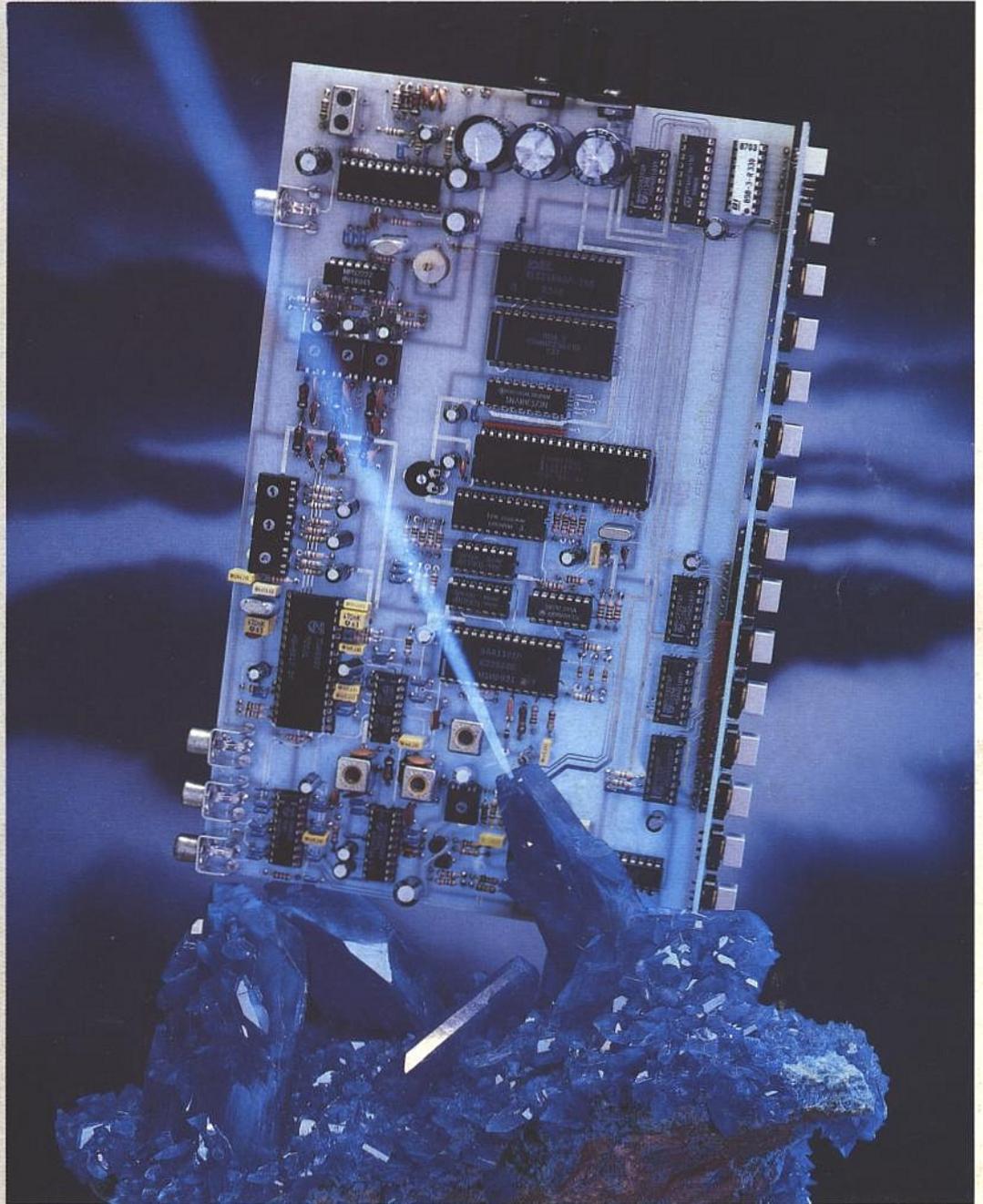


RADIO PLANS

UN GÉNÉRATEUR DE TEXTES VIDÉO MICROCONTRÔLÉ
L'ÉMISSION ET LA RÉCEPTION EN RC5
LE POINT SUR LA RÉCEPTION D'EUTELSAT II
UN DÉTECTEUR D'INACTIVITÉ A IR PASSIF
APPLICATIONS DU CA 3262 HARRIS SC
LES PLL NUMÉRIQUES
LE GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS CENTRAD 960



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

T 2438 - 519 - 22,00 F



SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 25** AC clock : la carte de commande
62 Un sous-titreur vidéo multistandard

MONTAGES

- 50** Un détecteur d'inactivité à IR passif
95 Carte de développement pour UM 5100

CIRCUITS D'APPLICATIONS

- 13** Le quadruple commutateur Harris CA 3262

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19** Le générateur de fonctions Centrad 960

TECHNIQUE

- 9** Les PLL's numériques
33 Le code RC 5 : émission-réception

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 41** Fibre optique : les connexions

COMMUNICATION

- 43** Eutelsat II F1 : bilan technique et zones de couverture

INFOS

- 84** LED CMS HP SIEMENS
86 Le kit de montage CMS « Drop-a-dot », CIF
88 Une carte d'évaluation SPS chez SILICONIX
 Blocs d'alimentation haut isolement SODILEC
89 Des ASIC's BICMOS complexes chez FUJITSU
 Nouvelle série d'accus Ni-Cd Gates Energy Products
90 Les convertisseurs A/N Bimos HARRIS
 Le VOS 107 : la mesure performante et économique
92 En milieu industriel, peut-on faire de la pub avec un peu d'argent ?
 Le générateur de bruits EIB 430, TIMONTA
93 EXPOTRONIC : une première réussie !
 RV salon de la microélectronique hybride

Ont participé à ce numéro :
 J. Alary, C. Basso, J.-Y. Bedu, F. et G. de Dieuleveult,
 A. Garrigou, P. Guelle, R. Lahaye, C. Lefebvre,
 S. Nueffer, D. Paret, R. Schnebelen.

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 220409F - Télécopie : 42.41.89.40
 Président-Directeur Général,
 Directeur de la Publication :
 J.-P. VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :
 Bernard FIGHIERA

Rédacteur en chef :
 Claude DUCROS

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
 70, rue de Compans, 75019 Paris
 Tél. : 42.00.33.05 - C.C.P. 37-93-60 Paris

Directeur commercial : J.-P. REITER

Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU

Promotion : Société Auxiliaire de Publicité
 Mme EHLINGER

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 » en page 23.

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 58 800 exemplaires

Dépot légal février 91 - Éditeur 1638 -

Mensuel paraissant en fin de mois.

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

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -

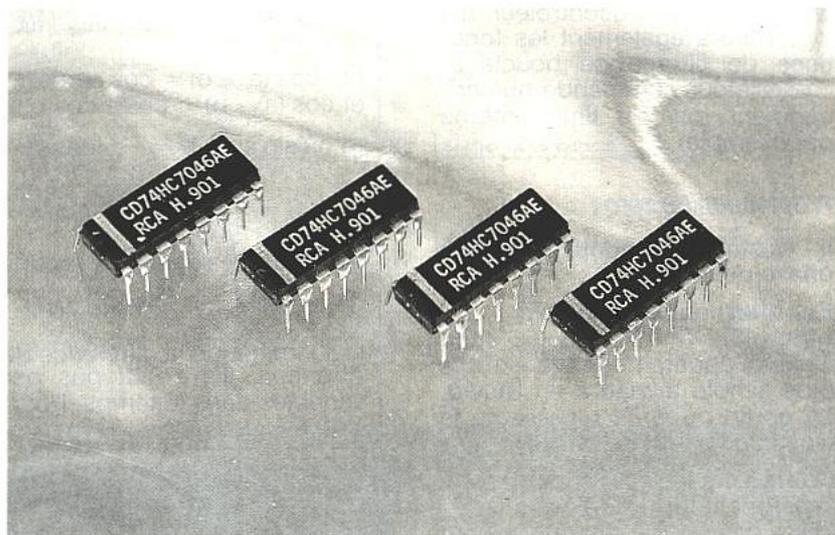
Imprimerie SNIL Fleurines et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.

Ce numéro comporte un encart broché Texas Instruments folioté 51, 52, 53, 54.

Les PLL's numériques

Après avoir procédé à quelques rappels sur le fonctionnement des PLL's semi-analogiques ou semi-numériques dans notre précédent numéro, nous abordons dans le présent l'étude des PLL's numériques qui se poursuivra dans le numéro de mars, la matière étant importante. Ces PLL's se distinguent par un traitement numérique dans tous les étages de la boucle de phase. La plupart des PLL numériques trouvent leurs applications dans des systèmes lentement variables. Ceci vient du fait que les composants les constituant travaillent en basse fréquence.



Contrairement à ce que l'on pourrait croire, ces PLL's sont tout aussi capables de traiter des signaux numériques qu'analogiques. Tout dépend du type de comparateur de phase utilisé. Nous allons concrétiser ces propos en décrivant le détecteur de phase à échantillonnage, le filtre de boucle numérique et l'oscillateur contrôlé numériquement de telles PLL.

LES DÉTECTEURS DE PHASE À ÉCHANTILLONNAGE :

Il existe quatre types de détecteurs de phase à échantillonnage :

A bascule RS :

Dans lequel l'erreur de phase est représentée par le rapport des temps de l'état "zéro" et de l'état "un" de la bascule. La mise à "un" étant commandée par le passage à zéro sur front montant du signal d'entrée. La mise à "zéro" étant commandée par le front montant de l'horloge locale (figure 1). On voit clairement sur cette figure que l'erreur de phase est quantifiée par l'intermédiaire du compteur.

La fréquence utilisée pour l'horloge rapide est en général égale à $2^M \times f_0$. f_0 étant la fréquence attendue du signal d'entrée et 2^M le nombre de niveaux de quantification de la conver-

sion numérique d'une erreur de phase de dynamique 2π radians. L'erreur de phase sera alors mesurée (convertie) avec une résolution de $\pm \pi/2^M$.

Echantillonnage à la fréquence de Nyquist : (figure 2)

La fréquence d'échantillonnage du convertisseur analogique-numérique est choisie de manière à conserver toute l'information sur le signal. Pour cela il faut respecter le théorème de Shannon qui est le suivant : [A5].

Un signal qui ne contient pas de composantes à des fréquences supérieures ou égales à une valeur f_m est entièrement déterminé par la suite de ses valeurs à des instants régulièrement espacés de la durée :

$$T = \frac{1}{2 f_m} = \frac{1}{f_N}$$

avec f_N = fréquence de Nyquist. Il faut donc que la fréquence de coupure haute du filtre passe-bande soit égale à

$$\frac{1}{2} f_N \text{ au maximum.}$$

Les échantillons numérisés du signal d'entrée sont ensuite multipliés numériquement par la référence locale pour calculer l'erreur de phase de la PLL. Voir en **annexe 1** l'extraction de la différence de phase par multiplication des signaux.

Pour les applications très basse fréquence, le multiplieur est réalisé par un microcontrôleur qui incorporera également les fonctions de filtrage de boucle et d'oscillateur commandé numériquement (par un timer interne par exemple).

A détection de zéro :

Il existe deux détecteurs de phase de ce type :

Sur alternance positive : (figure 3)

Celui-ci apparaît comme étant le plus simple à mettre en œuvre. La sortie du CAN représente le sinus de l'erreur de phase.

Sur les deux alternances du signal : (figure 4)

Pour délivrer la bonne polarité de l'erreur de phase, le sélecteur de transition change le signe en accord avec le signe de la phase mesurée.

A avance/retard : (figure 5)

La conversion de l'erreur de phase est réalisée sur 1 bit dans ce détecteur. C'est donc en quelque sorte un cas particulier du détecteur à détection de zéro. Deux sorties représentent l'erreur de phase. L'une d'elle est à "1" lorsque le signal d'entrée est en avance de phase par rapport au signal de référence, l'autre est à "1" lorsque le signal d'entrée est en retard de phase par rapport à la référence.

La sortie numérique ne présentant que 2 états possibles, il est quelquefois nécessaire d'utiliser un filtre séquentiel (figure 6) de manière à attaquer l'oscillateur numérique avec des variations moins brutales de l'erreur de phase.

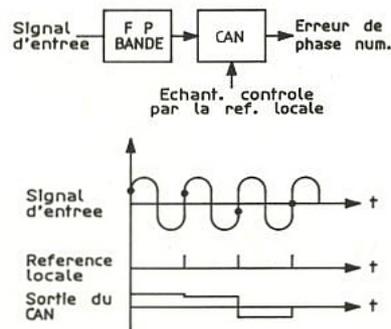


Figure 3.

ANNEXE 1

Extraction de la différence de phase par multiplication de deux signaux sinusoïdaux de même fréquence.

$$A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \times A_2 \sin(\omega t + \varphi_2) \rightarrow s$$

$$S = A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \times A_2 \sin(\omega t + \varphi_2)$$

$$= A_1 A_2 \sin(\omega t + \varphi_1) \sin(\omega t + \varphi_2)$$

$$= \frac{A_1 A_2}{2} [\cos(\omega t + \varphi_1 - \omega t - \varphi_2) - \cos(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2)]$$

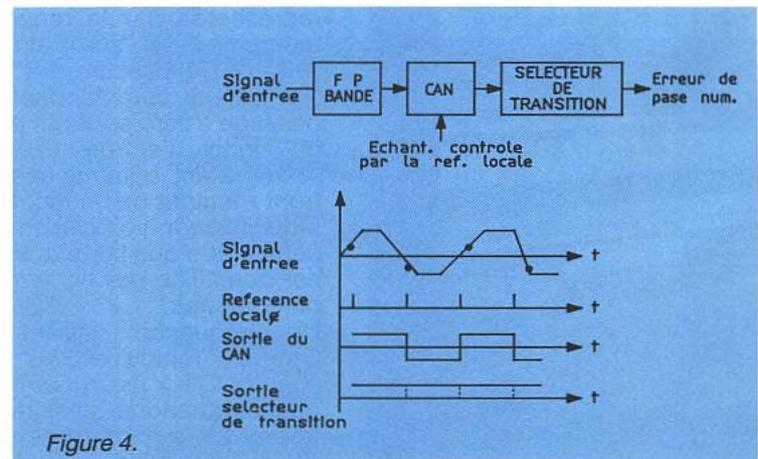
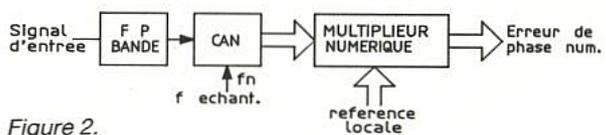
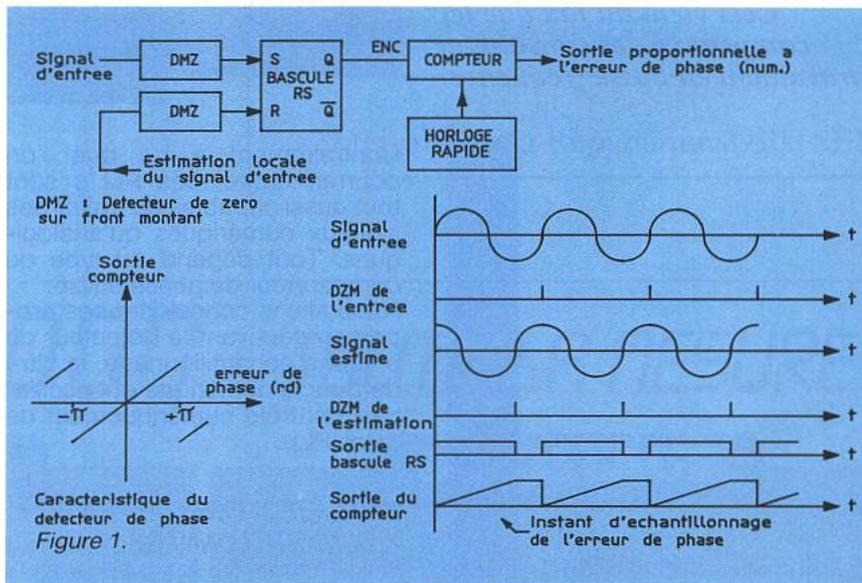
car $\cos(a + b) = \cos a \cos b - \sin a \sin b$
 et $\cos(a - b) = \cos a \cos b + \sin a \sin b$
 d'où $\sin a \sin b = \frac{1}{2} [\cos(a - b) - \cos(a + b)]$

soit $S = \frac{A_1 A_2}{2} [\cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \cos(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2)]$

en filtrant le signal S on récupère donc :

$$S_f = \frac{A_1 A_2}{2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)$$

soit l'image de la différence de phase $\varphi_1 - \varphi_2$
 Attention, il ne faut pas perdre de vue que φ_1 et φ_2 sont variables dans le temps. Pour être rigoureux il faudrait les noter $\varphi_1(t)$ et $\varphi_2(t)$.



LES FILTRES DE BOUCLE NUMÉRIQUES :

Les filtres RII et RIF :

L'équivalent de l'intégrateur analogique tel que le filtre RC est l'accumulateur numérique représenté **figure 7 a**.

Z^{-1} représentant un retard d'un coup d'horloge. Une réalisation très simple de ce type de filtre est représentée **figure 8 a**. En ne prenant que les 8 bits de poids forts on réalise un décalage à droite de $A_i + B_i$ c'est-à-dire une division par deux. La sortie est donc :

$$\frac{A_i + B_i}{2}$$

Or

$$B_i = \frac{A_{i-1} + B_{i-1}}{2} = \frac{A_{i-1} + (A_{i-2} + B_{i-2})/2}{2}$$

En généralisant, nous avons réalisé le filtre suivant :

$$y_k = \frac{x_k}{2^1} + \frac{x_{k-1}}{2^2} + \frac{x_{k-2}}{2^3} + \dots + \frac{x_2}{2^{k-1}} + \frac{x_1}{2^k} + \frac{x_0}{2^k}$$

$$y_k = \sum_{i=0}^k \frac{x_i}{2^{k-i}}$$

Sa fonction de transfert s'exprime par :

$$y_k = x_k + \frac{1}{2} y_{k-1}$$

soit :

$$Y(z) = X(z) + \frac{1}{2} Z^{-1} Y(z)$$

$$F(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{2}{2 - Z^{-1}}$$

Nous voyons que ce module garde la mémoire des événements passés avec une pondération décroissante. Ceci implique qu'à une variation rapide du signal x_k , la sortie du filtre répondra lentement. D'où un temps d'accrochage plus long. Ce filtre est à réponse impulsionnelle infinie (RII) [A5].

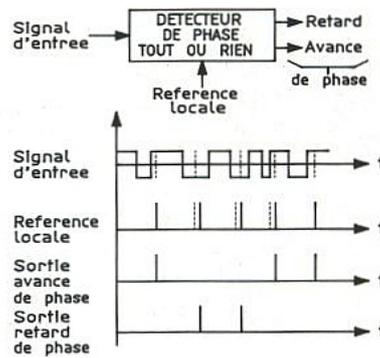


Figure 5.

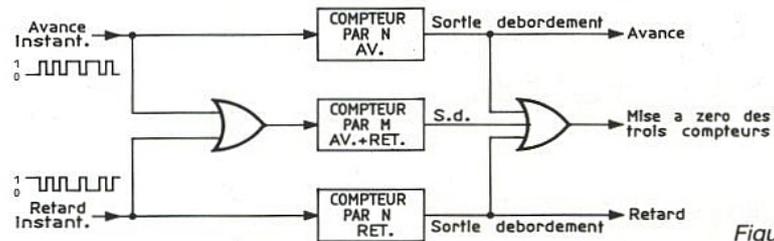


Figure 6.

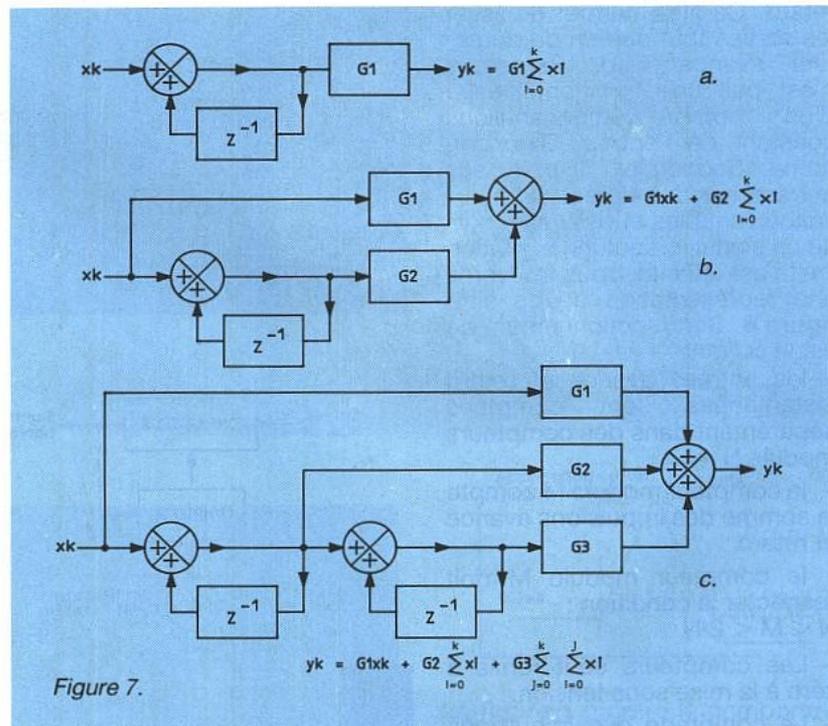


Figure 7.

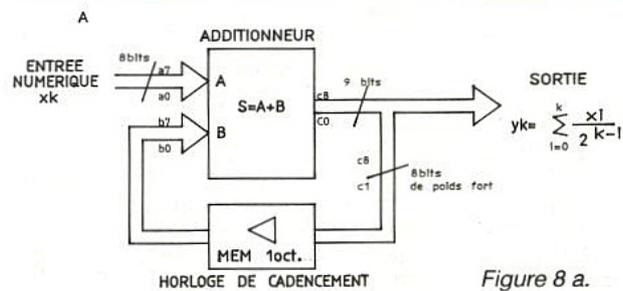


Figure 8 a.

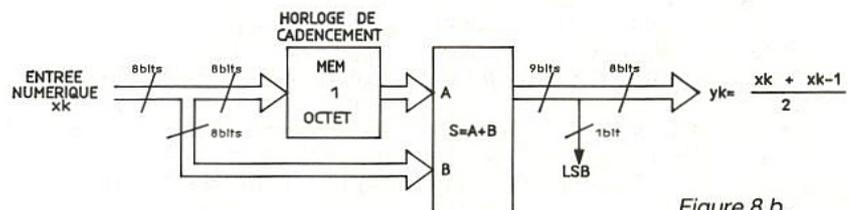


Figure 8 b.

Pour réaliser simplement un filtre du 1^{er} ordre avec le même type de composants, nous pouvons adopter le schéma de la **figure 8 b**.

Cette fois la mémoire n'est que d'un échantillon et ce filtre est moins efficace que le précédent. Toutefois, son avantage réside dans la rapidité de sa réponse à une variation rapide du signal d'entrée.

Ce filtre est à réponse impulsionnelle finie (RIF) [A5].

Pour réaliser un filtrage plus efficace, il faut passer à des filtres du 2^e, 3^e ordre. Pour les filtres RII, se reporter aux **figures 9 b** et **9 c**. Pour les filtres RIF, se reporter aux **figure 7 b** et **7 c**.

Les filtres séquentiels :

Cette classe s'adapte particulièrement bien aux PLL à avance/retard. Ce filtre permet de lisser les sorties tout ou rien du détecteur avance/retard. Sa sortie n'est pas une fonction linéaire d'un nombre d'échantillons constant de l'entrée. D'où son nom : "Séquentiel". Il traite ses entrées sur des durées d'observation variables et délivre en sortie un signal lorsqu'une condition limite est atteinte. Vous trouverez une représentation de ce filtre **figure 6**. Son fonctionnement en est le suivant :

- les entrées avance et retard instantanées sont comptées séparément dans des compteurs module N
- le compteur modulo M compte la somme des impulsions avance et retard
- le compteur modulo M doit respecter la condition : $N < M < 2N$

- Les compteurs sont remis à zéro à la mise sous tension.
- Le comptage des impulsions s'effectue jusqu'à ce qu'une des deux conditions suivantes soit réalisée :

- 1) Un des deux compteurs modulo N atteint un débordement. La sortie correspondante laisse alors passer une impulsion.
- 2) Le compteur modulo M génère un débordement. Alors aucune impulsion en sortie avance ou retard n'est créée. Ce cas correspond à une quasi égalité de phase entre les deux signaux d'entrée du détecteur de phase.

- A l'apparition d'un débordement, les 3 compteurs sont remis à zéro pour recommencer un nouveau cycle.

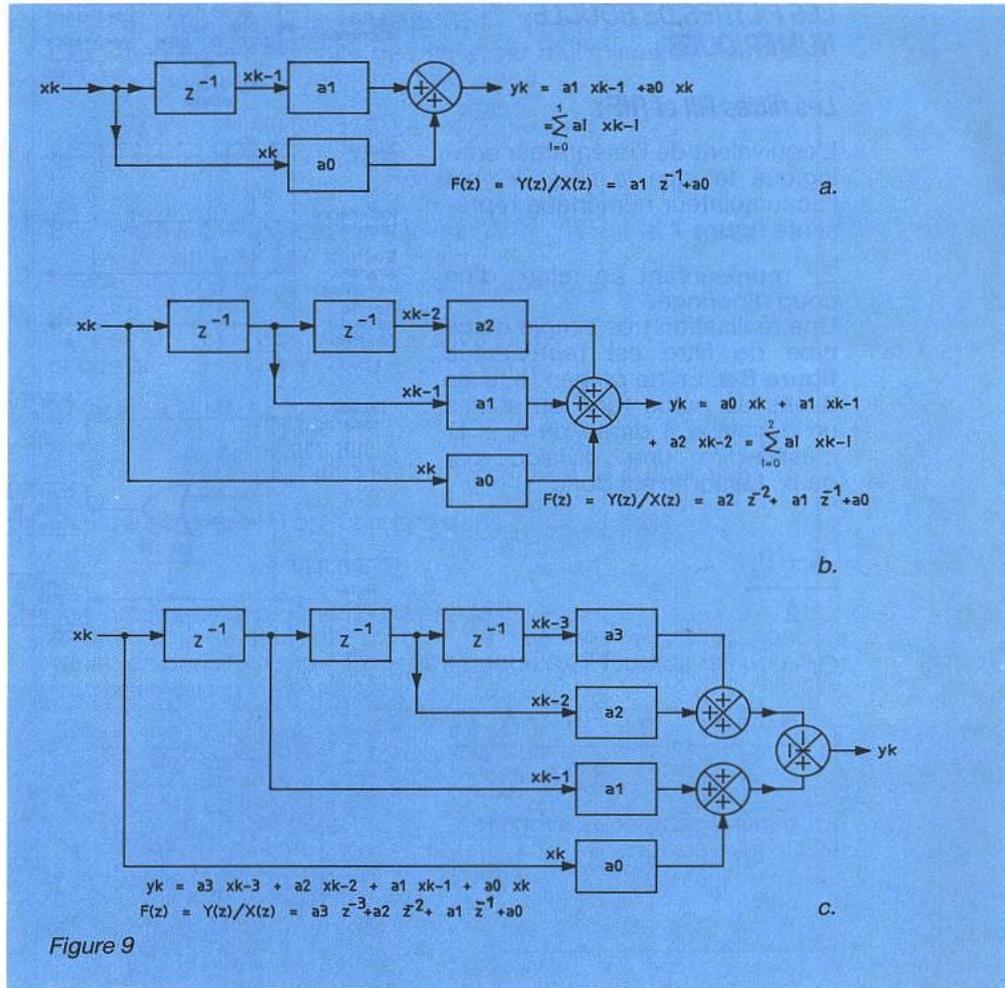


Figure 9

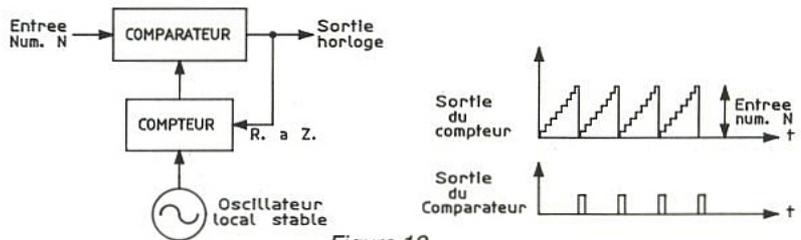


Figure 10.

L'OSCILLATEUR À CONTRÔLE NUMÉRIQUE :

Constitué d'un compteur modulo N, cet oscillateur compte une horloge locale stable dont la fréquence est fonction de la précision de phase désirée, **figure 10**. La sortie du compteur est comparée à l'entrée numérique (celle-ci représente la phase du signal d'entrée).

Lorsqu'il y a égalité, une remise à zéro est générée et le cycle recommence. On retrouve alors à la sortie du comparateur un signal strictement en phase avec le signal d'entrée.

L'erreur de phase s'exprime par la relation :

$$\Phi \text{ en degrés} = \pm \frac{360^\circ \times f_{\text{signal}}}{f_{\text{oscillateur}}} = \pm \frac{360^\circ}{N}$$

En effet, le compteur comptera à une période de l'oscillateur local près.

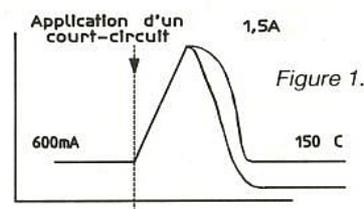
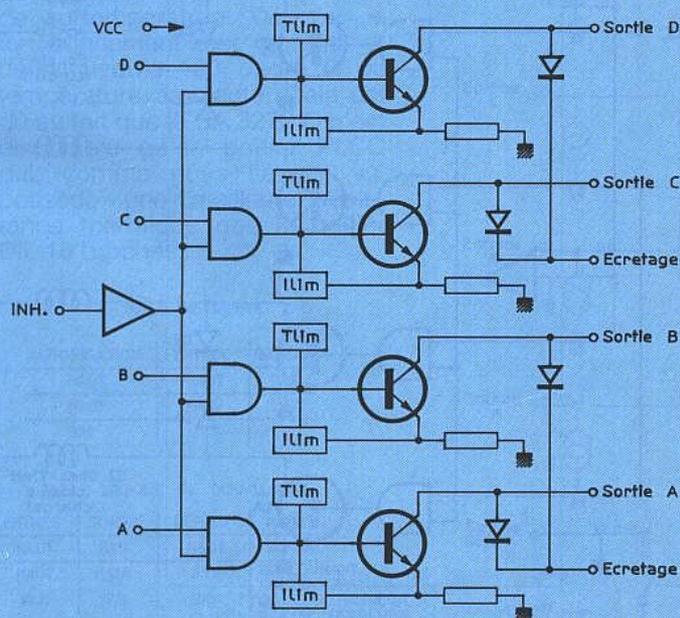
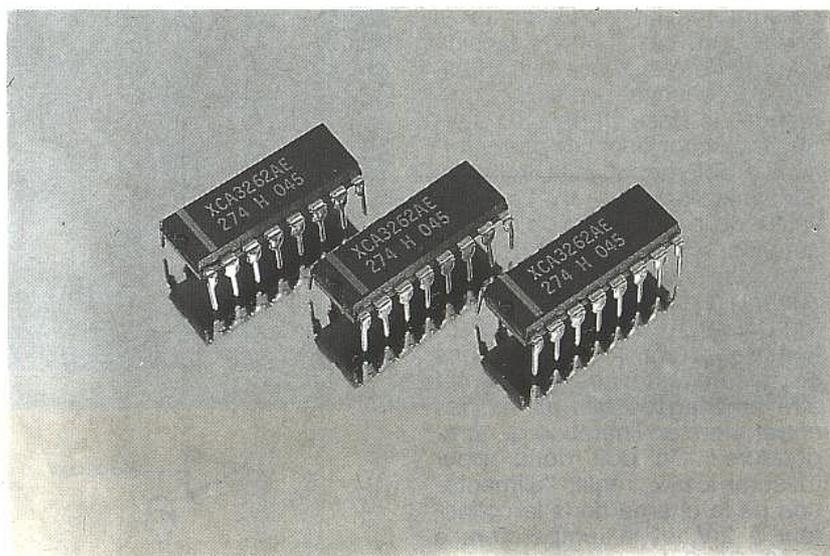
J.Y. BEDU

■ Le CA 3262 : un quadruple commutateur de puissance protégé en courant et température

Développé par Harris semiconducteur, le CA 3262 est l'un des derniers nés d'une famille complète de quadruples commutateurs de puissance monolithiques. Ce type de circuit permet d'interfacer un niveau logique avec des charges inductives ou résistives telles que relais, solénoïdes, moteurs AC et DC, affichages à incandescence...

Toutes les versions contiennent des diodes au niveau du circuit de sortie de façon à protéger le circuit intégré des surtensions dues à la commutation de charges inductives.

En plus des diodes de protection, certains types possèdent intrinsèquement des circuits de limitation thermique ou de surcharges.



La **figure 1** montre le comportement du courant de sortie du CA 3262 face à un court-circuit de la charge ou à une élévation de température.

Le CA 3262 possède des entrées compatibles TTL ou CMOS 5V, les sorties sont de la forme collecteur ouvert. Une entrée validation permet de placer toutes les sorties à l'état haut (voir bloc diagramme **figure 2**).

Spécialement élaboré pour le marché automobile, sa conception a tenu compte d'un environnement très sévère au niveau de la température, de la nature des charges et du stress éventuellement imposé par le réseau d'alimentation. Harris semiconducteur a incorporé les protections suivantes :

Figure 2 : Structure interne du CA 3262 mettant en évidence les protections.

- limitation en courant sur chaque sortie,
- limitation en température indépendante sur chaque transistor en sortie,
- diodes de protection pour limiter les transitoires,
- masses digitales et de puissance séparées sur la puce,
- boîtier de puissance permettant une bonne dissipation des calories (boîtier type « WEB » 16 broches et PLCC 28 broches).

Limitation en courant

Chaque transistor est pourvu, dans son émetteur, d'une liaison calibrée (0,02 ohms) permettant de mesurer la valeur du courant de sortie et donc de le limiter si besoin est. La chute de tension dans cette résistance est amplifiée, et envoyée vers la commande de base (**figure 3**). Chaque transistor peut supporter 1 A sans problème, mais la limitation intervient vers 700 mA. La faible valeur de la résistance de mesure autorise une valeur de tension de saturation de 600 mV à 700 mA. Cependant, du fait de la forte dissipation lors de la limitation de courant, les conditions de mesure de ce courant doivent être aménagées afin de ne pas entrer alors en limitation de température ! On doit donc, pour mesurer $I_{C \text{ MAX.}}$, régler l'alimentation de la charge dans le collecteur à 2 V, et la température à -40°C . Cela ne pose aucun problème avec les moyens de test modernes.

Limitation thermique

Chaque étage de sortie dispose d'une diode permettant de tester la température, et placée à proximité du transistor de sortie. Le dessin de la puce est tel que chacun d'eux est placé dans un coin, de façon à assurer une isolation thermique maximum. La limitation en température agit sur chaque commande de base, à la manière de la limitation en courant. La tension de référence est dérivée de la référence « Band Gap » située dans le circuit de régulation. La limite en température est de $+150^{\circ} \text{C}$.

Comme précédemment noté, chaque sortie, possédant son propre circuit pourra donc entrer en limitation indépendamment des trois autres. Les sorties étant sur la même puce, donc quand même couplées thermiquement, cette indépendance est toute relative, et sera fonction des charges, de la dissipation totale,

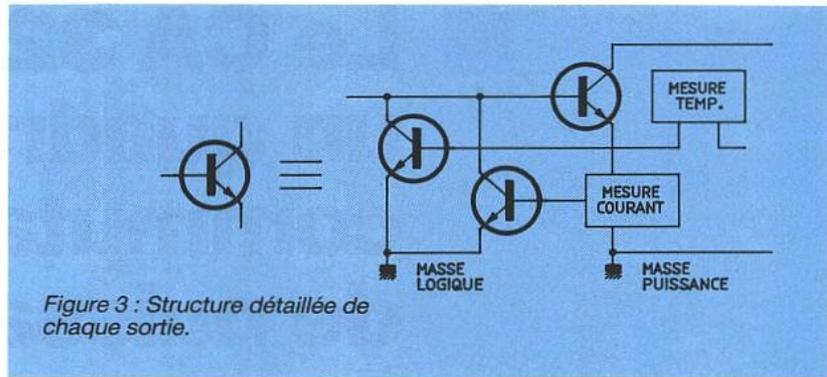


Figure 3 : Structure détaillée de chaque sortie.

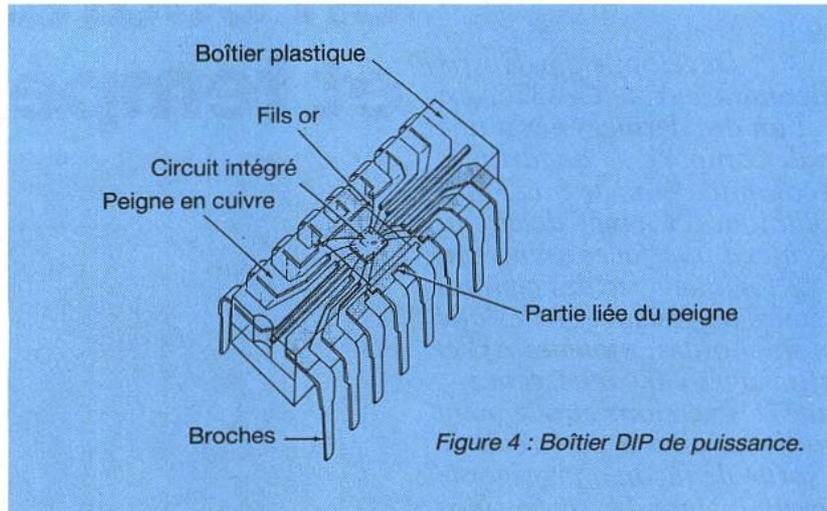


Figure 4 : Boîtier DIP de puissance.

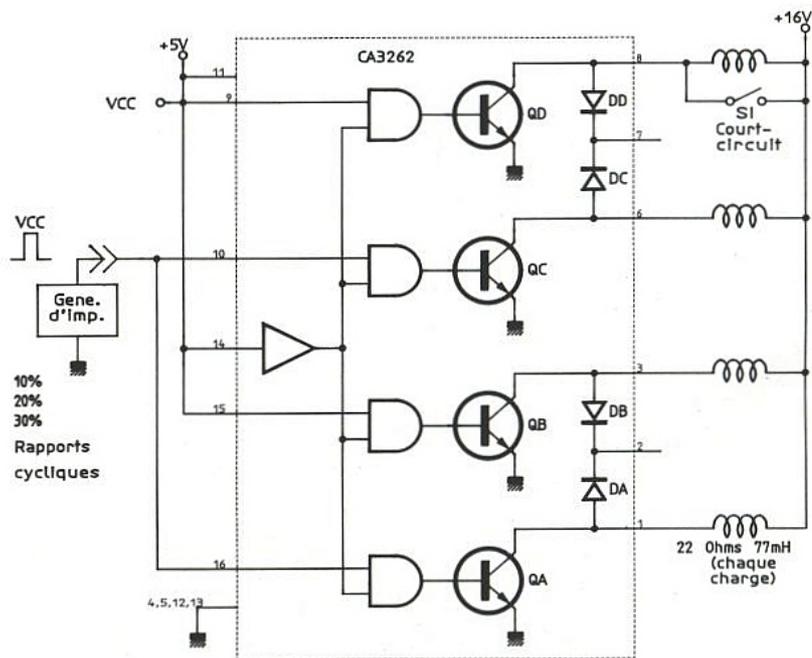


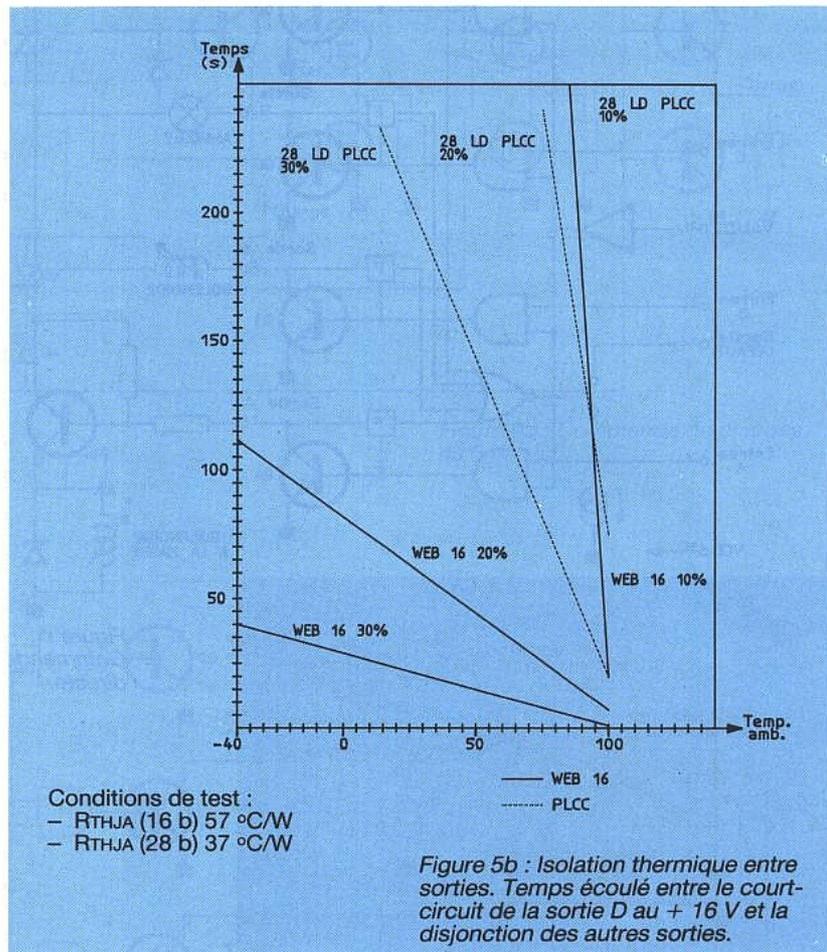
Figure 5 a.

de la température ambiante et de la résistance thermique jonction-air.

Pour un ensemble de conditions définies (figure 5b), le degré d'isolation est donné par le temps mis par une sortie en limitation pour affecter les 3 autres. Il a été caractérisé à la fois pour les boîtiers 16 broches « WEB » de puissance, et 28 broches PLCC. Grâce à la partie centrale élargie du peigne (figure 4), la résistance thermique du PLCC est de 40° C/W (60° C/W pour le « WEB » 16), ce qui nous donne une meilleure isolation entre sorties. La charge 22 ohms/70 mH est typique de celle d'une bobine ou d'un relais.

On peut voir sur la courbe de la figure 5b que le CA 3262 présente un délai d'environ 1 mn avant que l'entrée en limitation d'une sortie n'affecte les 3 autres (température : 25° C ; cycle de travail : 20 %). Un radiateur additionnel améliorera bien sûr les choses. Le degré d'isolation n'étant pas infini, ce délai peut être utilisé pour prévenir des pannes catastrophiques dans les autres charges.

On voit donc que des courts-circuits en sortie ne porteront aucun dommage au circuit intégré.



ÉVOLUTION

Récemment introduit sur le marché le CA 3272 Q (figure 6) est dérivé du CA 3262. En fait celui-ci possède une sortie "diagnostique" en cas de court-circuit ou de surtempérature. De plus le fonctionnement est garanti et défini jusqu'à 125 degré C de température ambiante. Cela est dû au fait que le CA 3272 Q n'est disponible qu'en boîtier PLCC qui, comme nous l'avons vu, possède une meilleure résistance thermique que le boîtier DIL 16 broches.

TABLE DE VERITE

AUTORISATION	ENTREE	SORTIE
HAUT	HAUT	BAS
HAUT	BAS	HAUT
BAS	X	HAUT

TABLE LOGIQUE DE DEFAILLANCE

ENTREE	SORTIE	DEFAUT	MODE
HAUT	BAS	HAUT	NORMAL
HAUT	HAUT	BAS	SURCOURANT, SURTEMPERATURE, OU COURT-CIRCUIT A L'ALIMENTATION
BAS	BAS	BAS	
BAS	HAUT	HAUT	NORMAL

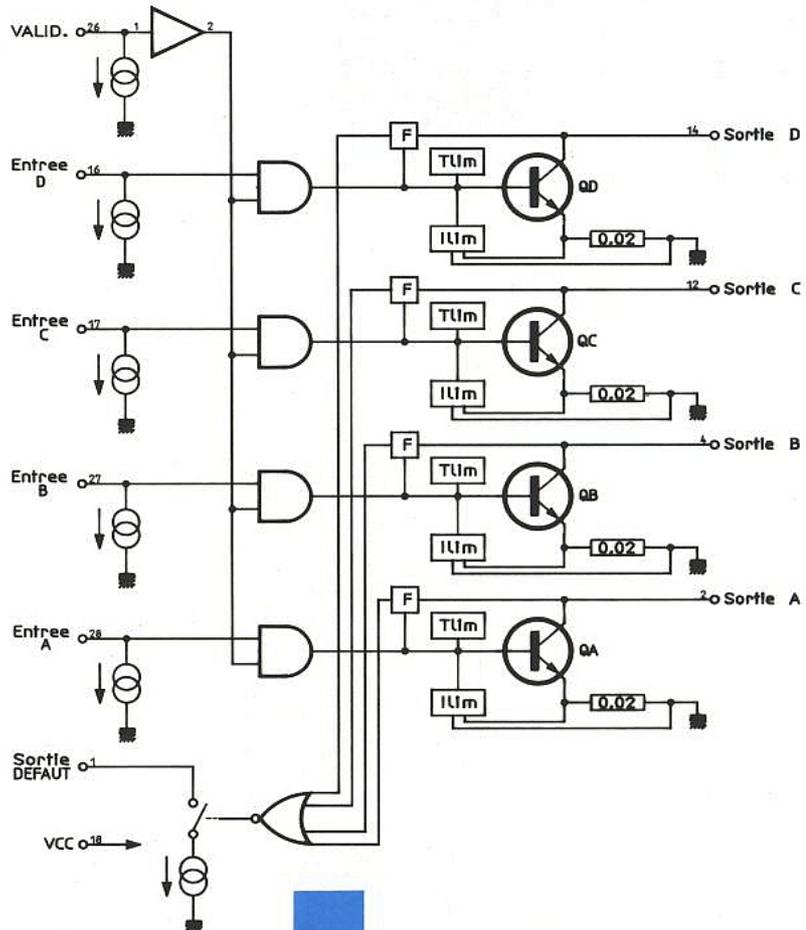


Figure 6.

