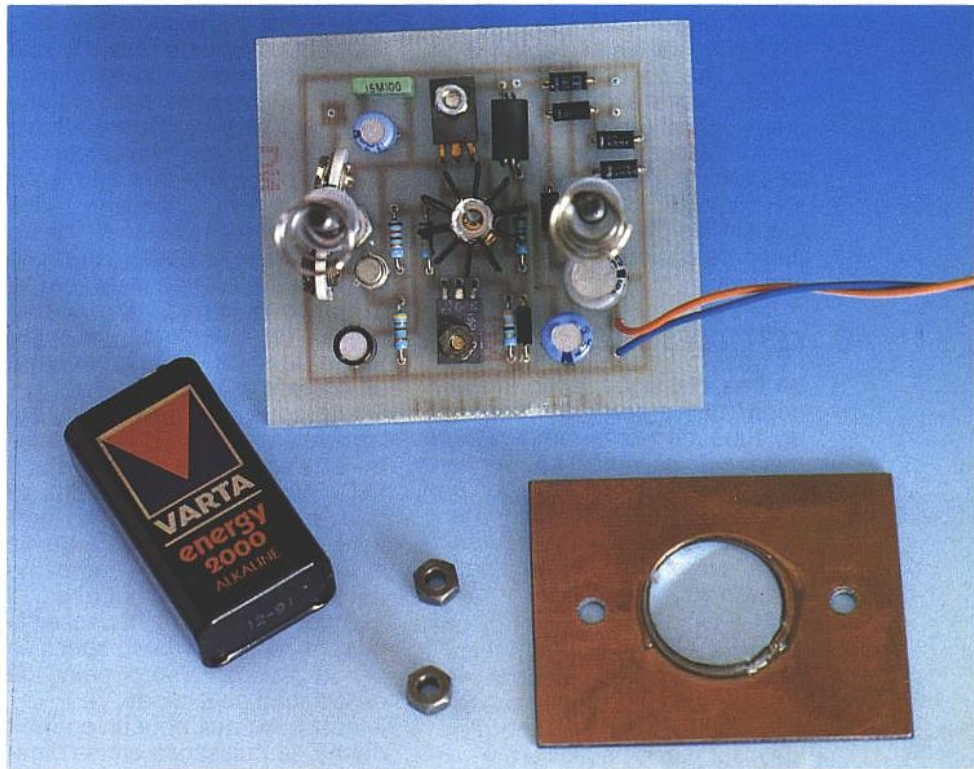
Invitations Tél. : _____

Informations exposants ERP 07/90 Fax : _____

G

Un laser à diode

Les lasers à tube hélium-néon encombrants, fragiles, et fonctionnant en haute tension pourraient bien avoir vécu : les diodes laser à lumière visible atteignent maintenant un niveau de prix et de performances extrêmement concurrentiel. Nous entrons sans aucun doute dans l'ère du laser de poche pouvant être alimenté par une pile 9 V miniature : n'attendons pas davantage pour profiter de cette petite révolution !



QUELQUES RAPPELS :

Le sigle LASER est la contraction de "Light Amplification by Stimulated Emission of Radiations" ou "amplification de lumière par émission stimulée de radiations". La pièce maîtresse d'un laser, quel qu'il soit, est un "milieu actif", c'est-à-dire un corps solide, gazeux ou liquide capable d'être le siège d'une sorte de phénomène de "résonance" : stimulé par un rayonnement lumineux de caractéristiques convenables, il émet lui-même de la lumière de longueur d'onde identique à celle de la lumière incidente (c'est-à-dire de même couleur) et en phase avec elle. Il faut des conditions très particulières pour que le phénomène puisse se produire : le milieu actif doit être placé "en sandwich" entre deux miroirs parallèles, écartés d'une distance très précisément liée à la longueur d'onde de la lumière à produire, laquelle dépend elle-même de la nature du milieu actif.

A force de faire des aller-retours entre les deux miroirs, traversant à chaque fois le milieu actif qui l'amplifie, la lumière monte en puissance : si l'un au moins des deux miroirs est "semi-transparent", une partie de cette lumière

s'échappera du milieu actif sous la forme d'un faisceau aux caractéristiques très particulières.

Un laser émet en effet de la "lumière cohérente", à l'inverse de la lumière "ordinaire" qui est dite "incohérente".

La lumière d'une simple ampoule électrique, par exemple, est composée des rayonnements des diverses couleurs de l'arc-en-ciel. De fréquences différentes, ces rayonnements ne peuvent évidemment être en phase les uns avec les autres. De plus, ils sont émis dans toutes les directions et ne peuvent donc aller bien loin sans le secours de moyens optiques. Dans un laser, tous les rayonnements émis ont la même longueur d'onde (donc la même couleur), et sont en phase les uns avec les autres.

C'est un gage de puissance, puisque des ondes en phase se renforcent mutuellement tandis que des ondes déphasées peuvent aussi bien s'additionner que se neutraliser.

Ajoutons que la lumière d'un laser est généralement très directive, ou peut facilement le devenir.

Outre des propriétés physiques très particulières utiles dans toutes sortes de manipulations (franges d'interférences, hologrammes, etc.), un faisceau laser est donc particulièrement apte à se propager très loin. Il est extrêmement facile d'envoyer un "point" laser à des centaines de mètres, voire à des kilomètres : une application courante est la mise en alignement rapide de plusieurs mires de géomètre, mais il en existe d'innombrables autres (depuis les "flèches lumineuses" de conférencier jusqu'aux jeux de lumière).

LES DIODES LASER :

Le très classique laser "hélium-néon" utilise comme milieu actif un tube de verre rempli de ce mélange gazeux. La lumière excitatrice est produite par une décharge de haute tension dans ce gaz, ce qui permet une émission permanente sous quelques milliwatts.

La "diode laser" constitue une véritable révolution puisqu'il s'agit d'un composant de la taille d'un transistor, pouvant presque être alimenté comme une diode LED, sur pile si nécessaire !

Si les premières diodes laser émettaient dans l'infrarouge (invisible), il en existe désormais qui, avec une longueur d'onde d'environ 670 nm (nanomètres), produisent un splendide rayonnement rouge vif.

Selon les marques, les types et les quantités, les prix vont de quelques centaines de francs à deux mille francs et sont donc d'ores et déjà compétitifs par rapport à ceux des tubes hélium-néon. Avec le développement rapide des lecteurs de codes à barres (principale application industrielle des diodes laser à lumière rouge), ils pourraient encore évoluer dans le bon sens...

Ne confondons surtout pas diode laser et diode LED, même à forte intensité. Certes, les LED modernes émettent aussi une intense lumière rouge, mais parfaitement incohérente et beaucoup moins susceptible d'être concentrée en un faisceau à longue portée.

La réalisation pratique des "puces" de ces deux types de diodes est d'ailleurs radicalement différente :

La diode laser comporte bel et bien les deux miroirs nécessaires à la naissance de l'effet laser (même s'ils sont microscopiques), et produit deux étroits pincesaux diamétralement opposés.

La diode LED, pour sa part, rayonne sa lumière incohérente dans toutes les directions à la fois, même si son boîtier en forme de lentille arrive à en concentrer l'essentiel dans une direction privilégiée.

En tout cas, l'émission d'une diode laser est infiniment plus "ponctuelle" que celle d'une LED : le couplage à une lentille sera considérablement plus efficace et plus simple.

Electriquement parlant, les caractéristiques d'une diode laser diffèrent aussi de celle d'une LED. L'effet laser ne se manifeste qu'à partir d'un certain niveau de puissance (la puissance de seuil), correspondant à un courant dit de seuil.

En-dessous de ce seuil, la lumière émise n'est pas cohérente, et s'apparente à celle d'une LED. Au-delà de Pth et Ith se trouve la plage d'utilisation normale de la diode, dans laquelle la puissance émise augmente très vite avec le courant direct. Il est vital de ne pas dépasser la puissance maximale spécifiée par le fabricant, sous peine de destruction de la diode.

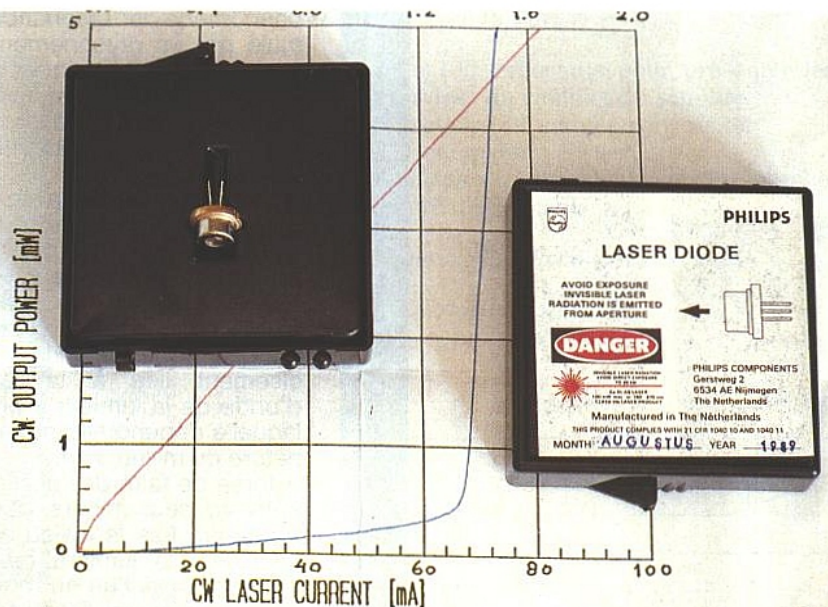
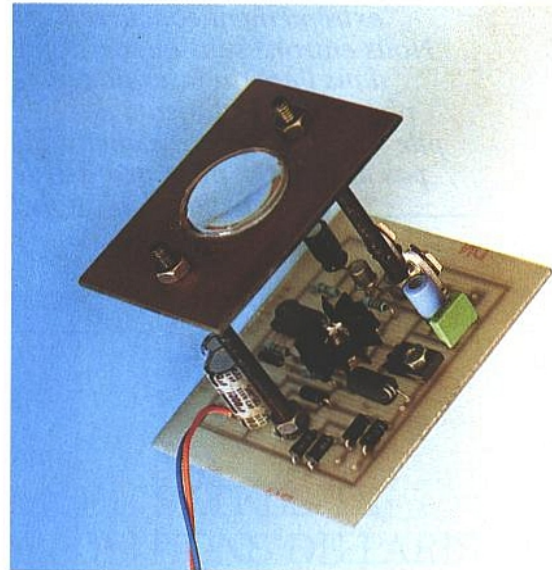
Il faut savoir que pour un courant donné, la puissance émise diminue très fortement si la température de la diode s'élève. L'équivalence entre courant maximum et puissance maximale n'est valable qu'à froid, c'est-à-dire dès la mise sous tension ou en présence d'un refroidisseur très efficace. D'ailleurs, utiliser une diode laser sans radiateur revient à la condamner à brève échéance.

Bien utiliser une diode laser est donc relativement délicat, et c'est pourquoi les fabricants

ajoutent couramment une photodiode dans le boîtier de leurs diodes laser : recevant le faisceau "arrière" de la puce laser, celle-ci effectue une mesure de la puissance optique réellement rayonnée et permet donc la mise en œuvre d'un système de régulation.

UN MONTAGE "D'ÉVALUATION" :

Moyennant un minimum de soin et de précautions, la mise en œuvre de diodes laser est parfaitement à la portée de nos lecteurs, qui peuvent d'ores et déjà se procurer des diodes laser chez certains revendeurs. Il est toutefois important de prendre un minimum de précautions, tant pour la protection de l'opérateur et de son entourage, que pour celle de l'investissement que représente la diode.



Compte-tenu de ses caractéristiques particulières (cohérence, puissance, directivité), la lumière laser est DANGEREUSE, n'en déplaie aux techniciens du spectacle qui en usent souvent à tort et à travers.

Dans le cas des diodes de 3 à 5 mW qui nous intéressent ici, il ne faut pas exagérer les risques encourus, qui concernent essentiellement les yeux. IL NE FAUT PAS regarder en face une diode laser en service (du moins à courte distance), et on se montrera très vigilant dès lors qu'une lentille sera ajoutée pour concentrer le rayonnement : même à des dizaines de mètres de distance, le faisceau reste suffisamment puissant pour être dangereux. ON ÉVITERA ABSOLUMENT de se placer face à un laser, ou de diriger le rayon vers le visage d'une personne. Il faudra aussi se méfier très soigneusement des réflexions pouvant se produire dans des miroirs, bien sûr, mais aussi sur toute surface brillante, même transparente (vitre par exemple).

Les diodes laser sont par ailleurs des composants très sensibles à l'électricité statique et aux surtensions en général. De plus, elles supportent mal les échauffements excessifs.

Il faut donc leur appliquer les procédures habituelles pour les composants délicats, c'est-à-dire au minimum :

- opérer avec un fer à souder à panne reliée à la terre (le vérifier)
- relier l'opérateur à la terre par une résistance d'un mégohm (port d'un bracelet antistatique)
- ne retirer la diode de son emballage d'origine qu'au tout dernier moment

- ne souder qu'un fil à la fois, vite mais bien ; laisser refroidir avant de passer au fil suivant

- ne pas essayer la diode autrement qu'en la soudant dans un montage spécialement conçu à cet effet

- ne pas faire fonctionner la diode sans refroidisseur (sauf pour les diodes "collimatées" qui sont auto-refroidies)

- tester et régler soigneusement le circuit utilisateur avant de monter la diode.

Chaque fabricant recommande un ou plusieurs circuits d'alimentation, évidemment applicables aussi aux diodes concurrentes de caractéristiques voisines. Ils sont en général équipés d'une régulation de puissance optique utilisant la photodiode incorporée. Pour notre part, nous avons expérimenté différents de ces schémas avec des diodes de

diverses marques, mais aussi quelques montages de notre cru. Nous en avons retiré la conviction que pour le genre de manipulations qui nous occupe, la régulation de puissance n'est pas souhaitable. Opérer à courant constant évite tout risque "d'emballement thermique" et signale très rapidement toute insuffisance de refroidissement : la puissance émise baisse à vue d'œil dès que la diode s'échauffe !

La figure 1 reproduit le schéma du montage que nous avons mis au point, et qui emprunte à celui recommandé par PHILIPS un certain nombre d'idées dont le but est principalement d'obtenir un démarrage et un arrêt "en douceur".

court-circuit sur un milliampèremètre avant de monter la diode. La résistance ajustable de talon sera réglée de façon à ce que la manœuvre du potentiomètre principal ne permette pas d'excéder le courant maximal admissible (80 mA avec notre échantillon).

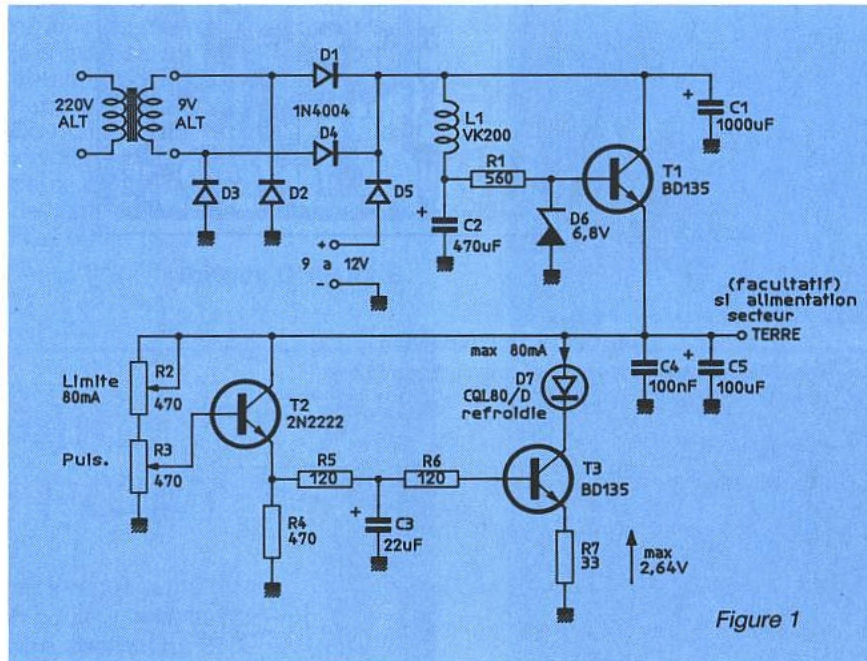


Figure 1

On reconnaît ainsi en cascade un redresseur permettant un fonctionnement aussi bien sur secteur que sur pile ou batteries, un régulateur de tension à temps de réponse volontairement allongé, un étage tampon pour le potentiomètre de réglage de puissance (équipé d'un "talon" ajustable), et un générateur de courant constant muni d'un circuit RC introduisant une légère constante de temps.

Ce montage est particulièrement adapté aux diodes PHILIPS-RTC CQL80/D (non collimatée) et CQL90/D (collimatée), mais convient également aux modèles similaires offerts par d'autres marques : seul le courant de fonctionnement, qui peut être assez différent d'une référence à une autre, devra être ajusté cas par cas en faisant débiter le montage en

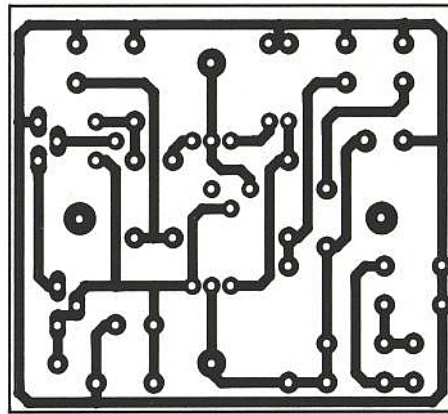


Figure 2

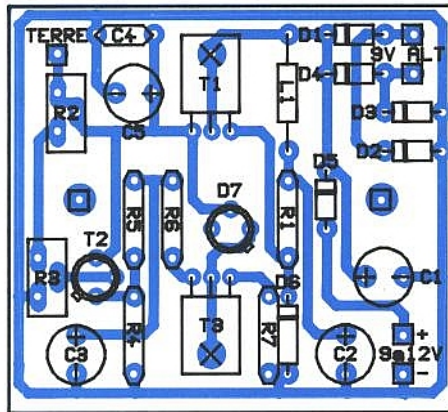
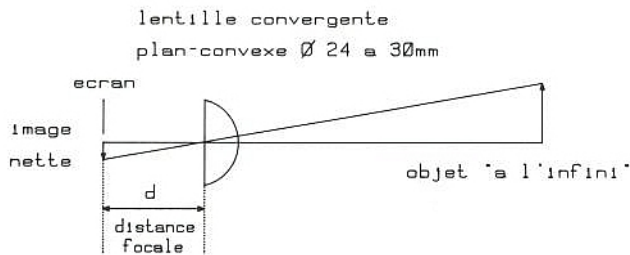


Figure 3



$$\text{Vergence : } V(\text{dioptries}) = \frac{1}{d(\text{metres})} \left(+ \text{ pour lentille convergente} \right)$$

Exemple : + 20d pour d = 50mm

Figure 4

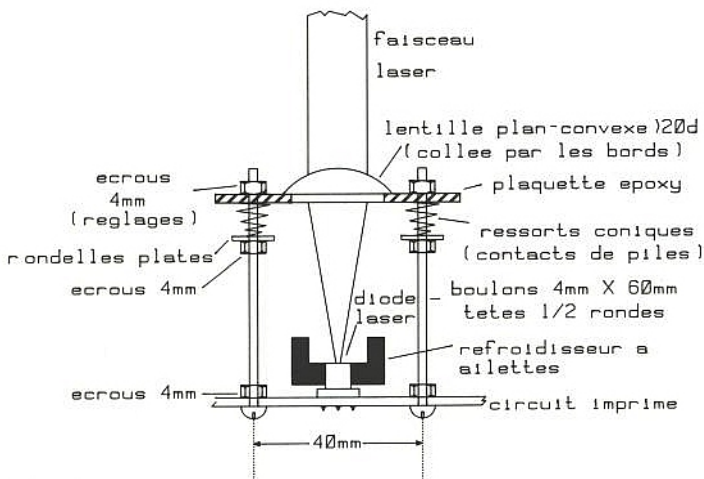


Figure 5

Réalisation pratique :

Le circuit imprimé de la **figure 2** peut accueillir tous les composants du montage selon l'implantation de la **figure 3**. La diode laser peut y être soudée au ras de la carte, munie d'un sérieux radiateur à ailettes, mais peut aussi y être reliée par deux fils (attention à la polarité !) si l'on a choisi le modèle collimaté dont la forme est celle d'un "crayon".

La diode collimatée est munie d'une optique intégrée qui lui permet d'émettre directement un faisceau parallèle assez semblable à celui d'un tube hélium-néon. Le rendement de cette très petite lentille étant limité, la puissance réellement disponible ne dépasse pas 1 à 1,2 mW.

La diode non collimatée délivre pour sa part de 3 à 5 mW, mais sous la forme d'un faisceau ovale très fortement divergent qu'il est impératif de rendre parallèle par l'adjonction d'une optique séparée.

Cette optique peut se limiter à une simple loupe d'une vingtaine de dioptries, dont le positionnement devra toutefois être extrêmement soigné. Nous avons précisément étudié notre maquette dans le but de faciliter le plus possible cette installation, qui permet de réaliser une importante économie et de récupérer un maximum de puissance grâce à une lentille de diamètre généreux (24 à 29 mm).

Une lentille d'un tel diamètre pourra convenir si elle possède une face plane (ou à peu près) et si elle permet de former une image nette d'un objet situé "à l'infini" sur un écran placé à une distance de 40 à 50 mm derrière la lentille. En effet, la **figure 4** rappelle que la "distance focale" d'une telle loupe (exprimée en mètres) est égale à l'inverse de sa puissance (exprimée en dioptries).

Il est important que la loupe soit montée très exactement en face de la diode laser, et que sa distance soit parfaitement ajustée : il faut pouvoir effectuer cette "mise au point" avec une précision nettement meilleure que le millimètre.

La **figure 5** décrit la méthode préconisée pour le montage de la lentille : il faut commencer par la coller par ses bords avec une colle époxy, devant un trou de diamètre inférieur de 2 mm à celui de la loupe et pratiqué au centre d'un carré de circuit imprimé de 50 x 50 mm.

Ce support sera muni de deux

trous de 4 mm espacés exactement de 40 mm, selon le plan de la figure 6.

Cette pièce étant prête, on pourra passer au montage final : deux boulons de 4 mm x 60 mm à tête demi-ronde seront montés dans les deux trous de 4 mm prévus de part et d'autre de l'emplacement de la diode laser, et solidement bloqués par deux écrous.

On procèdera alors (et alors seulement) au soudage soigneux des trois fils de la diode laser, non sans avoir exécuté un essai du circuit en limitant le courant d'alimentation à 80 mA.

ATTENTION À BIEN DÉMARRER AU MINIMUM DE COURANT, avant de régler les deux potentiomètres selon le principe expliqué plus haut.

Les deux écrous étant serrés, on munira successivement chaque boulon d'un écrou supplémentaire vissé jusqu'à mi-hauteur environ, d'une rondelle plate, et d'un ressort conique récupéré sur un coupleur de piles.

On introduira alors le support de lentille déjà équipé de celle-ci, avant de monter les deux derniers écrous.

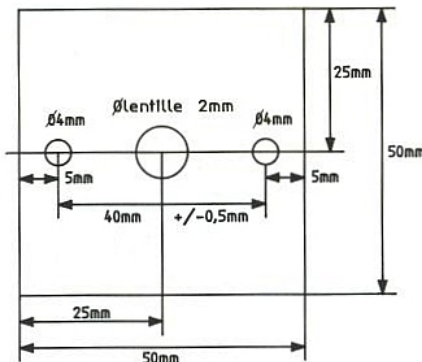


Figure 6

Cette disposition permet de régler commodément la mise au point de la lentille, ainsi que son parallélisme avec la carte imprimée, par simple action sur les écrous. On cherchera d'abord à obtenir grossièrement un point rouge d'environ un centimètre de diamètre à une distance d'une dizaine de mètres, puis on fixera la mise au point de façon à obtenir le diamètre de point souhaité à la distance désirée.

De nuit, on doit arriver à projeter visiblement un point à au moins deux cents mètres : au-delà, il devient délicat de le repérer à l'œil nu !

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Condensateurs

C₁ : 1 000 µF
C₂ : 470 µF
C₃ : 22 µF

Semiconducteurs

D₁ : 1 N 4004
D₂ : 1 N 4004
D₃ : 1 N 4004
D₄ : 1 N 4004
D₅ : 1 N 4004
D₆ : zener 6,8 V
D₇ : CQL 80/D
Philips composants
T₁ : BD 135
T₂ : 2 N 2222
T₃ : BD 135

Résistances

R₁ : 560 Ω
R₂ : 470 Ω ajustable
R₃ : 470 Ω ajustable
R₄ : 470 Ω
R₅ : 120 Ω
R₆ : 120 Ω
R₇ : 33 Ω

Divers

L₁ : VK 200

Les PC09 arrivent : Des kits 6809 sur PC/AT

La PC09 est une carte **6809** livrée avec un logiciel intégré genre "turbo" (*). Un logiciel super-simple à utiliser : écran couleur, menus déroulants, touches d'aide... Vous développez votre application 6809 sur PC, puis vous transférez le code hexa. dans la PC09 et vous déboguez en temps réel. Tout ça, pour un prix incroyablement bas...

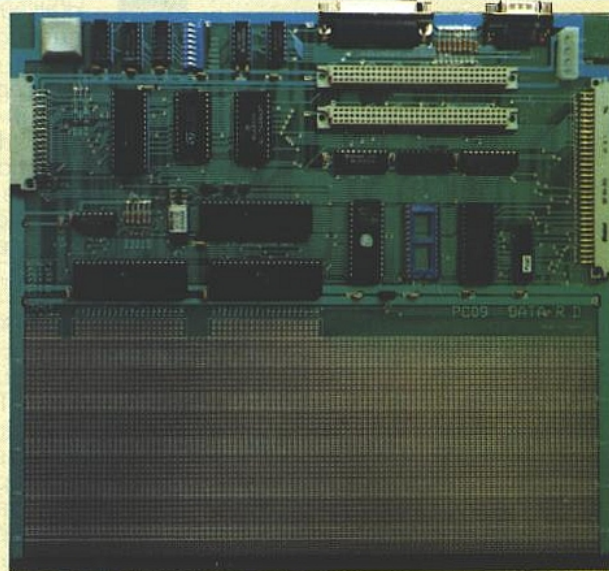
Note : La PC68 est une version **68000**, avec compilateur "C" inclus.

(*) Toutes les innovations présentes dans la PC09 ont été brevetées par DATA R.D. Le générique "Turbo" est une marque déposée BORLAND.

Fichiers Edit. Amb. Débog. dis. Sub. Mémoire Divers																
Mémoire																
Mon.	--	+1	+2	+3	+4	+5	+6	+7	+8	+9	+A	+B	+C	+D	+E	+F
0000	00	11	22	33	44	55	66	77	88	99	AA	BB	CC	DD	EE	FF
0090	00	11	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00A0	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
Pile	S	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-7	-8	-9	-A	-B	-C	-D	-E	-F
7FEC	34	56	D3	E4	A8	F9	B7	11	FF	88	FF	99	FF	FE	24	54

Interfaces											
ACIA	0020	45	32	---	---						
TIM.	0000	34	33	18	DE						
"	000C	D3	F5	26	A8						
DA	CA	DB	CB								
PIA0	0000	00	F7	00	F5						
PIA1	0000	00	D4	FE	66						

Instructions											
	AA	BB	1234	5678	0000	7FEC	00	-1	---		
DEBUT	LDX	#\$0000	AA	BB	0000	5678	0000	7FEC	00	-1	---
	LDY	#\$0090	AA	BB	0000	5678	0000	7FEC	00	-1	---
	LDB	#\$00	AA	BB	0000	0090	0000	7FEC	00	-1	---
BOUCLE	LDA	,X+	AA	00	0000	0090	0000	7FEC	00	-1	---
	STA	,Y+	00	00	0001	0090	0000	7FEC	00	-1	-2-
	DECB		00	00	0001	0091	0000	7FEC	00	-1	-2-
	BNE	BOUCLE	00	07	0001	0091	0000	7FEC	00	-1	---
BOUCLE	LDA	,X+	00	07	0001	0091	0000	7FEC	00	-1	---
	STA	,Y+	11	07	0002	0091	0000	7FEC	00	-1	---
	DECB		11	07	0002	0092	0000	7FEC	00	-1	---



Logiciels sur PC/AT : Editeur, Assembleur compatible MOTO-ROLA, Désassembleur, Gestion de fichiers, Débogueur puissant (voir photo), Fonctions diverses, Sous-programmes...

