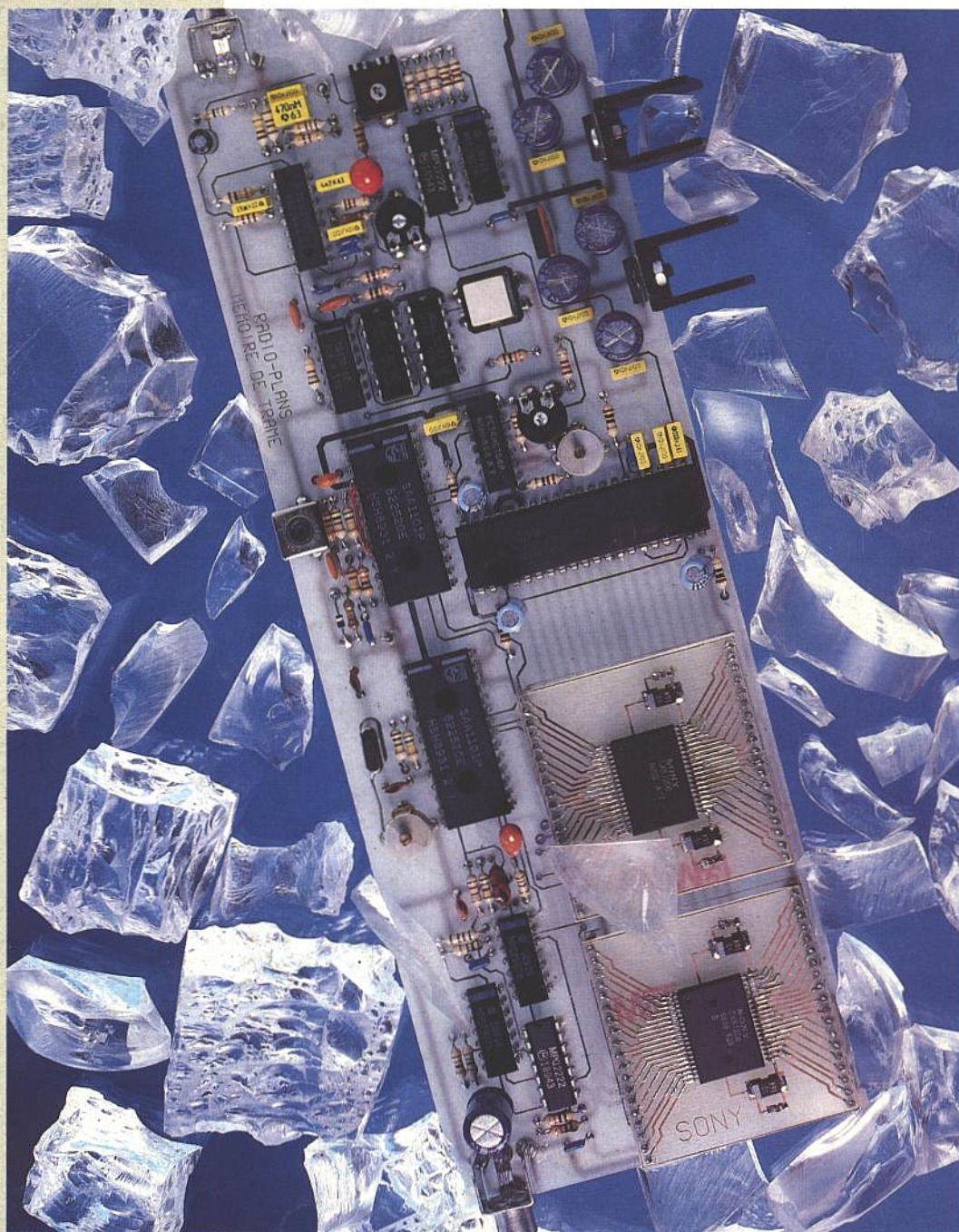


RADIO PLANS

ETUDE ET CONCEPTION D'UN GEL D'IMAGE
LES TRANSISTORS FET As-Ga
LES ECHANTILLONNEURS-BLOQUEURS
LES SIGNAUX DE TEST EN TV
LES REFERENCES DE TENSION INTEGREES
DOMOTIQUE : LES MODULES HEILAND
AMPLI PU AVEC SSM 2015 et 2402



T 2438 - 513 - 22,00 F



SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

23 Un préampli PU avec le SSM 2015

45 Un gel d'image vidéo

MONTAGES

13 Une barrière à infrarouges

CIRCUITS D'APPLICATIONS

5 Les capteurs de pression et le bus I2C

33 Les échantillonneurs-bloqueurs

76 Les oscillateurs CMOS

MESURE ET INSTRUMENTATION

8 Les signaux test en TV

TECHNIQUE

69 L'amplification en classe D (2)

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

19 Les colles et adhésifs pour l'électronique

59 Les transistors à effet de champ à l'As-Ga

COMMUNICATION

39 Les modules de communication Heiland

A NOS LECTEURS

■ La date de clôture des inscriptions au concours à l'innovation QUINTEL, initialement fixée au 15 juillet 1990, a été repoussée au 15 décembre 1990. Les candidats potentiels peuvent toujours utiliser le bulletin de participation figurant en page 9 du N° 511.

■ Nous donnerons dans notre numéro de septembre (514) toutes les informations utiles pour se procurer les circuits imprimés double face trous métallisés de la console de commutation Péritel I2C du N° 512. Les prix dépendant du nombre de circuits mis en fabrication, nous demandons à nos lecteurs intéressés de nous écrire.

Ont participé à ce numéro :
J. Alary, Ph. Bajcik, M.-L. Devaux, F. de Dieuleveuit, A. Garrigou, P. Gueulle, J. Lefèvre, C. Lefebvre, R. Schnebelen.

RADIO PLANS

MENSUEL édité par la SPE
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social
Direction-Rédaction-Administration-Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 42.00.33.05
Télex : PGV 230472F - Télécopie : 42.41.89.40
Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
J.-P. VENTILLARD
Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHERA
Rédacteur en chef adjoint :
Claude DUCROS
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
70, rue de Compans, 75019 Paris
Tél. : 42.00.33.05 - C.C.P. 37-93-60 Paris
Directeur commercial : J.-P. REITER
Chef de publicité : Francine FIGHERA
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 4.

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

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

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

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

Ce numéro a été tiré à 65 400 exemplaires

Dépot légal août 90 - Éditeur 1621 -

Mensuel paraissant en fin de mois.

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

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -

Imprimerie SNIL Aulnay-sous-Bois et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.



Les capteurs de pression : Exploitation avec le bus I2C

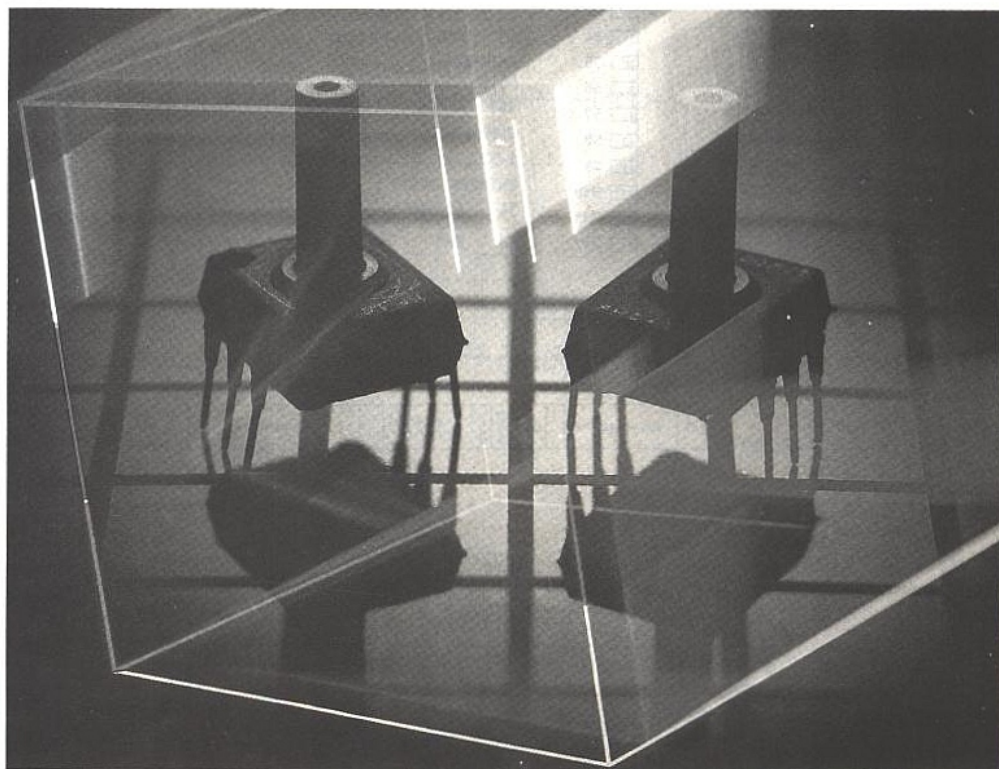
Après la présentation "HARD" de la solution "améliorée et la performante" de baromètre et altimètre (voir E.R.P. n° 509), voici comment la faire fonctionner.

Vous vous souvenez sans doute que cette solution utilise un micro-contrôleur et des composants du bus I2C. Aussi, il nous faut dès maintenant programmer tout ça. En d'autres termes, voici les programmes pour une utilisation barométrique ou altimétrique de nos petits modules.

Dans une première partie, nous allons parler du DRIVER LCD PCF 8577 de chez PHILIPS COMPOSANTS. C'est lui l'acteur principal du côté I2C (le second rôle étant joué par le convertisseur PCF 8591 déjà bien connu).

La seconde partie permettra l'élaboration du programme pour le baromètre.

Enfin, nous irons vers une extension de ce programme adaptée à l'altimètre et au variomètre.



Il est à noter que tous les amateurs de vol à voile seront heureux de disposer d'un tableau de bord électronique pouvant comporter baromètre, altimètre, variomètre, anémomètre, thermomètre équipé de un ou plusieurs PCF 8591 et un ou plusieurs PCF 8577.

LE MONTAGE PERFORMANT

Son utilité

Tout d'abord, il nous faut répondre à une question qu'un bon nombre d'entre vous doit se poser au sujet de cet article. Pourquoi se compliquer la vie en réalisant un montage à base de micro-contrôleur, de programmation alors qu'il existe le même en plus simple ?

Et bien parce que pour obtenir une bonne précision (indispensable dans certains cas d'utilisation), il est parfois nécessaire

d'avoir recours à la programmation pour réaliser simplement ce que l'électronique ferait en plus compliqué. Et cela, même si le coût est un peu plus élevé, et la peine plus grande. Mais nous ne nous sentons pas touchés puisque nous possédons déjà le matériel de base et beaucoup de courage !

Les composants

Il nous faut pour réaliser le montage, une carte CPU avec notre cher 8052 AH BASIC, au bout de laquelle nous allons connecter les modules suivants :

- LCD DRIVER PCF 8577
- Convertisseur A/D-D/A PCF 8591
- Module capteur

La **figure 1** nous donne le synoptique final de cette application. Pour bien faire, il vous faudra découper les modules en boîtiers

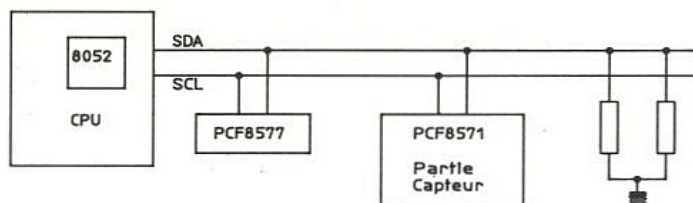


Figure 1

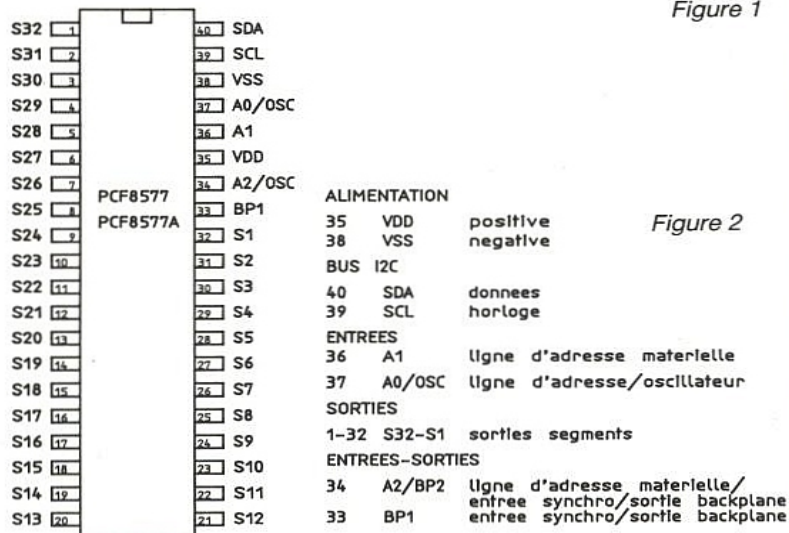


Figure 2

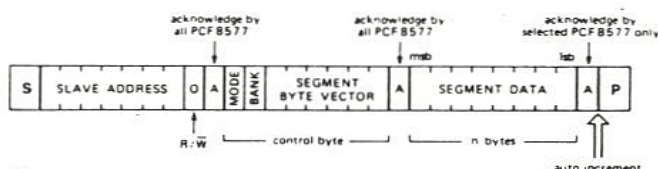


Figure 3

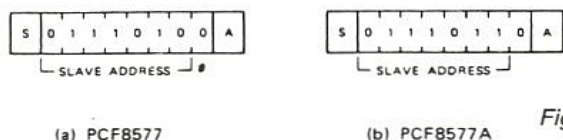


Figure 4

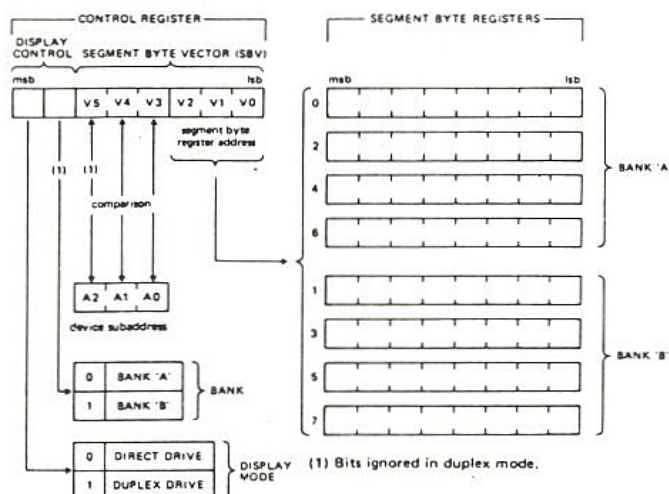


Figure 5

Le PCF 8577

Le PCF 8577 est un composant CMOS, 40 broches. Il pilote des cristaux liquides 32 segments en mode direct et 64 segments en mode duplex.

Sa programmation demande un peu plus d'attention que celle des autres déjà utilisés.

Présentons tout d'abord le composant par son brochage donné figure 2. Jusque là pas de problème. Mais dès que nous nous penchons sur le protocole I2C associé (figure 3), les questions arrivent au galop.

C'est en effet lui la cause de nos ennuis, car à première vue, nous avons un protocole tout à fait semblable aux autres :

adresse, mot de contrôle, données... mais regardez bien l'adresse du composant, détaillée en figure 4 : elle est fixe. Il y a une adresse donnée par type de composant (PCF 8577 ou PCF 8577 A). Non, non ce n'est pas une erreur d'impression. Il n'y a pas nos bits favoris A0, A1 et A2. Pourtant ils existent dans le brochage du composant.

Alors que ce passe-t-il ?

Plaçons-nous dans une configuration où plusieurs PCF 8577 apparaissent sur un même bus. Ils ont la même adresse à l'appel de laquelle ils répondent par un acquittement et pourtant chacun diffère des autres. Ils répondent aussi tous ensemble à l'envoi du mot de contrôle qu'ils chargent dans leur registre de contrôle interne. Et c'est alors que ce passe la séparation. Le mot de contrôle, envoyé par vos soins au registre, et décrit en figure 5, comprend entre autres 3 bits V5, V4, V3 qui vont être comparés au câblage de A2, A1, A0 pendant l'envoi de la première donnée. S'il y a égalité, le composant envoie un acquittement après la réception du premier envoi. Les autres composants ignorent les envois mais restent actifs. Les 3 bits A2, A1 et A0 sont programmables comme chez les autres composants de la famille. Suivant leur polarisation (0 ou 5 volts), ils peuvent avoir plusieurs fonctions, évitant de surcharger le brochage déjà bien fourni.

– A0 partage son temps entre l'oscillateur modulant les sorties du driver, s'il est câblé à la masse et le bit de poids faible de l'adresse. Si plusieurs drivers sont connectés à un même bus, un seul oscillateur est nécessaire.

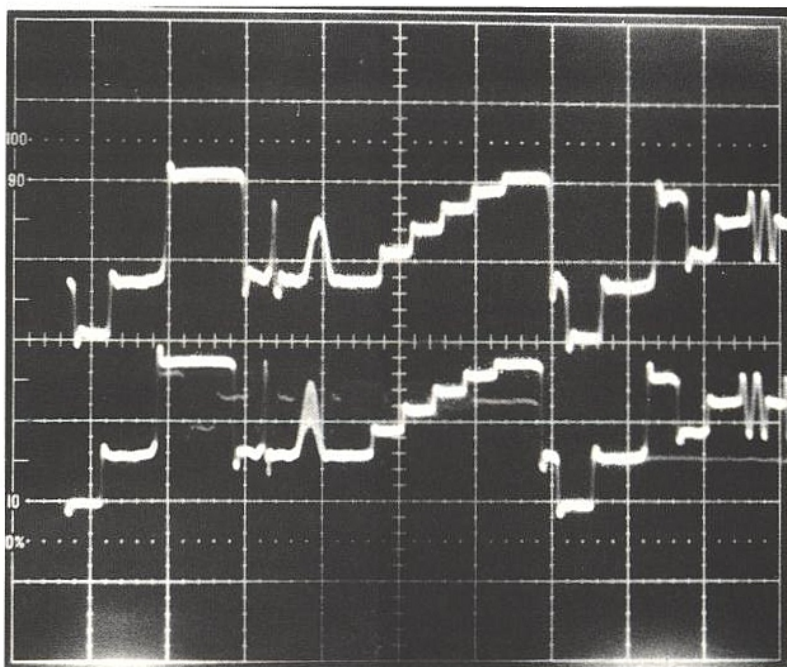
– A2 représente le signal BP2 (Back-plane) permettant le duplex (il n'est pas utilisé par le composant en mode direct et

indépendants de la CPU qui pourrait bien resservir !!! Pour ce qui est de la partie "capteur" et convertisseur, vous en connaissez déjà tous les secrets, donc pas besoin d'y revenir. Par contre, le PCF 8577 est un petit

nouveau venu, qu'il nous faut présenter. Il fait partie d'une nouvelle famille de composants I2C que nous n'avons encore jamais utilisée (la famille des drivers d'afficheurs à cristaux liquides).

Les signaux de test en TV

Un signal vidéo analogique est une entité fort complexe que transmission ou enregistrement sont susceptibles de dégrader de bien des façons. Seules des mesures approfondies peuvent permettre de faire un diagnostic précis de ces dégradations, afin d'en déterminer les causes et d'imaginer des remèdes. Ces mesures sont grandement facilitées par les signaux de test normalisés inclus dans la vidéo composite.



CONSTITUTION DU SIGNAL VIDÉO :

Chacun sait qu'une image vidéo en norme française L ou L' est constituée de 625 lignes, et répétée 25 fois par seconde. Il est un peu moins connu que ces lignes sont balayées dans un mode dit "entrelacé", faisant alterner 50 demi-images par seconde (lignes paires d'une part, lignes impaires d'autre part).

Il est encore moins connu que parmi ces 625 lignes, seules 572 servent réellement à produire l'image : les 53 lignes restantes sont utilisées pour des usages divers tels que gestion des balayages vertical et horizontal, identification chrominance, télétexte (ANTIOPE), et signaux de test.

Les figures 1 a et 1 b représentent respectivement les intervalles de suppression de trame d'une trame paire et d'une trame impaire. Rappelons que cet intervalle de temps sert à permettre le retour vertical du spot, mais qu'il ne s'agit nullement de temps perdu !

Cet intervalle dure l'équivalent de 24 lignes au début d'une trame impaire, et de 22 lignes au début d'une trame paire. Il comporte une séquence d'impulsions de synchronisation, encadrée de deux séquences d'impulsions d'égalisation.

Le tableau 1, commun aux normes L et L', précise les caractéristiques des différentes parties de ces séquences.

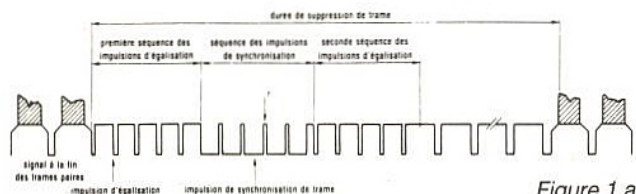


Figure 1 a

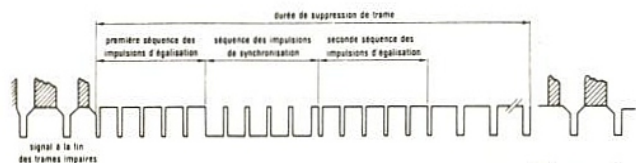


Figure 1 b

Tableau 1 (normes L et L')

Période de ligne (H)	64 μ s
Durée du signal de suppression ligne	12,1 $\pm$ 0,3 μ s
Durée du signal de synchro ligne	4,8 $\pm$ 0,2 μ s
Temps d'établissement des fronts	0,15 $\pm$ 0,05 μ s
Durée des séquences d'égalisation trame	2,5 H
Durée de la séquence de synchro trame	2,5 H
Durée d'une impulsion d'égalisation trame	2,3 $\pm$ 0,1 μ s
Intervalle entre les impulsions de synchro trame	4,8 μ s

En norme L (appelée à disparaître), des lignes de cet intervalle de suppression trame hébergent

également les salves d'identification indiquant s'il s'agit d'une trame "rouge" ou "bleue" (rappelons en effet qu'en SECAM, les composantes rouge et bleue sont transmises à tour de rôle une ligne sur deux).

En norme L', c'est au début de chaque ligne (pendant l'intervalle de suppression ligne) que l'on envoie ces salves, conformément aux indications de la **figure 2**.

Pour une ligne "rouge", la fréquence de la salve d'identification est de 4,405 MHz, passant à 4,250 MHz pour une ligne "bleue".

Parmi les 53 lignes non visualisées normalement (grâce au "surbalayage" des récepteurs), quelques lignes "de test" revêtent un intérêt tout particulier : il s'agit des lignes 17, 18, 330, et 331.

Les signaux qu'elles contiennent permettent, par observation oscilloscopique, d'apprécier ou mesurer les divers types de distorsion qui affectent la chaîne vidéo.

Leur examen impose évidemment la possibilité de synchroniser l'oscilloscope sur chacune de ces lignes, à l'aide d'un compteur de lignes approprié (voir RADIO-PLANS n° 453 et 463).

La ligne test PL 17 :

La **figure 3** illustre le contenu de la ligne n° 17 : les 64 μ s de sa durée se répartissent en 32 pas de 2 μ s dont le contenu vidéo s'inscrit (pour 1 V crête à crête de signal) entre 0 et 700 mV. Chaque élément porte un numéro de référence (B₂, B₁, etc.) dont voici les caractéristiques :

Barre blanche B₂ :

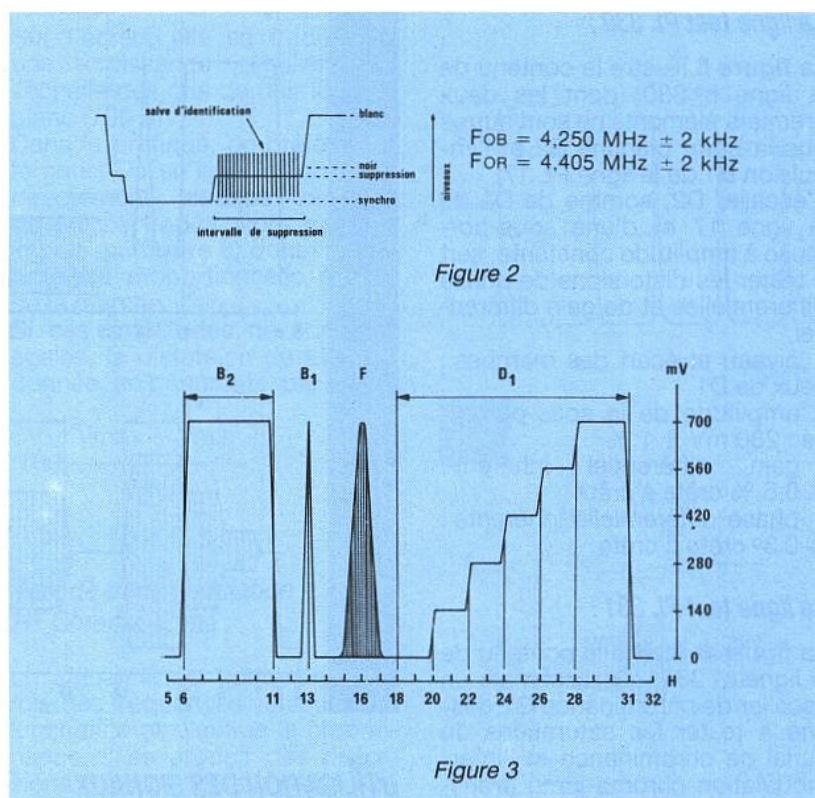
- durée à mi-hauteur : 10 μ s
- amplitude : 700 mV $\pm$ 1 %
- pente du toit : $\leq$ 0,5 %
- dépassement : $\leq$ 1,5 % crête à crête
- temps de montée : 200 ns de 0 à 100 %

Impulsion B₁ :

- amplitude : celle de B₂ à $\pm$ 1 %
- forme : demi-sinusoïde
- largeur à mi-hauteur : 200 ns $\pm$ 6 ns
- suroscillations à la base : $\leq$ 1,5 % de l'amplitude

Impulsion composite F :

Elle résulte de l'addition d'un signal de luminance demi-sinusoïdal et d'un signal de chrominance à 4,43 MHz dont l'enve-



loppe reproduit cette demi-sinusoïde.

- amplitude : celle de B₂ à $\pm$ 1 %
- largeur à mi-hauteur : 2 μ s $\pm$ 60 ns
- écart de gain chroma-luma : $\pm$ 0,3 %
- inégalité des temps de propagation : $\leq$ 10 ns

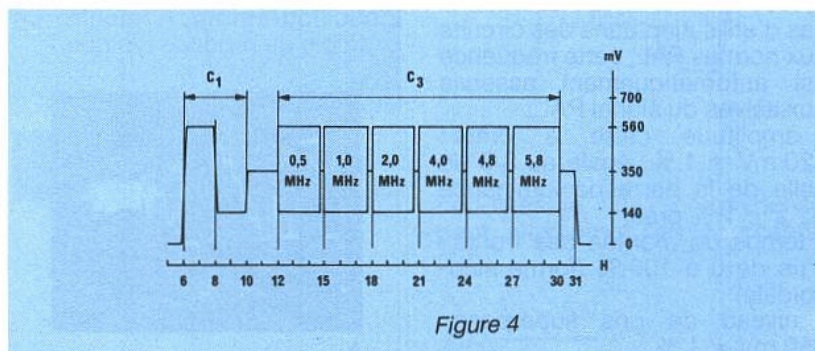
Escalier D₁ :

- nombre de niveaux : 6
- amplitude totale : 700 mV $\pm$ 1 %
- temps de montée par marche : 300 ns
- écart entre les marches (linéarité BF) : $\leq$ 0,5 %

La ligne test PL 18 :

La **figure 4** illustre le contenu de la ligne n° 18 : outre un double créneau C₁ fournissant deux niveaux de référence, elle contient six salves sinusoïdales de fréquences croissantes et toutes de même amplitude. Elle permet de tester la réponse en fréquence et de détecter une éventuelle transmodulation HF (intermodulation des fréquences élevées sur la luminance).