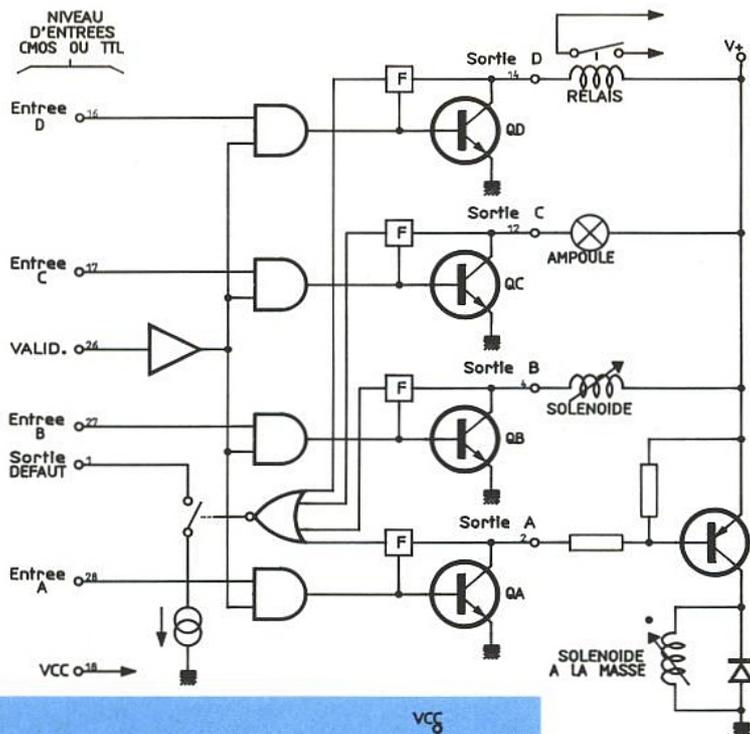


Figure 7 :
Commande directe.

Le courant de limitation à 125° C est de 400 mA : le circuit de limitation en température a aussi été amélioré et agit maintenant en disjonction (donc coupe la sortie à 155° C) avec hystérésis, pour un refroidissement plus efficace du boîtier, et éviter l'interaction de la sortie en panne sur les trois autres. Le fait de disposer de 28 broches a permis d'implanter un circuit de signalisation de panne, indiquant la présence d'un problème sur une (ou plusieurs) sortie. Les diodes d'écrêtage reliées aux sorties ont été supprimées : cela permet à celles-ci de supporter une tension négative jusqu'à - 12 V (cas d'inversion de la batterie). Enfin, une modification de la structure des entrées de commande fait que les sorties non chargées sont automatiquement non actives.

APPLICATIONS

Le CA 3262 est l'interface idéal entre logique et charges de puissance commandées par transistors bipolaires ou MOSFET's. Bien que ces derniers ne requièrent pas un courant de base important, il est quand même nécessaire de leur fournir un pic de courant convenable à la conduction.

Figure 8 : Détail des circuits de protection.

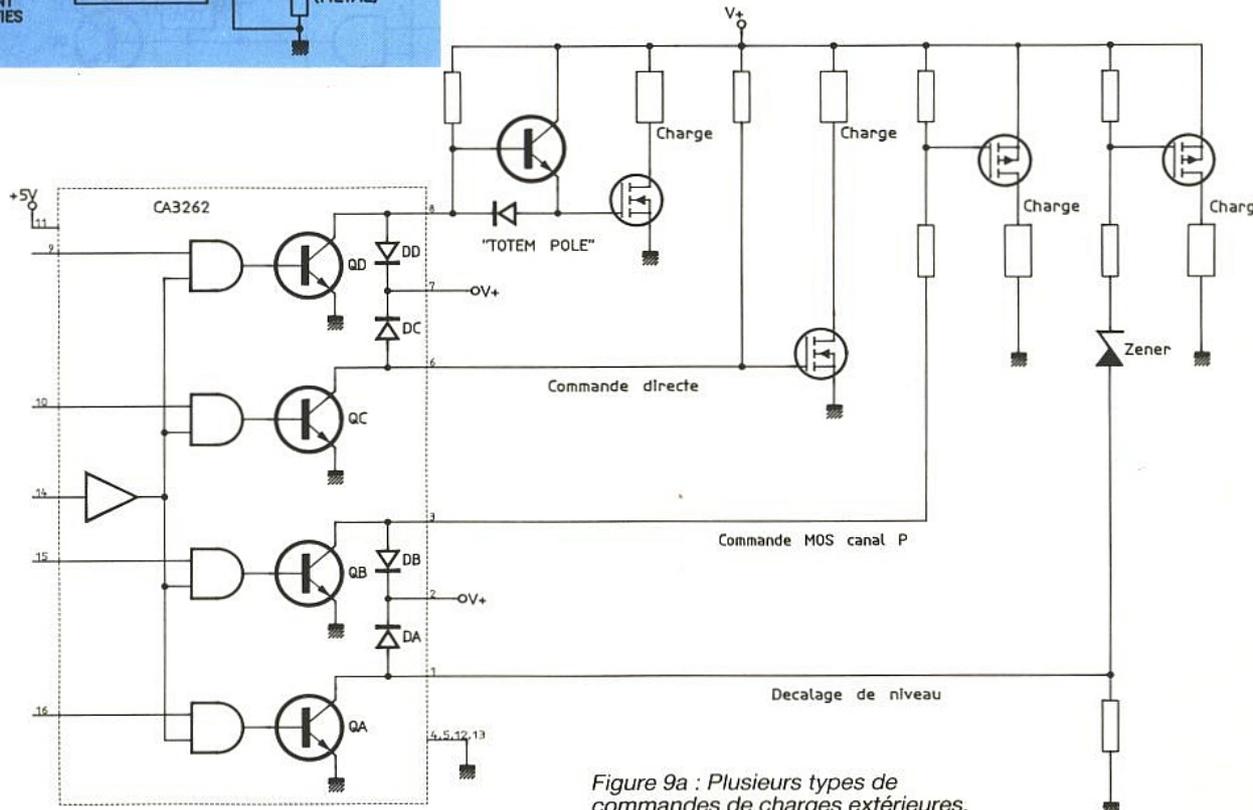
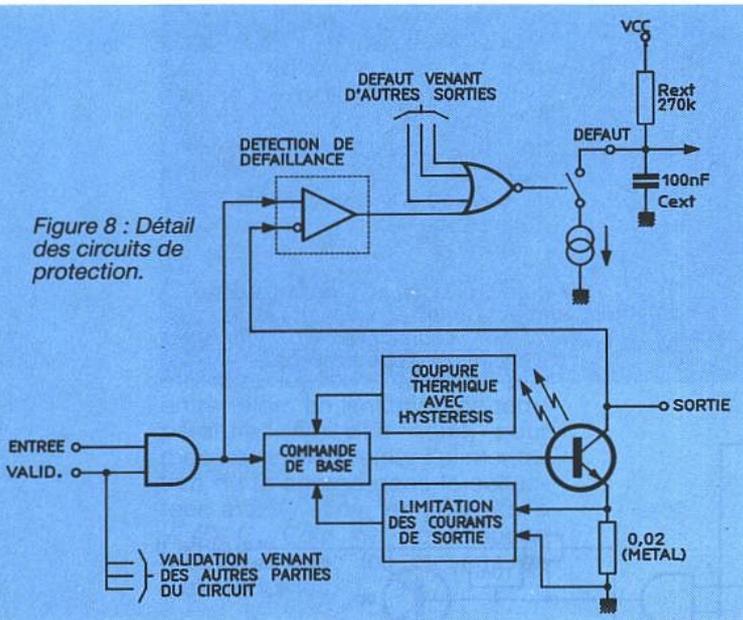


Figure 9a : Plusieurs types de commandes de charges extérieures.

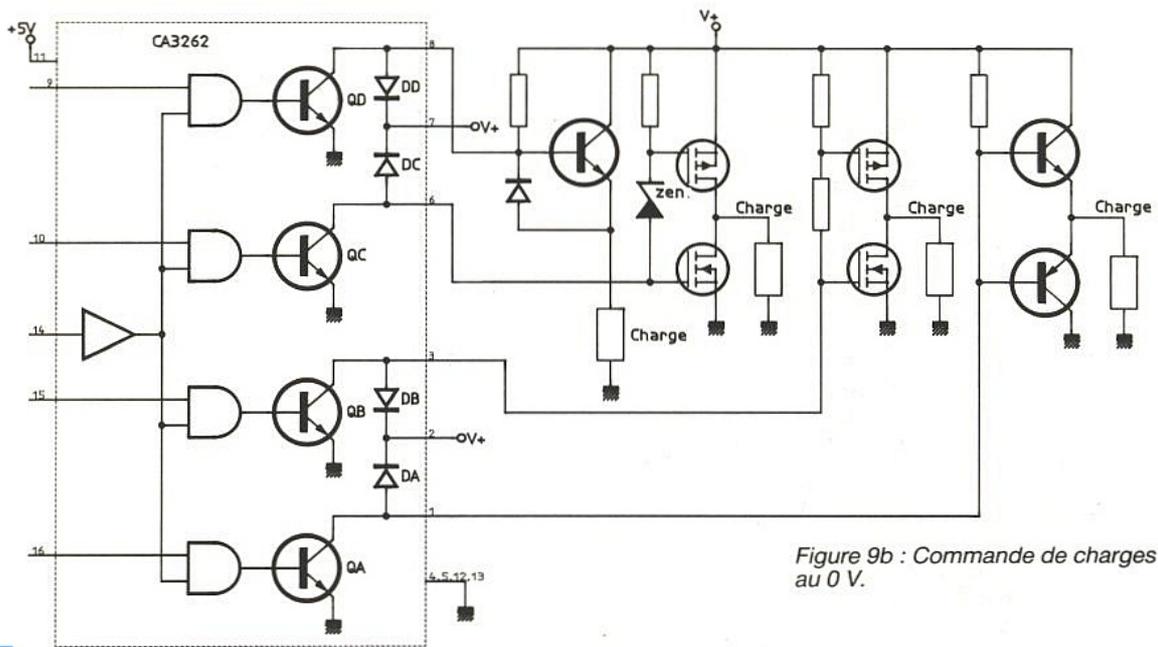


Figure 9b : Commande de charges au 0 V.

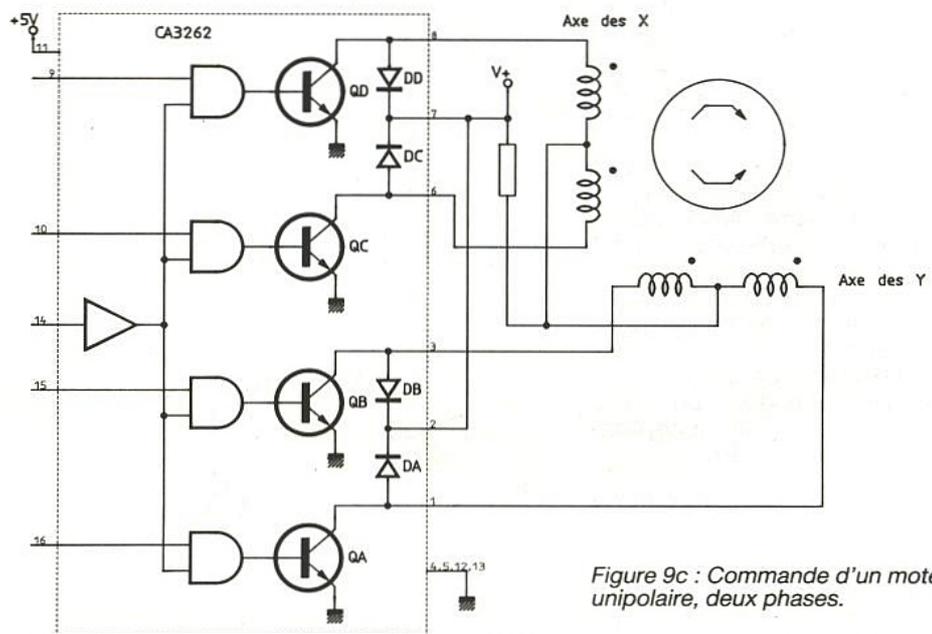


Figure 9c : Commande d'un moteur unipolaire, deux phases.

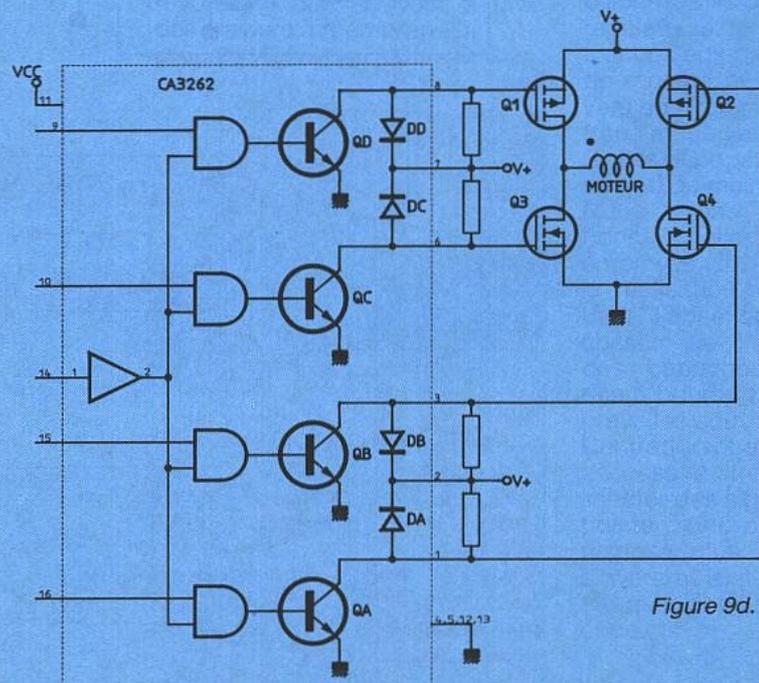


Figure 9d.

On trouvera figures 9a à 9g divers exemples, aussi bien en configuration « TOTEM-POLE », qu'en commande directe ou inverse, ainsi qu'en décalage de niveau de tension.

Les circuits de commande de moteurs nécessitent un contrôle précis du cycle de commutation. Il faut en effet ne pas avoir de recouvrement de conduction pour les opérateurs en série entre $V+$ et $0V$.

L'entrée inhibition du CA 3262 contrôle toutes les sorties, et permet donc de bloquer celles-ci durant les transitions de commutation. Cette entrée peut aussi être utilisée pour agir sur le rapport cyclique.

Les systèmes de contrôle de position ont, en général, une indication de celle-ci par contre-réaction. De récents perfectionnements dans la technologie des moteurs ont amené d'importantes améliorations dans ce domaine. Beaucoup de moteurs pas à pas ont désormais une commande unipolaire. Ainsi, quatre opérateurs suffisent pour l'avance directe et inverse, dans les directions X et Y. La plupart des moteurs requérant une puissance de commande inférieure à celle disponible en sortie du CA 3262, il s'avère donc un circuit idéal pour ce genre d'applications (figures 9c et 9g).

R. Lahaye

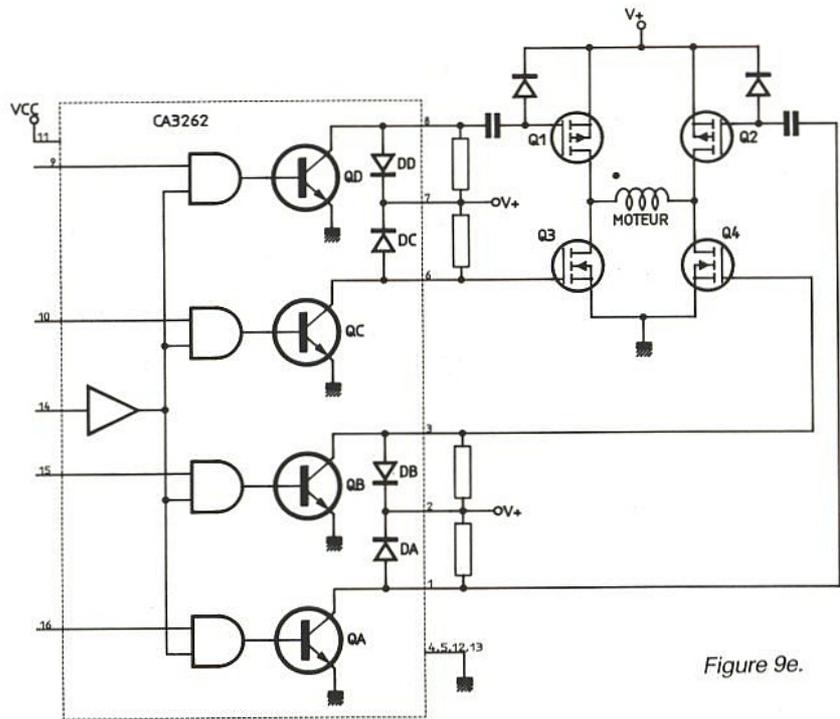


Figure 9e.

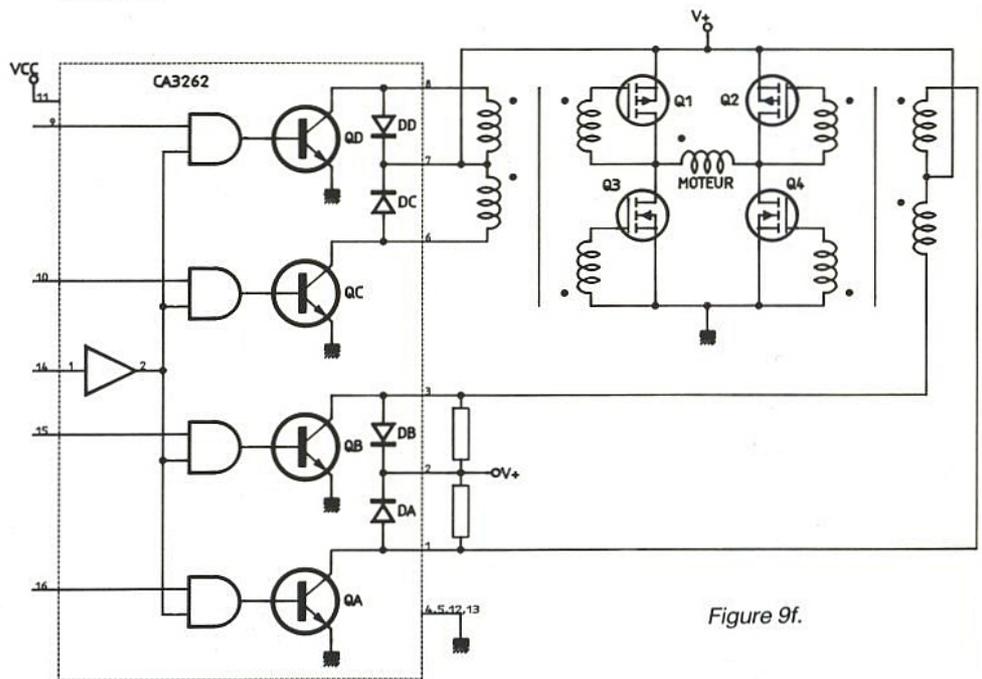


Figure 9f.

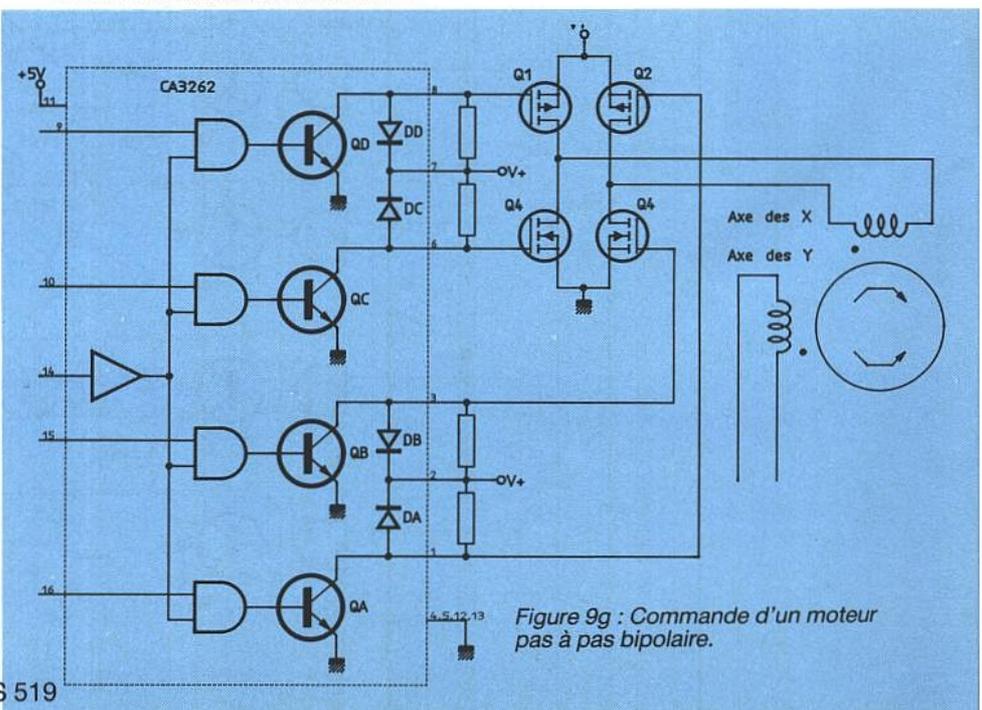


Figure 9g : Commande d'un moteur pas à pas bipolaire.

Le générateur de fonctions Centrad 960

La société savoyarde ELC diffuse sous la marque CENTRAD une gamme d'appareils de mesures électriques et électroniques couvrant la majorité des besoins courants. Dérivé du modèle haut de gamme "869", le générateur de fonctions "960" offre des possibilités intéressantes dans des domaines aussi variés que l'audio, la logique ou la radio. Ses performances honnêtes alliées à un bon confort d'utilisation en font un appareil à considérer sérieusement lors de l'équipement d'un laboratoire d'électronique générale.



Le premier contact

Comme pratiquement tous les appareils CENTRAD, le générateur 960 est doté d'une façade à l'esthétique un peu rétro, mais fonctionnelle : les commandes sont réparties de façon logique, tandis que leur identification (en français) ne pose pas de problème de lisibilité.

Cette façade est réalisée en polycarbonate (LEXAN) sérigraphié, matériau particulièrement résistant aux agressions de toutes natures et spécialement aux rayures (il sert souvent à faire des claviers à membrane !).

Pour ce qui est du panneau arrière, il faut regretter l'absence de pieds, car un bouton de réglage et une embase BNC empêchent de poser l'appareil debout. Un petit bricolage permettrait aisément d'arranger cela !.

Le coffret métallique en forte tôle dégage lui aussi une impression de robustesse.

L'accès aux organes internes est rapide et facile. Le capot supérieur tient par quatre vis et il suffit de retirer les six vis restantes pour mettre toute l'électronique à nu.

La construction est dans l'ensemble soignée. Toute l'électronique est répartie sur quatre platines imprimées dont les deux principales : carte de génération de signaux et alimentation et

carte d'amplification de sortie, sont réalisées en double face (trous métallisés pour la carte principale). L'amplificateur 50 Ω est implanté verticalement et doté d'un plan de masse. N'oublions que le 960 dépasse 2 MHz et qu'à ce niveau l'amplitude des signaux n'est plus négligeable.

L'alimentation est placée à l'arrière de la platine principale, deux radiateurs généreux situés de part et d'autre du transformateur d'alimentation évacuant les calories dissipées par plusieurs régulateurs.

L'accès aux différents ajustables de réglage peut se faire à travers du circuit imprimé grâce aux trous ménagés à cet effet, ce qui facilite les opérations de calibration ou de maintenance.

Nous avons pu apprécier la bonne qualité des composants employés ainsi que le sérieux de la réalisation. Signalons cependant l'absence d'isolation des cosses de l'embase secteur : des capuchons ad-hoc n'auraient pourtant pas exagérément grevé les coûts de production !

Centrad joint au 960 une sonde, accessoire très pratique pour injecter des signaux en différents points d'une carte. Cette sonde dispose d'un embout BNC qui s'avèrera tout aussi utile pour attaquer directement un oscilloscope.

LES POSSIBILITES

Le 960 est un générateur dit « de fonctions », offrant donc les trois formes d'onde classiques : sinus, triangle et carré.

La gamme de fréquence couverte s'étend officiellement de 0,02 Hz à 2 MHz, mais en pratique, on arrive à dépasser 2,5 MHz.

Le signal de sortie peut être assorti d'une composante continue réglable (offset), tandis que la fréquence peut être vobulée par un signal externe (variation de 1 à 1000 pour une excursion de tension de 0 à 10 V, en positif ou en négatif).

Toujours de l'extérieur, on peut appliquer un signal TTL commandant l'émission de salves (bursts) en sortie. La phase de déclenchement est réglable de -90° à $+90^\circ$ (en sinus et triangulaire), ou fixée à -90° (en carré).

En local, une commande permet d'agir sur le rapport cyclique des signaux délivrés, entre 20 et 80 %. A défaut, ce rapport est de 50 %.

Plus rare sur un appareil de cette catégorie, un modulateur d'amplitude incorporé permet de moduler le signal sinusoïdal avec une tonalité de 800 Hz, la profondeur pouvant être ajustée entre 0 et 100 %.

Cette possibilité est applicable à des porteuses situées entre 10 kHz et 2 MHz et donc en particulier à la classique « fréquence intermédiaire » de 455 kHz.

Dans bien des cas, cet appareil peut donc remplacer un générateur HF modulé, du moins au niveau des circuits FI et de détection. N'oublions pas, en effet, que l'entrée de vobulation permet aussi d'introduire un certain degré de modulation de fréquence.

Le signal de sortie est disponible sur deux prises BNC distinctes : l'une délivre des niveaux TTL (sortance 10), tandis que l'autre est réglable en amplitude jusqu'à 15 V crête à crête sur charge de 50 Ω (30 V crête à crête à vide).

Un atténuateur à trois positions permet d'introduire des atténuations de 20 et 40 dB, sans altération de l'impédance de sortie de 50 Ω , très précisément respectée (à 2 % près).

Le réglage d'offset, pour sa part, permet un décalage de plus ou moins 5 V sous 50 Ω , ou 10 V à vide. La position « cal » correspond bien sûr à une composante continue nulle.

Si aucune forme d'onde n'est sélectionnée, la composante

continue est délivrée seule et le générateur peut faire office de source de tension positive ou négative.

Dans tous les cas, deux voyants signalent l'apparition d'un éventuel écrêtage dans l'amplificateur de sortie, soit en positif, soit en négatif, voire les deux à la fois.

En fait, l'alerte est donnée bien avant que le défaut ne soit visible à l'oscilloscope, ce qui préserve le taux de distorsion qui n'excède pas 1 %, aucun harmonique ne dépassant -30 dB.

La stabilité de l'amplitude de sortie en fonction de la fréquence est excellente (plus ou moins 0,2 dB de 0,02 Hz à 2 MHz), grâce à la conception sans compromis de l'amplificateur de sortie, des conformateurs et des alimentations symétriques.

Aucune correction ne sera donc normalement nécessaire lors du relevé, par exemple, d'une courbe de réponse audio.

SELECTION DE LA FREQUENCE

Ce générateur n'est pas équipé du traditionnel cadran gradué, mais d'un affichage numérique à quatre digits et virgule mobile, plus trois voyants de gamme (MHz, Hz, kHz).

réglage fin agissant dix fois moins vite que le réglage grossier.

Dans la pratique, le réglage grossier est fortement non-linéaire, beaucoup plus doux en fin de course qu'au début, ce qui fait qu'il n'est pas facile d'exploiter pleinement toute cette étendue de variation.

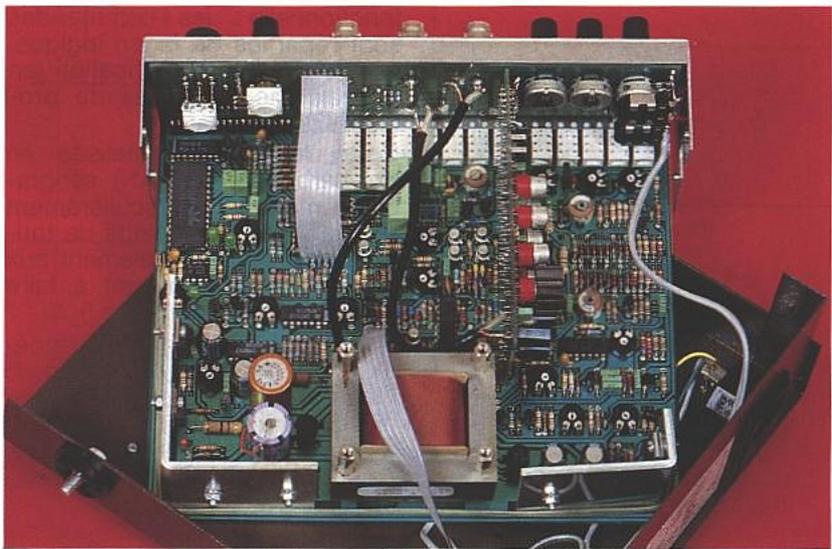
En fait, au-delà d'une variation de 1 à 10, il est souvent plus commode de changer de gamme et c'est surtout par vobulation externe que l'on exploitera pleinement cette possibilité.

Compte tenu des caractéristiques qui viennent d'être présentées, il n'est même pas besoin de consulter le schéma pour comprendre que le cœur de l'appareil est un VCO (Voltage Controlled Oscillator ou oscillateur commandé par une tension).

L'extrait du schéma de la **figure 1** confirme cette certitude : un oscillateur très élaboré (et vraisemblablement capable d'aller bien au-delà de 2 MHz) fournit un signal triangulaire qui, après mise en forme par des circuits conformateurs séparés, devient sinusoïdal et carré.

On remarquera au passage le modulateur d'amplitude, utilisant un circuit intégré spécialisé MC 1496 et l'injecteur de tension d'offset.

La tension de commande du



Vue "aérienne" du 960 ouvert dénotant une bonne réalisation d'ensemble.

Le réglage se fait en trois étapes :

- sélection d'une gamme (0,2 Hz, 2 Hz, 20 Hz, 200 Hz, 2 kHz, 20 kHz, 200 kHz, 2 MHz),
- réglage grossier par potentiomètre,
- réglage fin par potentiomètre.

Le réglage par les potentiomètres permet une variation continue entre 1/1000 de la gamme et un peu plus que la gamme, le

VCO est issue d'un sommateur à trois entrées (trois résistances de 100 k Ω) regroupant le potentiomètre de réglage grossier, celui de réglage fin, et l'entrée de vobulation, dont les effets se superposent donc intégralement. Le choix des gammes se fait plus loin, par commutation de capacités et de résistances de précision dans le circuit oscillateur.

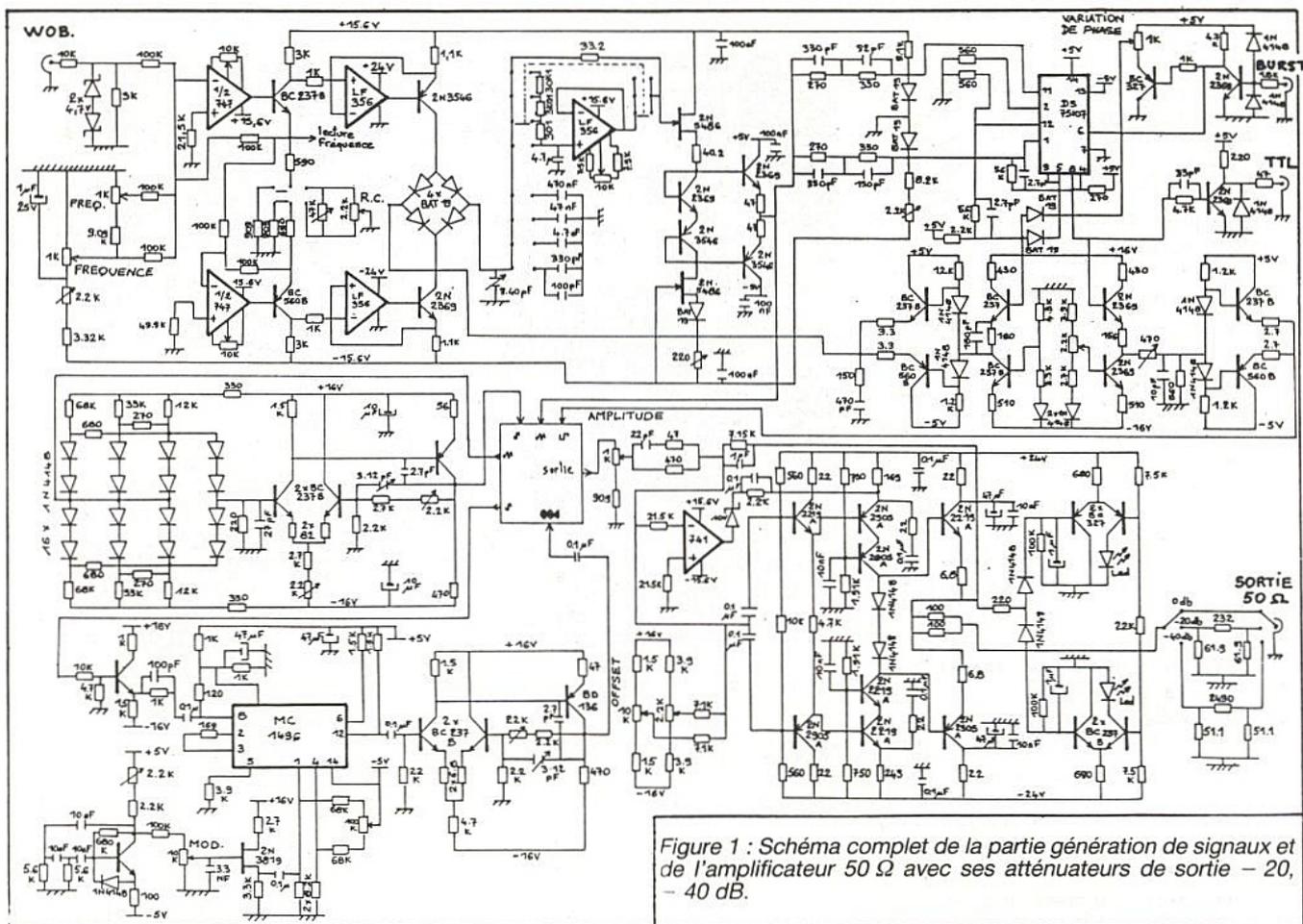


Figure 1 : Schéma complet de la partie génération de signaux et de l'amplificateur 50 Ω avec ses atténuateurs de sortie - 20, - 40 dB.

NOUVEAUTÉS
elec 90

TESTEURS UNIVERSELS

INDISPENSABLES :
Deux testeurs de poche professionnels pour les contrôles rapides en toute sécurité. Fiables, très simples d'emploi. Définis suivant normes NFC 18.310, CEI 348...



CDA 100

CDA 100 P

- Tests tensions de 6V à 660V $\overline{\text{~}}$ et \sim
- Tests de continuité sonore et visuel
- Tests de résistances de 10K Ω à 10M Ω
- Autotest de la pile (9V standard)
- Protection jusqu'à 1000V en tension et 550V en résistance

CDA LA MESURE DES PROFESSIONNELS

Liste des distributeurs et documentation détaillée sur demande
CDA - 5, rue du Square Carpeaux 75018 PARIS - Tél. : (1) 46.27.52.50 - Télex 772 081 - Télécopie : (1) 46.27.73.89



C'est à ce niveau de notre analyse qu'il est fondamental de remarquer que l'afficheur numérique n'est nullement un fréquencemètre, comme on pourrait facilement le penser, mais un simple voltmètre à ICL 7135 : il ne mesure donc pas la fréquence de sortie du VCO, mais sa tension de commande.

Heureusement, le VCO est un modèle de linéarité, le constructeur n'ayant pas lésiné sur les moyens mis en œuvre à cet effet. Il n'en reste pas moins que l'on ne peut comparer la précision de l'horloge à quartz d'un fréquencemètre, avec celle de la référence de tension d'un voltmètre : le manuel ne cache d'ailleurs pas que la précision d'affichage n'est que de 2,5 % plus ou moins un digit.

Domage de masquer ainsi la stabilité de l'oscillateur, qui atteint 0,8 % sur huit heures, après trente minutes de chauffe.

Bien sûr, 2,5 % c'est mieux que ce que l'on peut apprécier sur un écran gradué, mais il ne faudra pas accorder un crédit excessif aux indications de l'afficheur : si l'on arrive aisément, avec le réglage fin, à afficher très exactement 1000 Hz, il ne faut pas perdre de vue que la fréquence réellement produite peut se situer entre 975 et 1025 Hz...

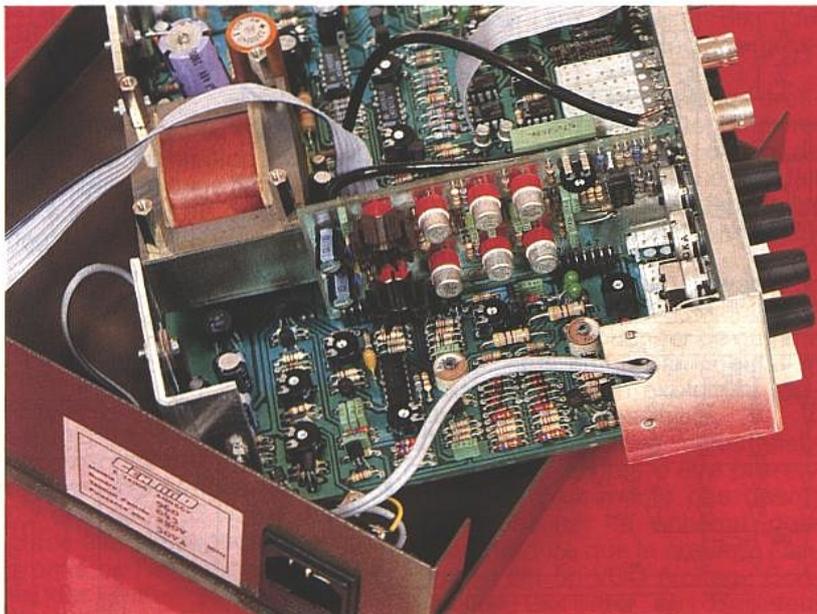
L'association de ce générateur avec un fréquencemètre numérique reste donc indispensable pour les mesures de précision, contrairement à ce que l'on pourrait penser de prime abord.

Dès lors, on ne peut plus s'extasier sur la précision apparemment extraordinaire du sélecteur de gammes, qui pourrait laisser croire à la présence d'un synthétiseur de fréquence : lorsque que l'on change de gamme, on ne touche pas à la tension de commande du VCO et il est donc normal que l'indication du voltmètre qui la mesure ne varie pas davantage !

Voici les résultats que nous avons obtenus en contrôlant la fréquence de sortie du 960 avec un fréquencemètre numérique :

Pour 100 kHz en sortie, l'afficheur indique 99,4 kHz, soit une erreur de 0,6 %, très honorable par rapport aux 2,5 % annoncés. Descendant d'une gamme, nous avons obtenu 10,16 kHz, soit un écart de 1,6 %, erreur qui tombe à 0,7 % si au contraire on monte d'une gamme pour lire 1,023 MHz.

C'est plus qu'honnête et très suffisant pour la majorité des mesures courantes. En fait, il faut simplement éviter de tomber dans le



Autre vue à cœur ouvert dévoilant l'amplificateur de sortie placé verticalement.

piège classique que tendent tous les appareils à affichage numérique : leur dernier chiffre n'est en général pas significatif, et l'avant-dernier parfois guère plus...

Reste qu'il n'aurait sans doute pas coûté beaucoup plus cher d'équiper ce générateur d'un authentique fréquencemètre, aux indications bien plus dignes de foi car bénéficiant de la précision du quartz. Beaucoup de ses concurrents directs en sont d'ailleurs munis.

CONCLUSION

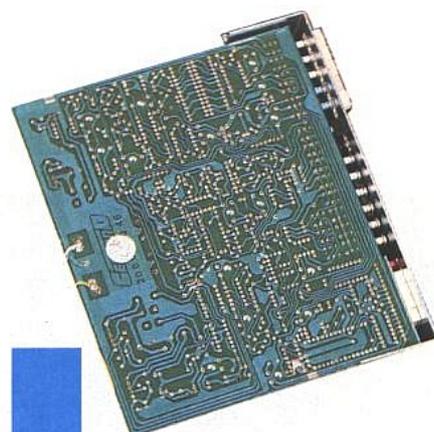
Pour un prix public de l'ordre de 3000 F TTC, l'acheteur d'un générateur 960 en aura somme toute pour son argent, ni plus ni moins. Il disposera alors pour de longues années d'un instrument robuste et soigneusement construit, qui lui offrira des possibilités dépassant sensiblement celles de bien des appareils de sa catégorie.

Pour un usage général, cet appareil pourra à lui seul servir de générateur de fonctions, générateur BF et générateur HF modulé (jusqu'à 2 MHz).

Pour des mesures plus délicates, des ressources extérieures pourront facilement lui être adjointes : fréquencemètre numérique, second générateur pour modulation ou déclenchement de salves et bien sûr oscilloscope.

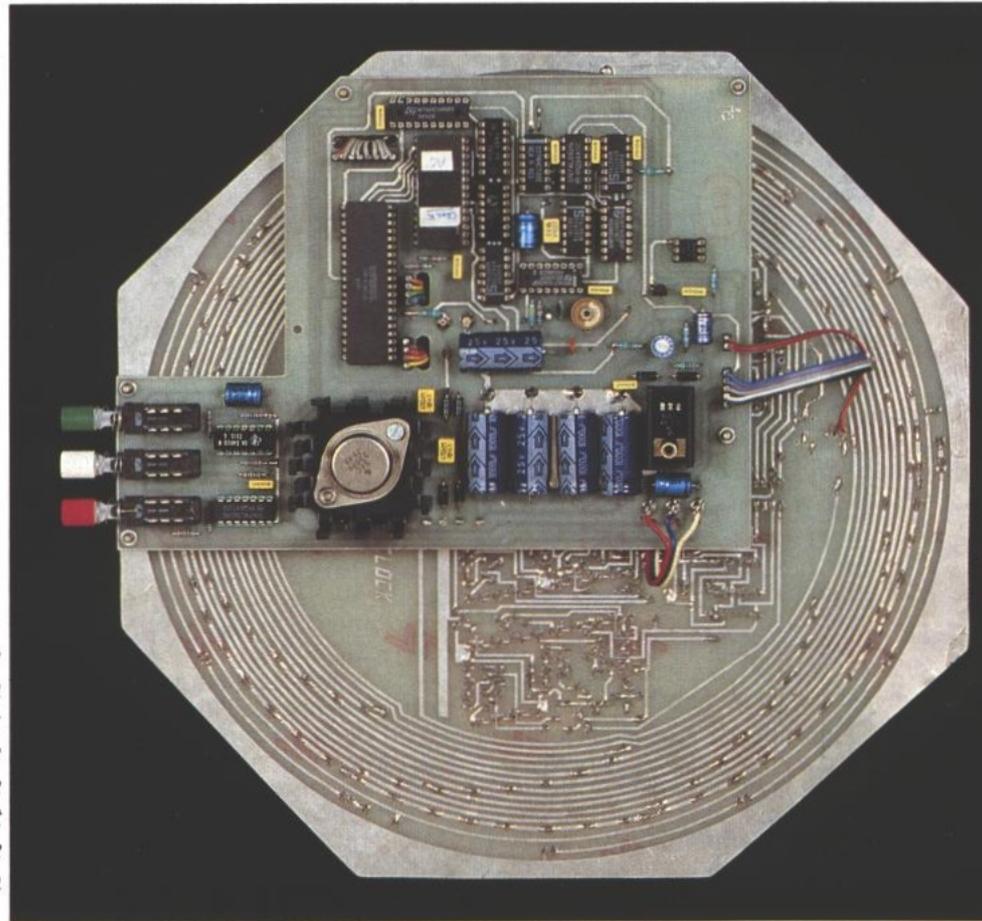
Bref, un honnête générateur de base qui ne demande qu'à faire du bon travail pourvu que l'on s'en serve, comme tout appareil de mesure, avec un minimum de rigueur !

Patrick GUEULLE



Un circuit imprimé d'excellente facture.

AC Clock



Le mois dernier nous avons mis en place la base indispensable à la réalisation d'une horloge assez particulière. Aujourd'hui, nous vous en proposons l'organe de commande, qui permettra à tout un chacun de disposer d'une horloge originale, bien utile en studio.

Bref rappel

Sont prêts : les afficheurs géants, leurs décodages et le compteur 23.59, ainsi que les LED de la "roue" réparties en 7 blocs de 8 plus un de 4, les points repérant toutes les 5 secondes (déjà actifs), comme le sont les points de séparation HEURE : MINUTE.

Il reste à construire : une base de temps, des commandes de remise à l'heure, des alimentations, et la gestion de la roue. C'est parti !

LE SCHÉMA

Il est donné en entier à la **figure 1**. Au premier abord il peut sembler complexe, mais personne ne quittera ces pages sans qu'il soit devenu familier ! Si vous avez trouvé et testé une solution plus simple, vos suggestions seront les bienvenues mais par pitié, du concret s'il vous plaît : sur papier tout - ou presque - fonctionne, mais seules les réalisations pratiques permettent de réelles confrontations. MERCI d'avance.

Il faut bien prendre ce schéma par un bout... commençons donc par la base de temps construite autour d'un compteur binaire à 14 étages IC₉ (4060), piloté par un quartz de 32,768 kHz. Trois sorties sont utilisées : Q₉, correspondant à une division par 512 (64 Hz), Q₁₂ divisant par 4096 (8 Hz) et enfin Q₁₄ qui bascule toutes les 16384 coups d'horloge et donne 2 Hz. En divisant encore par 2 les sorties Q₁₂ et Q₁₄ au moyen de IC₁₀, on trouve sur ce dernier 1 Hz sur QA et 4 Hz sur QB. Suivons alors le trajet du 1 Hz, notamment celui qui le conduit en 14 de IC₂. IC₂, suivi de IC₃ constituent un compteur binaire 6 bits avec une RAZ (remise à 0) à 59 détectée par IC₁₁ A et transmise par 1/2 IC₁₁ B. La seconde moitié de IC₁₁ B permet après inversion dans IC₈ B de recevoir l'état de IC₁₃ B (broche 6), commande de RAH (remise à l'heure) et donc de forcer la RAZ manuellement. Ainsi, à "59" ou si RAH est activée, le compteur 6 bits revient à zéro. Les 6 bits sont également

comparés à 000000 dans IC₄ afin de disposer d'une information suffisamment stable (1 s) pour être utilisable. La sortie P = Q = 0 de IC₄ est inversée dans IC₈C (oublions temporairement la broche 8 de ce dernier), et active les entrées A, B, C de IC₅ ainsi que 3 de IC₈A. La sortie de IC₈A est reliée à la pin 10 de IC₇ (ICM7218), soit sa commande Shutdown. On sait que quand cette commande est à 0, l'affichage du 7218 est inhibé, les données sauvegardées et les écritures autorisées.

IC₈A étant une porte NOR, il suffira qu'une entrée au moins soit à 1 pour activer Shutdown. Ce sera bien le cas pour la broche 3 quand IC₄ aura reconnu le compteur 6 bits à zéro, mais observons aussi la broche 2 : portée à 1 par R₁₅, il faut que le photocoupleur OPT₁ ait sa LED allumée pour que l'espace E-C du NPN intégré la force à zéro. Comme par hasard, la LED d'OPT₁ est prise sur le 9 V destiné à alimenter les afficheurs géants construits le mois dernier. Noter que ce 9 V est stabilisé par RG2 et rendu ajustable grâce à AJ₁.

Donc, en cas de panne du secteur 220 V, le 9 V disparaissant éteint la led de OPT₁ et R₁₅ force à 1 la pin 2 de IC₈A, commandant également le Shutdown de IC₇. Ceci a pour effet de réduire la consommation en 5 V de secours (on suppose que le 5 V est préservé), d'environ 120 mA si la roue entière devait être allumée.

Arrêtons-nous un instant pour donner (enfin) le principe de commande de la roue qui a retenu notre attention.

Quand nous avons présenté le ICM7218E, nous avons remarqué qu'en mode no-décode 64 LED pouvaient être commandées individuellement et multi-

plexées, pour peu que l'on fournisse adresses et données correctes.