Matériel PC09 : uP. 6809, RAM CMOS, 2 PIA disponibles, 2xRS232 (6850) à BRG par dip-switch, 1 timer, 2 slots G64 bufférisés, grande zone de wrapping, CI sur supports.

DATA R.D.

14, rue Gaspard Monge

Z.A. de l'Armailler

26500, BOURG-LÈS-VALENCE

Tél. 75-42-27-25

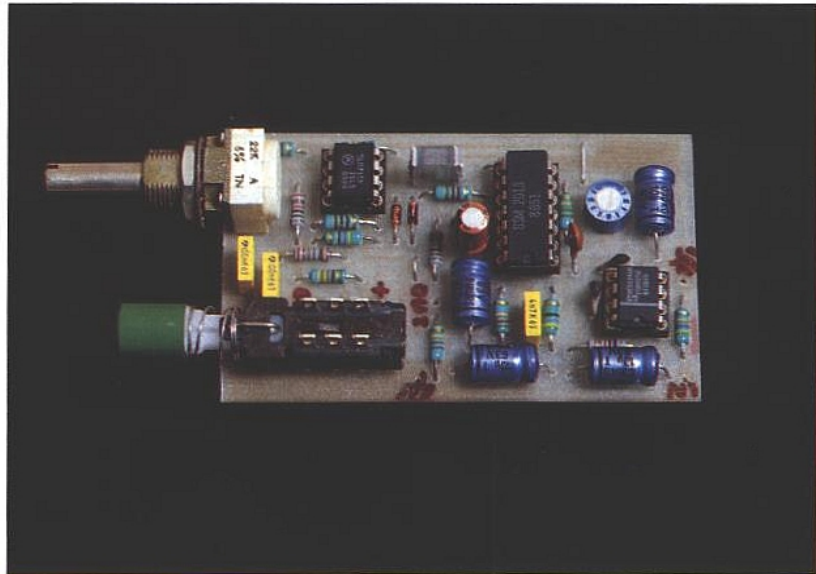
Le VCA SSM-2013

Après le SSM-2015, le 2402, cette fois nous vous présentons le 2013.

C'est le plus petit de la gamme des VCAs SSM, qui en comporte au moins trois.

En voici les caractéristiques principales :

- Distorsion harmonique : 0,01 %.
- Distorsion d'intermodulation : 0,03 %.
- 800 kHz de produit gain-bande
- 12 dB de réserve (dans les conditions de mesures), modifiable.
- Gain maxi 40 dB, affaiblissement maxi 95 dB.
- Commandes Mute et Control exponentielles.



PRÉSENTATION

Le SSM-2013 est un VCA travaillant en classe A, dont l'entrée et la sortie sont asymétriques.

Toutes deux sont en courant (comme la majorité des VCAs d'ailleurs), et le gain (ou l'atténuation) sont obtenus en appliquant une tension continue sur la broche de commande EXPO (pin 9). Une progression linéaire de cette tension équivaut à une variation logarithmique du gain, ce que l'on appréciera en audio.

Les lecteurs fidèles retrouveront dans le 2013 le défaut classique des VCAs, qui consiste à ne pas être performant quand on demande un gain supérieur à 20 dB, si on ne prend pas un minimum de précautions.

Le 2013 propose jusqu'à 40 dB de gain, mais nous vous déconseillons vivement de compter sur cette possibilité pour des applications audio de qualité : seule la téléphonie se contentera sans artifice de l'augmentation du bruit ou de la réduction de bande passante dans ces conditions.

A vrai dire, nous n'avons jamais mis en œuvre dans nos publications de VCAs amplificateurs : nous sommes toujours partis du gain unité vers un affaiblissement maximum. Cela ne veut pas dire pour autant que des essais de gain n'ont pas été faits : "tenir une note de guitare" pendant 30 secondes est assez aisé avec une unité de commande appropriée, mais quand on sait que Carlos Santana dépasse la

minute dans Europa en conjugant écrêtage + accrochage acoustique + SAVOIR FAIRE, ça coupe l'envie de fabriquer des prothèses...

La grande nouveauté est l'entrée de commande MUTE qui, pilotée par un niveau logique, permet une coupure de voie totalement indépendante de la commande EXPO.

Nous allons voir tout ceci en détail, mais commençons par le commencement : la **figure 1** donne le brochage du 2013 et la

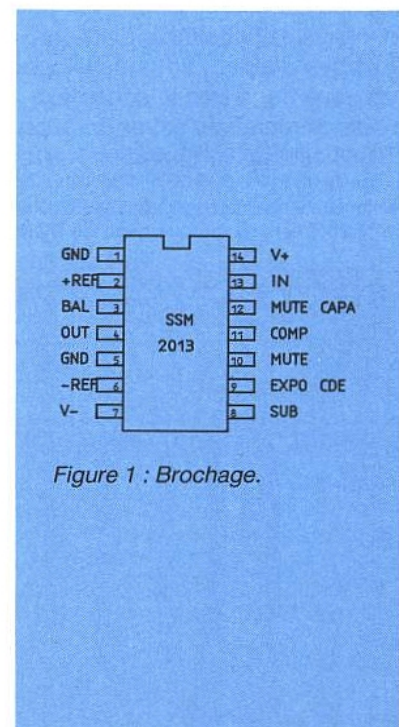


Figure 1 : Brochage.

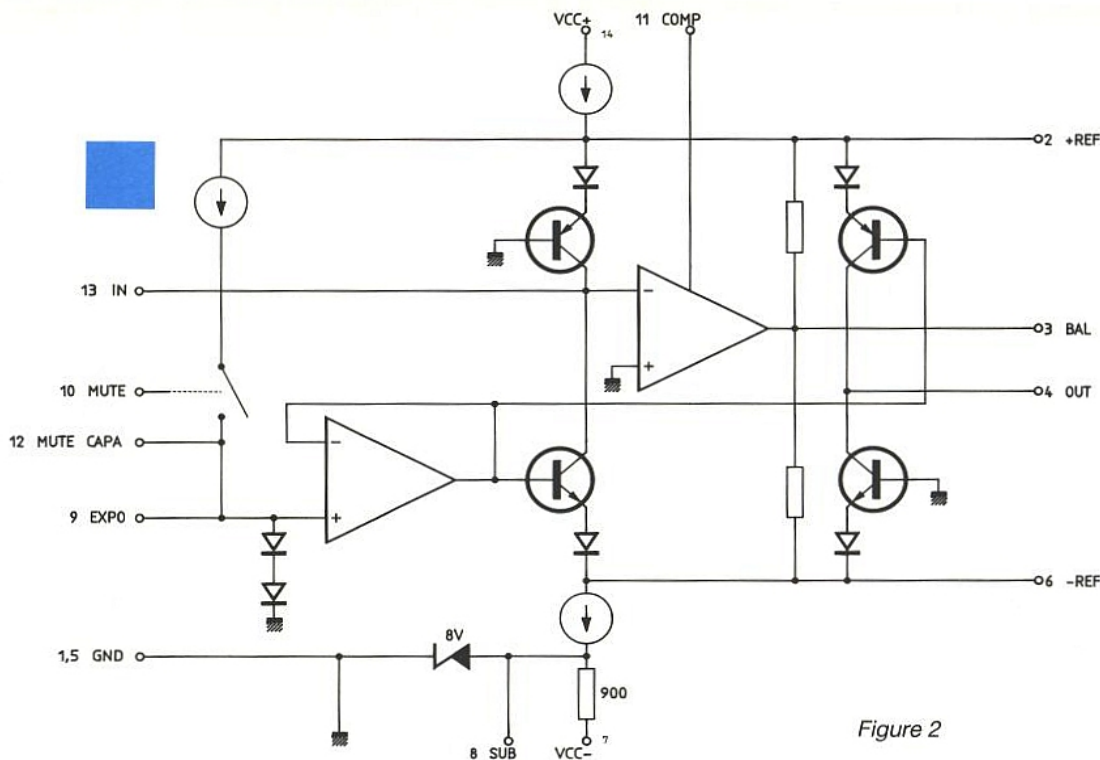


Figure 2

PARAMETRE	CONDITIONS	SSM-2013			UNITÉS
		MIN	TYP	MAX	
Positive Supply Voltage Negative Supply Voltage (Note 1)		+ 12	+ 15	+ 18	V
		- 7,6	- 8,2	- 8,7	
Positive Supply Current Negative Supply Current		5,4	8,7	10,4	mA
		6,0	8,7	11,0	
Negative Supply Bias Resistor (Pin 7 to Pin 8)		675	900	1170	Ω
Expo Input Bias	$V_e = \text{GND}$ (Note 2)	-	1,0	3,2	μA
Expo Control Sensitivity	at Pin 9	-	- 10	-	mV/dB
Mute Off (Logic Low)		0,0	-	1,0	V
Mute On (Logic High)		3,0	5	15	V
Mute Attenuation	(@ 1 kHz, $V_{\text{PIN 10}} = + 5 \text{ V}$)	-	- 90	-	dB
Current Gain	$V_e = \text{GND}$	0,90	1,0	1,1	
Current Output Offset	$V_e = \text{GND}$	- 7,5	0	+ 7,5	μA
Output Leakage	$V_e = + 600 \text{ mV}$	- 50	0	+ 50	nA
Max Available Output Current	$V_e = \text{GND}$, 15 k Ω (pin 3 to - V)	$\pm 1,2$	-	-	mA
Current Bandwidth (3 dB)	$V_e = \text{GND}$	-	800	-	kHz
Signal Feedthrough	$V_e = + 1,2 \text{ V}$	-	- 90	-	dB
Signal to Noise (20 Hz - 20 kHz) (Notes 3,4)	$V_e = \text{GND}$, No Signal	-	- 94	92,5	dB
THD (Untrimmed) (Note 4)	$V_e = \text{GND}$, $I_{\text{IN}} = 600 \mu\text{A}_{\text{p-p}}$	-	0,01	0,06	%
THD (Trimmed)	$V_e = \text{GND}$, $I_{\text{IN}} = 600 \mu\text{A}_{\text{p-p}}$	-	0,004	-	%
IMD (Untrimmed) SMPTE (Note 4)	$V_e = \text{GND}$, $I_{\text{IN}} = 600 \mu\text{A}_{\text{p-p}}$	-	0,03	0,12	%
IMD (Trimmed) SMPTE	$V_e = \text{GND}$, $I_{\text{IN}} = 600 \mu\text{A}_{\text{p-p}}$	-	0,012	-	%

Notes :

1. Measured at pin 8, pin 7 = - 15 V.
2. V_e is voltage on pin 9 (V_{EXPO}).
3. Referred to a 400 $\mu\text{A}_{\text{p-p}}$ input level.
4. Parameter is sample tested to max limit (0,4 % AQL).

Figure 3 : Conditions maximum d'utilisation et caractéristiques électriques.

figure 2 son schéma interne simplifié. L'observation de ce dernier facilite la compréhension de certaines broches, comme en pin 8 la mise à disposition de l'utilisateur d'une tension négative fixée à 8 V, réservée à des corrections d'offset.

La figure 3 récapitule les conditions maximales d'utilisation et les caractéristiques électriques, et la figure 4 présente le 2013 dans son environnement typique.

Choix de R_{in} ET C_{in}

La majeure partie des applications peut se satisfaire du schéma donné figure 4. Dans ces conditions, on peut admettre que le courant d'entrée maximum est à fixer à 1,2 mA. Il est donc facile de calculer la valeur de R_{in} une fois le niveau nominal et la réserve (garde) que l'on souhaite mettre de côté, définis.

SSM propose une garde de 12 dB et les caractéristiques annoncées précédemment tiennent compte de ce choix. Bien entendu, il sera possible de modifier cette valeur et la porter par exemple à 16 ou 24 dB.

La procédure de calcul est la suivante :

Considérant 1,2 mA pour maxi et acceptant 12 dB de réserve, le courant nominal est égal à $1,2 \text{ mA} \times 0,25 = 0,3 \text{ mA}$. (I_s/I_e pour 12 dB = 0,251188).

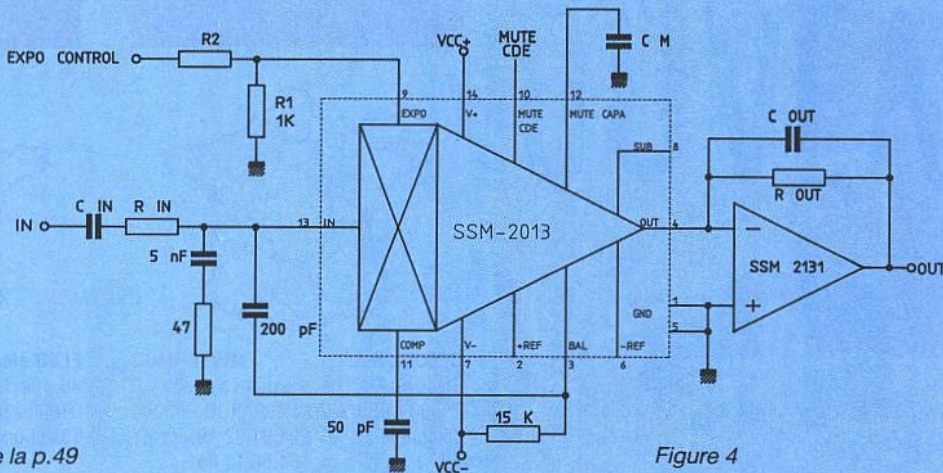
Si on se satisfait d'un niveau nominal de +/- 3,5 V (7 V crête à crête) on trouve :

$$R_{\text{in}} = (3,5 \times 1000) / 0,3 = 12 \text{ k}\Omega.$$

Autre exemple avec 20 dB de réserve :

$$I_s/I_e \text{ pour } 20 \text{ dB} = 0,1 \text{ donc } I_{\text{nominal}} \text{ passe à : } 0,1 \times 1,2 = 0,12 \text{ mA}.$$

Suite p.52



Suite de la p.49

Figure 4

Si on conserve le même niveau nominal que précédemment (+/- 3,5 V), on trouve :
 $R_{in} = (3,5 \times 1000) / 0,12$
 soit 29,16 kΩ. Dans ce cas il faut admettre que le rapport signal sur bruit se dégradera de 8 dB (20 - 12) puisque le constructeur donne ses chiffres pour une garde de 12 dB et un gain unité, soit : 94 - 8 = 86 dB.

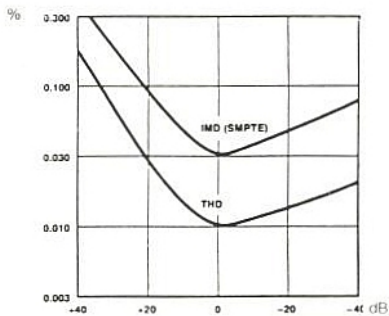


Figure 5 a

La figure 5 présente quelques courbes intéressantes. En 5 a, on voit comment évoluent taux de distorsion harmonique et d'intermodulation en fonction du gain. Il est bien dommage que le fabricant n'ait pas étendu le tracé jusqu'à -95 dB, mais si on prolonge les "tendances", on est en droit de supposer que les performances à ce niveau sont égales voire meilleures qu'à +40 dB.

SSM précise que cette distorsion est essentiellement d'ordre 2, ce qui en audio n'est pas des plus catastrophiques.

Nous avons vu comment calculer R_{in} . Reste C_{in} : ce couple a pour effet outre de bloquer les tensions continues inter-étages, de limiter la bande passante (vers le bas) et il n'est pas utile de tendre vers l'extrême : 10 ou 20 Hz sont largement suffisants.

La sortie

Il est bien évident que tout circuit entrant et sortant en courant est un élément de chaîne qu'il est très important de ne pas considérer seul, mais plutôt dans son environnement réel. Comme nous l'avons vu, si l'entrée est à calculer en fonction de la garde et du niveau nominal choisis, il est tout aussi important de veiller à ce que le convertisseur courant-tension placé en sortie soit correctement adapté.

La figure 5 b apporte un complément d'informations pour ce qui est du bruit. Les 94 dB don-

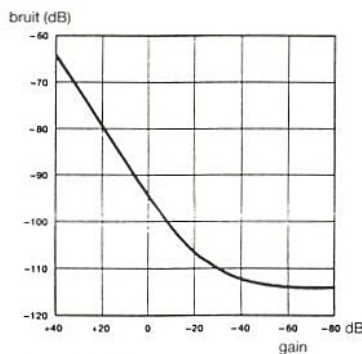


Figure 5 b

nés pour un gain en courant unité, s'améliorent notablement à partir de -40 dB et on peut considérer à ce stade que le niveau de bruit final sera directement lié à celui de l'ampli courant tension qui suivra.

L'audio est typiquement la science du compromis harmonieux où l'équilibre de la chaîne est primordial et les choix parfois bien délicats. Si on prend trop de réserve, on dégrade le rapport signal/bruit et si on n'en prend pas assez, on risque la saturation.

C'est ainsi que SSM préconise pour les gains supérieurs à 20 dB de chercher le bon compromis

entre le gain donné dans le VCA et celui de l'ampli de sortie. Pour 40 dB par exemple, il peut être bon de répartir la tâche équitablement ce qui évitera au VCA d'être dans sa zone de bruit maximum. L'auteur aurait bien quant à lui une idée différente : mettre deux VCAs en série et les commander ensemble. Cette solution est plus coûteuse mais présente l'intérêt de ne laisser aucun gain quand on commande l'affaiblissement maximum, alors que dans le premier cas l'ampli de sortie continue à élever le bruit résiduel de son propre coefficient amplificateur. Si on retenait cette solution, il faudrait se rappeler de diviser par deux la tension de commande.

Commande EXPO

C'est une entrée à haute impédance qui permet de faire varier le gain en courant de +40 dB à -95 dB, à raison de -10 mV/dB (ou -1 dB par 10 mV). La précision de cette commande est de +/- 1,5 dB sur une étendue de +/- 36 dB. La caractéristique de transfert est visible figure 5 c. La ligne tracée, en pointillés, constitue une amélioration sensible de la précision, que l'on peut obtenir grâce au

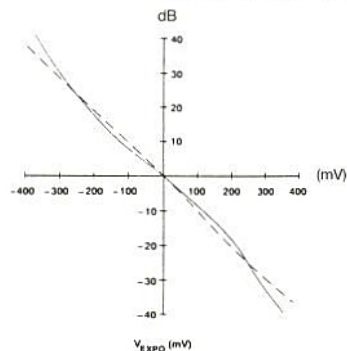


Figure 5 c

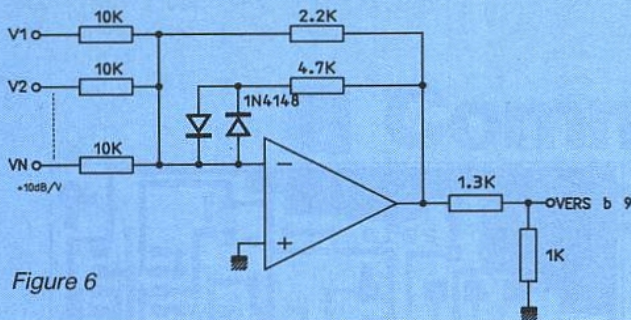


Figure 6

circuit proposé **figure 6**. Mais ce dernier ne fait pas que cela : il est également monté en sommateur et en affaiblisseur. Il est donc possible de commander le VCA depuis plusieurs endroits (par exemple fader de voie plus fader de sous-groupe), avec cette fois une sensibilité de + 10 dB/V (noter l'inversion).

Le coefficient de température du port de contrôle est de - 3300 ppm/° C. Afin de compenser cette dérive, SSM propose de remplacer la résistance R1 (figure 4) par un "tempistor" de + 3300 mmp/° C.

Mute

La broche 10 permet des coupures ou des ouvertures de voie par le biais du VCA, et ce indépendamment de la commande EXPO.

Si la broche 10 est portée entre + 1 V et 0 V, le VCA est opérationnel. A partir de + 3 V et jusqu'à + 15 V, il est forcé en mode silencieux. On constate donc qu'il est possible d'agir sur cette broche au moyen de signaux logiques TTL ou CMOS. Si on ne souhaite pas utiliser la commande MUTE, il suffit de lier la broche 10 à la masse.

Un condensateur placé entre la broche 12 et la masse fera varier les temps d'ouverture et de fermeture. Une valeur de 1 µF est conseillée, ce qui donne avec l'impédance interne de 10 kΩ une constante de temps de 10 ms, considérée comme rapide sans être toutefois brutale.

C out

Parmi les précautions à prendre, le constructeur insiste sur la nécessité de limiter l'amplification du convertisseur aux fréquences élevées. Une coupure à 300 kHz est suffisante mais on pourra si on le souhaite la choisir plus basse en sachant toutefois que les réponses aux transitoires seront, de ce fait, ralenties.

Réjection du signal de commande dans l'ampli de sortie

Une portion du signal de contrôle peut se retrouver sur la sortie en absence de signal d'entrée. Une résistance placée entre les broches 2 et 6 peut réduire le niveau de cet intrus et le bruit. A titre d'exemple, si la résistance est de 3,3 kΩ on obtient une réjection de 20 dB, avec 5,4 kΩ, 10 dB. Toutefois, cette amélioration se traduit par une détérioration de 3 à 5 du taux de distorsion. Pour 3,3 kΩ, on obtient dans le pire des cas 0,4 % alors que sans résistance on se situe entre 0,05 et 0,1 %.

Ajustage de la distorsion

Pour les applications nécessitant un gain supérieur à 10 ou 20 dB, il est conseillé d'utiliser le montage indiqué **figure 7**. La procédure est simple :

- 1 - appliquer en broche 9 la tension correspondant au gain maximum désiré.
- 2 - monter le signal d'entrée jusqu'à se trouver en limite de

saturation à la sortie.
3 - chercher le minimum de distorsion avec le potentiomètre ajustable.

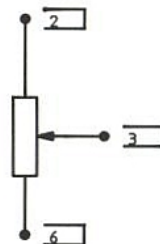


Figure 7 : Ajustage de la distorsion.

Compensation

Mettre un condensateur de 50 pF entre la broche 11 et la masse.

Mesure du bruit

Le constructeur précise que les mesures doivent être limitées à une bande de 20 ou 30 kHz. En effet, le seuil de bruit monte d'environ 6 dB par octave de 45 kHz à 600 kHz, les fréquences supérieures à 600 kHz étant bloquées par le filtre placé à l'entrée (47 Ω, 5 nF).

CIRCUIT D'EVALUATION

Maintenant que nous avons fait connaissance avec le 2013 grâce aux données du constructeur, nous vous proposons de passer un peu à la pratique sans pour autant déboucher sur une réalisation précise. Pour l'instant ce qui nous intéresse c'est de voir comment se comporte le 2013 sur le terrain. un circuit d'évaluation est pour cela suffisant. Le schéma retenu (**figure 8**) est proche de celui que nous avons

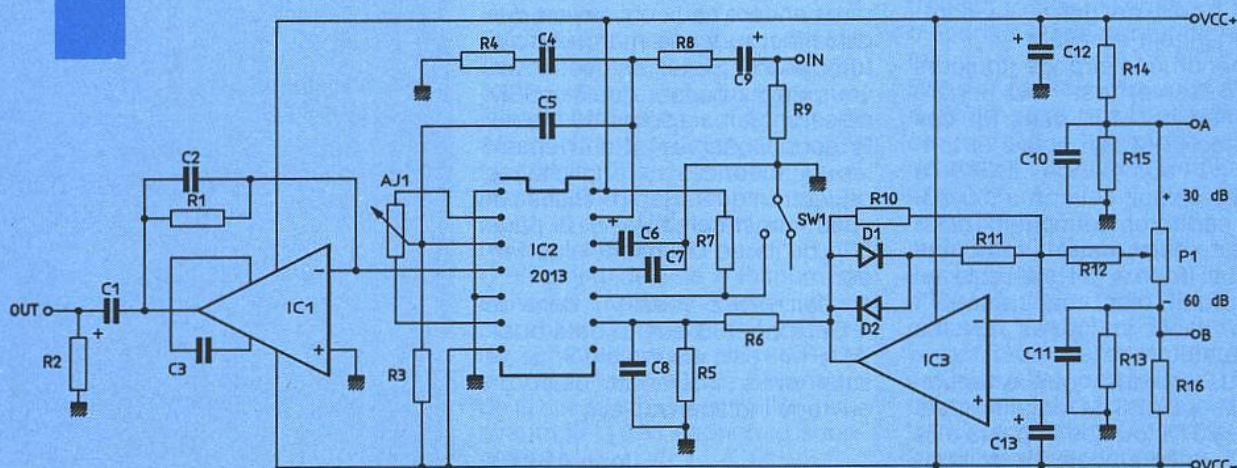


Figure 8 : Schéma du circuit d'évaluation.

vu figure 4, auquel nous avons ajouté les figures 6 et 7, sans opter pourtant pour le sommaire de commandes.

Deux ponts diviseurs ont été mis en place sur chacune des branches d'alimentation afin d'appliquer une tension positive et une négative au potentiomètre P1. Grosso modo il sera possible de commander le 2013, par P1, de + 30 dB à - 60 dB avec les valeurs proposées dans la nomenclature, et en partant du principe que R1 est de 12 kΩ pour un gain unité global avec 0 V en EXPO.

SW1, commande la broche MUTE à l'envers : R7 force MUTE au repos et SW1 poussé correspond à VOIE ON. P1 est également monté à l'envers sur la maquette : plus on va vers la droite, plus on baisse le gain (comme l'eau et le gaz...)

Le circuit correspondant est visible figure 9.

Le rôle d'un circuit d'évaluation étant d'être trituré par l'utilisateur, chacun fera à sa guise. Toutefois, si vous le permettez, nous allons vous livrer nos premières constatations. Il ne faudra en aucun cas les prendre pour "parole d'Évangile", car les manipulations n'ont été faites que sur deux pièces et les tortures se sont limitées à une vingtaine d'heures.

Avis personnel

FAVORABLE ! Voire très favorable...

le 2013 est un bon VCA, facile à mettre en œuvre et aux performances intéressantes. Parmi les réserves qu'il nous semble indispensable d'émettre (et qui n'étonneront personne), oublier une fois pour toutes la possibilité de donner 40 dB de gain : la bande passante est désastreuse (- 5 dB à 20 kHz). On constate d'ailleurs une dégradation brutale à partir de 25 dB de gain.

MAIS de + 20 dB à - 90 dB (avec 12 dB de garde) le comportement est excellent.

Un phénomène étrange (toujours sous réserve) est une légère remontée du bruit dans un cas très précis : MUTE activé et tension de commande EXPO à + 277 mV, soit environ - 30 dB. Nous ne tirerons aucune conclusion à ce sujet, mais la remontée du bruit (tout à fait tolérable au demeurant) est très pointue : 10 mV avant ou après, on n'a rien vu !

Si nous attirons votre attention sur ces points de détails, c'est que le 2013 (ou ses copains s'ils sont du même acabit) a de bon-

nes chances d'être exploité comme outil clé dans nos futures réalisations. De nombreux essais sont encore à faire comme par exemple le suivi de plusieurs 2013 pilotés par une même commande EXPO, mais vous serez les premiers informés car ce circuit mérite qu'on lui accorde un minimum de temps, et l'auteur est en droit de penser que ce ne sera pas du temps perdu.

CONCLUSION

A vous entendre (au téléphone), rares sont les revendeurs qui ont entendu parler de VCA, plus rares encore ceux qui savent que dbx n'est pas une marque d'automobiles ! Si tel est votre lot, vous devez penser que les SSM ne seront jamais sur votre établi. Erreur ! Observez attentivement les annonces publicitaires d'Electronique Radio Plans et vous constaterez (n° 510 page 80), qu'ils ne devraient plus tarder.

Au fait, avez vous vu dans le n°511 page 85 que le data book 90 PMI est disponible ? Si le sujet vous intéresse, c'est un ouvrage indispensable.