- paliers de C₁ : 560 mV et 140 mV $\pm$ 1 %
- niveau de gris (pas 10 à 12) : 350 mV $\pm$ 1 %
- amplitude des salves : celle de C₁ $\pm$ 1 %
- précision des fréquences : $\pm$ 2 %
- contenu harmonique pour les 3 premières : - 32 dB
- contenu harmonique pour les 3 dernières : - 36 dB



La ligne test PL 330 :

La **figure 5** illustre le contenu de la ligne n° 330, dont les deux premiers éléments ne sont autres que la barre blanche B2 et l'impulsion B1 de la ligne PL 17.

L'escalier D2, somme de D1 de la ligne 17 et d'une sous-porteuse à amplitude constante, sert à tester les distorsions de phase différentielles et de gain différentiel.

- niveau et écart des marches : ceux de D1
- amplitude de la sous-porteuse : $280 \text{ mV} \pm 1 \%$
- gain différentiel inhérent : $\leq 0,5 \%$ crête à crête
- phase différentielle inhérente : $\leq 0,3^\circ$ crête à crête

La ligne test PL 331 :

La **figure 6** illustre le contenu de la ligne n° 331, qui rassemble un escalier de chrominance G2 destiné à tester les saturations du canal de chrominance et l'intermodulation chroma-luma (transmodulation HF), et une barre de référence E à 4,43 MHz pour la mesure du gain du quadripôle de chrominance et de la distorsion de phase différentielle.

Escalier de chrominance G2

Il comprend trois sections, avec des amplitudes croissantes de chrominance :

- amplitude de la dernière section : $A_3 = 700 \text{ mV} \pm 1 \%$ (crête à crête)
- amplitude de la deuxième section : $A_2 = 3/5 A_3 \pm 1 \%$
- amplitude de la première section : $A_1 = 1/5 A_3 \pm 1 \%$
- distorsion harmonique de la sous-porteuse : $\leq 40 \text{ dB}$
- inégalité de phase entre les trois sections : $\leq 0,5 \%$ crête à crête
- transmodulation HF : $\leq 0,7 \text{ mV}$

Barre de référence à 4,43 MHz

La fréquence exacte vaut $4,433619 \text{ MHz} \pm 10 \text{ Hz}$. Dans le cas d'utilisation dans des circuits aux normes PAL, cette fréquence est automatiquement asservie aux salves du signal PAL.

- amplitude crête à crête : $420 \text{ mV} \pm 1 \%$, égale au $3/5$ de celle de la barre de luminance B2 à $\pm 1 \%$ près.
- temps de montée des fronts : $1 \mu\text{s}$ de 0 à 100 % (forme sinusoïdale)
- niveau de gris superposé : $350 \text{ mV} \pm 1 \%$

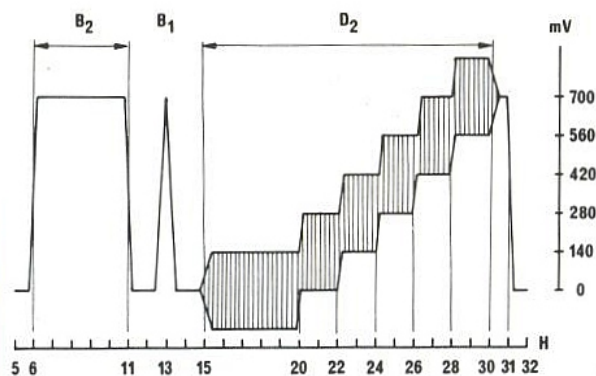


Figure 5

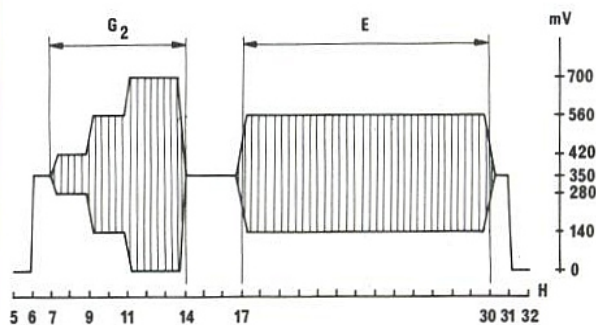


Figure 6

UTILISATION DES SIGNAUX DE TEST :

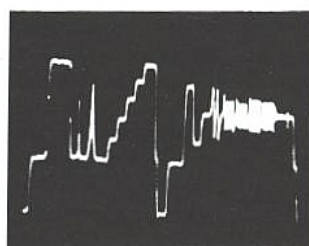
Ces signaux de test permettent de mettre en évidence et de mesurer les différentes distorsions qui apparaissent dans la chaîne de réception et de démodulation vidéo, nuisant à la qualité de l'image.

Déceler ou même chiffrer ces défauts est une chose, les corriger en est une autre, car ils peuvent aussi bien résulter d'une panne que d'un vice de conception du matériel testé.

Test de la réponse en fréquence Luma :

La réponse vers les fréquences supérieures pour le signal de luminance conditionne la définition de l'image. Elle se mesure très simplement à l'aide des salves C3 de la ligne 18, dont on compare l'amplitude soit à l'élément C1, soit à la barre B2 de la ligne 17 si le traînage est trop important pour permettre l'exploitation de C1.

L'**oscillogramme A** montre un exemple de réponse typique.

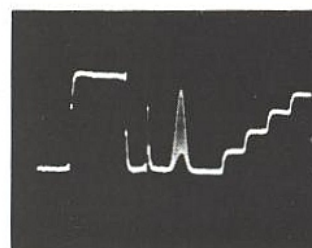


A

Test de la réponse impulsionnelle :

La visibilité des détails fins d'une image dépend de l'aptitude de la chaîne de démodulation à restituer des impulsions brèves. On l'analyse par comparaison des amplitudes de la barre B2 et de l'impulsion B1 (V_2 et V_1 respectivement), et on l'exprime en pourcents : $100 (V_1/V_2)$.

L'**oscillogramme B** de la ligne



B

17 montre une atténuation sensible (66 %, V_2 étant mesurée au milieu de B2 à cause du traînage qui entraîne une inclinaison du palier supérieur).

Test du rapport des gains Luma et Chroma

Pour comparer ces gains, on pourrait mesurer les amplitudes relatives de la barre B2 et de la troisième section de l'élément G2, égales dans les signaux de test. Une possible saturation des niveaux de chrominance les plus élevés risquerait toutefois de fausser cette mesure.

On préfère donc comparer l'amplitude V_2 de B2 à celle V_1 de la barre de référence. L'erreur, en pourcents du gain relatif chrominance/luminance, est alors :

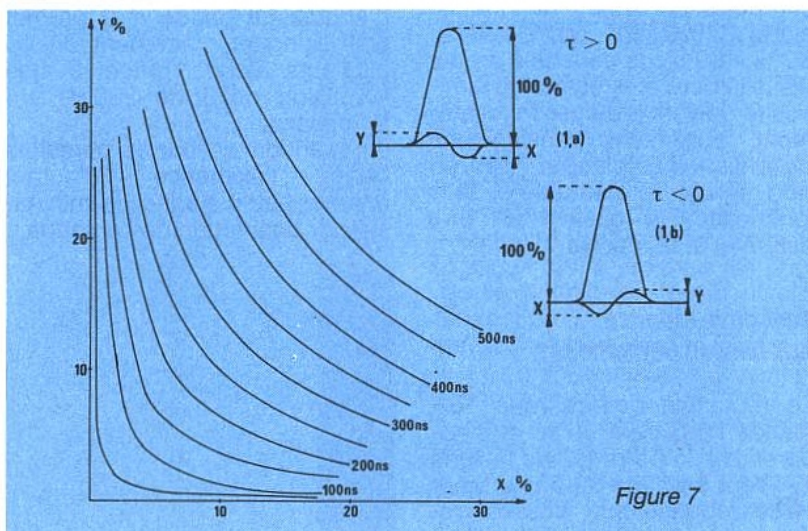
$$100 \frac{5 V_1}{3 V_2} - 1$$

Rappelons que si cette erreur devient importante (gain chroma trop faible), la saturation des couleurs ne peut plus être obtenue.

Test du retard Chroma-Luma:

Alors que le signal de luminance est transmis avec une large bande (environ 4 MHz), le signal de chrominance ne dispose que de 1 à 1,5 MHz. Il en résulte des temps de montée et donc des retards différents, que doit compenser la ligne à retard de luminance du récepteur. A défaut, les couleurs seraient décalées par rapport aux contours !

En présence d'un retard positif ou négatif, la base de l'impulsion composite F n'est plus rectiligne mais ondulée. Si X et Y sont les écarts extrêmes par rapport au niveau du noir (l'amplitude crête de F étant prise comme unité), on peut en déduire par calcul la valeur du retard. Les courbes de la **figure 7** établissent la correspondance entre X, Y, et le retard, le signe de celui-ci étant indiqué par les deux cartouches.



Test de linéarité du signal de luminance :

Il s'agit de la linéarité aux basses fréquences, notée LBF. Celle-ci permet de conserver l'égalité de la hauteur des marches de l'escalier de luminance D1 dans la ligne 17.

Sur l'écran, elle se traduit par une croissance régulière de l'échelle des gris du noir (0 V) au blanc (700 mV).

Dans la pratique, on préfère différencier D1 au lieu de l'observer directement : chaque transition de D1 se traduit alors par une impulsion (**figure 8**) dont l'amplitude est proportionnelle à celle de la marche.

Si ces amplitudes ne sont pas égales, la distorsion de LBF est donnée, en pourcents, par :

$$100 \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max}}$$

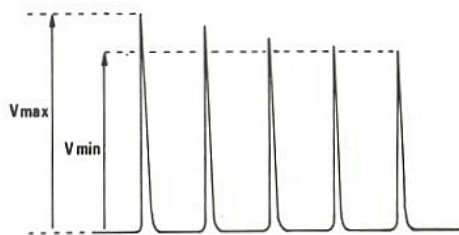


Figure 8

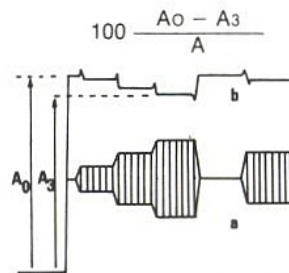


Figure 9

est l'amplitude de la barre de luminance B2, on peut chiffrer l'intermodulation chrominance, en pourcents, par :

$$100 \frac{A_0 - A_3}{A}$$

Test de linéarité du signal de chrominance :

Les étages de chrominance peuvent introduire des non-linéarités ou même des saturations, qui altèrent l'escalier de chrominance G2 de la ligne 331.

Si on appelle V_1 et V_3 les amplitudes crête à crête mesurées sur la première et la troisième section de l'escalier (**figure 10**), la

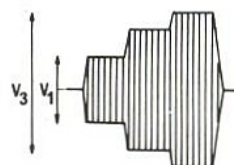


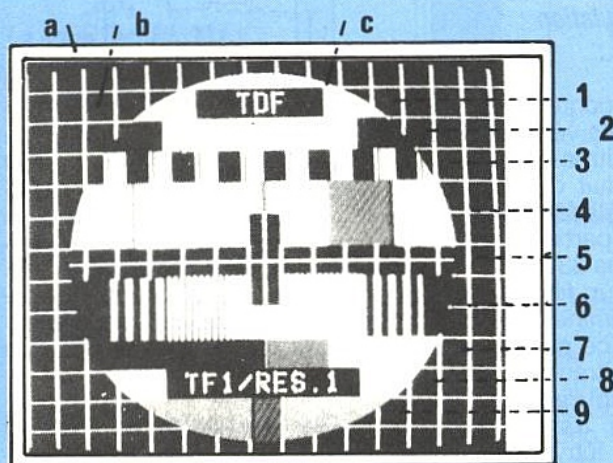
Figure 10

non-linéarité de chrominance peut s'exprimer, en pourcents, par :

$$100 \frac{V_3 - 5 V_1}{V_3}$$

LA MIRE "TDF" :

Les signaux inclus dans les lignes de test présentent l'énorme avantage d'être disponibles en tout temps, ce qui n'est pas précisément le cas de la mire que diffuse TDF en l'absence de programmes "commerciaux". Néanmoins, cette mire permet d'effectuer de nombreuses mesures, en remplacement ou en complément de celles faisant appel aux lignes test. Cette image obtenue par synthèse électronique réunit une mire de convergence, une mire de barres colorées, et une mire de définition selon la disposition de la figure 11.



Test de la géométrie de l'image :

Le cadre (a), composé de pavés noirs et blancs, matérialise les limites de l'image utile : son apparition indique un manque de surbalayage.

Le quadrillage (b), blanc sur un fond gris à 30 %, forme des carrés fournissant, avec le cercle (c), un moyen de contrôle de la linéarité.

La croix blanche centre du cercle doit pour sa part se trouver au milieu de l'écran.

Enfin, le diamètre horizontal blanc du cercle témoigne de l'entrelacement correct des trames si son épaisseur est identique à celle des lignes blanches horizontales du quadrillage (b).

Test de la réponse aux hautes fréquences :

La bande horizontale n° 6 permet de vérifier sommairement la bande passante (et donc la définition) sans instrument de mesure, grâce à cinq salves sinusoïdales d'amplitude 100 % et de fréquences 0,8 MHz ; 1,8 MHz ;

2,8 MHz ; 1,8 MHz ; 0,8 MHz. Une atténuation des hautes fréquences se traduit par une diminution du contraste des bandes centrales.

Détection des suroscillations :

En cas de suroscillations dans l'amplificateur vidéo, les contours des pavés verticaux noirs et blancs de la bande n° 3 se trouvent accentués.

tions de la croix blanche centrale du cercle. Un défaut de convergence dynamique produit le même phénomène dans le quadrillage blanc extérieur au cercle.

Test du retard Luma-Chroma :

La bande n° 9 comporte une transition rouge sur fond jaune, d'une durée de 3 μ s, avec une amplitude de 75 % et une saturation de 100 %. Tout retard de la chrominance sur la luminance se traduit par le chevauchement d'une des couleurs sur l'autre.

Test de distorsions d'amplitude :

L'échelle des gris (bande n° 7) comporte six zones du noir au blanc : 0 %, 20 %, 40 %, 60 %, 80 %, 100 % de gauche à droite. Visuellement, ces écarts de luminosité doivent s'étager régulièrement, le contraire trahissant une distorsion d'amplitude. Avec un bon réglage du contraste et de la luminosité, le blanc doit être saturé et le noir profond.

Test de la réponse aux basses fréquences :

Le rectangle noir marqué TDF (bande n° 1) dure 10 μ s et s'apparente à la barre B2 de la ligne 17. Tout traînage dû à une mauvaise réponse aux basses fréquences se traduit par un empiètement du noir dans le blanc ou inversement, phénomène qui s'étend d'ailleurs aux bandes 2 et 8.

Test de convergences :

Un défaut de convergence statique se traduit par des colora-

Détection des échos :

La réception multiple de signaux directs et réfléchis entraîne fréquemment un phénomène d'échos. La bande n° 2 permet de distinguer clairement un ou plusieurs échos grâce à une impulsion noire de 230 ns sur fond blanc.

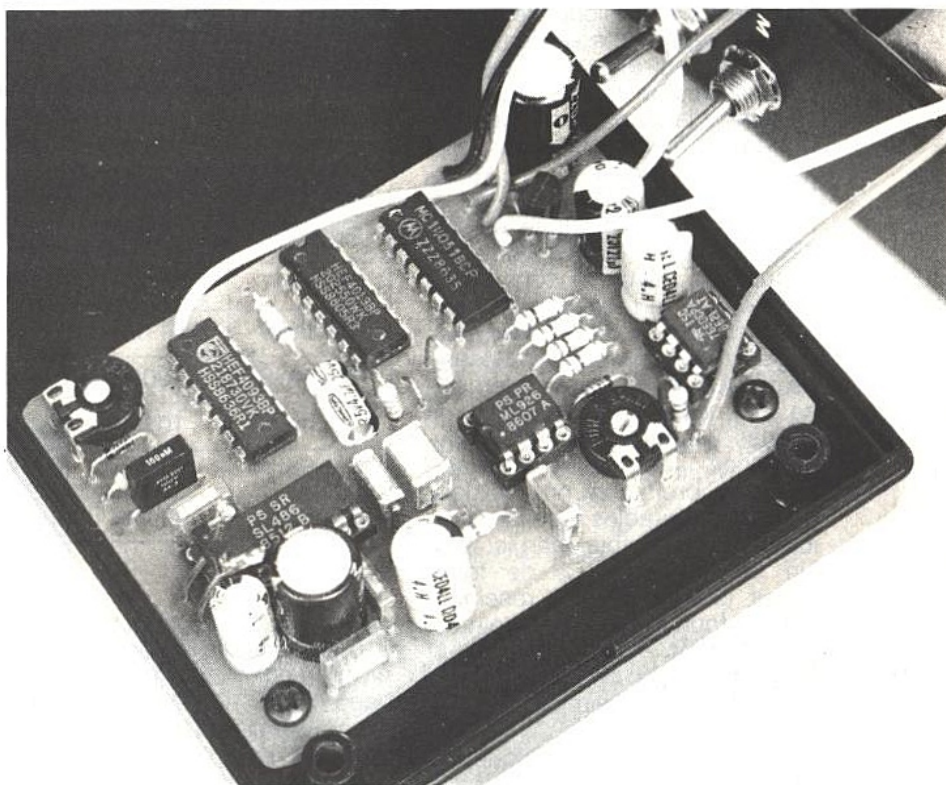
L'apparition de barres parasites trahit l'existence d'autant d'échos, qu'il s'agira de minimiser par orientation de l'antenne.

Une barrière-télécommande à infrarouges

Associées à des circuits intégrés codeurs et décodeurs, les diodes infrarouges modernes permettent de transmettre assez loin des ordres de télécommande avec une extrême fiabilité et en toute discrétion.

Ce principe peut être étendu à la réalisation de barrières invisibles pratiquement inviolables, par émission permanente d'un faisceau codé dont la coupure déclenchera une action appropriée.

L'originalité du montage décrit ici est de pouvoir assurer alternativement ces deux fonctions. Alimenté sur accumulateurs rechargeables et bénéficiant d'une grande autonomie, il se prête particulièrement bien à toutes sortes d'usages temporaires "sur le terrain".



CHOIX D'UNE TECHNOLOGIE :

La mise en œuvre d'une liaison infrarouge codée ne peut raisonnablement s'envisager sans recourir à des circuits intégrés spécialisés : il serait encore relativement simple de construire un émetteur codé à partir de circuits logiques courants, mais les choses se compliqueraient au niveau du récepteur qui doit combiner sensibilité, immunité aux parasites, et grande sécurité d'identification du code.

A côté des circuits dédiés à la télécommande des téléviseurs, qui pourraient éventuellement être utilisés, le marché offre des composants plus universels capables de coder aussi bien des liaisons par infrarouges que par radio, ultrasons, fil, etc.

Nos lecteurs connaissent bien les MM 53200 et MM 57410 de NS, mais il ne s'agit pas là du seul choix possible ! PLESSEY offre également une gamme fort intéressante dont la présente

réalisation exploite les vastes possibilités.

A un unique circuit codeur à 32 ordres distincts (SL 490) peuvent en effet être associés plusieurs circuits décodeurs différents munis d'une proportion variable de sorties tout ou rien avec ou sans mémorisation, ou analogiques.

le ML 926 qui sera utilisé ici offre pour sa part seize sorties tout ou rien sans mémorisation.

Un circuit préamplificateur (SL 486) permet de son côté d'adapter facilement la diode réceptrice au circuit décodeur, tout en introduisant un niveau élevé de traitement du signal garantissant un excellent compromis entre sensibilité et immunité.

L'émetteur :

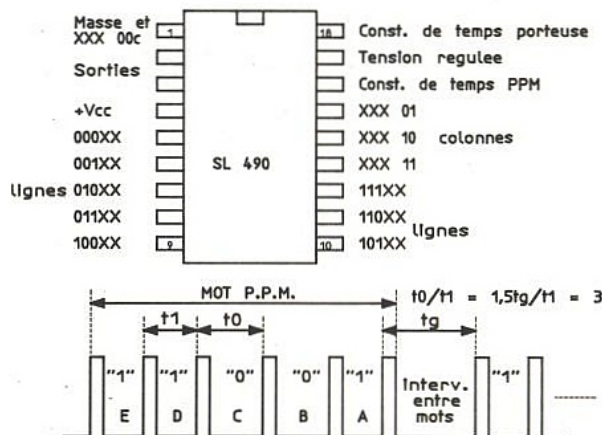
La **figure 1** décrit le procédé de codage appliqué par le SL 490 : il s'agit d'un système série connu sous le nom de PPM (Pulse Position Modulation).

En fonction des ordres entrés au moyen d'un clavier organisé en matrice de 4 colonnes par 8 lignes (soit 32 touches), des mots de 5 bits sont constitués et transmis sous la forme d'une succession de six impulsions : le 1 logique est représenté par un intervalle court entre deux impulsions successives, et le 0 logique par un intervalle long, ce qui correspond bien à un codage par "position d'impulsion".

La **figure 2** donne le détail de la mise en œuvre pratique du SL 490 dans notre application : les impulsions délivrées sont différenciées par le réseau C_8/R_{10} qui les rend très courtes. Ainsi, les deux transistors amplificateurs ne conduiront que peu de temps, ce qui permet de prévoir un intense courant dans la diode émettrice : de puissants "flasches" très brefs sont en effet largement préférables à de longues impulsions de faible énergie.

Un condensateur C_3 de forte valeur joue le rôle de réservoir pour la fourniture de ces pointes de courant, dont la valeur moyenne reste cependant très modérée (consommation oblige !).

Un commutateur analogique (le 4066 repéré IC₄) simule les touches du clavier en effectuant les liaisons ligne-colonne corres-



	Broche 1	Broche 15	Broche 14	Broche 13
Broche 5	00000	00001	00010	00011
Broche 6	00100	00101	00110	00111
Broche 7	01000	01001	01010	01011
Broche 8	01100	01101	01110	01111
Broche 9	10000	10001	10010	10011
Broche 10	10100	10101	10110	10111
Broche 11	11000	11001	11010	11011
Broche 12	11100	11101	11110	11111

Figure 1

pondant à trois ordres distincts : 01000 pour la télécommande proprement dite, 01001 pour la barrière, et 01010 pour une alarme invalidant la fonction barrière du récepteur en cas de baisse de la tension d'alimentation de l'émetteur.

Un simple inverseur (I₂) permet

de choisir entre les fonctions "barrières" (B) ou "télécommande" (T), l'émission du code d'alarme alimentation étant évidemment automatique et confiée à un trigger 40106 (IC₂).

Afin que le fonctionnement soit possible sur seulement quatre éléments cadmium-nickel (soit

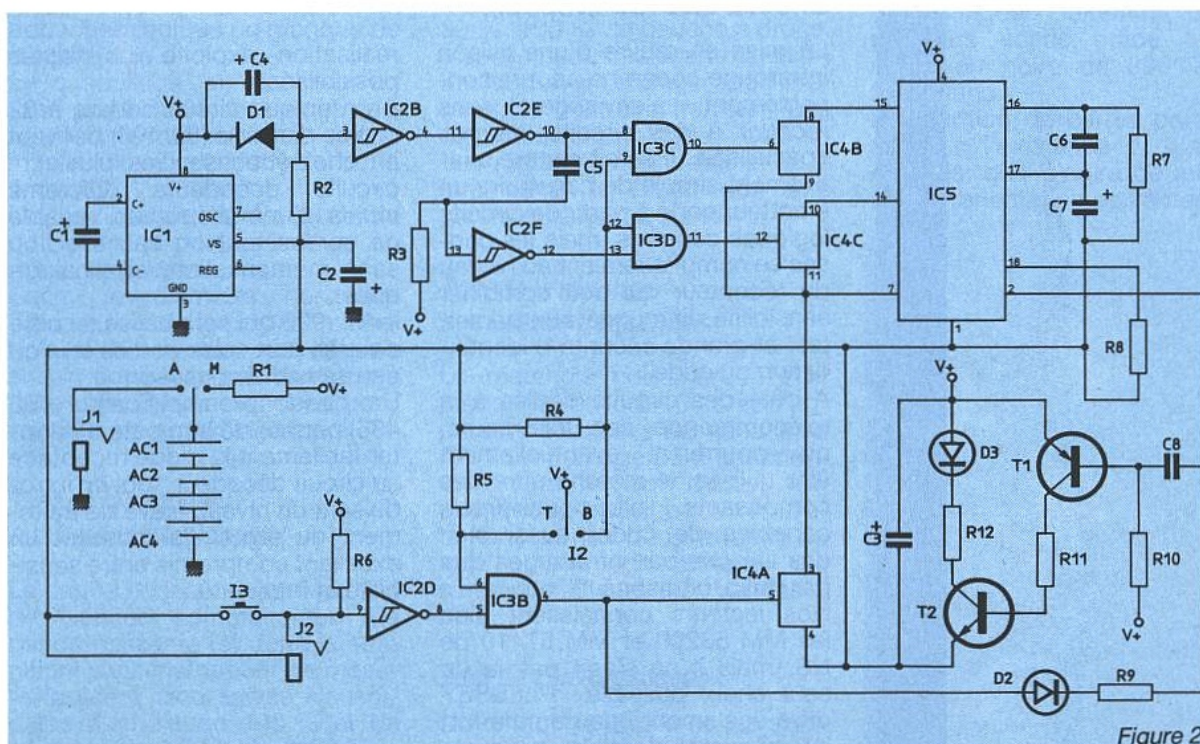


Figure 2



4,8 V), un convertisseur élévateur de tension a été adjoint au montage : il s'agit de IC₁, un ICL 7660 INTERSIL dont la **figure 3** donne le principe de fonctionnement. Nous sommes en présence d'un classique multiplicateur de tension à capacités commutées capable de fournir jusqu'à 20 mA sans le secours d'aucune self.

Le récepteur :

La **figure 4** permet de constater que le schéma du récepteur est plus complexe que celui de l'émetteur : normal, puisque nous avons vu que le traitement du très faible signal reçu par la photodiode exigeait un préamplificateur performant.

Ce préampli est réalisé autour de IC₇ (SL 486) dont les composants périphériques fixent les caractéristiques de filtrage en accord avec la fréquence choisie pour les impulsions de l'émetteur : on favorise donc celle-ci au détriment des signaux parasites que sont notamment les éclairages pulsés à 50 ou 100 Hz et le bruit de fond dû à la lumière solaire, principalement en extérieur.