Ce circuit étant prévu à l'origine pour observer les bus de microprocesseurs, il suffisait de "faire comme si" pour séquencer les 60 LED de la roue des secondes, spécificité de AC Clock. C'est ce que nous avons fait, exploitant à fond la propriété qui consiste à pouvoir modifier 1 digit parmi 8, sans que les 7 autres perdent leurs états. La seconde observation pratique était qu'en organisant astucieusement les segments, on pouvait faciliter sinon la logique de commande, tout du moins l'explication des phénomènes. C'est la première chose que nous avons faite : nous avons câblé les LED en respectant scrupuleusement l'ordre des DIGITS mais également l'affectation des segments adoptée par le constructeur soit (de 0 à 7) : d, f, g, e, c, b, a, dp barre. Ceci explique la répartition curieuse des dépôts de nappes, implantés le mois dernier.

Pour allumer un segment (LED), un 1 logique est requis sauf pour dp qui demande l'inverse, soit 0. A ce stade on conçoit qu'il suffira d'adresser pendant 8 secondes un digit et de ne changer par seconde que les données permettant de le faire évoluer correctement.

Là où se pose un problème, c'est pour remplir la roue. En effet, il faudrait fournir la donnée correspondant à l'allumage total d'un digit (soit en binaire 0111 1111 ou 7F en HEXA), et ce aux 8 digits, en une seconde cette fois. Ceci correspondrait à balayer 8 adresses par seconde au lieu de une, soit 480 données au lieu de 60 dans l'EPROM. Entrer manuellement 60 données dans une EPROM est faisable (je l'ai fait !), mais 480 c'est casse-

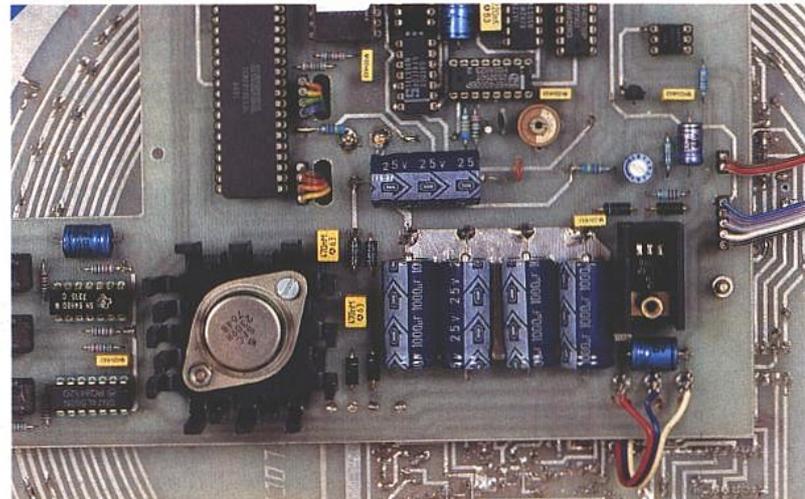
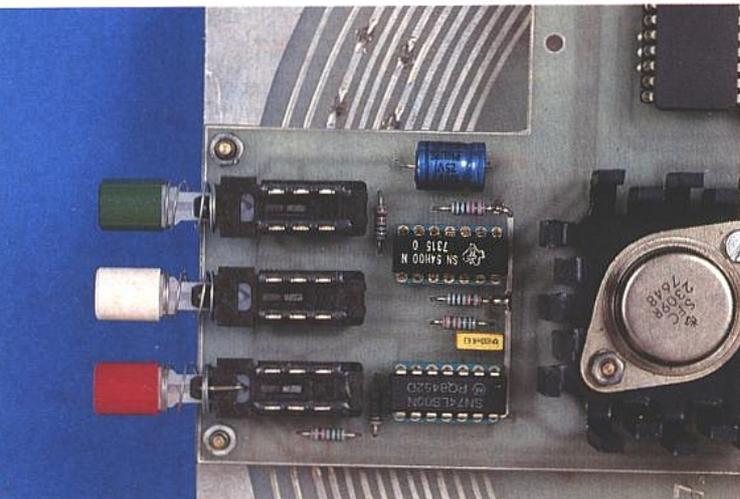
pieds, risqué, et inutile.

Nous avons agi différemment, et exploité un état particulier : si Shutdown est à 0, on peut modifier les données. En clair, au lieu de compliquer 59 fois le phénomène pour absorber un cas particulier, nous avons préféré rester simple 59 fois et traiter LE cas particulier. Pour sourire trente secondes, on pourrait affirmer que "c'est bien français". Mais vous ne connaissez peut-être pas la blague qui dit "pour faire voler un avion, les Américains ajoutent tout ce qu'il faut jusqu'à ce qu'il décolle et les Français retirent tout, jusqu'à ce qu'il tombe" !

Pendant AC Clock, l'auteur a choisi la double nationalité...

Pendant la seconde où Shutdown est à 0, on va remplir la roue à l'aide d'un compteur en boucle infernale, adressant tous les digits et fournissant la même donnée (tous segments allumés soit 7F en Hexa). Pour cela il suffit de déconnecter les entrées d'adresses DIGIT du mode normal (incrément toutes les 8 ou 4 secondes) et de les raccorder à un compteur par 8 piloté par une horloge suffisamment rapide pour assurer la tâche en moins d'une demi-seconde, malgré un accès aléatoire : on ne sait pas par quel digit commencera le remplissage. Cette méthode permet à la fois d'exploiter la donnée "0" de l'EPROM (donc garder l'adresse zéro quand une RAZ est commandée manuellement, ou automatiquement toutes les minutes), mais aussi de remplir la roue à un moment où tout est naturellement éteint.

Le compteur de boucle, c'est IC₆ : son horloge provient de Q₉ de IC₉ et la commutation est assurée par IC₅, un 4053. Une fois la roue pleine, tout sera simple : il suffira de rester à la même



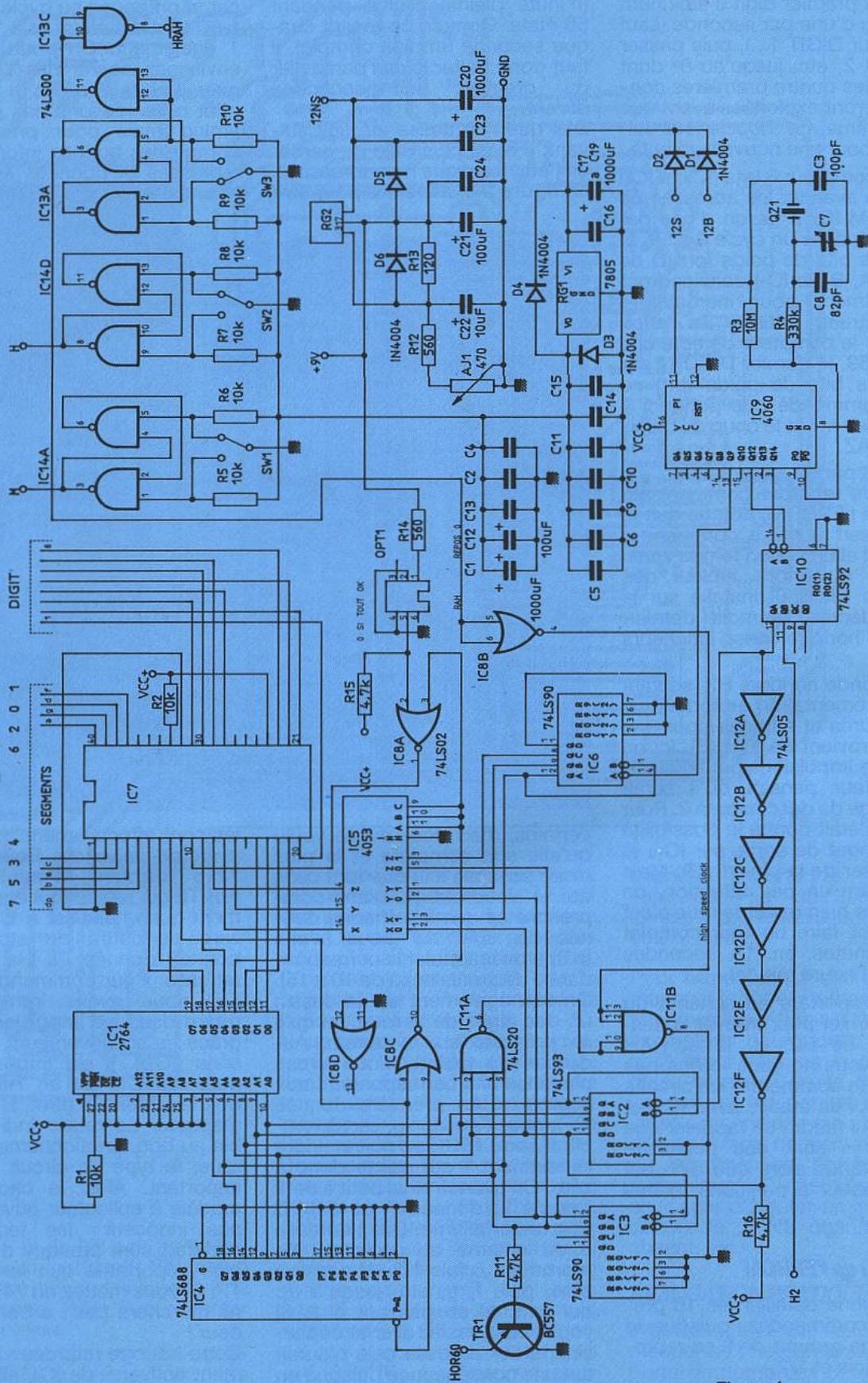


Figure 1.

adresse pendant les 8 premières secondes et faire évoluer les données de telle sorte que les LED du premier digit s'éteignent à raison d'une par seconde (sauf une pour DIGIT 1...), puis passer au digit 2, etc. jusqu'au 8^e dont seules les quatre premières données seront exploitées avant que le système ne boucle sur lui-même pour une nouvelle minute.

Notre compteur 6 bits (IC₂ et IC₃) va faire avancer les adresses de l'EPROM IC₁ à raison d'une par seconde dans un cycle 0 à 59, et les trois bits de poids fort (D de IC₂ et A, B de IC₃) conviendront parfaitement pour incrémenter les entrées DIGIT. En effet, comme le compteur détecte une RAZ à 59, le dernier DIGIT (7 sur les trois bits de poids fort) ne sera commandé que pendant 4 secondes avant le coup de balais de la RAZ.

Tout est parfait, ou presque...

Avant de regarder comment est instruite l'EPROM, notons que le 6^e bit sert aussi à commander TR₁, qui allumera en temps voulu la LED du photocoupleur des minutes (HOR60) installé sur la carte décrite le mois dernier. C'est l'horloge des afficheurs géants.

La seconde horloge, H2, servant à l'incrément automatique des heures et minutes pour une RAH, provient de IC₁₀ (B). Ici on a quatre impulsions par seconde et l'auteur pensait qu'il serait plus sage de descendre à 2. Pour cela il s'était donné la possibilité de changer de sortie sur IC₁₀ et de passer de la pin 11 à 9. Mais en faisant un peu attention, on peut très bien rester tel que c'est prévu, et faire un tour complet des minutes en 15 secondes (mise à l'heure rapide).

On se reportera au schéma du mois dernier pour trouver la destination de H2, H, M et RAH barre. Nous ne vous ferons pas l'injure de commenter les circuits anti-rebonds établis avec IC₁₃ et 14, mais il faudra se rappeler que SW₁ et 2 sont des poussoirs momentanés alors que SW₃ est un inverseur à positions tenues (RAH).

Contenu de l'EPROM

Nous allons détailler les 16 premières commandes, puisque le deuxième groupe de 8 se reproduira 6 fois et 1/2.

Mais pourquoi donc les 8 premières sont-elles différentes des suivantes ? C'est très simple. Le premier DIGIT est "à cheval" entre deux états : fin de cycle (60

ou 0 binaire) et adresses 1 à 7. Il faut de ce digit garder le segment "d" correspondant à la LED 0 (minute pleine) allumé pendant 59 états. Comme on réécrit chaque seconde un digit complet, il faut donc traiter le cas particulier du premier, huit secondes durant.

Dès que l'on passe au digit suivant, il n'est plus utile de garder en l'état les digits non adressés. La figure 2 exaspérera peut-être

Petite question de cours : La LED n° 1 (la seconde du premier digit) est-elle utile ? En principe non, car si on pense au cycle normal, à 60 tout est éteint et à 1 la LED 1 également. On pourrait donc envisager de ne pas l'installer, mais il ne faudra pas le faire. En effet nous n'avons pas parlé du timing mais pour prendre en compte les bonnes informations (adresses et données aux bons moments, il faut s'assurer qu'el-

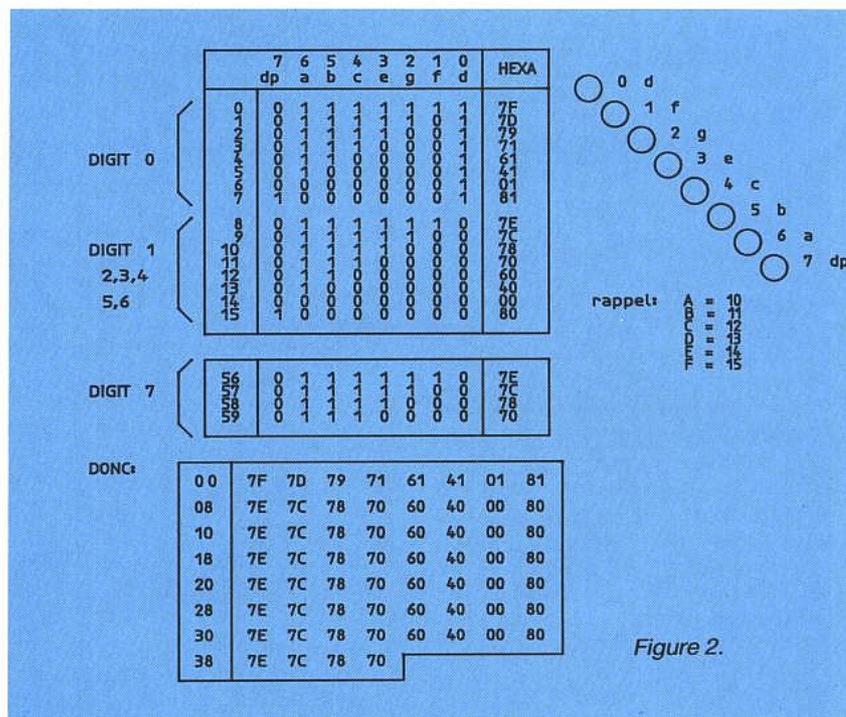


Figure 2.

certain, mais nous avons voulu qu'elle soit complète et la plus claire possible afin que tout ceux qui le voudront puissent comprendre ce que fait chaque donnée de l'EPROM (nous avons même osé rappeler la correspondance décimale hexa de 10 à 15). On voit également sur le dessin un des digits de la roue, tel qu'il se présente sur le terrain. Au-dessus du tableau nous avons placé les bits correspondant aux segments. La première donnée (7F), nous l'avons vu, sert à remplir la roue. En 1, on doit éteindre le segment f qui passe donc à zéro. On avance ainsi petit à petit jusqu'à la donnée 7 où seul d doit rester allumé. Dès l'adresse 8 on entame un cycle qui se reproduira 6 fois 1/2 : d passe à zéro, puis f, g, etc. jusqu'à dp qui termine en passant à 1. Si vous vous laissez aller et dépassez la 59^e adresse cela n'aurait aucune conséquence puisque on n'ira jamais lire au-delà de 59 (3 B). Au fait, avez-vous remarqué que tous les bits d'adresse de IC₁ supérieurs à 5 sont tous forcés à 0 ?

les sont effectivement présentes avant de les valider. Pour cela, le 7218 dispose d'une broche WRITE qui refuse tout enregistrement quand elle est à 1. Seul un zéro permettra de stocker la bonne donnée à la bonne adresse. Pour commander WRITE, nous avons introduit un retard dans les impulsions 1 Hz, grâce à six inverseurs mis en série (IC₁₂). Il est important de noter qu'IC₁₂ est un 74LS05 et doit le rester. En effet, si on veut respecter ce retard indispensable au bon fonctionnement de la roue, le type de circuit est très important. Ainsi le choix d'un modèle à collecteur ouvert n'est pas innocent : les temps de transfert sont presque deux fois plus importants que les sorties TP. Si vous mettez un 74LS04 ça ne marchera pas : a bon entendeur !

Cette horloge retardée va également activer 8 de IC₈, afin d'observer le timing du remplissage et offrir deux particularités amusantes :

Si RAH est commandée, il faudra attendre une demi-seconde pour

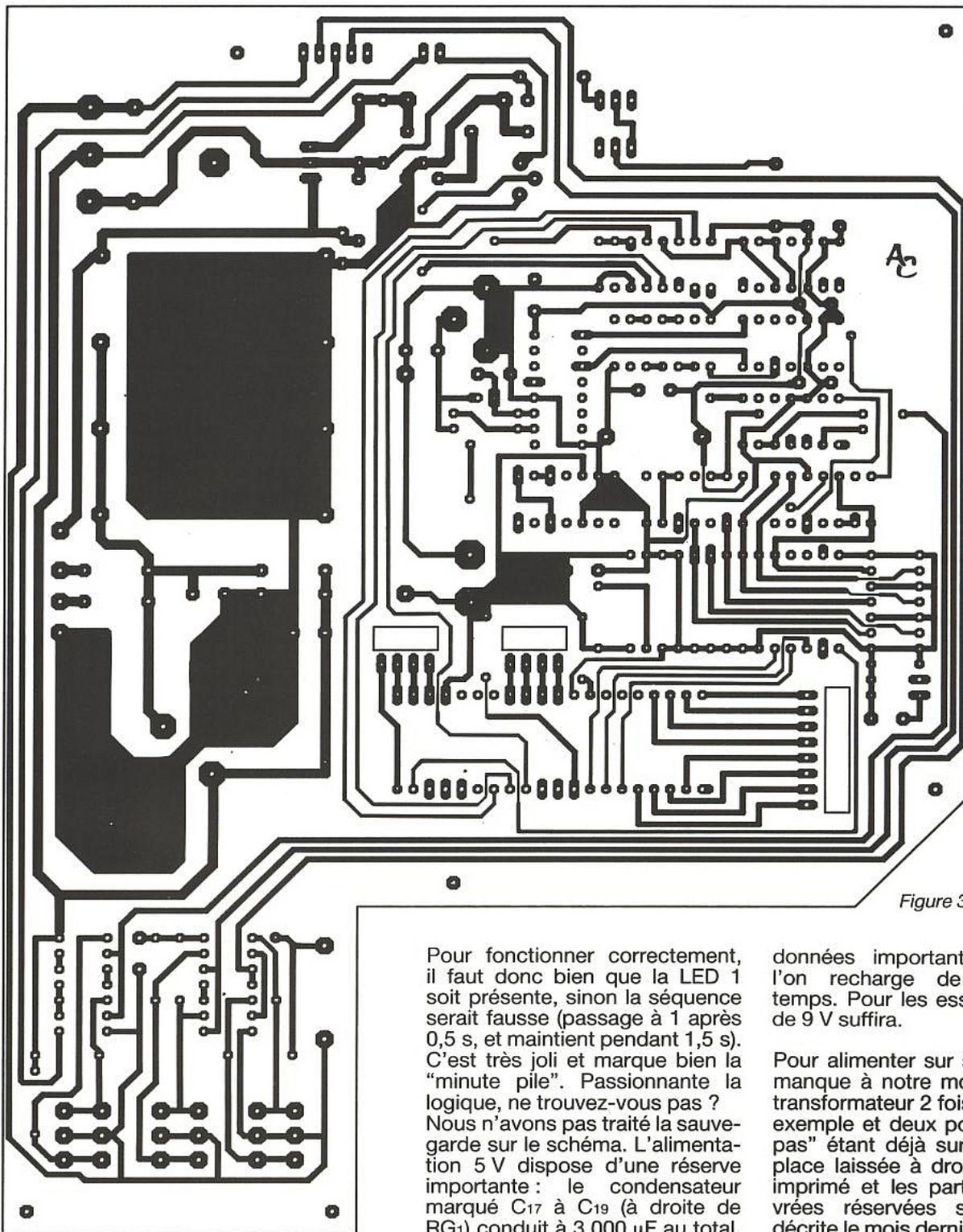


Figure 3 a.

que $P = Q$ de IC₄ soit transféré. Ainsi, commandant Shutdown toutes les secondes pendant le remplissage, RAH fera clignoter la roue pleine.

Le deuxième effet est que le passage 60 (0) à 1 se fait en trois temps. A 60 tout est éteint, 1/2 seconde plus tard les données de l'adresse 0 sont lues et toute la roue s'allume puis, 1/2 s plus tard, seule la LED 1 est éteinte.

Pour fonctionner correctement, il faut donc bien que la LED 1 soit présente, sinon la séquence serait fautive (passage à 1 après 0,5 s, et maintient pendant 1,5 s). C'est très joli et marque bien la "minute pile". Passionnante la logique, ne trouvez-vous pas ? Nous n'avons pas traité la sauvegarde sur le schéma. L'alimentation 5 V dispose d'une réserve importante : le condensateur marqué C₁₇ à C₁₉ (à droite de RG₁) conduit à 3 000 µF au total. Deux diodes D₁ et D₂ laissent passer deux tensions au choix : 12 S (secteur) ou 12 B (batterie). Comme seul le 5 V est utile pour conserver toutes les données, il serait possible de mettre en charge permanente un accu adapté et d'utiliser par exemple la perte de 12 NS (non sauvegardé) pour commuter la batterie sur 12 B. Il y a plusieurs façons de traiter le problème et chacun fera à sa manière. On peut même penser sans ridicule à une batterie de voiture sauvegardant plusieurs horloges (voire d'autres

données importantes), et que l'on recharge de temps en temps. Pour les essais, une pile de 9 V suffira.

Pour alimenter sur secteur, il ne manque à notre montage qu'un transformateur 2 fois 9 V, 1 A par exemple et deux ponts, les "capas" étant déjà sur la carte. La place laissée à droite du circuit imprimé et les parties non cuivrées réservées sur la carte décrite le mois dernier, autorisent de nombreuses combinaisons mécaniques. On peut également envisager d'ajouter un inter pour couper le 12 NS quand on est absent, etc.

RÉALISATION PRATIQUE

Précisons tout de suite que la maquette photographiée comporte de nombreux défauts : les inters ne sont pas parfaitement centrés, l'octogone n'est pas précis (l'équerre de la table à dessin était bloquée à 3 degrés du 45 exact et nous ne l'avions

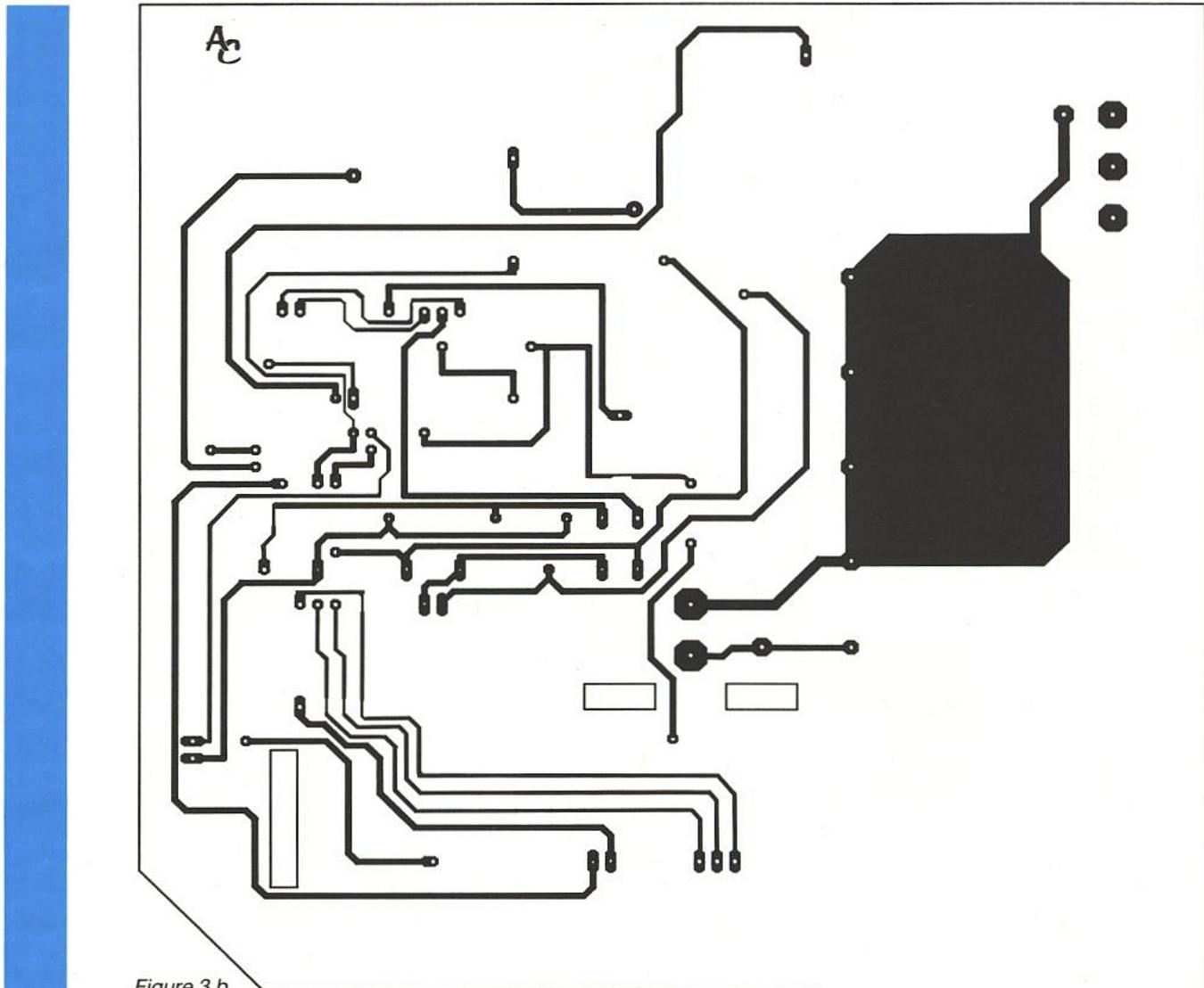


Figure 3 b.

pas vu), etc. C'est cela parfois un "proto", mais pour ce qui VOUS concerne, les dessins du mois dernier et ceux-ci sont corrects. N'ayez donc aucune crainte.

Cette fois le circuit imprimé est en double face (difficile d'y échapper) et on peut en voir le dessin face 1 à la **figure 3 a** et face 2 en **3 b**. L'implantation des composants est donnée **figure 4**. Il est évident qu'il faudra apporter beaucoup de soin à la construction si les trous ne sont pas métallisés. Il est parfaitement possible malgré tout de s'en passer à condition d'utiliser des supports tulipe ou mieux encore de la barrette sécable. Rappelons qu'il est conseillé de faire les soudures face 2 en chauffant la broche face 1 et en présentant le fil de soudure sur l'objet, face 2 bien entendu, ce qui n'est possible que pour les broches des supports tulipe, et nettement plus aisé avec de la barrette (accès facilité).

Certains composants sont surdimensionnés (tel RG₁ + radiateur), mais c'est voulu. Idem pour la proposition d'un transfo 2 × 9 V, 1 A, mais il faut garder en mémoire que AC Clock doit fonctionner sans discontinuer très, très longtemps. De plus, on peut avoir envie d'ajouter des "trucs" comme faire sonner les quatre tops à chaque heure etc. C'est ainsi que deux picots (en bas à gauche de C₁) proposent du 5 V au cas où.

Mise en route

- 1 - Alimenter en 12 S et 12 NS. Laisser pour l'instant AJ₁ à mi-course mais vérifier qu'on obtient environ 9 V sur la broche de sortie (coin supérieur droit). Vérifier également le + 5 V, puis sa présence sur tous les supports. Pour vous aider, voici la liste :
 IC₁ = broche 1, 28 et également 27
 IC₂, 3, 6 et 10 = broche 5
 IC₄ = broche 20

- IC₅ = broche 16
 IC₇ = broche 24, également 9 et 33
 IC₈ = broche 14, également 2 et 8
 IC₉ = broche 16
 IC₁₁, 12, 13, 14 = broche 14
 Egalement 8 de IC₁₂ et 1, 5, 8, 13 de IC₁₄ et 1,5 de IC₃, suivant les positions de SW_{1, 2} ou 3.
- 2 - Mettre IC₉ et vérifier que la base de temps fonctionne. Le réglage de CV₁ se fera au fréquencemètre, en broche 9 de IC₉.



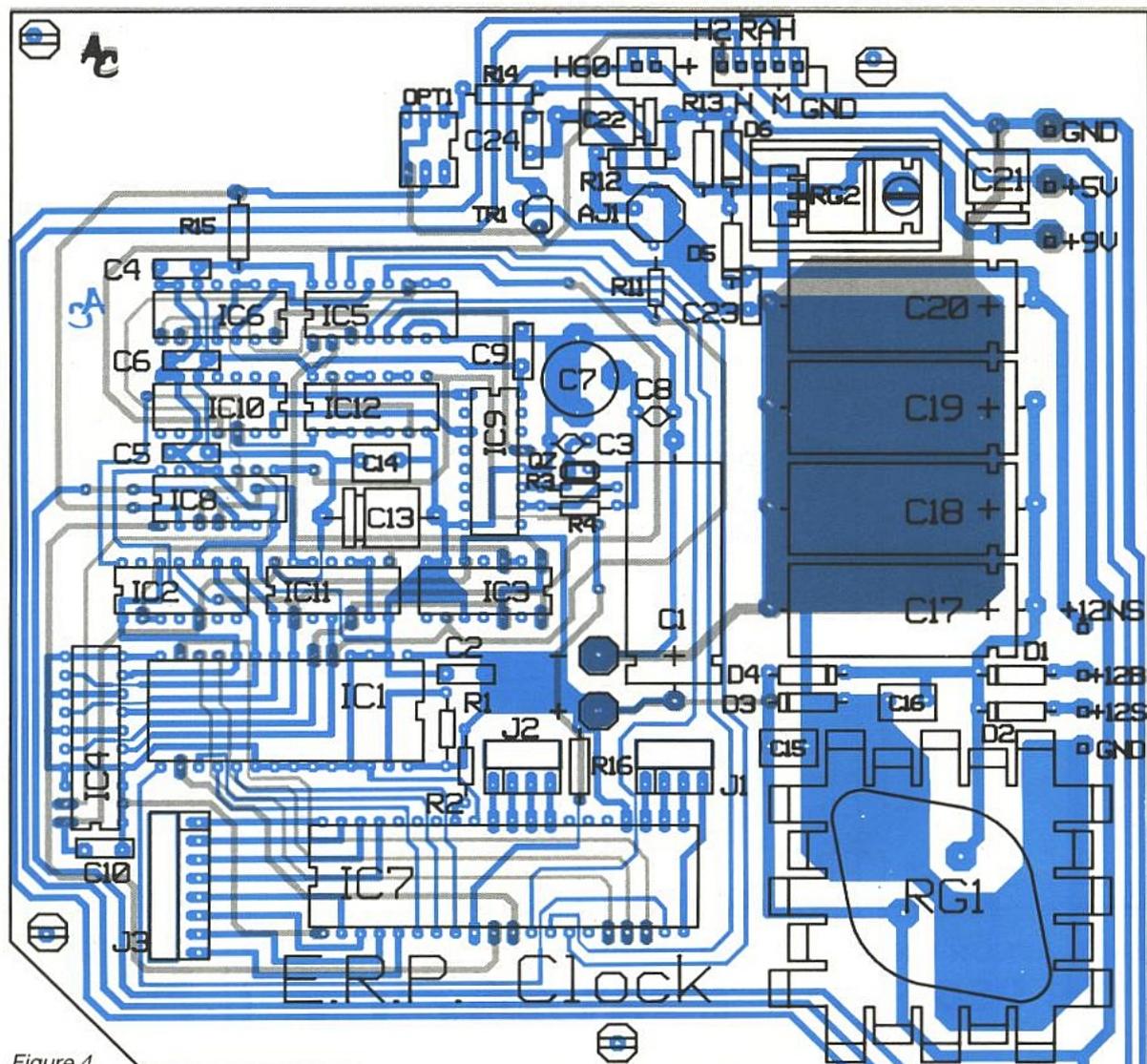


Figure 4.

3 - Placer ensuite IC₁₀, 2, 3 et 11. Enfiler dans les broches 5 à 10 du support de IC₁ les anodes de 6 LED, dont les cathodes retournent à la masse par une résistance de 680 Ω. On peut ainsi vérifier le comptage 0 à 59. Pour faire une RAZ, porter 12 et 13 de IC₁₁ à 0 V.

4 - Mettre 3 LED sur les broches 12, 2 et 5 de IC₅. Faire une RAZ et observer avec une montre à aiguille de préférence, que le compteur incrémente toutes les 8 secondes et ce 7 fois de suite, le dernier cycle ne durant que 4 secondes.

5 - Mettre IC₆ et vérifier toujours avec les LED que la boucle de remplissage est bien présente en 13, 1 et 3.

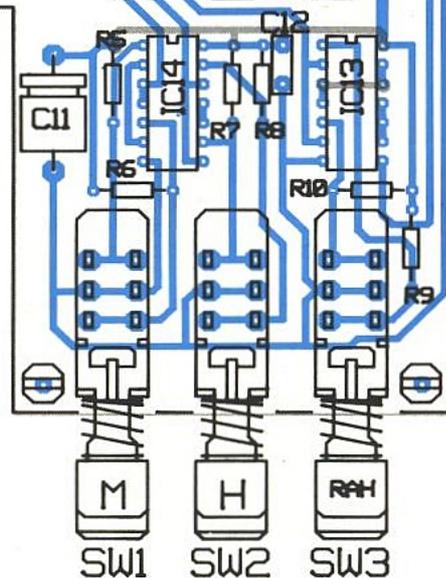
6 - Si tout va bien, placer tous les autres circuits sauf IC₁ et IC₇.

Procéder à toutes les vérifications nécessaires, par exemple en plaçant trois LED sur les broches 13, 14 et 12 du support de IC₇ et observer le comptage de

la phase 4, suivi de la boucle pendant la seconde de RAZ. S'assurer qu'en broche 10 Shutdown passe bien à 0 à chaque RAZ (auto ou manuelle) ainsi qu'en coupant 12 NS. Constater que la broche 9 (WRITE) bat à 1 Hz, etc.

7 - Il faut maintenant relier les deux cartes. Observez bien les photographies et vous constaterez que nous avons fabriqué nos petits connecteurs de nappes au moyen de barrettes : on sort les broches, on soude, et on remet les broches en place. Une fois tout correctement relié, on peut alimenter. Commencer par faire une RAZ : la roue pleine doit clignoter pendant l'opération. Ajuster AJ₁ pour que la luminosité des segments verticaux et horizontaux soit identique. Lâcher RAH, c'est parti.

Attention : il est possible de modifier parfois H et M sans que RAH soit enfoncé. Ce peut être pratique par exemple au moment des changements d'heure hiver/été car on ne touche qu'à l'heure



sans avoir déréglé M et S, mais si on touche M et que l'on passe 59, on incrémente aussi H.

CONCLUSION

Nous n'avons pas prévu d'habillage, mais il serait possible de fabriquer un octogone en bois ou en PVC et prévoir un filtre rouge pour toute la façade (plexi ou encore gélatine de projecteur). Etant donné l'intérêt que cette construction a suscité dans l'entourage direct de l'auteur (certains amis semblaient hypnotisés, d'autres téléphonaient pour dire qu'ils avaient vu la même à la télé, etc.) il y a de grandes chances pour qu'AC Clock ait rapidement des sœurs. C'est ce qu'on lui souhaite. Amusez-vous donc bien, et à bientôt.

Nomenclature

Résistances

R₁, R₂, R₅ à R₁₀ : 10 kΩ
 R₃ : 10 MΩ
 R₄ : 330 kΩ
 R₁₁, R₁₅ et R₁₆ : 4,7 kΩ
 R₁₂ et R₁₄ : 560 Ω
 R₁₃ : 120 Ω

Ajustable

AJ₁ : 470 Ω T7YA

Condensateurs

C₁, C₁₇ à C₂₀ : 1 000 μF 25 V
 C₂, C₄, C₅, C₆, C₁₀, C₁₂, C₂₃ et C₂₄ : 0,1 μF MILFEUIL
 C₃ : 100 pF
 C₇ : ajustable 10/60 pF
 C₈ : 82 pF
 C₁₁, C₁₃ et C₂₁ : 100 μF 25 V
 C₁₄ : 0,22 μF MILFEUIL
 C₁₅ et C₁₆ : 0,47 μF MILFEUIL
 C₂₂ : 10 μF 63 V

Semiconducteurs

D₁ à D₆ : 1N 4004
 RG₁ : SFC 2309 + radiateur
 RG₂ : LM 317 + radiateur
 OPT₁ : SL 5501
 TR₁ : BC557
 IC₁ : EPROM 2764
 IC₂ : 74LS93
 IC₃ et IC₆ : 74LS90
 IC₄ : 74HC688
 IC₅ : 4053
 IC₇ : ICM 7218E
 IC₈ : 74HC02
 IC₉ : 4060
 IC₁₀ : 74LS92
 IC₁₁ : 74LS20
 IC₁₂ : 74LS05 impératif
 IC₁₃ et IC₁₄ : 74LS00

Divers

QZ₁ : quartz "horloger" 32, 768 kHz
 1 support 6 broches
 9 supports 14 broches
 2 supports 16 broches
 1 support 20 broches
 1 support 28 broches
 1 support 40 broches
 2 x 23 broches (barrettes)
 pour les connecteurs de nappes
 9 picots
 3 Shadowns 2 inv.
 6 colonnettes de 15 mm

EMULATEUR UNIVERSEL 19 950 F HT

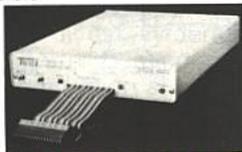


* plus sonde

6502 - 65SC802 - 65SC816 - 6301 - 6303
 68000 - 68008 - 6809 - 6800 - 6802 - 8088
 8086 80188 - 80C188 - 80186 - 80C186 - Z80
 Z180 64180 - 8085 - NSC 800

Cet émulateur universel temps réel fonctionne sur le port série d'un PC, XT, AT.

Il suffit de changer de sonde pour travailler sur une autre cible



Autres modèles à partir de 8995 F HT

8096 - 68HC 05 - 68HC11 - Z80 - 8085 - 8031
 8051 et familles

Se connectent sur le PC par le port série. Programme driver MS-DOS. Peuvent être livrés avec les programmes de développement associés sur PC.

études & conseils

Les Programmes de :

AVOCET

Pour le développement sur **Votre PC/AT/PS2** sous MS/DOS pour les microprocesseurs tels que : Z80-8085-8051-6809-8751-68000-6800-6804-68HC05-6805-68HC11 et bien d'autres...

* CROSS ASSEMBLEURS/MACRO ASSEMBLEURS

Les «macro assembleurs **AVMAC**» sont puissants. ils comportent tous les outils du langage assembleur dont vous avez besoin :

- * Editeurs de liens,
- * Gestionnaires des bibliothèques
- * Gestionnaire des références croisées

* SIMULATEURS - DEBUGGERS

Ils permettent d'exécuter un programme conçu pour un autre microprocesseur sur votre système. Ils simulent les particularités Software d'un CPU. Les codes générés peuvent être lus et exécutés interactivement avant le transfert sur EPROM.

* CROSS COMPILATEURS C et PASCAL

Ces compilateurs permettent d'écrire un programme en C ou Pascal sous éditeur de texte MS/DOS. A la compilation, ils créent le fichier assembleur, le fichier .HEX et le fichier objet ROMamble directement.

PROGRAMMATEURS SUR PC



Modèle EW 701 + E EPROM + EPROM jusqu'à 1 Mo

Modèle EW 704 - multicoopier pa 4

Modèle SEP 81 - E EPROM - EPROM jusqu'à 4 Mo

Modèle SEP 84 - multicoopier par 4

Modèle SEP 88 - multicoopier par 8

Modèle MC-PM3 - pour monochip motorola

Modèle ALL 03 - Universel pour tous les composants du marché

ANALYSEURS LOGIQUES 100/200 Mhz

- ID160 : 4 à 16 voies 50 MHz
- ID161 : 4 à 16 voies 100 MHz
- ID320 : 4 à 32 voies 200 MHz



A partir de 7.900 F HT

Ces analyseurs logiques se présentent sous la forme de carte pour PC/AT et sont livrés avec les sondes et le programme. A l'écran du PC se configurent le nombre de voies, la vitesse d'horloge, les paramètres, etc...



études & conseil
 23, av. du 8 Mai 1945
 95200 - SARCELLES



TEL. : 3 (1) 39.92.55.49
 Télécopie 3 (1) 39.92.21.13

IRE publicité

Le code RC5 émission-réception



Lors du précédent article nous vous avons décrit quelle était la syntaxe du code de télécommande RC5.

Nous espérons qu'il vous est maintenant familier et aujourd'hui notre but est de vous apprendre concrètement à l'émettre et à le recevoir (sans le décoder dans un premier temps).

Pourquoi nous étendre aussi longtemps sur cette partie ? Tout simplement parce qu'afin de bénéficier totalement des performances de ce code, il est nécessaire de bien le recevoir et surtout de comprendre très exactement à quoi servent tous les composants. Ainsi vous serez apte à attaquer le décodage sans trop de problèmes.

LA RÉCEPTION

Le schéma bloc de l'ensemble de réception est donné figure 1.

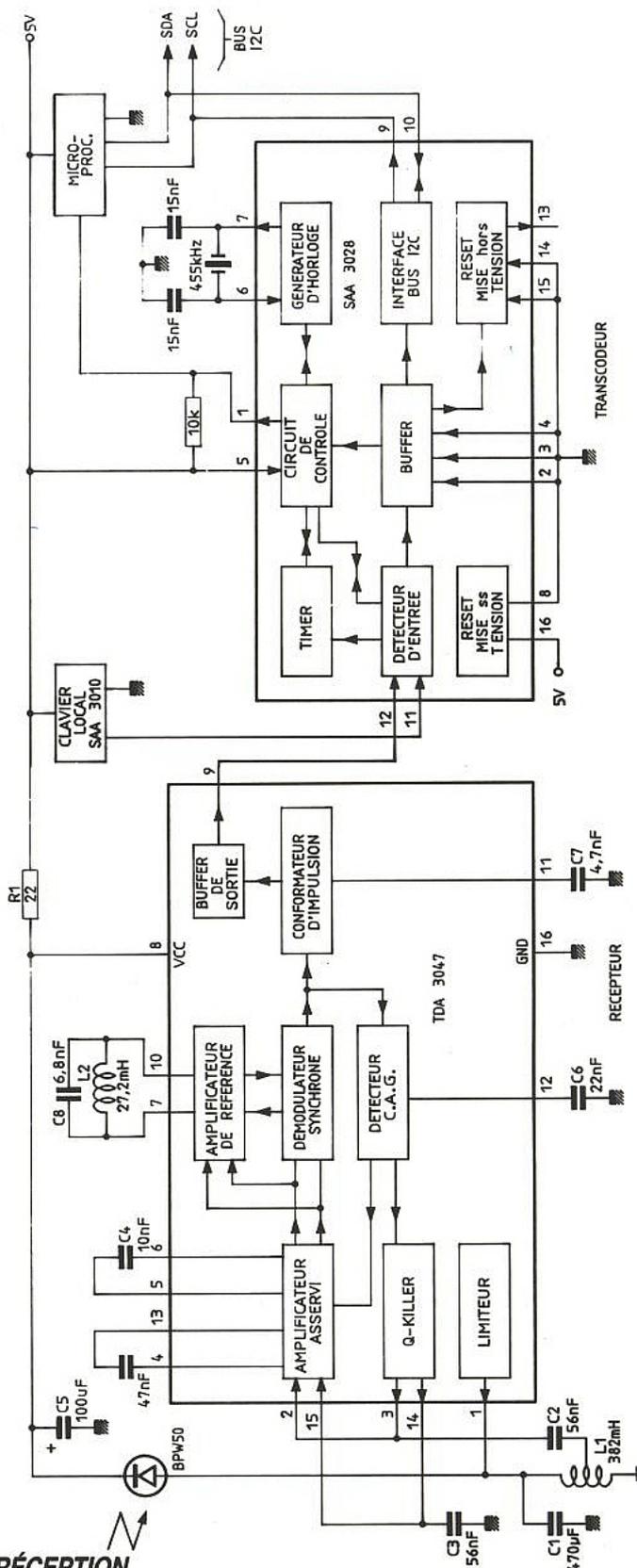


Figure 1.

Les principales performances requises pour un tel dispositif sont les suivantes :

- amplifier correctement les signaux reçus,
- restituer correctement les signaux RC5 émis en vue d'un décodage ultérieur,
- être insensible à des signaux émis puissants,
- accepter des variations rapides du signal incident,
- avoir une bonne insensibilité à des signaux parasites.

A dire vrai à la réalisation d'un tel ensemble de réception se réalise directement à l'aide d'un circuit intégré, par exemple le TDA 3047 ou 48 de Philips composants.

Lors du précédent article nous vous avons signalé que deux méthodes de modulation pouvaient être indifféremment employées pour attaquer les diodes électroluminescentes : le mode "flash" ou le mode "pulsé" (dit aussi "modulé").

Compte tenu de leurs principes réellement différents, les structures des récepteurs vont aussi se trouver différentes et les performances seront aussi en accord avec le degré de complexité.

Etant donné la non-présence d'une sous-porteuse dans le mode "flash" on pourra, par souci d'économie, utiliser un schéma plus simple appelé "large bande" (ou encore "en bande de base") alors que dans le cas du mode "modulé", afin de bénéficier de protections contre les parasites nous avons disposé volontairement un filtrage en tête donc un système à "bande étroite" afin de récupérer la fameuse sous-porteuse de 36 kHz.

Les figures 2 et 3 vous donnent d'ores et déjà un aperçu des schémas et des différences de configurations électroniques.

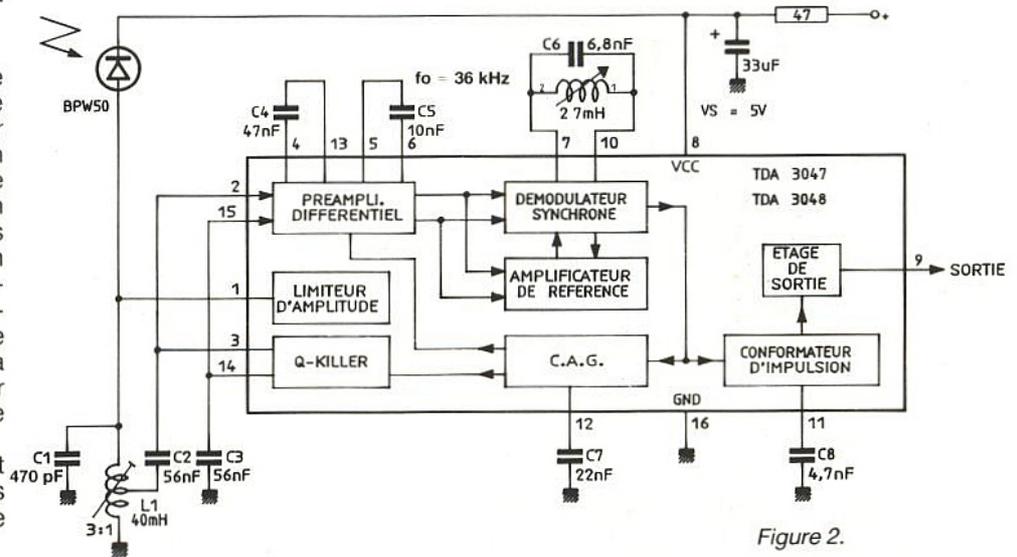


Figure 2.