Jean ALARY

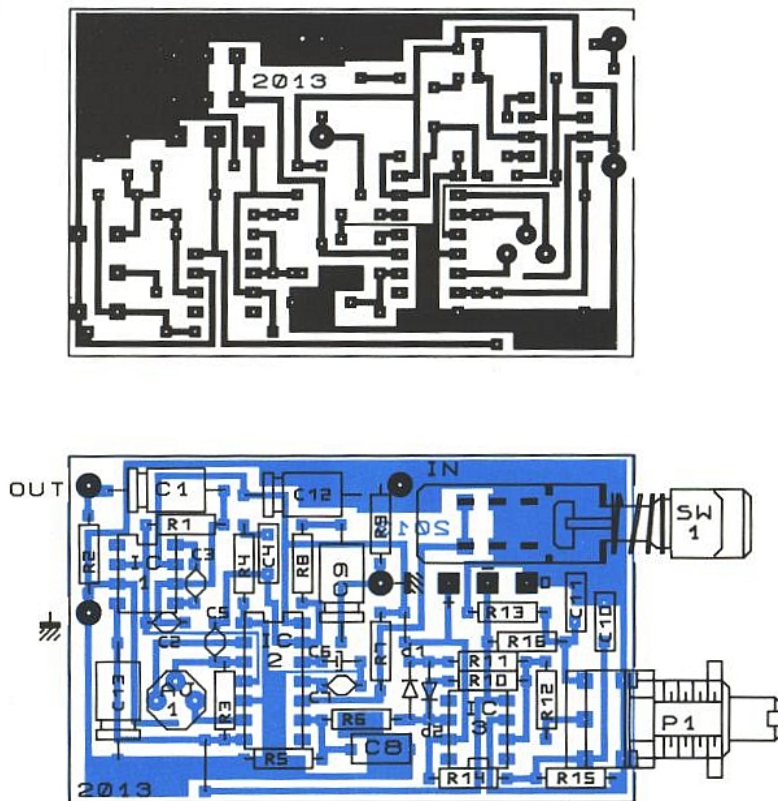


Figure 9 : CI et implantation de notre circuit d'évaluation.

Nomenclature

Résistances

R1 : 12 kΩ (voir texte)
 R2 : 47 kΩ
 R3 : 15 kΩ
 R4 : 47 Ω
 R5 : 1 kΩ
 R6 : 1,3 kΩ
 R7, R12 : 10 kΩ
 R8 : 12 kΩ
 R9 : 22 kΩ
 R10 : 2,2 kΩ
 R11 : 4,7 kΩ
 R13, R14 : 3,3 kΩ
 R15 : 1,2 kΩ
 R16 : 2 kΩ

Potentiomètre

P1 : 22 KA P11

Résistances ajustables

AJ1 : 47 kΩ T7YA

Condensateurs

C1, C9, C12, C13 : 10 μF, 63 V
 C2, C7 : 47 pF
 C3 : 22 pF
 C4 : 4,7 nF
 C5 : 220 pF
 C6 : 1 μF, 25 V
 C8 : 0,1 μF, MKT
 C10, C11 : 0,1 μF, MILFEUIL

Diodes

D1, D2 : 1N4148

Circuits intégrés

IC1 : NE 5534
 IC2 : SSM 2013
 IC3 : TL071

Divers

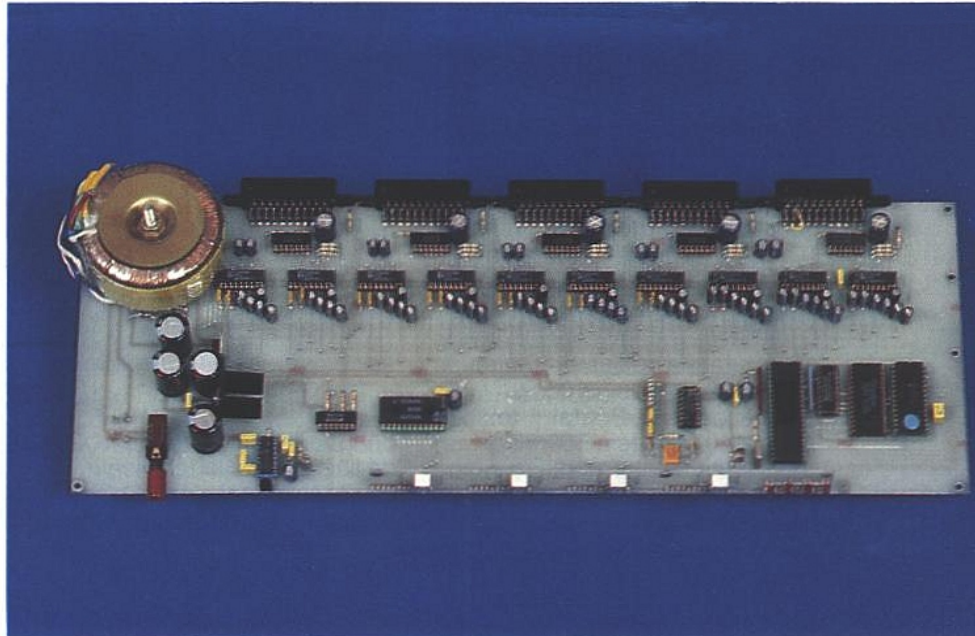
SW1 : SCHADOW 2 INV

Commutateur Péritel

Autour de nos téléviseurs les périphériques tendent à fleurir et même si l'on ne dispose pas d'une installation quasi professionnelle, il n'y a rien d'extraordinaire à rencontrer à proximité du petit écran, un magnétoscope, et/ou un camescope, un décodeur Canal plus et pourquoi pas un récepteur TV Sat, ce qui est probablement la meilleure idée.

Comment relier tous ces périphériques au téléviseur, voilà qui n'est pas si simple même si certains irréductibles élaborent de subtiles bidouilles basées autour d'un modulateur UHF.

Dans ce cas le décodeur Canal plus est directement relié à une des entrées Péritel du magnétoscope et le magnétoscope relié au téléviseur par sa seconde prise Péritel lorsqu'elle existe dans le meilleur des cas.



Hélas dans la plupart des cas le magnétoscope est relié au téléviseur par l'intermédiaire d'un modulateur UHF. Il est en général impossible de faire entendre raison à ces irréductibles qui persistent à croire que les opérations de modulation-démodulation n'entraînent pas de dégradation du signal. Mais dans ce cas où branche-t-on le récepteur TV Sat ?

Probablement en débranchant un peu au hasard, et après plusieurs tentatives plus ou moins fructueuses on revient dans la configuration initiale qui d'ailleurs ne fonctionne plus du tout comme prévu.

Quotidiennement nous utilisons donc un ou plusieurs de ces périphériques et la configuration de l'ensemble peut changer en fonction du type d'application. Il faut donc pouvoir reconfigurer l'installation rapidement, sûrement et en effectuant un minimum de traitement.

D'un point de vue minimum de traitement prises Péritel libres comme l'air pendant à l'arrière de chaque appareil est une bonne solution. Outre l'avantage de la simplicité elle offre l'énorme avantage d'une économie substantielle.

Ce dernier avantage n'est qu'apparent et, quelques mois plus tard, se traduira inévitablement par bon nombre de faux contacts et finalement une refonte de l'installation.

Noter au passage que le temps passé derrière le téléviseur risque d'être plus important que le temps passé devant.

Dans l'installation décrite précédemment : magnétoscope, décodeur, récepteur TV Sat, etc., il manque donc un maillon.

Ce maillon c'est tout simplement un énorme aiguillage, capable d'envoyer toutes les voies d'entrée sur toutes les voies de sortie ou console de commutation Péritel.

Dans le passé, nous vous avons déjà proposé une réalisation de ce genre que, pour des raisons de coût, nous avons simplifiée.

Aujourd'hui les installations vidéo tentaculaires nous ont amenés à repenser le produit. Les quelques six cent lecteurs d'Électronique Radio Plans ayant réalisé le récepteur TV Sat trouveront dans ce commutateur la solution à leur problème de branchement, tant pour leur récepteur, leur magnétoscope que leurs éventuels décodeurs.

Quel type de commutateur

Avant de se précipiter sur sa saisie de schéma favorite, il convient de définir le commutateur et sa fonctionnalité. La première question concerne le nombre de périphériques connectables.

Au synoptique de la **figure 1**, on a représenté deux commutateurs Péritel, le premier reçoit au maximum 4 périphériques, le second au maximum 6 périphériques.

Par périphériques on désigne tout appareil délivrant ou/et recevant un signal vidéo et des signaux audio par l'embase Péritel.

Sachant qu'il s'agit de commutation audio/vidéo, nous optons pour des commutateurs intégrés TDA 8440 dont le choix sera justifié ultérieurement.

Pour que toutes les commutations soient envisageables, le commutateur réclame 10 circuits TDA 8440 utilisés à 100 %.

Pour six prises Péritel il faut 21 TDA 8440 utilisés à 100 %.

Une version intermédiaire : cinq prises Péritel est inintéressante car elle nécessite elle aussi 21 TDA 8440, ceux-ci n'étant pas utilisés à 100 %.

Une solution particulièrement intéressante aurait conduit à une base de quatre Péritel utilisant quinze TDA 8440 et une extension de deux Péritel comportant six TDA 8440.

Cette solution alléchante a été rejetée par sa complexité de mise en œuvre et nous avons finalement adopté le commutateur à quatre prises Péritel qui permet de résoudre de très nombreux cas.

D'autres part l'alignement de cinq Péritel atteint environ 35 cm, et la carte restera d'un format raisonnable et se logera facilement dans un coffret rackable ESM une unité par exemple.

Un commutateur à six prises d'entrée n'est pas compatible avec un rack une unité, les embases Péritel devant obligatoirement être verticales.

Cette obligation se traduit par autant de cartes imprimées que d'embases Péritel et une carte mère ; c'est une raison supplémentaire pour éliminer cette solution.

SCHÉMA SYNOPTIQUE DU COMMUTATEUR

Le schéma synoptique du commutateur est représenté à la **figure 2**. On localise facilement les 4 prises Péritel destinées aux

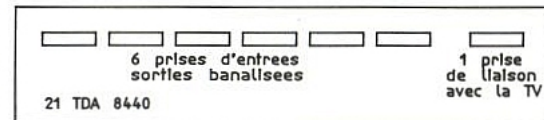
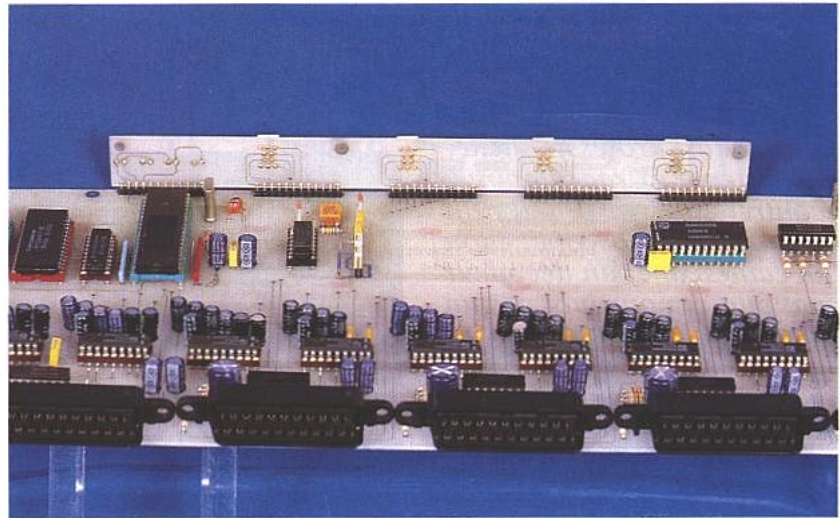


Figure 1



périphériques et la prise Péritel de liaison vers le téléviseur.

Les commutateurs IC₉ et IC₁₀ sélectionnent la source envoyée vers le téléviseur : l'une des quatre prises péritel ou aucune. Pour chacune des quatre prises Péritel deux commutateurs sélectionnent la voie de retour.

Prenons la prise Péritel numéro 1 comme exemple, le périphérique pourra recevoir soit le signal issu du téléviseur soit le signal provenant de l'une des trois autres prises. Remarque qu'une prise ne peut pas recevoir le signal qu'elle délivre, ce qui n'aurait aucun sens et aucun intérêt.

De cette manière les quatre prises 1 à 4 sont totalement banalisées. Dans la pratique ceci signifie que les décodeurs Filmnet, Canal plus pourront occuper une prise quelconque ainsi que magnétoscope et récepteur TV Sat.

Le synoptique a été considérablement allégé de manière à ne faire ressortir que l'essentiel — n'est-ce pas le but du synoptique — mais dans la pratique toutes ces commutations se traduisent par un bus de 27 fils — masses non comprises —.

A la lecture de ce nombre — 27 — vous comprendrez que nous

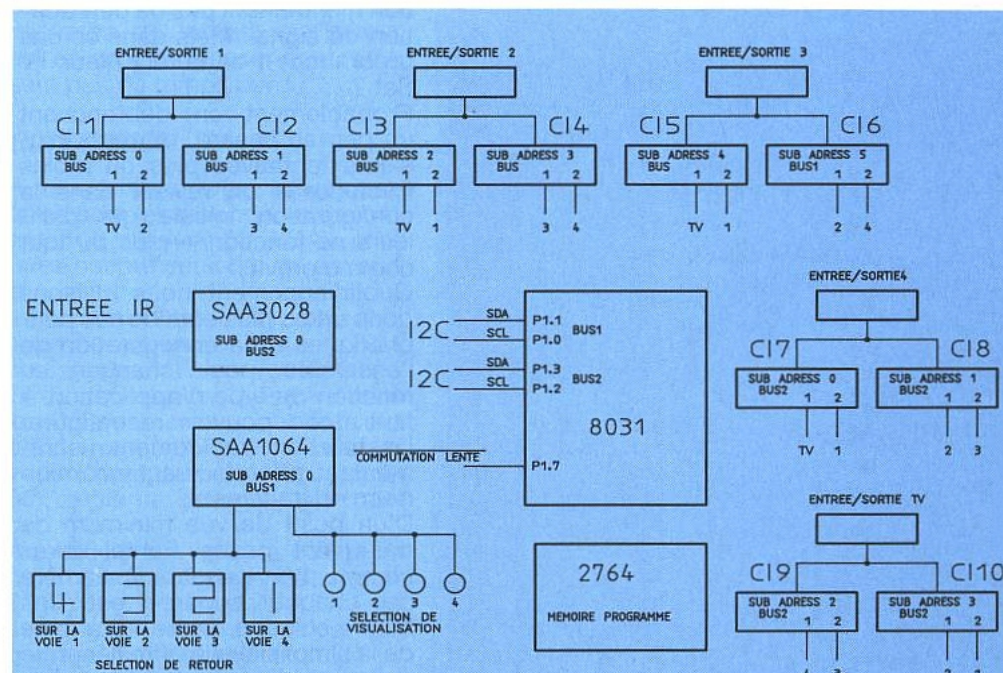


Figure 2 : Synoptique du commutateur Péritel.

avons considéré que toutes les sources vidéo pouvaient être accompagnées d'une voie audio stéréo.

Croyez-vous que le commutateur soit capable de tout faire avec ses quatre prises Péritel ? Ne cherchez pas car la réponse est non.

Il est seulement capable de tout faire à condition que le signal soit un signal vidéocomposite accompagné d'une voie audio mono ou stéréo. Il ne saura rien faire si le signal est du type SVHS ou même R, V, B.

Sciemment nous avons éliminé le cas du R, V, B. Il y a longtemps que les ordinateurs n'ont plus besoin de l'écran du téléviseur. Et le D2 MAC nous direz-vous ? Profitons de cette question pour ouvrir une parenthèse. Le D2 MAC aujourd'hui ne sert qu'à faire du D2 MAC crypté donc sans intérêt et il en est de même pour le DMAC.

Le bouquet de programmes que l'on nous avait promis a bien triste mine. On est bien loin des grandes préoccupations de l'avenir du MAC et la transition par le HDMAC avant la TVHD.

Heureusement quelques voix s'élèvent, parmi les plus grandes, et claironnent que le véritable succès économique passe par la diffusion d'émissions en clair s'adressant à 320 millions d'européens et non une diffusion qui comparée à ce chiffre restera confidentielle même si elle touche trois millions d'abonnés.

Espérons donc que la situation redeviendra normale et en attendant supprimons le R, V, B, synchro du commutateur.

Quoi qu'il en soit les récepteurs décrypteurs MAC sont presque tous équipés d'un transcodeur PAL-MC 1377. Ce signal pourra être alors traité par le commutateur et un magnétoscope ad-hoc.

Fermons la parenthèse et revenons à nos dix TDA 8440 qui attendent les ordres d'ouverture ou de fermeture de leurs switches internes.

Accès au TDA 8440

La console de commutation Péritel étant gérée par deux bus I2C, il est normal de choisir des commutateurs électroniques : TDA 8440 recevant des informations via ce bus.

Ces circuits commutateurs font partie de la famille des circuits I2C. Ne pas connaître le bus I2C est impardonnable car notre ami D. Paret leur a consacré de nombreuses pages agréables et pleines d'humour.

Si, par mégarde, vous aviez oublié de vous instruire, nous vous conseillons de faire remonter à la surface les quelques anciens numéros d'Electronique Radio Plans traitant de l'I2C.

Les circuits reçoivent les ordres par l'interface I2C. Au bus audio/vidéo de 27 fils s'ajoutent donc deux fils I2C.

Dans la pratique nous aurons deux bus distincts BUS1 et BUS2 ; ce n'est donc pas deux fils mais quatre que nous utiliserons pour véhiculer les ordres.

Pour que l'appareil soit agréable et facile d'emploi, il manque l'interface avec l'utilisateur. Nous avons opté pour une télécommande infrarouge de l'utilisateur vers l'appareil et un affichage sept segments de l'appareil vers l'utilisateur.

La famille I2C étant assez complète le commutateur sera entièrement géré par ce bus.

La télécommande émet un code infrarouge RC5. Les informations sont décodées et stockées par un SAA 3028, un processeur pourra lire le contenu des registres, les infos transitant sur un bus I2C.

Pour l'affichage nous avons recours à un SAA 1064 capable de gérer 32 segments.

Parmi les 32, quatre sorties sont utilisées pour indiquer la voie envoyée vers le TV s'il y en a une.

Les 28 sorties restantes pilotent quatre afficheurs sept segments indiquant le numéro de la voie en retour.

Un exemple d'utilisation donné plus loin éclairera les lecteurs qui se sont égarés en route.

Pourquoi deux bus I2C

En général plusieurs circuits identiques peuvent être couplés

à un même bus I2C. Ils sont différenciés par une sous-adresse configurable par le concepteur : niveau appliqué à une ou plusieurs broches. Dans le cas du TDA 8440 il y a 6 sous-adresses différentes, or nous en utilisons dix. Pour cette raison nous avons deux bus, le premier pilotant 6 circuits et le second quatre circuits.

Choix du microcontrôleur et de la structure

Pour gérer le bus I2C, la meilleure solution réside dans l'emploi d'un microcontrôleur. Dans cette famille le choix est vaste. Il est hors de question de passer en revue les avantages et inconvénients de tel ou tel microcontrôleur et nous retiendrons pour le commutateur Péritel le 8031.

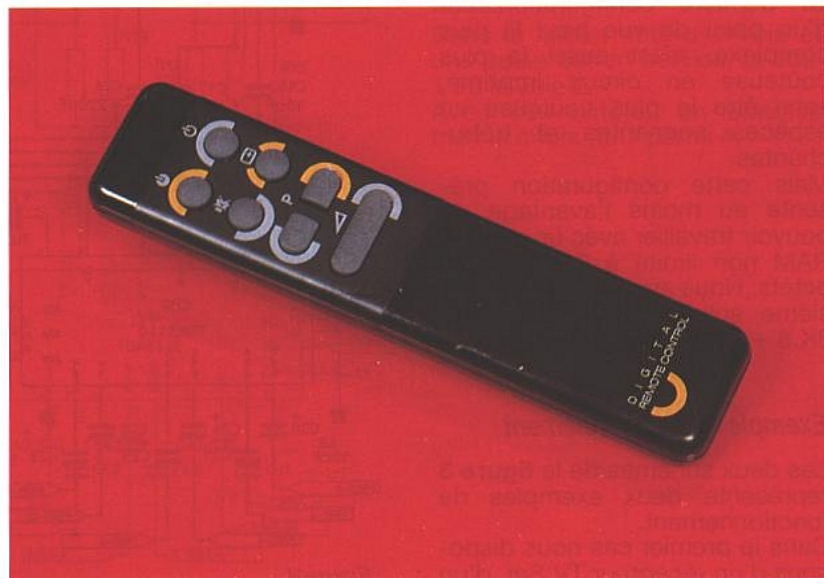
Pourquoi un 8031 et pas un autre, 68** par exemple. Nous aurions pu trouver des tas de bonnes raisons ; la meilleure raison est que nous disposons des logiciels ad-hoc, c'est aussi simple que cela.

Si l'on ajoute que ce microcontrôleur est à très faible coût et qu'il existe de très nombreuses secondes sources, il n'y a pas de raison pour contester ce choix.

Bien sûr, il eût été possible d'employer le 8052 AH Basic qui a l'avantage d'une grande souplesse d'emploi et requiert un minimum de matériel pour la phase de développement du programme.

Mais le 8052 AH basic a au moins deux inconvénients, premièrement son prix et deuxièmement sa lenteur due au basic interprété.

En ce qui concerne la lenteur il y



a peu de solutions. La première consiste à écrire quelques sous-programmes en assembleur, mais dans ce cas a-t-on besoin d'un 8052 AH basic. Pour le paramètre prix il semble qu'il existe une solution qui tienne plus ou moins de la bidouille. Cette bidouille consiste à "pomper" purement et simplement le basic interne du 8052 AH basic, le loger dans une E2PROM 2764 et associer cette mémoire à un 8052, une RAM et une seconde E2PROM contenant le programme exécutable sous basic. Cette solution est à la limite de l'honnêteté, le basic interne étant la propriété d'Intel. Il est vrai que le code interne n'est pas protégé et que basic dispose d'une instruction spéciale effectuant le dump de la mémoire interne.

Le choix du microcontrôleur étant réglé, il reste alors à figer la configuration retenue. Il existe au moins trois configurations dont les avantages et inconvénients sont immédiats :

- microcontrôleur à E2PROM intégrée, effaçable ou OTP ; type 8751 ou 8751 OTP
- microcontrôleur sans EPROM et mémoire programme externe 8031 + 2764
- microcontrôleur sans EPROM avec mémoire programme et mémoire RAM.

La première solution est intéressante au moins pour deux points : encombrement et coût dans le cas de l'OTP (one time programming), c'est la solution industrielle pour les petites et moyennes séries.

Le deuxième cas est particulièrement intéressant pour la phase du développement, configuration utilisable aussi en petite et moyenne série lorsqu'il n'existe pas d'impératif d'encombrement.

La dernière configuration est d'un point de vue hard la plus complexe, c'est aussi la plus coûteuse en circuit imprimé, sans être la plus coûteuse en espèces sonnantes et trébuchantes.

Mais cette configuration présente au moins l'avantage de pouvoir travailler avec un espace RAM non limité à 256 ou 128 octets. Nous avons retenu la troisième solution : 8031 + RAM 8K.8 + E2PROM 8K.8.

Exemple de fonctionnement

Les deux schémas de la **figure 3** représente deux exemples de fonctionnement.

Dans le premier cas nous disposons d'un récepteur TV Sat, d'un

décodeur pour émission TV sat et de deux magnétoscopes. Chacun de ces appareils peut être envoyé sur une quelconque prise Péritel.

Au premier schéma de la **figure 3** les quatre appareils sont connectés de la manière suivante : récepteur TV sat sur la prise 1, décodeur sur la prise 2 et magnétoscopes sur les prises 3 et 4.

La sortie du récepteur TV sat est envoyée sur le décodeur et la sortie du décodeur est envoyée vers le magnétoscope 1, et pourrait même attaquer l'entrée du magnétoscope 2.

A un instant donné on peut visualiser une source quelconque, sortie du récepteur TV sat, sortie du décodeur, sortie de l'un des deux magnétoscopes ou

bien sûr aucune sortie ; c'est-à-dire invalider l'entrée Péritel du téléviseur.

Dans ce cas le téléviseur est utilisé pleinement, réception des émissions VHF/UHF, et le commutateur Péritel fonctionne de manière autonome, par exemple enregistrement d'une émission TV sat.

Le second schéma de la **figure 3** représente un deuxième exemple avec trois magnétoscopes et un décodeur Canal plus.

Avec les deux premiers magnétoscopes on effectue une copie et le troisième enregistre Canal plus.

Sur le téléviseur on peut avoir la copie en cours, soit Canal plus pour surveillance des opérations et dans la pratique visualisation d'une émission VHF/UHF.

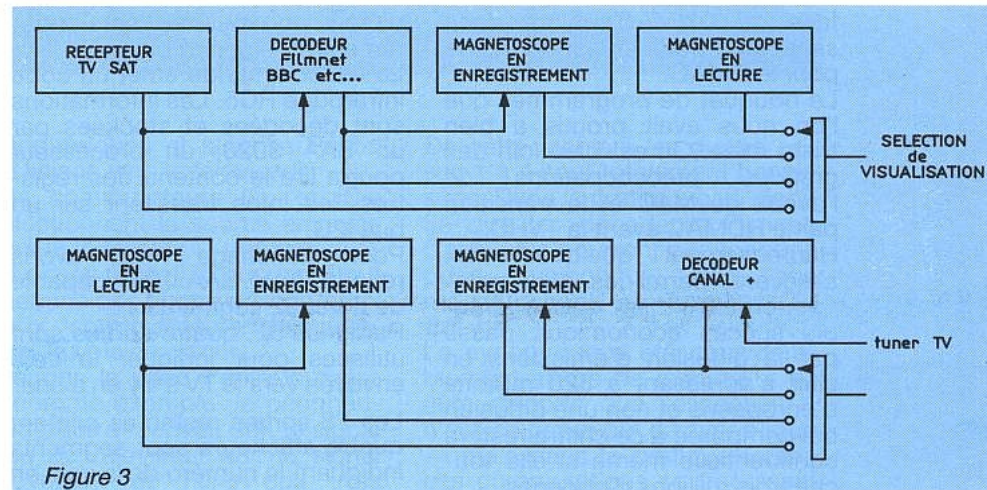


Figure 3

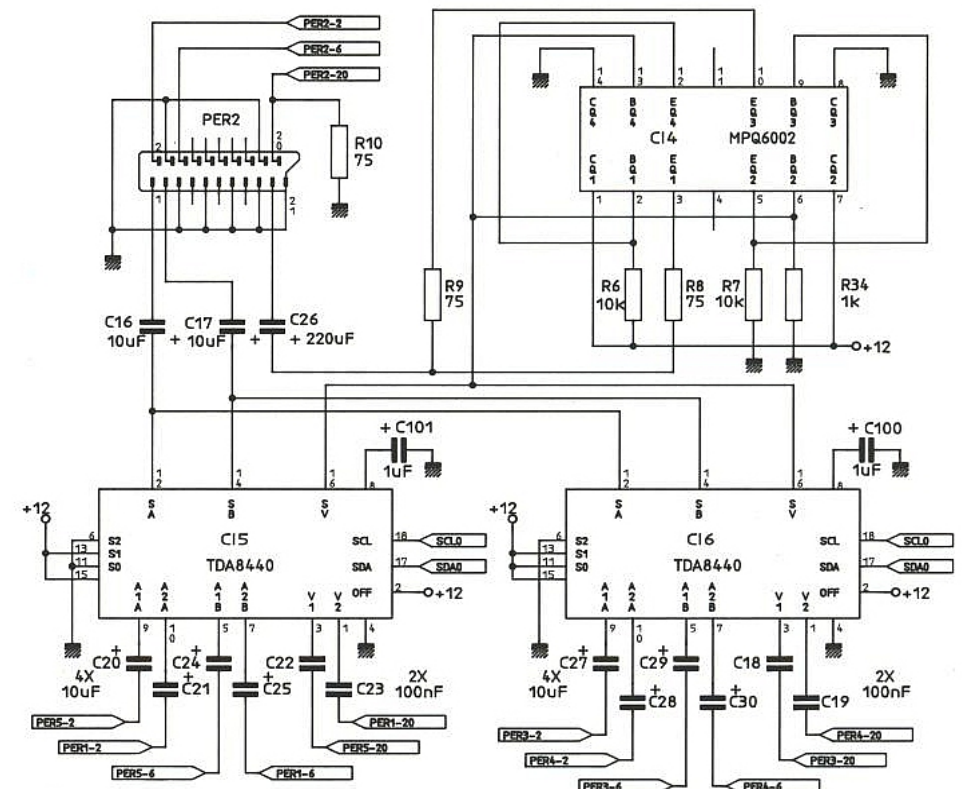


Figure 4

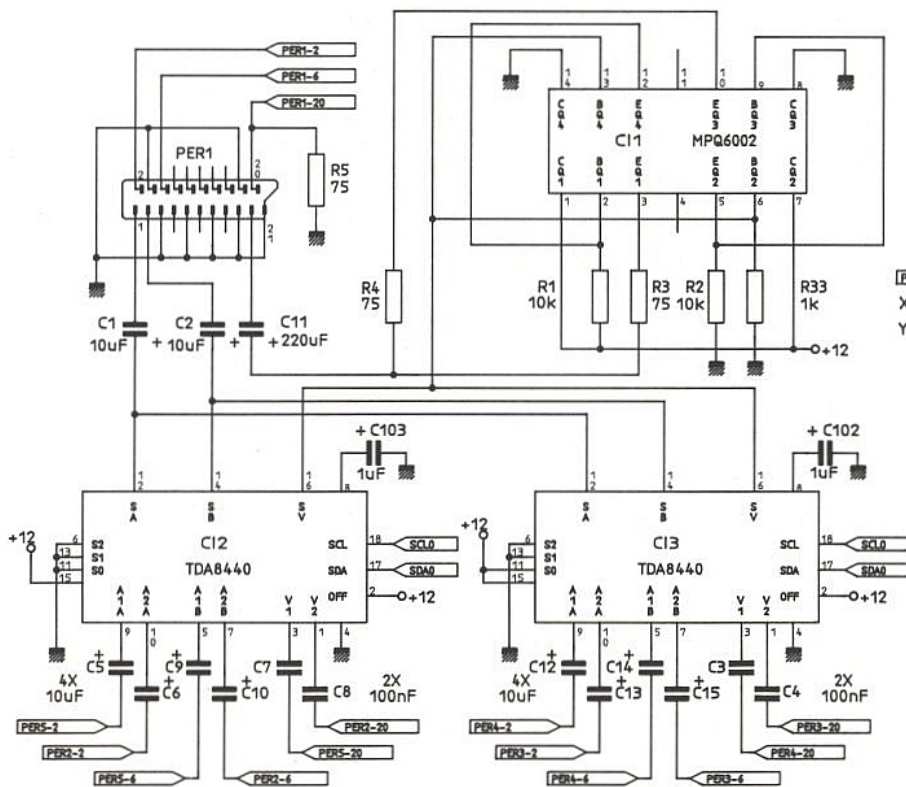


Figure 5

SCHÉMA DE PRINCIPE

A l'origine le schéma du commutateur Péritel occupait un format incompatible avec la revue. Il a donc été découpé en 10 blocs fonctionnels. Ce découpage nuit probablement à une bonne vue d'ensemble du système mais est inévitable.