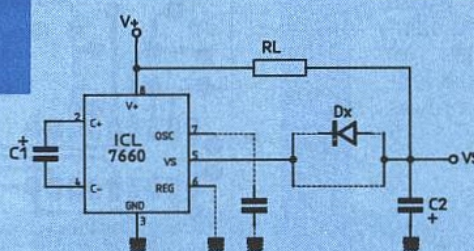
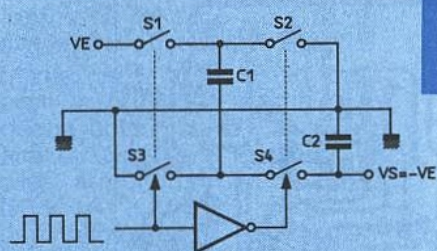


Figure 3

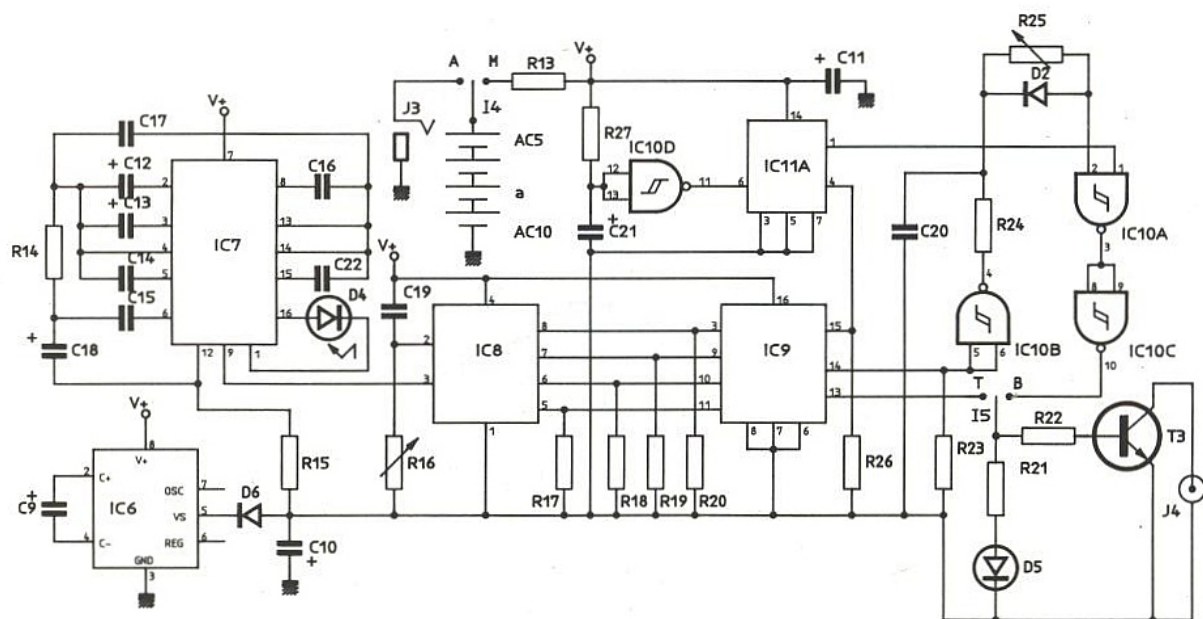
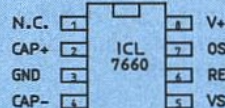


Figure 4

Un autre ICL 7660 (IC₆) assure, comme dans l'émetteur, l'élévation de la tension de batterie à une valeur suffisante pour les circuits utilisateurs.

Le décodeur ML 926 (IC₈) est attaqué par les signaux issus du préamplificateur, et doit être accordé au moyen de R₁₆ sur la fréquence de l'émetteur. Il délivre un mot de quatre bits ABCD identifiant donc un ordre tout ou rien parmi les seize possibles, mot qui est dirigé sur un multiplexeur à 8 canaux 4051 (IC₉).

L'entrée X est reliée à la ligne "D", toujours à 1 avec les codes utilisés, tandis que les trois autres sélectionnent une sortie parmi huit, qui recevra ce niveau haut ainsi "aiguillé".

L'inverseur I₅ permet, comme I₂ de l'émetteur, la sélection du mode "barrière" ou "télécommande", et fixe donc les modalités de commande du transistor de sortie T₃ (réception d'un ordre fugitif ou interruption du faisceau).

Monté en "collecteur ouvert", ce transistor pourra commander toutes sortes de choses, pas forcément alimentées par la même batterie que le récepteur mais avec au moins le pôle négatif en commun.

R₂₅ permet de régler la durée minimale d'interruption du faisceau pouvant être prise en compte, afin d'éviter des déclenchements sur de très brèves coupures.

RÉALISATION PRATIQUE :

Émetteur et récepteur peuvent être câblés sur deux petits circuits imprimés dont les dimensions sont prévues pour le montage dans un boîtier TEK0 "TEN-CLOS" (83 × 143 × 48 mm) abritant également les accumulateurs d'alimentation, rechargeables de l'extérieur grâce à un jack.

Les plans de l'émetteur sont donnés aux figures 5 et 6, ceux du récepteur aux figures 7 et 8. Le boîtier de l'émetteur sera un modèle avec logement pour piles, dont les cloisons seront supprimées pour libérer la place nécessaire aux accu.

Bien que l'adjonction d'une optique convenablement étudiée puisse augmenter considérablement la portée au prix de contraintes d'alignement et de réglage assez sévères, des performances honnêtes peuvent être obtenues en disposant simplement la LD 271 dans le réflecteur vendu à cet effet. Le cas échéant, certaines diodes encore

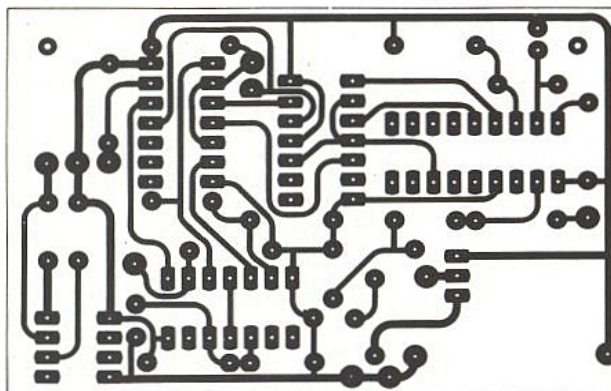


Figure 5

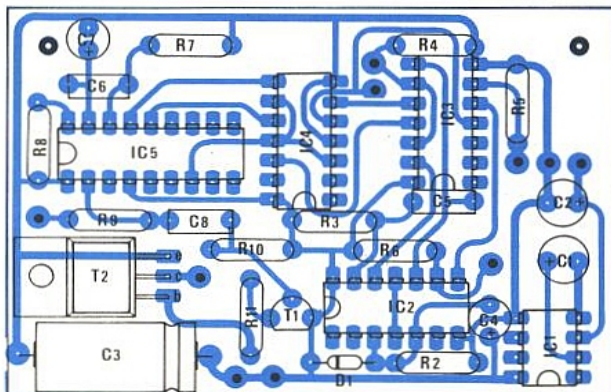


Figure 9

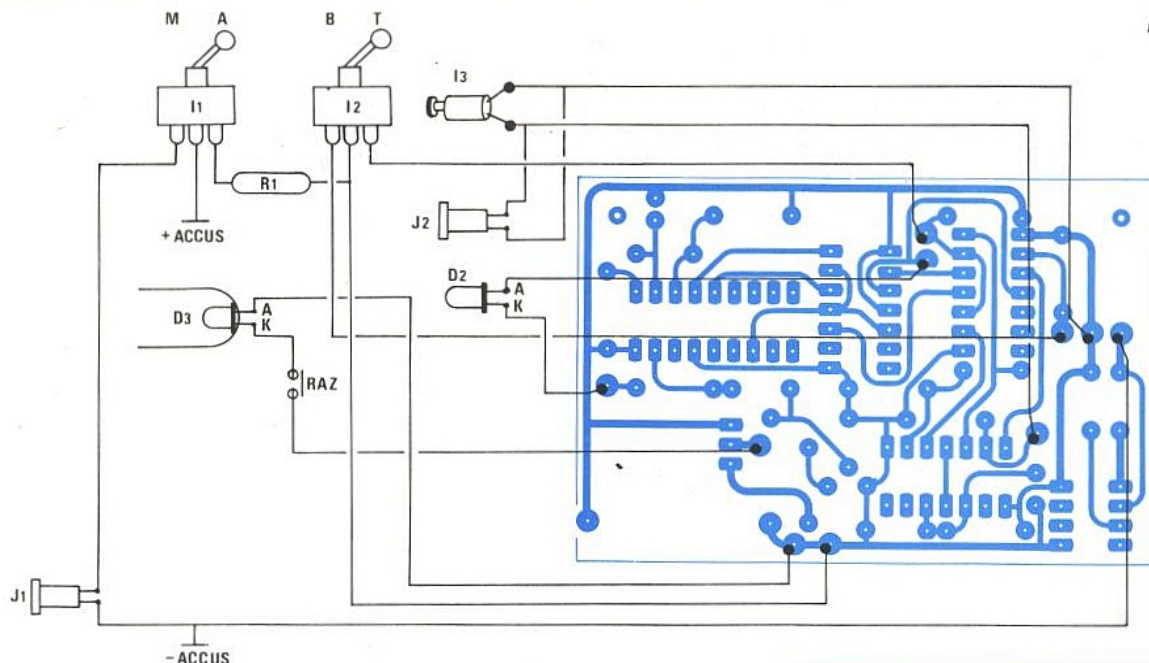
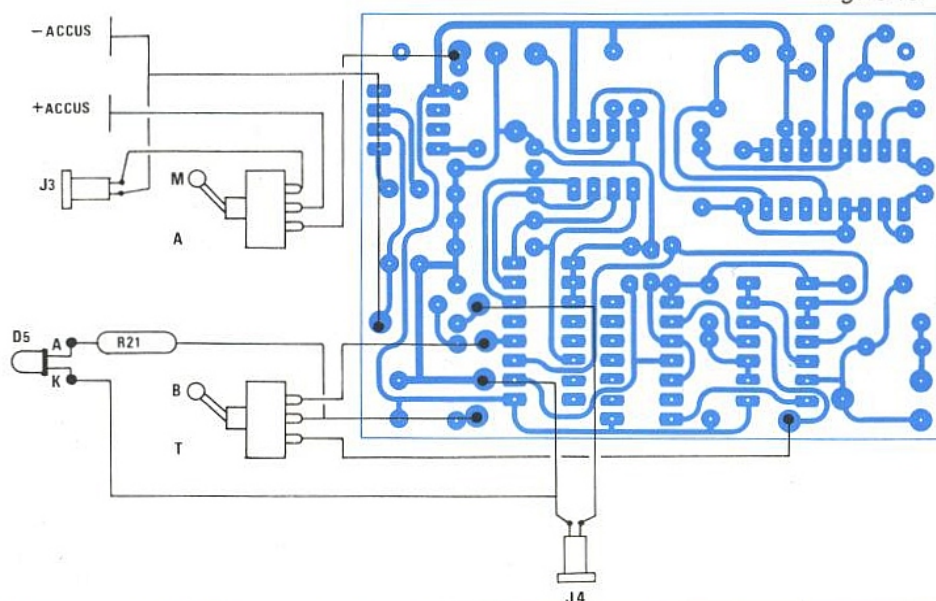


Figure 10



plus directives et plus puissantes pourraient lui être substituées.

La **figure 9** décrit le câblage externe à la carte qu'il faudra exécuter avant de clore le boîtier.

Même chose pour le récepteur avec la **figure 10**, à ceci près que le boîtier TENCLOS pourra être du type sans logement de piles, et donc un peu plus petit (83 x 143 x 36 mm).

La photodiode, directement implantée sur le circuit imprimé, doit simplement être placée en face d'une fenêtre découpée dans le boîtier. Il est possible de gagner en portée en équipant cette ouverture d'une lentille de Fresnel ronde pour détecteur à infrarouges passifs, convenablement réglée évidemment.

La mise au point se résume normalement à l'ajustement de R16 du récepteur pour caler celui-ci sur la fréquence (fixe) de l'émetteur, mais on peut aussi avoir besoin de modifier la valeur de la diode zener D1 de l'émetteur en cas de problème avec la détection de batterie basse : la dispersion sur les caractéristiques des triggers est en effet loin d'être négligeable !

En cas de passage en alarme de batterie basse, il faut arrêter le récepteur quelques secondes puis le remettre en marche. Notons toutefois que cette sécurité ne concerne que le mode "barrière" et n'agit pas en mode "télécommande".

Nomenclature

Résistances 1/8 W 5 %

R ₁ : 1 Ω
R ₂ : 22 kΩ
R ₃ : 10 MΩ
R ₄ : 82 kΩ
R ₅ : 82 kΩ
R ₆ : 82 kΩ
R ₇ : 10 kΩ
R ₈ : 2,2 kΩ
R ₉ : 330 Ω
R ₁₀ : 150 Ω
R ₁₁ : 680 Ω
R ₁₂ : 1 Ω
R ₁₃ : 1 Ω
R ₁₄ : 47 Ω
R ₁₅ : 220 Ω
R ₁₆ : 47 kΩ aj. horizontale
R ₁₇ : 100 kΩ
R ₁₈ : 100 kΩ
R ₁₉ : 100 kΩ
R ₂₀ : 100 kΩ
R ₂₁ : 1 kΩ
R ₂₂ : 8,2 kΩ
R ₂₃ : 33 kΩ
R ₂₄ : 1,2 kΩ
R ₂₅ : 500 kΩ aj. horizontale
R ₂₆ : 33 kΩ
R ₂₇ : 56 kΩ

Condensateurs

C ₁ : 22 μF 25 V radial
C ₂ : 22 μF 25 V radial

C ₃ : 470 μF 16 V radial
C ₄ : 10 μF 16 V radial
C ₅ : 0,22 μF 100 V
C ₆ : 100 nF 100 V
C ₇ : 4,7 μF 25 V radial
C ₈ : 12 nF 100 V
C ₉ : 22 μF 25 V radial
C ₁₀ : 22 μF 25 V radial
C ₁₁ : 220 μF 25 V radial
C ₁₂ : 10 μF 25 V radial
C ₁₃ : 100 μF 25 V radial
C ₁₄ : 22 nF 250 V
C ₁₅ : 4,7 nF 250 V
C ₁₆ : 150 nF 250 V
C ₁₇ : 0,33 μF 100 V
C ₁₈ : 22 μF 25 V radial
C ₁₉ : 6,8 nF 250 V
C ₂₀ : 100 nF 250 V
C ₂₁ : 4,7 μF 25 V
C ₂₂ : 15 nF 250 V

Semi-conducteurs

D ₁ : Zéner 5,1 V (voir texte)
D ₂ : Led (dans J ₃)
D ₃ : Led IR - LD 271
D ₄ : BP 104
D ₅ : Led (Rouge ou Verte)
D ₆ : 1N 4148
D ₇ : 1N 4148
T ₁ : BC 328 (ou équ.)
T ₂ : BD 895, BDX 50C
T ₃ : 2N 2222 (ou équ.)
IC ₁ : ICL 7660 (INTERSIL)
IC ₂ : CD 40106 (NS - voir texte)

IC ₃ : 4081
IC ₄ : 4066
IC ₅ : SL 490 (PLESSEY)
IC ₆ : ICL 7660 (INTERSIL)
IC ₇ : SL 486 (PLESSEY)
IC ₈ : ML 926 (PLESSEY)
IC ₉ : 4051
IC ₁₀ : 4093
IC ₁₁ : 4013

Divers

I₁, I₂, I₄, I₅ : Inverseur à levier, 1 circuits, 2 positions
 I₃ : Digitast Shadow avec LED.
 J₁, J₂, J₃, J₄ : Jack 3,5 (ou autres)
 AC₁ à AC₁₀ : Accumulateurs 1,2 V, 1 800 mAh avec cosse à souder (SAFT - VARTA)
 Coffrets : Emetteur TEKO TENCLOS.
 Partie supérieure : hauteur 18 mm. Avec logement pile.
 Récepteur TEKO TENCLOS.
 Partie supérieure : hauteur 36 mm. Sans logement pile.

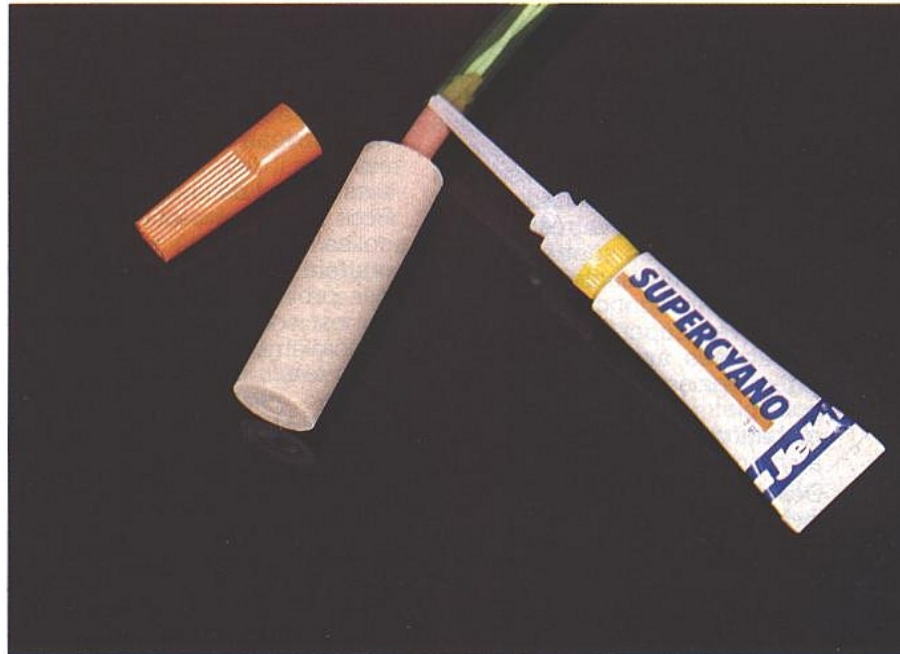
Les colles et adhésifs

Les progrès de la chimie aidant, les colles et adhésifs sont devenus des produits d'une très grande technicité, capables de résoudre d'innombrables problèmes industriels.

Bien souvent, l'emploi d'un adhésif soigneusement choisi permet d'obtenir des performances au moins égales à celles des procédés concurrents, généralement à un meilleur coût et plus rapidement.

La déception est par contre presque toujours au rendez-vous en cas d'utilisation d'une colle inadaptée ou d'emploi dans de mauvaises conditions.

Moyennant un minimum de rigueur dans leur mise en œuvre, les colles, adhésifs, et produits assimilés peuvent sans aucun doute être considérés comme de précieux auxiliaires de l'électronicien.



UNE COLLE POUR CHAQUE USAGE :

Soyons clair : la colle à tout faire n'existe pas, même si certains produits sont capables de résoudre convenablement des problèmes fort divers.

Outre le fait que la plupart des adhésifs ne "prennent" que sur un nombre limité de matières, il faut tenir compte des propriétés physiques du collage : il y a les colles rigides ou souples, celles qui durcissent en quelques secondes ou en plusieurs jours, les "résines" capable de constituer des blocs compacts ou les colles qui ne peuvent durcir qu'en couche mince, les adhésifs conducteurs ou isolants, etc. Ajoutons que les modes de prise sont aussi extrêmement variés : au simple "séchage" à l'air se substituent de plus en plus des procédés de "polymérisation" bien plus élaborés : par mélange avec un durcisseur ou contact avec un activateur, par exposition aux ultra-violets, à la chaleur, etc.

Certaines colles sont essentiellement constituées d'un solvant capable de dissoudre localement les pièces à assembler (colles pour plastiques) : il y a alors quasiment "soudure".

Les colles "cyanoacrylate" :

Sous cette dénomination générique se cachent des produits assez divers proposés sous de multiples marques : ce sont les CYANOLIT, SUPER-GLUE, SUPER-CYANO, etc.

Ces colles "instantanées" durcissent en quelques secondes lorsqu'elles se trouvent étalées en couche très mince, mais ne permettent guère de combler des espaces importants. Elles existent en diverses formulations et viscosités, entre lesquelles seul l'utilisateur industriel peut facilement exercer son choix.

A défaut, il est bon de savoir que les caractéristiques peuvent varier très notablement d'une marque à une autre : certaines collent par exemple le verre, et d'autres pas !

D'une façon générale, ces colles peuvent assembler avec une extrême solidité des matières lisses et non poreuses telles que bakélite, époxy, pièces émaillées, polycarbonate (LEXAN), pratiquement tous les métaux, le plexiglas ou similaire, le polyacrylate, le polystyrène rigide, et tout particulièrement le caoutchouc (fabrication ou réparation de courroies).

En présence de matières plastiques, un essai préalable s'impose : allez donc distinguer à l'œil nu un PVC d'un polystyrène ou d'un polypropylène...

Lors de la mise en œuvre, on tiendra compte du fait que ces colles adhèrent violemment à la peau en quelques secondes, de même qu'aux yeux en cas de contact accidentel !

Les colles "époxydes"

Ces colles dont l'une des plus connues est l'ARALDITE se présentent le plus souvent sous la forme de deux produits à mélanger intimement : la résine et le durcisseur. Elles sont alors dites "à deux composants". Les deux composants sont capables de se conserver séparément pendant des années, avec tout au plus un léger épaissement qu'il est possible de combattre en réchauffant un peu les récipients au moment de l'emploi.

Dès que du durcisseur se trouve incorporé à la résine, un processus de durcissement dans la masse s'amorce, dont la durée et l'efficacité sont fonction du dosage des deux composants : en respectant la proportion prescrite (souvent 50-50) les performances maximales sont atteintes dans le laps de temps indiqué (de quelques minutes pour les colles "rapides" à plusieurs heures pour les types "standard").

Une contamination minime de la résine par le durcisseur peut cependant suffire pour déclencher une prise en masse lente mais inéluctable : n'intervenez surtout pas les bouchons des deux tubes !

La polymérisation est d'autant plus rapide que la température est élevée, et dégage elle-même de la chaleur : au-dessus d'une certaine température, il y a risque d'emballage difficilement contrôlable.

Ces colles permettent d'assembler solidement des pièces même très irrégulières composées notamment des matières suivantes : verre, bakélite, époxy, pièces émaillées, stratifiés, métaux plexiglas et équivalents, polyacrylate, polyester.

Compte tenu de leur capacité à durcir dans la masse même sous des volumes importants, on les emploie couramment pour encapsuler des modules électroniques dont on souhaite préserver le secret. On "charge" alors souvent le mélange de sable très fin et très sec afin d'utiliser moins de produit et d'user très rapidement un éventuel outil de dépotage !

Selon l'usage prévu, on peut se procurer ces colles en seringues doubles, en tubes, ou en pots. Notre préférence va cependant sans hésitation à la double seringue en formulation "10 minutes".

Les "colles plastiques" :

Certaines matières plastique sont pratiquement incollables, si ce n'est avec des produits extrêmement spécialisés dont la mise en œuvre ne peut guère se faire qu'au niveau industriel, avec l'assistance des producteurs du plastique et de la colle.

Pour les besoins courants, deux colles de type "à solvant" permettent de résoudre la plupart des problèmes, sachant que ce qui est collé par l'une ne le sera généralement pas par l'autre, ou alors avec une résistance désastreuse.

La COLLE POUR PVC RIGIDE (colle pour tuyaux de sanitaires ou gouttières) assemble très solidement le PVC, l'ABS, et un certain nombre de plastiques "nobles".

La COLLE POUR POLYSTYRÈNE RIGIDE (colle pour maquettes) assemble le polystyrène dit "choc" et certains plastiques courants.

Bien des plastiques peuvent aussi être "soudés" par infiltration dans les joints d'une petite quantité de trichloréthylène ou de chloroforme à l'aide d'une seringue.

Les colles "néoprène" :

Souvent dites "colles de contact", les colles au néoprène s'utilisent d'une façon particulière : il faut encoller les deux pièces à réunir avec une mince couche de produit, puis laisser sécher un temps suffisant avant de mettre en contact sous une forte pression. Le collage est alors instantané et définitif.

Plusieurs présentations existent pour faciliter cette mise en œuvre dans des situations variées : en pot ou en tube, en gel (qui ne "coule" pas), et surtout en atomiseur (**COLLE DÉFINITIVE** de JELT-CM). C'est cette dernière présentation qui permet d'obtenir le plus facilement une couche fine et uniforme sur des pièces de forme complexe.

Plus épaisses, elles prennent le nom de "colles-matics" et s'utilisent alors surtout dans le bâtiment.

Ces colles conviennent aux assemblages des matières souples aussi bien que rigides, en particulier ABS, PVC, métaux

même en feuilles très minces, carton, feutre, mousse de plastique, stratifiés, laine de verre, cuir, plexiglas et similaires, polyacrylate, polyester, caoutchouc, bois, etc.

Le collage de la plupart des plastiques est donc envisageable avec ces colles, mais sans l'effet de "soudure" obtenu avec les colles à base de solvant.

Cela n'exclut cependant pas un certain degré d'attaque des matières collées, notamment en cas de bavures.

Par contre, compte tenu de leur composition à base de caoutchouc synthétique, ces colles restent relativement souples et résistent donc assez bien aux vibrations.

Ajoutons qu'il est assez facile de les éliminer, même sèches, à l'aide de trichloréthylène.

LES MASTICS SILICONE :

Particulièrement souples et adhérents, ces mastics couramment utilisés pour la confection de joints de sanitaires se prêtent bien à l'étanchéification de boîtiers pour extérieur, ou au calage de composants exposés à des vibrations.

La plupart des mastics silicone (à ne pas confondre avec les acryliques) adhèrent sur le verre, les métaux, les stratifiés, et la plupart des plastiques sans les attaquer en aucune manière (arrachage possible).

Par contre les qualités ordinaires dégagent de l'acide acétique pendant leur polymérisation, ce qui peut causer une attaque des pièces métalliques exposées à ces vapeurs (cuivre des circuits imprimés, broches de composants, contacts, etc.).

Des qualités "spéciales électronique" sont donc prévues, comme le **TEMPFLEX** de LOC-TITE (disponible chez VEROS-PEED).

Dans des conditionnements différents et généralement dans une formule à deux composants, les élastomères silicone (genre RTV) servent aussi à l'enrobage de circuits électroniques par coulage.

LES COLLES CONDUCTRICES :

Produits particulièrement appréciés en électronique, les adhésifs conducteurs rendent possibles de nombreuses opérations difficilement envisageables par d'autres moyens, en particulier lorsqu'il n'est pas possible de souder.

Chargés de matières conductrices (poudres métalliques, carbone, etc.), ces produits peuvent se présenter sous la plupart des formes habituelles des adhésifs : colles mono ou bi-composants, élastomères, vernis, en flacons, tubes, pots, ou aérosols.

Des différences considérables existent quant à la conductibilité offerte, aux performances d'adhésion, et à la résistance en température : certains produits comme l'ÉLECOLIT 350 ou 479 sont même soudables (rapidement !) après séchage.

A côté de cette gamme ÉLECOLIT particulièrement riche et de qualité professionnelle, le vernis conducteur à l'argent JELTARGENT représente un bon produit d'usage général : retouches sur



circuits imprimés, reprise de connexions, reféction de pistes, réparation du dégivrage des lunettes arrière de véhicules, collage pour montage en surface de composants, trous métallisés, marquage de bandes magnétiques, etc.

Présenté en aérosol pour la confection rapide de blindage, le vernis conducteur au nickel 3063 FDLC (produit ALSTHOM conditionné par JELT-CM) peut aussi fort bien être utilisé à main levée après pulvérisation d'une quantité dans un flacon et dégazage. Sa conductibilité est surprenante (0,4 Ω /carré), permettant en une seule pulvérisation de rendre une feuille de papier suffisamment conductrice pour allumer une ampoule de lampe de poche à partir d'une pile !

Bien entendu, tous ces produits doivent être vigoureusement agités avant l'emploi, afin que la charge conductrice passe convenablement en suspension.

LES COLLES THERMOCONDUCTRICES :

Compte tenu de leur composition, la plupart des colles sont mauvaises conductrices de la chaleur. Des formulations particulières permettent cependant de réaliser des adhésifs thermoconducteurs, particulièrement appréciables pour le montage rapide des composants de puissance sur leurs refroidisseurs.

Le produit OUTPUT de LOCTITE est par exemple tout à fait indiqué pour cet usage : il nécessite l'application préalable d'un "activateur" sur les surfaces à coller, moyennant quoi la prise ne requiert que deux à cinq minutes. Ce type de colle existe aussi en formule bi-composant, comme le TRA-BOND 2151 de TRA-CON Inc. qui nécessite toutefois entre deux et une vingtaine d'heures de polymérisation, selon la température ambiante.

LES COLLES "UV" :

Parmi les moyens de polymérisation des colles, l'exposition à un rayonnement ultraviolet ouvre des perspectives intéressantes. De telles colles dites "UV" ne risquent pas de durcir tant qu'elles sont conservées dans un emballage opaque, même en présence d'air. Par contre, la prise intervient en quelques secondes à quelques minutes sous l'effet d'un rayonnement ultraviolet d'intensité suffisante (lumière solaire ou source artificielle).

Les pièces à assembler peuvent être déplacées à volonté tant que l'exposition n'est pas commencée, mais il faut bien sûr que le rayonnement puisse atteindre le joint : difficile donc d'utiliser de tels adhésifs pour réaliser un collage entre deux pièces opaques ! Ce genre de colle peut s'obtenir sous la dénomination de "colle pour vitres de voiture" (rétroviseurs, etc.) et peut s'employer avec un simple effaceur d'EPROM ou à la lumière solaire directe.