Le récepteur en bande étroite

Nous avons décidé de commencer directement par le montage le plus compliqué, comme cela nous prendrons le temps d'évoquer tous les problèmes en une seule fois.

Etudions donc le schéma qui est donné figure 2.

La photodiode de réception et son environnement

Plusieurs techniques peuvent être envisagées pour utiliser une photodiode.

La figure 4 représente le circuit équivalent d'une photodiode lorsque celle-ci travaille dans son

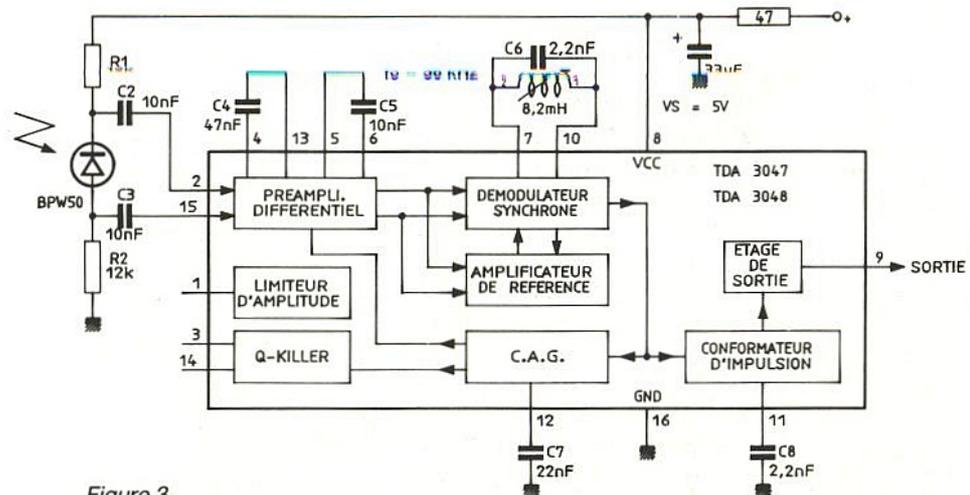


Figure 3.

premier quadrant et lorsqu'elle est chargée par une résistance. Comme l'indique le réseau de courbes, la résistance équivalente de la photodiode diminue exponentiellement en fonction de son éclairage.

Dans notre cas d'application — photodiode utilisée en détecteur — il est "recommandé" (mais ce n'est pas toujours simple de le faire) de la polariser en inverse et de la charger par une résistance de très faible valeur (voir nulle). C'est ce qui a été réalisé en disposant en série avec la photodiode un circuit accordé parallèle, donc avec bobine, donc $R = 0$.

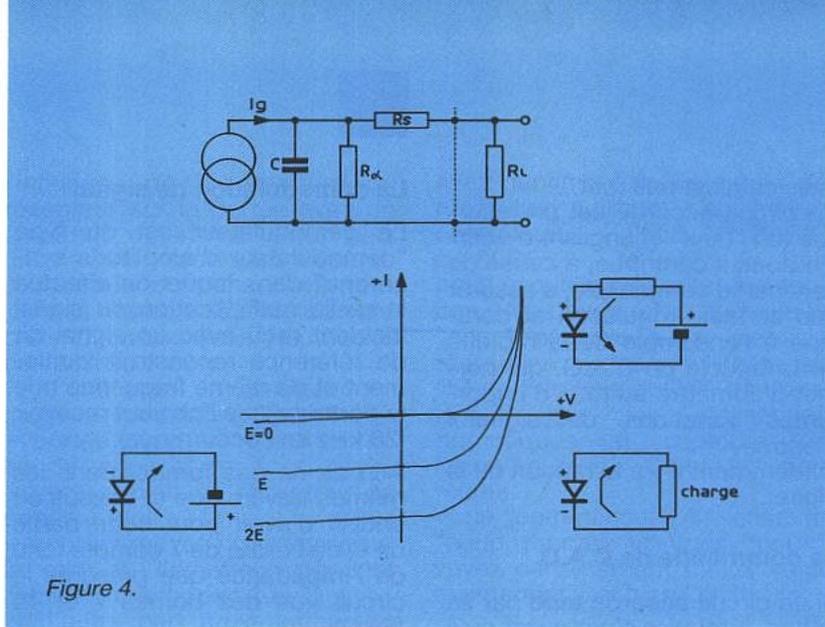


Figure 4.

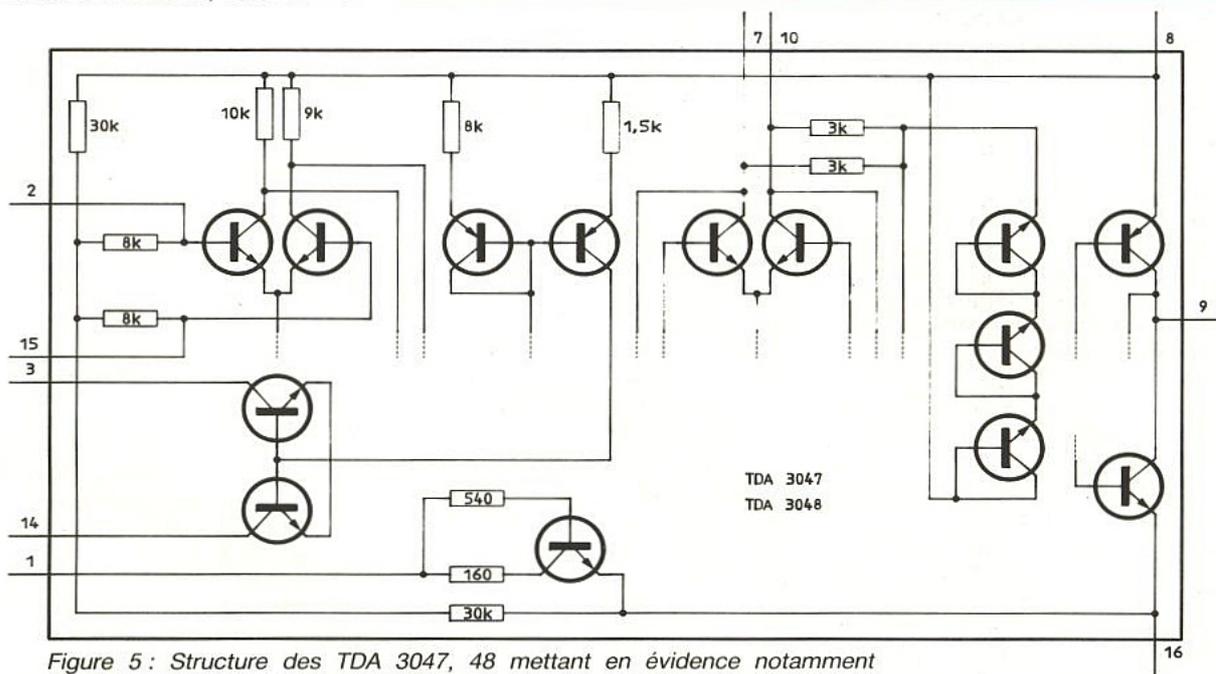


Figure 5: Structure des TDA 3047, 48 mettant en évidence notamment l'impédance d'entrée de 16 kΩ et le CAG.

De cette façon le composant est astreint à fonctionner dans le troisième quadrant de son réseau de caractéristiques et alors, même en cas d'intense éclairage direct provoqué par le soleil (où le courant diode aurait pu être alors d'au moins de 3 mA) celle-ci ne sera pratiquement pas perturbée.

Dans notre cas la seule charge, pour le courant continu, est la valeur ohmique de l'enroulement constituant la bobine (ordre de grandeur 125 Ω).

L'avantage que présente une bobine est qu'elle peut être facilement accordée pour être "déguisée" en circuit accordé. Tant qu'on y est autant l'accorder sur une fréquence de valeur connue telle que celle de la sous-porteuse (36 kHz — c'est ça les révisions) de façon à ne laisser passer que les informations utiles.

Un autre avantage présenté par une bobine (mais non ce n'est pas une redite) c'est aussi que l'enroulement qui la compose

peut avoir une prise intermédiaire de façon à réaliser l'adaptation des impédances entre la photodiode et celle de l'entrée de l'amplificateur (ce n'est pas par pur plaisir mais c'est l'une des manières classiques de récupérer le maximum de puissance et de permettre de réaliser un amplificateur dont l'impédance d'entrée est plus élevée et qui, par voie de conséquence, consomme moins). Pour le même prix autant s'arranger pour que la valeur de cette impédance d'entrée (16 kΩ — voir **figure 5**) amortisse volontairement le circuit d'une quantité connue pour que le coefficient de qualité "Q" soit environ égal à 15-16 en charge (25 à vide) de façon à ce que la bande passante à -3 dB soit égale à 3 kHz.

Une remarque pour les radins (quoique...): en lieu et place d'une bobine à prise (ce qui n'est pas facilement trouvable sur le marché d'une part et pénible à

calculer d'autre part) on peut très bien réaliser l'adaptation d'impédance à l'aide d'un pont capacitif tel qu'indiqué **figure 6**.

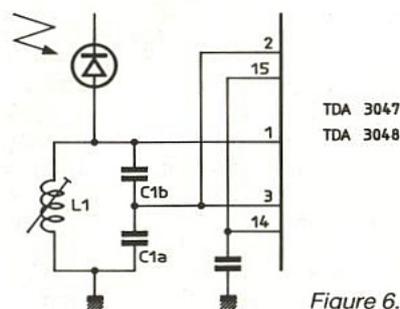


Figure 6.

Quel que soit votre choix, la prise doit être choisie pour obtenir un rapport 3 : 1 de façon à ce que l'adaptation d'impédance d'entrée de l'amplificateur et que l'arrêt de l'action du Q — killer (voir plus loin) soient à leur optimum d'efficacité pour une capacité d'accord de 470 pF (ou bien encore de 2,2 nF pour C_{1a} et de 560 pF pour C_{1b})

mais ce n'est pas tout...

Un circuit accordé est un réservoir (un "tank" in english) d'énergie donc il contribue, à cause de son inertie congénitale, à assurer une certaine régulation et participe à l'ensemble de la rapidité de la boucle de C.A.G. qui permet d'admettre au total d'importantes variations de signaux d'entrée.

Evidemment il y a la rançon de la gloire...

La commande de C.A.G.

Si un circuit accordé tend par sa nature à réguler c'est aussi qu'il traîne un peu et donc qu'il aura une fâcheuse tendance à déformer les signaux incidents pour les arrondir et le décodeur qui suivra aura tôt ou tard bien du mal à reconnaître ses petits. On estime qu'il n'est pas raisonnable de modifier la largeur du signal de plus au moins 20 % pour espérer un bon décodage or ce cas de figure peut arriver lors de la réception de signaux puissants (par exemple 40 dB plus élevés que d'habitude — avouez que cela est précis).

Assez blagué, la mesure de "l'habitude" c'est une émission de 5 à 10 mètres et le "plus élevé", c'est de 30 à 50 cm du récepteur.

Dans ce cas on s'arrange pour faire décroître l'impédance d'entrée du circuit, ce qui "matraque" le coefficient de qualité Q du circuit accordé et permet ainsi au signal de retrouver sa splendeur initiale. C'est l'action effectuée par le circuit de Q — killer.

Il faut bien aussi avouer qu'en présence de forts signaux, les termes de sensibilité au bruit et de directivité (donc d'accord pointu de circuit accordé) perdent beaucoup de leur signification et que le coefficient de qualité Q peut diminuer fortement.

Tout ceci veut donc dire que l'amplitude du signal incident doit être en permanence mesurée et servir à commander un étage de contrôle automatique de gain (C.A.G.) et que de plus pour les forts signaux, une limitation totale devra être effectuée.

C'est ce qui se fait dès l'arrivée des bits de "START" par le circuit intégré TDA 3047 (ou 48) à l'aide d'une boucle de C.A.G. agissant sur des amplificateurs intégrés disposés en cascade (de 56 + 26 dB), leurs capacités de filtrage respectives C₄ et C₅ et d'une diode qui écrête à 0,7 V le signal d'entrée; le schéma synoptique global est présenté **figure 5**.

La démodulation de signal

Le démodulateur est du type "démodulateur d'amplitude synchrone" dans lequel on effectue la réelle multiplication du signal incident reçu avec un signal dit de référence reconstruit localement et de même fréquence que la porteuse que l'on veut recevoir (36 kHz en l'occurrence).

Afin de ne pas tomber dans les mêmes travers que ci-dessus on choisit d'avoir pour cette partie un Q de l'ordre de 7 compte tenu de l'impédance que présente le circuit vue des bornes 7 et 10 (6 kΩ).

La mise en forme du signal

Mais non, pour mettre en forme un signal on ne lui fait pas faire du jogging... c'est plus du body building qu'autre chose.

Comme nous venons de vous l'expliquer la démodulation à l'aide d'un démodulateur synchrone, surtout lorsqu'il y a suppression de porteuse par tranche de temps, affecte la qualité du signal. De façon à avoir de grandes chances de le décoder correctement, il est nécessaire de lui administrer un petit lifting par des remises en forme des flancs avant et arrière.

C'est le but du "pulse shaper" dont l'action est commandée (ou nuancée...) à l'aide de la capacité C₇ dont la valeur est un savant compromis entre la sensibilité de réception et l'immunité aux parasites, tout étant égal par ailleurs.

Immunité contre les interférences

Nous avons évoqué, lors de l'article précédent, les "pourquoi...s" du choix du type de modulation avec sous-porteuse de façon à assurer une bonne protection contre les interférences. En plus de celles précédemment citées, il faut aussi évoquer deux autres sources de gênes possibles :

- le soleil
- la grande sensibilité de l'amplificateur d'entrée

Le soleil émet des ondes "infrarouges" (et heureusement pour nous sinon serions-nous là ?) mais celles-ci créent, lors d'une polarisation en direct un courant constant (... un offset moyen...) de l'ordre de 2 à 3 mA lorsque la diode BPW 50 est exposée directement à ses rayons, ce qui se peut se traduire par un "aveuglement" des signaux utiles de commande si l'on n'y prend pas

garde. Ce défaut est grandement atténuable si l'on est déjà décidé à faire fonctionner la diode dans le troisième quadrant de sa caractéristique avec de plus une charge inductive. Cependant un courant de "bruit" (par rapport au signal utile) va affecter la façon dont va varier la tension de commande de C.A.G.

L'expression de la valeur de ce courant est donné par l'équation suivante :

$$I_{\text{noise}} = \sqrt{2 \times q \times I_d \times B/2}$$

Dans notre cas, avec une fréquence de 36 kHz et une bande passante de B/2 égale à 3 kHz, ce courant I_{noise} sera égal à 2,7 mA.

Une grande partie de cette valeur peut être supprimée en disposant un filtre "optique", sélectif, ne laissant passer principalement que les longueurs d'onde émises par les diodes électroluminescentes (environ 940 nm).

On ne réalise pas de grands gains sans impunité. un grand gain incite à l'instabilité, donc à l'accrochage.

Pour compenser de grandes variations du signal incident (par exemple personnes situées loin de l'émetteur ou bien encore se retournant sur elle-même pendant l'action de commande...) nous avons décidé d'avoir une grande plage de variation de gain et donc de C.A.G.

De même, afin de se prémunir de fâcheux déboires éventuels, nous vous conseillons de "blinder" la partie "petits signaux" et de bien découpler son alimentation pour ne pas tenter le diable. De gros industriels, pourtant près de leurs sous, n'hésitent pas à blinder leur module malgré l'excédent de coût que cela représente.

L'étage de sortie

Les étages de sortie des circuits TDA 3047 et 48 ont des structures en tous points comparables à l'exception du fait que le TDA 3047 est actif à l'état HAUT et que le TDA 3048 est actif à l'état BAS.

Nous vous entendons déjà dire : quelle importance !?!

Eh bien, grâce à cela vous aurez tout loisir de choisir la polarité de votre signal de sortie en fonction du type de circuit de décodage (dédié ou micro-contrôlé) et selon les types d'entrées (polarité de l'entrée d'interruption ou d'entrée timer ou autres...) vous pourrez éviter la dépense d'un transistor inverseur supplémentaire — un sou est un sou... —

Comme nous savons que "Mr Murphy" peut encore sévir lors de l'achat des composants afin de vous éviter tout déboire (par pur hasard) nous avons implanté sur le circuit imprimé de la réalisation à venir un transistor inverseur.

Consommation

Lorsqu'il est actif un tel récepteur consomme environ 2,1 mA sous 5 volts (et non sous 12 V), ce qui rend ses sorties directement compatibles et utilisables avec des microcontrôleurs.

Récepteur "large bande"

Maintenant que vous savez presque tout sur le montage "bande étroite", son cousin "large bande" va sembler bien fade.

En effet, comme vous le remarquerez sur la **figure 3**, il est tout dépouillé.

Ni Q-killer, pas la moindre petite limitation de signal, plus le plus petit circuit accordé d'entrée, deux vulgaires résistances polarisent la diode de réception. Quelle désolation...

Evidemment vive la simplicité du schéma, sa réalisation plus aisée et moins coûteuse et au diable les très bonnes performances envers les signaux parasites... mais cela en vaut-il la peine parfois... ??

Cette mélancolie électronique ne dénote aucun pessimisme mais simplement le fait que ce montage fort simple va vous séduire plus facilement par sa simplicité (version sous-titrée, beaucoup d'entre vous sont allergiques aux bobinages de tous poils) et qu'un grand nombre d'entre vous réaliseront plus volontiers ce montage "large bande" que le "bande étroite"...

Le seul conseil que nous nous permettrons de vous donner sera le suivant : bien que cela ne prête pas à des conséquences tragiques, avant d'entamer votre réalisation définissez avec soins les performances que vous souhaitez obtenir !

A titre de compléments voici un petit comparatif que nous avons réalisé à votre intention afin de vous faciliter le choix entre ces deux solutions.

Après tout ce que nous avons déjà décrit vous devez bien vous douter des résultats mais il est toujours bon de pouvoir quantifier les présomptions.

Comparatif "bande large" — "bande étroite"

La comparaison est basée sur

l'influence de la structure du récepteur sur la portée avec un émetteur déterminé. Pour cela nous avons effectué les mesures ci-dessous en conservant toujours la même valeur de courant crête circulant dans les diodes de l'émetteur avec,

1) d'une part un émetteur en mode de modulation "flash" :

— portée avec un récepteur en bande large : 12 m

— portée avec un récepteur en bande étroite : 11 m

— courant moyen consommé sur la pile de l'émetteur pendant l'émission du code : 100 %

2) d'autre part un émetteur en mode de modulation "pulsée" :

— portée avec un récepteur en bande large : 16 m

— portée avec un récepteur en bande étroite : 25 m

— courant moyen consommé sur la pile de l'émetteur pendant l'émission du code : 612 %

Puis, faisant suite à l'observation de l'augmentation importante du courant moyen consommé de l'émetteur pendant la transmission dans le dernier mode, nous avons décidé de réduire le courant crête circulant dans les diodes d'émission de façon à reobtenir un courant moyen identique au premier cas pour faire ressortir une comparaison plus réaliste, ce qui a donné :

avec un émetteur en mode de modulation "pulsée"

— portée avec un récepteur en bande large : 8 m

— portée avec un récepteur en bande étroite : 11 m

— courant moyen consommé sur la pile pendant l'émission du code : 100 %

Vous voilà donc prévenus et maintenant, selon les "pollueurs" environnants, vous êtes libres et aptes de choisir le mode de modulation des diodes émissives le plus adapté à votre cas tant au niveau technique que pécuniaire.

PRÉSENTATION DE LA RÉALISATION

Nous arrivons enfin au grand moment : la réalisation.

Pourquoi crier si fort au moment de cette réalisation alors que ce n'est qu'une modeste télécommande. Eh bien si...

L'émetteur... facile, le récepteur... facile.

Le décodage du code RC5, hein... qu'est-ce que vous nous dites de cela ?

Nous n'y avons pas encore touché !

Alors voici notre plan d'attaque. Depuis plusieurs numéros vous, fidèles lecteurs, vous "nous"

avez gentiment suivis autour de réalisation utilisant des microcontrôleurs — 8052 AH BASIC ou 80C652 — et le bus I2C que nous avons mis à toutes les saucées. Vous avez remarqué que le "nous" englobe aussi bien les réalisations vidéo/satellite/cartes PC de François et Gille de Dieuleveult que les réalisations domotiques et capteurs de Marie-Laurence Cibot et moi-même.

Vous commencez à sentir le "coup monté" et vous "nous" voyez certainement mieux venir maintenant... et bien Oui !

Nous allons donc vous proposer des solutions soient simples soient directement compatibles I2C ou encore, avec l'aide de G. de Dieuleveult, une solution de décodage "soft" que vous pourrez intégrer dans un cœur de 80C51 (8052 AH BASIC ou mieux encore le 80C652) et vous aurez ainsi tout loisir de repartir vers de nouvelles aventures.

Trèves de mots, des actes.

Les figures 7 à 11 vous indiquent l'arsenal des solutions proposées.

1) Le cas le plus simple : le décodage est assuré par un circuit dédié — le SAA 3049 — qui présente tout le contenu du protocole RC5 (systèmes, données...) sur des sorties ("latchées") facilement utilisables pour être décodées (HEF 4515) et traitées pour l'application de chacun (une remarque en passant : rien ne vous empêche de disposer un PCF 8574 sur les sorties pour remonter l'information en bus I2C vers un microcontrôleur).

Il n'est pas dans nos habitudes de vouloir vous pousser à la dépense mais la réalisation de tout ou partie de ce module (au format de bien d'autres, devinez pourquoi) peut aussi vous servir de testeur de bon fonctionnement de télécommandes connues et/ou de détermination de codes provenant de télécommandes "inconnues"... mais nous reviendrons sur tout cela.

2) Une version plus intégrée car comprenant simultanément le décodage RC5 et son transcodage en I2C réalisé à l'aide d'un seul circuit — le SAA 3028 — (ici aussi présenté dans le format connu) et qui possède la particularité intéressante de pouvoir traiter en même temps un clavier "local" fonctionnant aussi en RC5.

3) Et enfin une solution entièrement microcontrôlée traitant le RC5 et le RC5 étendu dont nous vous fournirons les codes hexadécimaux à graver directement dans les mémoires EPROMs pour ceux qui ne possèdent pas de "cross-assembleur" ou de "compilateur" pour la famille 80C51.

Rendez-vous dans notre prochain numéro pour la mise en œuvre.

D. PARET

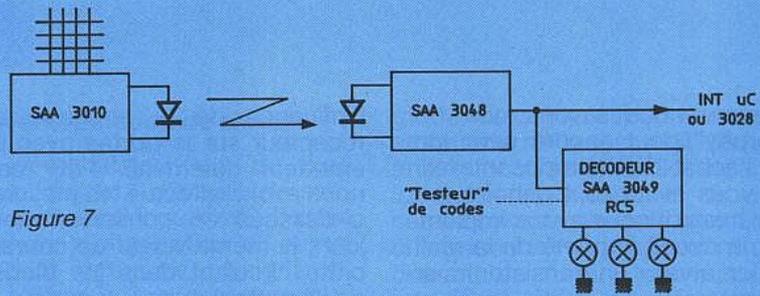


Figure 7

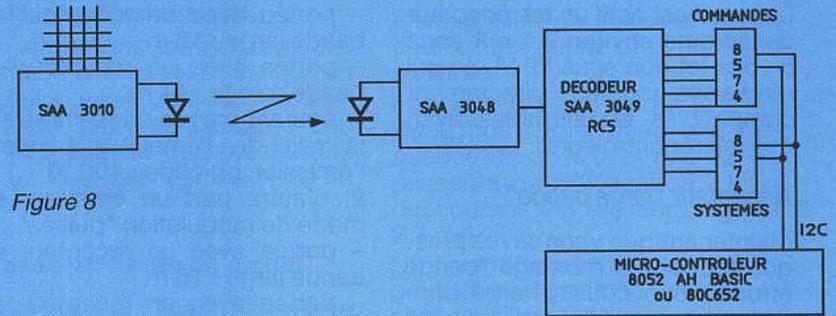


Figure 8

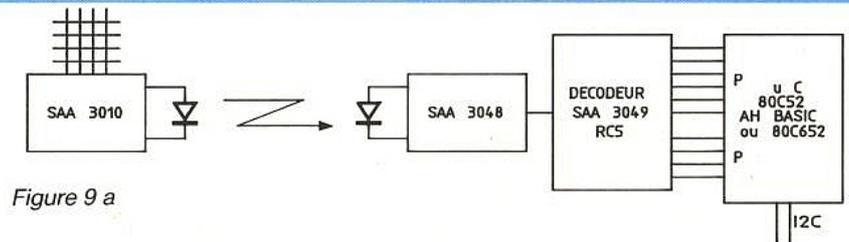


Figure 9 a

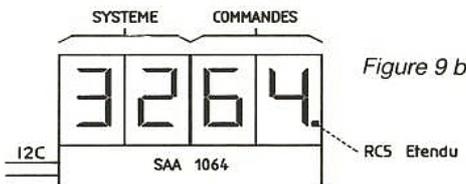


Figure 9 b

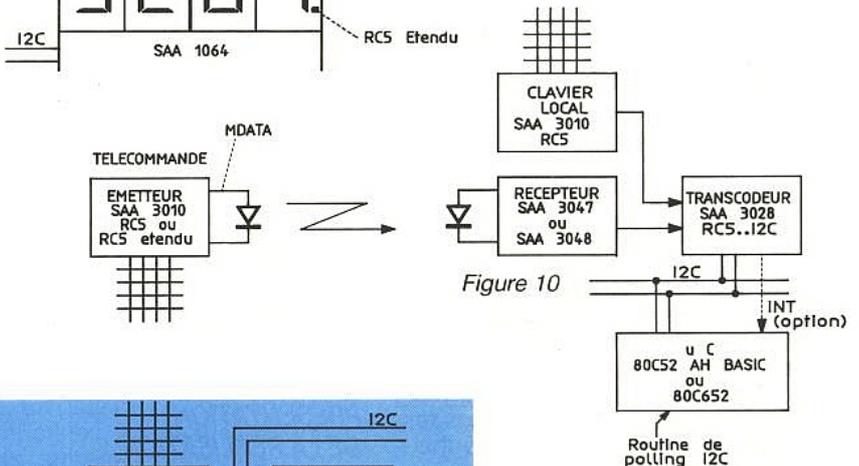


Figure 10

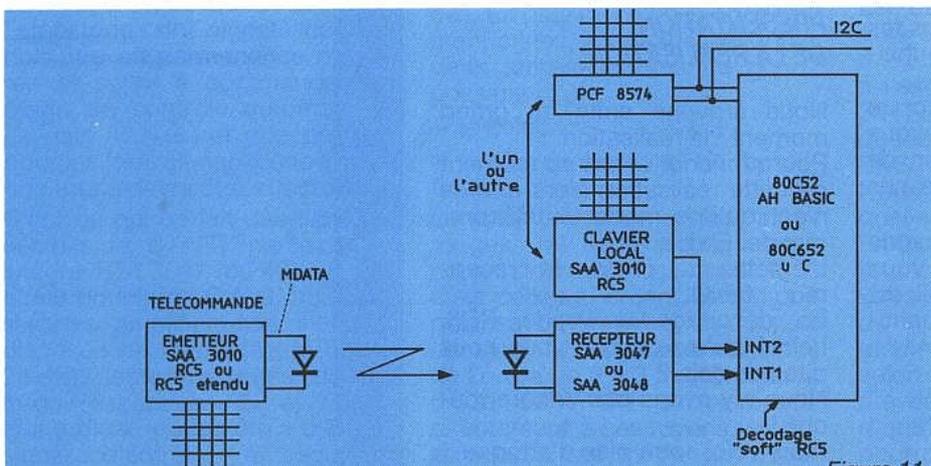
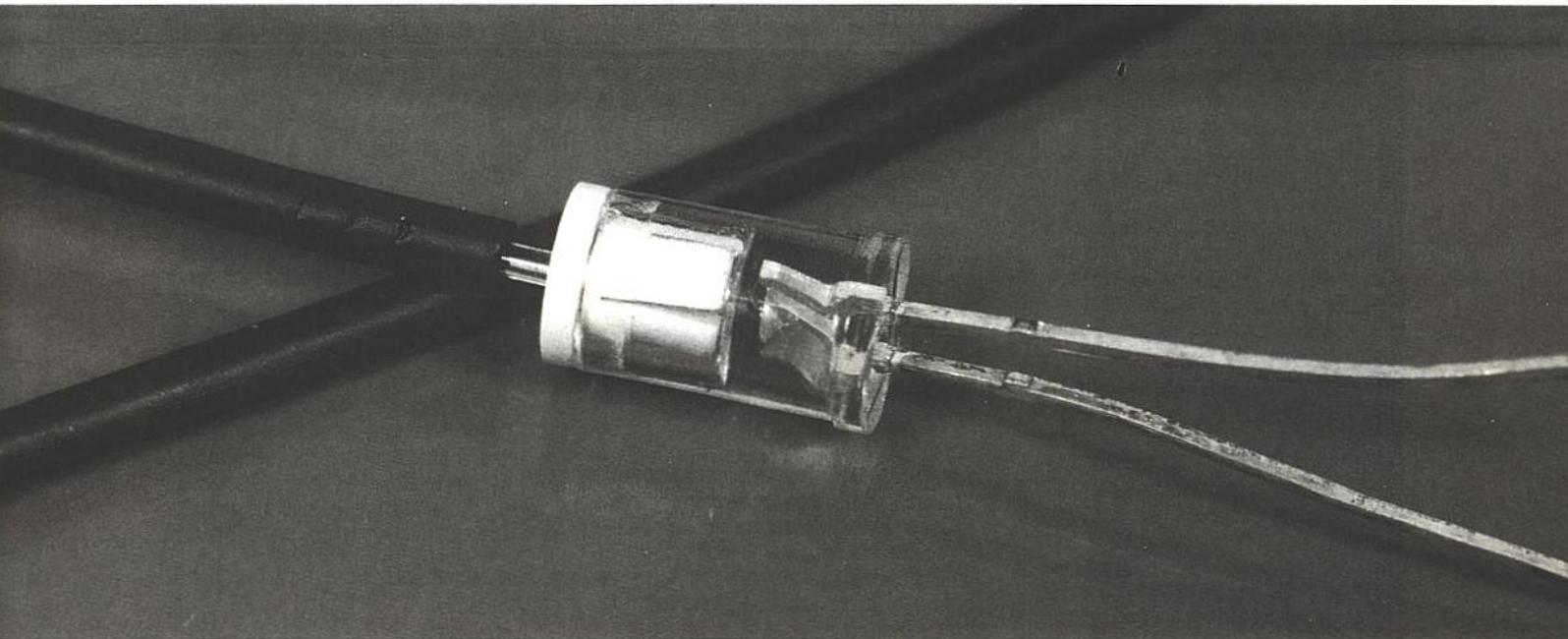


Figure 11

■ La connexion optique



Cet article a pour but de donner au lecteur quelques notions de base sur la connexion des fibres optiques.

Il s'agit du problème le plus crucial de mise en œuvre des fibres optiques.

A l'opposé de ce qui se passe dans un circuit électrique, la puissance émise dans une fibre optique demeure généralement constante et toute perte est irrémédiable. Or la connexion est une des plus grandes sources de perte.

Il existe trois variétés principales de connecteurs :

- les connecteurs diodes/fibres : ce sont ceux qui assurent la liaison d'une diode émettrice avec une fibre optique ou d'une diode réceptrice avec une fibre ;
- les connecteurs fibres à fibres : ce sont ceux qui assurent la liaison d'une fibre avec une autre fibre ;
- les connecteurs diviseurs fibres à fibres : ce sont des connecteurs plus complexes que les précédents qui permettent de diviser la lumière provenant d'une fibre vers plusieurs autres fibres ou d'amener la lumière en provenance de différentes fibres dans une seule fibre.

Pour chacune de ces fonctions, une multitude de techniques est disponible en France (voir en particulier les connecteurs SOURIAU et RADIAL). Deux qualités antagonistes sont recherchées en cette matière :

- 1 - la faible perte de connexion ;
- 2 - l'économie de la connexion.

Les pertes de connexion

D'une manière générale, la qualité optique d'une connexion dépend du parallélisme des deux faces de fibres à connecter, de l'alignement des cœurs et du poli des surfaces qui sont à réunir.

Expériences : prendre une fibre de 0,5 mm de diamètre et de 1

mètre de longueur. Bien polir chacune des extrémités (voir leçon 1). Mesurer le bilan optique.

Couper au scalpel cette fibre en son milieu. Enfiler les deux extrémités sectionnées dans 2 cm de gaine prélevée sur des fils de cuivre Télécom de 0,5 mm de diamètre. Mesurer le bilan optique et constater les pertes.

Polir soigneusement chacune de ces extrémités. Réenfiler et mesurer les pertes optiques.

Mouiller avec de l'eau les extrémités et reprendre les mesures. Enduire de colle Araldite lente les extrémités. Réenfiler. Laisser sécher et mesurer les pertes.

On peut améliorer sensiblement le bilan des pertes optiques en soudant les fibres plastiques ou silices selon un procédé approprié. Ceci a pour effet de réduire les pertes dues aux effets de Fresnel (voir leçon 1). Mais ceci entraîne le sérieux inconvénient de rendre la connexion "indéconnectable". C'est pourquoi, pour pallier à cet inconvénient, on utilise souvent de la graisse d'indice qui offre les mêmes performances en matière de réduction des pertes optiques.

L'économie

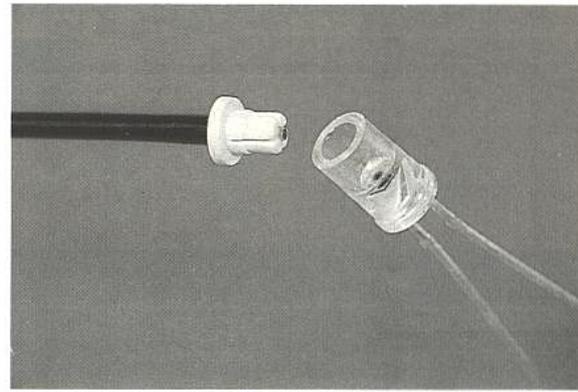
Jusqu'à très récemment, la connexion optique restait très

coûteuse. Ce coût fut l'une des causes majeures de l'abandon de nombre de réseaux optiques urbains (type Biarritz). Il demeure très élevé pour les liaisons optiques Télécoms intercontinentales. Lorsque le cœur d'une fibre tombe en dessous des 10 microns, des imprécisions de connexion supérieures à 1 micron deviennent intolérables. L'adoption du standard SMA a contribué à la baisse des prix et à une plus grande simplicité de connexion. Des connecteurs très économiques ont fait par ailleurs leur apparition il y a un an et demi chez SIEMENS et MOTOROLA pour la connexion des fibres plastique PMMA sur certains composants d'émission et de réception. Récemment une société française a mis au point et breveté un nouveau type de connecteur polyvalent :

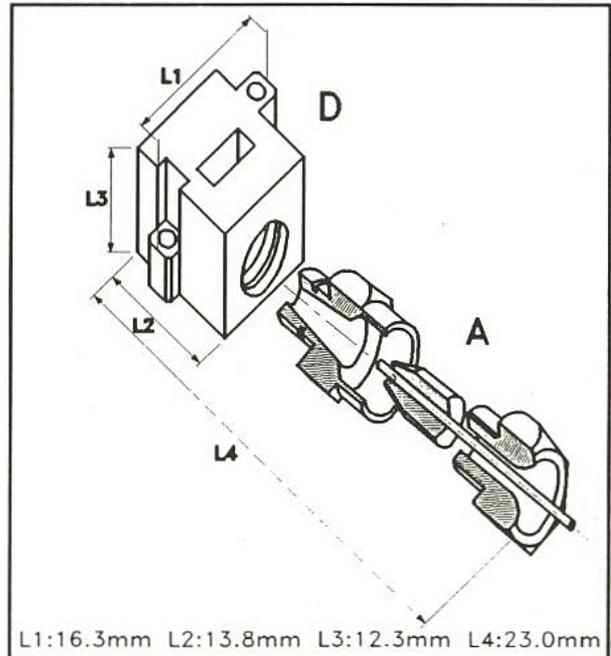
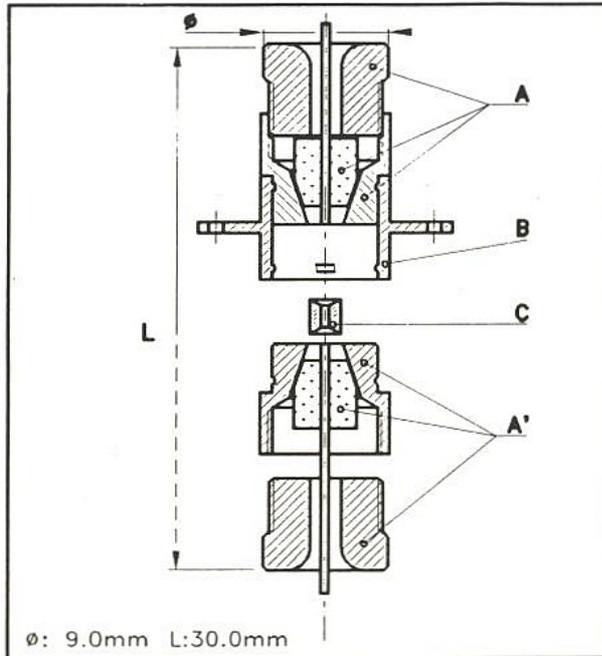
positionnement des fibres face à face. Il est prévu des rondelles de centrage pour les petites fibres (inférieure à 0,5 mm) qui permettent de réaliser des bilans de connexion de qualité (a fortiori en utilisant de la graisse ou de la colle d'indice comme indiqué plus haut).

Ce connecteur polyvalent est entièrement démontable. Il est formé des trois composants suivants :

- Le corps du connecteur est formé d'un cylindre en plastique moulé recevant un manchon tronconique en matériau plastique déformable sous l'effet d'une vis creuse de serrage. La ou les fibres optiques glissées au centre du manchon sont centrées et maintenues grâce au serrage de la vis. La longueur du connecteur proprement dit est de 10,50 mm et son plus grand diamètre externe est de 9,5 mm.



Le connecteur dispose de 2 trous destinés à recevoir des vis externes permettant sa fixation sur une carte électronique et éventuellement un assemblage en ligne avec d'autres connecteurs. La face avant du plot possède une forme rectangulaire 12,3 mm par 12,7 mm. La face supérieure est de forme rectangulaire



Le connecteur CLICKOP

- Il existe une première version de ce connecteur assurant la liaison des fibres aux émetteurs et aux récepteurs de lumières. Ce plot de connexion peut recevoir des diodes à lentille du diamètre le plus courant (5 mm) et également des diodes plates (largeur > 5,70 mm) ;
- Clickop peut connecter plusieurs fibres face à une fibre ; par exemple 8 fibres de 0,5 mm à 1 fibre 1,8 mm. Ainsi on n'utilisera plus qu'une source lumineuse qu'on pourra déporter dans 8 fibres ;
- Il est capable de connecter fibre à fibre toutes les tailles de fibres de 0,5 mm à 2,4 mm. Le problème est d'assurer un bon

- La traverse optique est un cylindre en plastique moulé comprenant un clip d'assemblage permettant de réunir face à face 2 corps de connecteur. Elle dispose de 2 bretelles destinées à recevoir des vis permettant la fixation de l'ensemble. La longueur de la traverse optique est de 8,7 mm et son diamètre externe de 9,5 mm, hors bretelles de fixation.

- Le plot du connecteur est formé d'un boîtier en plastique moulé destiné à recevoir les diodes d'émission ou de réception répondant aux standards les plus courants. L'insertion du corps du connecteur dans ce boîtier s'opère par clipsage. Le plot du

13,8 mm par 12,3 mm.

Le connecteur CLICKOP est aussi simple à utiliser qu'un connecteur électrique. La fibre est enfilée dans le corps du connecteur et vissée pour y être maintenue. CLICKOP est prêt. Il s'encliquète ensuite dans un autre composant comme on encliquète le capuchon d'un stylo.



■ EUTELSAT II F1 : puissance et capacités accrues



Lancé au cours de l'été 90, le premier satellite TV/RADIO de la deuxième génération - Eutelsat II F1 - est entré en phase opérationnelle fin septembre à sa position orbitale assignée, 13° Est. Nous allons donc voir ses caractéristiques principales à l'émission et ses zones de service variant d'un faisceau à un autre.

En 1984 Radio-Plans s'était fait l'écho du lancement du premier véritable satellite de télé captable par le particulier avec des paraboles de 1,50/1,80 m. Ce satellite était alors connu sous le sigle "ECS 1" rapidement débaptisé pour devenir "EUTELSAT I F 1". En ce début d'année 91, le bilan de la première génération est le suivant : 5 lancements, 4 réussites et 3 satellites de type I encore en totale phase opérationnelle, seul I F1 est placé en orbite inclinée (vers sa fin de vie) et sert à des applications plus limitées. Dans l'ensemble, cette première génération de satellites de faible puissance - 20 Watts - et d'une capacité opérationnelle de 10 répéteurs a fait ses preuves et c'est donc sans attendre que l'organisation EUTELSAT a, dès 1988, passé commande de 6 voire 8 engins orbitaux à la firme Aérospatiale qui en est le maître d'œuvre.

Forte de son succès avec la série I transportant les programmes des câblo-opérateurs de l'UER, les transmissions ponctuelles et à temps partiel, les données, la messagerie etc, EUTELSAT prépare déjà le lancement de II F 2 début 91 devant assurer la relève de I F5 à 10° Est. Pour information, signalons qu'EUTELSAT a enregistré plus de 50 réservations fermes de location de répéteurs, dont 8 pour France Télécom.

L'évolution du marché européen, notamment de télévision et, les progrès réalisés dans les équipements RX ainsi que ceux dans la technologie des satellites - TX - ont largement influencé la conception des EUTELSAT II dont voici les principales caractéristiques.

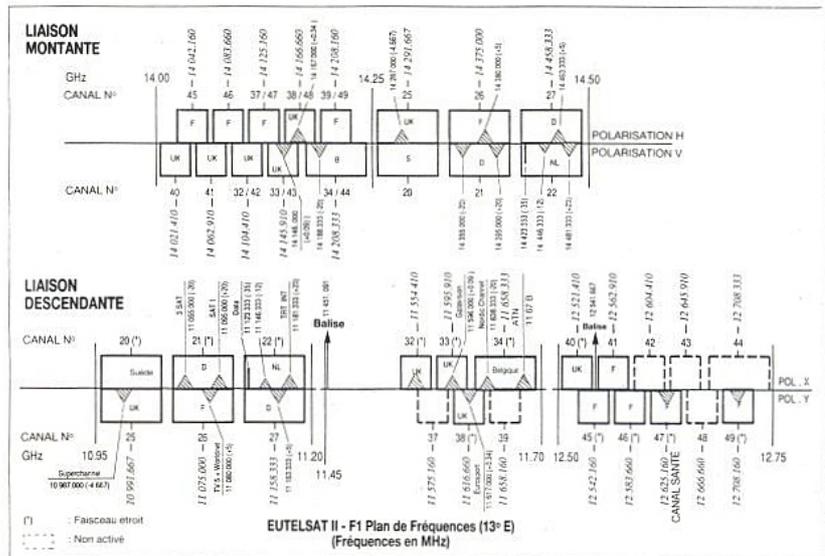
Souplesse à l'émission

Si les répéteurs d'une largeur de 72 MHz sont parfaitement adaptés pour l'acheminement du trafic téléphonique en AMRT à 120 Mbit/s, en revanche pour la diffusion des signaux TV cette bande est surabondante, car présentant le double, voire plus, de la largeur de bande généralement utilisée pour une voie vidéo et sons associés. Donc, EUTELSAT a décidé d'équiper ses satellites à la fois de répéteurs de 72 et de 36 MHz, de façon à obtenir une utilisation plus efficace de la largeur de bande disponible. Chaque satellite est donc équipé de 9 répéteurs de 36 MHz et 7 de 72 MHz, ces derniers étant capables de transmettre - suivant l'arrangement des canaux - 2 canaux de TV de 27,32 ou 36 MHz. Qu'ils soient larges ou étroits, les 16 répéteurs peuvent fonctionner aussi bien en mode normal (solaire) qu'en mode occulté (éclipse). Avec ses 16 répéteurs, EUTELSAT II peut diffuser ainsi jusqu'à 23 canaux de télé à raison de 2 sur les 6 répéteurs activés. Toutefois, nous attirons l'attention des antennistes ou amateurs sur le fait que transmettre deux canaux sur un répéteur de 72 MHz entraîne une baisse de signal de 3 dB sur les 2 porteuses, ou alors de 2 et 4 dB, comme mesuré sur le répéteur n° 22 (intermittent). Le premier cas de figure mentionné est celui du répéteur 21 diffusant, à l'heure où nous écrivons ces lignes, 3 SAT et SAT 1, cependant il est prévu que 3 SAT soit diffusée par le répéteur n° 27.

Outre le nombre de répéteurs passant de 10 (EUTELSAT I) à 16, soit une augmentation de 60 % de la capacité, la puissance d'EUTELSAT II et précisément des ATOP est passée à plus de 50 Watts soit 2,5 fois la valeur de la première génération, ce qui se traduit par une augmentation du signal de l'ordre de 4 dB sortie source.

Afin d'écartier les problèmes connus sur TDF I/2, les satellites EUTELSAT comprennent de nombreux équipements redondants. C'est ainsi qu'ils disposent au total de 24 chaînes d'émission équipées d'amplificateurs à tubes à ondes progressives pour desservir les 16 répéteurs en service. Ces chaînes sont réparties en 2 groupes indépendants (un par polarisation). EUTELSAT peut utiliser n'importe quel ensemble de huit parmi les 12 chaînes d'émission de chaque groupe pour desservir

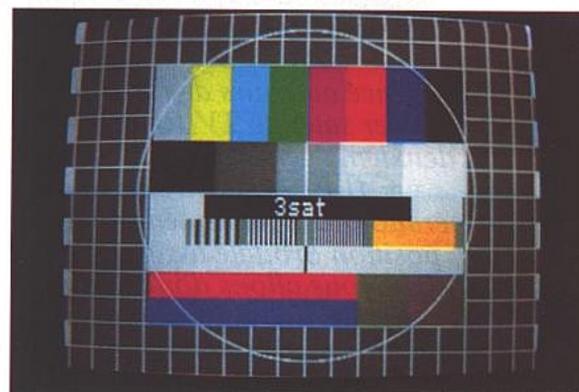
les 8 répéteurs émettant sur la même polarisation (redondance en anneau de 12 pour 8). Il n'y a donc pas de perte de répéteur, même si 4 chaînes d'émission dans un groupe de 8 tombent en panne.



Plan de fréquences.

Comme on le relève sur l'illustration "Plan de Fréquences", les satellites EUTELSAT II reçoivent les signaux montants dans la bande 14-15,5 GHz et les réémettent, après conversion, dans les bandes usuelles : 11 et 12,5 GHz. EUTELSAT utilise l'une ou l'autre des 2 polarisations rectiligne orthogonales (en fonction de répéteur), la polarisation sur le trajet descendant étant croisée par rapport à la liaison montante. Pour diffuser et diriger les signaux, sont utilisées 2 antennes multi-sources à réflecteur bigrille, l'une d'elles étant employée pour la partie RX. Chacune des deux antennes peut être configurée en orbite pour émettre soit un faisceau large soit un faisceau étroit dit alors en pinceau.