Pour retrouver l'articulation générale du schéma on s'aidera des indications de renvoi portées sur chacun des 10 schémas représentés à partir de la **figure 4** et jusqu'à la **figure 13** incluses.

Les **figures 4** à **7** incluses représentent les commutations desti-

nées au choix de la voie de retour sur les prise Péritel 1 à 4. Le schéma de la **figure 8** représente la commutation des sources à visualiser. Ces cinq schémas sont très similaires puisqu'ils comportent tous deux TDA 8440 assurant les qua-

PERXY :
X = NUMERO DE LA PERITEL
Y = NUMERO DE BROCHE SUR CETTE PERITEL

tre commutations possibles et un réseau de transistors MHQ 6002, contenant deux NPN et deux PNP.

Autour du réseau de transistors NPN/PNP on bâtit un buffer symétrique ayant une impédance de sortie de 75 ohms.

La charge de 75 ohms entrainera un affaiblissement de 6 dB et cet affaiblissement sera compensé en positionnant le gain interne de chaque TDA 8440 à 2.

Les dix circuits TDA 8440 sont pilotés par le bus I2C, SDA à la broche 17 et SCL à la broche 18. Nous disposons de deux bus I2C notés SDA0, SCL0 et SDA1, SCL1.

Les sous-adresses sont sélectionnées par le biais des trois entrées S0, S1 et S2 et les niveaux sont choisis de manière à ce qu'il n'y ait pas de conflit : deux circuits ne pouvant avoir la même adresse sur le même bus.

Par contre deux circuits peuvent avoir la même adresse sur deux bus différents ce qui est le cas quatre fois.

A un instant donné sur l'un des schémas des **figure 4** à **8**, il ne peut y avoir qu'un seul des deux TDA 8440 actif. Si le premier TDA 8440 est actif, les sorties du second sont obligatoirement à l'état haute impédance et vice-versa.

Dans le circuit actif une voie et une seule est en service, la voie 1 ou la voie 2.

Avec ces critères on effectue bien le choix de 1 parmi 4.

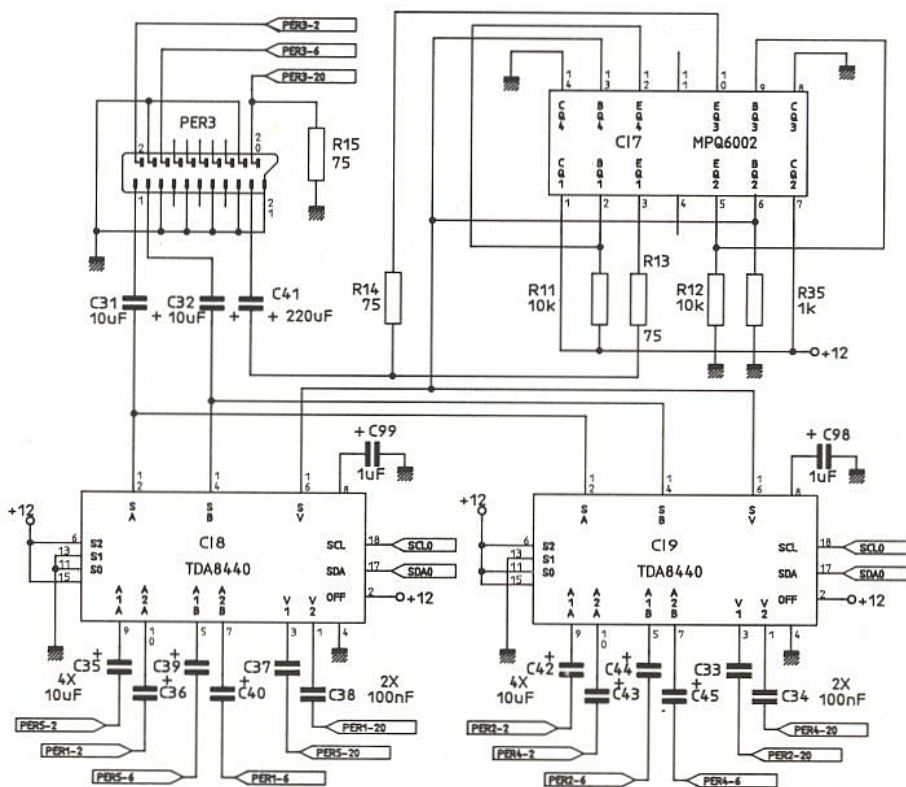


Figure 6

Microcontrôleur

Le schéma du sous-ensemble microcontrôleur est représenté à la **figure 9**.

C'est un schéma sans surprise, deux des ports du microcontrôleur P₀ et P₂ sont utilisés pour adresser la mémoire externe, mémoire RAM IC₁₇ ou mémoire programme IC₁₆.

Les adresses basses sont lachées par IC₂₀.

Le quartz connecté entre les broches 18 et 19 est un quartz de 10 MHz mais une valeur quelconque comprise entre 4 et 12 MHz pourra parfaitement faire l'affaire.

La broche 31 doit être à la masse pour que le micro exécute le programme externe.

Avec cette configuration le port 1 est entièrement libre. P_{1.0} et P_{1.1}, broches 1 et 2 seront affectés au bus I2C numéro 0 et P_{1.2} et P_{1.3}, broches 3 et 4 seront affectés au bus I2C numéro 1.

La sortie P_{1.7}, broche 8 du 8031 est la sortie commutation lente inversée.

La seule et unique précaution à prendre consiste à bien découpler les alimentations : RAM, EPROM et microcontrôleur.

Noter qu'il est assez facile de simplifier ce schéma en faisant disparaître IC₁₆, IC₁₇, IC₂₀ et le réseau de résistances relié à P₀ et remplacer le 8031 par un 8751. Comme nous l'avons précisé précédemment nous avons éliminé cette solution pour des raisons de coût et de facilité de duplication.

Il est évidemment plus facile de dupliquer une 2764 qu'un 8751, les "promeurs" EPROM étant plus répandus que les "promeurs" universels.

Affichage et commutation

Le schéma de la **figure 10** regroupe l'affichage et l'interface de commutation lente du téléviseur.

Toutes les sorties du SAA 1064 sont utilisées. Les éléments notés JP₂ à JP₆ représentent des renvois coudés liant la carte principale à la carte affichage.

Les 16 sorties du SAA 1064 sont multiplexées, deux transistors externes sont utilisés comme commutateurs : Q₃ et Q₄ du réseau de quatre transistors IC₂₅ MPQ 2222.

Quatre afficheurs sept segments sont connectés à JP₂, JP₃, JP₄ et JP₅, quatre diodes électroluminescentes connectés à JP₆.

Les afficheurs sept segments donnent une indication sur la voie de retour sélectionnée et les

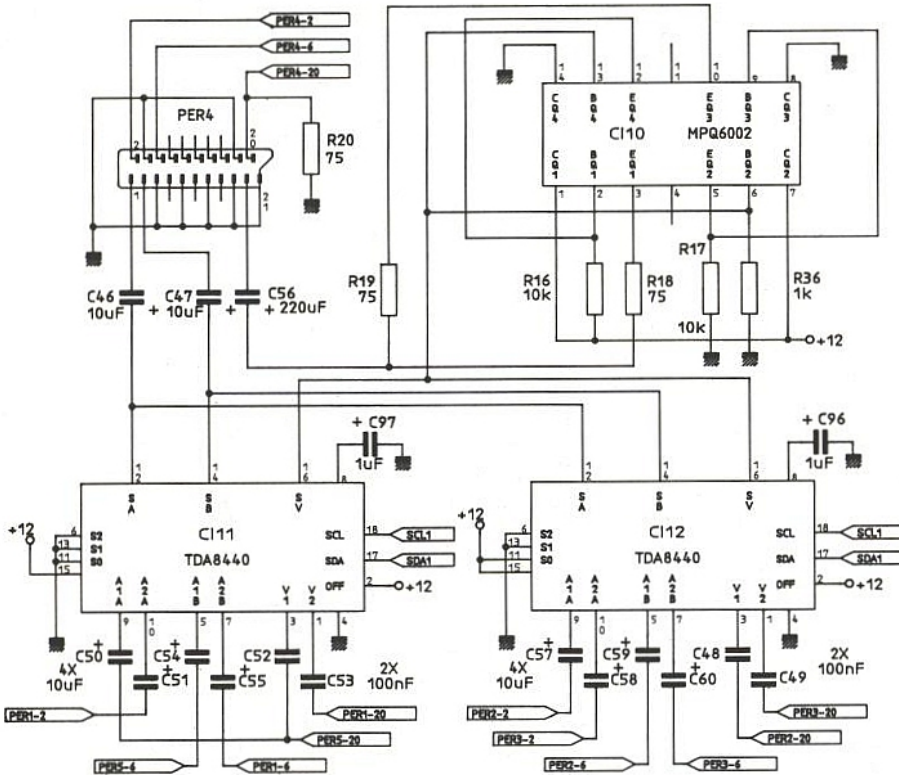


Figure 7

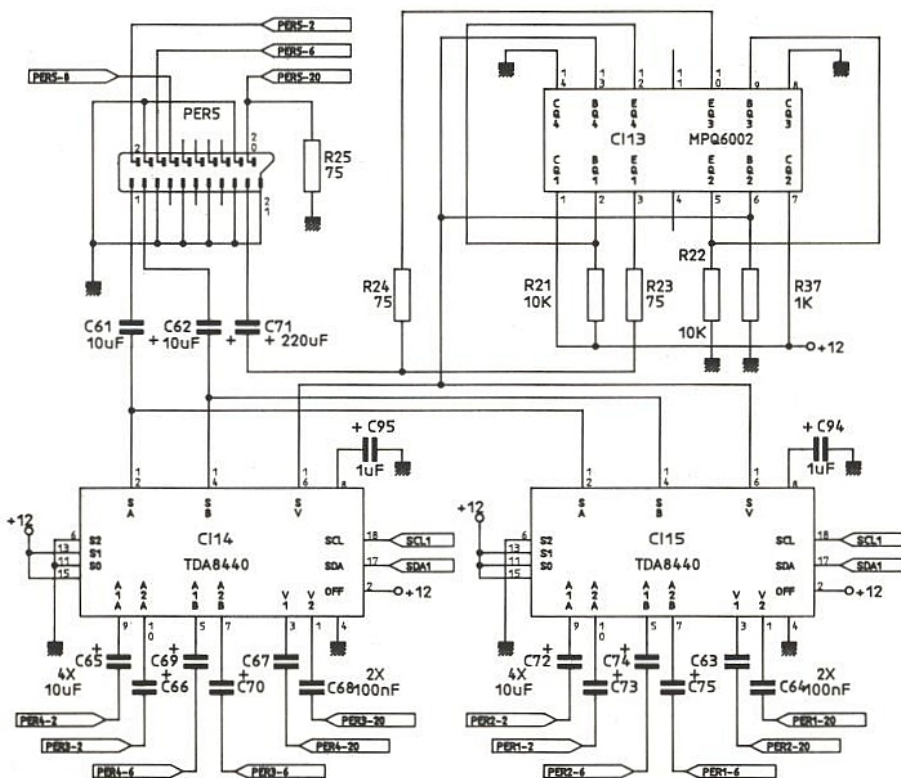


Figure 8

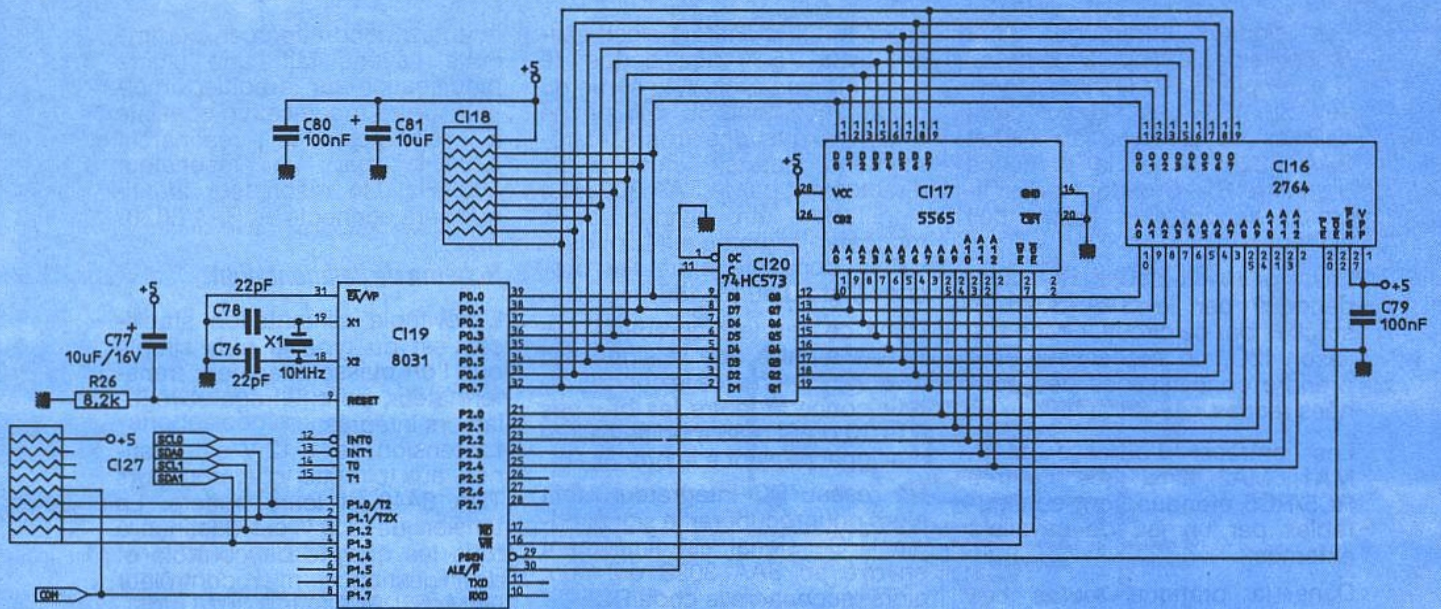


Figure 9

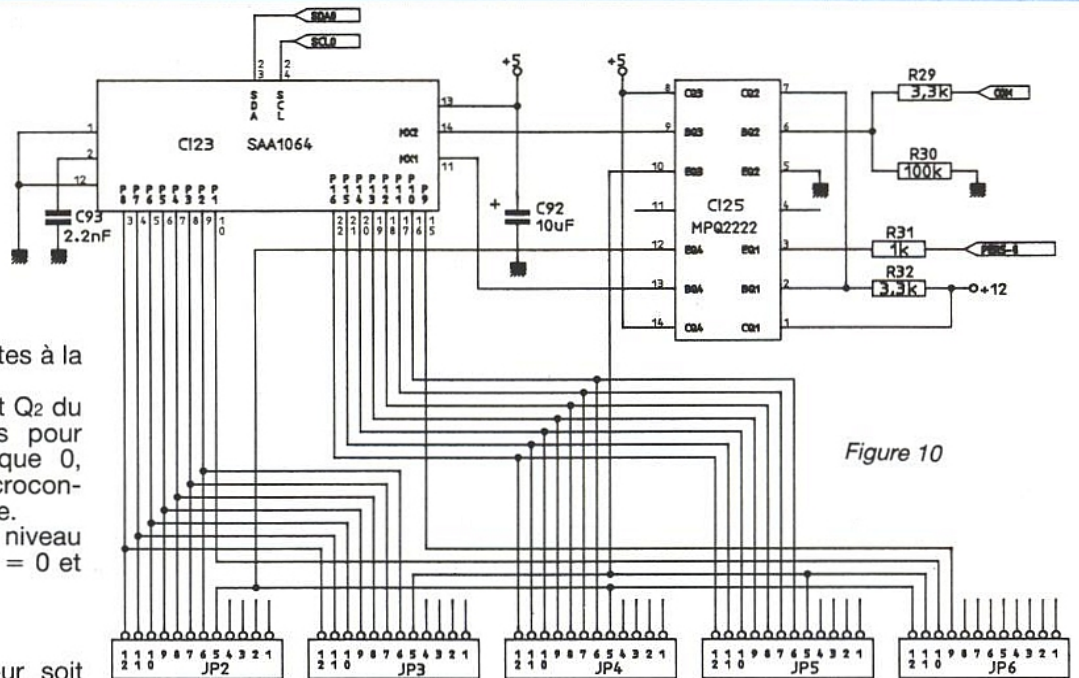


Figure 10

diodes électroluminescentes à la sortie visualisée. Les deux transistors Q1 et Q2 du réseau IC25 sont utilisés pour translater le niveau logique 0, + 5 issu de P1.7 du microcontrôleur : commutation lente. Sur la sortie notée COM le niveau vaut + 12 V lorsque P1.7 = 0 et 0 V lorsque P1.7 = 5 V.

Interface infrarouge

Pour que le commutateur soit d'un emploi agréable, il est piloté par une télécommande infrarouge.

Juste un mot sur le boîtier émetteur ; nous avons utilisé un modèle ultra simple d'assez faible coût référencé RC 6008 et disponible chez Boy Electronique.

Ce boîtier émetteur est équipé d'un SAA 3010 qui délivre un signal infrarouge codé RC5. Nous n'aborderons ni la structure et le fonctionnement du SAA 3010 ni le codage RC5 et nous nous limiterons à la réception des dits signaux.

Le schéma du sous-ensemble réception infrarouge est donné au schéma de la figure 11. Nous verrons par la suite l'allure des différents signaux aux points importants de la chaîne de traitement.

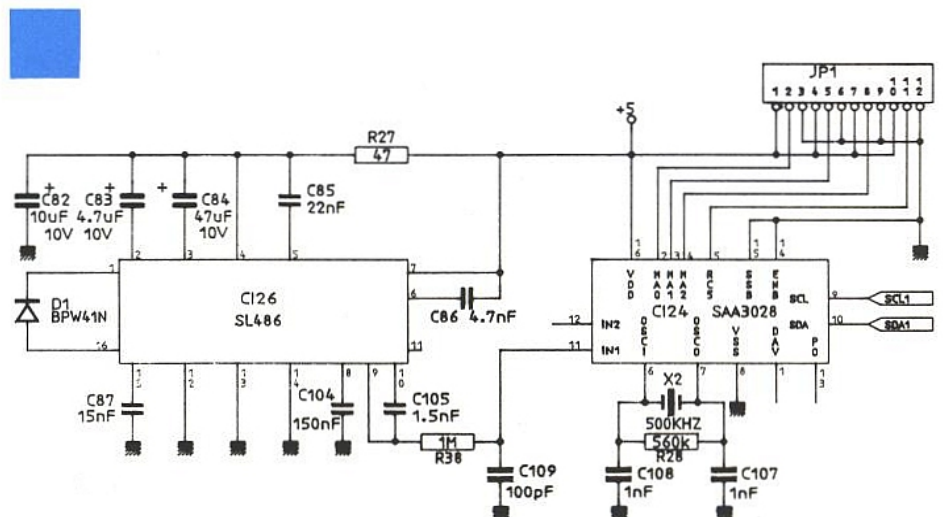


Figure 11

Les signaux infrarouges sont recueillis par la diode D₁ BPW 41 N et amplifiés par le circuit Plessey SL 486. Les signaux sont calibrés et envoyés au circuit SAA 3028. Noter la présence d'un filtre R₃₈, C₁₀₉ dont la justification viendra avec l'allure des signaux.

Les signaux logiques RC₅ sont décodés par le SAA 3028 et stockés par ce circuit. Grâce à la liaison I2C, un processeur peut prendre connaissance des données reçues.

Les entrées d'adresse MA0, MA1, MA2 ainsi que l'entrée RC5/RC5 étendue sont configurables par un jeu de cavaliers externes.

Dans la pratique toutes ces entrées sont à zéro. Il est malgré tout possible de changer l'adresse dans le cas d'un conflit avec un appareil existant : TV, magnétoscope ou tout simplement dans le cas de l'utilisation de deux commutateurs.

Pour le sous-ensemble IR le diagramme des temps des signaux particulièrement important est donné au schéma de la **figure 12**. Sur cette figure, les deux premiers signaux concernent

L'économie d'énergie ainsi réalisée vaut 75 % aux pertes de commutation près. A la sortie du circuit récepteur SL 486 on ne récupère que des fronts extrêmement courts, inutilisables directement par le SAA 3028. Le signal peut être calibré par le monostable interne et le condensateur connecté entre les broches 9 et 10 du SL 486.

Dans ce cas le diagramme des temps montre que le signal est inversé. Par chance le condensateur connecté entre les broches 9 et 10 du SL 486 modifie l'allure du signal présent à la broche 9.

Un réseau RC intégrateur suffit alors pour récupérer le signal original. Ce signal est finalement envoyé au SAA 3028 qui peut alors reconnaître le code RC5.

En cas de perturbation par une télécommande n'émettant pas un code RC5, les contenus des registres de stockage internes ne sont pas modifiés. Aucune erreur d'interprétation n'est donc possible.

Le boîtier émetteur IR est équipé d'un résonateur 429 kHz et il nous a été impossible de nous procurer son frère jumeau pour le récepteur.

Il faudra donc effectuer, comme nous l'avons fait, une légère modification sur le boîtier émetteur. Cette modification consiste à remplacer le résonateur 429 kHz par un résonateur 500 kHz. Un résonateur identique sera connecté au SAA 3028.

Schéma de l'alimentation

L'inévitable alimentation stabilisée est du type le plus simple que l'on puisse imaginer : transformateur, pont, filtrage et régulateurs intégrés.

La tension de + 12 V est destinée aux circuits commutateurs TDA 8440 et leurs buffers. La tension de + 5 V est destinée à tous les circuits de contrôle et de gestion : microcontrôleur RAM, E2PROM, SAA 3028 etc.

Bien que notre prototype soit équipé d'un transformateur 12 V 30 VA, un modèle 15 VA devrait convenir.

Carte affichage, face avant

Nous arrivons au terme de la description du schéma avec l'ensemble des afficheurs regroupés à la **figure 14**.

Aucun commentaire particulier si ce n'est que les afficheurs sont

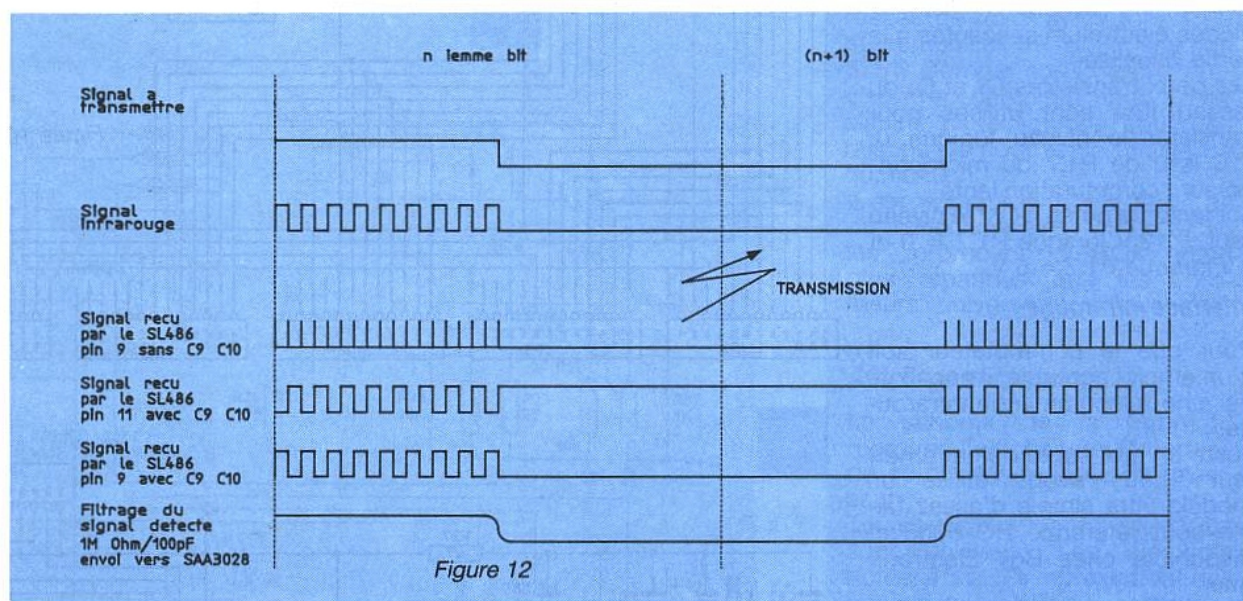


Figure 12

l'émetteur. Le premier signal est le signal logique à transmettre : 0 = front descendant et 1 front montant.

Le deuxième signal représente le signal qui pilotera réellement l'étage de sortie IR.

En effet de manière à réduire la consommation, ce n'est pas le signal logique qui est transmis mais ce même signal additionné à un signal rectangulaire de période 25 %.

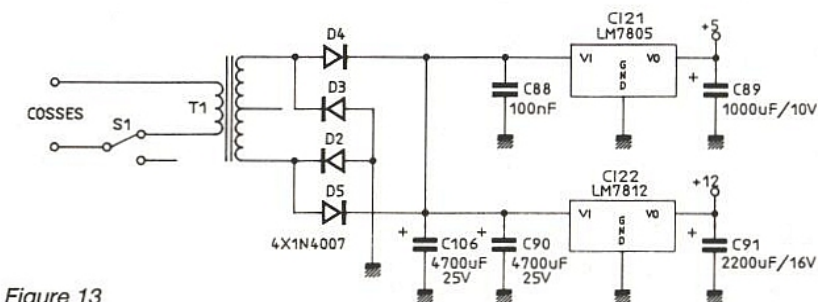


Figure 13

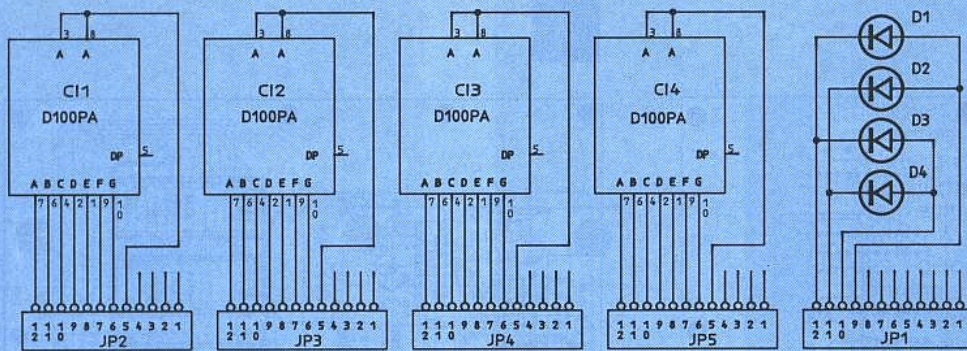


Figure 14

miniatures, type D 100 PA — anodes communes —.