LES RUBANS ADHÉSIFS :

A côté des rubans isolants classiques, il existe toute une variété de rubans adhésifs spécialisés pour toutes sortes d'applications : rubans autovulcanisants (SCOTCH 23 de 3 M) ou thermorétractables (SES), rubans en cuivre adhésif (EZ-CIRCUIT de BISHOP GRAPHICS) etc.

Des rubans spéciaux sont par ailleurs disponibles pour la réalisation de masques lors d'opéra-

tions telles que la dorure de connecteurs de bord de cartes, et évidemment pour l'identification des câbles et fils.

N'oublions pas non plus les étiquettes adhésives qui, lorsqu'elles servent par exemple à obturer la fenêtre d'une EPROM, devraient offrir un certain nombre de qualités telles qu'opacité et propriétés antistatiques.

LES "ANTIDOTES" :

Coller ou enrober des composants électroniques est une chose, mais on peut aussi être amené à devoir les décoller ou les dépoter.

Des moyens mécaniques tels que sciage, perçage, meulage, ou même arrachage peuvent convenir dans les cas simples, de même que des procédés thermiques (lame chauffante, pistolet à air chaud, ou simplement fer à souder).

Ces méthodes sont toutefois souvent par trop brutales, aussi rêve-t-on parfois d'une solution chimique : un solvant capable de dissoudre la colle ou la résine sans attaquer composants ni supports de câblage...

Les solvants usuels tels qu'acétone ou trichloréthylène n'agissent que sur une infime minorité de produits. Le décapant à peinture (chlorure de méthylène) est plus énergique mais nullement universel tout en présentant des risques d'attaque indésirable.

La gamme des solvants PANASOLVE d'ÉLECO apporte une solution à chaque problème particulier, voire même à la plupart des cas possibles grâce à la disponibilité de "kits" complets.

Le PANASOLVE 160 agit en quelques heures et à température ambiante sur les résines époxy, les polyuréthanes, le nylon, et les colles phénoliques. Ne se mélangeant pas à la matière dissoute, il peut être récupéré par filtrage à condition de veiller à éviter son évaporation. Le PANASOLVE PLUS supporte d'être chauffé vers 100 °C et dissout en quelques heures les polyester, polyether, polyuréthane, époxy à durcisseur anhydre, silicone, nylon, PVC, et colles phénoliques. Sa variante PANASOLVE PLUS SG, moins puissante, est recommandée dans le cas où les matériaux enrobés sont très fragiles.

Le PANASOLVE HF agit principalement sur les polyuréthanes et les époxy à durcisseur anhydre qu'il dissout rapidement, tout comme le PVC, à moins de 38 °C. Comme il absorbe l'humidité

dité de l'air, des précautions de conservation doivent être prises pour écarter les risques de corrosion des pièces métalliques. Le PANASOLVE DECAP est un puissant solvant des résines époxy de transfert, destiné à être

employé entre 90 et 150 °C. Il attaque aussi les thermoplastiques, mais ni le polyéthylène ni le téflon.

Le PANASOLVE 100 décompose rapidement les mousses de polyuréthane dures et un grand nombre de résines polymères. Il dissout également les colles au cyanoacrylate, les métacrylates, les polyester, le PVC et l'ABS.

Il est sans action sur nylon, téflon, polyéthylène, mylar, néoprène, et élastomères uréthanes avec durcisseurs aminés.

Les PANASOLVE MP et MP 500 dissolvent les uréthanes, les époxy, et les silicones, et supportent un chauffage jusqu'à 120 °C.

Les PANASOLVE 210 et 215, enfin, sont tout spécialement destinés à l'enlèvement des élastomères silicone tant monocomposants que bi-composants (RTV, CAF, etc.).

Les différents types de PANASOLVE sont présentés soit sous forme liquide, pour utilisation au trempé, soit sous la forme d'un gel facilitant les applications locales.

CONCLUSION :

Des adhésifs variés et performants sont à la disposition de l'industrie pour apporter des solutions efficaces et souvent originales à toutes sortes de besoins. Par ailleurs, des contre-mesures énergiques existent pour venir à bout des collages et enrobages de manière non-destructive.

Des précautions appropriées doivent cependant être prises lors de la mise en œuvre de ces différents produits chimiques : certains sont dangereux, d'autres inflammables ou susceptibles d'endommager certains matériaux.

Des résultats satisfaisants ne peuvent par ailleurs être assurés que si l'on associe le bon produit au bon problème et si le mode opératoire préconisé est scrupuleusement respecté. En particulier, aucun collage ne peut réussir sur des surfaces souillées : une bonne préparation des pièces est donc indispensable, qui consistent souvent en un vigoureux nettoyage avec un solvant de sécurité genre "F 113".

CONCOURS A L'INNOVATION

ORGANISÉ PAR

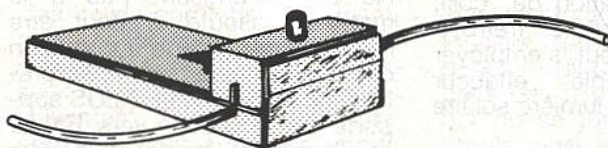
et

Intel
avec la participation de

Selectronic

PROMOTION SPÉCIALE

INTERRUPTEUR OPTIQUE QUINTEL



Livré monté avec 2 x 40 cm de fibre optique 0,5 mm et aimant de commande.

Réf à commander :

- l'interrupteur optique 111.9400 **50,00 F**
- le lot de 5 111.9405 **199,00 F**

(Autres longueurs de fibre ou prix par quantité : Nous consulter).

- **CONNECTEUR SPÉCIAL** d'insertion d'une fibre de 0,5 mm dans une diode type TL9R/TEYT 5500 (voir catalogue SELECTRONIC page 4 - 10).

- la paire 111.9401 **13,00 F**
- le lot de 10 111.9402 **60,00 F**

DIODES SPÉCIALES Émission TL9R 5500 111.7388 **14,40 F**
Réception TEYT 5500 111.7387 **13,00 F**
CATALOGUE GÉNÉRAL SELECTRONIC 111.1631 **22,00 F**

Toute commande à envoyer à : **Selectronic**
B.P. 513 - 59022 LILLE CEDEX
(Conditions générales de vente : voir notre publicité annexe).

VENTE DIRECTE



L'OSCILLO "SCOOP" DE L'ÉTÉ !



OSCILLOSCOPE DOUBLE TRACE 10 MHz OS 7010

ENTREE VERTICALE
1-2-5 séquences, 9 positions. Sensibilité : 10 mV/DIV à 5 V/DIV ($\pm 4\%$ ou mieux). Réponse en fréquence : DC (AC 5 Hz) à 10 MHz (-3 dB , 6 DIV). Couplage d'entrées : AC, DC ou GND. Mode opératoire : CH1 (X), CH2 (Y), DOUBLE (Chop/Alt), X-Y.

ENTREE HORIZONTALE
Calibre : 1-2-5 séquences, 17 positions. Vitesse de balayage : 0,5 $\mu\text{sec/DIV}$ à 0,1 sec/DIV. Amplification x 5 : 0,1 $\mu\text{sec/DIV}$ à 20 mSec/DIV, $\pm 7\%$. Mode externe de balayage : Mode X-Y (CH1 = X, CH2 = Y). Sensibilité : 10 mV/DIV à 5 V/DIV $\pm 5\%$.

TRIGGER
Source de déclenchement : INT, LINE, EXT. Mode de déclenchement : AUTO, NORM, TV-V. Tube cathodique : tube rectangulaire de 140 mm avec graticule. Dimensions châssis : 264 x 145 x 262 mm. Poids : environ 5 kg. Accessoires : Adaptateurs BNC/Bananes - 2 pièces.

1998 F TTC
(Frais de port 53 F)

FRANÇAISE D'INSTRUMENTATION
1, rue Eugène-Piat - 10000 TROYES
Tél. : (16) 25.78.15.55
FAX : (16) 25.74.11.88 - TÉLEX : 842 921

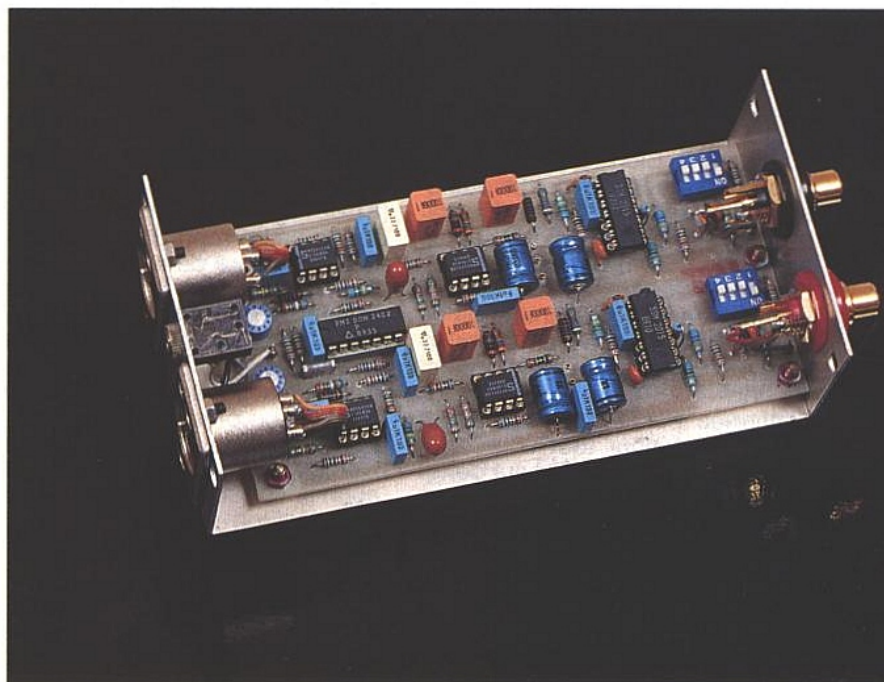
Etude et conception d'un préampli PU autour des SSM 2015/2402 AC Black

Le numéro 409 présentait le SSM 2015, le 410 en proposait une application concrète sous la forme d'un préampli micro performant.

Aujourd'hui nous allons aborder l'étude d'un préampli PU digne d'être intégré dans toute platine tourne-disque de bonne facture.

Nous partirons de la notice d'application du constructeur (AN-124 dont nous corrigerons les coquilles), pour arriver à un résultat plus qu'intéressant, car aisément reproductible et très "musical" terme malheureusement sous-employé en 1990.

Comme nous n'avons pas hésité un seul instant à ajouter une commande "mute" faite au moyen d'un autre circuit SSM présente dans le n° 510 (le 2402), c'est l'outil idéal pour transformer une platine ordinaire en une machine à vocation professionnelle.



La présentation de la gamme SSM que nous avons engagée en avril dernier n'a laissé insensibles ni les hommes de terrain ni les utilisateurs occasionnels. Les appels téléphoniques et les lettres de tout ceux qui "font encore avec" l'audio analogique en témoignent. L'auteur les remercie de l'intérêt qu'ils portent à ces pages, ainsi que PMI pour sa collaboration des plus aimable.

PRÉCISIONS

Parmi ces contacts, il en est un qu'il nous semble bon d'examiner ensemble car il pourrait être le reflet précis d'une interrogation de jeunes lecteurs. L'auteur a reçu une lettre dont l'essentiel se résume à ceci : "... prévoyez-vous un préampli micro MAT-03/SSM 2220 (pour micro dynamique) ainsi qu'un noise-gate PRO (SSM 2402/2412) ? Dans le n° d'avril j'ai vu un MAT-034 : c'est autre chose qu'un

2015 ! Mais j'ai tenté de construire un préampli-micro à partir de la note d'application et "ça ne marche pas"... Le 2015 souffle trop ce qui me gêne (j'enregistre des cassettes à partir de voix douces) etc.

La fin de la lettre est sans intérêt puisque son auteur ne s'attend pas à avoir de réponse... PERDU !

Il n'est pas très facile par correspondance de répondre correctement à une telle demande : soit on se contente de dire OUI ou NON aux questions posées sans tenir compte du contexte, soit il faut se lancer dans des remises en cause du genre "qui, du 2015, du micro, de la platine cassette, du type de cassette (ou de ses conditions d'utilisation) est coupable ?" A notre humble avis, ce n'est pas le 2015 qu'il faut soupçonner en premier.

L'auteur s'est battu longtemps contre le souffle, et a fini par comprendre qu'assurer l'ÉQUILI-

BRE d'une chaîne d'amplification est plus important que d'en améliorer spectaculairement un SEUL de ses maillons, SAUF pour le premier et le dernier, c'est-à-dire la source et le transducteur final.

Il est certain qu'un bon dynamique, suivi d'un 2015 et d'un magnétophone à cassette de bonne facture dans lequel on met des cassettes métal (très chères malheureusement mais attention aux pseudos-métal à bas prix qui sont les reines du drop-out), doit donner des résultats très corrects.

Comme notre correspondant ne donne aucune indication sur le matériel qu'il utilise, la seule suggestion que nous puissions lui faire est de ne pas s'obstiner avec un dynamique, dans la mesure où il cherche un son confidentiel. Bien sûr, si le microphone est placé à 5 mètres d'une source chuchotante il ne faudra pas se contenter de matériel ordinaire. En toute franchise, l'auteur doit dire qu'il a trouvé l'espace sonore qu'il cherchait le jour où il a acheté son premier NEUMAN et l'a promené dans "la VIE". Cette révélation s'est confirmée par la suite avec les SHOEPS et pour tout vous dire (c'est les vacances, on peut donc prendre un peu de temps pour discuter), elle fut tellement violente qu'elle a changé radicalement son activité : une grosse envie de saisir des voix, des ambiances, des plans, et un brusque ras-le-bol des injections directes qu'on PAN à droite ou qu'on POT à gauche, artificiellement. La réalité chassant la fiction en quelque sorte !

Bien entendu nous n'allons pas forcer les lecteurs à de telles dépenses, mais pour moins de 1 000 F on trouve d'excellents micros à électret qui présentent l'avantage d'une large bande passante et fournissent un signal

plus costaud qu'un dynamique. La réduction du gain de l'étage d'entrée devrait faire tomber le souffle.

Vous pensez que nous avons oublié notre préampli PU ? Non, bien au contraire, et la demande de ce lecteur va faire la transition par une ultime précision.

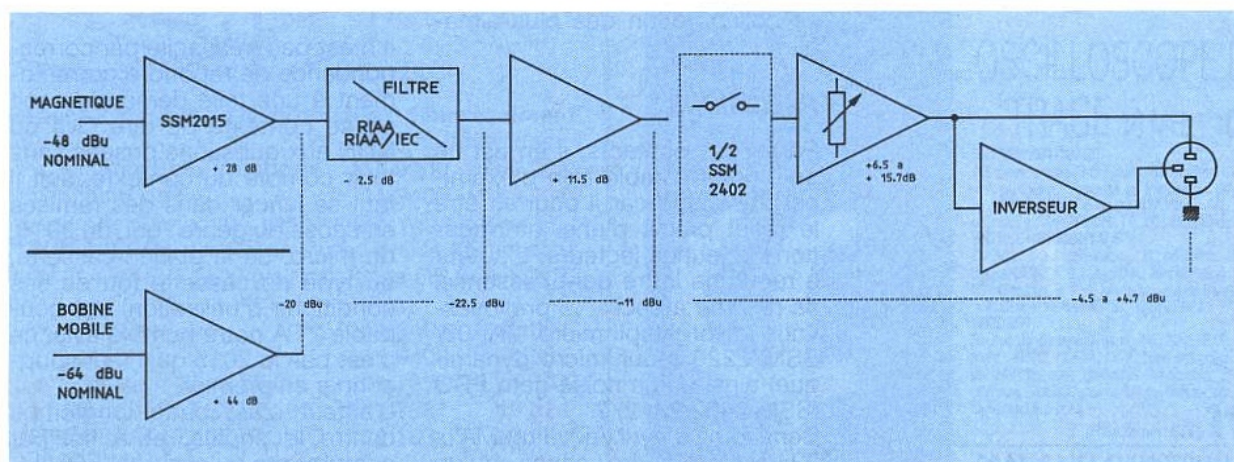
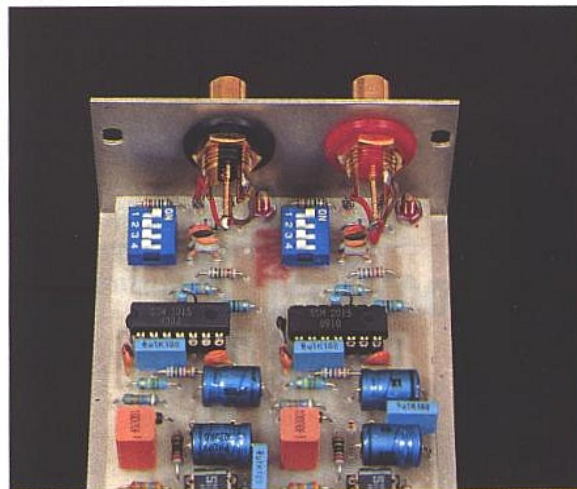
Les notices d'applications que proposent les constructeurs ne sont en aucun cas des "réalisations", dans le sens où nous l'entendons dans ces pages. Ce sont des suggestions très intéressantes parfois mais qui restent à mettre en pratique. A titre d'exemple, celle qui nous concerne ici comportait trois erreurs (nous préférons coquilles) qui rendaient le montage inutilisable : une impédance de sortie de 70 k au lieu de 70 Ohms, une constante de temps de 31.8 μ s au lieu de 318 et une petite étourderie dans le calcul IEC (31.6). Rien de bien méchant quand on ne reproduit pas bêtement ce genre de schéma, mais si on n'a aucune notion d'électronique, c'est une maquette qui part à la poubelle, généralement accompagnée d'un commentaire du genre "ce schéma ne vaut rien et mon préampli PU à base de 741 marche nettement mieux..."

A titre d'exemple, à la page 73 du n° 510, il manque manifestement à la **figure 6** (copie exacte de la notice constructeur) une résistance de 10 k entre broche 2 de CI4 et masse. Aucun électronicien lecteur assidu d'ELECTRONIQUE RADIO-PLANS ne se fera prendre au piège, mais suite à cette lettre, nous pensons désormais remplacer les applications non-vérifiées par nos soins par des synoptiques qu'on ne confondra plus avec des réalisations pratiques.

SYNOPTIQUE

La **figure 1** présente l'organisation que nous avons retenue. Le choix est offert pour les cellules magnétiques et celles à bobines mobiles (MC ou Moving Coil), sans que la carte soit à redessiner.

Toutefois nous nous devons de signaler aux puristes que pour une option MC, le 2016 (dont nous n'avons pas encore parlé) serait sans doute un choix encore plus judicieux. A vérifier... Le principe général diffère sensiblement des réalisations ordinaires et exploite les caractéristiques exceptionnelles du 2015. En effet, ce dernier est chargé de donner un gain de 28 dB (44 en MC) et ce sans correction d'aucune nature. Mine de rien, cette configuration est très intéressante car la désaccentuation des hautes fréquences se fait sur un signal plus élevé que de coutume : si une cellule magnétique offre 5 mV par exemple on n'appliquera les corrections que sur un signal de 125 mV, soit 25 fois supérieur.



Cette technique est en soi une augmentation du pouvoir de préaccentuation / désaccentuation, mais nécessite l'emploi d'un étage d'entrée très performant : large bande associée à dynamique élevée et faible bruit. Le 2015 peut le faire et dispose d'une impédance d'entrée suffisamment élevée, ce qui n'est pas le cas du 2016. C'est la raison pour laquelle le 2016 pourrait exploiter tout son savoir sur des cellules à bobines mobiles qui ont pour caractéristique principale (outre leur très faible niveau de sortie : plus de 10 fois inférieur aux cellules magnétiques) une très basse impédance (100 voire 10 Ohms au lieu de 50 k). Nous n'avons pas voulu nous engager dans un système qui aurait consisté à faire précéder un 2016 de gain 25, d'une paire de FET (pour un élever l'impédance d'entrée) afin de profiter des performances particulières au 2016 : très faible bruit et dynamique exceptionnelle, surtout quand il est alimenté en ± 35 V !

Le coût de la réalisation aurait nettement changé, et nous souhaitons plutôt réactualiser le AC DISCO comme de nombreux lecteurs le réclament depuis environ deux ans : un très bon matériel de terrain, fiable, aisément reproductible et d'un prix de revient nettement plus abordable.

Cette amplification est suivie de la traditionnelle correction RIAA à laquelle nous avons ajouté l'option IEC (que l'on pourra supprimer aisément). Chacun sait que la courbe RIAA comporte trois paliers définis : 3180, 318, et 75 μ s. 75 μ s étant l'aboutissement d'une évolution partant de 0, puis 25, 50 et enfin 75. La courbe du relevé des basses n'avait pas bougé jusqu'à l'arrivée du standard RIAA/IEC que nous trouvons logique : il consiste à stabiliser le gain à partir de 40 Hz, afin de réduire les signaux indésirables à très basses fréquences. Nous verrons cela en détail mais à titre d'exemple une vibration à 4 Hz ne sera amplifiée que de 5,7 dB soit environ 15 dB de moins que la classique RIAA.

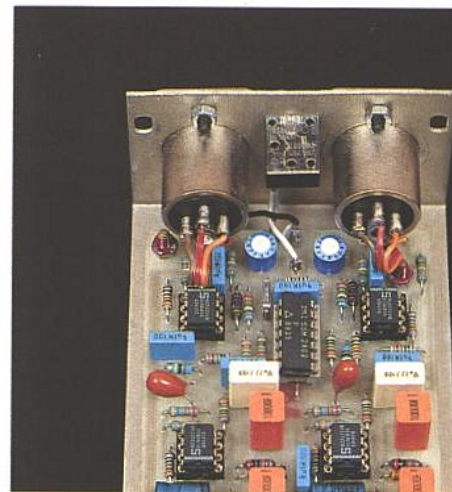
Après la correction, on trouve un ampli de 11,5 dB de gain, destiné à rendre la modulation utilisable (le niveau par rapport à 775 mV est de 11 dB inférieur). C'est le -10 dBu classique en usage semi-pro, tenant compte d'un niveau nominal d'entrée de 3 mV pour l'option magnétique et 0,5 mV pour les bobines mobiles. C'est à la sortie de cet ampli

que les lecteurs désireux d'ajouter un ampli de repérage prélèveront le signal. Un conseil à ce sujet : pour du simple repérage, un ampli mono est suffisant. Il suffira donc de faire la somme des deux voies dans un mélangeur classique à faire suivre d'un petit préampli intégré et d'un HP de 5 à 8 cm de diamètre. Si vous voulez raccorder WATCHAMN, ce sera le luxe : préécoute stéréo au casque ou sur haut-parleur.

La coupure de voie qui fait suite n'était pas dans la notice d'application. C'est une bonne façon de faire connaissance avec le 2402 et de disposer d'une commande simple de MUTE (silence) sur les deux voies. Il suffira de fermer le contact entre 2 broches pour couper la modulation.

Ceux qui ont équipé leurs platines d'autostart retardés comme celui que nous avons décrit il y a déjà quelques années (n° 476) les adapteront très simplement à cette nouvelle carte. Rappelons que l'autostart retardé consiste à lancer immédiatement la platine et n'ouvrir la voie que 200 ms environ après. Dès que le fader est coupé, la modulation l'est également sur le champ ce qui supprime tous les bruits de démarrage et le "swing" de l'arrêt. Si vous n'étiez pas avec nous à l'époque écrivez-nous, et on trouvera bien une demi-page pour vous en redonner le schéma et une implantation réactualisée BLACK.

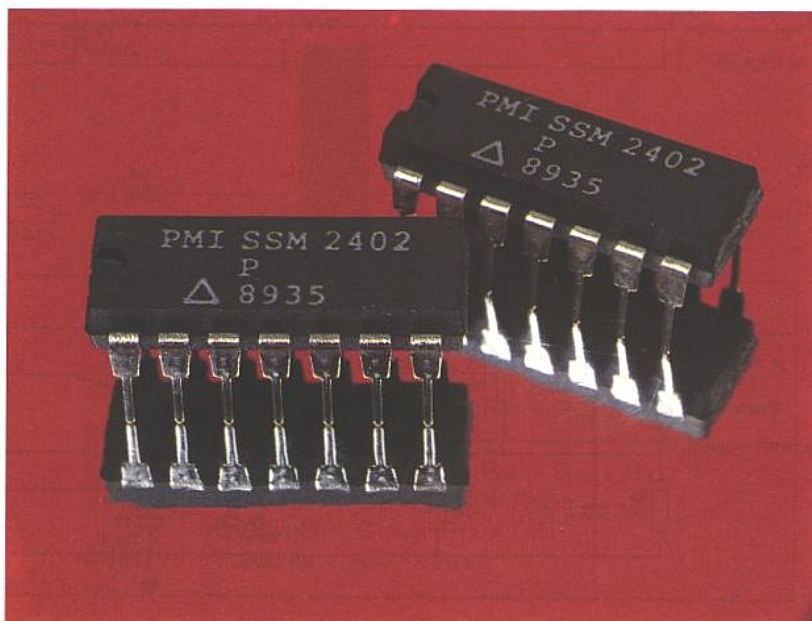
-10 dBu n'est pas un niveau suffisant pour un préampli PRO. Le terme utilisé par SSM est d'ailleurs joli : OUT CONSUMER. Les circuits qui permettront de symétriser électroniquement les sorties seront équipés d'ajusta-



bles autorisant $-4,5$ à $+4,7$ dBu dans 600 Ohms. C'est beaucoup plus confortable ! Mais l'auteur entend déjà les fidèles rugir : il propose des sorties à symétrie électronique, lui qui ne les aime pas et nous a ruiné avec ses transfos !!

C'est vrai, mais nous avons ici des circonstances atténuantes, tant budgétaires que raisonnables : une platine disque BLACK (vinyl) n'est pas en général une source que l'on ballade sur la console au gré des spectacles. Si on brasse joyeusement des micros ou des instruments, il n'en est pas de même pour les sources "fixes" telles que PU, LASER, TAPE, etc. que l'on prend l'habitude d'affecter souvent aux mêmes endroits.

Donc on peut admettre qu'en prenant un minimum de précautions, tant pour la construction de la carte que pendant son utilisation, les risques seront mineurs. Nous en reparlerons, mais une fois encore le respect EXACT de la nomenclature est FONDAMENTAL dans ce type de montage. Pour éviter les erreurs, nous avons construit notre



second proto à partir de la nomenclature que nous vous proposons, et les moindres détails ont été vérifiés. Si on vous vend les MÊMES composants tout doit baigner, mais plus question de faire le SAV des spécialistes de l'équivalence... OK ?

AMPLIS D'ENTRÉES

La figure 2 détaille les deux amplis d'entrées proposés. Une modulation précise de la nomenclature permettra de se contenter d'un même circuit imprimé, voire d'évoluer en douceur vers une cellule à bobines mobiles le temps venu.

La formule de calcul du gain pour le SSM-2015 est rappelée en encart. Nous conseillons vivement au lecteur de se reporter au n° 509 pour en savoir plus. Toutefois, rappelons que le terme "20 000" appartenant à la formule découle de la somme $R_6 + R_7$ et que toute imprécision sur ces deux valeurs entraîne un bouleversement des résultats espérés. Pas en fréquence (puisque l'amplification est linéaire) mais en niveau et en réjection de mode commun.

La version PU magnétique offre un maximum d'adaptations aux diverses cellules du commerce grâce à quatre dip-switchs autorisant deux charges résistives (47 k ou 69 k) et 7 charges capacitatives (50 pF, 100, 150, 200, 250, 300 ou 350 pF). La meilleure configuration sera obtenue par mesure d'un disque test ou encore par choix personnel après moult écoutes : "douce fermeté des graves et précis des aigues sans agressivité", tel devra être le verdict final. Cela demande un peu de temps et de rigueur, mais la satisfaction est à ce prix.

Un bon conseil, notez la configuration qui vous semble la meilleure à la première écoute. Mettez tout à zéro, et refaites la manœuvre le lendemain, à froid et au calme. Notez. Le troisième jour vous y verrez plus clair, et les dips seront enfin en harmonie avec votre cellule.