Si sur les EUTELSAT I, les 3 couvertures en pinceau, Est, Ouest et Atlantique avec une pire crête de 45,5/46 dBW au centre complétées d'un faisceau large (SMS), continuent d'assurer une couverture équitable des pays membres de l'EUTELSAT, la plupart des utilisateurs demandent une couverture en pinceau Ouest. Pour les satisfaire, les satellites EUTELSAT disposent d'un faisceau pincé dit étroit, donc de grande puissance aussi appelé "Superfaisceau" couvrant la majorité des pays de l'Europe, exceptés ceux du Sud/Est avec des valeurs de pire crête comprises entre 52/53 dBW au centre et 44 dBW en bordure de la zone



typique matérialisée. Se reporter à l'illustration "Superfaisceau - Couverture Typique", **figure 1**.

Sur cette carte, bandes des 11 GHz, on remarque d'emblée qu'une majorité du territoire français se situe dans la zone centrale délimitée par l'isopire 52 dBW, seules la Corse, une partie du Sud/Ouest et la Bretagne notamment, sont moins bien desservies puisque l'isopire 50 dBW coupe la pointe du Finistère. Nous préisons que la pire maximale annoncée par EUTEL-SAT est basée sur un quelconque répéteur connecté au faisceau étroit émettant un seul canal. Si ce n'est pas le cas, la pire maximale oscille autour de 49/50 dBW. En résumé, la décroissance relative du signal en France est au maximum de 2 dB. Nos lecteurs domiciliés au Maghreb bénéficient maintenant dans les meilleurs sites d'une pire de 47 dBW (1 canal) ou 44 dBW (2 canaux) ce qui leur permettra de capter confortablement la future chaîne arabo-phonie devant être diffusée par le répéteur 32 ayant une largeur de 36 MHz, soit un signal optimum.

Voilà pour les caractéristiques du faisceau étroit, voyons maintenant celles du second faisceau dit large ayant comme vocation de desservir, à la demande des chaînes paneuropéennes, l'Ancien Continent, le Proche Orient et le littoral Nord du continent africain avec des valeurs de pire crête de l'ordre de 48,5 dBW ($\pm 0,5$) au centre du faisceau pour les répéteurs 25, 26 et 27. Ces répéteurs, en principe et pour conserver l'intérêt d'une zone de diffusion la plus importante possible avec une intensité maximale de signal, ne diffusent chacun qu'un seul canal TV avec toutefois la possibilité d'y associer des porteuses audio complémentaires.

Sur la carte "Zone de couverture typique du faisceau large" **figure 2**, on note que seule la Bretagne se situe dans une zone où la pire est inférieure à 47 dBW, sans toutefois atteindre les 46 dBW. Là aussi, nous avons une décroissance relative du signal de 2 dB entre les sites les plus et moins favorables. Nous constatons également que le signal typique ne décroît que de 4 dB jusque sur une vaste partie du littoral marocain, algérien et tunisien et de ce fait les unités extérieures sont moins méritantes que celles alors nécessaires pour capter les satellites de la première génération. Nous informons nos lecteurs que les 2 car-

Zone de couverture typique du faisceau étroit - Bande des 11 GHz.

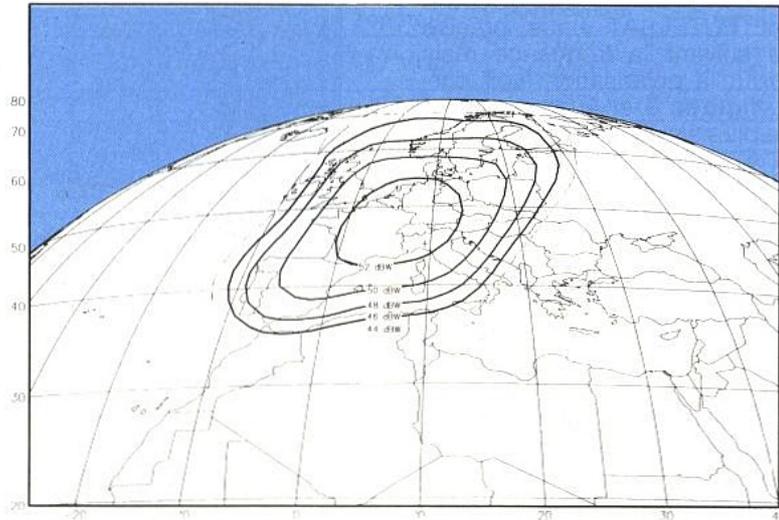


Figure 1.

Zone de couverture typique du faisceau large - Bande des 11 GHz.

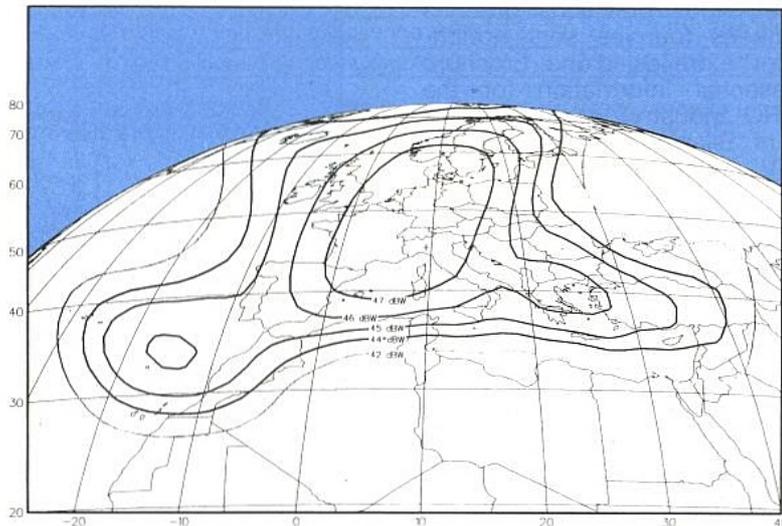


Figure 2.

Zone de couverture du faisceau en polarisation verticale - Bande des 11 GHz.

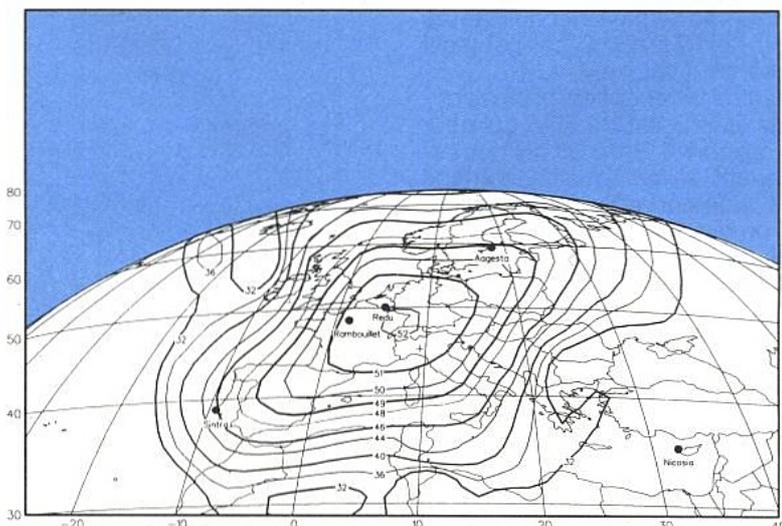


Figure 3.

tes éditées, illustrant les faisceaux Etroit et Large dans la bande de 11 GHz, sont de pire typique (écart ± 1 dB). Cependant EUTELSAT nous précise que suivant la fréquence mais surtout la polarisation (voir cartes, figures 3 et 4), la pire peut être plus élevée, et que les isopires 42 dBW (Large) et 44 dBW (Etroit) ne limitent aucunement la zone de réception possible des EUTELSAT II. Quant à la couverture typique en 12,50 - 12,75 GHz, se reporter à la carte de la figure 6.

Quel diamètre d'antenne pour capter les Eutelsat II

Voici un paragraphe qui attirera certainement toute l'attention des lecteurs. Préalablement, avant tout développement du sujet, nous précisons que les données fournies sont notamment extraites d'une brochure "Essential Information for the TVRO Industry" et d'un document "Bilan de liaison EUTELSAT II TV" éditée par l'EUTELSAT. Tout d'abord, EUTELSAT a distingué 2 types de réception, l'un individuel ou réception directe chez l'utilisateur, l'autre pour des applications professionnels : câble, hôtels, antennes collectives, pilotage réémetteurs etc... Ensuite, elle a défini un objectif de qualité de réception s'exprimant en terme de rapport signal/bruit ou S/B. Celui-ci en individuel est fixé 48 dB correspondant à une qualité d'image dite "bonne" ou bien à la note de 4 sur l'échelle du CCIR à 5 points. Ce rapport S/B équivaut à un rapport porteuse/bruit ou P/B (ou C/N) de 10,5 dB. C'est l'objectif de sensibilité.

Quant à la réception professionnelle le S/B est de 50,5 dB pour un rapport P/B de 13 dB correspondant à une qualité d'image dite "très bonne" voire "excellente" ou bien, à la note de 4,5. Ces données sont exclusivement valables pour les transmissions de type PAL/SECAM utilisant des canaux dont la largeur de bande HF est de 36 MHz. Pour d'autres transmissions avec des canaux de 27 MHz, le rapport signal/bruit doit être réduit de 3,8 dB tandis que le rapport porteuse/bruit doit être augmenté de 1,2 dB. Voir bilan de liaison EUTELSAT II, figure 9.

Dans ces objectifs sont pris en considération 0,3 dB pour les absorptions dues au gaz de l'atmosphère et 1,2 dB de dégradation liée aux "Effets Hydrométéo-

Zone de couverture du faisceau étroit en polarisation horizontale - Bande des 11 GHz.

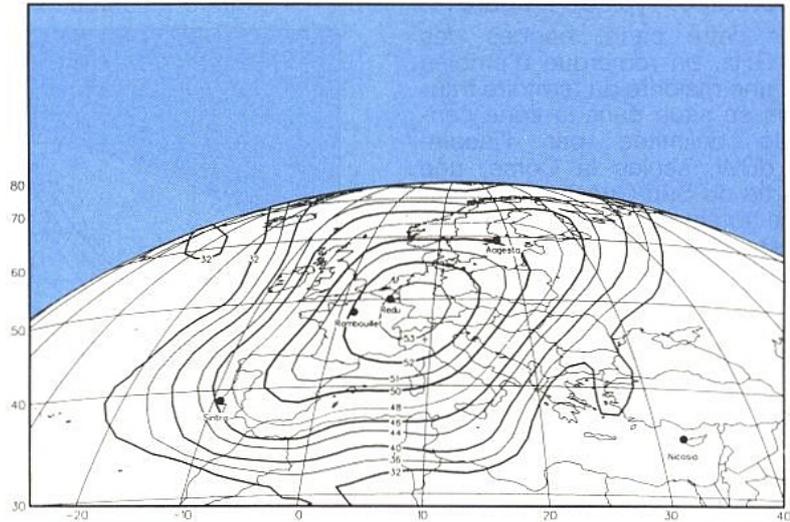


Figure 4.

Zone de réception nominale du répéteur N° 26 diffusant "TV 5 EUROPE".

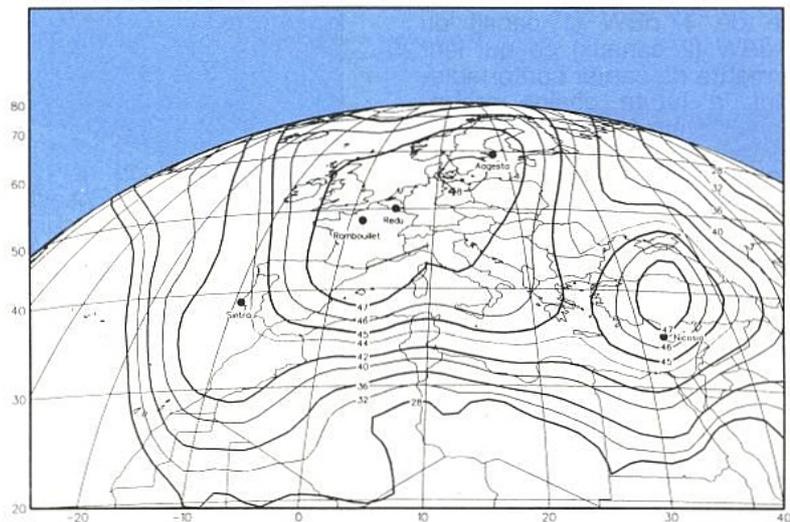


Figure 5.

Zone de couverture typique du faisceau étroit en polarisation verticale - Bande des 12.5 GHz.

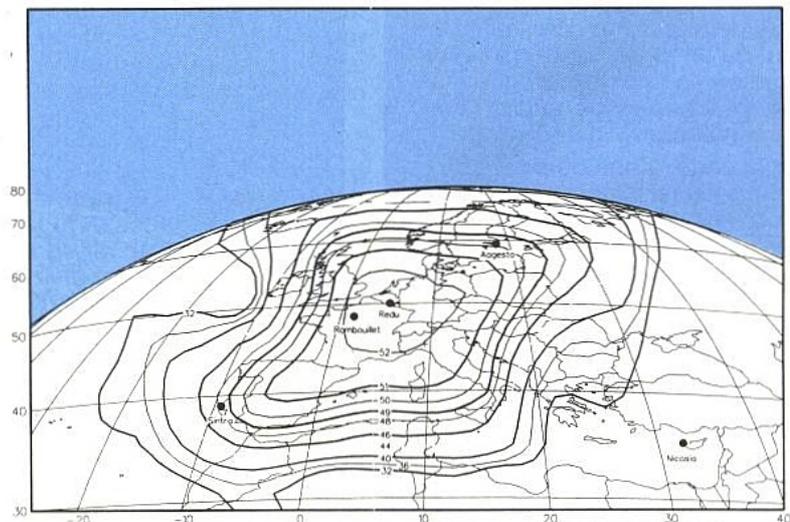


Figure 6.

Les 4 répéteurs activés en polarisation verticale dans le faisceau étroit sont alloués à France Télécom. Suivant les canaux la pire crête varie entre 52 et 53 dBw. La décroissance relative est de - 4 dB dans l'extrême ouest de la France, soit l'utilisation d'un réflecteur d'un diamètre de l'ordre de 80 cm.

res" (figure 8) pour 99 % du temps du mois le plus défavorable pour toute la France.

NDLR : Valeur retenue à titre provisoire. Il n'y a pas d'unanimité sur les valeurs à donner à cette dégradation en fonction des différentes zones climatiques : CCIR Rapport 564.2 et 215.2.

Les autres paramètres sont clairement présentés dans l'évaluation du bilan de liaison d'EUTELSAT. Le facteur de mérite de l'unité extérieure est de type standardisé. La perte d'insertion d'un polariseur est estimé à 0,3 dB ce qui correspond à l'utilisation d'un système magnétique.

Quant à la pire choisie - 52 dBW -, elle intéresse particulièrement une assez vaste partie de la France et permet d'établir des comparatifs intéressants avec d'autres satellites de pire comparable...

A la lecture des résultats calculés, qui rappelons-le englobent une certaine fraction de temps pendant laquelle, les intensités de pluie, neige etc... atteignent les valeurs retenues, on déduit qu'EUTELSAT a placé la barre assez haut, en clair, en respectant ces recommandations, l'utilisateur domestique, notamment, bénéficie d'une qualité d'image nettement supérieure aux 43 dB S/B pris comme valeur type obtenue aujourd'hui avec les liaisons terrestres - CCIR -.

EUTELSAT précise que le rapport porteuse/bruit annoncé de 10,5 dB est calculé sur la base d'une largeur FI égale à celle du canal - 36 MHz - et que dans l'hypothèse d'une FI normalisée - 27 MHz - le rapport P/B passe à 11,7 dB.

Des unités extérieures dont le G/T passe de 19 à 13 dB/K

Avec l'amélioration de la pire sur le faisceau étroit, il est possible d'utiliser des diamètres de l'ordre de moitié que ceux actuellement nécessaires sur les EUTELSAT de la première génération tout en conservant le même rapport P/B, de l'ordre de 12/13 dB. Pour fournir un point de repère précis sur le passage d'EUTELSAT I à II, on mesurait avant, au moyen d'une antenne de 1,20 m, un signal de 12,5 dB par ciel clair sur "TV 5". Maintenant, tout en conservant ce signal, il ne faut plus que 80/85 cm, qui plus est, sur le faisceau large dont le signal est de 3 dB environ inférieur au faisceau étroit. Autre point de repère, entre le faisceau Ouest de l'F4 - 46 dBW - et le

MESURES DE SENSIBILITE

Figure 7.

Répéteur N°	Faisceau	Largeur répéteur	programme	Rapport P/B mesuré
21	Etroit	72 MHz	3 SAT SAT 1	9,9 dB 9,4 dB
22	Etroit	72 MHz	TRT	13,7 dB
33	Etroit	36 MHz	GALAVISION	11,8 dB
26	Large	72 MHz	TV 5	9,5 dB
38	Etroit	36 MHz	EUROSPORT	11,7 dB

Relevés à la mi-novembre 90. Des modifications pourront être constatées à la date de la lecture de l'article.

INFLUENCE DES CONDITIONS CLIMATIQUES

Ø : 60 cm - Pire : 52 dBW

Figure 8.

CONDITIONS CLIMATIQUES	LARGEUR DE BANDE FI							
	36 MHz				27 MHz			
	Figure de bruit en dB du convertisseur							
	1	1,2	1,4	1,6	1	1,2	1,4	1,6
80 % du temps - ciel clair	12,2	11,6	11,1	10,5	13,5	12,9	12,4	11,8
90 % du temps	11,7	11,1	10,6	10	13,1	12,4	11,9	11,3
99,5 % du temps d'une année moyenne	9,9	9,3	8,9	8,4	11,2	10,6	10,2	9,7
99 % du temps du mois le plus défavorable	9,5	8,9	8,5	8,1	10,8	10,2	9,8	9,4

Rapport P/B obtenus dans les conditions climatiques citées, compte tenu de l'augmentation de la température de bruit, ou de la dégradation du G/T.

Figure 9.

BILAN DE LIAISON EUTELSAT II

	36 MHz	27 MHz
Pire du satellite		52 dBW
Affaiblissement LD à 20°		205,7 dB
Absorption atmosphérique		0,3 dB
Facteur de Merite	13,1 dB/K	14,4 dB/K
- diamètre	60 cm	70 cm
- rendement		65 %
- gain	35,9 dB	37,1 dB
- température de bruit réflecteur		40 K
- température de bruit du convertisseur		75 K
Perte insertion polariseur		0,3 dB
Réduction G/T due aux précipitations		1,2 dB
Largeur de bande de bruit	75,6 dBHz	74,3 dBHz
Constante de Boltzmann		- 228,6 dB/Hz/K
Bande de base vidéo		5 MHz
Excursion vidéo	25 MHz/V	16 MHz/V
Gain de modulation	24,3 dB	19,2 dB
Gain de préaccentuation		2 dB
Facteur de pondération du CCIR		11,2 dB

RESULTATS CALCULÉS (99 % du temps le mois le plus défavorable).

RAPPORTS

- PORTEUSE / BRUIT (sensibilité)	10 dB	12,6 dB
- SIGNAL / BRUIT (qualité)	47,5 dB	45 dB

Nota : Pour une largeur de bande HF de 27 MHz, le facteur de mérite de l'unité extérieure est déterminée par la nécessité de disposer d'un rapport P/B (souvent nommer C/N en anglais, rapport porteuse sur bruit) relativement élevé pour atteindre un rapport S/B suffisant. Grosso-modo on admet que le P/B doit être plus du double du seuil de démodulation, soit une quinzaine de dB P/B. Pour une largeur de bande HF de 36 MHz, le G/T est déterminé par la nécessité d'avoir "seulement" un rapport P/B égal au moins au seuil des clics.

faisceau étroit de 11 F1 - 52 dBW -, le diamètre est passé de 1,20 m à 60 cm tout en préservant la même qualité d'image.

Afin d'évaluer au mieux les diamètres de réflecteur dans la pratique, nous avons effectué plutôt dans le centre typique des faisceaux étroit et large, quelques mesures de rapport porteuse/bruit toujours dans une bande FI large de 27 MHz à - 3 dB. Notre antenne étalon est de type à foyer primaire (ou central) de 60 cm et d'un rendement approchant les 65 %. Elle est équipée d'un convertisseur dont la figure de bruit est de l'ordre de 1 dB. Le facteur de mérite nominal qui en découle est de 13,2 dB/K.

Le tableau (figure 7) indique clairement qu'en fonction des caractéristiques des répéteurs, des canaux, des faisceaux, les rapports P/B mesurés sous ciel clair - correspondant à 80 % du temps - varient notablement puisque compris entre 9,3 et 13,3 dB.

Au vu de ces relevés - Mesures Laboratoire Héliocom, J-M.-L - nous pouvons raisonnablement envisager l'usage d'une parabole de 60 cm recevant un polariseur magnétique et une tête hyperfréquence de 1,2 voire 1,3 dB de facteur de bruit, et cela dans la zone où la pire est égale ou supérieure à 52 dBW. Nous rappelons que les 52 dBW opérationnels sont uniquement atteints dans le centre du faisceau étroit dont les répéteurs diffusent un seul canal. Pour les répéteurs de la polarisation H chargés de 2 canaux la pire n'est plus que de 50 dBW, voir carte n° 4, ce qui nécessite une parabole de \approx 75 cm.

Pour les canaux du faisceau large, la pire étant légèrement inférieure, le diamètre est légèrement supérieur (voir paragraphe "TV 5").

Ces valeurs sont désignées pour la réception domestique. En mode professionnel rajouter aux diamètres de références, 12,5 % pour un gain de 1 dB, 25 % pour 2 dB.

Si les 12,5 voire 13,5 dB de P/B atteints dans les conditions les plus propices c'est à dire ciel clair, pire élevée - 52 dBW - et bien sûr maximale - 53 dBW - correspondent pleinement à une station dite opérationnelle, il est toutefois admis par la norme NFC 90120 de se limiter à 11 dB P/B (individuel, 80 % du temps).

Quelle marge ?

Les rapports P/B et S/B mainte-

nant entre eux un écart constant, du moins au-dessus du seuil statique, la dégradation de la qualité de l'image est égale à l'affaiblissement du niveau reçu, en clair, par exemple, pour - 1,5 dB P/B nous aurons donc - 1,5 dB S/B. Si cette dégradation de la qualité de l'image est plutôt difficilement perceptible à l'œil et sans graves conséquences, en revanche l'affaiblissement du niveau l'est, puisque réduisant d'autant la marge de sécurité sous précipitations. Quant à la valeur de cette marge, elle dépend du niveau du seuil des clics - vers 9 à 10 dB - et du niveau du signal reçu sous ciel clair. Pour la France ainsi que chez nos voisins belges, suisses et luxembourgeois, une marge de l'ordre de 2 à 3 dB paraît suffisante, et donc une douzaine de décibels est proposée.

Nota : Par convention, on admet que pour une pire nominale de 52 dBW et l'emploi d'un équipement domestique standardisé (\emptyset 60 cm), le rapport porteuse/bruit normalisé est de 13 dB par ciel clair.

Pour nos lecteurs du Maghreb et en se basant sur la faible récurrence des précipitations et le pourcentage élevé de temps pendant lequel le ciel est clair, ces clauses peuvent cautionner un rapport porteuse/bruit d'une dizaine de dB, entraînant de ce fait des unités extérieures moins performantes - \emptyset plus faibles - toutefois pour un rapport signal/bruit toujours dans les normes admises par le CCIR.

En conclusion, en fonction des pires annoncées par l'opérateur EUTELSAT et précisées sur les cartes mais également des objectifs décrits, il est possible d'utiliser, pour la réception du faisceau étroit, (1 canal par répé-

teur) des diamètres compris entre 60 cm jusqu'à 52 dBW typiques et 1,50 m (22 dB/K) à 44 dBW.

En aucun cas même dans le centre du faisceau où la pire peut dépasser les 52 dBW, il ne peut être fait usage d'un réflecteur dont le diamètre est inférieur à 60 cm pour des raisons de protection contre les brouillages produits par les satellites adjacents situés à 3°.

Pour la réception du faisceau large, les diamètres sont compris entre 80/85 cm (\approx 16 dB/K) au centre du faisceau où la pire est au maximum d'intensité, à 1,90 m (24 dB/K) à 42 dBW, pour un objectif de sensibilité constant ou à peu près constant, en réception individuelle.

Pour guider nos lecteurs sur la détermination de l'antenne en fonction de la valeur de la pire nominale locale, nous produisons un abaque (figure 10) indiquant les diamètres typiques pour des objectifs de 12 dB P/B en réception individuelle et de 14 dB P/B en réception collective.

A propos des chaînes diffusées par France TELECOM

Avant de clore cet assez vaste dossier et se donner rendez-vous à l'aube de l'an 2000 pour les EUTELSAT III..., nous terminons sur la réception des chaînes ou programmes diffusés par France Télécom. Dans la bande des 11 GHz, seul le répéteur n° 26 est alloué à la France, il contient, malgré ses 72 MHz, qu'une seule chaîne "TV 5 EUROPE". Nous remarquons que sur la carte de la figure 5 à couverture nominale que la pire varie d'un peu plus de 48 dBW

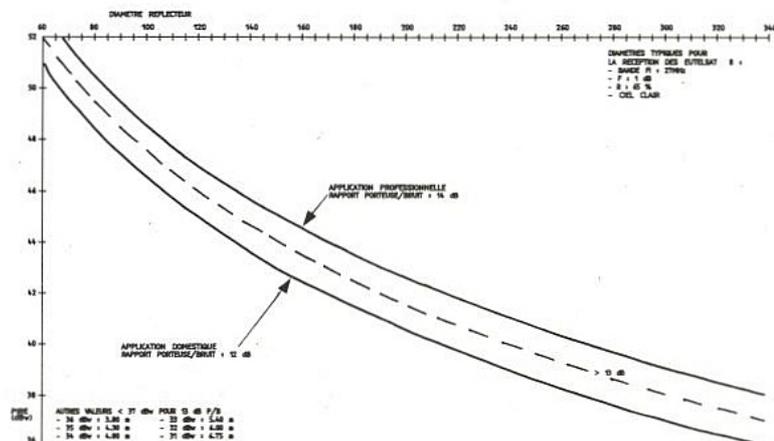


Figure 10 : Abaque de détermination des diamètres de réflecteur en fonction de la PIRE et du rapport C/N.

au Nord de l'Allemagne à 28 dBW au Sud de l'Égypte. On s'aperçoit également qu'une partie du Groenland, du Proche, voire du Moyen Orient sont atteints par les signaux de TV 5. En se référant à l'abaque, en fonction de l'usage envisagé, le diamètre de parabole peut être de 95 cm et 1,35 m à 47 dBW, pour le moins bon des sites du territoire français.

La vocation de TV 5 étant plus la desserte internationale que nationale, il est intéressant de relever que la décroissance relative du signal est plutôt lente. Par rapport à Paris - 47,5 dBW - les signaux ne diminuent "que" de 1,5 dB à Alger près de 3 dB à Athènes, 7,5 dB à Moscou et une dizaine de décibels à Bagdad... Avec une zone de service aussi confortable, TV 5 peut envisager avec sérénité son expansion.

Il ne lui manque plus qu'une programmation plus alléchante, bien que l'accent mis sur les infos soit jugé positif, mais l'ouverture tardive de l'antenne, 16 H 00, est très souvent reprochée de même que l'absence de télé "petit-déj."

Quant à la bande des 12,5 GHz, des 6 répéteurs de 36 MHz acti-

vés, 4 en polarisation verticale sont alloués à France Télécom. Suivant les canaux, la pire crête varie entre 52 et 53 dBW. Sur la carte on relève que la décroissance maximale est de - 4 dB dans l'extrême Ouest de la France, ce qui nécessite l'utilisation d'un réflecteur de 75 cm du côté de Brest.

La capacité louée en 12,5 GHz sur EUTELSAT II par France Télécom, est destinée à la relève de TELECOM 1 A.

Avec la génération des EUTELSAT II, l'organisation Européenne de Télécommunications par Satellite est la seule à couvrir toute l'Europe, une partie de l'Afrique du Nord ainsi que du Proche et Moyen Orient. En faisceau pincé donc à gain élevé, l'emploi des petites antennes est maintenant chose acquise...

S. NUEFFER



Multimètres analogiques/numériques

MAX 1000 - MAX 2000 - MAX 3000

- Auto AC/DC
- Auto RANGE
- TRMS
- Fonction MAX PEAK
- Boîtier antichoc

GARANTIE 3 ANS

Multimètres série MAX



La mesure efficace



**CHAUVIN
ARNOUX**

190, rue Championnet 75876 PARIS Cedex 18 - France

Tél. 33 (1) 42 52 82 55

Telex 772081 - Télécopieur 33 (1) 46 27 73 80

Documentation



Un détecteur d'inactivité à infrarouge passif

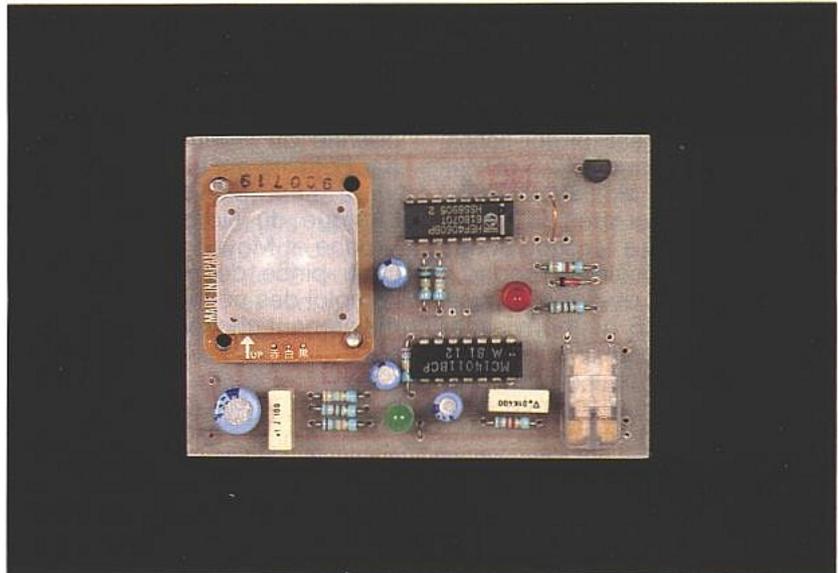
De plus en plus de systèmes d'alarme sont équipés de détecteurs volumétriques à infrarouge passif, capables de repérer les mouvements d'êtres vivants dans un lieu normalement désert, par leur seul rayonnement thermique.

L'inverse est tout aussi intéressant : l'absence prolongée de mouvement dans un lieu habité trahit généralement un problème sérieux, justifiant par exemple la mise en action d'un transmetteur téléphonique d'alarme.

Bien évidemment, la conception du détecteur nécessaire relève d'un "cahier des charges" radicalement différent d'un cas à l'autre.



L'envers du détecteur IR passif SGM 5910.



PRINCIPE DU SYSTÈME :

Si on excepte le cas des malades alités qui réclament de toute façon des soins quotidiens, on peut admettre que toute personne seule se trouve nécessairement amenée à se déplacer à intervalles plus ou moins réguliers.

Un capteur à infrarouge passif disposé en un point de passage obligé (par exemple près des toilettes) peut donc fort bien remettre périodiquement à zéro un temporisateur réglé sur une durée de cycle de plusieurs heures.

Si aucun mouvement n'est détecté pendant toute la durée d'un cycle, le temporisateur déclenche alors le dispositif chargé de donner l'alerte. Bien évidemment, ce principe suppose l'absence d'animaux domestiques, ou au moins un positionnement du capteur permettant de ne pas les détecter. Cette application est moins exigeante qu'un système d'alarme antivol, qui devrait dans l'idéal être d'une totale fiabilité.

Tout déclenchement intempestif d'un système d'alarme dérange inutilement la personne responsable et le voisinage, tout en nuisant à la crédibilité des prochaines alertes.

Et pourtant, les capteurs à infrarouge passif ne sont jamais par-

faitement à l'abri de détections parasites...

Dans le cas qui nous intéresse, une détection intempestive ne déclenche pas l'alarme, puisqu'elle remet au contraire le temporisateur à zéro. Dans une situation normale, elle passe donc parfaitement inaperçue.

Survenant en situation anormale d'inactivité prolongée, elle ne peut que retarder un peu la transmission de l'alarme.

Pour qu'un système antivol reste crédible, il ne doit pas se déclencher sans raison plus d'une fois par an au très grand maximum : les détecteurs construits pour ce genre d'application sont donc munis d'une électronique sophistiquée, capable de "filtrer" le mieux possible les détections douteuses.

A condition d'accepter des déclenchements intempestifs un peu plus fréquents, on peut cependant produire des détecteurs sensiblement simplifiés, et donc plus économiques : ils servent notamment à la commande automatique de portes, une ouverture injustifiée par-ci par-là restant la plupart du temps sans conséquence.

Pour devenir préoccupant dans notre application, le rythme des

détections intempestives devrait, en première approximation, dépasser le seuil d'une par 24 heures : entre une fois par an et une fois par jour, la marge est considérable !

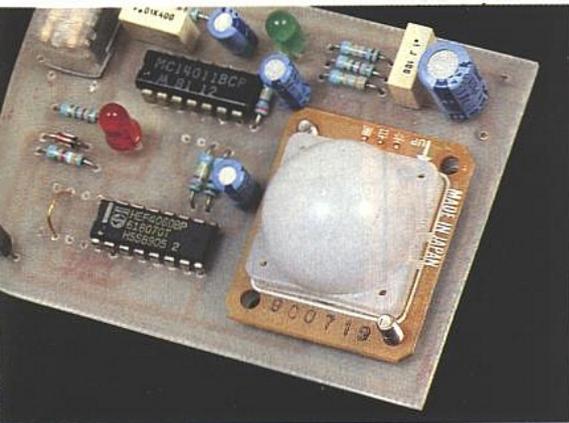
LE DÉTECTEUR SGM 5910 :

Nos lecteurs connaissent évidemment le détecteur MS 02 : grand classique importé et distribué par SELECTRONIC, il est à la base de nombreuses réalisations performantes dont certaines ont été décrites dans nos colonnes.

Le modèle SGM 5910 RE, dont la **figure 1** rassemble les principales cotes, ne se contente pas d'être sensiblement moins cher : plus petit, il intègre une lentille de Fresnel en forme de radôme, qui lui confère une distance de détection pouvant atteindre 5 à 6 m sans optique supplémentaire.

Sa directivité, définie à la **figure 2**, est organisée en 16 zones optimisées pour un montage mural, mais il existe une variante pour montage au plafond (SGM 5910 SB).

Pas tout à fait assez sûr pour une installation antivol vraiment fiable, ce détecteur se prête par contre admirablement à l'usage qui nous intéresse !



La logique associée :

Le schéma de la **figure 3** fait appel à des circuits logiques CMOS afin de préserver la très faible consommation du SGM 5910 (1 mA sous 9 V). La sortie "collecteur ouvert" de celui-ci commande d'une part une diode LED facultative (mais utile pour tester régulièrement le bon fonctionnement du détecteur), et d'autre part un intégrateur chargé d'éliminer les détections trop courtes pour être imputables à des déplacements normaux de la personne surveillée. Tant que le détecteur reste inerte, le compteur 4060 s'incrémente

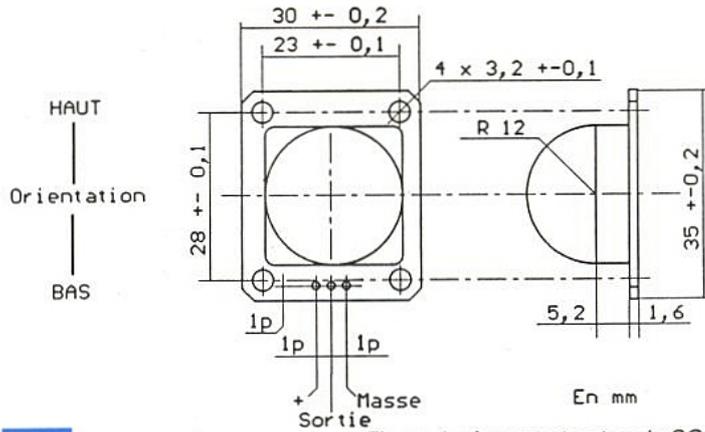


Figure 1 : Aspect et cotes du SGM 5910 RE.

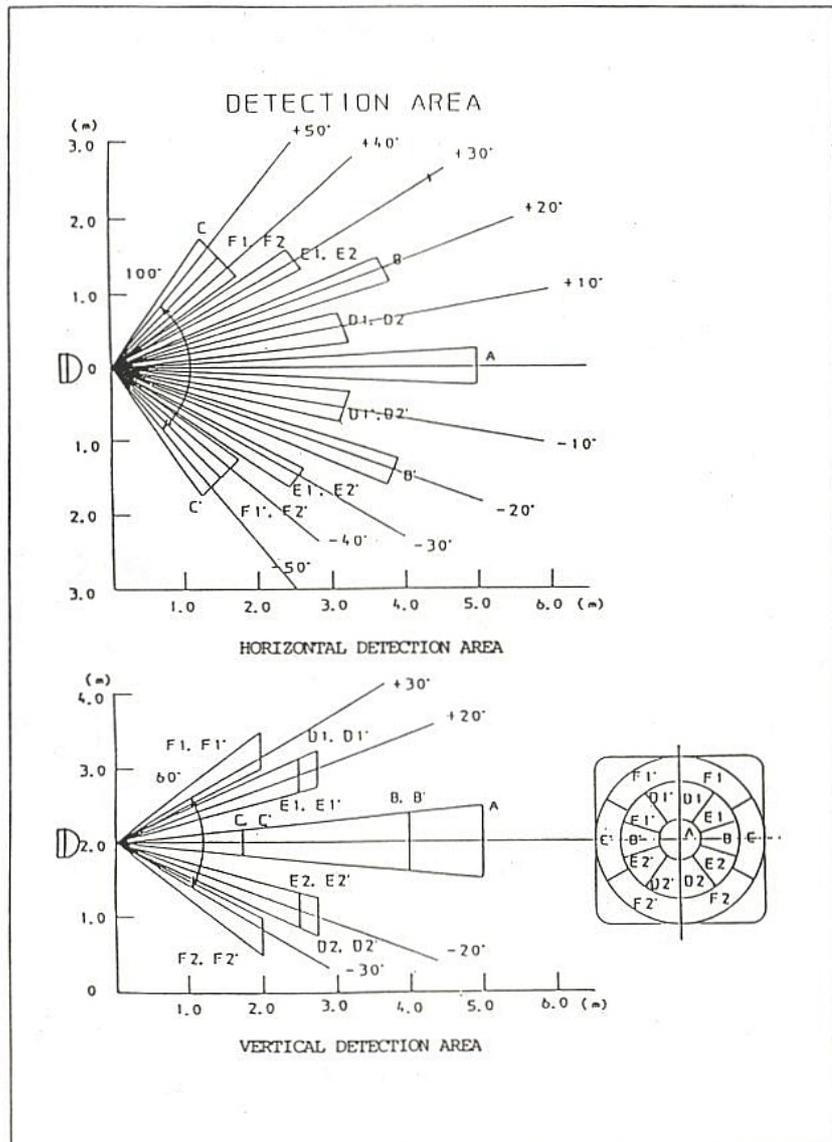


Figure 2 : Diagrammes de directivité en horizontal et en vertical.

au rythme de son horloge RC intégrée, à une fréquence d'environ 0,2 Hz (une période toutes les 5 secondes). Compte tenu du fait qu'il contient 14 étages, il lui faut dans ces conditions 24 heures pour "faire le tour". Des sorties intermédiaires basculent cependant à des

cadences plus rapides, notamment 12 et 6 heures, et même 1 mn pour les essais. Chaque mouvement détecté remet le compteur à zéro, ce qui fait que l'alarme sera donnée, au choix, 6, 12, ou 24 heures après le dernier passage devant le capteur.

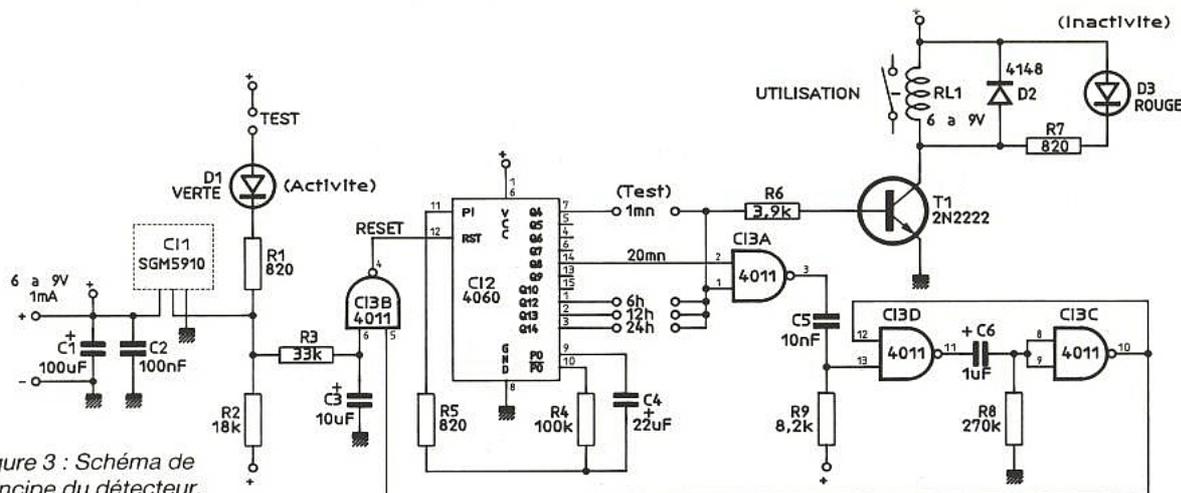


Figure 3 : Schéma de principe du détecteur.

Des valeurs intermédiaires pourraient d'ailleurs facilement être obtenues par simple modification des valeurs de C4 et/ou de R4.

La remise à zéro lors de la mise sous tension est pour sa part automatique, du fait que le SGM 5910 actionne sa sortie pendant ses quinze premières secondes de fonctionnement.

Si donc le cycle du compteur arrive à son terme, le relais de sortie colle. L'appel de courant que cela entraîne sur la pile fait chuter légèrement la tension d'alimentation, ce que le SGM 5910 interprète comme une détection (il nécessite normalement une alimentation parfaitement régulée).

La remise à zéro du compteur qui en résulte fait décoller le relais au bout d'environ une demi-seconde : c'est très suffisant pour actionner n'importe quel transmetteur d'alarme commandé par impulsions.

Un circuit supplémentaire prévoit, par mesure de sécurité, une remise à zéro par défaut au bout de 20 minutes.

Dans tous les cas, une diode LED signale le collage du relais, dont un contact inverseur est laissé à la disposition de l'utilisateur : il pourrait éventuellement prendre place dans la "boucle de rupture" d'une installation d'alarme existante.

RÉALISATION PRATIQUE :

Le circuit imprimé de la **figure 4** est prévu pour un montage direct du SGM 5910 par deux à quatre boulons de 3 mm, des écrous servant d'entretoises pour l'écartier de la carte (la face arrière du détecteur est équipée de composants CMS).

Trois queues de résistances assurent la liaison avec les pastilles correspondantes, le reste du montage pouvant ensuite être câblé selon le plan de la **figure 5**. Un cavalier est prévu pour sélectionner la durée d'inactivité nécessaire au déclenchement de

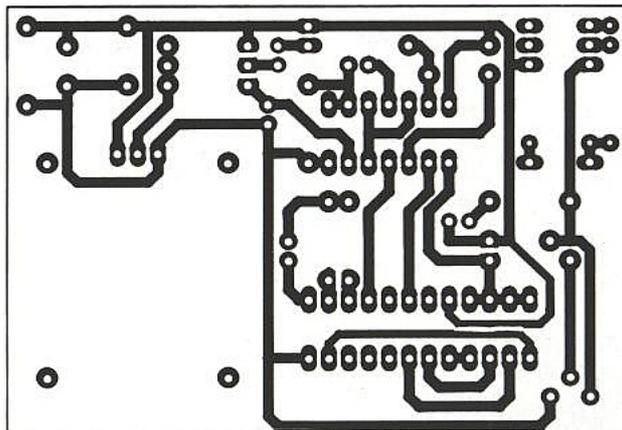


Figure 4.

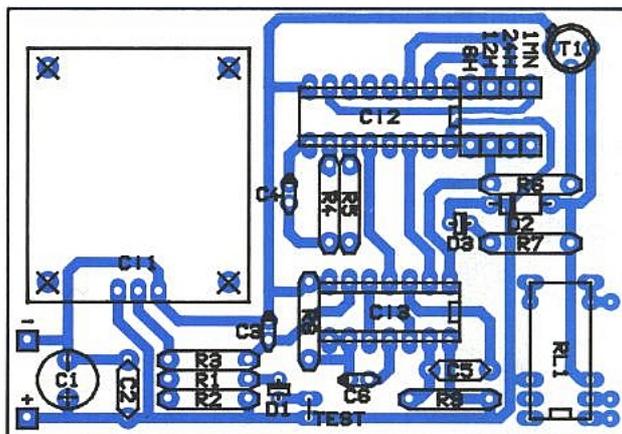


Figure 5.

l'alarme, mais l'implantation est prévue pour permettre aussi l'utilisation d'une barrette "DIP-SWITCH" à 4 interrupteurs.

La position "1 mn" est utile pour tester rapidement le montage, mais aussi pour étalonner l'horloge : faisant appel à un condensateur chimique, sa fréquence peut en effet être entachée d'une tolérance proche de 50 %.

On ajustera donc le réseau RC suivant ce que l'on souhaite exactement obtenir, sachant que les durées de cycle de 24, 12, et 6 heures sont directement multiples de celle d'une minute : avec, par exemple, 45 secondes, on passerait à 18, 9, et 4, 5 heures : à vous de choisir !



Avec 1 mA de consommation en veille, ce montage peut fonctionner pendant un mois sur une pile miniature au lithium (KODAK ULTRALIFE), mais il n'est pas interdit de recourir à des piles plus encombrantes pour accroître cette autonomie.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances 5 % 1/4 W

- R₁ : 820 Ω
- R₂ : 18 kΩ
- R₃ : 33 kΩ
- R₄ : 100 kΩ (environ)
- R₅ : 820 kΩ
- R₆ : 3,9 kΩ
- R₇ : 820 Ω
- R₈ : 270 kΩ

Condensateurs

- C₁ : 100 μF 16 V
- C₂ : 0,1 μF
- C₃ : 10 μF 16 V
- C₄ : 22 μF 16 V
- C₅ : 10 nF

Transistors

- T₁ : 2N 2222

Circuits intégrés

- IC₁ : SGM 5910 (Selectronic)
- IC₂ : CD 4060
- IC₃ : CD 4011

Autres semi-conducteurs

- D₁ : LED verte
- D₂ : 1N 4148
- D₃ : LED rouge

Divers

- RL₁ : relais DIL 6 à 9 V
- Pile 6 à 9 V + connecteur

Sous-titreur vidéo

Conserver sur une bande magnétique l'enregistrement vidéo d'un film ou d'un évènement sportif, familial, d'une manifestation ou d'un rassemblement part d'un bon sentiment.

D'une manière générale plus l'évènement est temporellement éloigné et plus les souvenirs s'estompent. Même si l'essentiel des susdits évènements est stocké sur une cassette vidéo, certains trous noirs subsistent.