RÉALISATION PRATIQUE

L'ensemble des schémas — hormis celui de la **figure 14** — est implanté sur une carte unique, carte de dimensions importantes, évitant tout risque d'erreur d'interconnexion entre modules. Le tracé des pistes côté composants est représenté à la **figure 15**, côté soudure à la **figure 16** et l'implantation des composants à la **figure 17**.

Nous avons été contraints de vous fournir les plans à l'échelle 1/2, contrairement à notre habitude, et ce pour d'évidentes raisons de publication.

Pour la carte face avant le tracé des pistes côté composants est donné à la **figure 18**, côté composants à la **figure 19** et l'implantation correspondante à la **figure 20**.

L'équipement en composants ne pose aucun problème si l'on respecte scrupuleusement les schémas des **figures 17** et **20**. Une simple remarque à propos du résonateur céramique dont les fils de sortie semblent fragiles. Il est donc préférable de coller celui-ci sur le circuit et d'effectuer les liaisons avec deux queues de résistances.

On en terminera par la mise en place de la mémoire E2PROM dûment programmée et nous reviendrons sur ce point.

Les entrées de programmation du SAA 3028 seront toutes réunies à la masse.

Mise sous-tension

Après la mise sous-tension la première opération consiste à vérifier la présence des alimentations et en premier lieu au voisinage immédiat des régulateurs. Le contrôle porte non seulement sur la valeur, mais aussi sur l'ondulation.

Ce premier contrôle permet de détecter les ponts de soudure ou éventuels circuits montés à l'envers... mais si ! personne n'est à l'abri d'une distraction.

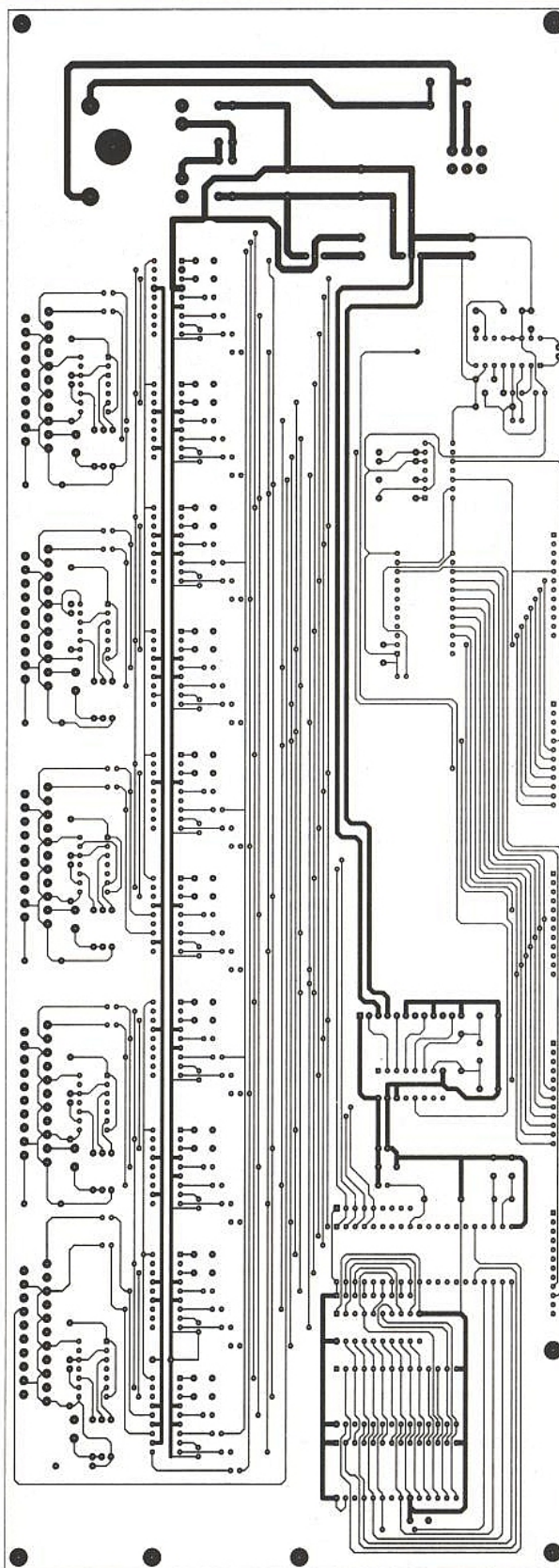


Figure 15

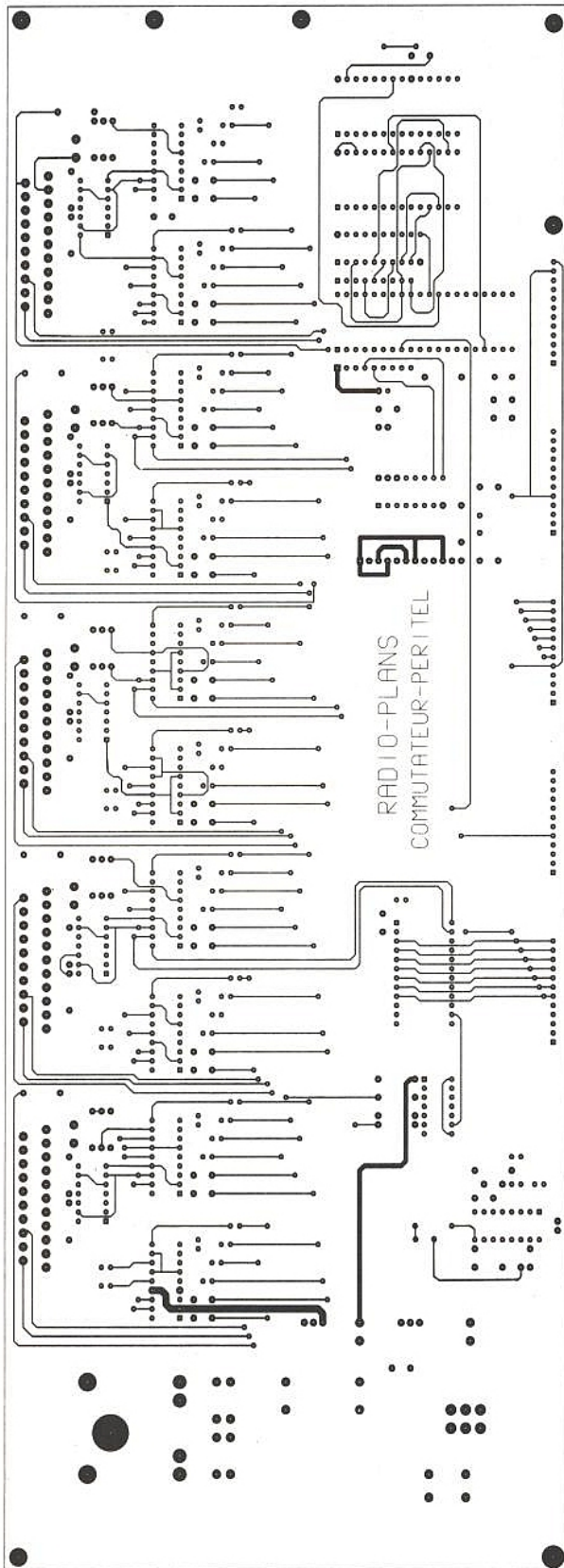


Figure 16

Classiquement après ce premier contrôle viennent les quelques opérations de réglage. Rassurez-vous dans ce commutateur Péritel il n'y a aucun réglage, ni potentiomètre ajustable, ni condensateur ou self ajustables. Nous supposons que pour bon

nombre d'entre vous c'est une bonne nouvelle. En résumé, si toutes les alimentations sont propres et présentes là où il le faut, si la mémoire est correctement programmée, l'appareil est fini et fonctionne à coup sûr.

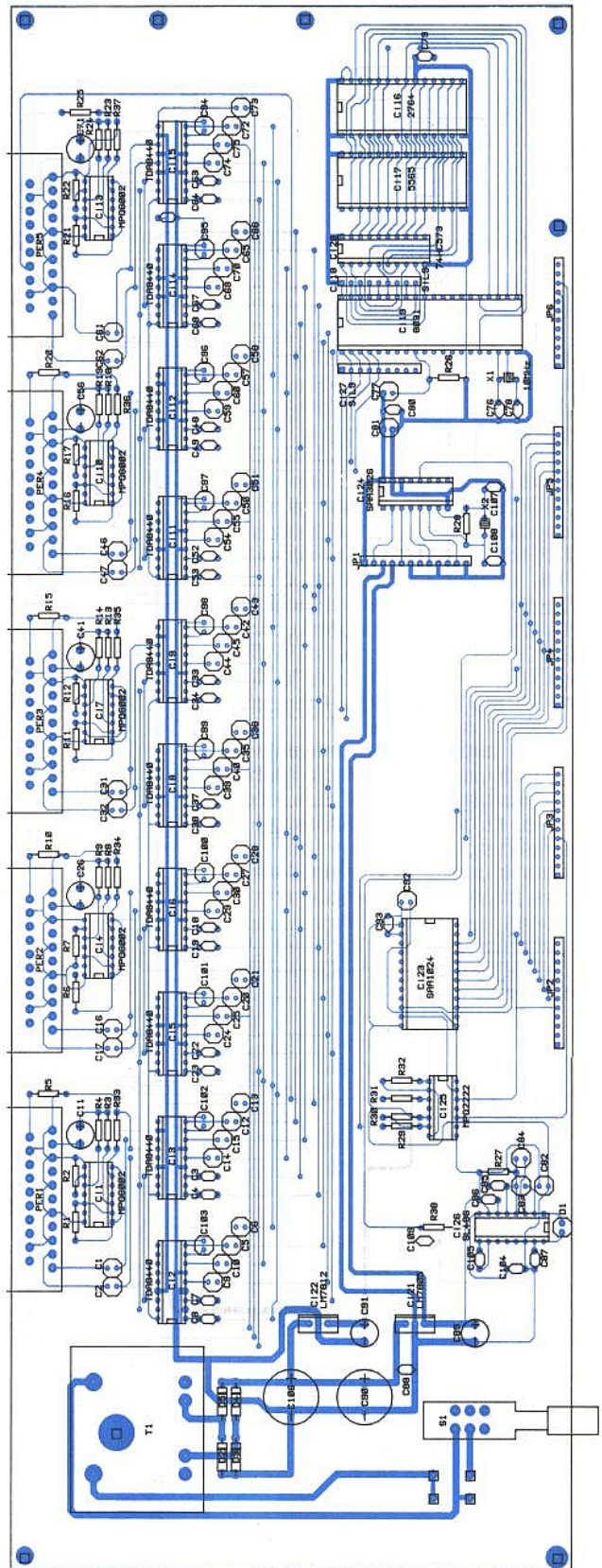


Figure 17

Programmation de la mémoire

Le dump mémoire donne le contenu utilisé de la mémoire programme. Pour programmer la mémoire, la première solution consiste donc à ressaisir les données sans erreur et utiliser ces

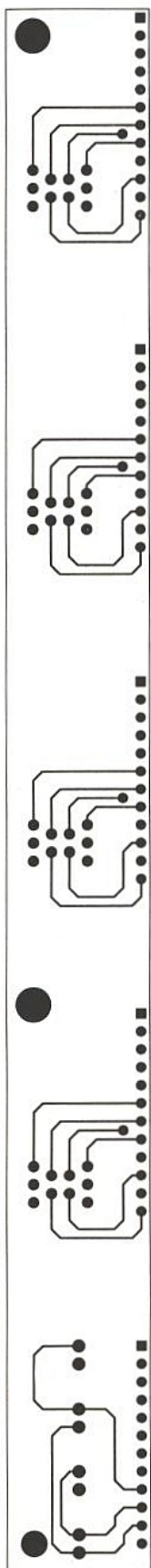


Figure 18

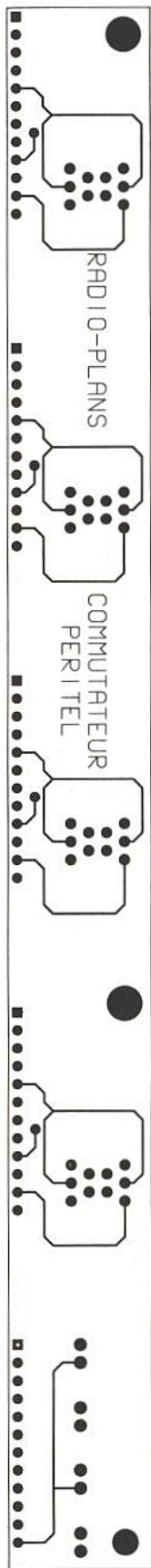


Figure 19

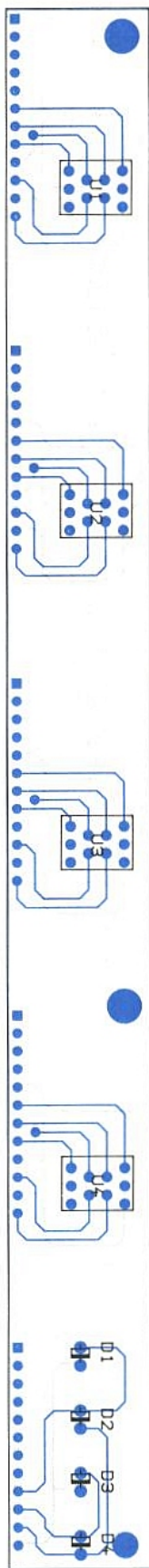


Figure 20

données pour "promer" une ou plusieurs 2764 ou 27C64. Cette solution est fastidieuse et le risque d'erreur important.

Pour cette raison nous proposons de mettre à disposition : des disquettes 5" 1/4 360 k contenant le dump mémoire et le fichier hexa au format Intel compatible avec la plupart des claqueurs.

Il est en outre possible de mettre à disposition quelques masters 2764. Attention ces masters doivent être utilisés pour faire des petits, car il est hors de question de fournir une dizaine de mémoires par mois pendant un an ou plus.

Compléments :

Le schéma de la **figure 21** représente l'allure du boîtier de télécommande IR RC 6008 Boy Electronique. Les touches sont numérotées de 1 à 8. Dans notre application les touches 1 et 2 : ON/OFF ne sont pas utilisées.

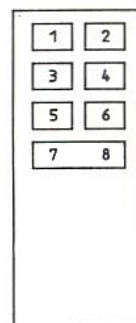


Figure 21

Le tableau joint donne le contenu des registres internes après la réception d'un message. Le message est toujours de quatre octets, les trois premiers sont à zéro, le quatrième différencie la touche enfoncée.

Le tableau de la **figure 22** regroupe l'ensemble des composants I2C employés dans le commutateur.

Ces tableaux seront utiles si l'on désire écrire un nouveau programme en remplaçant, par exemple, le 8031 par un 8052 AH basic.

Manuel d'utilisation

Plutôt qu'un examen approfondi du programme nous avons préféré vous donner un manuel d'utilisation qui montre simplement comment utiliser le commutateur Péritel.

1. Programmation du canal à envoyer sur la prise Péritel du téléviseur.

– appuyer sur le bouton n° 3 pour entrer dans la séquence de programmation

Composant	Fonction générale	Adresse I2C	Numéro du bus I2C
SAA 3028	Gestion de la télécommande à infrarouge. Les codes sont au format RC5	Ecriture 4CH Lecture 4DH	bus 2 SCL = P1.2 SDA = P1.3
SAA 1064	Gestion des afficheurs 7 segments de face avant et des 4 led de face avant	Ecriture 70H Lecture 71H	bus 1 SCL = P1.0 SDA = P1.1
TDA 8440 IC ₁	Gestion de la prise Péritel numéro 1 en complément avec IC ₂	Ecriture 92H Lecture 93H	bus 1 SCL = P1.0 SDA = P1.1
TDA 8440 IC ₂	Gestion de la prise Péritel numéro 1 en complément avec IC ₁	Ecriture 92H Lecture 93H	bus 1 SCL = P1.0 SDA = P1.1
TDA 8440 IC ₃	Gestion de la prise Péritel numéro 2. En complément avec IC ₄	Ecriture 94H Lecture 95H	bus 1 SCL = P1.0 SDA = P1.1
TDA 8440 IC ₄	Gestion de la prise Péritel numéro 2. En complément avec IC ₃	Ecriture 96H Lecture 97H	bus 1 SCL = P1.0 SDA = P1.1
TDA 8440 IC ₅	Gestion de la prise Péritel numéro 3. En complément avec IC ₆	Ecriture 98H Lecture 99H	bus 1 SCL = P1.0 SDA = P1.1
TDA 8440 IC ₆	Gestion de la prise Péritel numéro 3. En complément avec IC ₅	Ecriture 9AH Lecture 9BH	bus 1 SCL = P1.0 SDA = P1.1
TDA 8440 IC ₇	Gestion de la prise Péritel numéro 4. En complément avec IC ₈	Ecriture 90H Lecture 91H	bus 2 SCL = P1.2 SDA = P1.9
TDA 8440 IC ₈	Gestion de la prise Péritel numéro 4. En complément de IC ₇	Ecriture 92H Lecture 93H	bus 2 SCL = P1.2 SDA = P1.3
TDA 8440 IC ₉	Gestion de la prise Péritel du téléviseur (5) en complément de IC ₁₀	Ecriture 94H Lecture 95H	bus 2 SCL = P1.2 SDA = P1.3
TDA 8440 IC ₁₀	Gestion de la prise Péritel du téléviseur (5) en complément de IC ₉	Ecriture 96H Lecture 97H	bus 2 SCL = P1.2 SDA = P1.3

Figure 22 : Composants I2C du commutateur Péritel Radio-Plans.

– appuyer sur les touches n° 7 et n° 8 pour sélectionner la source à envoyer sur la prise Péritel du téléviseur
– valider la sélection en appuyant sur la touche n° 5 de la télécommande à infrarouge.

Dans cette séquence de programmation seules les commandes 3, 5, 7 et 8 sont utilisées.

2. Programmation du canal à envoyer sur une des prises Péritel (1-2-3-4)

– appuyer sur le bouton n° 4 pour entrer dans la séquence de programmation

– appuyer sur les touches n° 7 et n° 8 pour sélectionner la prise cible

– valider la sélection en appuyant sur la touche n° 5

– appuyer sur les touches n° 7 et n° 8 pour sélectionner la source à envoyer sur la prise Péritel cible

– valider la sélection en appuyant sur le bouton n° 6 de la télécommande

On ne peut sélectionner qu'une prise Péritel en même temps lors de la programmation.

Conclusion

Vous disposez maintenant d'un appareil performant dont nous vous laissons le choix du design. Cet appareil répond à toutes les opérations de commutation vidéo domestique courantes et ne semble pas encore avoir d'équivalent.

Cette console de commutation Péritel est exclusivement destinée aux lecteurs d'Electronique Radio-Plans, aucune industrialisation ne saurait être envisagée sans l'accord écrit des auteurs.

Gilles et François de Dieuleveult

Contenu des registres internes après la réception d'un message.

NDLR : Etant donné que le circuit imprimé double face trous métallisés de la carte principale est difficile à reproduire par des moyens classiques (donné à l'échelle 1/2), nous envisageons d'en tirer une série si nous recevons une demande suffisante. S'adresser à la rédaction pour faire parvenir vos demandes.

Programmation des TDA 8440 du commutateur péritel Electronique Radio Plans

Traitement de la péritel liée au téléviseur

Source	Mot de commande IC ₉	Mot de commande IC ₁₀
nulle (4)	00H	00H
1 (0)	00H	57H
2 (1)	00H	ABH
3 (2)	57H	00H
4 (3)	ABH	00H

Constitution de deux tableaux de constantes contenant les mots de programmation des composants IC09 (0) = 004 IC09 (1) = 004 ... IC09 (4) = AB4

Traitement de la péritel n°1

Source	Mot de commande IC ₁	Mot de commande IC ₂
nulle	00H	00H
1	00H	00H
2	57H	00H
3	00H	ABH
4	00H	57H
5 (TV)	ABH	00H

Constitution de deux tableaux de constantes contenant les mots de programmation des deux TDA 8440 de gestion de la prise péritel n°1.

Chacun de ces tableaux sera indexé par la source pour trouver le mot de commande correspondant.

Traitement de la péritel n°2

Source	Mot de commande IC ₃	Mot de commande IC ₄
nulle	00H	00H
1	57H	00H
2	00H	00H
3	00H	ABH
4	00H	57H
5 (TV)	ABH	00H

Constitution de deux tableaux contenant les mots de commande des TDA 8440 IC₃ et IC₄. Chacun des tableaux est indexé par la source pour trouver le mot de commande correspondant.

Traitement de la péritel n°3

Source	Mot de commande IC ₅	Mot de commande IC ₆
nulle	00H	00H
1	57H	00H
2	00H	ABH
3	00H	00H
4	00H	57H
5 (TV)	ABH	00H

Constitution de deux tableaux de constantes contenant les mots de commande des deux TDA 8440 de gestion de la prise péritel n°3 IC₅ et IC₆. Chaque tableau est indexé par la source pour déterminer les mots de commande à envoyer.

Traitement de la péritel n°4

Source	Mot de commande IC ₇	Mot de commande IC ₈
nulle	00H	00H
1	57H	00H
2	00H	ABH
3	00H	57H
4	00H	00H
5 (TV)	ABH	00H

Constitution de deux tableaux de constantes (situé en ROM) contenant les mots de commande des deux TDA 8440 de gestion de la prise péritel n°4. Chaque tableau est indexé par la source, ce qui permet de déterminer les mots de commande à envoyer sur chacun des TDA 8440.

Nomenclature

Condensateurs

C₁, C₂, C₅, C₆, C₉, C₁₀, C₁₂, C₁₃, C₁₄, C₁₅, C₁₆, C₁₇, C₂₀, C₂₁, C₂₄, C₂₅, C₂₇, C₂₈, C₂₉, C₃₀, C₃₁, C₃₂, C₃₅, C₃₆, C₃₉, C₄₀, C₄₂, C₄₃, C₄₄, C₄₅, C₄₆, C₄₇, C₅₀, C₅₁, C₅₄, C₅₅, C₅₇, C₅₈, C₅₉, C₆₀, C₆₁, C₆₂, C₆₅, C₆₆, C₆₉, C₇₀, C₇₂, C₇₃, C₇₄, C₇₅, C₇₇, C₈₁, C₈₂ et C₉₂ : 10 µF/16 V
 C₃, C₄, C₇, C₈, C₁₈, C₁₉, C₂₂, C₂₃, C₃₃, C₃₄, C₃₇, C₃₈, C₄₈, C₄₉, C₅₂, C₅₃, C₆₃, C₆₄, C₆₇, C₆₈, C₇₉, C₈₀ et C₈₈ : 100 nF
 C₁₁, C₂₆, C₄₁, C₅₆ et C₇₁ : 220 µF
 C₇₆ et C₇₈ : 22 pF
 C₈₃ : 4,7 µF/10 V
 C₈₄ : 47 µF/10 V
 C₈₅ : 22 nF
 C₈₆ : 4,7 nF
 C₈₇ : 15 nF
 C₈₉ : 1 000 µF/10 V
 C₉₀ et C₁₀₆ : 4 700 µF/25 V
 C₉₁ : 2 200 µF/16 V
 C₉₃ : 2,2 nF
 C₉₄, C₉₅, C₉₆, C₉₇, C₉₈, C₉₉, C₁₀₀, C₁₀₁, C₁₀₂ et C₁₀₃ : 1 µF/10 V ou 1 µF non polarisé
 C₁₀₄ : 150 nF
 C₁₀₅ : 1,5 nF
 C₁₀₇ et C₁₀₈ : 1 nF
 C₁₀₉ : 100 pF

Semiconducteurs

D₁ : BPW 41 N
 D₂, D₃, D₄ et D₅ : 1 N 4007

Résistances

R₁, R₂, R₆, R₇, R₁₁, R₁₂, R₁₆, R₁₇, R₂₁ et R₂₂ : 10 kΩ
 R₃, R₄, R₅, R₈, R₉, R₁₀, R₁₃, R₁₄, R₁₅, R₁₈, R₁₉, R₂₀, R₂₃, R₂₄ et R₂₅ : 75 Ω
 R₂₆ : 8,2 kΩ
 R₂₇ : 47 Ω
 R₂₈ : 560 kΩ
 R₂₉ et R₃₂ : 3,3 kΩ
 R₃₀ : 100 kΩ
 R₃₁, R₃₃, R₃₄, R₃₅, R₃₆ et R₃₇ : 1 kΩ
 R₃₈ : 1 MΩ

Circuits intégrés

U₁, U₄, U₇, U₁₀ et U₁₃ : MPQ 6002 Motorola
 U₂, U₃, U₅, U₆, U₈, U₉, U₁₁, U₁₂, U₁₄ et U₁₅ : TDA 8440 Philips
 U₁₆ : 2764 Eprom
 U₁₇ : 5565, RAM 8K8
 U₁₈ et U₂₇ : réseau SIL 10K
 U₁₉ : 8031
 U₂₀ : 74 HC 573
 U₂₁ : LM 7805
 U₂₂ : LM 7812
 U₂₃ : SAA 1064 Philips
 U₂₄ : SAA 3028 Philips
 U₂₅ : MPQ 2222 Motorola
 U₂₆ : SL 486 Plessey

Divers

PER₁, PER₂, PER₃, PER₄, PER₅ et PER₆ : embases Péritel
 S₁ : interrupteur secteur
 T₁ : 220 V/12 V 30 VA
 X₁ : Quartz 10 MHz
 X₂ : Résonateur céramique 500 kHz