Pour l'option MC, la seule possibilité offerte est de jouer sur la charge résistive : 100 Ohms sont proposés, mais certains fabricants préconisent 10 Ohms. R_1' sera donc à modifier suivant les indications jointes à la cellule.

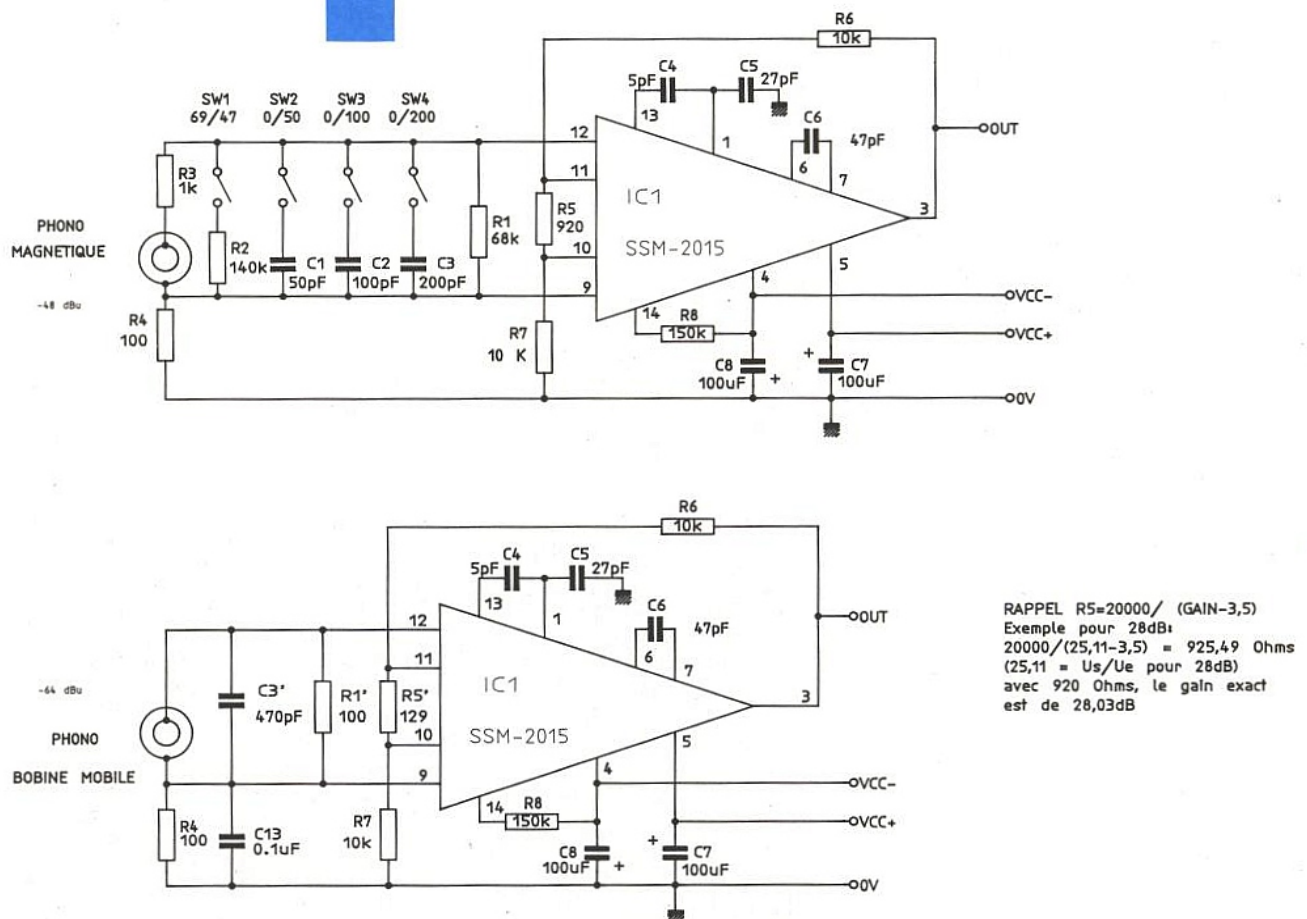


Figure 2

En sortie de cet ampli d'entrée, le niveau nominal (à 1 000 Hz) est de - 20 dBu.

FILTRES

Le tableau **figure 3** présente les niveaux relatifs en dB autour d'un zéro à 1 000 Hz, et ce pour les deux standards RIAA et RIAA/IEC. On constate 1 dB d'écart à 40 Hz, 3 à 20 Hz. Au-delà, il est difficile de comparer puisque la courbe RIAA n'est pas spécifiée mais si on suppose à 20 dB le gain maximum dans cette zone, on constate l'intérêt de la spécification IEC qui tend à réduire considérablement cette portion indésirable. Ainsi, à 2 Hz le recul est de plus de 20 dB. Pour mettre en action ce système on ajoute aux trois paliers classiques, une quatrième constante de temps à 7 960 μ s.

Le schéma des filtres est donné **figure 4**, ainsi que la méthode de calcul employée. C'est en fait assez simple : si on ne tient pas compte de R₁₁ et R₁₃ qui ne servent qu'à obtenir les valeurs exactes par ajout respectif à R₁₀ et R₁₂, on reconnaît C₁₁, R₁₀ pour 318 μ s ; R₁₂, C₁₁ pour 3 180 μ s ; C₁₁, R₁₀/R₉ pour 75 μ s et enfin C₉, R₁₄ (le seul coupe bas) pour 7 960 μ s.

Il sera très facile pour ceux qui le voudraient de supprimer la spécification IEC en remplaçant C₉ par un strap. Surtout ne pas toucher à R₁₄ dont la valeur intervient pour le calcul du gain de l'ampli suivant.

Ce filtre actif crée une perte globale d'environ 2,5 dB ce qui fait passer de - 20 dBu à - 22,5.

TABLEAU RIAA/IEC et RIAA

FRÉQUENCE (Hz)	RIAA/IEC NIVEAUX RELATIFS (dB)	RIAA NIVEAUX RELATIFS (dB)
2	- 0,2	
2,5	+ 1,8	
3,15	+ 3,7	
4	+ 5,7	
5	+ 7,6	
6,3	+ 9,4	
8	+ 11,2	
10	+ 12,8	
12,5	+ 14,1	
16	+ 15,4	
20	+ 16,3	+ 19,3
25	+ 16,8	+ 19
31,5	+ 17	+ 18,5
40	+ 16,8	+ 17,8
50	+ 16,3	+ 16,9
63	+ 15,4	+ 15,8
80	+ 14,2	+ 14,5
100	+ 12,9	+ 13,1
125	+ 11,5	+ 11,6
160	+ 9,7	+ 9,8
200	+ 8,2	+ 8,2
250	+ 6,7	+ 6,7
315	+ 5,2	+ 5,2
400	+ 3,8	+ 3,8
500	+ 2,6	+ 2,6
630	+ 0,8	+ 0,8
1000	0	0
1250	- 0,8	- 0,8
1600	- 1,6	- 1,6
2000	- 2,6	- 2,6
2500	- 3,7	- 3,7
3150	- 5	- 5
4000	- 6,6	- 6,6
5000	- 8,2	- 8,2
6300	- 10	- 10
8000	- 11,9	- 11,9
10000	- 13,7	- 13,7
12500	- 15,6	- 15,6
16000	- 17,7	- 17,7
20000	- 19,6	- 19,6

Figure 3

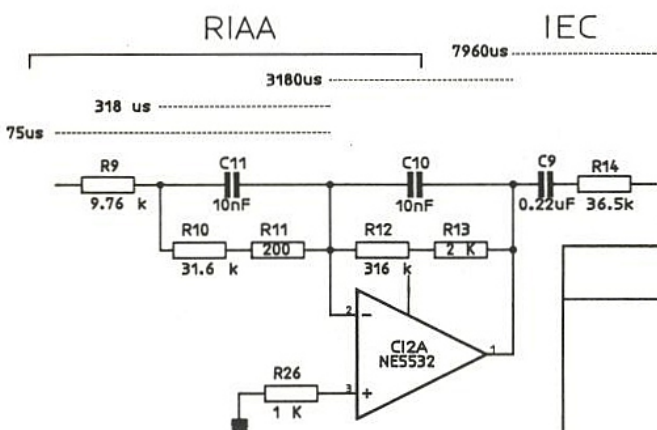


Figure 4

MÉTHODE DE CALCUL

avec C en nF et R en k Ω

$$75 \mu\text{s} : C_{11} \times \left[\frac{(R_{10} + R_{11}) \times R_9}{R_{10} + R_{11} + R_9} \right]$$

$$\text{RIAA} \quad 318 \mu\text{s} : C_{11} \times (R_{10} + R_{11})$$

$$3180 \mu\text{s} : C_{10} \times (R_{12} + R_{13})$$

$$\text{IEC} \quad 7960 \mu\text{s} : C_9 \times R_{14}$$

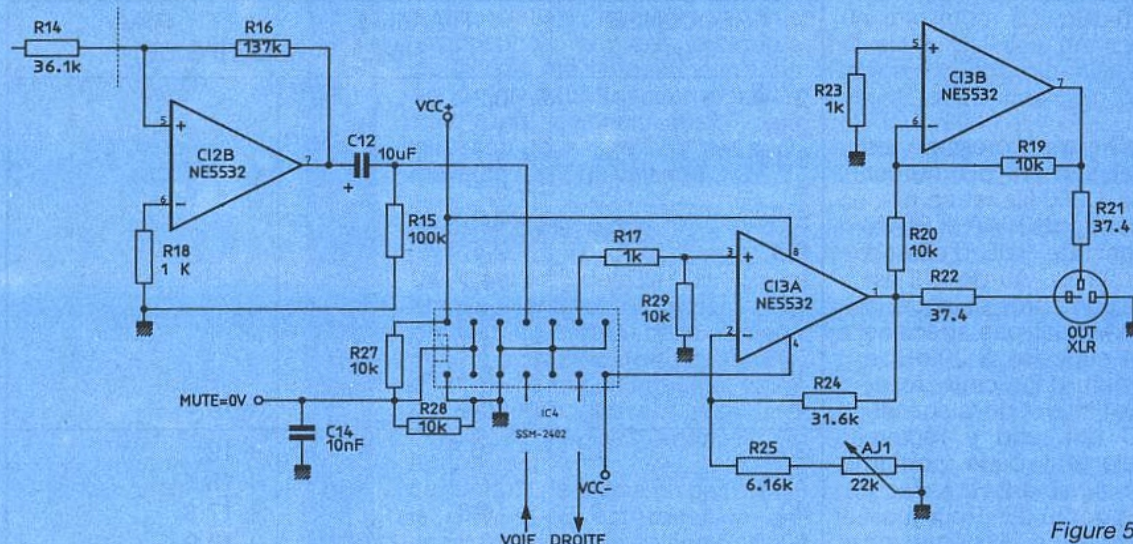


Figure 5

AMPLIS ET MUTE

La figure 5 présente la fin du circuit. Tout d'abord un premier ampli (IC2b) donne 11,5 dB de gain, ce qui porte à -11 dBu le niveau disponible. C'est à la sortie de C12 que l'on pourra mettre un ampli de repérage, comme suggéré précédemment. Notez le rappel sur le dessin de R14 à laquelle il ne faut toucher en aucun cas. Si on souhaitait modifier le gain de cet étage, R16 serait seule concernée.

Un 2402 s'interpose ensuite dans la ligne afin de permettre une coupure de voie télécommandable par une simple fermeture de contact. Faire plus simple est difficile : une entrée de modulation, une sortie et une commande, le tout en deux exemplaires dans le même circuit. Comme nous sommes en stéréo, les commandes sont couplées ce qui aura pour effet de commander les deux voies simultanément. Ces broches de commande (2,13) peuvent être portées à +Vcc maxi pour VOIE ON et 0 V pour VOIE OFF. Nous n'avons pas jugé utile d'aller si loin et un pont diviseur porte VOIE ON à +Vcc/2 grâce à R27, R28. Donc par défaut, la voie est ON et la mise à 0 V de la commande MUTE passera à OFF. Si d'aventure on n'avait pas l'utilité de cette télécommande, il suffirait d'oublier IC4 et de strapper 4 avec 6 et 9 avec 11. En toute franchise ce serait dommage, car si au lieu de sortir sur des XLR indépendantes on filait vers des bus, un simple commutateur permettrait de sélectionner plu-

sieurs platines en ne véhiculant que des tensions continues. On remarquera à ce stade, que la phase de la chaîne est retrouvée : IC2a et IC2b étant tous deux inverseurs.

IC3a, non inverseur, va avoir le double rôle de donner un gain (ajustable par AJ1) de +6,5 à +15,7 dB et de servir la sortie HIGH (en phase). La sortie LOW (phase inverse), est obtenue par inversion au moyen de IC3b, gain unité. la symétrie électronique est ainsi réalisée.

C'est le moment d'en parler... Deux remarques très importantes vous ferons comprendre les réserves que nous émettons à son sujet. Tout d'abord on admettra que pour marcher correctement, l'ampli inverseur fournissant la sortie LOW doit avoir un gain unité très exactement. Il faut donc utiliser des composants soigneusement triés.

Le second point est lié au raccordement avec une entrée asymétrique. Si on utilise un câble habituellement prévu pour des sorties symétrisées par transfo, un des amplis se trouve forcé au court circuit, ce qui est ridicule. Pour bien faire, il faudrait disposer d'un jeu de câbles spécialement adaptés.

Bref, si on fait attention tout sera parfait, ne resteront que les inconvénients dus à l'absence d'isolement.

Voilà, nous avons fait le tour des étages qui constituent UNE voie de BLACK. Bien entendu il en faut deux, et comme la réalisation que nous vous proposons

est particulièrement dense certains points particuliers sont à préciser.

RÉALISATION

Pour faciliter la construction et l'éventuelle maintenance, nous avons dessiné une voie complète (figure 6). Afin d'aérer la nomenclature, la plupart des composants seront à acheter en double sauf les condensateurs de découplage C14 à C24 et les résistances R27 et R28.

Comme le choix entre cellule magnétique et bobine mobile se fait par modification de l'implantation (très facile), les composants communs portent la même référence. Ceux qui diffèrent mais qui sont placés aux mêmes endroits portent la même référence suivie d'un "'". Par exemple R1 qui dans la première option est de 68 k se trouve en R1' en MC à 100 Ohms.



Une autre particularité de la figure 6 tourne autour de IC3. Entre voie gauche et droite, pour des raisons d'implantation, les numéros des broches sont permutés. Nous n'avons pas redessiné la totalité de l'ampli de sortie droit : seul le brochage réel est signalé. Le dessin du circuit imprimé et son implantation sont visibles

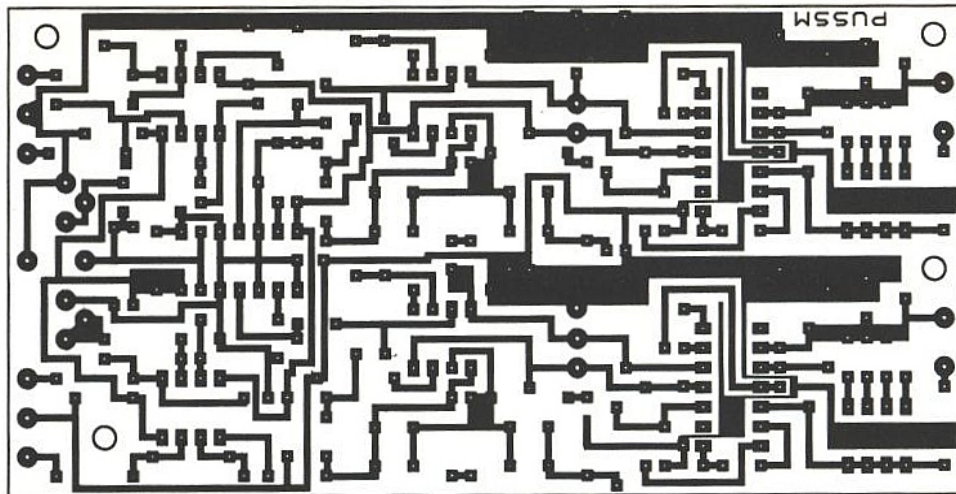


Figure 7 a

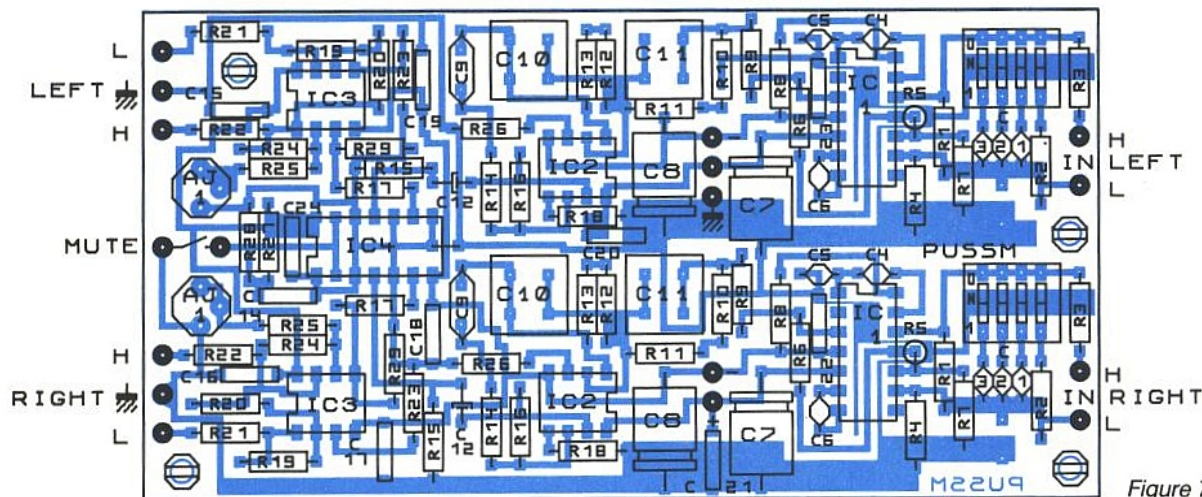


Figure 7 b

Figure 8 a

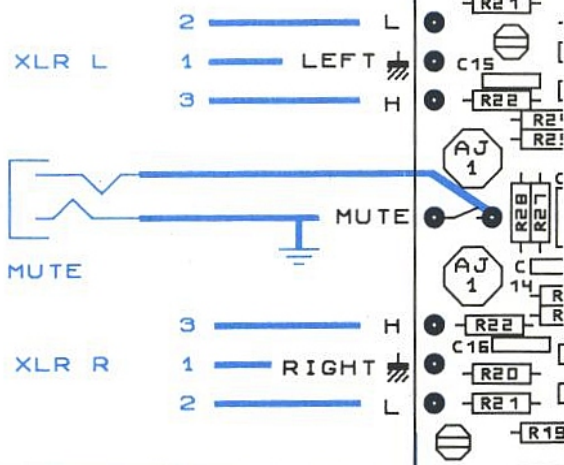


Figure 8 b

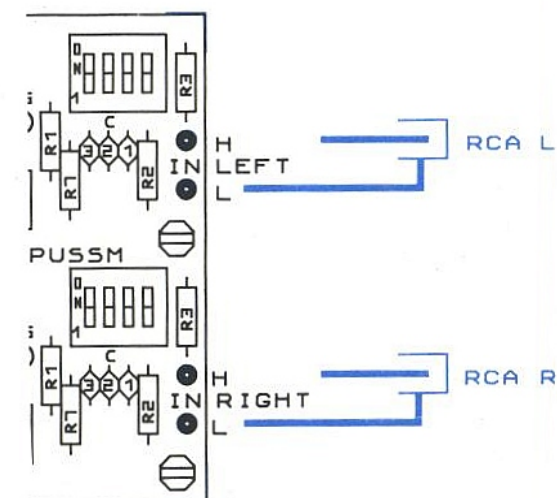
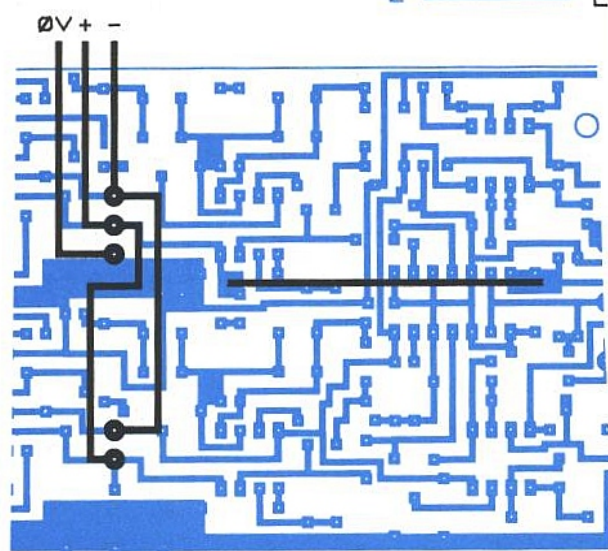


figure 7. Pour rester en simple face, un strap est nécessaire côté composants (vers les broches 7 et 8 de IC₄) et une liaison à placer côté cuivre. Sur notre maquette les alimentations ont été câblées également côté cuivre afin d'améliorer la présentation.

La **figure 8** indique vue de dessous les points à relier, et vue de dessus les raccordements aux prises.

Les prises seront toutes isolées du châssis. Pour les XLR aucun problème, pas plus pour les RCA si on prend soin de bien les choi-

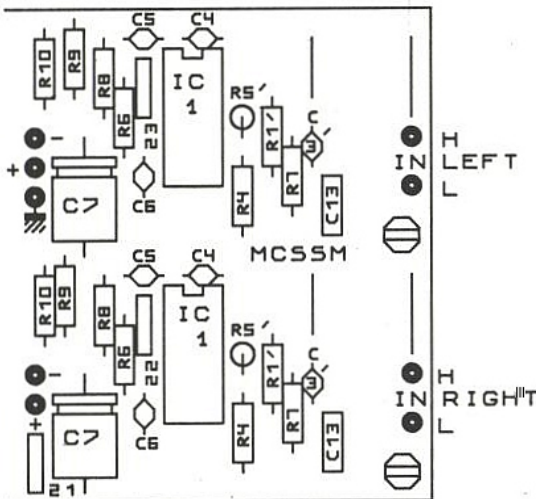


Figure 9

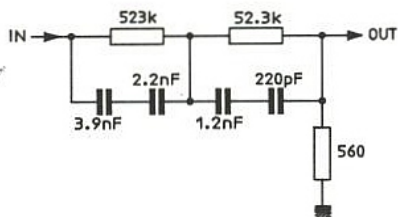


Figure 10

sir. La solution proposée pour la commande MUTE consiste à utiliser un jack stéréo châssis, diamètre 3.5, et à n'en pas connecter la cosse habituellement mise à la masse : les deux fils sont soudés chacun sur une des bagues extrêmes, ainsi il n'y a pas de bouclage de masse possible, ni de mécanique à faire (canons isolants).

La **figure 9** présente une partie de l'implantation à modifier pour l'option MC. L'opération se traduit par 4 straps à poser et quelques valeurs à modifier.

Nous ne donnerons pas de plan de perçage pour le coffret, mais il faudra faire très attention avant d'usiner et bien observer les photographies, car tout est au demi-millimètre près. Nous avons d'ailleurs effectué quelques légères modifications par rapport à notre maquette afin de réduire la longueur de la carte de 2,5 mm environ. Ceci permettra de ne pas plaquer le côté des switches contre le bord, et de laisser 1,5 mm de réserve pour éviter de bricoler l'autre partie du boîtier.

Comme vous le constaterez, nous utilisons la partie prévue à l'origine comme couvercle, pour base principale. Ceci est dû au pliage un peu ridicule de ce boîtier. Pris à l'envers, on peut laisser carte + prises solidaires, et

ouvrir la boîte sans rien décâbler. Observez bien les photographies tant du socle que du couvercle : réserves des vis XLR, des RCA et échancrure prévue pour un petit passe-fil protégeant les arrivées d'alimentation. Une échancrure à ras du bord est plus sympathique qu'un trou, car au démontage il suffit de sortir le passe-fil pour se libérer totalement du couvercle.

Si vous disposez d'un boîtier en acier de dimensions suffisantes, surtout n'hésitez pas un seul instant à l'utiliser !

MISE EN ROUTE

Les supports de circuits intégrés feront sans doute bondir les puristes, mais sur le terrain ils seront bénis. Il est d'ailleurs amusant de constater que ceux qui crient au scandale quand un support de CI "traîne" dans un montage audio, sont souvent les mêmes qui hésitent encore entre tubes et semi-conducteurs. A notre connaissance, à part quelques pièces rares (AC 701K, ...), tous les tubes nécessitent des supports et nous n'en avons jamais vu de dorés, pas plus que les broches des tubes d'ailleurs.

Ce petit sourire éteint, il est indispensable de choisir de bons supports tulipe, pas les trucs qui se démontent à la première extraction, c'est évident.

La première chose à faire est d'alimenter le montage sans aucun circuit et de vérifier sur les supports (côté composants) les reports corrects des tensions positives et négatives aux bons endroits, de détecter un court-circuit éventuel ou un chimique monté à l'envers : poser le petit doigt dessus pour déceler une montée en température suspecte, ou mieux, mesurer la tension à ses bornes et vérifier que la polarité est correcte.

Ces préliminaires peuvent sembler exaspérants aux plus fougues d'entre-vous, mais l'auteur n'a aucune honte à dire qu'il les pratique systématiquement, et s'en porte bien. Exemple : un support de NE 5534 a été soudé à l'envers. Au moment de la vérification on trouve en 4 une tension positive : malaise vite dissipé. Si on élimine la vérification, on dispose d'un IC brûlant bon pour la casse... Au choix !

Pendant que nous y sommes, nous allons vous livrer d'autres secrets : l'auteur mesure chaque résistance à 1 % au multimètre avant montage (c'est plus simple de vérifier AVANT plutôt que de dessouder APRÈS...). Au premier

stade des essais, il remplace les NE 5534 par des TL 071 et les 5532 par des TL 072. Si ça ne marche pas du tout, c'est qu'il y a un problème. Quand tout semble correct, il est temps de faire l'échange avec les pièces adéquates et de mesurer les performances finales.

La seconde étape consiste à mettre en place les 2015 (l'un après l'autre) et à vérifier le gain prévu suivant l'option retenue. Dans le cas "cellule magnétique", tous les switches sont OFF. Pour cela injecter 3 mV (ou 0,5 pour MC) et observer la broche 3 de IC1. Balayer la bande audio totale : on doit la respecter scrupuleusement.

Pour la suite, il est nécessaire de construire l'assemblage donné **figure 10**. Il permet de transformer un générateur en "source RIAA" et également de s'affranchir des très faibles niveaux à produire : Intercaler ce montage dans la ligne du générateur et monter le niveau de sortie de celui-ci jusqu'à obtenir en broche 3 de IC1 le même niveau que précédemment à 1 000 Hz (très important).

Vous serez agréablement surpris de constater que le génie travaille à 300 mV (ou 50 mV). Du respect des valeurs données **figure 10** dépendront les résultats suivants (attention, la spécification IEC n'est pas reproduite). La perte du montage est de 40 dB à 1 000 Hz. On peut alors placer IC2 et observer une linéarité irréprochable sur toute la bande en broche 1 (RIAA exacte). Si on va sur le - de C12, on constatera une remontée de niveau sensible et "l'effet IEC", soit une chute des très basses fréquences (revoir **figure 3**).

Placer IC4 et IC3, en mesurant IC3 broche 1. Faire en sorte d'injecter 3 mV (ou 0,5) sur la RCA, à 1 000 Hz. Ajuster AJ1 pour obtenir le niveau de sortie souhaité. Ne rien changer et mesurer en 7 de IC3. Vérifier qu'à part la phase, c'est du pareil au même.

Une fois les deux voies contrôlées, un test final reste à faire avant écoute : Vérifier que pour un même signal, les voies gauche et droite ont exactement la même amplitude. En cas de léger écart, abaisser la plus "forte".

S'assurer également du bon fonctionnement de la commande MUTE.

Fermer le boîtier, le mettre au 0 V, et écouter.