De longues heures et d'interminables discussions destinées à retrouver une date, un nom, un prénom seront inutilement gaspillées. Pour vous éviter cette torture, il existe un remède : le sous-titrage. Le but de l'appareil que nous avons choisi pour ce début d'année est tout simplement l'addition d'un texte quelconque sur une image vidéo au standard PAL/SECAM ou SVHS.

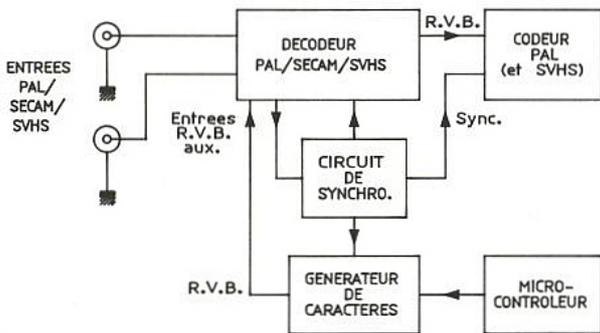
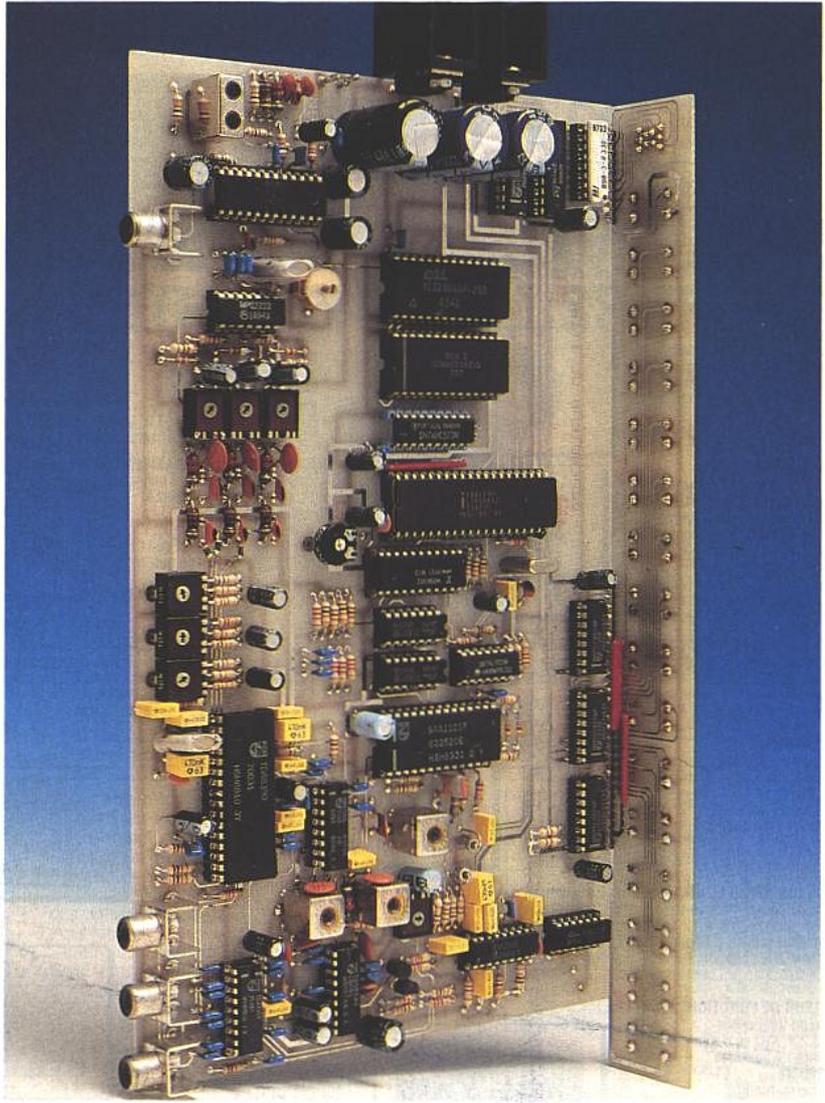


Figure 1.

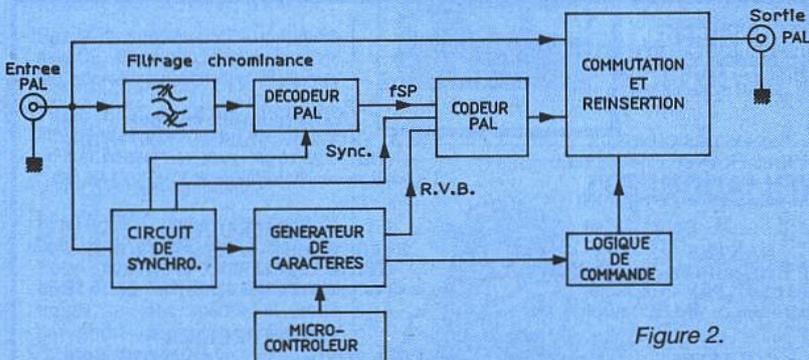


Figure 2.

Il existe au moins deux solutions intéressantes pour accéder à la fonction addition de caractères. Les deux principes différents sont exposés aux schémas synoptiques des figures 1 et 2. Pour chacun des deux principes, l'examen des synoptiques nous conduit aux avantages et inconvénients des deux solutions.

Entre les figures 1 et 2, la différence fondamentale réside dans un décodage complet du signal vidoecomposite à la figure 2 et une simple addition, ou plutôt remplacement à la figure 1.

Avec décodage R, V, B.

Sur le schéma synoptique de la figure 1, on remarque un décodeur multistandard délivrant les signaux primaires R, V, B. Un sous-ensemble classique est chargé de l'extraction des

signaux : synchronisation, ligne, trame, synchro composite, sandcastle, etc.

Les signaux de synchronisation sont envoyés vers le décodeur multistandard — sandcastle — et vers le circuit générateur de caractères, synchro-ligne et synchro-trame.

Un microcontrôleur associé à un clavier pilote le générateur de caractères de manière à ce que l'utilisateur puisse totalement définir et charger une page spécifique dans la RAM interne.

L'exploitation des données internes de la RAM se traduit par la disponibilité des trois signaux R, V, B. Dans le cas du générateur de caractères utilisé, chaque primaire ne peut prendre que deux valeurs 0 ou 100 % — couleur absente ou couleur présente.

Avec l'insertion, les caractères supplantent l'image principale. L'image est donc une image de fond et la page de caractères est une image de premier plan.

On comprend alors que les entrées R, V, B forcent l'entrée commutation rapide du décodeur multistandard, et remplacent alors les signaux R, V, B de l'image d'arrière plan.

On dispose finalement des signaux R, V, B correspondant à l'image d'arrière plan ET ceux de l'image de premier plan. On peut exploiter ces signaux directement, envoi vers un moniteur de contrôle mais pour le stockage des images, le codage est impératif. Dans le but du stockage on ajoute donc un codeur PAL ou éventuellement SVHS.

L'inconvénient majeur de ce système réside dans la succession des deux opérations — décodage, codage — qui se traduisent inévitablement par une perte de définition.

Le principal avantage est la relative simplicité du système et aussi sa compatibilité tout standard.

Avec le schéma synoptique de la figure 1, on dispose non seulement d'un générateur de titres mais aussi d'un transcodeur PAL/SECAM/SVHS vers PAL/SVHS.

Si au codeur PAL on ajoute un codeur SECAM, toutes les conversions sont possibles : PAL/SECAM/SVHS vers PAL/SECAM/SVHS.

Avec le synoptique de la figure 1 c'est donc deux appareils en un, transcodeur et sous-titreur, et nous allons voir que ce n'est plus du tout le cas avec synoptique de la figure 2.

Sans décodage R, V, B.

Le principe retenu au synoptique de la figure 2 est totalement différent de celui de la figure 1.

Notons le premier point important : un appareil ainsi défini n'est capable de traiter que les signaux PAL. Un synoptique similaire pourrait être envisagé en SECAM mais serait trop compliqué à notre goût.

La première opération consiste à décoder le signal PAL incident, non pour récupérer les signaux primaires ou différence de couleur mais tout simplement la sous-porteuse verrouillée sur le burst du signal incident.

Comme précédemment les circuits de synchronisation sont utilisés par le décodeur PAL et par le générateur de caractères.

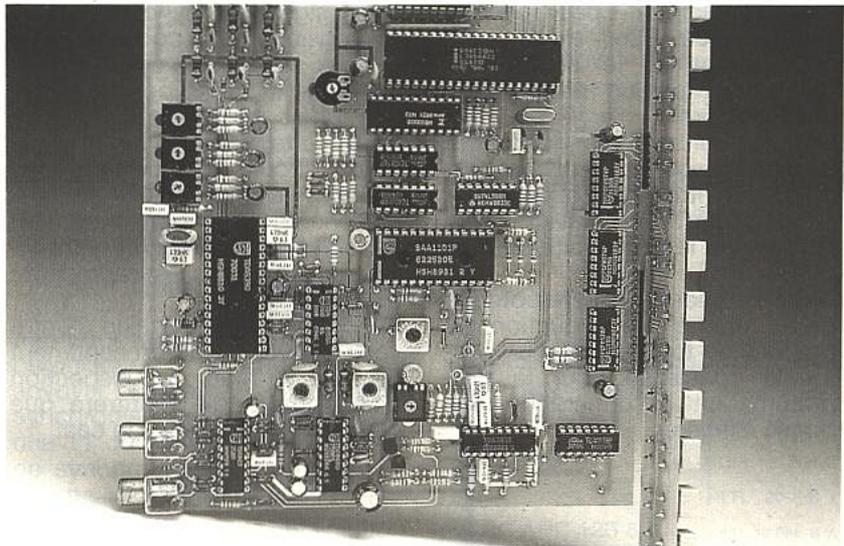
tion de la qualité. On suppose bien sûr que la copie ne dégrade en rien le signal.

Un autre avantage, dû au choix de ce standard, est la simplicité de réalisation : décodeur et codeur PAL monochip.

C'est donc un appareil que l'on peut obtenir à moindre coût, ce n'est plus le cas si l'on remplace codeur et décodeur PAL par codeur et décodeur SECAM.

L'inconvénient majeur est que ce système simple ne permet que le traitement des signaux PAL ou avec un commutateur supplémentaire, les signaux SVHS.

Hélas la plupart des magnétoscopes — en France bien sûr — sont monostandard SECAM, et la plupart des caméscopes PAL seulement, ce qui ne facilite pas les choses.



Le sous-ensemble microcontrôleur est totalement indépendant de la solution retenue, on lui demande simplement d'assurer l'interface utilisateur-générateur de caractères.

On dispose finalement des signaux synchro-composite, R, V, B, et sous-porteuse chrominance. Le codage PAL ne pose pas de problème et on récupère finalement deux signaux :

- Un signal PAL original correspondant à l'image d'arrière plan
- un signal PAL correspondant à la page à insérer.

Remarquer que les signaux de chrominance ont la même référence de fréquence.

Il est finalement facile de commuter les deux signaux PAL, un caractère étant prioritaire sur l'image d'arrière plan.

Le principal avantage du système est l'absence de transcodage, ce qui signifie conserva-

L'idéal est bien sûr le remplacement du magnétoscope SECAM par un bi-standard PAL/SECAM, SVHS pour les nantis.

Dans ce cas la solution de la figure 2 est probablement la meilleure bien que les possesseurs de caméscopes SECAM soient lésés.

Finalement pour avoir le plus large éventail, nous avons opté pour le schéma synoptique de la figure 1.

Ceci signifie que le magnétoscope en enregistrement devra être PAL ou PAL/SECAM et que le caméscope sera indifféremment PAL ou SECAM.

D'un point de vue perte de qualité, il est évident que l'on cherchera à la minimiser. Cette solution présente au moins quelques avantages dus à la régénération du signal : contrôle du contraste, lumière, saturation et remise en forme du signal de synchronisation. Au cours de la description du schéma vous noterez que

nous avons pris beaucoup de précautions pour minimiser la diminution de la qualité.

A propos du clavier

Plusieurs solutions, comme toujours, s'offrent à nous. La première est l'utilisation d'un clavier type PC, la seconde est la réalisation d'un clavier local.

Si vous disposez d'un PC, réutiliser son clavier pour le sous-titreur peut paraître alléchant car quasiment gratuit.

Gratuit peut-être mais pas forcément pratique car un des deux appareils sera toujours immobilisé.

Si vous ne disposez pas d'un PC, vous n'avez pas non plus le dit clavier qu'il vous faudra acquérir.

L'emploi d'un clavier type PC n'est finalement pas une si bonne idée. Le clavier est encombrant et le sous-titreur devient non pas un module mais deux.

Les sous-ensembles vidéo sont en général assez peu homogènes, il est inutile d'en rajouter.

A contrario un clavier local conservera la compacité du produit.

Cette compacité ne sera obtenue qu'au prix d'une réduction du nombre de touches et d'un protocole spécialisé pour la programmation et génération des pages à insérer.

A l'issue de ces généralités, vous disposez de tous les éléments pour comprendre ce qui nous a guidés dans la phase de conception du produit.

Synoptique, idées générales, tous les ingrédients sont présents et nous pouvons passer à la suite : la description du schéma de principe.

Cette description est faite par blocs fonctionnels et chacun de ces blocs est très proche de ceux du schéma synoptique.

CIRCUITS DE SYNCHRONISATION

Nous disposons du seul signal d'entrée vidéocomposite et devons régénérer :

- un signal sandcastle pour le décodeur multistandard
- un signal de synchronisation composite pour le codeur PAL
- deux signaux de synchronisation ligne et trame pour le générateur de caractères.

Pour cette fonction on adopte deux circuits désormais bien connus, TDA 2595 et SAA 1101. Le schéma regroupant extraction de la synchronisation et verrouillage du SAA 1101 est représenté à la figure 3.

Avec ce schéma certains d'entre vous peuvent avoir un sentiment de déjà vu mais une inspection plus approfondie montrera que ce n'est pas tout à fait le cas.

Il y a plusieurs solutions pour coupler ces deux circuits et nous profitons de cette réalisation pour aborder le sujet un peu plus en profondeur.

En principe le TDA 2595 délivre un signal de synchronisation composite utilisable directement par le SAA 1101. Dans ce cas le SAA 1101 est en mode verrouillage sur un signal de synchronisation composite externe, mode verrouillage lent ou rapide, mais de préférence rapide.

Si le SAA 1101 est en mode verrouillage lent, un signal de synchronisation trame, élaboré par filtrage à partir de la synchro-composite, peut être envoyé à l'entrée Reset — broche 12 — du SAA 1101.

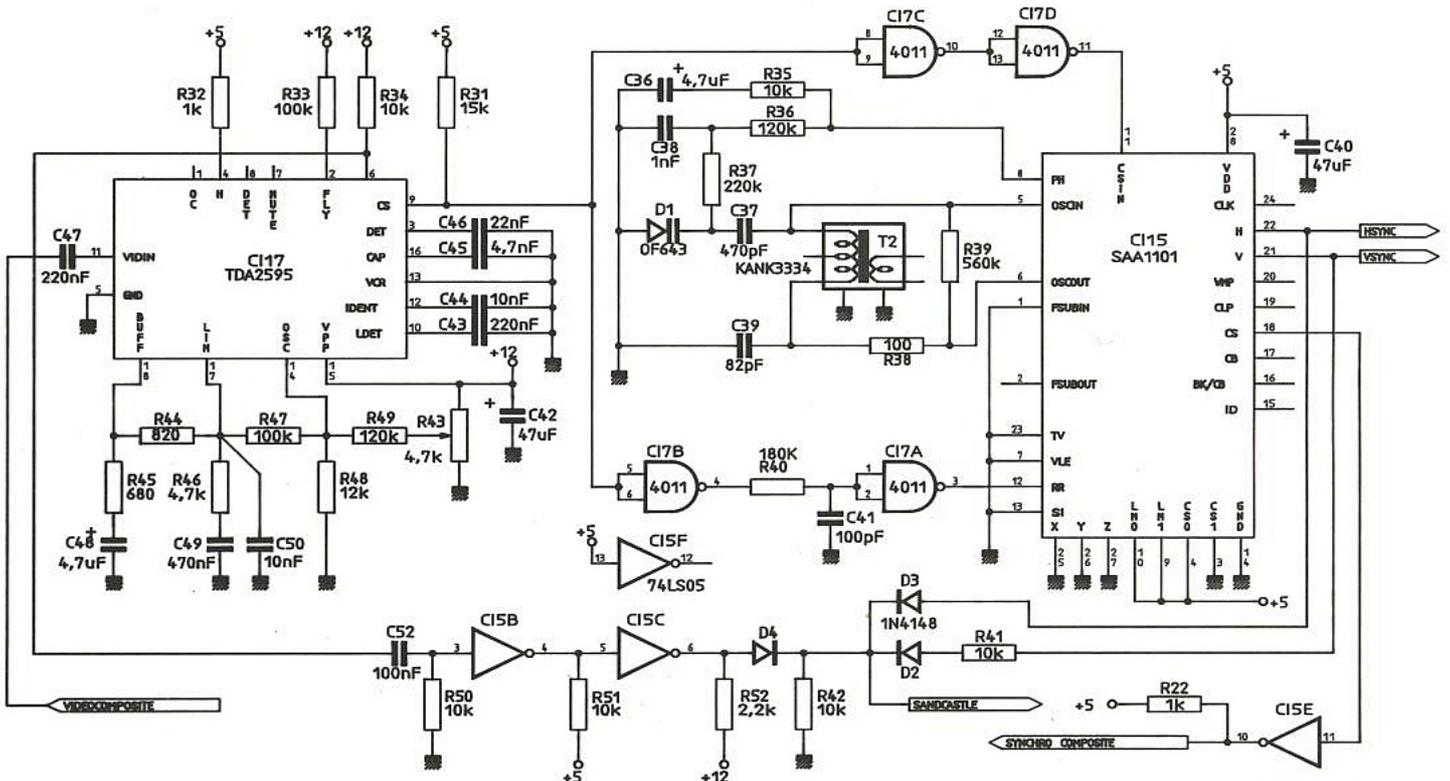


Figure 3.

Cette solution est simple et satisfaisante et comporte juste un inconvénient mineur ; cet inconvénient est assez facile à mettre en évidence en dégradant progressivement la qualité du signal d'entrée.

Assez rapidement le signal de synchronisation composite extrait par le TDA 2595 se dégrade, devient bruité et inexploitable par le SAA 1101.

Pour une telle qualité de signal d'entrée, le signal de synchronisation composite est inutilisable alors que le signal de synchronisation ligne disponible à la broche 4 est encore correct.

Cet état de fait provient de la différence de traitement pour l'obtention de ces deux signaux différents.

A partir de cette constatation, l'idée suivante découle naturellement : on doit fabriquer un signal de synchronisation composite à partir des signaux distincts, synchronisation ligne et trame.

Pour le signal de synchronisation ligne, il n'y a pas de problème, seul le circuit différentiateur est nécessaire pour recalibrer l'impulsion.

Pour l'impulsion synchronisation trame, le problème est plus délicat et provient de la différence entre la synchronisation trame et la synchronisation composite exposée au schéma de la **figure 4**.

A la broche 9 du TDA 2595, si l'on omet la résistance de charge, on dispose d'un véritable signal de synchronisation composite, signal B de la figure 4. Or pour la reconstitution du signal de synchronisation composite nous avons besoin, non pas du signal B mais de C.

Si l'on tente d'utiliser le signal B on obtient un signal de synchro tronqué de la durée d'une demi-ligne.

Le signal de synchronisation composite ainsi généré est erroné et perturbe le PLL du SAA 1101. A ce stade la seule récupération possible est d'ajuster les constantes de temps de la boucle à verrouillage de phase. Ce n'est qu'un pis aller.

Il est préférable de s'approcher du signal idéal en effectuant le tri de la synchronisation trame à partir de la synchronisation composite à l'aide d'une cellule d'intégration. Après mise en forme on dispose du signal D retardé de t_d sur le signal idéal.

En choisissant convenablement les valeurs de R et C de l'intégrateur on minimise le retard t_d .

On peut finalement recombinaison les deux signaux de synchronisation pour avoir un signal de synchronisation composite ou envoyer séparément le signal de synchronisation ligne sur la broche 11 du SAA 1101 et le signal de synchronisation trame sur la broche 12 du SAA 1101.

Nous avons opté pour la solution la plus simple, utilisation directe du signal de synchronisation composite mais tous les éléments sont présents pour choisir très facilement l'une ou l'autre des solutions.

Pour le SAA 1101, la fréquence centrale du VCO du PLL vaut 15 MHz. La structure du VCO et du filtre de boucle a déjà fait ses preuves dans d'autres applications.

On récupère les signaux de synchronisation horizontaux et verticaux notés HSYNC et VSYNC qui seront envoyés vers le générateur de caractères et le signal de synchronisation composite qui sera envoyé vers le codeur PAL.

Le signal Sandcastle n'est pas accessible directement et il est reconstitué à partir du signal de burst, broche 6 du TDA 2595, et des signaux de synchronisation ligne et trame issu du SAA 1101. Le signal sandcastle sera envoyé au décodeur PAL-SECAM-SVHS.

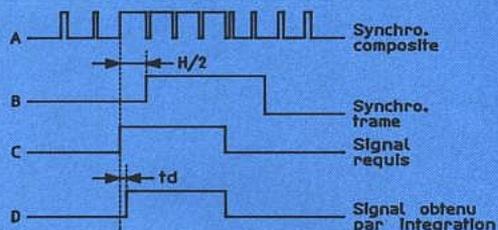
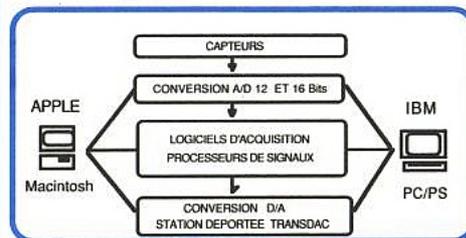


Figure 4.

Digimétrie

INTERFACES INDUSTRIELLES
et SCIENTIFIQUES



PROCESSEURS DE SIGNAUX

PC DSP 56K: MOTOROLA 56001 10 MIPS
 OPTIONS : /S Serie RS 232 /485
 /AD AD-DA 14 Bits +
 Filtres anti repliement

NEURONIX : COPROCESSEUR NEURONAL

PC DSP LIB : Bibliothèque numérique
 FFT 256..512-1024... 4096 Pts
 WINDOWS : Hanning, Hamming, Blackmann ...
 FILTRES : FIR, IIR...
 Compression/décompression de données.

STATION DEPORTEE :

TransDAC Automate programmable
 pour PC ou MAC
 A/D + D/A + TTL + Timer + OPTO...
 Programmation en : C, FORTH, ASM

CARTES ANALOGIQUES :

AT ADC 16B 32V	A/D 16 Bits 32 V. +20 TTL + T.
PC LAB	A/D 12 Bits 16 V. 4 Gains
	D/A 12 Bits 2 Voies
	TTL 20 E/S + Timer = (T.)
PC ADC 12B 8V	A/D 12 Bits 8 V. +20 TTL + T.
PC ADC 12B 16V	A/D 12 Bits 16 V. 20 TTL + T.
PC ADC 12B 16V 4G	A/D 12 Bits 16 V. 4 G 20 TTL + T
PC ADC 12B 32V 4G	A/D 12 Bits 32 V. 4 G 20 TTL + T
PC ADC 20000 16V4G	A/D +/-20000 16 V. 4 G +TTL+T
PC DAC 12B 4V	D/A 4 Voies Courant ou T. 20 TTL

CARTES LOGIQUES :

PC PIA	20 E/S TTL (6821) + Wrapping (w)
PC PIA2-T	40 E/S TTL(6821) + Timer (6840)
PC PIT	48 E/S TTL(8253) + Timer (8254)
PC IOT	96 E/S TTL + Timer (8254)
PC OCTOTIM	8 Timer (8254) + 24 E/S TTL(8253)
PC OPTO 18V	8 E/S Optoisolées
PC RELAI 16V	16 Relais

LOGICIELS :

DigiView Intégré d'acquisition de données
DigiTool Bibliothèques d'acquisition
 pour Langage C OU PASCAL

Tel 68 66 54 48 Fax 68 50 50 85
 30 Rue E.RENAN 66000 PERPIGNAN

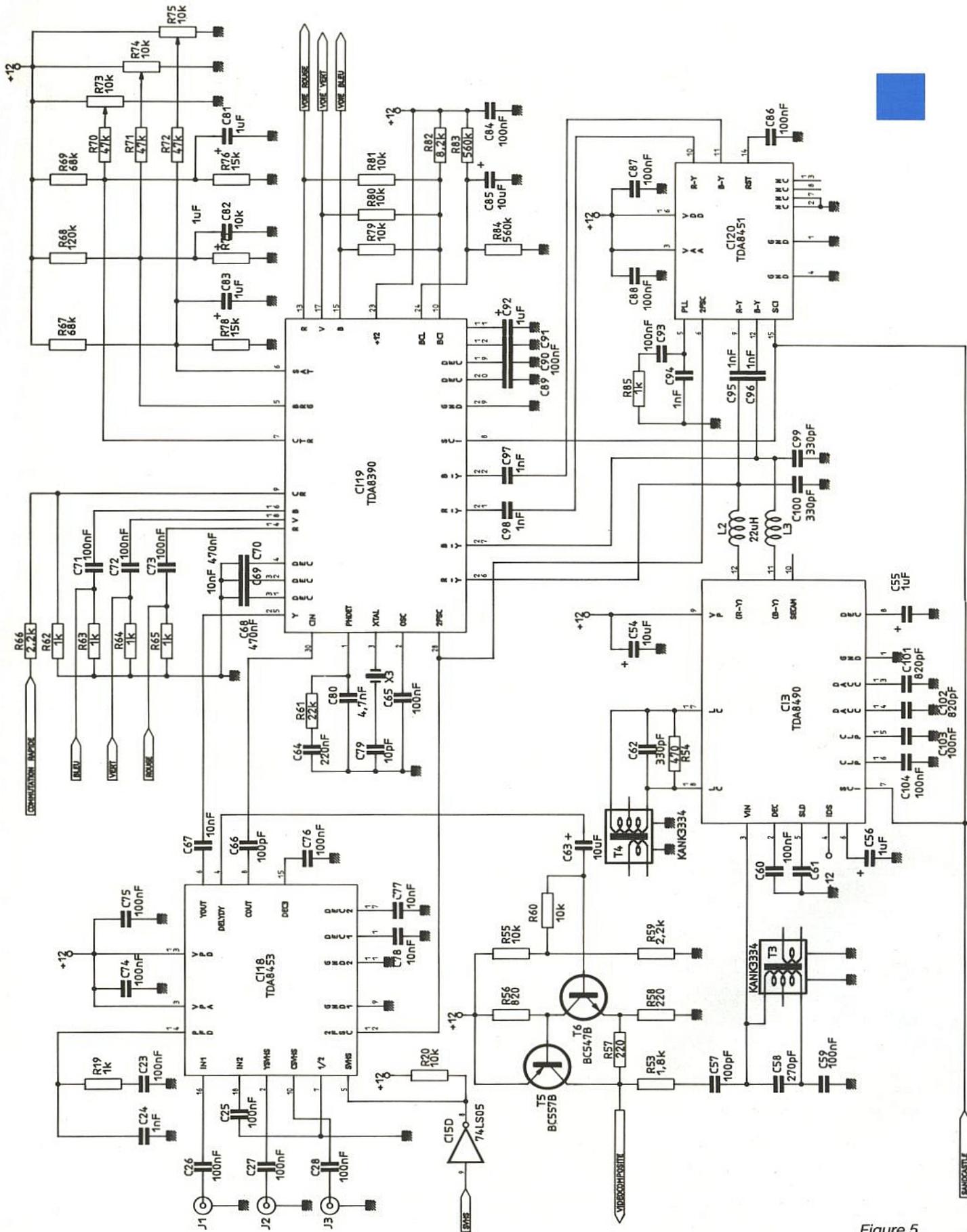


Figure 5.

DÉCODEUR PAL/SECAM/SVHS

Le schéma du décodeur multistandard est représenté au schéma de la **figure 5**. Ce schéma est très voisin de celui du décodeur utilisé dans la carte de numérisation PC.

Les différences résident essentiellement dans le circuits d'entrée. Pour la carte PC les signaux d'entrées étaient soit des signaux vidéo-composite soit des signaux R, V, B. Pour le sous-titre le signal d'entrée est soit un signal vidéo-

composite PAL + SECAM soit SVHS.

Pour que le décodeur soit capable de traiter le standard SVHS, le circuit d'entrée TDA 8452 ou TDA 8453 est remplacé par le TDA 8451. Les circuits intégrés ayant déjà fait l'objet d'une des-

cription, nous nous bornerons à quelques généralités et à un résumé pouvant s'intituler : ce qu'il faut savoir sur le décodeur multistandard.

Une des originalités de ce décodeur est l'intégration des lignes à retard et filtre luminance — TDA 8453 — et ligne à retard chrominance — TDA 8451A —. D'autre part le décodeur est totalement dépourvu de réglage en PAL et n'en comporte que deux en SECAM. Le circuit TDA 8390 effectue le décodage PAL, le dématricage des signaux différence de couleur et gère l'insertion des signaux R, V, B externes. Finalement le TDA 8490 optionnel se consacre exclusivement à la démodulation en SECAM.

Examen du circuit

A l'entrée 5 du TDA 8453 on sélectionne soit l'entrée vidéo-composite 1 : broche 16 PAL ou SECAM soit les entrées Y-C broches 2 et 10 du circuit.

Le signal de commutation noté SVHS est issu du système de contrôle.

Le circuit de filtrage TDA 8453 délivre trois signaux :

- un signal de luminance à la broche 6.
- un signal vidéo-composite retardé à la broche 4.
- un signal de chrominance à la broche 8.

Le signal vidéo-composite retardé est amplifié — étage T₅, T₆ — et

envoyé aux circuits de synchronisation décrits précédemment. Après traitement on récupère le signal sandcastle envoyé vers le TDA 8390, TDA 8490 et TDA 8451A.

En PAL la luminance et la chrominance sont utilisées directement par le TDA 8390 qui associé à la ligne à retard chrominance assure le décodage. Les signaux rouge, vert, bleu sont disponibles aux sorties 13, 17 et 15.

En SECAM, le filtre en cloche n'est pas intégré. On a donc recours à des composants externes R₅₃, C₅₇, C₅₈ et T₃.

T₃ est donc le premier élément ajustable. Le second composant devant être ajusté est T₄, self du discriminateur de fréquence. Les signaux différence de couleur sont finalement disponibles aux broches 12 et 11 du TDA 8490.

De la même manière qu'en PAL ces signaux sont exploités par le TDA 8390 pour le dématricage. En sortie du TDA 8490 les filtres de sortie L₂, C₁₀₀ et L₃, C₉₉ peuvent être éliminés si l'on utilise le TDA 8451A.

Aux bornes 5, 6 et 7 du TDA 8390 on envoie trois tensions de contrôle provenant respectivement des potentiomètres R₇₄, R₇₅ et R₇₃.

Ces trois potentiomètres agissent sur la lumière, la saturation et le contraste.

Les entrées notées bleu, vert et rouge reçoivent les données à

insérer en provenance du générateur de caractères et l'insertion est contrôlée par le signal noté commutation rapide.

Finalement les signaux de sortie regroupant les données correspondant aux deux images, arrière et avant, sont notés voie rouge, voie verte et voie bleue.

Après filtrage ces signaux seront envoyés au codeur PAL. L'impédance de sortie vaut environ 50 Ω et nous verrons que cette valeur est importante pour le filtre.

Pour une ligne utile de l'image les signaux de sortie ont l'aspect représenté à la figure 6. Les ten-

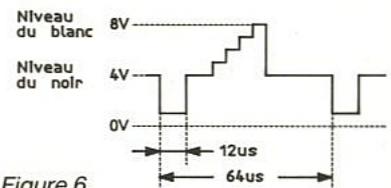


Figure 6.

sions de référence pour le niveau du noir, et surtout pendant le temps d'effacement ligne, sont très importantes car elles confèrent aux signaux R, V, B un aspect qui les rend inutilisables directement par un codeur PAL. Nous verrons dans le prochain paragraphe le remède à apporter.

FILTRAGE ET CODAGE PAL

Le schéma des filtres R, V, B et du codeur PAL est représenté à la figure 7.

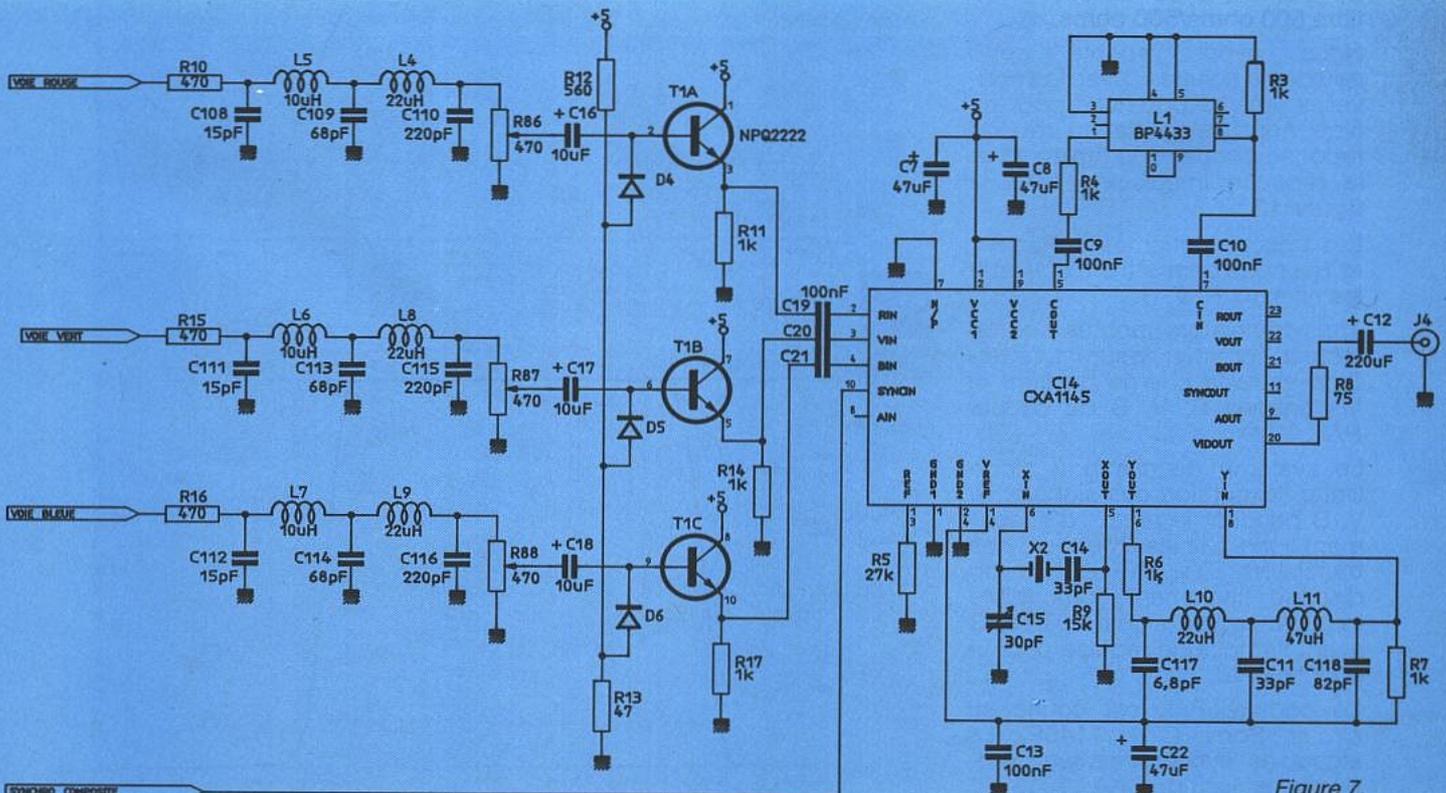


Figure 7.

La bande passante des signaux R, V, B doit être limitée et l'amplitude ajustée pour assurer la compatibilité avec le codeur PAL.

Pour une réponse impulsionnelle optimale, nous choisissons des filtres Bessel. Nous avons donc un filtre attaqué par une résistance de source de 50 Ohms et chargé par une résistance de charge de 500 Ohms.

Le schéma de principe de ce filtre est représenté à la **figure 8**.

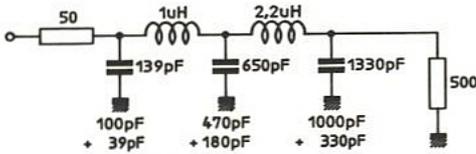


Figure 8.

A la **figure 9** on dispose de la réponse amplitude/fréquence du filtre et à la **figure 10** de la réponse impulsionnelle.

Cette dernière courbe montre qu'il n'y a pas de dépassement ni de surs oscillation.

Un dépassement ou surs oscillation se traduirait sur l'image par un dédoublement des contours que certains, à tort, dénomment écho.

Dans la pratique un filtre déséquilibré 50 ohms/500 ohms est assez sensible à la précision sur la valeur des composants. Il est donc préférable de modifier l'impédance de sortie du TDA 8390 de manière à se ramener à un filtre 500 ohms/500 ohms.

Nous avons adopté cette deuxième solution. Avec les nouvelles valeurs obtenues pour ce filtre nous avons la courbe de réponse donnée à la **figure 11** et la réponse impulsionnelle à la **figure 12**.

Les trois potentiomètres R₈₆, R₈₇ et R₈₈ nous permettront d'ajuster les niveaux R, V, B.

Trois transistors montés en collecteur commun assurent l'interface entre la charge du filtre et les entrées R, V, B du codeur PAL.

Le système de clamp à diode limite l'excursion des signaux R, V, B pendant le temps d'effacement ligne. Sur les émetteurs des transistors T_{1a}, T_{1b} et T_{1c} on dispose finalement sous faible impédance, de signaux R, V, B ayant l'amplitude requise pour le codeur PAL.

Le codage PAL est confié au circuit Sony CXA 1145P. Le signal de synchronisation composite est issu du SAA 1101.

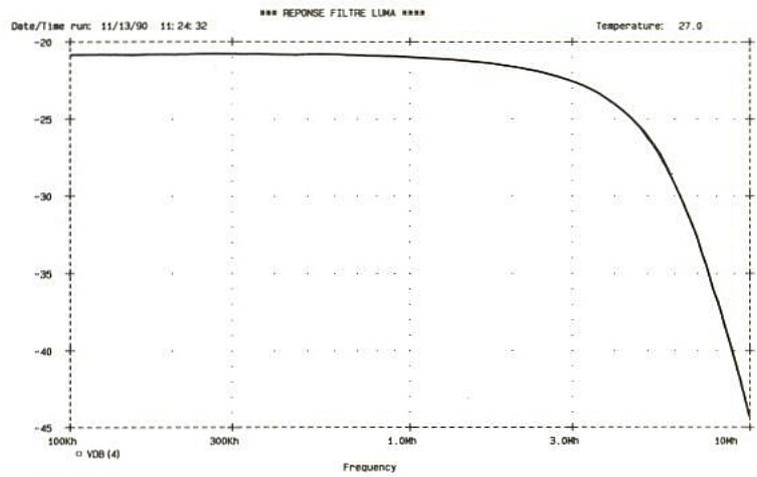


Figure 9.

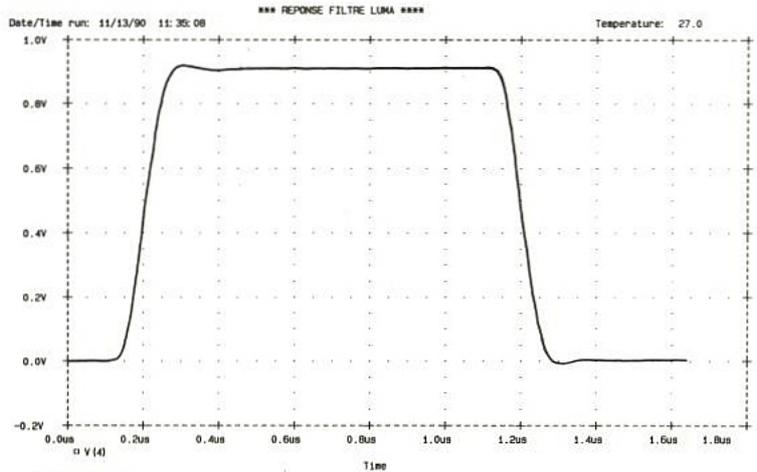


Figure 10.

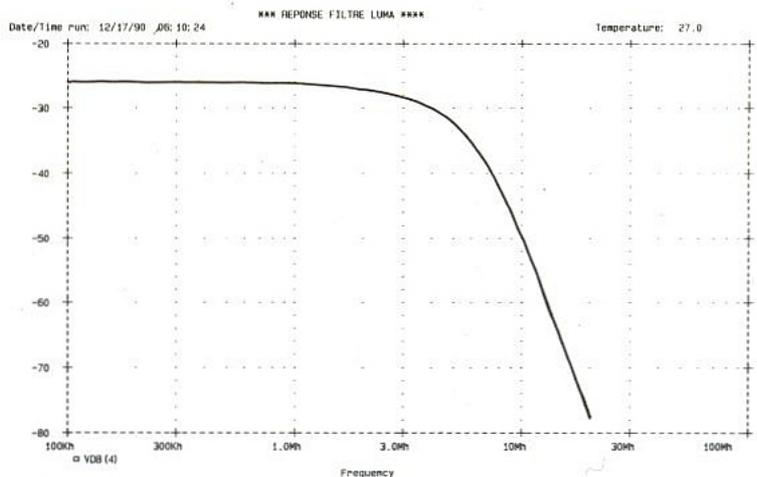


Figure 11.

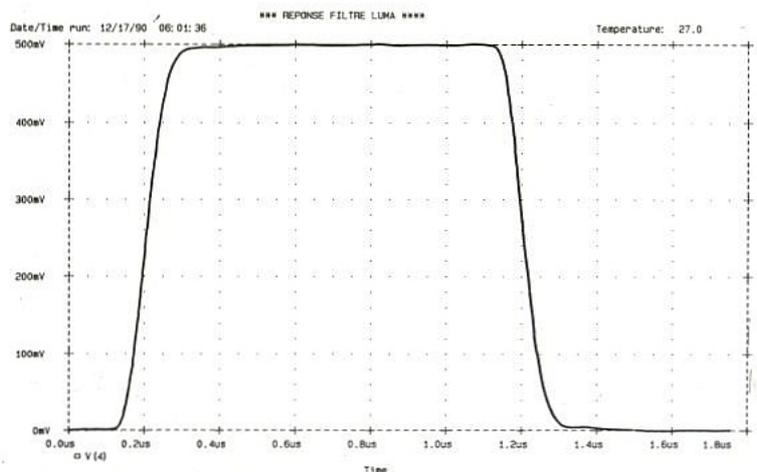


Figure 12.

Un quartz à la fréquence de la sous-porteuse est connecté entre les broches 5 et 6. Cette sous-porteuse est modulée intérieurement par les signaux différence de couleur.

Le signal de chrominance est disponible à la broche 15, il est filtré par le filtre TOKO L1 et renvoyé vers la broche 17 du circuit.

Grâce à une addition pondérée interne on élabore le signal de luminance qui est disponible à la broche 16.

Ce signal est limité en fréquence par un filtre de Bessel calculé pour des impédances de source et de charge de 1 kΩ.

La réponse amplitude/fréquence de ce filtre est donnée à la **figure 13** et la réponse impulsionnelle de la **figure 14** montre qu'il n'y a ni dépassement ni suroscillation. Le signal de luminance est finalement réinjecté à l'entrée 18 du circuit. Après l'addition interne du signal synchronisation et du signal de chrominance, on récupère le signal vidéocomposite à la broche 20 du circuit.

Ce signal est utilisable par un téléviseur — entrée Péritel — ou un magnétoscope — entrée dite auxiliaire —.

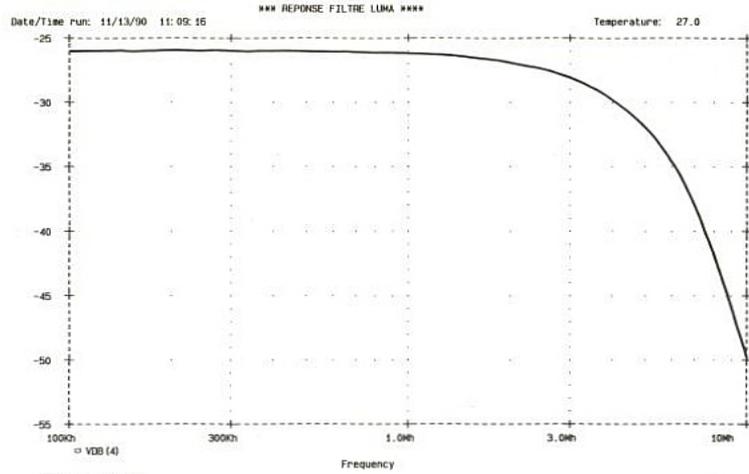


Figure 13.

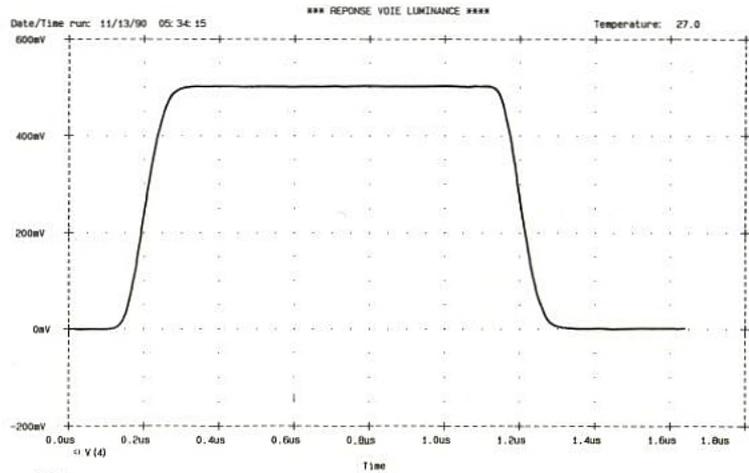


Figure 14.

CIRCUIT GÉNÉRATEUR DE CARACTÈRES

Le schéma de sous-ensemble dédié au générateur de caractères est représenté à la **figure 15**.