Face avant commutateur Péritel

D₁, D₂, D₃ et D₄ : diodes électroluminescentes 3 mm
 U₁, U₂, U₃ et U₄ : D 100 PA/afficheur

```

02 08 6A 75 81 1B 75 A8-00 75 B8 00 75 88 04 12
04 4D 90 00 0E E4 F0 90-00 0E E0 D3 94 03 50 2A
90 00 0E E0 90 00 01 12-08 61 AE 83 AF 82 90 08
43 12 08 73 90 00 0E E0-90 00 05 12 08 61 74 00
F0 90 00 0E E0 24 01 F0-50 CD 74 01 90 00 09 F0
74 04 90 00 0F F0 75 08-0B 75 09 B8 12 04 13 75
0B 70 90 00 01 E0 FE 90-00 07 E0 2E F5 0C 90 00
02 E0 FE 90 00 08 E0 2E-F5 0D 90 00 03 E0 FE 90

00 05 E0 2E F5 0E 90 00-04 E0 FE 90 00 06 E0 2E
F5 0F 12 06 64 75 0C 4D-12 06 C1 90 00 00 F0 90
00 00 E0 B4 03 02 80 03-02 01 85 90 00 00 E4 F0
90 00 00 E0 64 05 70 03-02 01 7C 75 08 0B 75 09
B8 12 04 13 75 0B 70 90-00 07 E0 24 EE F5 0C 90
00 08 E0 24 7A F5 0D 90-00 05 E0 F5 0E 90 00 06
E0 F5 0F 12 06 64 90 00-00 E4 F0 75 0C 4D 12 06
C1 90 00 00 F0 90 00 00-E0 B4 07 3B 90 00 0F E0

70 14 74 04 90 00 0F F0-74 00 90 00 05 F0 74 01
90 00 09 F0 80 21 90 00-0F E0 14 F0 90 00 0F E0
04 90 00 05 12 08 61 74-00 F0 90 00 0F E0 00 0E
05 12 08 61 74 01 F0 90-00 00 E0 B4 08 3B 90 00
0F E0 B4 04 13 90 00 0F-E4 F0 74 01 90 00 05 F0
74 00 90 00 09 F0 80 21-90 00 0F E0 04 F0 90 00
0F E0 90 00 05 12 08 61-74 01 F0 90 00 0F E0 14
90 00 05 12 08 61 74 00-F0 02 00 B0 90 00 0F E0

F5 10 12 07 33 90 00 00-E0 B4 04 02 80 03 02 04
10 90 00 0E E4 F0 90 00-0E E0 D3 94 03 50 23 90
00 0E E0 90 00 01 12 08-61 FE E0 FF EE 90 00 0E
E0 90 00 0A 12 08 61 EF-F0 90 00 0E E0 24 01 F0
50 D4 90 00 00 E4 F0 90-00 10 E4 F0 74 04 90 00
0A F0 90 00 00 E0 64 05-70 03 02 02 D2 75 08 0B
75 09 B8 12 04 13 75 0B-70 90 00 0A E0 FE 90 00
07 E0 2E F5 0C 90 00 0B-E0 FE 90 00 08 E0 2E F5

0D 90 00 0C E0 FE 90 00-05 E0 2E F5 0E 90 00 0D
E0 FE 90 00 06 E0 2E F5-0F 12 06 64 90 00 00 E4
F0 75 0C 4D 12 06 C1 90-00 00 F0 90 00 00 E0 B4
07 4B 90 00 10 E0 70 16-74 04 90 00 0D F0 90 00
01 E0 90 00 0A F0 74 03-90 00 10 F0 80 2F 90 00
10 E0 14 F0 90 00 10 E0-04 90 00 01 12 08 61 FE
E0 FF EE 90 00 10 E0 04-90 00 0A 12 08 61 EF F0
90 00 10 E0 90 00 0A 12-08 61 74 04 F0 90 00 00

E0 B4 08 4B 90 00 10 E0-B4 03 15 74 04 90 00 0A
F0 90 00 04 E0 90 00 0D-F0 90 00 10 E4 F0 80 2F
90 00 10 E0 04 F0 90 00-10 E0 14 90 00 01 12 08
61 FE E0 FF EE 90 00 10-E0 14 90 00 0A 12 08 61
EF F0 90 00 10 E0 90 00-0A 12 08 61 74 04 F0 02
01 D2 90 00 0E E4 F0 90-00 0E E0 D3 94 03 50 16
90 00 0E E0 90 00 0A 12-08 61 74 04 F0 90 00 0E
E0 24 01 F0 50 E1 90 00-10 E0 90 00 0A 12 08 61

AE 83 AF 82 90 08 43 12-08 73 90 00 11 E4 F0 90
00 00 E0 64 06 70 03 02-04 01 75 08 0B 75 09 B8
12 04 13 75 0B 70 90 00-0A E0 FE 90 00 07 E0 2E
F5 0C 90 00 0B E0 FE 90-00 08 E0 2E F5 0D 90 00
0C E0 FE 90 00 05 E0 2E-F5 0E 90 00 0D E0 FE 90
00 06 E0 2E F5 0F 12 06-64 75 0C 4D 12 06 C1 90
00 00 F0 90 00 00 E0 B4-07 3C 90 00 11 E0 70 08
74 05 90 00 11 F0 80 06-90 00 11 E0 14 F0 90 00

11 E0 FE 90 00 10 E0 04-B5 06 06 90 00 11 E0 14
F0 90 00 11 E0 90 08 43-93 FE 90 00 10 E0 90 00
0A 12 08 61 EE F0 90 00-00 E0 B4 08 3C 90 00 11
E0 B4 05 07 90 00 11 E4-F0 80 06 90 00 11 E0 04
F0 90 00 11 E0 FE 90 00-10 E0 04 B5 06 06 90 00
11 E0 04 F0 90 00 11 E0-90 08 43 93 FE 90 00 10
E0 90 00 0A 12 08 61 EE-F0 90 00 11 E0 90 08 43
93 FE 90 00 10 E0 90 00-01 12 08 61 EE F0 02 03

0F 90 00 10 E0 F5 10 90-00 11 E0 F5 11 12 07 60
02 00 56 90 00 14 E4 F0-A3 F0 90 00 12 E4 F0 A3
F0 90 00 12 E0 FE A3 E0-FF AC 08 AD 09 ED C3 9F
EC 9E 40 18 90 00 14 12-08 36 90 00 13 E0 24 01

```

```

F0 50 07 90 00 12 E0 34-00 F0 50 D5 22 D2 90 D2
91 D2 92 D2 93 D2 97 22-C2 91 75 09 05 75 08 00
12 04 13 C2 90 22 C2 91-D2 90 75 09 05 75 08 00
12 04 13 D2 91 22 90 00-16 74 01 F0 90 00 16 E0

D3 94 08 50 2F E5 0A FE-74 01 FF EE 0F 03 23 DF
FD F5 0A E5 0A 30 E0 03-D3 80 01 C3 92 91 D2 90
75 09 01 75 08 00 12 04-13 C2 90 90 00 16 E0 24
01 F0 50 C8 D2 91 75 09-01 75 08 00 12 04 13 D2
90 75 09 01 75 08 00 12-04 13 E4 A2 91 33 90 00
17 F0 75 09 01 75 08 00-12 04 13 C2 90 22 75 0B
00 90 00 18 74 01 F0 90-00 18 E0 D3 94 08 50 35
D2 91 75 09 01 75 08 00-12 04 13 D2 90 75 09 01

75 08 00 12 04 13 E5 0B-FE 74 01 FF EE 0F 03 23
DF FD FE E4 A2 91 33 2E-F5 0B C2 90 90 00 18 E0
24 01 F0 50 C2 E5 0A 70-1A C2 91 75 09 01 75 08
00 12 04 13 D2 90 75 09-03 75 08 00 12 04 13 C2
90 80 18 D2 91 75 09 01-75 08 00 12 04 13 D2 90
75 09 03 75 08 00 12 04-13 C2 90 E5 0B 22 C2 92
75 09 05 75 08 00 12 04-13 C2 92 22 C2 93 D2 92
75 09 05 75 08 00 12 04-13 D2 93 22 90 00 19 74

01 F0 90 00 19 E0 D3 94-0B 50 2F E5 0A FE 74 01
FF EE 0F 03 23 DF FD F5-0A E5 0A 30 E0 03 D3 80
01 C3 92 93 D2 92 75 09-01 75 08 00 12 04 13 C2
92 90 00 19 E0 24 01 F0-50 C8 D2 93 75 09 01 75
08 00 12 04 13 D2 92 75-09 01 75 08 00 12 04 13
E4 A2 93 33 90 00 1A F0-75 09 01 75 08 00 12 04
13 C2 92 22 75 08 00 90-00 18 74 01 F0 90 00 1B
E0 D3 94 08 50 35 D2 93-75 09 01 75 08 00 12 04

13 D2 92 75 09 01 75 08-00 12 04 13 E5 0B FE 74
01 FF EE 0F 03 23 DF FD-FE E4 A2 93 33 2E F5 0B
C2 92 90 00 1B E0 24 01-F0 50 C2 E5 0A 70 1A C2
93 75 09 01 75 08 00 12-04 13 D2 92 75 09 03 75
08 00 12 04 13 C2 92 80-18 D2 93 75 09 01 75 08
00 12 04 13 D2 92 75 09-03 75 08 00 12 04 13 C2
92 E5 0B 22 12 04 58 85-0B 0A 12 04 76 75 0A 00
12 04 76 75 0A 47 12 04-76 85 0C 0A 12 04 76 85

0D 0A 12 04 76 85 0E 0A-12 04 76 85 0F 0A 12 04
76 12 04 66 22 E5 0D B4-01 14 12 04 58 85 0B 0A
12 04 76 85 0C 0A 12 04-76 12 04 66 80 12 12 05
5E 85 0B 0A 12 05 7C 85-0C 0A 12 05 7C 12 05 6C
22 12 05 5E 85 0C 0A 12-05 7C 75 0A 00 12 05 E4
F5 0E 75 0A 00 12 05 E4-F5 0E 75 0A 00 12 05 E4
F5 0E 75 0A 01 12 05 E4-F5 0E 12 05 6C 75 0D 00
E5 0E B4 26 03 75 0D 01-E5 0E B4 0C 03 75 0D 02

E5 0E B4 0D 03 75 0D 03-E5 0E B4 0F 03 75 0D 04
E5 0E B4 21 03 75 0D 05-E5 0E B4 20 03 75 0D 06
E5 0E B4 11 03 75 0D 07-E5 0E B4 10 03 75 0D 08
E5 0D 22 75 0B 94 E5 10-90 08 2C 93 F5 0C 75 0D
02 12 06 95 75 0B 96 E5-10 90 08 31 93 F5 0C 75
0D 02 12 06 95 E5 10 70-04 D2 97 80 02 C2 97 22
E5 10 70 22 75 0B 90 E5-11 90 07 FC 93 F5 0C 75
0D 01 12 06 95 75 0B 92-E5 11 90 08 02 93 F5 0C

75 0D 01 12 06 95 E5 10-B4 01 22 75 0B 94 E5 11
90 08 08 93 F5 0C 75 0D-01 12 06 95 75 0B 96 E5
11 90 08 0E 93 F5 0C 75-0D 01 12 06 95 E5 10 B4
02 22 75 0B 98 E5 11 90-08 14 93 F5 0C 75 0D 01
12 06 95 75 0B 9A E5 11-90 08 1A 93 F5 0C 75 0D
01 12 06 95 E5 10 B4 03-22 75 0B 90 E5 11 90 08
20 93 F5 0C 75 0D 02 12-06 95 75 0B 92 E5 11 90
08 26 93 F5 0C 75 0D 02-12 06 95 22 00 00 57 00

00 AB 00 00 00 AB 57 00-00 57 00 00 00 AB 00 00
00 AB 57 00 00 57 00 00-00 57 00 00 00 AB 00 57 00
00 57 00 00 00 AB 00 00-AB 57 00 00 00 00 00 57
AB 00 57 AB 00 00 A3 E0-04 F0 70 06 12 08 57 E0
04 F0 22 FA 60 DC F4 66-B6 BE E0 FE F6 FA 60 DC
F4 66 B6 BE E0 FE F6 05-82 D5 82 02 15 83 15 82
22 25 82 F5 82 50 02 05-83 22 75 81 12 75 D0 00
02 00 03 E4 93 8F 82 8E-83 F0 22 00 00 00 00 00

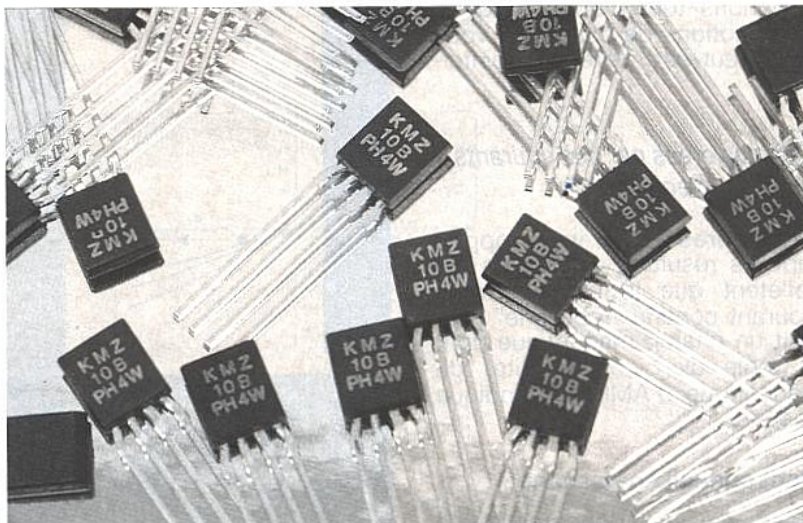
```

Dump de la mémoire programme (EPROM). Nous mettrons en plus à votre disposition des disquettes 5" 1/4 (frais de port à votre charge).

Les capteurs magnéto-résistifs

Voici aujourd'hui la dernière partie concernant la théorie des capteur magnéto-résistifs et de leurs applications principales.

Nous concluons cette présentation en vous décrivant la façon dont il est possible, à l'aide de ces capteurs, de mesurer des champs produits par des courants et, par voie de conséquence, comment réaliser des sondes de courant très économiques pour détecter et/ou mesurer ces courants.



En guise de remise en jambes nous allons commencer par évoquer un point que nous avons délibérément passer sous silence le mois dernier lors de la description des différentes mesures des déplacements, vitesses et C°. Il s'agit des possibilités de mesures d'accéléra-tions.

Mesures d'accéléra-tions (voir figure 1)

Le principe en est très simple : il consiste à mesurer la déformation momentanée d'un ressort pendant la phase d'accélération d'un système mécanique. Afin de pouvoir détecter cette accélération, on dispose un aimant à l'extrémité d'un ressort tenu solidaire mécaniquement de l'ensemble en déplacement et l'on prévoit que celui-ci puisse se déplacer dans une rainure ménagée dans un petit morceau de "fer" polarisée magné-tiquement par un aimant d'appont "collé" sur le capteur. La variation de positions du ressort entraîne une modification du champ présent, donc de la d.d.p. présente aux bornes du pont de Wheatstone de mesure. La courbe de la **figure 2** donne la réponse de l'ensemble en fonction, d'une part d'une fréquence appliquée en permanence et d'autre part, en fonction de la longueur (ou de l'élasticité) du ressort.

Maintenant que vous avez compris ce principe fort simple, à vous les brillantes idées d'applications selon vos propres besoins.

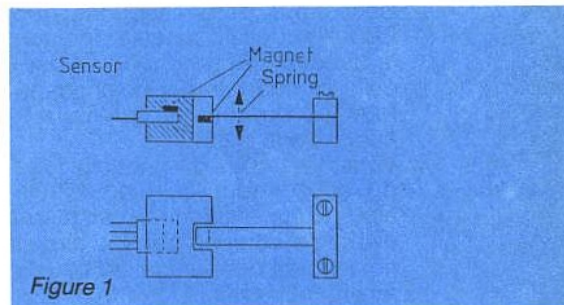


Figure 1

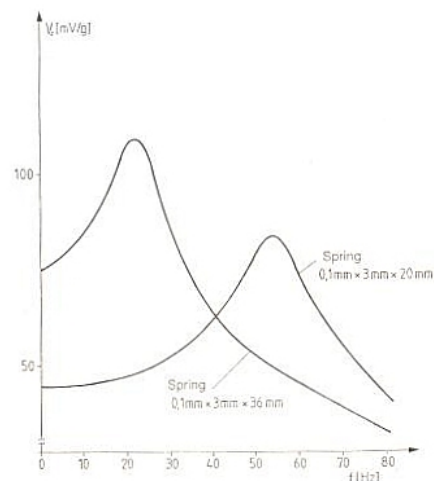


Figure 2

Venons en maintenant à ce qui va aujourd'hui nous préoccuper plus longuement : la mesure des courants électriques.

MESURES DE COURANTS ÉLECTRIQUES

Revenons tout d'abord à quelques notions de bases qui vous sont peut-être devenues lointaines.

Champs créés par des courants continus "rectilignes"

Les figures 3 et 4 vous rappellent les résultats classiques qui reflètent que le passage d'un courant continu "rectiligne" produit un champ magnétique dont la règle bien connue dite "du bonhomme d'AMPÈRE" indique le sens.

Petit conseil en passant :

Ne vous cassez donc pas la tête avec les tire-bouchons de tous genres qui tournent dans tous les sens, les trois doigts de je ne sais plus quelle main... etc., etc. Les figures publiées sont exactes donc, au lieu de réfléchir pendant un quart d'heure et de se tromper au moins une fois sur deux, gardez donc la revue sur votre table de chevet !

Ceci étant, si on suppose que l'aiguille "de la boussole" indique la direction du nord magnétique, celle-ci change de position en fonction du courant continu circulant dans le fil.

Vous allez nous dire : quelle idée de mettre tout cela en branle alors qu'une vulgaire résistance disposée en série dans le circuit nous aurait donné une d.d.p. tout à fait mesurable...

Que nenni !

Il est parfois fort plaisant de pouvoir mesurer des courants sans s'immiscer (même sur la pointe des électrons) dans le circuit électrique, d'une part parce que l'on a absolument pas perturbé la configuration du circuit électrique et que d'autre part, on n'a pas été obligé de couper physiquement les fils du circuit électrique. Ceci est bien pratique lorsque c'est difficile voire impossible à effectuer (conducteurs de gros diamètres...) ou bien encore lorsque cela est formellement interdit par la loi (en amont des compteurs EDF...).

Vous allez encore nous dire que mesurer des courants, c'est très bien, mais que des fois il est nécessaire de mesurer des "absences de courant", par exem-

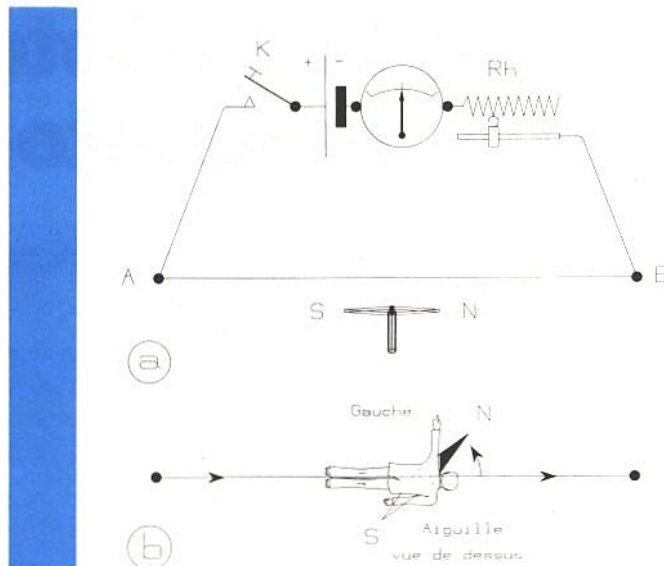


Figure 3

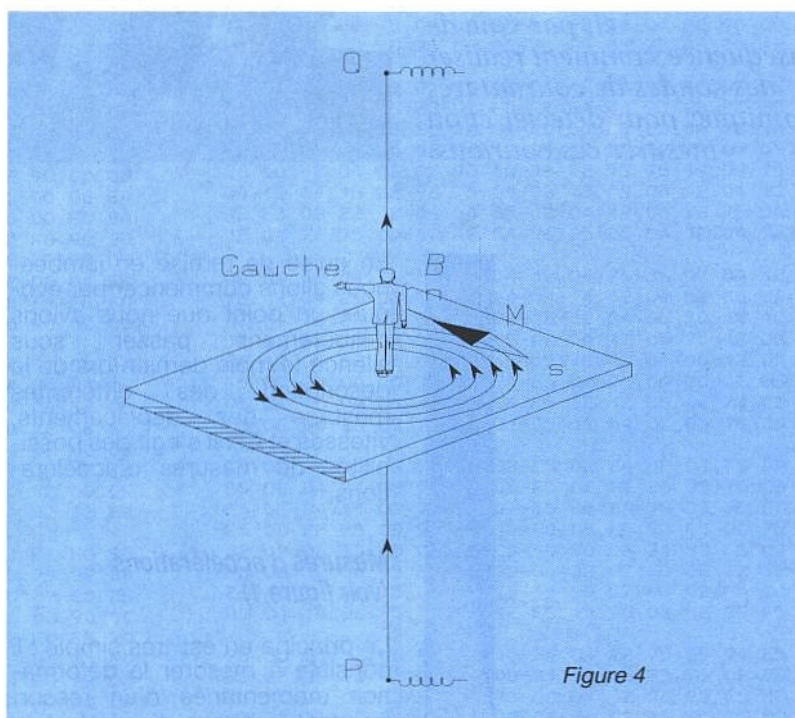


Figure 4

ples si vous désirez savoir si la lampe du feu de position avant droit de votre véhicule automobile est grillée, vous serez bien obligé de détecter "une absence de passage du courant" pour signaler qu'elle est passée de vie à trépas.

Donc dans ces différents cas de figures d'applications, l'adjonction d'éléments capables de mesurer ces champs, sans complication mécanique notoires seront les bienvenus.

Devenons à présent un peu plus concret et plus précis.

La figure 5 vous donne les résultats obtenus lors de la mesure de courants continus en fonction de la distance entre l'âme du conducteur et l'endroit où se situe réellement le cristal du capteur.

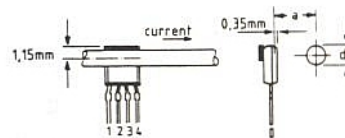
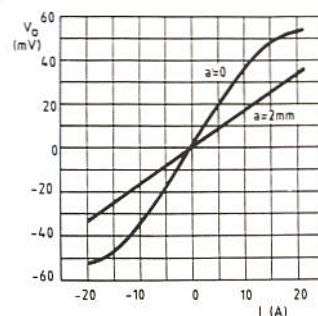


Figure 5

Vous pourrez remarquer que nous avons disposé un petit aimant sur le capteur afin d'éviter le "flip" de ce dernier en fonction des forts courants. Evidemment cela nuit un peu à la sensibilité du dispositif mais de cette façon (contre-réaction "magnétique"), nous sommes plus tranquilles quant à des mesures de seuils de déclenchement si nous le désirons.

Afin de vous être sympathique, nous nous donnons **figure 6** une courbe qui indique les variations de sensibilité (en mV/A) de l'ensemble ainsi constitué en fonction de la distance entre le capteur et le fil.

Bien sûr, la sensibilité décroît avec la distance. Nous espérons que vous ne pensiez quand même pas le contraire... faut quand même pas rêver !

Ne vous privez pas non plus de recourber le capteur sur un circuit imprimé pour "voir" ce qui se passe sous ses pieds. La **figure 7** indique les résultats obtenus pour trois épaisseurs différentes de circuit imprimé.

En faisant, tout cela vous venez de re-inventer une sonde de courant et, dans une certaine plage de mesure quasi-linéaire, vous avez recréé votre ampèremètre.

A titre anecdotique, on peut toujours rappeler que les électrons qui quittent la cathode du tube image d'un téléviseur constituent un magnifique courant électrique de "faisceau", tout à fait mesurable par des capteurs magnétiques et qu'à ce niveau (l'écran) toute image ayant été préalablement embrouillée est pour le spectateur standard entièrement "désembrouillée".

C'est notamment comme cela que l'on peut réussir à avoir (fortuitement) des informations claires sans avoir eu à réaliser toute la complexité de certains désembrouilleurs (ce n'est pas simple à mettre en œuvre). Des exemples : les codes secrets chiffrés... (je suis presque sûr que vous pensiez à quelque chose d'autre, grands filous que vous êtes...).

Mesure de champs créés par courants "circulaires"

Un titre comme cela ne veut pas, en lui-même, dire grand chose !! A l'exception du fait que le courant tourne en rond, nous avons créé une spire qui, elle, produit un champ. De plus maintenant cette spire possède un pôle Nord et un pôle Sud (voir **figures 8, 9 et 10**).

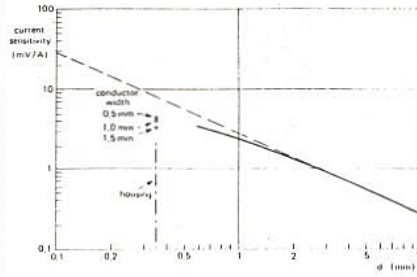


Figure 6

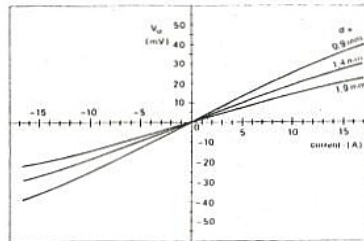


Figure 7

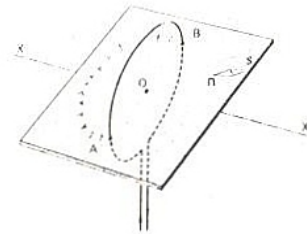


Figure 8

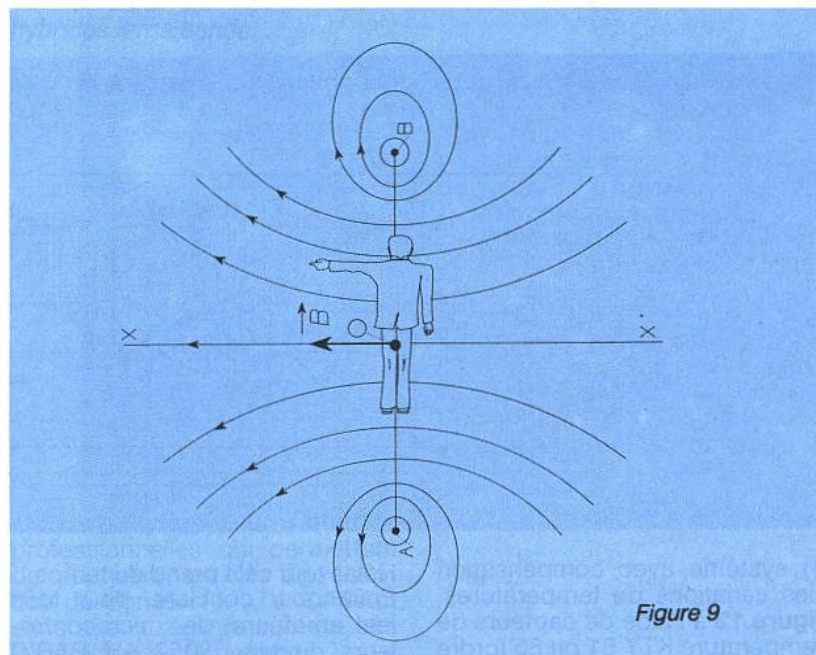


Figure 9

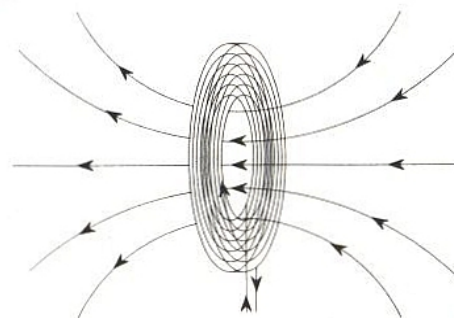


Figure 10

Dès qu'il y a champ magnétique, il y a donc potentialité de placer un capteur pour le mesurer. Malheureusement, malgré le fait que les principes restent les mêmes, les explications sont complexes si l'on veut réaliser quelque chose de concret. Aussi nous ne vous dévoilerons rien aujourd'hui mais afin que vous ne vous sentiez pas brimés, nous avons décidé de tout vous raconter lors d'un article qui décrira la réalisation d'un compas électronique... alors soyez un tout petit peu patient.

Voici terminé votre calvaire concernant les principes et théories afférant aux capteurs magnéto-résistifs.

Il ne nous reste plus qu'à passer aux applications.

PREMIERS SCHÉMAS APPLICATIONS

Le mois dernier nous vous avons donné le schéma d'un petit montage bien pratique pour amplifier le signal sortant du capteur. Son schéma est redonné **figure 11**. Deux variantes peuvent être réalisées dans le cas où vous souhaitez obtenir des performances plus élevées.

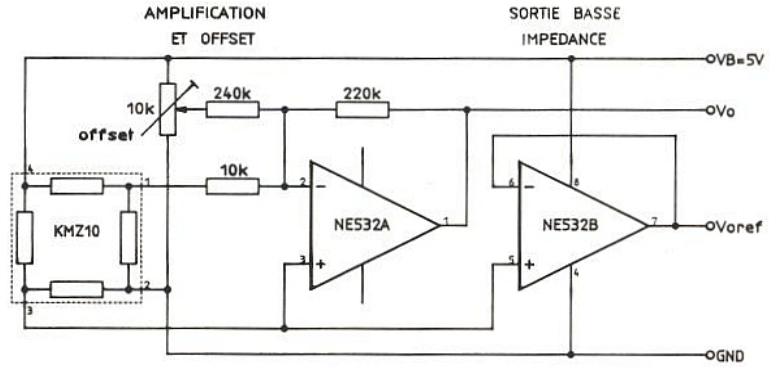


Figure 11

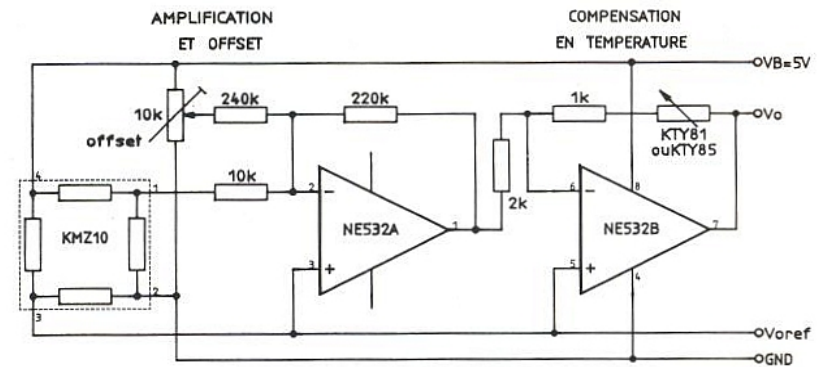


Figure 12

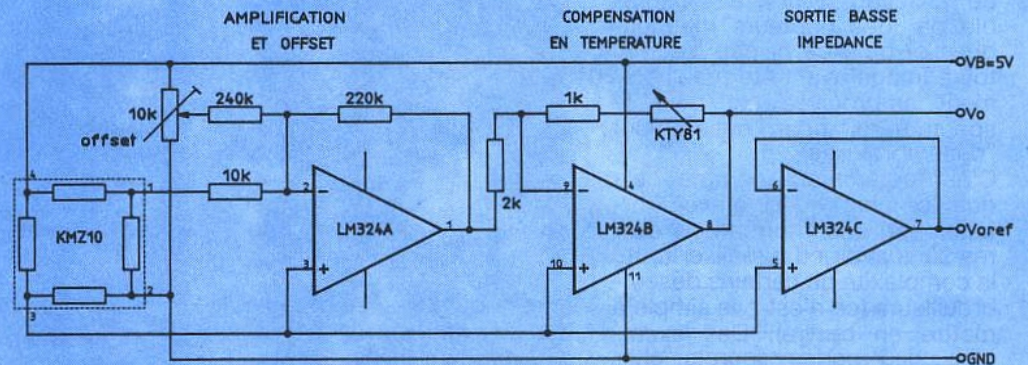


Figure 13

1) système avec compensation des variations de températures, **figure 12** à l'aide de capteurs de température KTY 81 ou 85 (ordre de grandeur de la compensation 0,5 %/°C)

2) système identique au précédent et capable de commander des charges basse impédance, **figure 13**.