CONCLUSION

Voici un montage qui mérite d'être essayé, voire adopté ! Il n'a pas la prétention de "nec plus ultra" mais la majorité des ayant droit à une qualité minimum devrait y trouver son compte.

Ce n'est tout de même pas une raison pour écourter vos vacances et replonger au plus vite dans les délices de votre atelier ! Chaque chose en son temps...

Jean ALARY

Nomenclature

Résistances

R₁ : 68 kΩ
R₂ : 140 kΩ 1 %
R₃, R₁₇, R₁₈, R₂₃ et R₂₆ : 1 kΩ 1 %
R₄ : 100 Ω
R₅ : 920 Ω 1 %
R₆, R₇, R₁₉, R₂₀ et R₂₉ : 10 kΩ 1 %
R₈ : 150 kΩ
R₉ : 9,76 kΩ 1 %
R₁₀ et R₂₄ : 31,6 kΩ 1 %
R₁₁ : 200 Ω 1 %
R₁₂ : 316 kΩ 1 %
R₁₃ : 2 kΩ 1 %
R₁₄ : 36,5 kΩ 1 %
R₁₅ : 100 kΩ
R₁₆ : 137 kΩ 1 %
R₂₁ et R₂₂ : 37,4 Ω 1 %
R₂₅ : 6,16 kΩ 1 %
R₂₇ R₂₈ : 10 kΩ ne pas acheter en double.

Ajustables

AJ₁ : 22 kΩ T7YA

Supports IC

14 broches : 3
8 broches : 4

Divers

2 fiches RCA FEM châssis
2 XLR mâles châssis
11 cosse "poignard"
Entretoises MF5 : 4
2 DIP switch 4, magnetic only

Coffret Teko 4B
Jack châssis stéréo 3,5
1 passe fil

Spécial MC (ou bobine mobile)

Ne pas monter : C₁, C₂, R₃, placer C₁₃
C₃ : 470 pF
R₁ : 100 Ω ou 10 Ω suivant cellule
R₅ : 129 Ω
R₃ : strap
SW₃ : strap

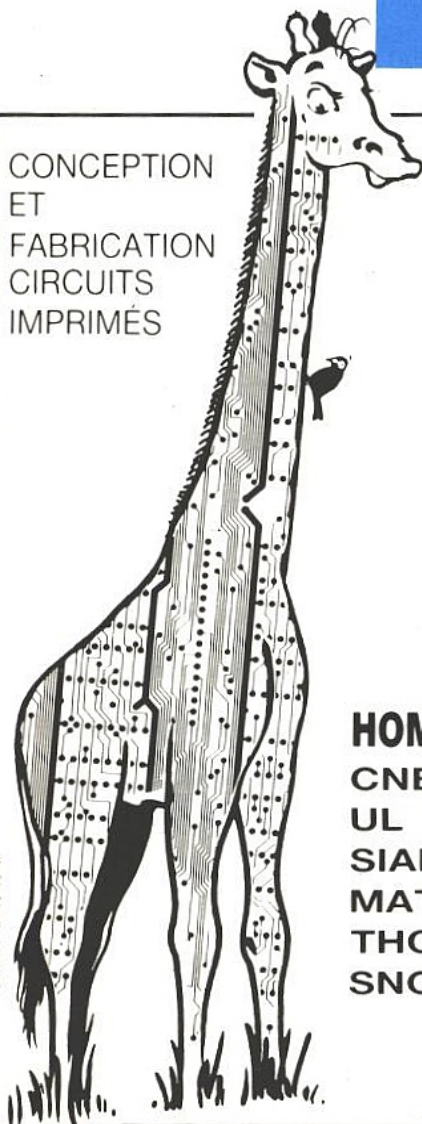
Condensateurs

C₁ et C₆ : 47 pF
C₂ : 100 pF
C₃ : 220 pF
C₄ : 5 pF
C₅ : 27 pF
C₇ et C₈ : 100 µF 25 V
C₉ : 0,22 µF 5 %
C₁₀ C₁₁ : 10 nF 1 %
C₁₂ : 10 µF tantale G.
C₁₃ : 0,1 µF milfeuil*
C₁₄ : 10 nF
C₁₅ à C₂₄ : 0,1 µF MKT (100 V)
Nota : C₁₅ à C₂₄ sont tous identifiés, ne pas les prendre en double !

Circuits intégrés

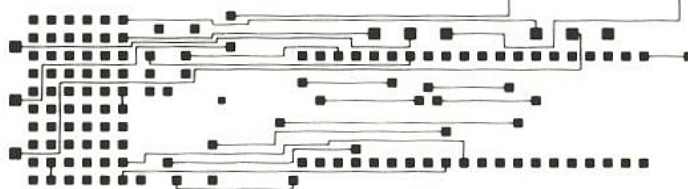
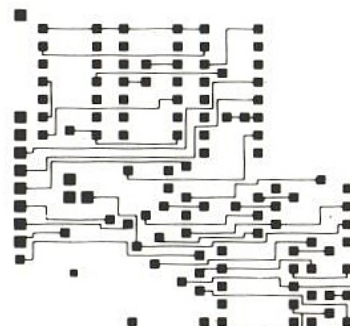
IC₁ : SSM 2015
IC₂ et IC₃ : NE 5532
IC₄ : SSM 2402 (un seul exemplaire)
Nota : R₂₇ et R₂₈, un seul exemplaire.

CONCEPTION
ET
FABRICATION
CIRCUITS
IMPRIMÉS



ELECTRO-CONCEPT

50 personnes
sur
2 000 m² couverts
en 2 usines
à 60 mn de Paris
PROTO Métallisé 6 jours



HOMOLOGATIONS

CNET
UL
SIAR
MATRA
THOMSON
SNCF

Fabrication
industrielle et
professionnelle
de tous circuits
imprimés

simple face,
double face,
classique
et à liaisons
par trous métallisés

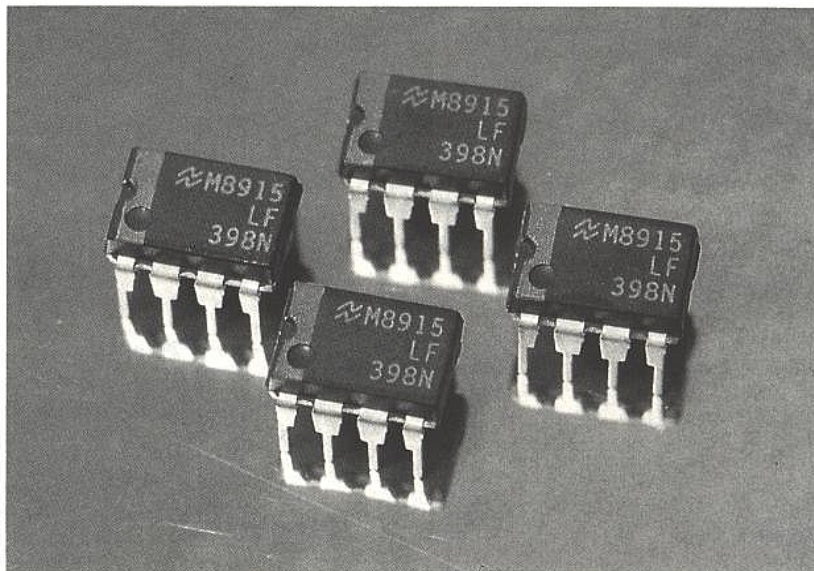
ELECTRO-CONCEPT

25, route d'Orléans - 45380 CHAINGY

Tél. 38 80 64 64 - Fax : 38 80 62 69 - Télex : 782 207

Les échantillonneurs-bloqueurs

Avec la pénétration de plus en plus importante des techniques numériques dans un nombre croissant d'applications, les échantillonneurs-bloqueurs (sample and hold) sont incontestablement des circuits "à la mode". On les rencontre aussi bien à l'intérieur de circuits intégrés spécialisés tels que les convertisseurs analogique-numérique, que bâtis autour d'un simple amplificateur opérationnel.



POURQUOI DES ÉCHANTILLONNEURS-BLOQUEURS ?

Par définition, un signal analogique est une grandeur qui évolue de façon continue, tandis qu'une information numérique se présente sous la forme d'une suite de valeurs discrètes.

Pour numériser un signal analogique, il faut donc pratiquer des mesures ou "échantillonnages" à intervalles réguliers. La précision de l'opération exige toutefois que la valeur mesurée n'évolue pas pendant le temps nécessaire à son acquisition : un "blocage" est donc indispensable.

La **figure 1** illustre ce principe, théoriquement facile à mettre en application à l'aide d'un circuit aussi simple que celui de la **figure 2** : pendant chaque impulsion de commande, l'interrupteur K se ferme, permettant au condensateur C de se charger à la valeur instantanée du signal d'entrée $e(t)$. Pendant les périodes d'ouverture de K, le condensateur "mémoire" cette valeur, ce qui mène à un signal de sortie $s(t)$ en "marches d'escalier" particulièrement bien adapté à une opération de conversion analogique-numérique.

Bien entendu, la tension aux bornes de C n'est pas constante pendant la phase d'échantillonnage, puisqu'elle suit le signal d'entrée.

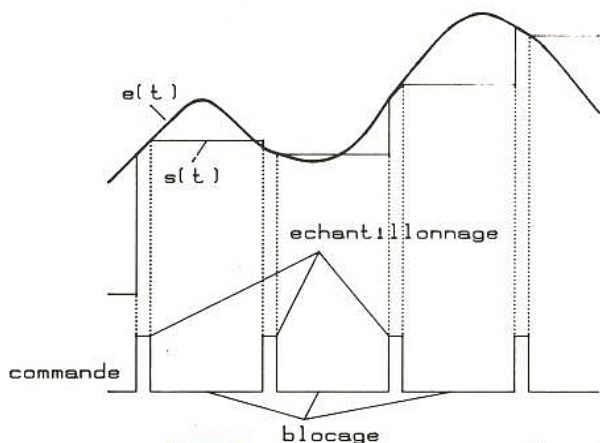


Figure 1

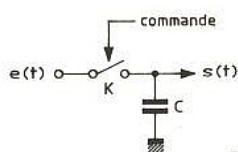


Figure 2

Figure 3

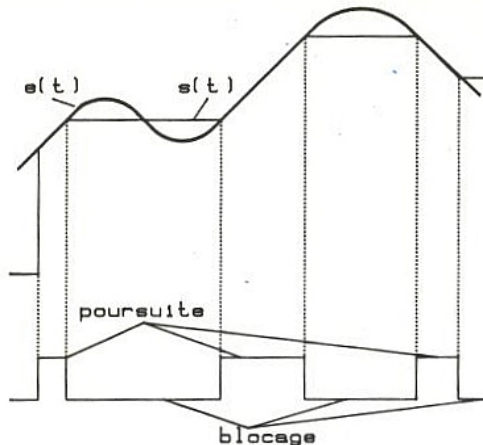


Figure 4

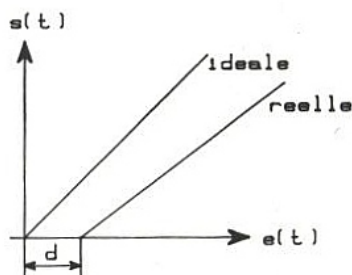


Figure 5

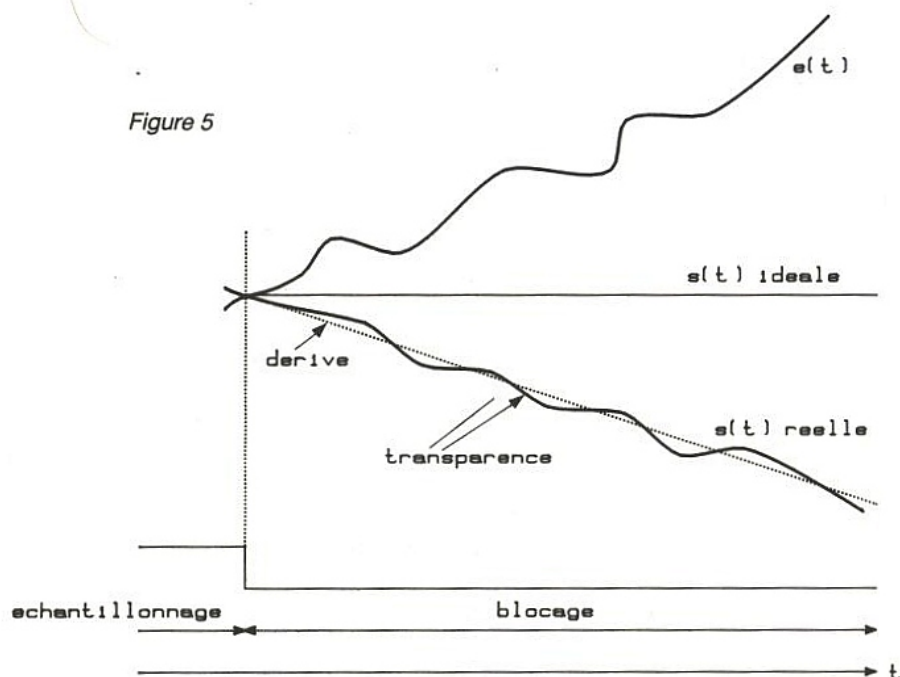
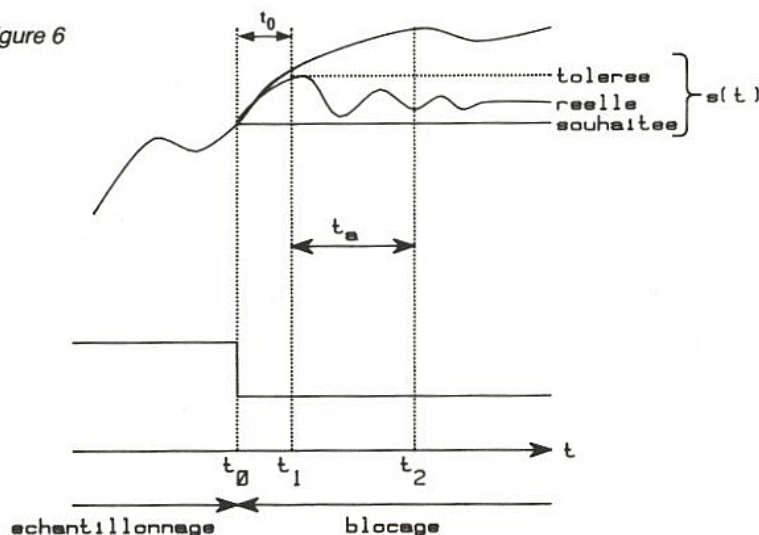


Figure 6



Cependant, cette variation peut être considérée comme d'autant plus négligeable que la durée d'échantillonnage est plus courte.

Si on allonge cette durée d'échantillonnage, on aboutit au cas représenté à la **figure 3**, connu sous le nom de "track and hold" autrement dit "suiveur-bloqueur".

Dans la pratique, le comportement de ce genre de circuit s'écarte plus ou moins de l'idéal que nous venons de définir, notamment à cause des imperfections de l'interrupteur K : en phase d'échantillonnage, le gain en tension peut différer de l'unité, tandis qu'un certain "temps de propagation" est inévitable.

La **figure 4** permet de juger de l'influence de ces deux points sur la courbe de transfert d'un échantillonneur-bloqueur réel par rapport au modèle idéal : la pente de la courbe est différente, et il faut compter avec un décalage d sur l'échelle des temps.

En phase de blocage, la **figure 5** permet de cerner les principaux défauts pouvant affecter le circuit :

- une "dérive" essentiellement imputable aux fuites du condensateur et de ses circuits associés
- une "transparence" provenant d'un inévitable couplage capacitif résiduel entre entrée et sortie, au niveau de l'interrupteur K.

Lors du passage de la phase d'échantillonnage à celle de blocage, l'interrupteur K ne se comporte pas non plus de façon parfaite : il faut compter avec un "temps d'ouverture" non nul, noté t_0 sur la **figure 6**, et pendant lequel la tension de sortie suit toujours plus ou moins fidèlement la tension d'entrée.

Suit un régime oscillatoire assimilable à un rebondissement de contact, pendant lequel la tension de sortie peut se trouver entachée d'erreurs notables. On définit donc un "temps d'acquisition" au terme duquel la tension de sortie est réputée correcte, à une certaine tolérance près.

Inversement, le passage de la phase de blocage à celle d'échantillonnage n'est pas non plus instantané, mais affecté lui aussi d'un "temps d'acquisition".

DES SOLUTIONS PRATIQUES :

La réalisation pratique d'un échantillonneur-bloqueur performant passe par la recherche de deux qualités contradictoires : la précision et la rapidité. La solution suppose la mise en œuvre

d'amplificateurs opérationnels associés à un transistor FET ou MOS servant d'interrupteur, souvent sous la forme de circuits intégrés spécifiques (LF 198, 298, 398 de NS, par exemple).

La **figure 7** montre comment l'utilisation d'un amplificateur suiveur en amont de l'interrupteur permet de charger le condensateur à partir d'une source de tension à faible résistance interne, et donc rapidement.

Un second amplificateur suiveur placé en aval permet pour sa part d'effectuer la mesure de tension aux bornes du condensateur avec un minimum de consommation de courant, surtout si l'amplificateur est d'un type à très haute impédance d'entrée.

Cette disposition simple permet de réaliser des échantillonneurs-bloqueurs rapides, mais pas très précis car les défauts des deux amplificateurs montés en cascade se cumulent.

Le montage de la **figure 8** permet d'éliminer les erreurs de décalage et de mode commun, la sortie suivant l'entrée pendant la phase d'échantillonnage.

Cette amélioration se fait cependant au détriment de la rapidité, du fait que le premier amplificateur se sature pendant la phase de blocage.

Le principe de la **figure 9** permet d'améliorer la rapidité, la fermeture de k_2 pendant le blocage évitant cette saturation. Cette commutation peut être réalisée à l'aide de diodes, conformément au schéma de la **figure 10**.

Le montage de la **figure 11** s'apparente à un intégrateur, et ne diffère guère de celui de la **figure 8** que par la position du condensateur. En fait, les caractéristiques des deux circuits sont similaires, puisque l'on passe facilement de l'un à l'autre par l'intermédiaire de l'"effet Miller". Il est donc là encore souhaitable d'améliorer la rapidité : on y parvient par la disposition de la **figure 12**, destinée une fois de plus à éviter la saturation du premier amplificateur.

Quel que soit le montage adopté, le choix du condensateur revêt une importance particulière : en effet, il n'est pas intégré dans le circuit, mais doit être choisi par l'utilisateur. Ce choix est évidemment une question de valeur (selon la rapidité souhaitée), mais aussi et surtout de type.

Le diélectrique doit bien sûr présenter des pertes aussi faibles que possible, mais doit également être à faible hystérésis. On évitera donc le mylar, pour lui

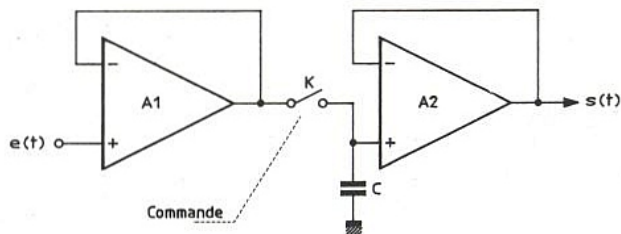


Figure 7

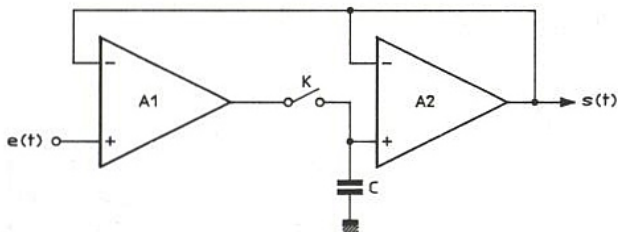


Figure 8

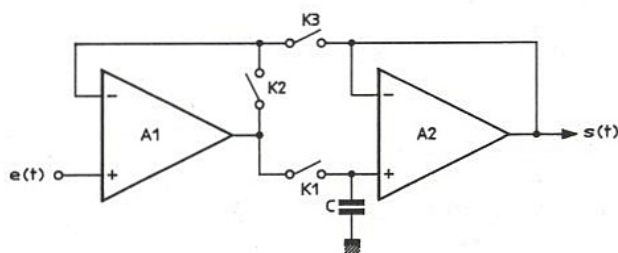


Figure 9

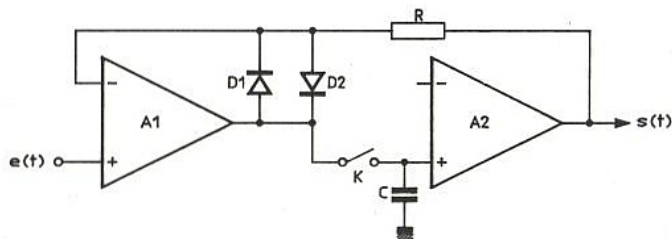


Figure 10

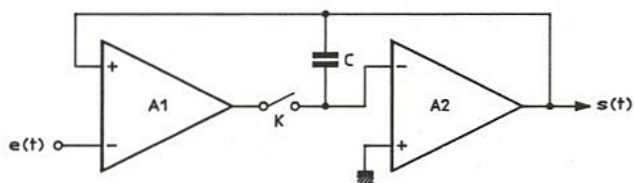


Figure 11

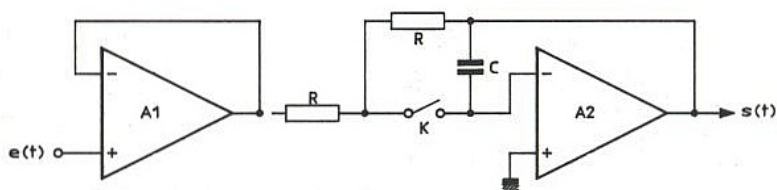


Figure 12

préférer le polystyrène, le polypropylène ou le téflon.

LE LF 398 ET SES APPLICATIONS :

Bien qu'il soit en principe possible de construire un échantillonneur-bloqueur à partir d'amplificateurs opérationnels et d'un transistor MOSFET, il est largement préférable de faire appel à un "standard de l'industrie" optimisé pour cette fonction et présentant donc des caractéristiques connues.

Le LF 398 présente l'avantage d'être parfaitement éprouvé et distribué dans de bonnes conditions.

La **figure 13** reproduit le schéma synoptique interne de ce composant, conforme au principe développé à la **figure 10**. Un comparateur intégré permet de commander l'interrupteur selon diverses variantes.

La **figure 14 a** illustre le cas le plus simple, à savoir la commande par un simple niveau logique positif, tandis que la **figure 14 b** montre comment il est possible de s'accommoder d'un niveau inverse moyennant l'adjonction d'un pont diviseur de tension.

Bien que conçu spécifiquement pour l'usage en échantillonneur-bloqueur, ce circuit intégré se prête à bien d'autres applications, certaines fort originales. C'est ainsi que la **figure 15** montre comment réaliser un commutateur analogique à deux entrées vers une sortie, d'une façon extrêmement simple.

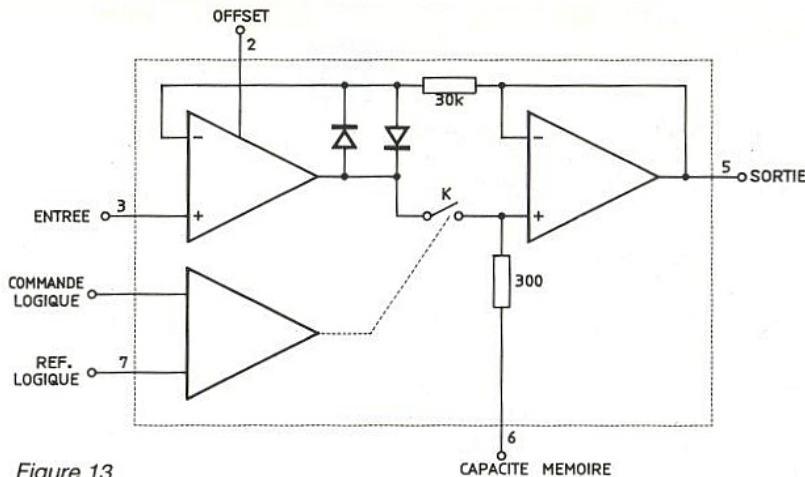


Figure 13

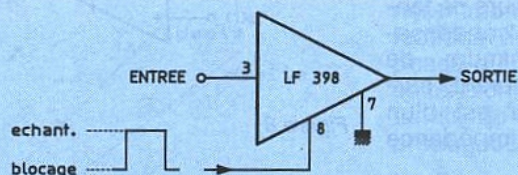


Figure 14 a

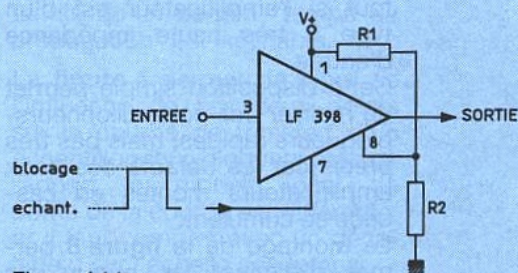


Figure 14 b

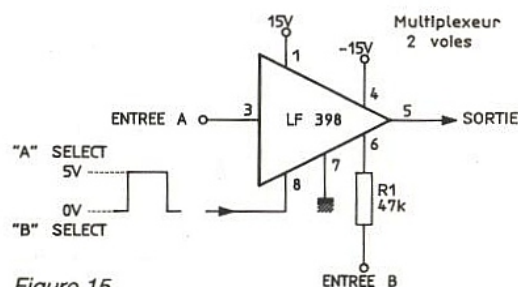


Figure 15

L'exemple de la **figure 16** explique comment construire un générateur de signaux en "marches d'escalier" asservis à une horloge externe, à l'aide de deux LF 398 et de quelques composants périphériques.

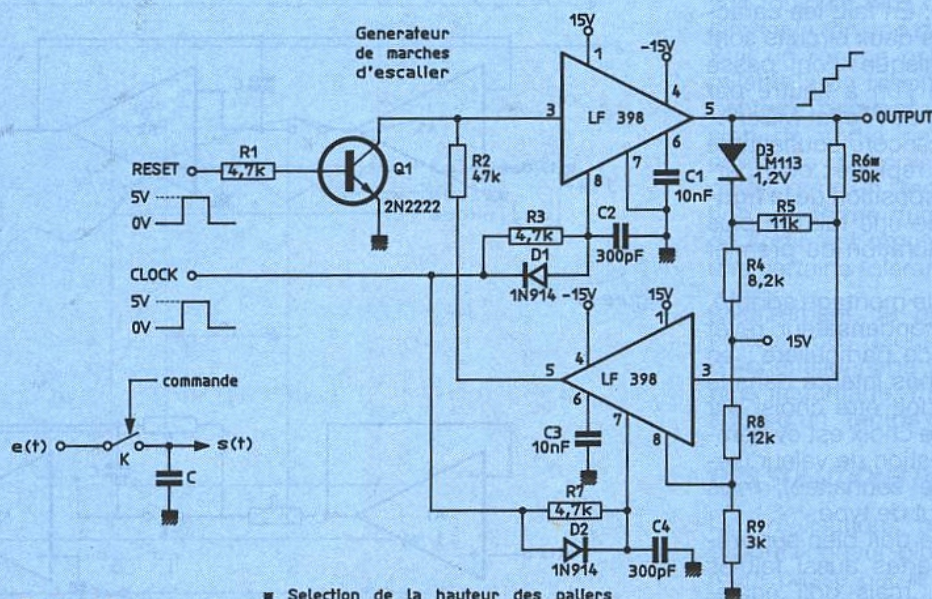


Figure 16

■ Sélection de la hauteur des paliers 50k pour un palier de env. 1V

Le montage de la **figure 17**, enfin, est un corrélateur synchrone permettant d'extraire des signaux noyés dans le bruit, aux fins de visualisation sur oscilloscope. Il utilise un LF 398, circuit de la famille du LF 398, associé à deux temporisateurs LM 122.