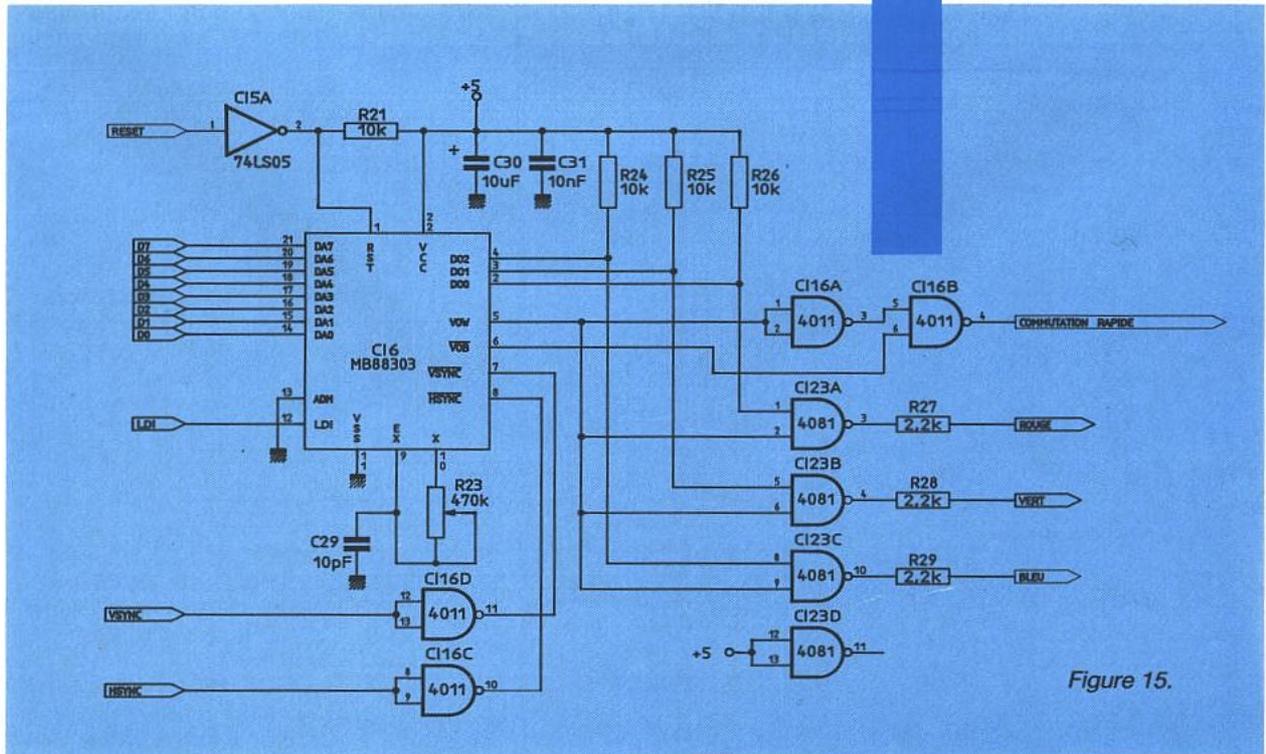


Figure 15.

Il s'agit tout simplement du circuit intégré Fujitsu MB 88303 décrit dans un précédent numéro couplé à la circuiterie logique nécessaire. Pour de plus amples détails sur le MB 88303 on se rapportera au numéro 517 d'Electronique Radio Plans.

Les entrées données D₀ à D₇ sont directement reliées au bus de données du microcontrôleur. L'entrée Reset est connectée à l'entrée Reset du microcontrôleur et le signal d'entrée LDI à un port de sortie.

On remarque que l'entrée ADM est en permanence au niveau logique zéro. Ceci signifie que l'on travaille toujours en mode adressage direct — envoi des adresses puis des données — et que l'on ne peut travailler en mode incrémentation automatique des adresses.

Les niveaux de synchronisation Hsync et Vsync sont issus du générateur de synchronisation SAA 1101 verrouillé sur le signal incident.

Une circuiterie logique extrêmement simple permet l'élaboration des signaux à incruster notés rouge, vert et bleu et du signal de commande d'incrustation : commutation rapide.

Ces quatre derniers signaux sont envoyés vers le TDA 8390 : décodeur PAL.

A ce stade nous en avons terminé avec toute la circuiterie logique. Il nous reste simplement le sous-ensemble de contrôle : microcontrôleur associé à sa RAM et sa ROM programme et l'interface utilisateur.

Le sous-ensemble microcontrôleur

Le schéma du sous-ensemble microcontrôleur est représenté à la **figure 16**.

Le modèle retenu est un 8031 sans surprise. La configuration archi-classique est connue, deux des quatre ports huit bits sont réservés pour la mémoire externe.

Une bascule U2 74HC573 assure la séparation adresses/données. La taille de la mémoire RAM est de 32 k × 8. Cette importante taille n'est évidemment pas due au mode de déroulement du programme.

Cette mémoire sera utilisée en grande partie pour stocker de multiples pages préparées à l'avance.

Il sera ainsi possible de préparer une page, choisir l'emplacement, la taille, la couleur des caractères, et finalement la stocker.

En utilisation normale on sélectionnera une page et cette page pourra être incrustée pendant un laps de temps défini par l'utilisateur.

La mémoire EPROM ou EEPROM, 2764 ou 2864, est la mémoire programme. A la fin de cet article vous trouverez un dump mémoire qui vous permettra éventuellement, après saisie des données, de programmer votre EPROM.

Nous reviendrons sur ce sujet en temps utile.

Le port 1 du microcontrôleur véhicule les données vers le

générateur de caractères Fujitsu MB 88303. En fait sur le bus D₀-D₇ nous avons vu que le protocole de transmission était constitué par deux phases, envoi des adresses avec LDI à l'état bas, prise en compte des adresses avec LDI passant à l'état haut puis envoi des données et prise en compte des données avec LDI repassant à l'état bas.

La sortie 15 du microcontrôleur est dédiée à la fonction LDI. Deux sorties supplémentaires du microcontrôleur, broches 12, 13 sont notées SDA et SCL.

Encore de l'I2C direz-vous ! Et bien oui, il s'agit encore de l'inévitable et incontournable bus d'interconnexion entre circuits intégrés.

C'est juré, nous ne touchons rien ! Et pourtant c'est à se demander si l'on ne devrait pas... mais on s'éloigne du sujet.

Un bus I2C pourquoi ? Pour le clavier bien sûr, il reste si peu de ports disponibles sur notre 8031 qu'une expansion de bus devient obligatoire.

Qui dit I2C et expansion de bus dit bien sûr PCF 8574. Nous utiliserons donc deux PCF 8574 pour le clavier et un PCF 8574 pour l'affichage du numéro de page.

Nous arrivons donc à la fin de cette description avec le schéma de l'interface utilisateur.

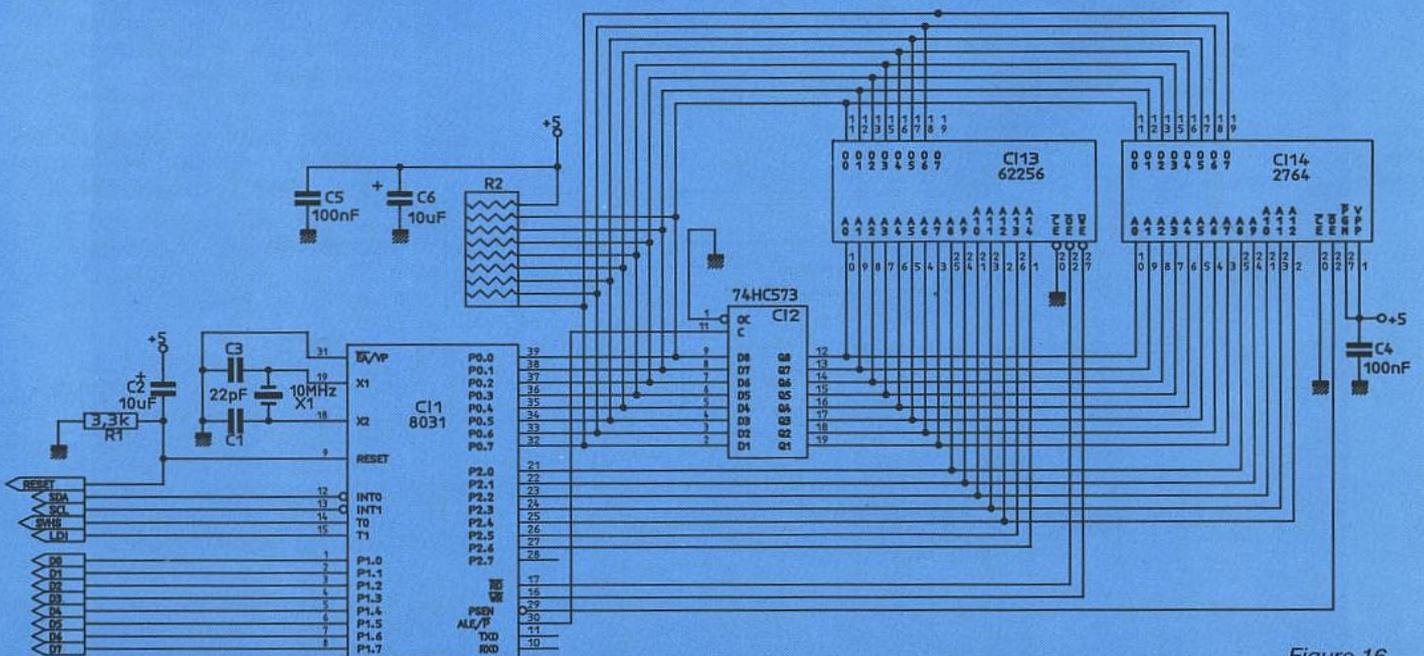


Figure 16.

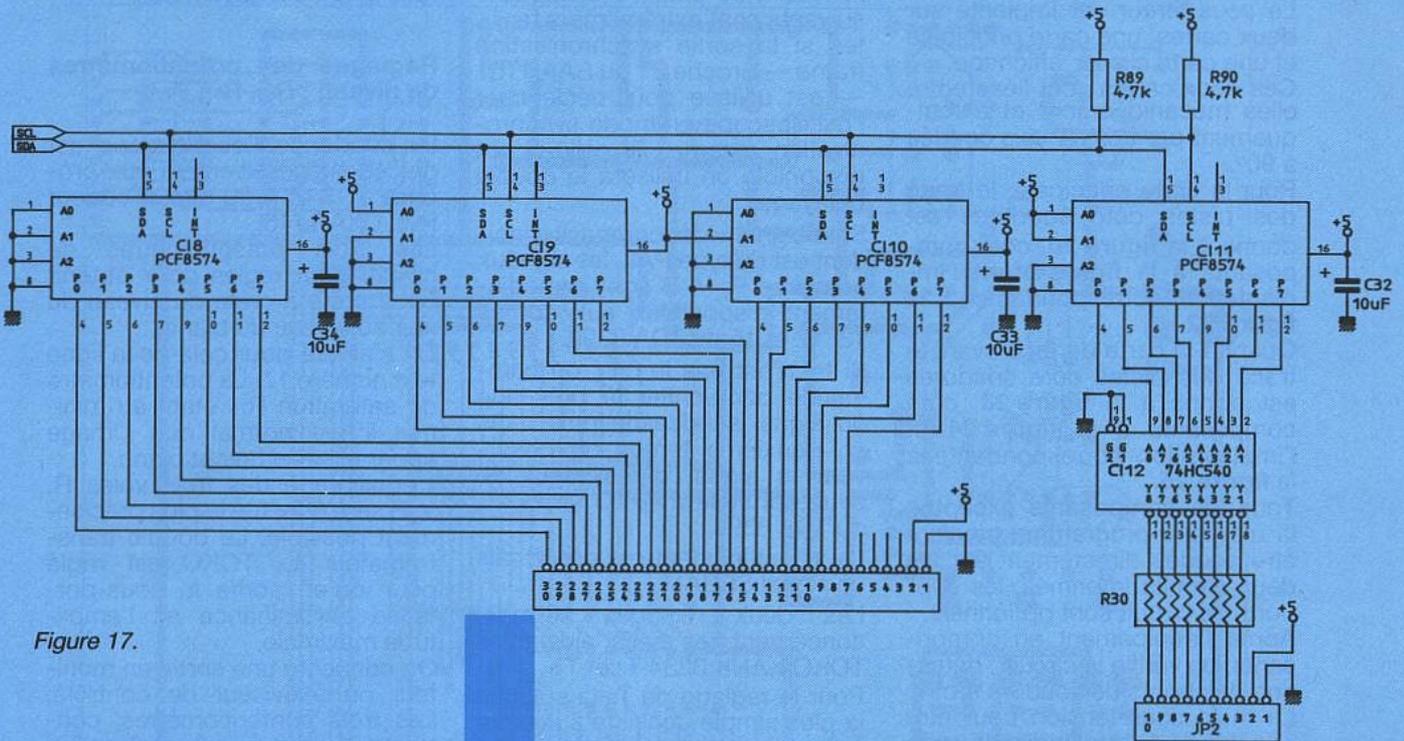


Figure 17.

Schéma de l'interface utilisateur

Le schéma de l'interface clavier et de l'interface affichage est représenté à la **figure 17**.

Deux circuits PCF 8574 U₈ et U₉ sont dédiés au clavier, le circuit U₁₀ de même type est en réserve, prévu sur la carte mais non utilisé.

Finalement le circuit U₁₁ est réservé au pilotage d'un afficheur sept segments plus le point décimal.

Pour rester homogènes nous avons opté pour l'ensemble U₁₁, U₁₂ et R₃₀ pour l'affichage en étant parfaitement conscients qu'un SAA 1064 accomplirait la même fonction.

Sachant que nous n'avions besoin que d'un seul afficheur, il nous a semblé inutile de disperser les références. Et en résumé seuls trois circuits spécifiques I2C sont requis : trois PCF 8574. Le schéma de la **figure 18** regroupe les composants qui seront implantés sur la face avant : boutons poussoirs et afficheur.

Le schéma de la **figure 19** donné juste à titre indicatif mérite un coup d'œil. Il s'agit de la mise en cascade de deux régulateurs +12 V et +5 V. Ceci signifie que le sous-titre devra être alimenté par une tension continue filtrée d'environ 15 à 18 V.

Nous pouvons désormais aborder la phase pratique, les circuits imprimés, leur équipement, les tests et réglages.

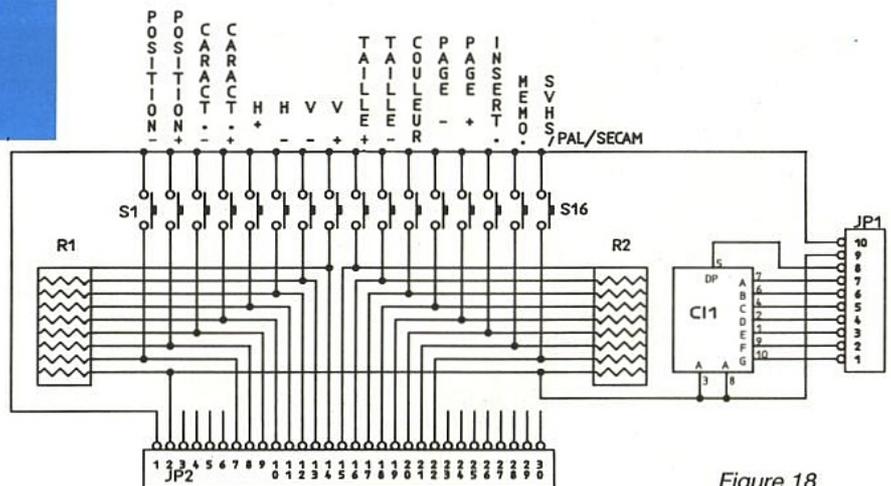


Figure 18.

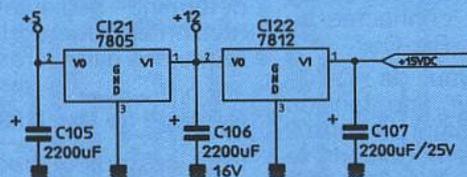


Figure 19.

RÉALISATION PRATIQUE

Le sous-titre est implanté sur deux cartes, une carte principale et une carte clavier-affichage.

Ces deux cartes sont liées entre elles mécaniquement et électriquement par des renvois coudés à 90°.

Pour la carte principale, le tracé des pistes côté soudures est donné à la **figure 20**, côté composants à la **figure 21** et l'implantation correspondante à la **figure 22**.

Quant à la carte de face avant le tracé des pistes côté soudures est donné à la **figure 23**, côté composants à la **figure 24** et l'implantation correspondante à la **figure 25**.

Tous les composants exceptée la mémoire programme peuvent être soudés directement sur les deux circuits imprimés, les supports de circuit sont optionnels. Après l'équipement en composants, on vérifie le circuit : détection des ponts de soudure etc.

La mise sous-tension peut être effectuée. A titre indicatif avec une tension de + 15 V on relève une consommation de l'ordre 500 mA sans la mémoire programme 2764.

On injecte à l'entrée du circuit un signal vidéo composite 1 V crête à crête maximum.

Réglage du décodeur PAL/SECAM/SVHS et codeur PAL

Le premier réglage concerne le circuit TDA 2595. L'oscillateur interne est réglé, via R₄₃, de manière à obtenir des impulsions à la fréquence ligne — 15 625 Hz — à la broche 6 de U₁₇ — TDA 2595 —.

Pour ce calage il est préférable de ne pas injecter le signal vidéo composite.

Après injection du signal vidéo composite on s'assure de la présence du signal de synchronisation composite — broche 9 du TDA 2595 —.

Le positionnement du noyau de la self TOKO KANK 3334 ne pose aucun problème. La sonde de l'oscilloscope est connectée au point commun R₃₆-R₃₇-C₃₈.

On règle le noyau de T₂ de manière à obtenir une tension continue stable comprise entre 2 et 3 V. Dans ces conditions le VCO est verrouillé sur 15 MHz et tous les signaux de synchronisation du SAA 1101 sont en phase avec le signal vidéo composite incident.

Par acquit de conscience on peut s'assurer de la présence de

ces signaux de synchronisation. Arrivés à ce stade, les réglages suivants sont extrêmement facilités si la sortie synchronisation trame — broche 21 du SAA 1101 — est utilisée pour déclencher l'oscilloscope en mode synchronisation externe. Si celle-ci est disponible on utilisera le double balayage.

Si le signal vidéo composite incident est du type PAL, les signaux primaires R, V, B sont immédiatement disponibles aux sorties 13, 17 et 15 du TDA 8390.

Si tel n'est pas le cas, on commence par vérifier la présence du signal sandcastle puis dans un deuxième temps on observera le signal d'oscillateur de sous-porteuse à 4,433 MHz-× 3 du TDA 8390.

Le signal incident est désormais un signal SECAM.

Les deux réglages suivants concernent les selfs ajustables TOKO KANK 3334 T₃ et T₄.

Pour le réglage de T₃ la solution la plus simple consiste à injecter à l'entrée un signal sinusoïdal à 4,286 MHz.

On règle T₃ de manière à obtenir un maximum de signal sur l'entrée chrominance du TDA 8490.

Pour T₄ une mire de barres verticales et un oscilloscope sont idéaux.

T₄ est ajusté en visualisant les sorties différence de couleur. T₃ et T₄ seront finalement légèrement retouchés en visualisant directement les sorties R, V, B sur un moniteur de contrôle.

Réglage du potentiomètre R₂₃

On s'assure que les signaux de synchronisation ligne et trame atteignent bien les broches 8 et 7 du circuit de contrôle d'affichage MB 88303 : U₆.

On placera ensuite l'oscilloscope sur la broche 10 du circuit. Le potentiomètre R₂₃ est réglé de manière à ce que la période du signal vaille sensiblement 150 ns. Cette valeur n'est pas critique 140 ns, 150 ns ou même 170 ns donnant un résultat satisfaisant. La fréquence du signal détermine seulement la taille horizontale du pixel et donc la forme des caractères.

Réglage de R₇₃, R₇₄ et R₇₅

Pour ces potentiomètres il n'y a pas véritablement de réglage, ils peuvent être retouchés en fonction de chaque image. Pour faciliter les réglages suivants, R₇₅ potentiomètre de réglage de saturation est au minimum : à fond dans le sens contraire des

aiguilles d'une montre lorsque la face avant est devant soi.

Réglages des potentiomètres de niveau : R₈₆, R₈₇, R₈₈

La sonde de l'oscilloscope est placée successivement aux broches 2, 3 et 4 du circuit codeur PAL CXA 1145.

Les trois potentiomètres de niveau sont réglés pour obtenir 0,7 V crête à crête du niveau du noir au niveau du blanc.

On s'aidera pour cela de la ligne test numéro 17. Le potentiomètre de saturation R₇₅ étant au minimum il est normal que l'image apparaisse en noir et blanc.

L'équilibrage des trois voies R, V, B sera effectué le plus précisément possible. Le double transformateur L₁ TOKO est réglé pour qu'en sortie la sous-porteuse chrominance ait l'amplitude maximale.

On connecte une sortie en moniteur ou téléviseur de contrôle. Les trois potentiomètres, contraste, lumière et saturation seront alors positionnés au quart de leur course. Aucun autre réglage ne devra être retouché.

A ce stade il ne nous reste plus qu'à mettre en place l'EPROM dûment programmer. Après lecture des quelques lignes consacrées au soft et quelques minutes d'apprentissage, vous serez prêts à utiliser le sous-titreur.

Règles ayant présidé à l'écriture du programme

La RAM est une 32 k × 8. Elle est fractionnée — tout du moins en espace — en 10 pages de texte.

Tous les caractères sont sur fond noir — bit 5 du registre 182 MB 88303 à 1.

— **A l'initialisation** : toutes les pages sont effacées, y compris la RAM du MB 88303.

La taille des caractères est la taille minimale : bits 0, 1, 2, 3 du registre 182 à zéro.

La couleur est par défaut du blanc : bit 0, 1 et 2 du registre 183 à 1.

La position de la fenêtre est au minimum.

H = 7 registre 180

V = 0 registre 181

Le clignotement est autorisé : bit 6 registre 182.

Le premier caractère registre 0 des MB 88303 est le caractère 53 H clignotant.

Clignotement : bit 6 de chaque caractère.

La touche insertion agit sur le bit

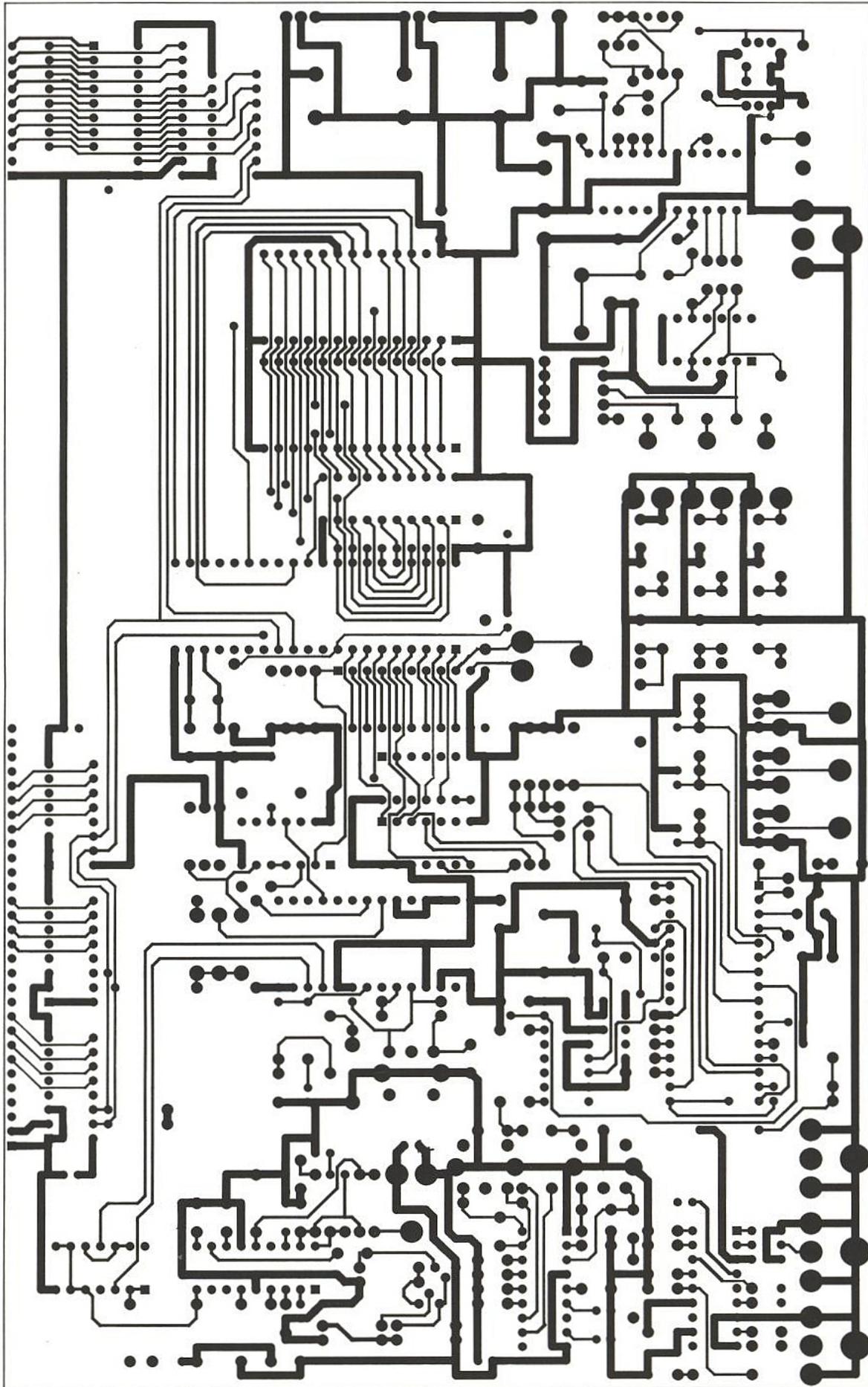


Figure 20.

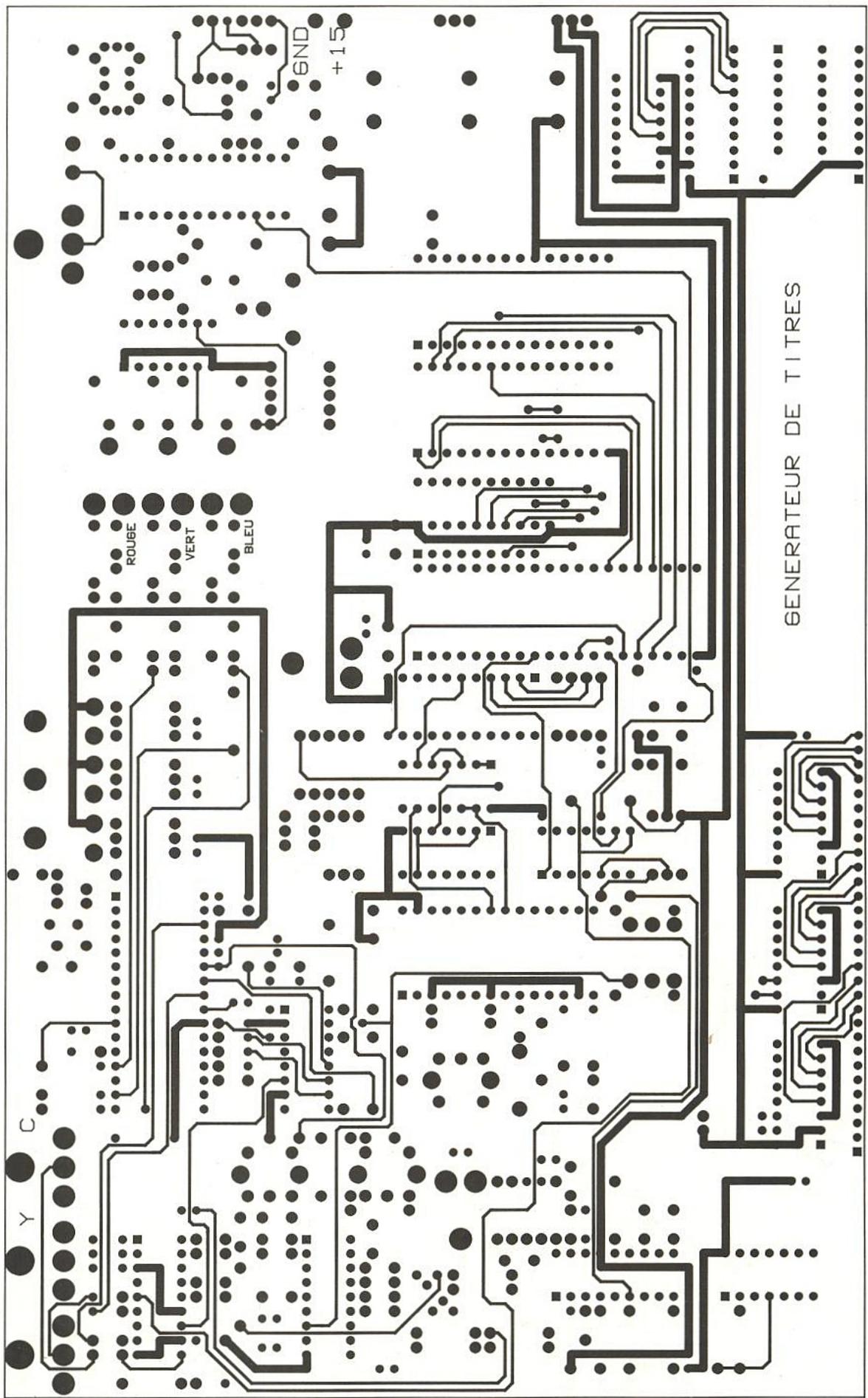


Figure 21.

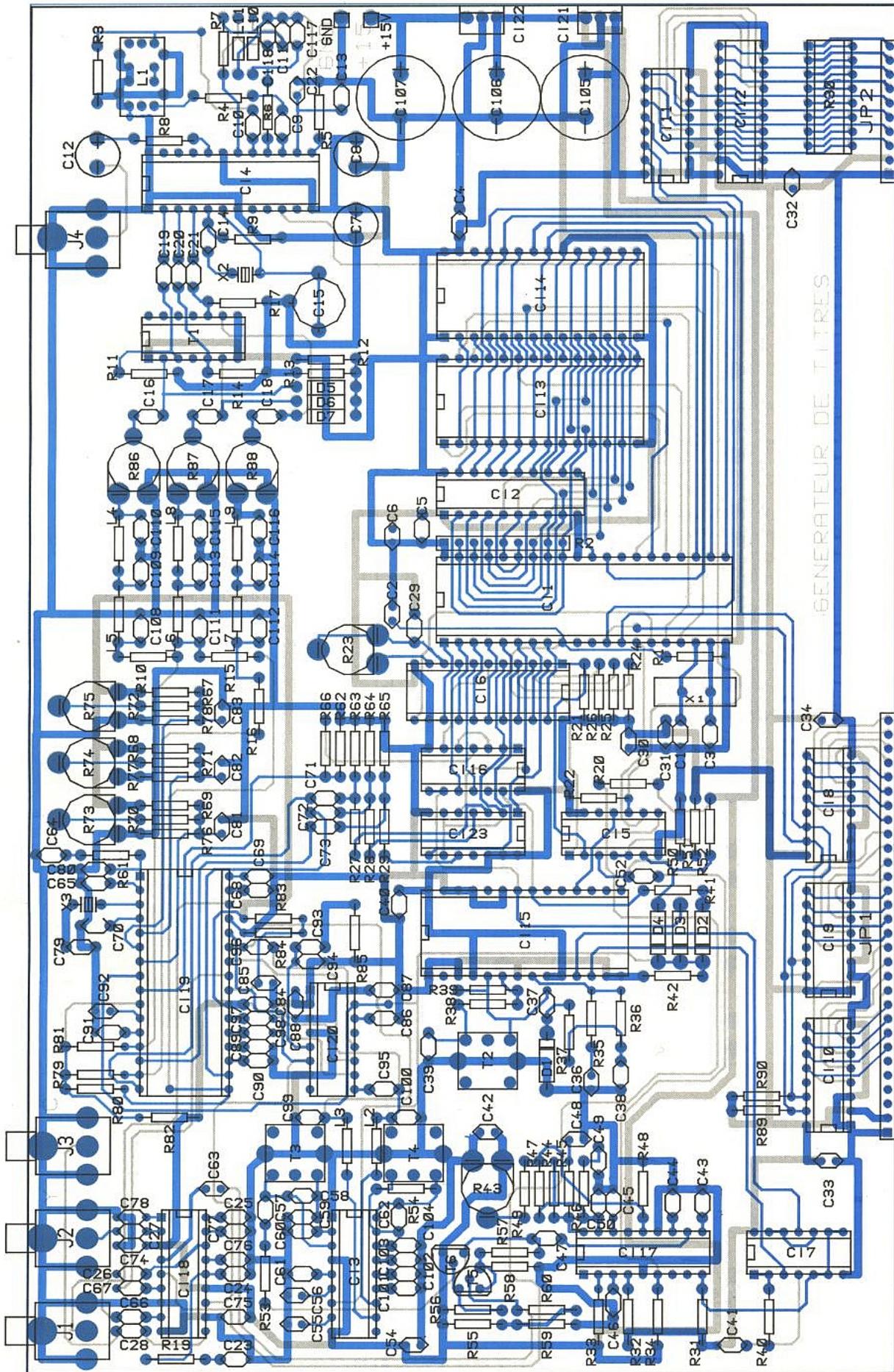


Figure 22.

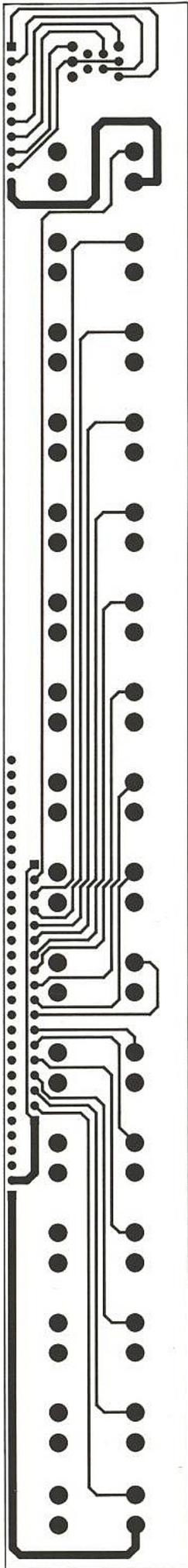


Figure 23.

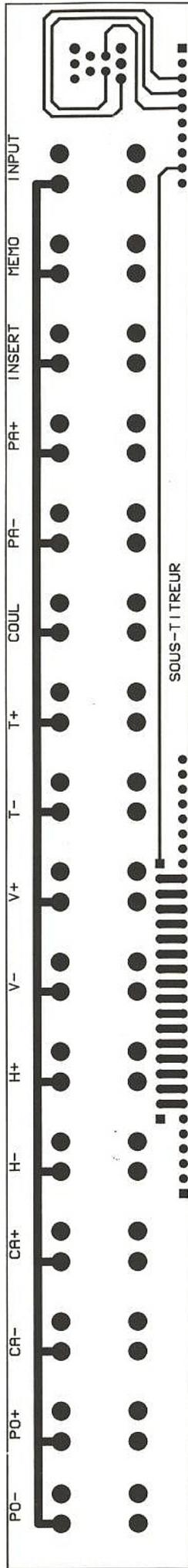


Figure 24.

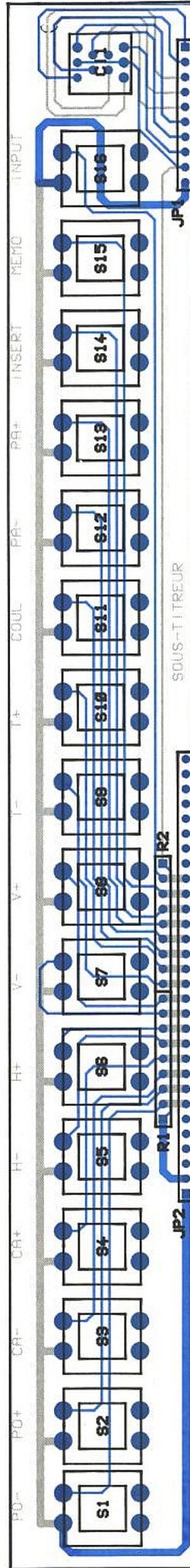


Figure 25.

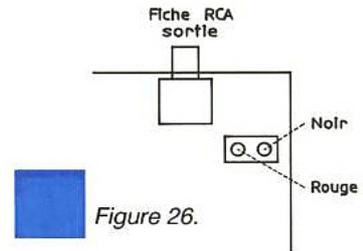


Figure 26.

4 du registre 182 :

0 pas d'affichage

1 affichage

Par défaut à l'initialisation ce bit est à 1, la touche insertion agit en flip flop un coup 0 puis 1 etc.

La touche sélection d'entrée agit sur la sortie P3 · 4

Lorsque P3 · 4 = 1 l'entrée est PAL/SECAM

Lorsque P3 · 4 = 0 l'entrée est SVHS

Par défaut à l'init P3 · 4 = 1 sélection PAL SECAM, le point décimal est éteint.

La touche de sélection d'entrée agit en flip flop sur P3 · 4.

P3 · 4 = 1 diode éteinte,

P3 · 4 = 0 diode allumée etc.

La touche couleur agit séquentiellement sur le registre 183 à l'init. les 3 bits contiennent 1 → 7

en décimal. On parcourt le cycle 7, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 0, 1 etc.

changement à chaque pression avec tempo.

Les pages sont numérotées de 0 à 9.

A l'init page 0 par défaut.

Pour une nouvelle page quelconque le curseur est en haut à gauche, visible et clignotant.

Les touche P₀₊ et P₀₋ agissent sur la position du curseur.

La RAM système et la RAM MB 88303 ont été effacées, c'est-à-dire remplissage par le caractère transparent dans la RAM MB 88303.

Si l'on passe à la page N le µC prend les datas dans la RAM système et les télécharge dans la RAM MB 88303.

Pour avoir une page vierge il faut donc remplir la RAM système de caractères transparents pour toutes les pages.

et clignote ; en appuyant sur B+, le caractère cesse de clignoter et l'on passe au caractère suivant : tiret clignotant. On peut choisir un autre caractère ou un espace, etc. jusqu'à épuisement de la page max. de 180 caractères.

A tout instant on peut modifier taille des caractères et position de la fenêtre ainsi que couleur. A tout instant on peut mémoriser et reprendre une autre page.

Manuel utilisateur du logiciel INCRUS

Le logiciel INCRUS est écrit intégralement en langage PLM51 INTEL. Il permet la gestion d'un clavier local, d'un circuit d'incrustation FUJITSU MB 88303, d'une commutation et d'un afficheur local 7 segments. Le clavier local, muni de 16 touches, est interfacé avec le microprocesseur via deux circuits PCF 8574 gérés par le bus I2C. Le circuit d'incrustation est interfacé via le port P1 du microprocesseur, les données sont transmises en parallèle du micro vers le FUJITSU en respectant le protocole "adresses-données".

L'afficheur 7 segments est interfacé par un PCF 8574 géré par le bus I2C.

Le clavier permet à l'utilisateur de passer des ordres et voyons en détail les fonctions assurées par chacune des touches du clavier.

Touche n° 1

Cette touche T1 permet de sélectionner la nature du signal d'entrée. On rappelle que le signal d'entrée représente l'image sur laquelle on désire incruster du texte. Le signal d'entrée peut être soit PAL/SECAM soit SVHS. Lorsque le signal est SVHS le point décimal de l'afficheur 7 segments est allumé. Si le signal est PAL ou SECAM, bien sûr le point décimal de l'afficheur est éteint. A la mise sous tension ou à la réinitialisation du programme, celui-ci considère que son signal d'entrée est PAL ou SECAM.

Le fonctionnement de cette touche est un "flip-flop" ou bascule. PAL/SECAM, (action sur T1) SVHS, (action sur T1) PAL SECAM...

Touche n° 2

On peut avoir jusqu'à 10 pages de texte dans la mémoire RAM de la carte, ces pages sont

Tableau 1 : affectation des ports du 8031 et répartition des circuits I2C.

8031		Fonction dans l'application	Utilisation
P3 · 2	INT0	SDA	gestion du clavier et de l'afficheur
P3 · 3	INT1	SCL	
P3 · 4	T0	commutation PS/SVHS	commutation du décodeur
P3 · 5	T1	LDI	programmation du contrôleur d'affichage MB 88303 - Fujitsu -
P1 · 0		DA0	
P1 · 1		DA1	
P1 · 2		DA2	
P1 · 3		DA3	
P1 · 4		DA4	
P1 · 5		DA5	
P1 · 6		DA6	
P1 · 7		DA7	

Circuits connectés au bus I2C

Circuit	Référence	Adresse	E/S	Emploi
U8	PCF 8574	0	E	réserve pour applic. future
U9	PCF 8574	1	E	clavier jeu de touches B
U10	PCF 8574	2	E	clavier jeu de touches A
U11	PCF 8574	3	S	afficheur numéro page et état PS/SVHS

Tableau 2 : Pilote d'afficheur U11 PCF 8574 Adresse 3

				commutation PS/SVHSdp
U11	P7	Segment	dp	numéro de la page d'incrustation
P	P6	segment	a	
C	P5	segment	b	
F	P4	segment	c	
8				
5	P3	segment	d	
4	P2	segment	e	
A	P1	segment	f	
D	P0	segment	g	
D				
R				
3				

numérotées de 0 à 9. Le numéro de la page courante est indiqué à tout moment sur l'afficheur 7 segments. Le contenu de ces pages est bien sûr perdu lors de la mise hors tension de la carte ou lors d'un reset du microprocesseur.

Cette touche T2 permet de mémoriser dans la mémoire RAM de la carte le contenu de la page courante. La page courante est mémorisée avec tous ces attributs (position, couleur, taille, curseur).

Touche n° 3

Le circuit FUJITSU MB 88303 permet par l'écriture d'un de ces registres, la visualisation ou l'inhibition de l'image incrustation. Cette touche T3 permet de commander la visualisation de la page courante comme image d'incrustation. A l'initialisation, la page courante est visible.

Le fonctionnement de cette touche est un "flip-flop" VISIBLE (action sur T3) INVISIBLE (action sur T3), VISIBLE...

Tableau 3 : Affectations des touches sur U₁₀ et U₁₁

Touche n° 4

On a vu que l'on dispose de 10 pages, pour évoluer dans ces 10 pages il faut des commandes de changement de page, ces commandes sont réalisées par les touches T₄ et T₅.

La commande T₄ permet de passer à la page suivante. Si la nouvelle page est issue d'une sauvegarde on retrouve les données sauveées, sinon on trouve une page vierge avec le curseur clignotant en haut à gauche.

Le fonctionnement de cette touche est du type "bouclé" page 8, (action sur T₄) page 9, (action sur T₄) page 0...

Touche n° 5

Cette touche T₅ permet de passer à la page précédente ; comme pour la touche T₄, si la nouvelle page courante est issue d'une mémorisation on retrouve les données sauveées sinon on trouve une page vierge avec le curseur clignotant en haut à gauche de la nouvelle page.

Le fonctionnement de cette touche est du type "bouclé" page 1, (action sur T₅) page 0, (action sur T₅) page 9...

Touche n° 6

Le circuit FUJITSU MB 88303 permet d'utiliser 8 couleurs de caractère différentes ; lorsqu'une couleur est donnée tous les caractères de la page sont de la même couleur. Il n'est pas possible avec ce composant d'avoir sur une même page des caractères de couleurs différentes. Les 8 couleurs sont : noir, bleu, vert, cyan, rouge, magenta, jaune, blanc.

Les couleurs sont numérotées de 0 à 7 (0 pour le noir et 7 pour le BLANC). La couleur d'initialisation est le BLANC.

Le fonctionnement de cette touche est du type "bouclé" JAUNE, (action sur T₆) BLANC, (action sur T₆) NOIR...

Touche n° 7

Le circuit FUJITSU MB 88303 permet la génération de 4 tailles horizontales de caractère. Lorsqu'une taille horizontale de caractère est donnée, tous les caractères de la page ont la même taille. Les tailles différentes sont : 5 points, 10 points, 15 points, 20 points. Ces tailles sont numérotées de 0 à 3 (0 pour 5 points et 3 pour 20 points). La taille horizontale de caractère à l'initialisation est la taille 0.

Même procédure que les touches 4 et 6.

U ₁₀	P ₇	Position -	du caractère	touches A	
	P ₆	Position +			
	P ₅	P ₄	Caractère -		fait défiler la table des caractères
			Caractère +		
	5	P ₃	H-		position de la fenêtre d'affichage
	7		H+		
	4	P ₂			
	A	P ₁	V-		
	D		V+		
	R	P ₀			
R					
2					
U ₉	P ₇	Taille -	des caractères	touches B	
	P ₆	Taille +			
P	P ₅	Couleur			
C					
F	P ₄	Page -			
8					
5					
7	P ₃	Page +			
4					
A	P ₂	Insertion			
D					
R	P ₁	Mémorisation			
R					
1	P ₀	Pal/Secam/SVHS			

Touche n° 8

Le MB 88303 permet la génération de 4 tailles verticales de caractère. Lorsqu'une taille de caractère est sélectionnée, tous les caractères de la page ont la même taille. Les tailles différentes sont : 7 points, 14 points, 21 points, 28 points. Ces tailles sont numérotées de 0 à 3 (0 pour 7 points et 3 pour 28 points). La taille verticale de caractère à l'initialisation est la taille 0.

Touche n° 9, 10, 11 et 12

La fenêtre de visualisation peut être déplacée soit horizontalement, soit verticalement, 4 touches du clavier (T₉, T₁₀, T₁₁, T₁₂) sont utilisées pour gérer les déplacements de la fenêtre. La position verticale de début de la fenêtre varie de la valeur 0 à la valeur 63. La position horizontale de la fenêtre varie de la valeur 0 à la valeur 63.

Les valeurs initiales de ces positions sont 10 pour la position verticale et 15 pour la position horizontale.

* La touche 9 permet d'incrémenter la valeur de la position horizontale de la fenêtre de visualisation. Si on atteint la valeur 63 et que l'on continue à solliciter cette touche, le caractère "E" apparaît sur l'afficheur 7 segments indiquant que l'on est en butée maximale.

* La touche 10 permet de décrémenter la valeur courante de la position horizontale de la fenêtre de visualisation. Si on atteint la valeur 0 et que l'on continue à solliciter cette touche, le caractère "E" apparaît sur l'afficheur 7 segments signalant ainsi que l'on a atteint la butée minimale.

* La touche 11 permet d'incrémenter la valeur courante de la position verticale de la fenêtre de visualisation. Si on a atteint la valeur 63 et que l'on continue à solliciter cette touche, le caractère "E" apparaît sur l'afficheur 7 segments signalant ainsi que l'on a atteint la butée maximale.

* La touche 12 permet de décrémenter la valeur courante de la position verticale de la fenêtre de visualisation. Si on a atteint la

valeur 0 et que l'on continu à solliciter cette touche, le caractère "E" apparaît sur l'afficheur 7 segments signalant ainsi que l'on a atteint la butée minimale.

Touche n° 13 et 14

Pour se déplacer dans le jeu de caractères du FUJITSU, il faut avoir des commandes qui permettent le défilement du jeu de caractères à la position du curseur. Le jeu de caractères est un jeu réduit, il ne dispose que de 64 caractères. Les caractères sont numérotés de 0 à 63. Lors de l'initialisation, les 180 positions des pages sont chargées avec le caractère 16 (transparent) sauf la position 0 qui est chargée avec le caractère 15 (curseur).

* La touche 13 permet de passer au caractère suivant. Si le caractère précédemment affiché était 15 (curseur), le nouveau caractère sera 16 (transparent). Lorsque l'on atteint le caractère 0 (A), une pression sur la touche 16 fait apparaître le caractère "E" sur l'afficheur 7 segments.

* La touche 14 permet de passer au caractère précédent. Si le caractère précédemment affiché était 15 (curseur), le nouveau caractère sera 14 (.).

Lorsque l'on atteint le caractère 63 (téléphone), une pression sur la touche 15 fait apparaître le caractère "E" sur l'afficheur 7 segments.

Le jeu de caractères du FUJITSU est particulier, nous l'avons déjà signalé, mais nous vous redonnons sa composition au tableau 4.

Touches n° 15 et 16

Pour évoluer dans la page courante, il faut avoir des commandes de déplacement du curseur. Les touches 15 et 16 sont réservées à cet effet. Une page comporte 180 positions possibles pour le curseur, ces positions sont numérotées de 0 à 179.

Lorsque le curseur se trouve sur une position occupée par un caractère visible, il devient invisible.

* La touche 15 permet de faire avancer le curseur dans la page courante. Le curseur ne peut pas dépasser la position 179, si on essaie de lui faire dépasser cette position, le caractère "E" apparaît sur l'afficheur indiquant l'erreur à l'opérateur.