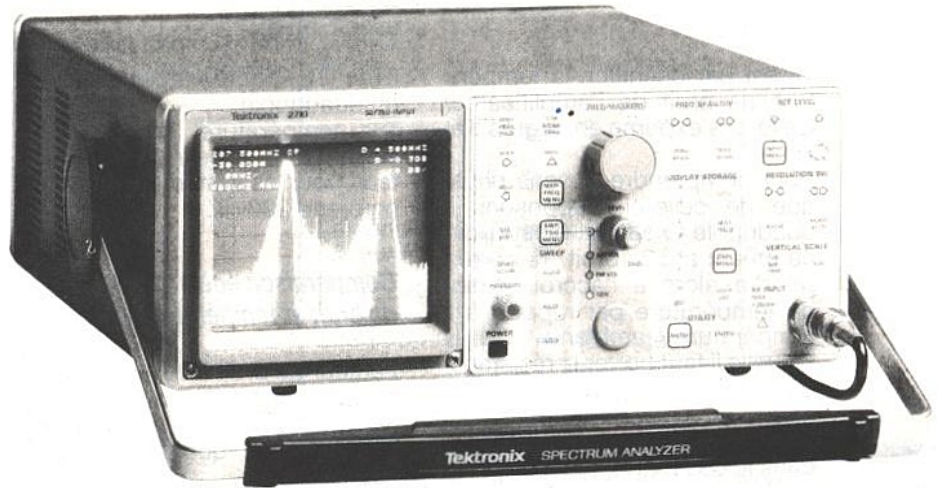
Voilà, c'est tout pour aujourd'hui. Nos prochains articles seront plus volumineux car nous sommes en train de préparer les cuivres de nombreux petits modules facilement réalisables pendant vos prochaines vacances.

Hélas tout cela prend du temps... Enfin pour conclure, pour tous les amateurs de microcontrôleurs du type 8052 AH BASIC d'une part, du bus I2C d'autre part, et enfin des capteurs, nous sommes en train de concocter des tas de bonnes petites choses du type : jeux de logiciels utilitaires pour de nombreuses applications, utilisation des convertisseurs A/D, D/A I2C PCF 8591 pour vos applications capteurs et leurs traitements numériques.

Dominique PARET

Le bruit en réception (2)

Après avoir passé en revue les origines et les effets du bruit dans les circuits de réception, et défini les paramètres essentiels tels que puissance de bruit, rapport signal sur bruit et facteur de bruit, dans le n° 510, nous allons nous intéresser dans ce second et dernier volet à la caractérisation des circuits et aux différents types de mesures que l'on peut effectuer afin d'évaluer le facteur de bruit d'un système de réception.



Exemples d'amplificateurs hybrides large bande

Nous avons extrait de catalogues constructeur ces différents amplificateurs pour information.

Tableau 1

Constructeur	type	Bande passante	Gain (dB)	Facteur de bruit (dB)	Impédance Ω
AVANTEK	AM 6 1020	50 MHz à 1 GHz	34	2,7	50
RTC	OM 335	40 MHz à 860 MHz	27	5,5	75
MITEQ	AFS 3 00100200	100 MHz à 2 GHz	36	1,2	50

avec $R_g = R_e = R$

* A l'entrée du quadripôle Q nous avons une puissance de bruit B_e tel que :

$$B_e = K \cdot T_A \cdot B_p \text{ avec}$$

T_A = température ambiante

En sortie du quadripôle Q, on obtient une puissance de bruit B_s tel que :

$$B_s = G B_e + B_q$$

avec G = gain du quadripôle.

B_q = Puissance de bruit engendrée par le quadripôle.

On peut donc alors exprimer une puissance de bruit ramenée à l'entrée B_r valant :

$$B_r = \frac{B_s}{G} \quad (4)$$

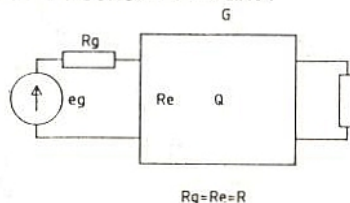
$$B_r = \frac{G B_e + B_q}{G}$$

$$B_r = B_e + \frac{B_q}{G} \quad (5)$$

On remarquera leurs qualités professionnelles qui permettent de les insérer en tête de réception de signaux FM, TV, CATV..., sans aucun réglage sur une très large plage de fréquence.

TEMPÉRATURE DE BRUIT

Afin d'expliquer celle-ci examinons le schéma suivant :



Le terme Bq/G traduit un excès de puissance de bruit qui porte la résistance d'entrée R à une température T_B telle que :

$$K \cdot T_B \cdot Bp = \frac{Bq}{G} \quad (6)$$

$$T_B = \frac{Bq}{G \cdot K \cdot Bp}$$

T_B est par définition la température de bruit de l'amplificateur. Celle-ci s'exprime en degrés Kelvin.

Pour comprendre le sens physique de celle-ci, supposons le quadripôle Q parfait, c'est-à-dire ne créant aucun bruit. T_B correspondra alors à l'accroissement de température par rapport à la température ambiante T_A à laquelle il faut porter la résistance du générateur pour obtenir en sortie du quadripôle parfait la même puissance de bruit que dans le cas d'un quadripôle réel.

Expression du facteur de bruit en fonction de la température de bruit (et vice-versa)

Nous avons vu :

$$F = \frac{Bs}{G \cdot Be}$$

Or d'après la relation (4) :

$$\frac{Bs}{G} = Br$$

$$\Rightarrow F = \frac{Br}{Be}$$

et d'après la relation (5) :

$$Br = Be + \frac{Bq}{G}$$

avec

$$* Be = K T_A Bp$$

et d'après la relation (6) :

$$* \frac{Bq}{G} = K T_B Bp$$

$$Br = K Bp [T_A + T_B]$$

$$\Rightarrow F = \frac{K Bp [T_A + T_B]}{K T_A Bp}$$

$$F = 1 + \frac{T_B}{T_A}$$

$$\text{soit } F(\text{dB}) = 10 \log \left[1 + \frac{T_B}{T_A} \right]$$

D'où l'expression de la température de bruit en fonction du facteur de bruit.

$$T_B = T_A (F - 1)$$

$$\text{soit } T_B = T_A [10^{(F/10)} - 1]$$

avec F en dB

avec T_B : température de bruit du quadripôle.

T_A : température ambiante qui correspond à celle du générateur, pour les systèmes terrestres on prend 290° K .

Comparaison entre facteur de bruit et température de bruit

Facteur de bruit F et température de bruit T_B traduisent de manières équivalentes la performance en bruit d'un quadripôle amplificateur.

Le facteur de bruit est utilisé pour les applications terrestres car l'utilisation de la température de bruit ferait utiliser des valeurs trop importantes (jusqu'à $4\ 000^\circ \text{ K}$).

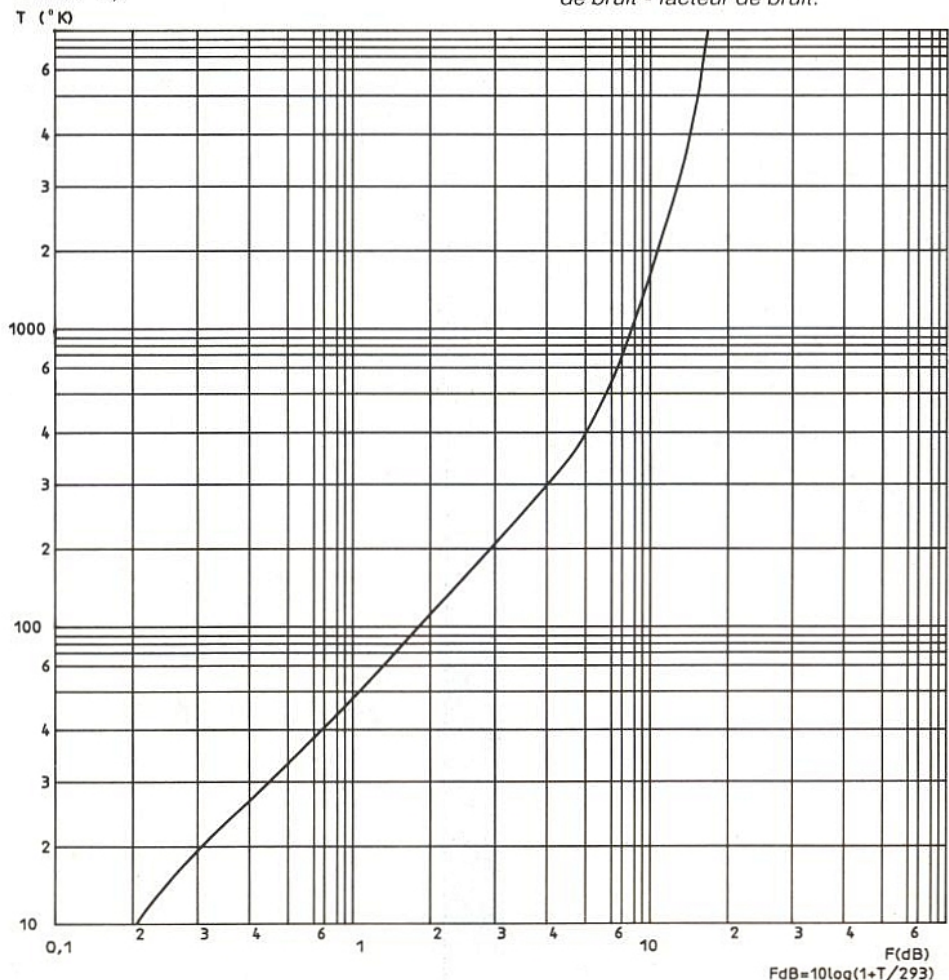
D'une manière opposée, la température de bruit est utilisée principalement pour les liaisons spatiales car les valeurs de facteur de bruit sont alors trop faibles (de $0,5 \text{ dB}$ à $1,5 \text{ dB}$).



Courbe de conversion

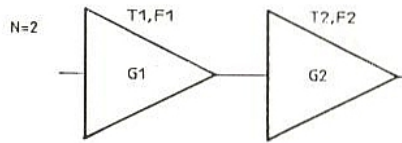
Température de bruit - Facteur de bruit

Courbe de conversion température de bruit - facteur de bruit.



Température de bruit d'un système formé de N quadripôles

A) N = 2



Nous savons maintenant que le facteur de bruit d'un tel système vaut :

$$F_{\text{total}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

$$\text{or } F = 1 + \frac{T_B}{T_A}$$

$$1 + \frac{T_{B1}}{T_A} =$$

$$1 + \frac{T_{B2}}{T_A} - 1$$

$$1 + \frac{T_{B1}}{T_A} + \frac{T_{B2}}{G_1}$$

$$T_A + T_{B1} = T_A + T_{B1} + \frac{T_{B2}}{G_1}$$

$$T_{B \text{ Totale}} = T_{B1} + \frac{T_{B2}}{G_1}$$

B) N quelconque :
Par extrapolation et en se référant à l'expression du facteur de bruit de N quadripôles :

$$F_{\text{total}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 \cdot G_2 \dots \times G(N-1)}$$

Nous pouvons écrire :

$$T_{B \text{ totale}} = T_{B1} + \frac{T_{B2}}{G_1} + \frac{T_{B3}}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{T_{BN}}{G_1 \cdot G_2 \dots \times G(N-1)}$$

Souhaitant avoir une température de bruit totale la plus faible possible, il faudra choisir avec soin le premier amplificateur (faible température de bruit, gain important).

SENSIBILITÉ D'UN RÉCEPTEUR

Un signal électrique appliqué à l'entrée d'un quadripôle est détectable en sortie de celui-ci quand sa puissance est égale à la puissance de bruit de sortie du dit quadripôle ramenée à l'entrée (Br).

Nous avons vu en relation (4) l'expression de la puissance de bruit ramenée, Br :

$$Br = \frac{Bs}{G}$$

$$\text{or } Bs = F \cdot K \cdot T \cdot Bp \cdot G$$

$$\Rightarrow Br = F \cdot K \cdot T \cdot Bp$$

La sensibilité correspond donc à un niveau S égal à Br.

$$S = F \cdot K \cdot T \cdot Bp$$

Exprimons celle-ci en dBm (décibel référencé par rapport à 1 milliwatt).

$$S(\text{dBm}) = 10 \log \frac{KT}{10^{-3}} + F(\text{dB}) + 10 \log Bp (\text{Hz})$$

$$S(\text{dBm}) = -174 \text{ dBm} + F(\text{dB}) + 10 \log Bp (\text{Hz})$$

Exemple :

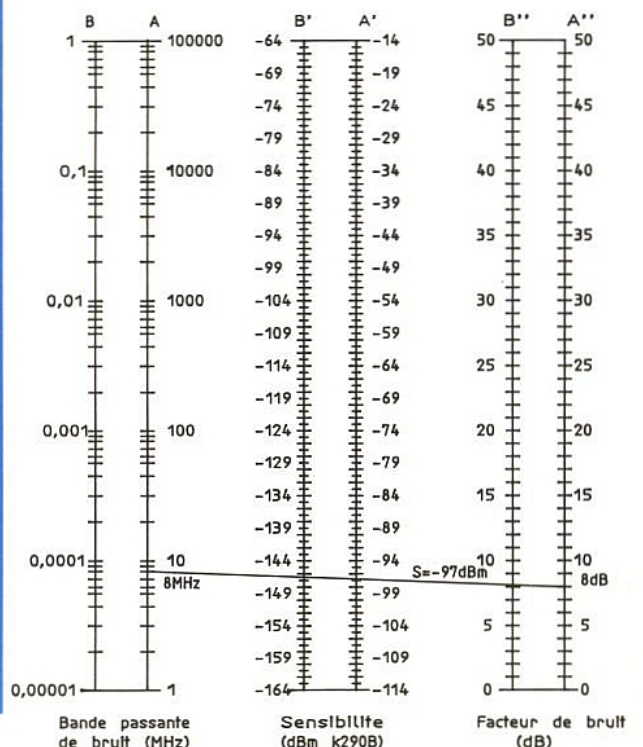
Supposons un quadripôle de facteur de bruit 8 dB, de bande passante Bp égale à 8 MHz. S vaut donc :

$$S(\text{dBm}) = -174 \text{ dBm} + 8 \text{ dB} + 10 \log 8 \cdot 10^6$$

$$S(\text{dBm}) = -174 \text{ dBm} + 8 \text{ dB} + 69 \text{ dB}$$

$$S(\text{dBm}) \approx -97 \text{ dBm}$$

Pour s'aider on pourra utiliser l'abaque ci-dessous.



Mesure du facteur de bruit avec un analyseur de spectre

Nous savons que :

$$F = \frac{Bs}{G \cdot K \cdot T \cdot Bp}$$

$$\Rightarrow F(\text{dB}) = 10 \log Bs - 10 \log G - 10 \log KT - 10 \log Bp$$

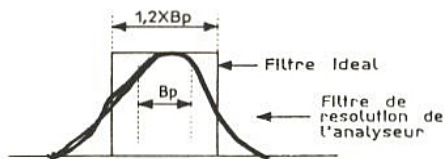
$$F(\text{dB}) = Bs(\text{dBm}) - G(\text{dB}) - KT(\text{dBm}) - 10 \log Bp$$

$$\begin{aligned} * KT(\text{dBm}) &= \\ 10 \log \frac{KT}{10^{-3}} &= -174 \text{ dBm} \end{aligned}$$

$$F(\text{dB}) = Bs(\text{dBm}) - G(\text{dB}) + 174 \text{ dBm} - 10 \log Bp$$

En pratique on doit tenir compte de deux facteurs correcteurs.

1) La puissance de bruit (Bs) sera mesurée dans une certaine largeur de bande (Bp) déterminée par le filtre de résolution de l'analyseur de spectre. Or celui-ci n'est pas idéalement rectangulaire :



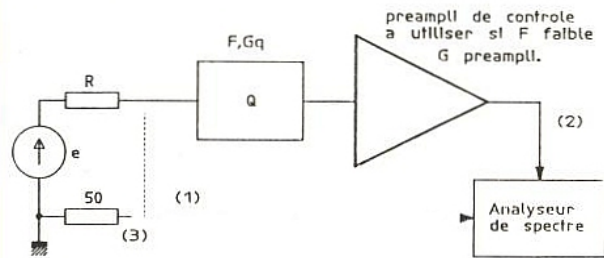
Il faudra introduire un facteur correcteur de $10 \log 1,2$ soit 0,8 dB.

2) C'est la mesure du bruit aléatoire qui nous intéresse. Pour cette raison le bruit détecté doit être intégré (moyenné) en connectant le filtre vidéo de l'analyseur de spectre.

La puissance moyenne de bruit pourra donc être lue comme une ligne droite sur l'écran de l'analyseur de spectre. Mais l'amplificateur logarithmique et le détecteur de l'instrument du fait de leur non-linéarité introduisent une erreur de - 2,5 dB par rapport à la valeur vraie de la puissance de bruit.

La correction totale vaudra donc : - 2,5 + 0,8 soit - 1,7 dB

Mesure :



Par comparaison des lectures faites à l'analyseur de spectre dans le cas (2) et (1), nous connaissons le gain total du quadripôle Q et du préamplificateur de contrôle.

$$G \text{ Total} = Gq + G \text{ préampli}$$

Remarques :

a) Un préamplificateur est nécessaire pour rendre possible la mesure dans le cas où le niveau de bruit généré par le quadripôle Q est faible.

$$F(\text{dB}) = Bs(\text{dBm}) - [Gq(\text{dB}) + G_{\text{preampli}}(\text{dB})] + 174 \text{ dBm} - 10 \log Bp + 1,7 \text{ dB}$$

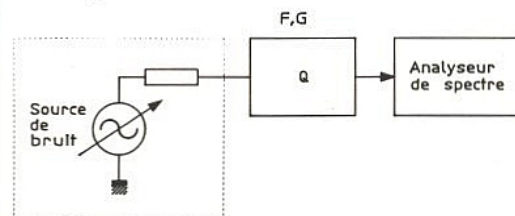
b) Bs sera mesurée en déconnectant le générateur H.F. et en lui substituant une charge 50 Ω (3).

c) La mesure à l'analyseur est très délicate et souvent peu précise car elle est la somme d'erreurs sur les mesures de Bs et de G_{Total} et dépend de la précision de la bande passante du filtre de résolution Bp de l'analyseur de spectre.

Mesure du facteur de bruit à l'aide d'une source de bruit référencée S.K.T.U. de chez Rohde et Schwartz



Montage utilisé :



$$F(\text{dB}) = Bs(\text{dBm}) - G(\text{dB}) + 174 \text{ dBm} - 10 \log Bp + 1,7 \text{ dB}$$

Principe de la mesure :

a) Le générateur de mesure est en marche mais "éteint", celui-ci ne délivre donc pas de signaux. Sur l'analyseur de spectre, après avoir mis le filtre vidéo en service, on mesure donc une certaine puissance de bruit P_1 telle que :

$$P_1 = K \cdot T \cdot B_p \cdot G \cdot F$$

b) Le générateur est en service et celui-ci est réglé afin qu'on lise sur l'analyseur de spectre une certaine puissance de bruit P_2 telle que :

$$P_2 = P_1 + 3 \text{ dB (soit } P_2 = 2 P_1)$$

or P_2 est une puissance thermique, on peut donc écrire :

$$P_2 = K \cdot T \cdot B$$

c) Le générateur de bruit est réalisé autour d'une diode saturée, le courant instantané traversant celle-ci vaut :

$$i(t) = \sqrt{2 \cdot I \cdot e \cdot B_p}$$



avec I = courant moyen
 e = charge de l'électron
 $e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

La puissance P_2 vue précédemment vaut donc également :

$$P_2 = R \cdot i(t)^2$$

avec $R = 50 \Omega$ ou 75Ω
 suivant le quadripôle testé

$$\Rightarrow P_2 = R \cdot 2 \cdot I \cdot e \cdot B_p$$

or $P_2 = 2 P_1$, pour réaliser cette condition il faut donc injecter une puissance de bruit à l'entrée du quadripôle égale à P_1/G

$$P_2 = \frac{P_1}{G}$$

$$\Rightarrow R \cdot 2 \cdot I \cdot e \cdot B_p =$$

$$\frac{K \cdot T \cdot B_p \cdot G \cdot F}{G}$$

$$F = \frac{R \cdot 2 \cdot e \cdot I}{K \cdot T}$$

Conclusion :

On s'aperçoit que :

1) La valeur de F obtenue est indépendante du gain G et de la bande passante B_p du quadripôle testé.

2) La valeur de F est **proportionnelle** au courant moyen I traversant la diode interne au générateur. Un galvanomètre mesurant ce courant et gradué en facteur de bruit nous donnera directement, sans calcul, la valeur du facteur de bruit du quadripôle testé.

Gilles ROPARS

Selectronic

BP 513 - 59022 LILLE - Tél. 20.52.98.52

Pourquoi s'en priver ?

MULTIMETRE MANUDAX M 80

- Changement de gamme automatique
- 4000 points
- Affichage géant
- Data Hold
- Fréquence-mètre
- etc, etc...

Le multimètre M 80 111.9679 549,00 F

A UN PRIX TOUT A FAIT EXCEPTIONNEL

549 F

AVEC SACOCHE



LE LOT DU CONNAISSEUR

Il comprend
 1 x MC 68705 P3
 1 x LM 324 N
 1 x CD 4060
 1 x Qz 3.2768 MHz
 1 x Qz 4.000 MHz
 1 x 2N 2222 A
 1 x CD 4066
 1 x 2N 2907 A
 2 x Ajustables multi-tours miniatures 500 Q

Le lot : 111.0110 165,00 F

OPERATION ACCUMULATEURS TYPE 501 RS (TAILLE PILE R6)

Un accu de qualité professionnelle à un prix "grand public".
 - Capacité : 500 mA.h
 - Décharge : jusque 3A autorisés

Le blister de 2 accus 111.0705 30,00 F

Les 5 blister (soit 10 accus) 111.0706 135,00 F

Maintenant disponible :
 - Carte seule OEM (Sans alim. ni coffret)

Le kit complet 111.9270 875,00 F

SCALP!

INFOS et NOUVEAUTÉS

CIRCUITS SSM :		
- SSM 2015	111.7122	69,00 F
- SSM 2402	111.7277	66,00 F
- SSM 2131	111.7276	36,50 F

NE 5205 : Amplificateur large bande UHF/VHF totalement intégré !
 - Bande passante : > 600 MHz
 - Gain : 20 dB
 - Facteur de bruit : 4,8 dB / 75 Q

- Alimentation : 6V/24 mA
 - Boîtier DIP 8 standard
 Le NE 5205 111.6937 55,00 F

CONNECTEUR SPECIAL "CARTE A PUCE" :

La pièce 111.9292 110,00 F

TRANSFO SPECIAL TELEPHONE 1/1 600Q
 Livré avec fiche technique 111.9150 39,00 F
 SSI 202 Décodeur DTMF 111.7464 61,00 F

Circuits intégrés :		
HA 2425-5	12 bits Sample and Hold	111.6776 129,00 F
HS 574	25 us A/D conv.	111.6778 405,00 F
HI 774	7 us A/D conv.	111.6779 890,00 F
CA 3240 E	Double CA 3140 E	111.6781 16,00 F
TSC 8703	3 state A/D conv.	111.6784 338,00 F
et toujours : MC 68705 P3 :	la pièce	111.4000 95,00 F
	le lot de 10	111.7415 860,00 F

OPTO :
 Dispositifs complémentaires pour télécommande par infra-rouges
 - Emetteur BPW 50 111.6782 12,00 F
 - Récepteur CQY 89 A2 111.6785 3,50 F

DIODE LASER COLLIMATEE A LUMIERE ROUGE VISIBLE

La diode laser collimatée à émission rouge visible COL 90 remplace avantageusement les tubes He-Ne

- Puissance d'émission : 1,5 mW / 675 nm
- Alimentation : 2,5 V / 75 mA pour 1mW
- Dimensions : diam. 11 x 27 mm
- Fournie avec documentation complète

La diode LASER COL 90 111.7080 1999,00 F

Circuit de contrôle pour COL 90 permettant d'utiliser la diode LASER en continu (alimentation par pile 9 V)

Le kit complet avec boîtier HEILAND et circuit imprimé : 111.9365 85,00 F



NOUVEAUX KITS (ELEKTOR 144)

- ALIMENTATION DE PUISSANCE AJUSTABLE
 - Tension de sortie ajustable de 4 à 20 V
 - Courant de sortie jusqu'à 10 A

Le kit complet (avec galvas) 111.9380 1330,00 F
 (Coffret conseillé : ESM ET 27/21)

- INTERFACE DE PUISSANCE POUR CARTE Z80 "EUROPE"
 - 7 sorties de puissance
 - 16 canaux multiplexés
 - Convertisseur A/D 8 bits etc...
 Le kit complet 111.9385 715,00 F

TARIF AU 01/04/90

TOUT LE RESTE VOUS ATTEND DANS LE NOUVEAU CATALOGUE

Selectronic
 Composants et matériels électroniques professionnels
 CATALOGUE GENERAL



BP 513 - 59022 LILLE cedex
 ☎ 20.52.98.52

Expédition FRANCO
 contre 22 F en timbres poste

CONDITIONS GENERALES DE VENTE

- Règlement à la commande : Commande inférieure à 700 F : ajouter 28,00 F forfaitaire pour les frais de port et d'emballage.
- Commande supérieure à 700 F : port et emballage gratuits.
- Règlement en contre-remboursement : joindre environ 20% d'acompte à la commande. Frais en sus selon taxes en vigueur.
- Collis hors normes PTT : expédition en port dû par messageries. Les prix indiqués sont TTC.

Pour faciliter le traitement de vos commandes, veuillez mentionner la REFERENCE COMPLETE des articles commandés.

Les sondes spéciales

Après avoir fait le point sur l'utilisation des sondes classiques se connectant sur les oscilloscopes et avoir mis en éveil les utilisateurs sur les difficultés auxquelles ils ont à faire face dans une utilisation quotidienne, nous présentons ici de nouvelles sondes adaptées aux nouvelles technologies.

Tous les conseils énoncés au cours des précédents articles sont bien entendus valables. Nous évoquerons successivement les connectiques spéciales pour CMS (composants montés en surface), les sondes spécialisées pour systèmes de tests à lits à clous, les sondes micro-miniatures pour wafer, les sondes pour mesures en hyper-fréquence.