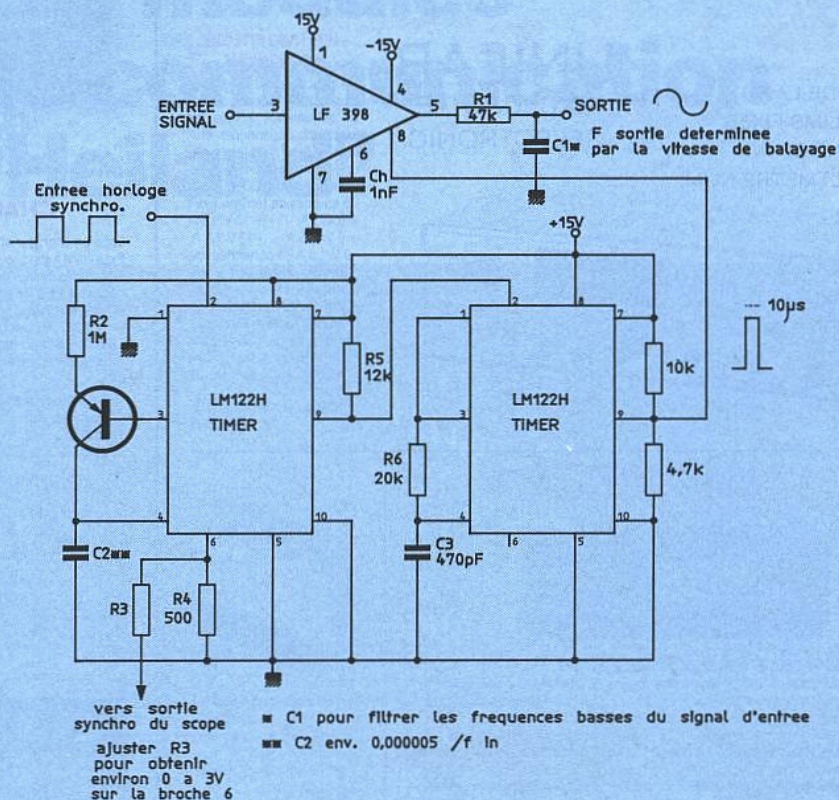


Figure 17

Selectronic

BP 513 - 59022 LILLE - Tél. 20.52.98.52

Pourquoi s'en priver ?

MULTIMETRE MANUDAX M 80

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

Le multimètre M 80 111.9679 549,00 F

A UN PRIX TOUT A FAIT EXCEPTIONNEL

549 F

AVEC SACOCHE



LE LOT DU CONNAISSEUR

Il comprend

1 x MC 68705 P3	1 x Qz 3,2768 MHz	1 x CD 4066	1 x 2N 2907 A
1 x LM 324 N	1 x Qz 4,000 MHz	1 x TEA 5114	2 x Ajustables multi-tours miniatures 500 Ω
1 x CD 4060	1 x 2N 2222 A		

Le lot : 111.0110 165,00 F



OPERATION ACCUMULATEURS TYPE 501 RS (TAILLE PILE R6)

Un accu de qualité professionnelle à un prix "grand public".

- Capacité : 500 mA.h
- Décharge : jusque 3A autorisés

Le blister de 2 accus

111.0705 30,00 F

Les 5 blister (soit 10 accus)

111.0706 135,00 F

Maintenant disponible :

- Carte seule OEM (Sans alim. ni coffret)

Le kit complet

111.9270 875,00 F

SCALP!

INFOS et NOUVEAUTÉS

CIRCUITS SSM :	
- SSM 2015 111.7122	69,00 F
- SSM 2402 111.7277	66,00 F
- SSM 2131 111.7278	36,50 F

NE 5205 : Amplificateur large bande UHF/VHF totalement intégré !

- Bande passante : > 600 MHz
- Gain : 20 dB
- Facteur de bruit : 4,8 dB / 75 Ω

Alimentation : 6V/24 mA

Bolter DIP 8 standard

Le NE 5205 111.6937 55,00 F

CONNECTEUR SPECIAL "CARTE A PUCE" :

La pièce 111.9292 110,00 F

TRANSFO SPECIAL TELEPHONE 1/1 600Ω

Livré avec fiche technique 111.9150

SSI 202 Décodeur DTMF 111.7464 61,00 F

Circuits intégrés :

HA 2425-5	12 bits Sample and Hold	111.6776	129,00 F
HS 574	25 us A/D conv.	111.6778	405,00 F
HI 774	7 us A/D conv.	111.6779	890,00 F
CA 3240 E	Double CA 3140 E	111.6781	16,00 F
TSC 8703	3 state A/D conv.	111.6784	338,00 F
et toujours : MC 68705 P3	la pièce	111.4000	95,00 F
	le lot de 10	111.7415	860,00 F

OPTO :

Dispositifs complémentaires pour télécommande par infra-rouges

- Emetteur BPW 50 111.6782 12,00 F

- Récepteur CQY 89 A2 111.6785 3,50 F

DIODE LASER COLLIMATEE A LUMIERE ROUGE VISIBLE

La diode laser collimatée à émission rouge visible CQL 90 remplace avantageusement les tubes He-Ne

- Puissance d'émission : 1,5 mW / 675 nm

- Alimentation : 2,5 V / 75 mA pour 1mW

- Dimensions : diam. 11 x 27 mm

- Fournie avec documentation complète

La diode LASER CQL 90 111.7080 1999,00 F

Circuit de contrôle pour CQL 90 permettant d'utiliser la diode LASER en continu (alimentation par pile 9 V)

Le kit complet avec boîtier HEILAND et circuit imprimé :

111.9365 85,00 F

NOUVEAUX KITS (ELEKTOR 144)

- ALIMENTATION DE PUISSANCE AJUSTABLE

- Tension de sortie ajustable de 4 à 20 V

- Courant de sortie jusqu'à 10 A

Le kit complet (avec galvas) 111.9380 1330,00 F

(Coffret conseillé : ESM ET 27/21)

- INTERFACE DE PUISSANCE POUR

CARTE Z80 "EUROPE"

- 7 sorties de puissance

- 16 canaux multiplexés

- Convertisseur A/D 8 bits etc...

Le kit complet 111.9385 715,00 F

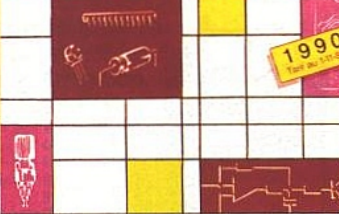
TARIF AU 01/04/90

TOUT LE RESTE VOUS ATTEND DANS LE NOUVEAU CATALOGUE

Selectronic

composants et matériels électroniques professionnels

CATALOGUE GENERAL



BP 513 - 59022 LILLE cedex

20.52.98.52

Expédition FRANCO contre 22 F en timbres poste

CONDITIONS GENERALES DE VENTE

- Règlement à la commande : Commande inférieure à 700 F : ajouter 28,00 F forfaitaire pour les frais de port et d'emballage.
 - Commande supérieure à 700 F : port et emballage gratuits.
 - Règlement en contre-remboursement : joindre environ 20% d'acompte à la commande. Frais en sus selon taxes en vigueur.
 - Collis hors normes PTT : expédition en port dû par messageries.
- Les prix indiqués sont TTC.

Pour faciliter le traitement de vos commandes, veuillez mentionner la REFERENCE COMPLETE des articles commandés.



Les modules de communication "Heiland"

Spécialiste du "contenant" avec ses fameux boîtiers, le fabricant allemand HEILAND s'attaque maintenant en quelque sorte au "contenu" en proposant toute une gamme de petits modules capables de résoudre de multiples problèmes de communication. Adaptés aussi bien aux besoins industriels qu'aux applications domotiques, ces composants originaux apportent des solutions simples et fiables en matière de télécommande et de télésurveillance à courte ou moyenne distance sur lignes filaires. Réalisés à l'aide des technologies CMS et CMOS, ces modules comparables à de gros circuits intégrés consomment peu et restent d'un encombrement modeste, facilitant si nécessaire leur incorporation à des systèmes existants.

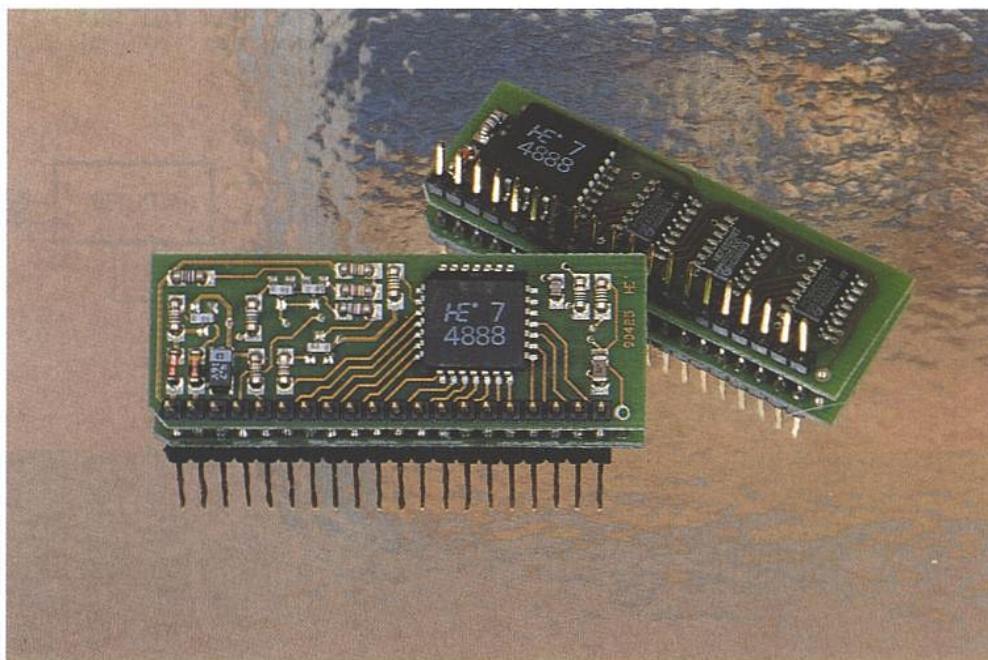


Figure 1 EMET

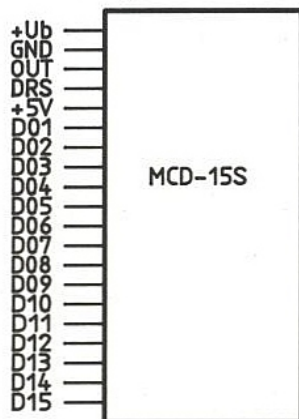
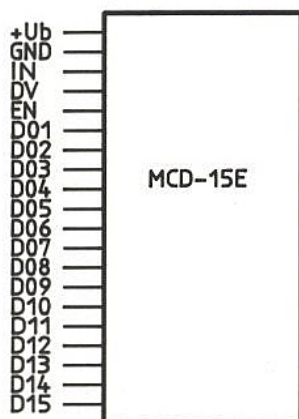


Figure 2 RECEPT



CHOIX D'UN SUPPORT DE COMMUNICATION :

Bien qu'il existe des techniques "sans fil" (radio, infrarouges, etc.) ou faisant appel à des câblages existants (installation électrique), on choisit souvent d'affecter des câbles distincts aux fonctions de télécommande et de télésurveillance de quelque importance. On s'efforce cependant de limiter au strict minimum le nombre de conducteurs nécessaires à la mise en œuvre de tels "réseaux locaux". La "paire" téléphonique constituée de deux fils de 4 à 8/10 est souvent considérée comme l'unité de référence en la matière. Bien qu'on en réunisse couramment jusqu'à quatre dans des câbles de très petit diamètre, une seule paire peut déjà suffire à véhiculer des informations très "riches" en toute sécurité, grâce à des codages numériques ou même analogiques. C'est très exactement sur ce "créneau" que se positionnent les modules HEILAND, qui permettent d'exploiter à fond les possibilités de câbles peu coûteux et faciles à poser de façon discrète. Pour concilier forte capacité de transmission et fiabilité, des cir-

cuits relativement complexes sont toutefois nécessaires.

Les modules HEILAND de la série "MCD" ont été développés dans un but de simplification : guère plus coûteux que les composants CMS qu'ils contiennent, ils sont très faciles à incorporer à des appareils existants : centrales d'alarme, détecteurs, commandes de chauffage ou d'éclairage, appareils ménagers ou industriels, etc.

Ils sont importés et distribués en France par SELECTRONIC.

Les modules "unidirectionnels" :

Les composants de base du système HEILAND sont les deux modules de transmission MCD-15S (émetteur) et MCD-15E (récepteur). De dimensions approximatives 55 x 20 x 10 mm, ils sont munis d'une rangée de 20 broches au pas de 2,54 mm pour montage sur circuit imprimé. On peut donc les considérer tout simplement comme de gros circuits intégrés ! La figure 1 reproduit le brochage du module émetteur, et la figure 2 celui du module récepteur. Chacun de ces modules possède quinze lignes de "données" : quinze entrées pour

l'émetteur et quinze sorties pour le récepteur. Une fois la liaison filaire établie, tout niveau logique appliqué à une ou plusieurs entrées de l'émetteur est reproduit sur les sorties correspondantes du ou des récepteurs dans les quelques centièmes de seconde qui suivent.

Il est donc possible, sur une même ligne pilotée par un émetteur "central", de connecter aussi bien un récepteur pouvant agir localement sur quinze dispositifs indépendants, que quinze récepteurs dispersés commandant chacun un dispositif unique, toute combinaison intermédiaire étant évidemment envisageable ! En fait, tout se passe pratiquement comme si un câble à seize conducteurs était disponible : quinze fil de commande et un fil de masse. Avec les modules MCD-15, cependant, trois ou même deux fils suffisent, dont la longueur peut dépasser trois kilomètres...

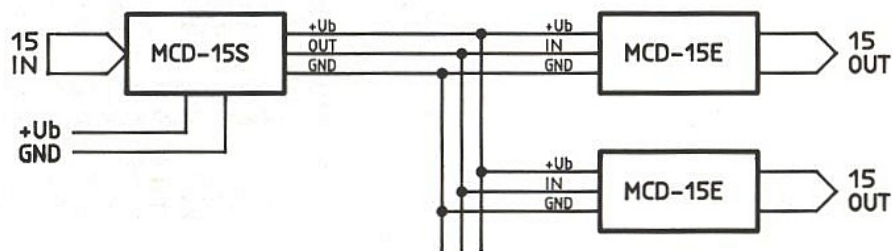


Figure 3

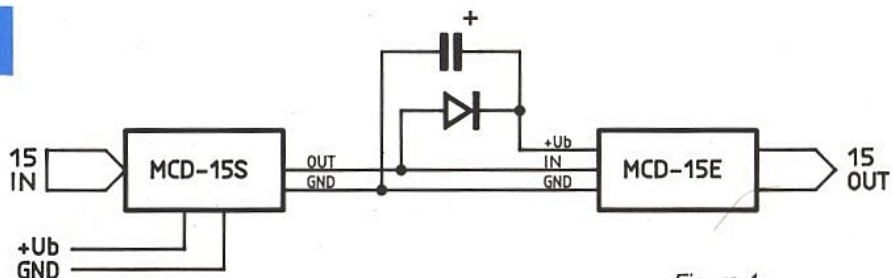


Figure 4

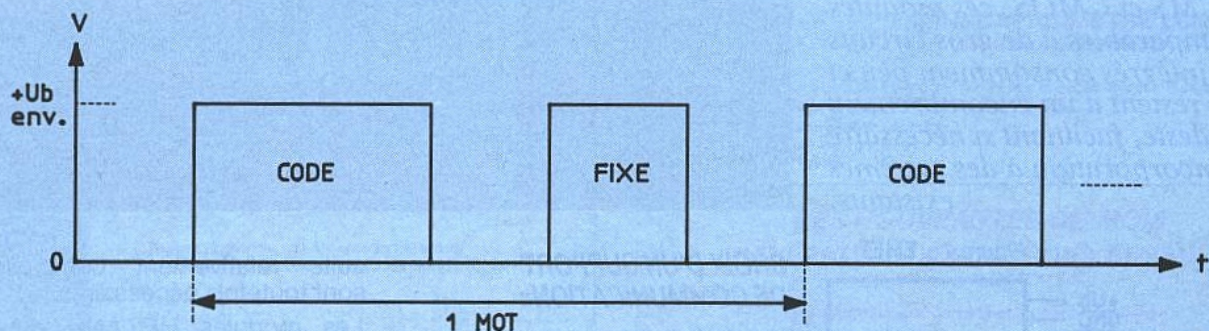


Figure 5

Émetteur comme récepteur sont prévus pour être alimentés en 8 à 16 V (typiquement 12), avec une consommation de l'ordre de 3 mA.

Les données à l'entrée et à la sortie sont par contre aux niveaux TTL, c'est-à-dire 0 et + 5 V. Côté émetteur, toutes les entrées sont munies de résistances de rappel à la masse, ce qui fait qu'elles peuvent être pilotées par de simples contacts reliés à la sortie auxiliaire de + 5 V disponible à cet effet.

L'interconnexion entre émetteur et récepteur(s) est extrêmement simple : il suffit de relier la sortie de l'émetteur (OUT) à l'entrée (IN) de chaque récepteur, la masse étant bien évidemment commune.

Si l'alimentation 12 V doit aussi être commune (alimentation centrale), on aboutit au montage "3 fils" de la figure 3. Il est cependant possible de téléalimenter les récepteurs à partir de l'émetteur en utilisant le montage "2 fils" de la figure 4. Rien n'empê-

che enfin d'envisager une alimentation locale pour tout ou partie des récepteurs.

Les sorties des récepteurs peuvent débiter de 5 à 10 mA, ce courant étant prélevé, en cas de téléalimentation, sur la sortie de l'émetteur capable de délivrer jusqu'à 60 mA.

Ce fonctionnement est rendu possible par un "protocole" de communication parfaitement "transparent" pour l'utilisation mais assez élaboré, dont la figure 5 donne un aperçu : un train d'impulsions est émis en permanence, avec une amplitude pratiquement égale à la tension d'alimentation générale.

Ce train est composé de "mots" répétés à raison de cinquante par seconde. Chaque mot contient deux groupes d'impulsions : l'un fixe, et l'autre reflétant l'état de toutes les entrées de l'émetteur.

Le procédé de codage est celui dit "MANCHESTER" à horloge incorporée, particulièrement

réputé pour sa fiabilité.

Quelques broches supplémentaires permettent de profiter de fonctions particulières de ces modules :

La broche EN du récepteur peut être connectée à un + 5 V pour que la dernière combinaison d'états reçue soit conservée jusqu'à l'arrivée d'un contrordre. Un niveau bas se traduit par l'effacement des données reçues dès que la commande cesse au niveau de l'émetteur.

La broche DV fournit un niveau haut à chaque fois qu'un mot valide est reçu, soit en principe cinquante fois par seconde.

Sur l'émetteur, par contre, la broche DRS délivre un niveau bas pendant la transmission de chaque mot.

Les modules "bidirectionnels" :

Dans bien des cas, il est souhaitable que l'exécution d'un ordre soit confirmée par le retour d'un signal d'accusé de réception. Par ailleurs, certains ordres ne doi-

vent être transmis que suite à la détection d'un événement particulier. Un dialogue bidirectionnel est donc souvent nécessaire.

On peut évidemment songer à exploiter en sens inverse deux lignes équipées chacune de modules pour transmission unidirectionnelle, mais on atteindrait très vite les limites d'une telle configuration : en effet, un module émetteur peut commander plusieurs modules récepteurs mais il n'est pas possible que plusieurs émetteurs communiquent avec un seul récepteur "central". Le principal obstacle tient au fait que les émetteurs transmettent en permanence et ne peuvent donc pas partager leur ligne sans "conflits de bus" inextricables.

Pour établir un véritable réseau "conversationnel", il faut faire appel aux modules de la série MCD-88 : le module "maître" MCD-88Z et le module "esclave" MCD-88, dans une configuration inspirée de la **figure 6**.

Comme son nom l'indique, c'est le module "maître" qui gère la totalité des échanges : il n'émet pas en permanence, mais seulement lorsqu'il en reçoit l'ordre de l'extérieur. Un message est alors transmis, qui contient 8 bits de données et 7 bits d'adresse. L'adresse identifie le module esclave auquel le message est destiné, parmi un maximum de 128 possibles. Seul ce module recopiera les 8 bits de données sur ses sorties.

En retour, le module esclave transmettra un message contenant les états de ses huit lignes d'entrée, que le module "maître" recopiera alors sur ses 8 lignes de sortie. Simultanément, l'adresse de l'esclave est recopiée sur 7 autres lignes de sortie du maître.

Dans la pratique, si les modules "esclaves" peuvent assez facilement être incorporés à des équipements existants (éléments de systèmes d'alarme, machines industrielles, etc.), le module "maître" doit presque obligatoirement être placé sous le contrôle d'une "unité centrale" en logique câblée ou à microprocesseur.

Une variante du module "maître" est d'ailleurs proposée (MCD-88PC), sous la forme d'une carte demi-taille destinée à s'insérer dans un compatible IBM-PC, un logiciel approprié permettant si nécessaire une gestion extrêmement "intelligente" de tout le système à partir d'un poste central.

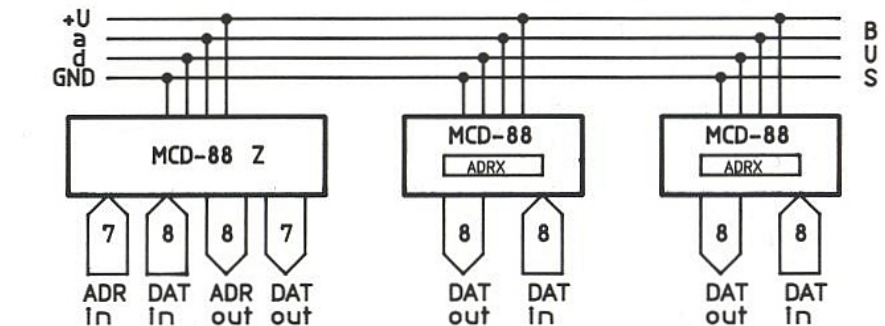
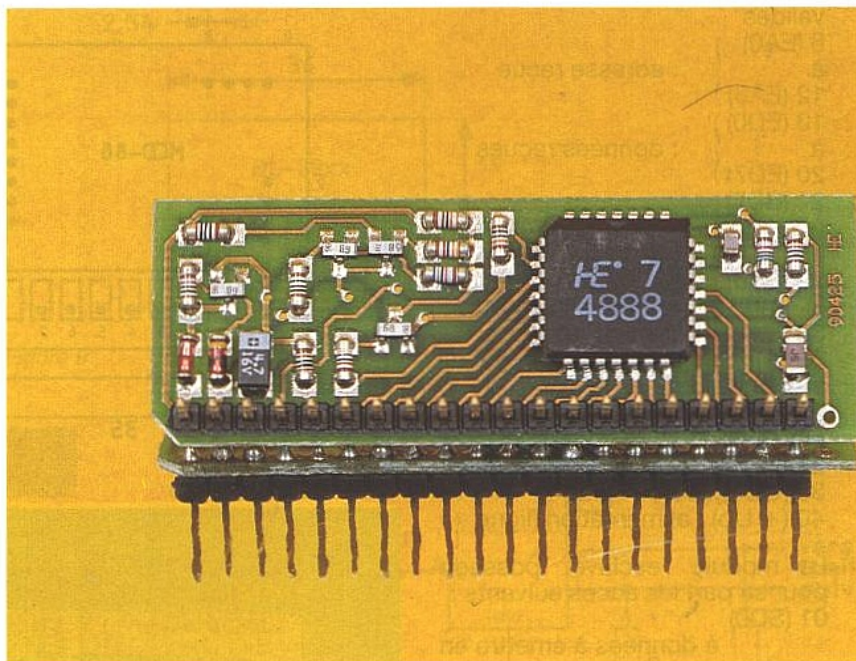


Figure 6



La carte MCD-88PC permet en effet de gérer très facilement la totalité des échanges bidirectionnels de données d'une application même complexe, à partir d'un compatible PC, XT, ou AT. Cette carte contient un module maître MCD-88Z, les mini-interrupteurs nécessaires au choix des adresses d'entrée-sortie et des interruptions, et un connecteur femelle à 25 broches pour les lignes du bus.

L'alimentation du bus et du module maître de la carte peut être fournie par le PC (12 V protégé par un fusible prévu sur la carte), ou par une alimentation externe (sans fusible).

Le module maître transmet sur le bus série (A) les bits d'adresse produits par le logiciel, suivis des bits de données correspondants. Seul le module esclave dont l'adresse concorde prend en compte ces données, qui remplacent alors sur ses sorties celles précédemment reçues.

Dès la fin de ce processus de réception, le module esclave répond en transmettant au module maître de la carte PC, par le bus (D), les bits de données présents sur ses entrées, ainsi que son adresse.

Le logiciel peut alors traiter ces données, en utilisant même l'adresse du module qui a répondu dans le cadre d'une procédure de détection d'erreurs !

La **figure 7** fournit les cotes et le brochage du module "maître", et la **figure 8** ceux du module "esclave". Ce dernier incorpore une barrette de 8 mini-interrupteurs servant à lui assigner une adresse : il n'y a donc pas lieu de câbler cet accessoire extérieurement, opération nécessaire avec le module "maître" qui dispose des broches d'accès suivantes :

- 1 (GND) : masse ou 0 V (ligne -)
- 2 (SD0) : sortie série des données pour extension éventuelle
- 3 (DC) : horloge de la sortie série
- 4 (EN) : + 5 V pour commande des entrées, validation registre
- 5 (DV) : indication de données valides
- 6 (EA0) } : adresse reçue
- 12 (EA6) }
- 13 (ED0) } : données reçues
- 20 (ED7) }
- 21 (SD7) } : données à émettre
- 28 (SD0) }
- 29 (SA6) } : adresse à émettre
- 35 (SA0) }
- 36 (DRS) : indication de fin de transmission
- 37 (SDI) : déclenchement émission
- 38 (IN) : entrée ligne
- 39 (OUT) : sortie ligne
- 40 (+ Ub) : alimentation (ligne +)

Le module "esclave" possède pour sa part les accès suivants :

- 01 (SD0) : données à émettre en retour
- 08 (SD7)
- 09 (USD) : tension auxiliaire pour les entrées SDn
- 10 (+ Ub) : alimentation (ligne +)
- 11 (GND) : masse ou 0 V (ligne -)
- 12 (IN) : entrée ligne
- 13 (OUT) : sortie ligne
- 14 (ED7) : données reçues

Les lignes d'entrée sont équipées de résistances de tirage à la masse et peuvent ainsi être reliées à la tension auxiliaire lorsqu'un niveau haut doit leur être appliqué. Les lignes de sortie, pour leur part, peuvent fournir au moins 1 mA sous 5 V.

Beaucoup de caractéristiques sont communes avec celles des modules pour transmission unidirectionnelles : alimentation sous 12 V (8 à 16), consommation de 4 mA (maître) ou de 2 mA (esclave), portée de 3 km sur câble téléphonique 2 paires de 0,6 mm.

Des portées supérieures peuvent d'ailleurs être obtenues en bouclant les lignes de données, à

leur extrémité distante, sur des résistances de 10 k Ω rejoignant la masse.

Le module de supervision de boucle

Dans bien des cas, on utilise des lignes bifilaires pour raccorder des capteurs de toutes sortes à une centrale de supervision : systèmes d'alarme ou de protection incendie, par exemple.

Les modules HEILAND de la série DL-22 constituent une nette amélioration par rapport au système "tout ou rien" classique, en ce sens qu'ils surveillent en permanence la résistance ohmique de la boucle, c'est-à-dire en général d'une résistance placée en bout de ligne.

Il ne s'agit donc plus ici de transmission numérique, mais purement analogique : la capacité de transmission est bien moindre, mais le prix est en rapport !