* La touche 16 permet de faire reculer le curseur dans la page

Tableau 4 : Jeu de caractères du MB 88033.

valeur	code	valeur	code
00	A	32	0
01	B	33	1
02	C	34	2
03	D	35	3
04	E	36	4
05	F	37	5
06	G	38	6
07	H	39	7
08	I	40	8
09	J	41	9
10	K	42	?
11	L	43	!
12	M	44	,
13	.	45	o
14	curseur	46	fond
15	transparent	47]
16	N	48	flèche haut
17	O	49	flèche bas
18	P	50	flèche gauche
19	Q	51	flèche droite
20	R	52	+
21	S	53	-
22	T	54	*
23	U	55	/
24	V	56	=
25	W	57	&
26	X	58	asiatique
27	Y	59	asiatique
28	Z	60	asiatique
29	:	61	,
30	carré noir	62	tilda
31	[63	téléphone

courante. Le curseur ne peut pas aller sous la position 0, si on sollicite la touche 16 lorsque l'on est à la position 0, le caractère "E" apparaît sur l'afficheur signalant ainsi l'erreur à l'opérateur.

Incrus is watching you !, le programme détecte les appuis multiples, les touches du clavier étant suffisamment proches, on déduit logiquement qu'il s'agit d'une erreur de manipulation.

Lors d'une telle erreur vous verrez sur l'afficheur 7 segments le caractère "E" indiquant la détection d'erreur, cela pour vous prévenir que vous êtes en train de commettre une erreur.

Des circuits de plus en plus complexes nous permettent d'accéder à des fonctions particulièrement intéressantes.

Il est hautement probable que dans un futur proche, nous pourrions disposer de contrôleurs d'affichage d'une autre génération.

Ces contrôleurs d'affichage disposeront probablement de caractères mieux définis, d'un ou plusieurs jeux de caractères plus étendus, et d'attributs de couleurs plus nombreux.

Pour de tels circuits nous espérons que cet incrustateur ou sous-titreur d'un écot très raisonnable et d'une utilisation simple vous rendra de nombreux services.

François et Gilles de Dieuleveult



Approvisionnement des composants

En principe tous les composants actifs et passifs seront disponibles chez les bons revendeurs. Pour les composants SONY nous vous recommandons A.T.D., Le Vésinet.

Programmation de l'EPROM

Vous pourrez soit utiliser le dump mémoire disponible en copie, soit vous procurer auprès de la rédaction d'électronique Radio-Plans une disquette 360 Ko contenant un dump mémoire ou un fichier directement compatible avec la plupart des programmeurs au format Intel.

Circuit imprimé

Sachez avant tout que réaliser un circuit imprimé double face à trous métallisés est un métier et non de l'improvisation.

Pour cette raison la réalisation de tous nos prototypes est confiée à un professionnel.

150 F/dm² peut paraître excessif mais ce n'est pas le cas si les circuits sont contrôlés et vérifiés. Un bon circuit est un gage de réussite, il évite de longues heures de recherche de coupures, courts-circuits, pouvant entraîner la destruction de certains composants.

Si vous êtes suffisamment nombreux à être tentés par cette solution, nous pourrions éventuellement assurer la distribution des CI.

Nomenclature

Résistances

R₁ : 3,3 kΩ
R₂ : 10 kΩ SIL
R₃, R₄, R₆, R₇, R₁₁, R₁₄, R₁₇, R₁₉, R₂₂, R₃₂ et R₈₅ : 1 kΩ
R₅ : 27 kΩ
R₈ : 75 Ω
R₉, R₃₁, R₇₆ et R₇₈ : 15 kΩ
R₁₀, R₁₅, R₁₆ et R₅₄ : 470 Ω
R₁₂ : 560 Ω
R₁₃ : 47 Ω
R₂₀, R₂₁, R₂₄, R₂₅, R₂₆, R₃₄, R₃₅, R₄₁, R₄₂, R₅₀, R₅₁, R₅₅, R₆₀, R₇₇, R₇₉, R₈₀ et R₈₁ : 10 kΩ
R₂₃ : 470 kΩ, pot
R₂₇, R₂₈, R₂₉, R₅₂, R₅₉ et R₆₆ : 2,2 kΩ
R₃₀ : 330 Ω DIL
R₃₃ et R₄₇ : 100 kΩ
R₃₆, R₄₉ et R₆₈ : 120 kΩ
R₃₇ : 220 kΩ
R₃₈ : 100 Ω
R₃₉, R₈₃ et R₈₄ : 560 kΩ
R₄₀ : 180 kΩ
R₄₃ : 4,7 kΩ, pot
R₄₄ et R₅₆ : 820 Ω
R₄₅ : 680 Ω
R₄₆, R₈₉ et R₉₀ : 4,7 kΩ
R₄₈ : 12 kΩ
R₅₃ : 1,8 kΩ
R₅₇ et R₅₈ : 220 Ω
R₆₁ : 22 kΩ
R₆₂, R₆₃, R₆₄ et R₆₅ : 330 Ω
R₆₇ et R₆₉ : 68 kΩ
R₇₀, R₇₁ et R₇₂ : 47 kΩ
R₇₃, R₇₄ et R₇₅ : 10 kΩ, pot
R₈₂ : 8,2 kΩ
R₈₆, R₈₇ et R₈₈ : 470 Ω, pot

Condensateurs

C₁ et C₃ : 22 pF
C₂, C₆, C₁₆, C₁₇, C₁₈, C₃₀, C₃₂, C₃₃, C₃₄, C₆₃ et C₈₅ : 10 μF/16 V
C₄, C₅, C₉, C₁₀, C₁₃, C₁₉, C₂₀, C₂₁, C₂₃, C₂₅, C₂₆, C₂₇, C₂₈, C₅₂, C₅₉, C₆₀, C₆₁, C₆₅, C₇₁, C₇₂, C₇₃, C₇₄, C₇₅, C₇₆, C₈₄, C₈₆, C₈₇, C₈₈, C₈₉, C₉₀, C₉₁, C₉₃, C₁₀₃ et C₁₀₄ : 100nF
C₇, C₈, C₂₂ et C₄₂ : 47 μF/16 V
C₁₁ et C₁₄ : 33 pF
C₁₂ : 220 μF/16 V

C₁₅ : 30 pF ajustable
C₂₄, C₃₈, C₉₄, C₉₅, C₉₆, C₉₇ et C₉₈ : 1 nF
C₂₉ et C₇₉ : 10 pF
C₃₁, C₄₀, C₄₄, C₅₀, C₆₇, C₆₉, C₇₇ et C₇₈ : 10 nF
C₃₆ et C₄₈ : 4,7 μF/16 V
C₃₇ : 470 pF
C₃₉ et C₁₁₈ : 82 pF
C₄₁, C₅₇ et C₆₆ : 100 pF
C₄₃, C₄₇ et C₆₄ : 220 nF
C₄₅ et C₈₀ : 4,7 nF
C₄₆ : 22 nF
C₄₉, C₆₈ et C₇₀ : 470 nF
C₅₄ : 10 μF
C₅₅, C₅₆, C₈₁, C₈₂, C₈₃ et C₉₂ : 1 μF/16 V
C₅₈ : 270 pF
C₆₂, C₉₉ et C₁₀₀ : 330 pF
C₁₀₁ et C₁₀₂ : 820 pF
C₁₀₅ et C₁₀₆ : 2 200 μF/16 V
C₁₀₇ : 2 200 μF/25 V
C₁₀₈, C₁₁₁ et C₁₁₂ : 15 pF
C₁₀₉, C₁₁₃ et C₁₁₄ : 68 pF
C₁₁₀, C₁₁₅ et C₁₁₆ : 220 pF
C₁₁₇ : 6,8 pF

Circuits intégrés

U₁ : 8031
U₂ : 74HC573
U₃ : TDA 8490
U₄ : CXA 1145
U₅ : 74LS05
U₆ : MB 88303
U₇ et U₁₆ : 4011
U₈, U₉, U₁₀ et U₁₁ : PCF 8574
U₁₂ : 74HC540
U₁₃ : 62256
U₁₄ : 2764
U₁₅ : SAA 1101
U₁₇ : TDA 2595
U₁₈ : TDA 8453
U₁₉ : TDA 8390
U₂₀ : TDA 8451
U₂₁ : LM 7805
U₂₂ : LM 7812
U₂₃ : 4081

Semiconducteurs

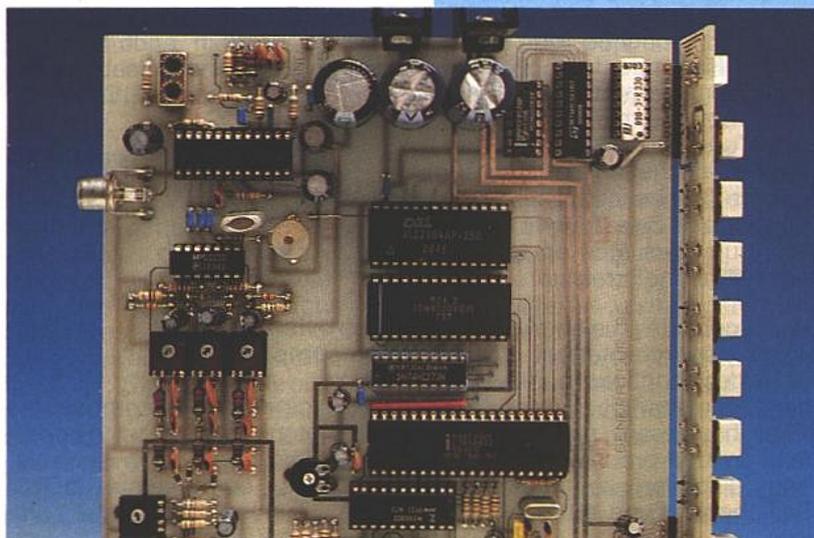
D₁ : OF643
D₂, D₃, D₄, D₅, D₆ et D₇ : 1N 4148
T₁ : MPQ 2222
T₅ : BC 557B
T₆ : BC 547B

Divers

J₁, J₂, J₃ et J₄ : embases RCA
JP₁ : renvoi coudé 30 points
JP₂ : renvoi coudé 10 points
L₁ : BP 4,443 Réf WEB - 0704 TOKO
L₂, L₃, L₄, L₈, L₉ et L₁₀ : 22 μH
L₅, L₆ et L₇ : 10 μH
L₁₁ : 47 μH
T₂, T₃ et T₄ : KANK 3334
X₁ : 10 MHz
X₂ et X₃ : 4,433 MHz

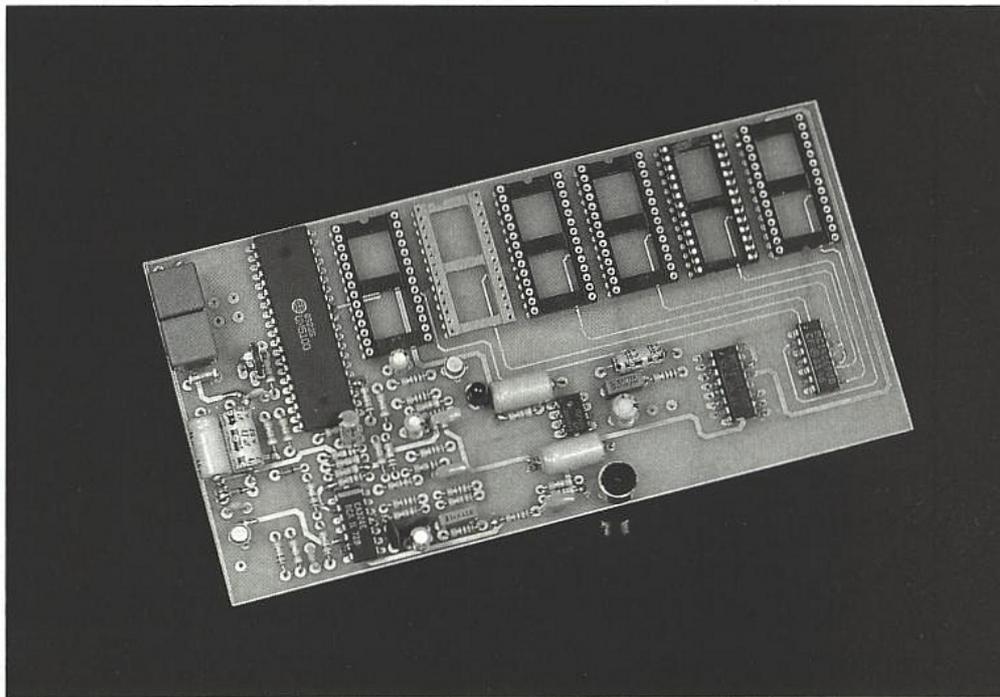
Nomenclature clavier

Touches S₁ à S₁₆ : B3F Omron
1 afficheur D100 PA Telefunken
R, R₂ : réseau SIL 10 kΩ



Une carte de développement pour l'UM 5100

Nos différents articles d'application consacrés au magnétophone "état solide" UM 5100 de UMC ont suscité un vif intérêt chez nos lecteurs. Il faut dire que dans sa catégorie, ce composant est l'un des plus faciles à mettre en œuvre expérimentalement puisqu'il est présenté en boîtier DIP et fait appel à des mémoires statiques organisées en mots de huit bits. Le besoin s'est très rapidement fait sentir d'aller plus loin que ne le permet notre "machine parlante" décrite dans le N° 510 de la revue : nos lecteurs souhaitent augmenter la durée d'enregistrement, et faire du "montage" sonore pour personnaliser leurs messages. Voici donc les plans d'une véritable "carte de développement" qui vous permettra de pousser l'UM 5100 dans ses derniers retranchements !



Le cycle de l'UM 5100 et ses variantes

Ceux de nos lecteurs qui découvrieraient l'UM 5100 en lisant ces lignes sont instamment priés de se reporter à notre article de présentation paru dans le N° 509 de la revue, lui-même inspiré de la note d'application diffusée par UMC (agent en France : ASIA MOS).

Cette note d'application ne révèle cependant qu'une partie des ressources de l'UM 5100, et c'est peut-être mieux ainsi : lors

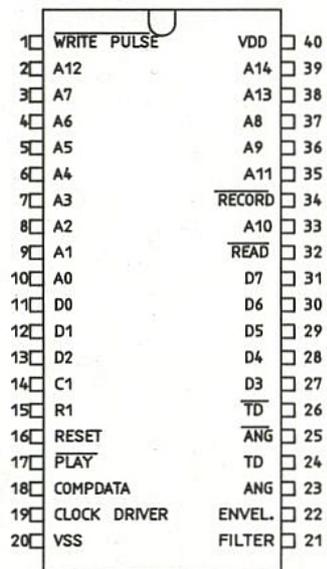


Figure 1

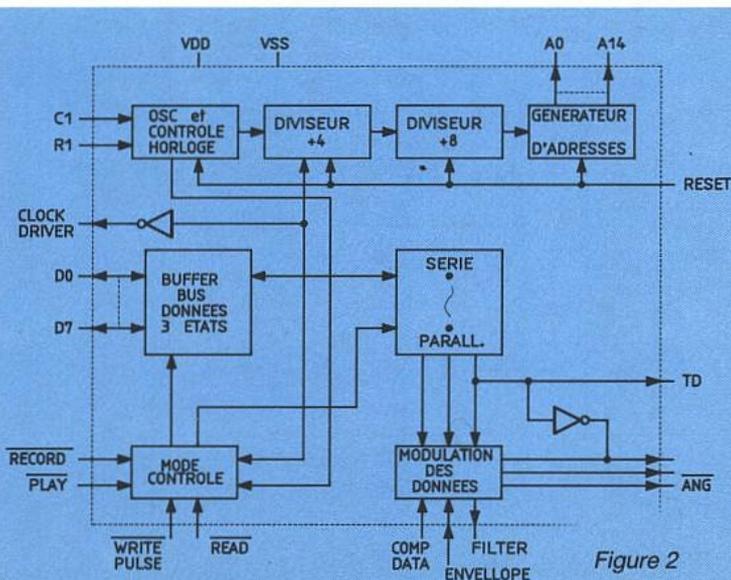


Figure 2

du développement d'une application réelle, on doit se poser un certain nombre de questions dont les réponses ne peuvent provenir que d'une méticuleuse expérimentation en laboratoire, au terme de laquelle on peut sans exagérer se vanter de connaître le composant "sur le bout du doigt".

Au risque de nous répéter, nous reproduisons aux figures 1 et 2

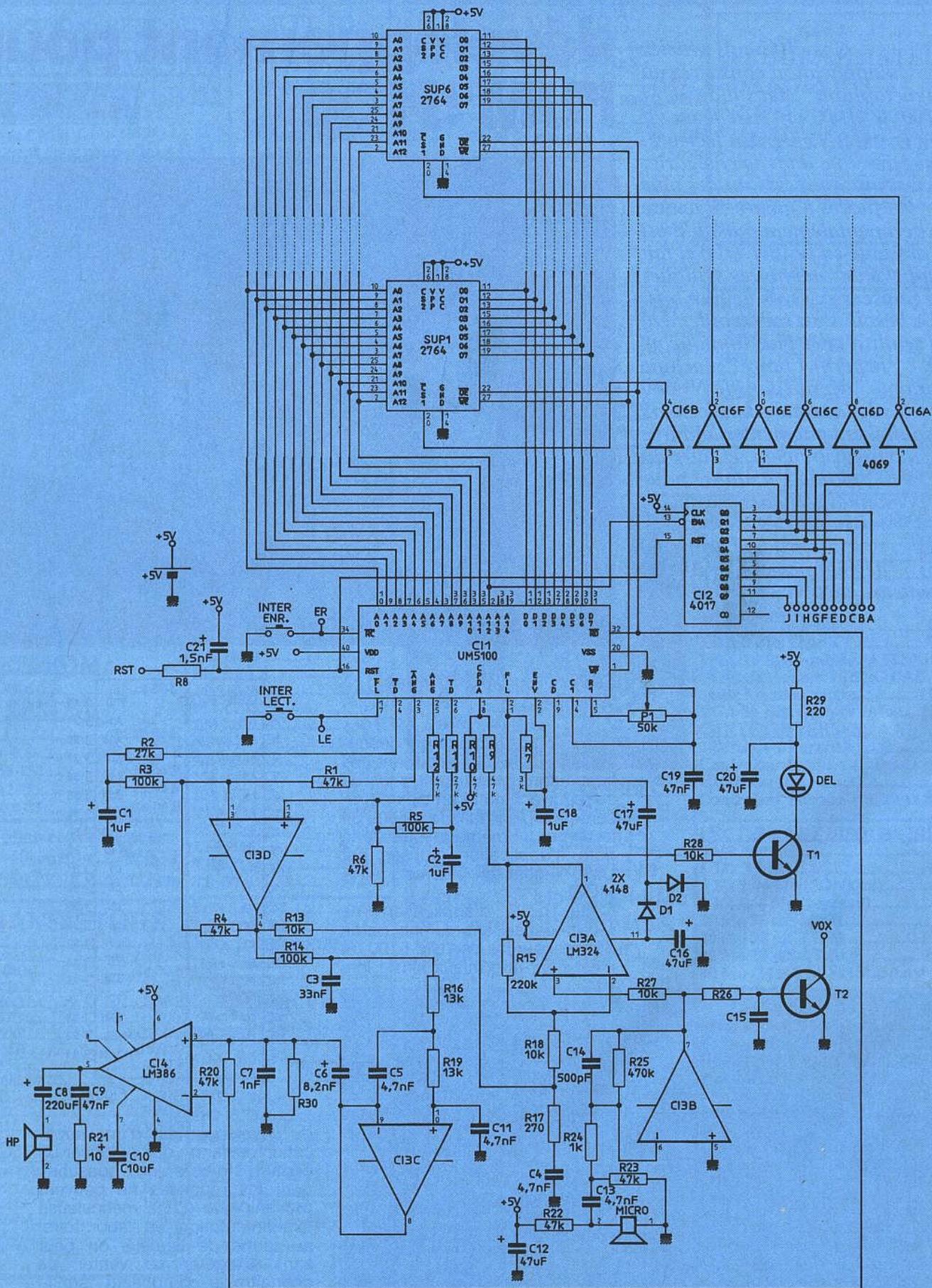


Figure 3

le brochage et le synoptique interne du composant, indispensables à la bonne compréhension de ce qui va suivre.

Rappelons que le complément indissociable de l'UM 5100 est une mémoire statique organisée en mots de huit bits (RAM, ROM, EPROM, etc.), qui lui est reliée par un bus de données (D₀ à D₇), un bus d'adresses (A_{0f} à A₁₄), et un bus de commande (/READ et /WRITE PULSE).

Les autres broches du composant servent à l'alimentation, aux composants RC de l'oscillateur d'horloge, aux liaisons avec les circuits audio, et aux commandes externes (RESET, /RECORD, et /PLAY).

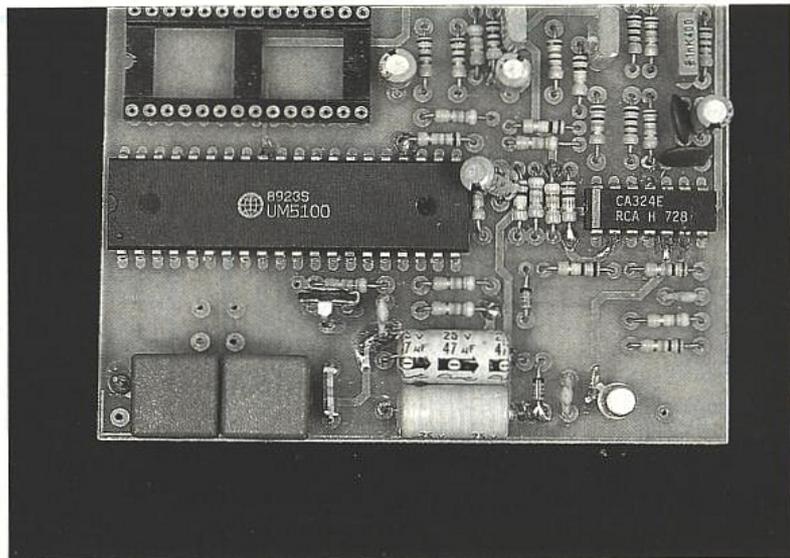
L'UM 5100 étant supposé au repos (application d'une impulsion positive sur sa broche RESET lors de la mise sous tension), l'application d'une impulsion négative sur /RECORD ou sur /PLAY déclenche le démarrage d'un cycle d'enregistrement ou de lecture : les adresses de la mémoire sont parcourues dans l'ordre croissant, avec "bouclage" pur et simple lorsque la capacité maximale est atteinte (32 K-octets puisqu'il y a 15 lignes d'adresse).

A moins de couper l'alimentation (et donc de perdre le contenu de la RAM), le seul moyen d'arrêter un cycle de lecture consiste à appliquer une impulsion de RESET.

On peut faire de même pour interrompre un cycle d'enregistrement, mais il est aussi possible de passer à tout moment en mode "lecture", par une simple impulsion négative appliquée à la broche /READ.

On peut ainsi songer à pratiquer un enregistrement permanent (en "boucle"), et à l'interrompre dès que l'on souhaite que le système "répète" ce qui vient d'être dit, plusieurs fois si nécessaire. Le tout bien sûr sans bande magnétique ni tête, dont l'usure serait rapide en cas d'usage permanent.

La plupart du temps, on détecte la fin d'un cycle par le biais du front descendant de la dernière ligne d'adresse desservant la mémoire utilisée, ou du front montant de la ligne suivant la dernière : la première méthode permet de passer en mode lecture dès la fin d'un enregistrement grâce à un simple condensateur placé entre /PLAY et la dernière ligne d'adresse utilisée, tandis que la seconde permet un arrêt pur et simple en reliant la première ligne d'adresse inutilisée à RESET.



Il est même possible de combiner les deux procédés : après un cycle complet d'enregistrement, un cycle de lecture (contrôle) est exécuté, puis tout s'arrête. C'est classique dans le domaine des répondeurs téléphoniques !

Seulement, réserver une ligne d'adresse pour la commande du RESET divise par deux la capacité d'adressage mémoire de l'UM 5100, qui passe alors de 32 K-octets à 16 K-octets, soit 128 K-bits. Cela ne correspond guère qu'à 16 secondes de son de bonne qualité, échantillonné à 8 K-bits par seconde...

Qu'à cela ne tienne ! Rien n'est plus simple que de monter un compteur d'adresses additionnel en cascade avec celui de l'UM 5100 : compteur binaire de type 4040 pour adresser des boîtiers de plus de 16 ou 32 K-octets et comportant donc des lignes d'adresse supplémentaires, ou compteur décimal genre 4017 pour commuter plusieurs boîtiers de capacité normale.

On obtiendra par exemple le même résultat en utilisant une seule EPROM 27256, ou bien quatre 2764. Au niveau de la prise de son, il sera par compte plus économique d'utiliser quatre fois de suite une mémoire RAM non volatile de 8 K-octets (48Z08 de SGS THOMSON) que son équivalent de 32 K-octets

(GR 27256 de GREENWICH INSTRUMENTS) qui coûte tout de même plus de 800 F HT chez VEROSPEED !

De plus, quoi de plus facile que de remplacer une 2764 parmi une série de cinq ou six lorsque l'on souhaite modifier un message ?

Une carte à 6 mémoires

Le schéma de notre carte de développement, reproduit à la figure 3, tient le plus grand compte de cette analyse : il associe l'UM 5100 à un compteur 4017 chargé de commuter six "banques" de mémoires de 64 K-bits chacune (EPROM 2764 ou 27C64, RAM CMOS 6264, ou ZEROPOWER 48Z08 non volatile et recopiable dans une EPROM). Toutes les mémoires sont câblées en parallèle, à l'exception de leurs lignes de sélection, activées tour à tour par le 4017 relayé par les six inverseurs d'un 4069.

Une simple connexion entre le point RST (RESET) et l'un des points B à G suffit pour fixer le nombre de boîtiers enregistrés ou lus : le tableau de la figure 4 récapitule les capacités mémoire ainsi obtenues, et les durées correspondantes pour trois fréquences d'échantillonnage menant à différents niveaux de qualité du

RST relié à	Nombre de boîtiers mémoire	Capacité (k-bits)	Durée à 8 K-bits/s	Durée à 4 K-bits/s	Durée à 16 K-bits/s
B	1	64	8 s	16 s	4 s
C	2	128	16 s	32 s	8 s
D	3	192	24 s	48 s	12 s
E	4	256	32 s	64 s	16 s
F	5	320	40 s	80 s	20 s
G	6	384	48 s	96 s	24 s

Figure 4

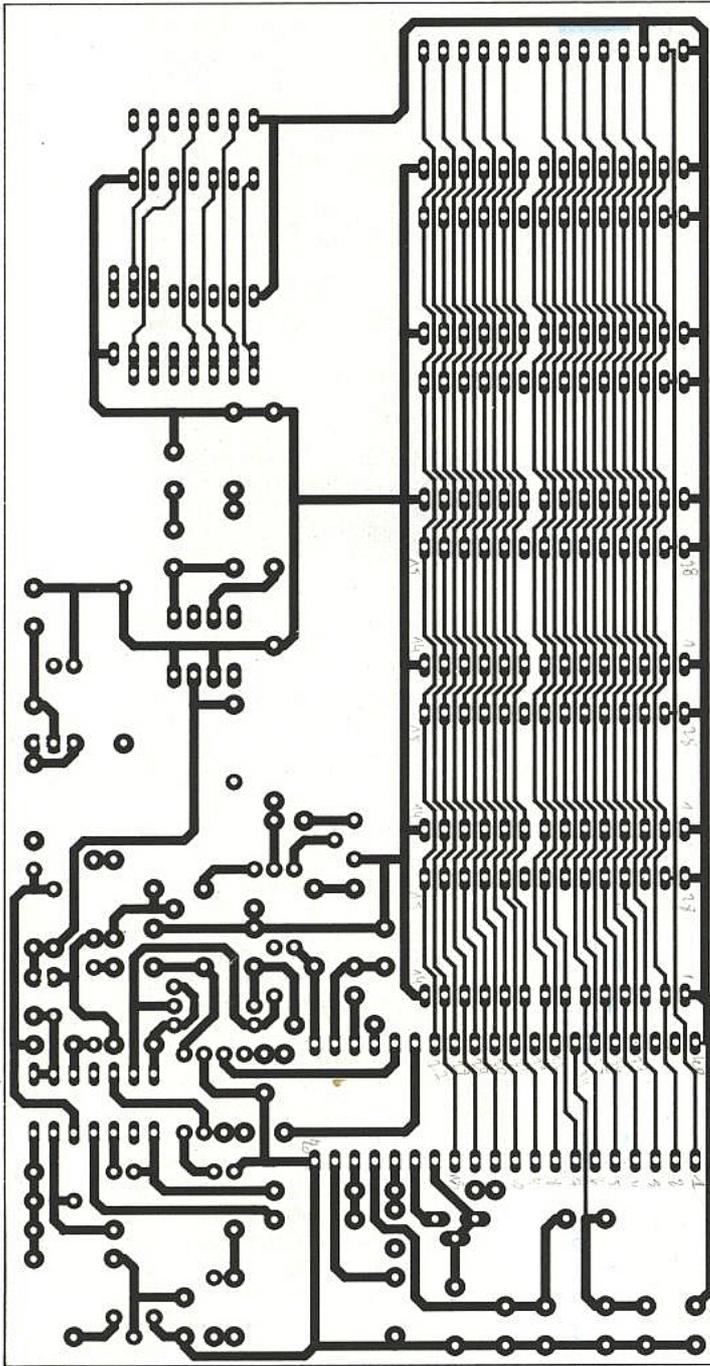


Figure 5

son (bon, moyen et médiocre, mais intelligible).

Bien entendu, il est possible de monter tous les boîtiers et d'en utiliser tout ou partie selon la situation du moment, d'en insérer moins de six, et de panacher EPROM, RAM, et ZEROPOWER sur un même montage : la configuration des supports a été prévue en conséquence.

Ce schéma ne se sert pas des lignes A13 et A14 de l'UM 5100, ce qui permettrait facilement de doubler ou quadrupler la capacité de la carte en employant des boîtiers de 128 ou 256 K-octets (il suffirait d'ajouter les lignes nécessaires au bus

d'adresses, et de commander le 4017 non plus par A12, mais par A13 ou A14).

Dans l'état actuel des choses, une telle extension resterait cependant trop onéreuse pour une majorité d'applications. Retenons tout de même qu'elle permettrait d'atteindre six minutes de son de qualité "téléphonique" avec six 27256 : de quoi expliquer bien des choses...

Le reste du montage est conforme aux schémas d'application conseillés par UMC, et comporte un détecteur de son permettant un déclenchement automatique de l'enregistrement ou de la lecture (connecter le

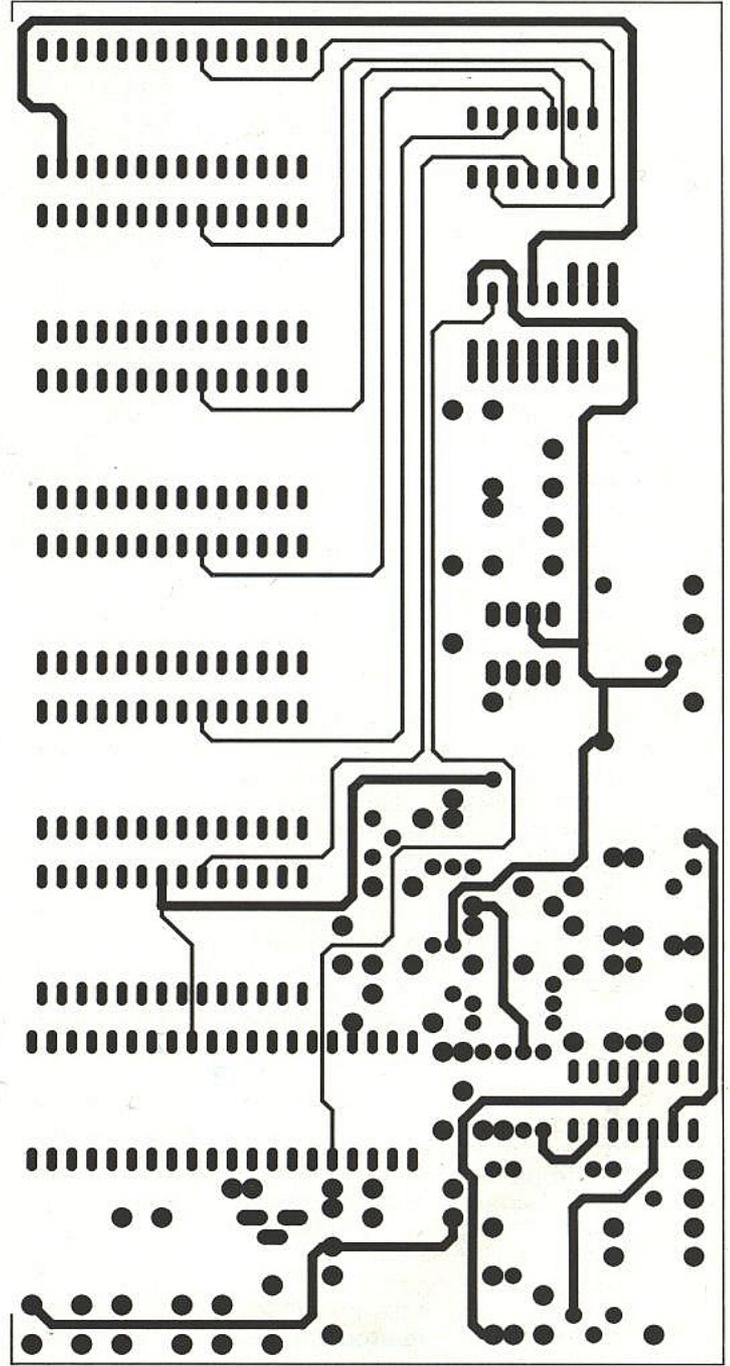


Figure 6

point VOX à ER ou à LE).

Ceux de nos lecteurs qui souhaiteraient de plus amples informations sur la partie audio pourront utilement se reporter à nos articles parus dans les Nos 509 et 510 de la revue.

Précisons simplement que le micro à utiliser est du type électret "2 fils", et qu'un son de qualité convenable ne peut guère être obtenu que sur un haut-parleur en rapport (4 à 16 Ω, de préférence une petite enceinte).

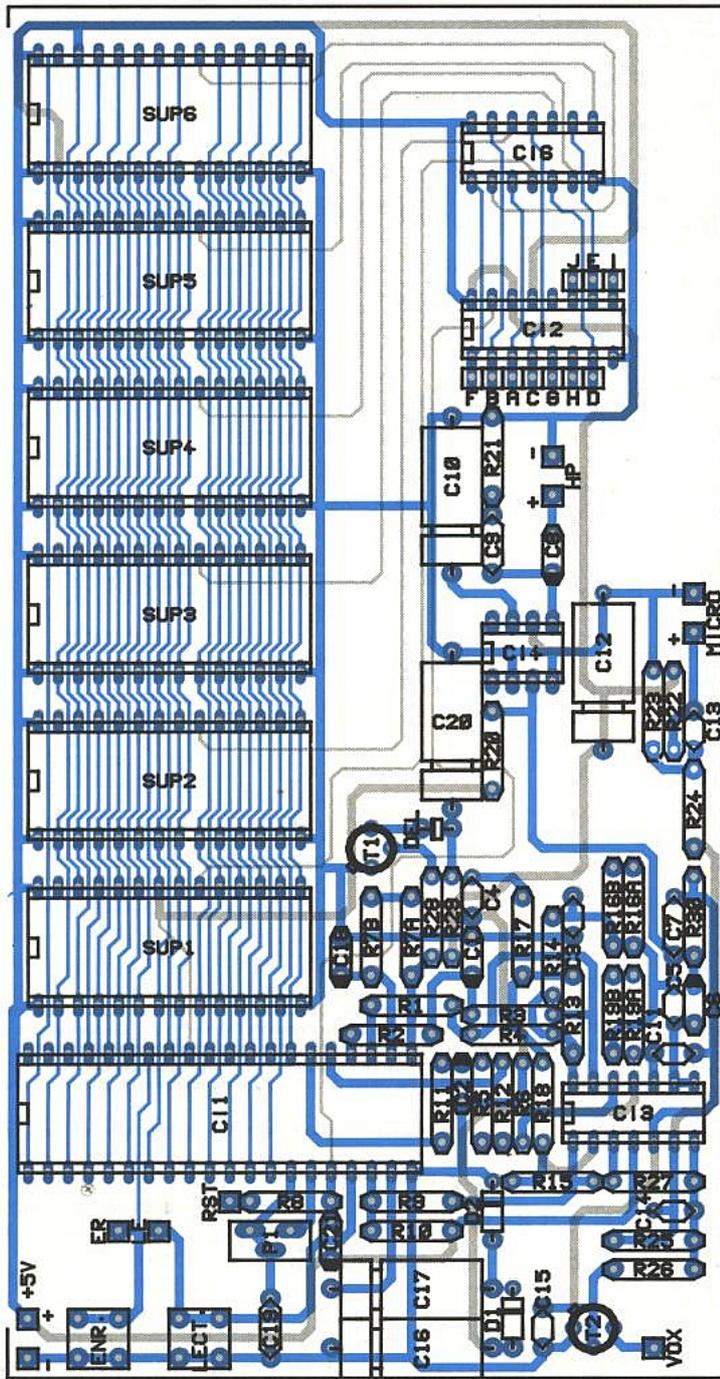


Figure 7

REALISATION PRATIQUE

La relative complexité des interconnexions a rendu nécessaire le recours à la technique double face, sans pour autant exiger de trous métallisés. Quelques "vias" supposent cependant un soudage de certains composants sur les deux faces.

Les figures 5 et 6 fournissent les tracés des deux faces, tandis que la figure 7 reproduit le plan de câblage.

L'implantation exige beaucoup de soin : il sera d'ailleurs prudent de contrôler les continuités et l'absence de courts-circuits au niveau des bus mémoire.

On aura tout intérêt à commencer les essais avec un seul boîtier mémoire (par exemple une 6264), placé dans le support N° 1. Le point RST étant donc relié au point B, on doit retrouver le même fonctionnement que celui du montage décrit dans notre N° 510.

D'ailleurs, les EPROM éventuellement programmées à l'aide de cette précédente carte sont bien évidemment compatibles et directement utilisables sur celle-ci.

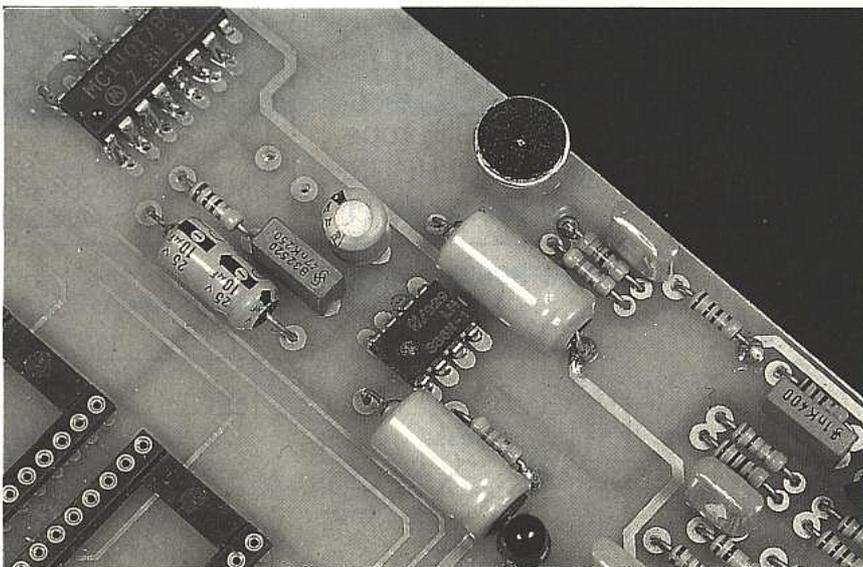
Sauf problème qu'il faudrait impérativement résoudre avant d'aller plus loin, on pourra alors insérer un second boîtier dans le support N° 2 (et donc déplacer RST de B en C), et ainsi de suite jusqu'à concurrence de six (RST devant alors rejoindre le point G). Bien évidemment, ces connexions du point RST pourraient fort bien être confiées à une logique extérieure à la carte, pouvant même gérer aussi le démarrage des cycles d'enregistrement et de lecture. A la limite, l'emploi d'un microcontrôleur ou d'un ordinateur ne serait pas ridicule à ce niveau.

De même, rien n'empêche de supprimer le 4017 et le 4069 qui lui est associé : A13 de l'UM 5100 rejoignant directement RST, une logique indépendante pourrait alors se charger de choisir parmi les six disponibles, l'unique boîtier qui serait lu ou enregistré !

Avec un peu plus d'imagination, on peut aussi songer à "appeler" les différents boîtiers dans un ordre variable en fonction des circonstances, ou même avec des répétitions, de quoi composer des messages aux significations fort différentes...

Dans tous les cas, on gardera présentes à l'esprit les possibilités des trois types de mémoires que l'on peut monter, ou même panacher, sur cette carte :

- les RAM (6264) peuvent être enregistrées, lues et surchargées



PERIFELEC VOUS PROPOSE

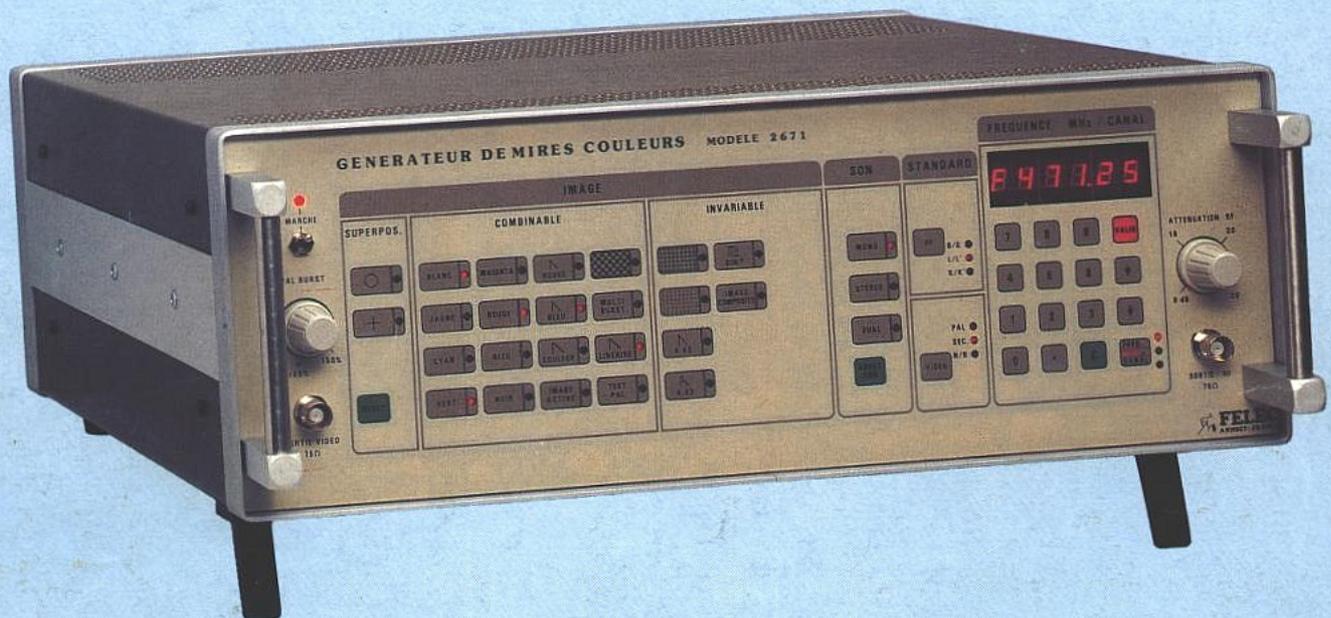
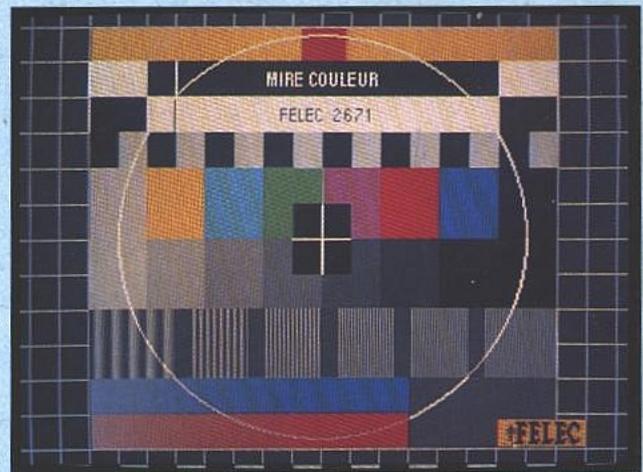
"LA MIRE"

MULTISTANDARD - MULTINORME



FELEC
ANNECY-FRANCE

MODELE 2671



- CONTROLEE PAR MICROPROCESSEUR
- STANDARDS VIDEO NOIR/BLANC, SECAM, PAL
- STANDARDS HF L/L', K/K', B/G
- STANDARDS I, D/K, ITALIE, EN OPTION
- SEQUENCE A 8 TRAMES EN PAL, A 12 TRAMES EN SECAM
- 6 IMAGES INVARIABLES, 16 IMAGES COMBINABLES, 2 IMAGES SUPERPOSABLES

- SON STEREO ET DUAL EN STANDARD B/G
- SORTIES VIDEO COMPOSITE ET RVB
- FREQUENCES HF DE 40 A 900 MHz SANS TROU
- PLANS DE FREQUENCES AVEC CANAUX PREPROGRAMMES MEMORISES
- MEMORISATION DE 10 CANAUX SUPPLEMENTAIRES PAR STANDARD
- SELECTION DIRECTE FREQUENCE/CANAL

La MIRE 2671 est issue d'une étude entièrement innovante. Equipée de circuits intégrés et de semi-conducteurs, elle est d'une très grande fiabilité. D'une conception rationnelle et de la visualisation de toutes ses fonctions par afficheurs et voyants, découlent une grande simplicité d'utilisation.

La qualité et la précision des signaux délivrés, tant en Vidéo qu'en Haute Fréquence, ont été rendues possibles grâce à : l'emploi de plusieurs quartz afin de fixer certaines fréquences de référence, la mise en oeuvre de circuits intégrés modernes et sophistiqués (microprocesseurs, mémoires CMOS, logique programmable «PAL», logique type F, LS, HC, circuits d'asservissement de phase) pour bénéficier de la rapidité des commutations et des coïncidences dans les signaux de base, l'utilisation de technologies HF (Strip Line) réservées jusqu'alors à des produits très professionnels, ainsi qu'à l'adjonction de nombreux séparateurs ou asservissements afin de donner la stabilité optimum, tant pour les amplitudes, les niveaux relatifs, que pour les fréquences des signaux de sortie.

Les images issues de la mire sont compatibles avec tous les équipements de visualisation actuels (téléviseurs, moniteurs, vidéo-projecteurs, magnétoscopes, etc...), soit au moyen de la sortie Haute Fréquence, soit au moyen de la sortie Vidéo (prise à l'avant), soit au moyen de la prise PERITEL (à l'arrière) qui, grâce à une commutation simple, délivre la vidéo complète ou les composantes RVB.

Le véritable «Tour de Force» de cette étude a résidé dans la manière dont nos ingénieurs ont su contenir le prix de revient, ce qui nous permet de vous proposer ce véritable «bijou de la technique» à un prix extrêmement compétitif.



PERIFELEC

LOMPRAZ - 74330 LA BALME DE SILLINGY
TEL. 50 68 80 17 - TELEX 310 721