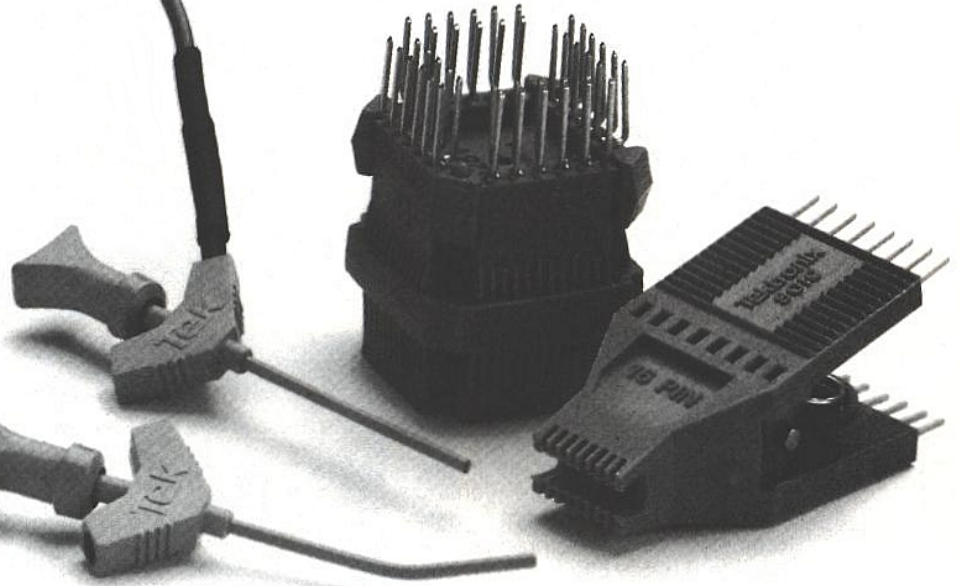


Figure 1

LES SOLUTIONS AU TEST DES CMS

L'évolution des technologies conduit à disposer de plus en plus de puissance dans des composants de plus en plus petits. Corrélativement, plus les circuits intégrés sont petits et denses, plus la mesure et le test deviennent problématiques. Essayez, par exemple, d'utiliser une sonde conventionnelle d'oscilloscope, même miniature, sur un CMS ayant un brochage au pas de 0,05" (1,27 mm). Rien n'est plus frustrant !

Que dire également des sondes qui ne cessent de se décrocher des cartes testées en raison de leur poids excessif ! De celles qui étant trop volumineuses ne peuvent s'intercaler entre deux cartes dans un fond de panier ! Pis encore, il n'est pas inhabituel de rencontrer six types de brochages différents sur une même carte, d'où autant d'embaras de connexion.

Quelquefois il semble que la meilleure méthode de connexion pour ce type de circuit soit de ne pas utiliser de sonde !

Les solutions adéquates existent pourtant.

Une des méthodes consiste à utiliser des mini-gripfils, semblables à ceux utilisés en analyse logique, qui compte tenu de leur extrême finesse se connectent très aisément sur les broches des CMS sans assurer de faux contacts, leur flexibilité permet de les plier à 35° pour les accès difficiles. Ils s'utilisent avec les sondes classiques par l'adjonction de fils de connexion (**figure 1**).

Cette solution simple résout une partie des embarras, cependant, lorsque le nombre de points à tester devient important, le temps nécessaire à la réalisation de bonnes connexions devient prohibitifs et les courts-circuits fréquents !

Afin d'éviter ces inconvénients la meilleure méthode consiste à utiliser des clips spécialisés en fonction du composant à tester (**figure 2**).

Clips PLCC : étudiés spécialement pour se brancher sur les Plastic Leaded Chip Carriers (PLCC) avec des connexions de type J, ces clips sont proposés en tailles 20, 28, 44, 52 et 68 broches.

Clips SOIC (Small Outline Integrated Circuits) : leur conception permet la connexion sur les circuits alimentés sans aucun risque de court-circuit. Ils existent en tailles 8, 14, 16, 20, 24 broches.

Ces accessoires éliminent les risques de mauvaises connexions tout en diminuant les effets des charges capacitives. Associés à une toute nouvelle sonde très large bande (350 MHz, 1 ns de temps de montée) la P 6562, ils solutionnent la plupart des problèmes.

Cette nouvelle sonde de par son extrême légèreté et sa finesse permet une connexion entre cartes sans difficulté (**figure 3**). Elle est facilement connectable en grand nombre sur un même support sans rupture due au poids (**figure 4**). Une grande variété d'adaptateurs assurent des connexions sur des broches au pas de 0,025". Elle s'adapte sur les oscilloscopes large bande, sa plage de compensation s'étend de 15 à 30 pF. Les courbes 1 et 2 fournissent l'évolution de l'impédance et de la tension maximale en fonction de la fréquence. Bien adaptée aux tests manuels, les solutions précédentes ne sont pas adéquates pour les tests automatiques sur lits à clous.

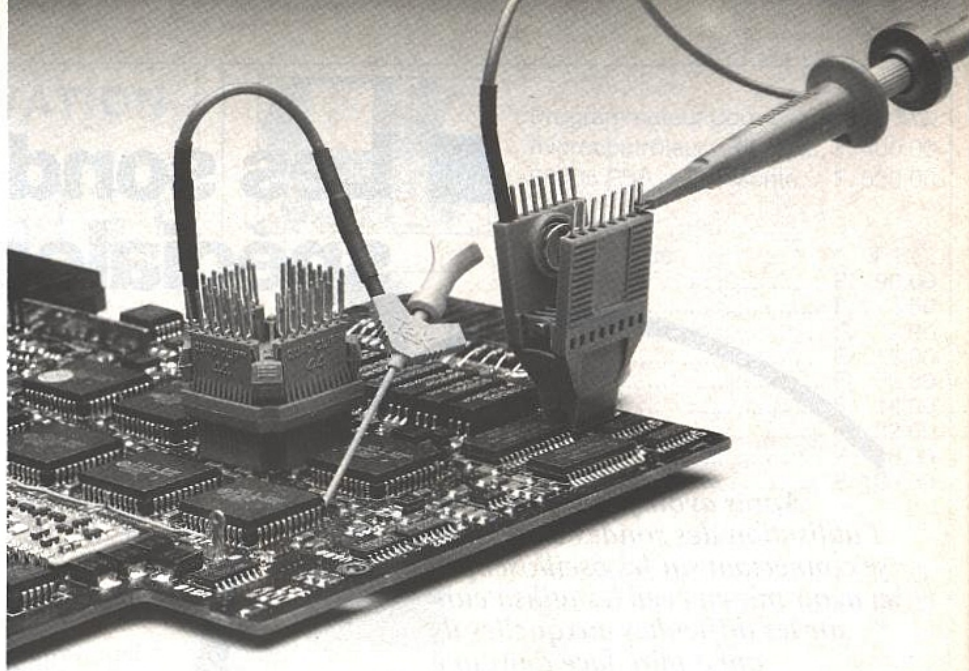


Figure 2

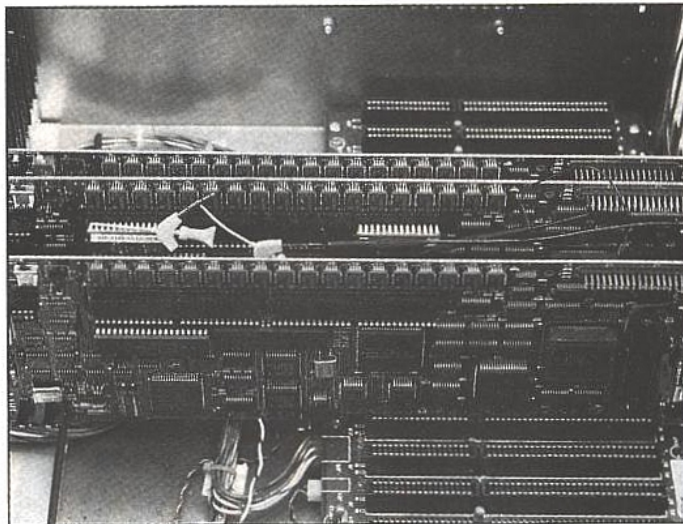


Figure 3

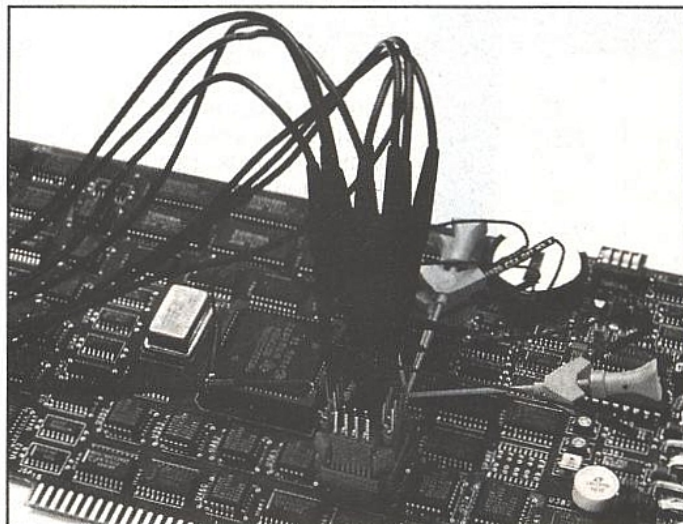
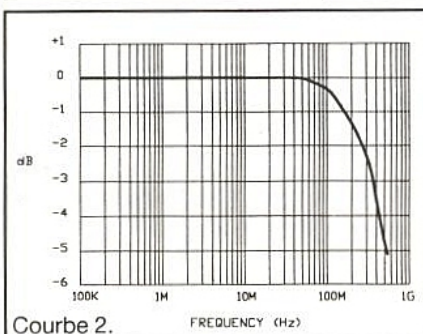
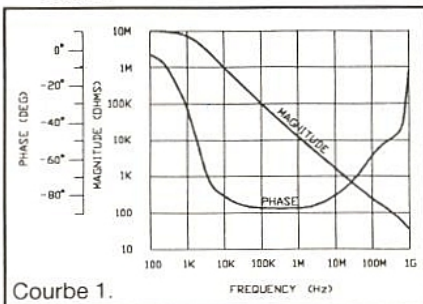


Figure 4



DES SONDES ACTIVES POUR LITS À CLOUS

Une meilleure détection de panne. Jusqu'à présent le test des cartes à haute intégration était sévèrement limité par la bande passante des pointes de test. Les testeurs in-situ sont limités par le peu de performances des sondes d'acquisition standard ; c'est ainsi que les aberrations en hautes fréquences ne sont pas détectées.

D'un autre côté, le test fonctionnel, qui procure une meilleure couverture pour la détection de pannes, nécessite cependant des développements logiciels importants. C'est pourquoi de nombreuses entreprises sont obligées d'effectuer des tests en deux étapes. Les nouvelles sondes actives pour lits à clous Tektronix P 651 X éliminent cet inconvénient. Elles assurent une bande passante de 300 MHz avec un minimum d'effet de charge et sont capables de piloter une ligne 50 ohms.

Afin de s'adapter aux géométries des composants, les P 6511/13 sont utilisables au pas de 1,27 mm et les P 6515/17 au pas de 2,54 mm

Compte tenu de leur très grande bande passante, ces sondes rendent particulièrement aisée la détection des défauts sur les cartes munies de composants rapides.

Comme on peut le voir sur la **figure 5**, ces sondes se disposent facilement dans les tables de tests pour lits à clous ; elles minimisent les longueurs de câblage pour offrir une meilleure bande passante et limiter au maximum les effets de charge. Rendant possible le test fonctionnel en haute fréquence (jusqu'à 300 MHz), elles permettent une détection plus précoce des défaillances dans le cycle d'industrialisation.

La **figure 6** illustre la qualité de transmission des signaux testés avec de telles sondes par rapport aux méthodes usuelles.

Le schéma de la **figure 7** montre comment sont minimisées les aberrations dues à des fils de masse par des connexions extrêmement courtes et près des points de tests.



Figure 5

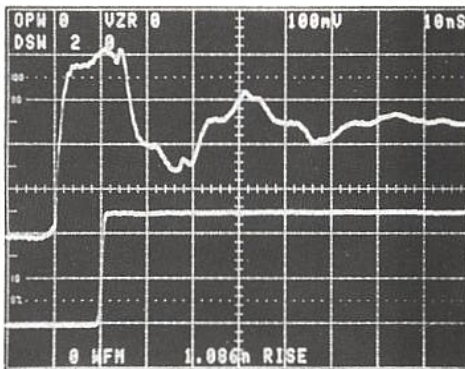


Figure 6

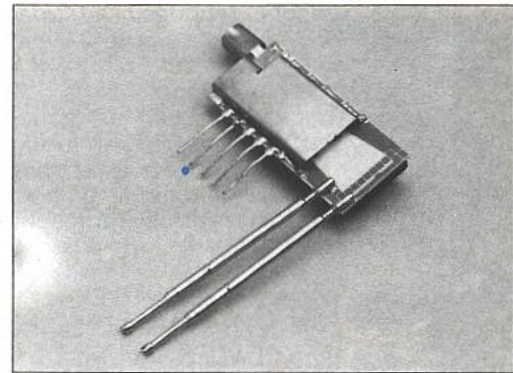


Figure 7 b

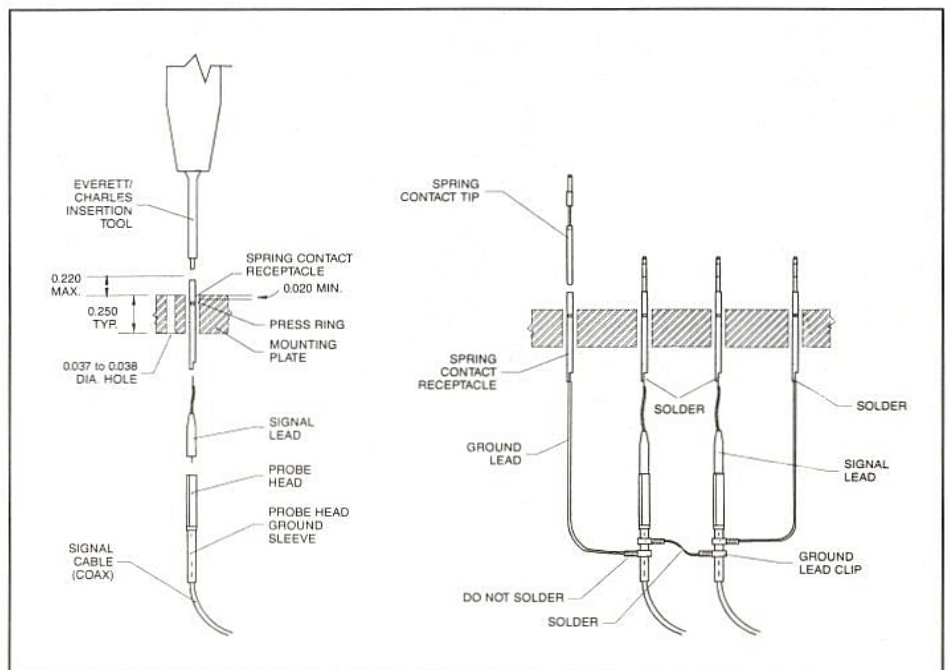


Figure 7

Autre solution pour les tests sur lits à clous

Toujours dans le but d'améliorer la qualité de la connectique pour les tests en grande série le concepteur de pied de test dispose maintenant d'une solution pratique et très performante : l'amplificateur/buffer pour sonde lits à clous.

En effet, l'A6501 résout les différents problèmes liés aux mesures en très hautes fréquences sur les cartes complexes. Il s'agit d'un buffer à FET présentant une bande passante allant du continu à 1 GHz avec une impédance de $1 \text{ M}\Omega/2,5 \text{ pF}$ pour une atténuation de 10 X. Il pilote directement les lignes 50Ω .

Très compact, il se place directement sous le pied de test en se soudant sur les cartes de mesures sous-jacentes. Les sorties peuvent s'effectuer soit par paires torsadées, soit par micro-contact ou directement par picots soudés au pas de 2,54 mm. La **figure 8** illustre ces divers moyens.

Il reçoit des pointes de contact à ressorts classiques pour lits à clous. L'oscillogramme de la **figure 9** montre la réponse transitoire et la réponse en fréquence du dispositif est représentée en **figure 10**.

LES SONDES SPÉCIALES POUR WAFER

Les problèmes liés à la géométrie des composants CMS sont délicats à résoudre, le positionnement des sondes nécessite du soin. Que dire du domaine des tests sur wafer !

Ces derniers sont constitués d'un substrat semi-conducteur sur lequel sont réalisés des centaines de circuits intégrés complexes. Les dimensions sont bien entendues de plusieurs ordres de grandeur plus petites que celles rencontrées sur les circuits intégrés encapsulés. L'usage de binoculaire est impératif pour positionner les pointes de touche sur les pistes internes des composants. Il n'en reste pas moins vrai que tous les problèmes de perturbations liés aux sondes sont présents et même amplifiés compte tenu des dimensions.

La minimisation des effets de charge est plus que jamais un point critique. La sonde active micro-miniature P 6501 pallie ces difficultés en offrant une bande passante de 750 MHz et une impédance de $1 \text{ M}\Omega/1,8 \text{ pF}$.

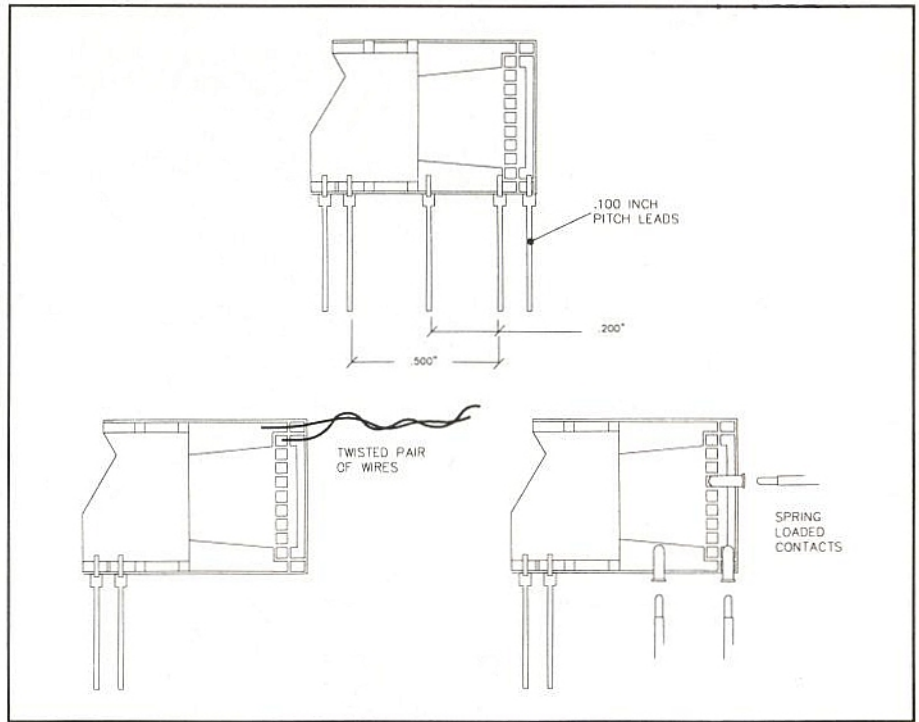


Figure 8

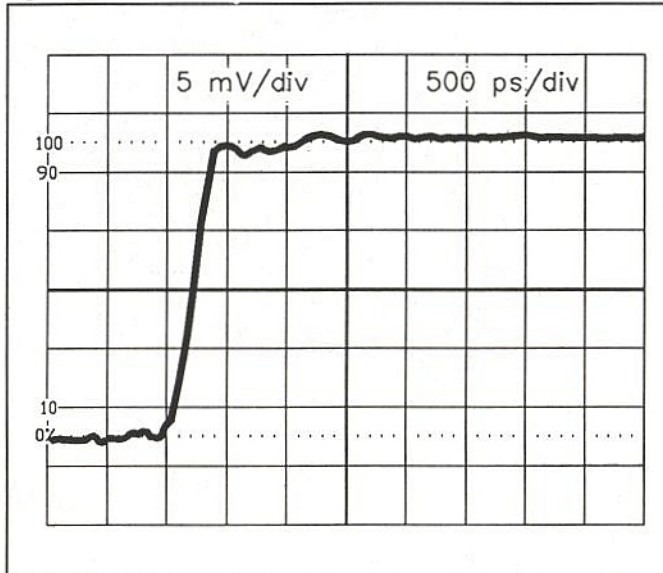


Figure 9

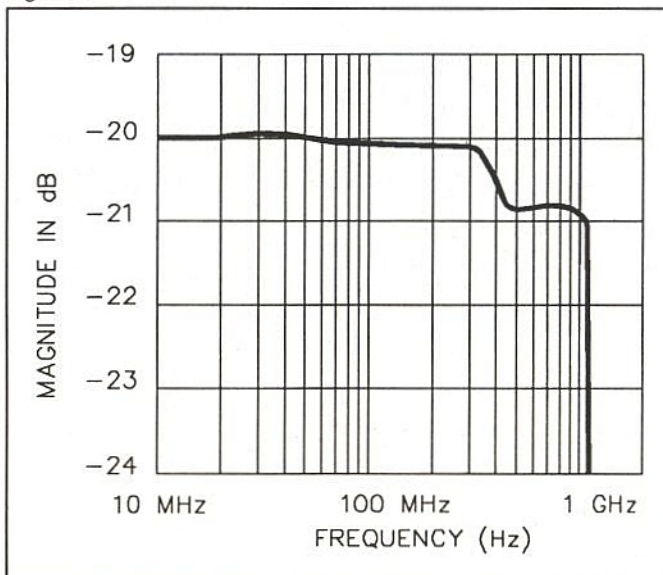


Figure 10

Elle se dispose au plus près du wafer, soit en étant soudée sur une carte de test, soit en étant associée à un micro-positionneur. Elle reçoit les pointes de touche standards pour s'adapter aux différents types de semi-conducteurs. La **figure 11** donne une idée de la disposition de cette sonde.

LES SONDES HYPERFRÉQUENCE POUR WAFER

Le test des puces hyperfréquence se résout en utilisant des micro-sondes pour wafer de très large bande passante. Ici les problèmes rencontrés sont complexes. Il faut d'une part disposer d'une géométrie adaptée (travail à quelques microns), et d'autre part disposer d'une bande passante énorme (40 GHz) avec le minimum de perturbations (**figure 12**).

Les sondes TMP 9000 assurent un contact direct avec le composant testé sans l'intermédiaire d'une aiguille de test.

Le remplacement des aiguilles par des lignes de transmission 50Ω diminue les réflexions, la diaphonie et les perturbations électromagnétiques.

La technique de photolithographie utilisée assure la qualité des contacts et des guides d'ondes coplanaires de ces sondes.

Quel que soit le domaine d'utilisation, tant en basse fréquence qu'en très haute fréquence, qu'il s'agisse de tests sur composants encapsulés ou directement sur les puces, les règles d'utilisation restent les mêmes, il faut dans tous les cas prendre les précautions d'usage pour minimiser les effets de charge.

P. Lesne

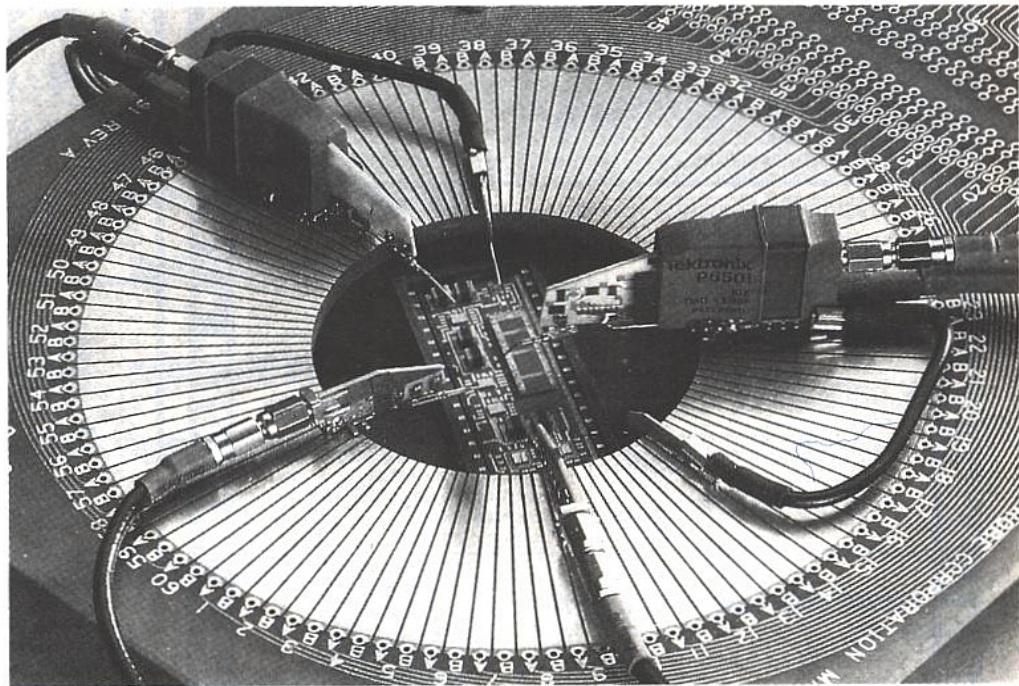


Figure 11

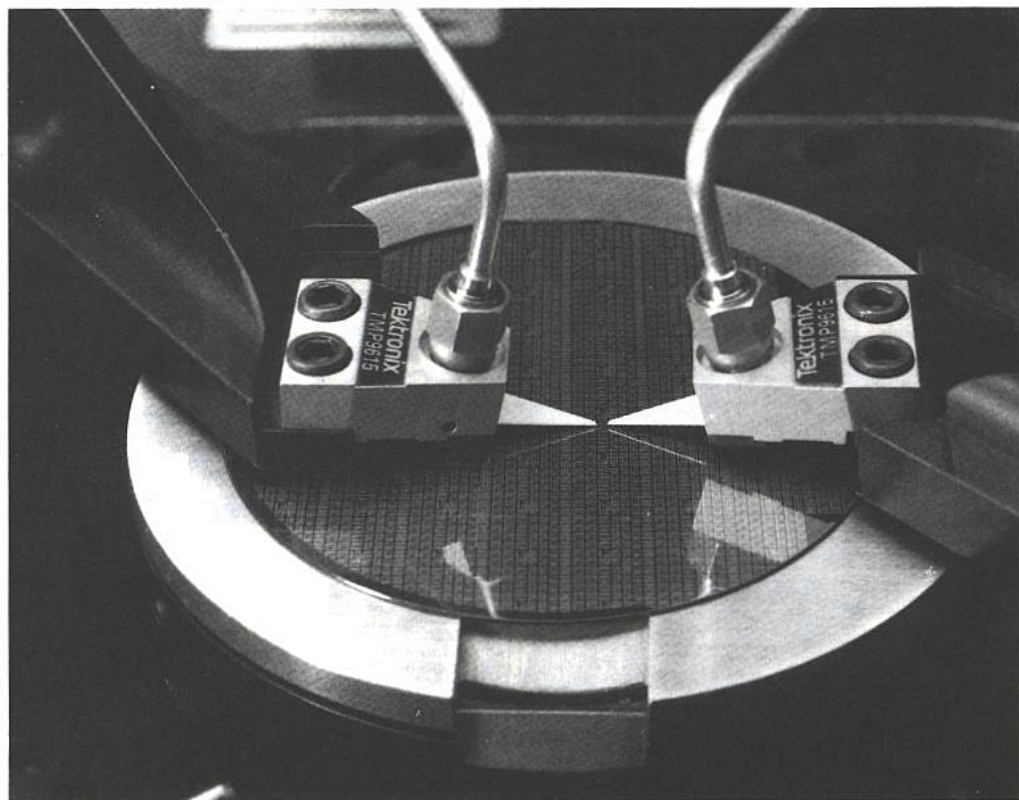


Figure 12



Sortir de l'ombre

L'Echostar SR 5500

Vous allez découvrir une nouvelle ère de la télévision européenne par satellite avec l'Echostar SR 5500. Le démodulateur européen qui vous offre une technologie révolutionnaire avec l'avantage d'une télécommande toutes fonctions.

Avec la simplicité du pousse bouton, vous avez accès à des fonctions comprenant :

- 100 chaînes programmables,
- affichage sur l'écran,
- condamnation de chaînes,
- mise en route magnétoscope intégré,
- 50 stations radio programmables,
- stéréo.

Et notre imagination ne s'est pas arrêtée à ces fonctions.

Nous avons aussi pré-programmé l'ensemble des satellites et des chaînes européennes pour une installation simple. Quand de nouveaux satellites seront mis en service, le SR 5500 vous permettra d'ajouter ces chaînes.

En plus, le SR 5500 est compatible MAC.

Avec l'Echostar SR 5500, nous n'avons pas seulement pensé à la télévision par satellite d'aujourd'hui.

Nous avons aussi intégré les possibilités de demain.

Bienvenue dans cette nouvelle ère.



Pour connaître votre plus proche revendeur, contactez-nous dès aujourd'hui :

TELECIEL

1, chemin du Plateau 69570 DARDILLY

Tél. : 78.47.45.45

Fax : 78.43.20.90

**ECHOSPHERE
INTERNATIONAL** 

Distributeur exclusif pour la France

Rotterdam and Eight U.S. Locations Nationwide

Echostar™ is a registered trademark of Echosphere Corp.

©1988, Echosphere International.