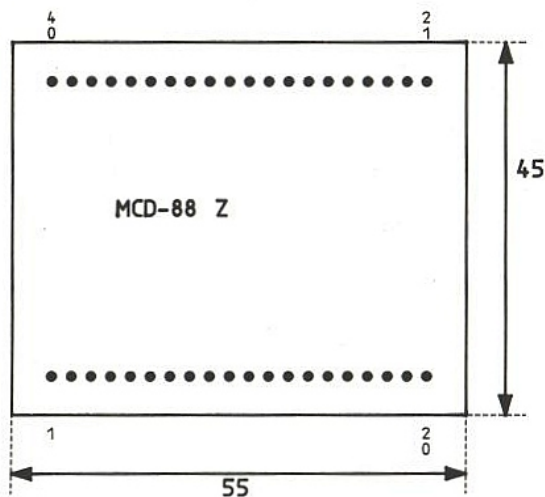


Figure 7

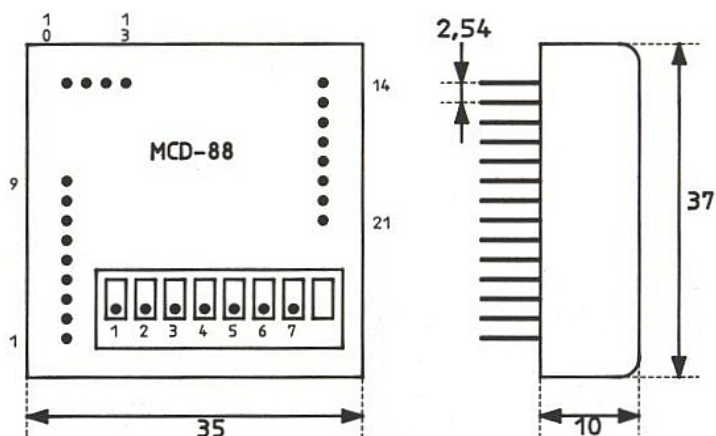
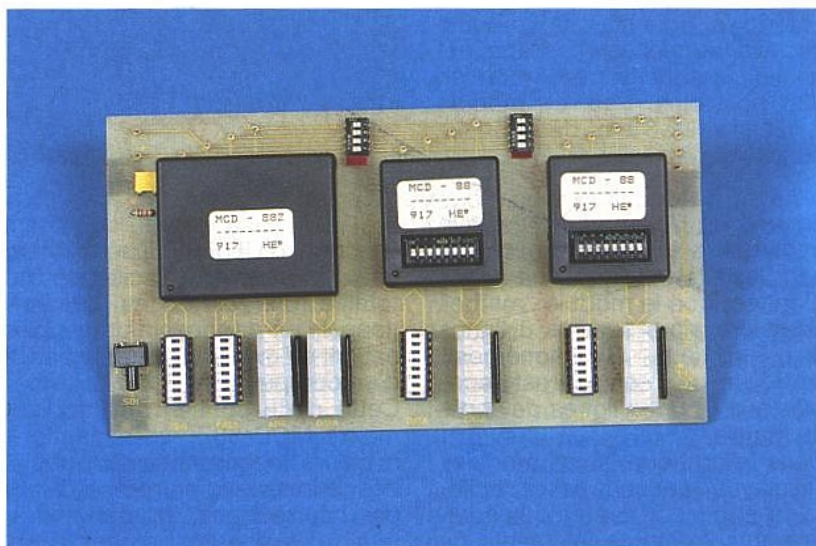


Figure 8



Chaque module DL-22xx, exécuté en technologie CMOS, contient deux circuits de supervision de boucle indépendants, possédant chacun une entrée (E₁ et E₂), une sortie instantanée (A₁ et A₂), et une sortie temporisée (A_{1v} et A_{2v}), disposées avec les connexions d'alimentation (U_b et 0 V) selon le brochage indiqué à la figure 9.

Les entrées comme les sorties sont référencées à la masse (0 V). Chaque ligne à surveiller se branche donc entre l'une des entrées et la masse. Elle peut accueillir un ou plusieurs capteurs à résistance variable en série et/ou en parallèle, ou tout simplement des contacts associés à une résistance de bouclage. La figure 10 donne un exemple d'une telle installation réunissant deux contacts et une résistance. L'un des avantages déterminants du système est que l'alerte est donnée en cas d'actionnement de l'un ou l'autre des contacts, mais aussi en cas de rupture ou de court-circuit de la ligne. Une installation d'alarme munie de ces modules est donc très bien protégée contre les tentatives de sabotage.

Lorsque la résistance de la boucle s'écarte de la fourchette spécifiée pendant plus de 150 ms, dans un sens ou dans l'autre, les sorties du circuit de supervision concerné passent du niveau bas au niveau haut (U_b). Les sorties instantanées reviennent à zéro dès que la situation normale se trouve rétablie, tandis que les sorties temporisées restent au niveau haut pendant approximativement 1,5 s.

Toutes les sorties peuvent piloter directement une diode LED en série avec une résistance de 2,2 k Ω , ou un transistor capable de commander un courant plus important.

Les modules DL-22 existent en plusieurs versions, dont les caractéristiques communes sont les suivantes :

- tension d'alimentation : 12 V (10,5 à 13,5)
- consommation : 2,5 mA (avec 2 $\times$ 10 k Ω)
- tension en ligne : 7,7 V (6,7 à 8,7)

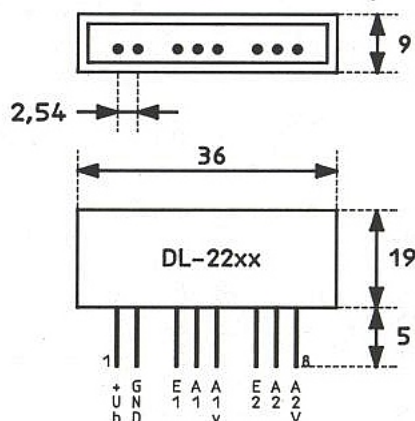
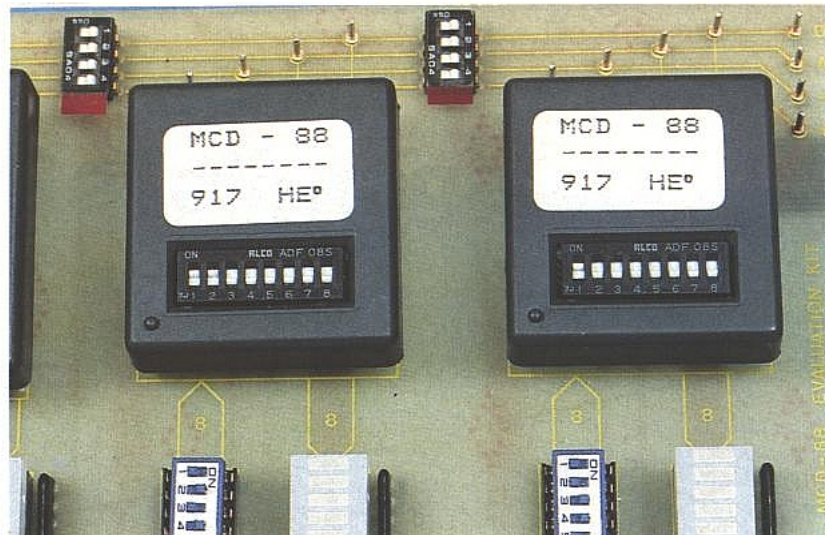


Figure 9

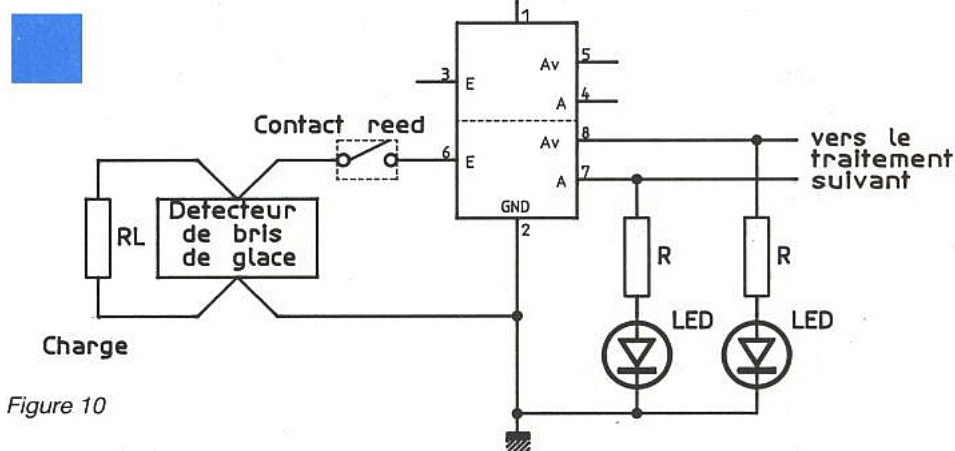


Figure 10

- seuil supérieur : 8,6 V (7,5 à 9,7)
- seuil inférieur : 6,2 V (5,4 à 7,0)
- courant de sortie : 4,4 mA
- temps de réponse : 150 ms (130 à 180)
- temporisation A₁ et A₂ : 10 ms (5 à 15)
- temporisation A_{1v} et A_{2v} : 1,5 s (1,2 à 2,0)

Les exécutions disponibles se définissent comme suit :

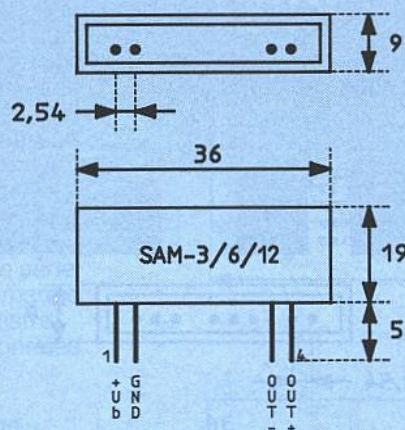
TYPE	R boucle	fourchette	A ₁ et A ₂	A _{1v} et A _{2v}
DL-22 A	10 k Ω	$\pm$ 40 %	oui	oui
DL-22 B	10 k Ω	$\pm$ 40 %	oui	non
DL-22 C	1 k Ω	$\pm$ 40 %	oui	non
DL-22 D	10 k Ω	$\pm$ 10 %	oui	oui
DL-22 E	10 k Ω	$\pm$ 20 %	oui	oui

Les modules "pense-bête"

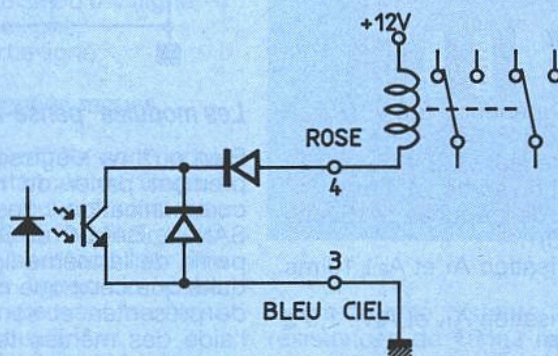
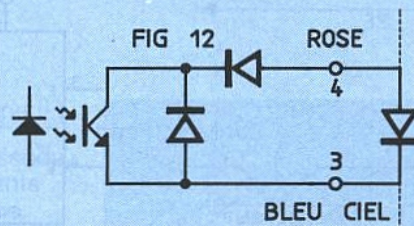
Bien qu'il ne s'agisse pas à proprement parler de modules de communication, les modules SAM-3, SAM-6 et SAM-12 font partie de la même ligne de produits que ceux que nous venons de présenter, et sont réalisés à l'aide des mêmes technologies.

Spécifiquement conçus pour déclencher un signal au bout de 3, 6, ou 12 mois d'alimentation, ils avertissent ainsi l'opérateur qu'une opération (en général de maintenance) est devenue nécessaire. Leur incorporation dans des appareils existants a été rendue aussi simple que possible.

Réalisés en technologie CMOS,



No	Nom	Couleur
1	+Ub	ROUGE
2	GND	BLEU
3	OUT-	BLEU CIEL
4	OUT+	ROSE



ils affichent les caractéristiques suivantes :

- tension d'alimentation : 12 V (5 à 18)
- consommation : 1,5 à 2 mA
- sortie optocouplée 30 V, 50 mA
- dimensions 36 × 19 × 9 mm
- horloge à quartz interne

La **figure 11** indique le brochage de ces modules, qui peuvent être livrés équipés de picots pour circuit imprimé ou de fils souples de 250 mm.

Les deux fils d'alimentation (rouge et bleu) sont à relier à l'alimentation basse tension (permanente) de l'appareil, tandis que les deux fils de sortie (optocouplés) sont prévus pour venir court-circuiter un voyant "marche" existant, qui se mettra à clignoter au bout de la période pour laquelle le module est pré-réglé.

Attention, toute coupure d'alimentation remet le cycle à zéro ! Dans le cas d'un voyant à LED (limité en courant), on utilisera le branchement de la **figure 12**, tandis qu'une résistance devra être prévue dans le cas de voyants équipés d'une ampoule à incandescence. Une autre application possible, illustrée par la **figure 13**, est la commande directe d'un relais.

APPLICATIONS :

Cette gamme de modules au champ d'applications très vaste constitue une réelle innovation par rapport aux classiques circuits intégrés codeurs-décodeurs, qui exigent des circuits périphériques pas toujours simples pour rendre des services comparables.

Ces composants de haute qualité peuvent aider à résoudre de façon simple, économique, et fiable un grand nombre de problèmes dans des domaines aussi divers que les installations d'alarme, la surveillance hospitalière, les contrôles d'accès, les studios de prise de son, les installations de sécurité incendie, les systèmes de gestion de l'énergie ou de l'éclairage, les installations hôtelières etc.

Tout dépend en fait de ce que l'on voudra bien connecter aux entrées des émetteurs et aux sorties des récepteurs !

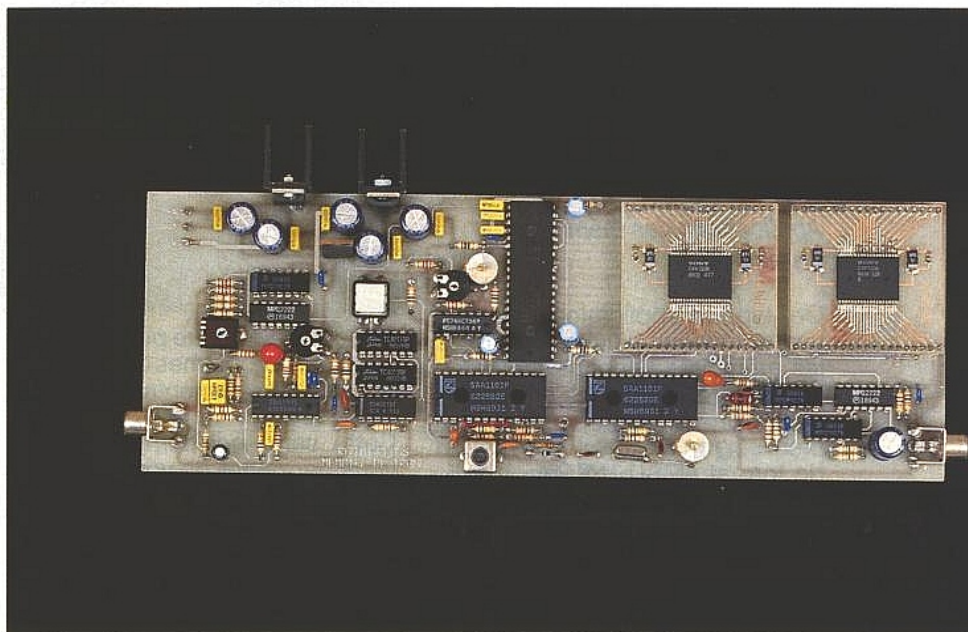
Patrick GUEULLE



Gel d'image

Dans ce numéro nous aborderons un sujet qui nous tient particulièrement à cœur, la numérisation et mémorisation d'une trame au format TV : 625 lignes de 64 μ s réparties sur deux trames entrelacées.

Il y a fort longtemps que nous avions l'intention de vous proposer une application autour d'une mémoire de trame et ce projet fut régulièrement différé.



En effet, nous tenions à vous proposer une réalisation performante sans en sacrifier le coût. Les convertisseurs flash 8 bits faible coût furent les premiers composants utilisables pour ce type d'application.

Certains d'entre vous ont certainement en mémoire le système d'incrustation d'image dans l'image faisant appel à un convertisseur ITT UVC 3000.

Aujourd'hui presque tous les fabricants de semiconducteurs peuvent proposer un convertisseur AD flash et son indispensable complément le convertisseur DA fonctionnant à la même vitesse. La fonction conversion Analog-Digital et Digital-Analog peut être par son coût employée dans une application TV grand public.

Dans le cas du circuit ITT UVC 3130 que nous utiliserons dans ce numéro, les deux convertisseurs AD et DA sont regroupés dans le même boîtier DIL 40 broches et son coût reste très raisonnable.

Un tel composant, comme le montrent le schéma synoptique de la **figure 1** ouvre la porte à de nombreuses applications simples.

Le traitement numérique s'effectue entre le convertisseur A-D et le convertisseur D-A. Dans le cas le plus simple — absence de rétroaction — les échantillons sont traités les uns à la suite des autres et transmis immédiatement au convertisseur D-A. Ceci limite considérablement le champ d'application.

On ne peut envisager que des opérations simples telles que l'inversion du sens de la vidéo ou un mélange et permutation des couleurs si les signaux à traiter sont les signaux R, V, B.

On peut éventuellement classer ce type d'application dans les systèmes de trucs élémentaires. Dans le sous-ensemble noté traitement, au schéma de la **figure 1**, les informations d'entrées subissent des opérations logiques élémentaires.

Pour des effets plus spectaculaires on a obligatoirement recours à des mémoires rapides, nous verrons dans un prochain paragraphe que le stockage de l'image requiert une capacité mémoire importante.

Pour des problèmes économiques sur lesquels nous ne nous apesentirons pas, le marché des mémoires RAM a été fortement perturbé ; augmenter la mémoire vive d'un PC était un véritable défi lancé au bon sens, les prix inversement proportionnels à la disponibilité.

Aujourd'hui la vague est passée et l'on peut considérer que le marché est redevenu normal. Tous les types, toutes les organi-

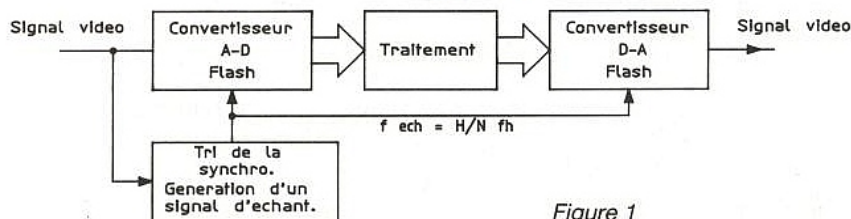


Figure 1

sations internes sont disponibles à des prix raisonnables. En outre de nouveaux types de mémoire, destinés à des applications très spécifiques comme la vidéo, ont fait leur apparition. Nous utiliserons une mémoire particulière: le modèle CXK 1206M Sony, mémoire vidéo 1M bits trois ports sur laquelle nous reviendrons en détail.

Applications des mémoires en vidéo

Ce type d'application est très vaste, depuis plusieurs années les mémoires tiennent une place importante dans les matériels vidéo professionnels: trucages bien sûr, mais aussi conversion de format NTSC-PAL par exemple ou TBC: Time Base Corrector.

Avant l'apparition de mémoires haute densité et faible coût, il était impensable d'incorporer de telles fonctions dans un équipement grand public. Aujourd'hui la voie est ouverte vers une multitude d'applications.

La première qui vient à l'esprit est bien entendu l'arrêt sur image, mais ce n'est pas la seule, on peut très facilement envisager des réducteurs de bruit et des systèmes dits à double balayage. Par double balayage on entend balayage unique mais deux fois plus rapide, et ce système élimine le papillotement dû au balayage à 50 Hz qui dans le cas du double balayage passe à 100 Hz.

Ceci n'est qu'un infime aperçu des nouvelles possibilités offertes, et dans ce domaine du traitement d'image, les applications sont légion.

Il est certain que, dans un avenir proche, ces composantes tiendront une place très importante et seront la clé de voute des systèmes TVHD — Télévision Haute Définition —.

Il nous a donc semblé particulièrement intéressant de proposer aux lecteurs d'Electronique Radio-Plans un système d'arrêt sur image mettant en œuvre ces fameuses mémoires.

Le système d'arrêt sur image que nous vous proposons est volontairement très fermé. C'est-à-dire que cet appareil ne peut servir qu'à cela, il n'est pas possible d'intervenir sur le contenu de la mémoire et après de savants calculs, modifier, reconnaître... etc. une forme, une couleur.

Par contre, cet appareil a été conçu de manière à ce que sa

réalisation pratique pose un minimum de problèmes: carte unique, entrées alimentation, entrée vidéo et sortie vidéo.

Cette carte gel d'image devrait vous permettre de vous familiariser avec ces mémoires très particulières et, que les plus ambitieux se rassurent, ils disposeront sous peu d'une application de plus grande envergure.

Que faire d'un gel d'image? Citons, pour mémoire, la recherche des images subliminales si tant est qu'elles existent et qu'elles aient un réel effet. A n'utiliser qu'à dose homéopathique!

L'application probablement la plus intéressante est la photographie d'écran. Vous disposez d'un caméscope et du film de vos vacances inoubliables à Palavas les flots. Avec ce gel d'image, voilà le moyen idéal pour figer les images, prendre une photo ($t = 1$ s) et conserver sur papier vos meilleurs souvenirs.

Bien évidemment, la carte gel d'image est capable de traiter une émission TV classique. Attention aux arrêts sur image sur canal plus après minuit. Chacun ses goûts, mais hors de portée des enfants.

Revenons aux choses sérieuses et à l'aspect matériel de la numérisation et mémorisation de l'image.

De quelle manière doit-on numériser le signal vidéo?

Cette question doit être complétée par, quel signal ou quels signaux est-il préférable de traiter?

Dans le tableau de la **figure 2** nous avons regroupé sept cas qui nous semblent particulièrement intéressants, chacun de ces cas présentant au moins un avantage.

La première question à laquelle on se doit de répondre concerne la fréquence d'échantillonnage. Impossible d'ignorer le théorème d'échantillonnage, dit aussi de

Shannon, qui précise que pour échantillonner un signal dont le spectre de fréquence s'étend de 0 à F_{max} , la fréquence d'échantillonnage devra être supérieure ou égale à $2F_{max}$.

Dans la pratique et pour un signal vidéo ceci signifie que la fréquence d'échantillonnage peut difficilement se situer en-dessous de 10 MHz. Cette fréquence est établie à partir de la fréquence ligne, directement: M fois la fréquence ligne, ou indirectement: N fois la sous-porteuse chroma PAL.

Quelle que soit la fréquence adoptée, celle-ci se trouvera raisonnablement entre 12 et 20 MHz, en conformité avec les critères énoncés précédemment. Qu'il s'agisse du PAL, NTSC ou SECAM, du codage ou du décodage des signaux, il existe un certain nombre de points de passage obligatoires. Prenons comme exemple le cas du codage. Les signaux à coder sont les signaux primaires R, V, B. La première opération consiste à matricer ces signaux de manière à disposer en sortie de trois nouveaux signaux: le signal de luminance et deux signaux différence de couleur.

Finalement les signaux différence de couleur modulent en amplitude ou fréquence (PAL ou SECAM) une sous-porteuse additionnée au signal de luminance et signal de synchronisation.

Pour le traitement numérique du signal vidéo on dispose donc de trois solutions:

1. traitement sur le signal vidéo-composite
2. traitement sur le signal de luminance et signaux différence de couleur
3. traitement sur les signaux primaires R, V, B.

Dans le tableau de la **figure 2** nous avons exploité ces différentes solutions et examiné la capacité mémoire requise pour le stockage d'une trame de 20 ms.

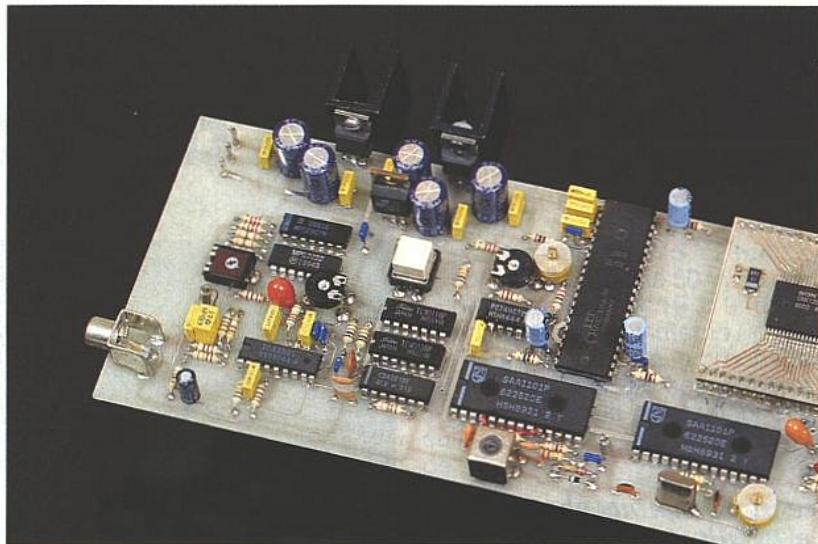


Figure 2 : Capacité mémoire requise pour le stockage d'une trame de 20 ms

Type de signal traité	Commentaires	Fréquence d'échantillonnage ou définition	Capacité mémoire requise et organisation
signal vidéocomposite	échantillonnage de la ligne de 64 μ s	960 $\times$ f 15 MHz	2,204 16 M bits (275,52 k $\times$ 8)
		3 fsc = 13,308 MHz	1,95448 M bits (325,74 k $\times$ 8)
		4 fsc = 17,734475 MHz	2,60597 M bits (385,74 k $\times$ 8)
Y, U, V luminance et différence de couleurs	norme numérique de studio 4.2.2 échantillonnage de la ligne de 52 μ s	13,5 MHz pour Y et 6,75 MHz pour différence de couleur, 8 bits par échantillon	3,223 M bits (402,9 k $\times$ 8)
R, V, B (sans palette)	4 096 couleurs	640 échantillons/lignes 4 bits/couleur	2,20416 M bits (551,04 k $\times$ 4)
	4 096 couleurs	1 024 échantillons/lignes 4 bits/couleur	2,644 99 M bits (881,664 k $\times$ 4)
	16 777 216 couleurs	1 024 échantillons/ligne 8 bits/couleur	5,289 M bits (881,664 k $\times$ 8)

Dans le cas du traitement du signal vidéocomposite, nous envisageons trois cas qui diffèrent par la valeur de la fréquence d'échantillonnage, 15 MHz, 3Fsc, 4Fsc. Dans ces trois cas le signal vidéocomposite est échantillonné sur huit bits et ces trois fréquences nous conduisent à des capacités mémoire de 2,2 Mbits, 1,9 Mbits et 2,6 Mbits. L'avantage de cette solution est la facilité de mise en œuvre mais, comme nous l'avons vu précédemment, le traitement hormis le stockage est quasiment impossible. Ce système est intéressant pour le gel d'image et le double balayage uniquement.

Le quatrième cas du tableau de la **figure 2** est un cas particulier puisque nous examinons le cas de la norme 4.2.2. Dans cette norme, dite norme numérique de studio, le signal de luminance est échantillonné à 13,5 MHz (864 fois la fréquence horizontale de 15 625 Hz) et les signaux différence de couleur échantillonnés à 6,75 MHz (432 fois la fréquence ligne). Les trois signaux sont codés sur huit bits.

Dans ces conditions le stockage d'une trame requiert 3,2 Mbits.

Noter que ce résultat est obtenu en considérant que seule la partie utile de 52 μ s est échantillonnée, ce qui n'était pas le cas dans les exemples précédents où il est impératif d'échantillonner et de mémoriser les paliers avant et arrière du top de synchronisation horizontale. A l'extrême limite, on peut se passer

de l'échantillonnage du top de synchro ligne si l'on dispose d'un générateur de synchronisation "genlocké" sur le signal incident. Cette solution est évidemment plus intéressante que les trois premières. Outre le gel d'image et le double balayage, elle permet facilement la mise en œuvre de réducteurs de bruit et convertisseurs de format.

Les trois derniers cas concernent le traitement direct des signaux primaires R, V, B. Pour les cinquième et sixième cas, 4 bits sont affectés à chaque primaire et la fréquence d'échantillonnage est fixée à environ 12,3 MHz — 640 échantillons par ligne utile — et environ 19,7 MHz, 1 024 échantillons.

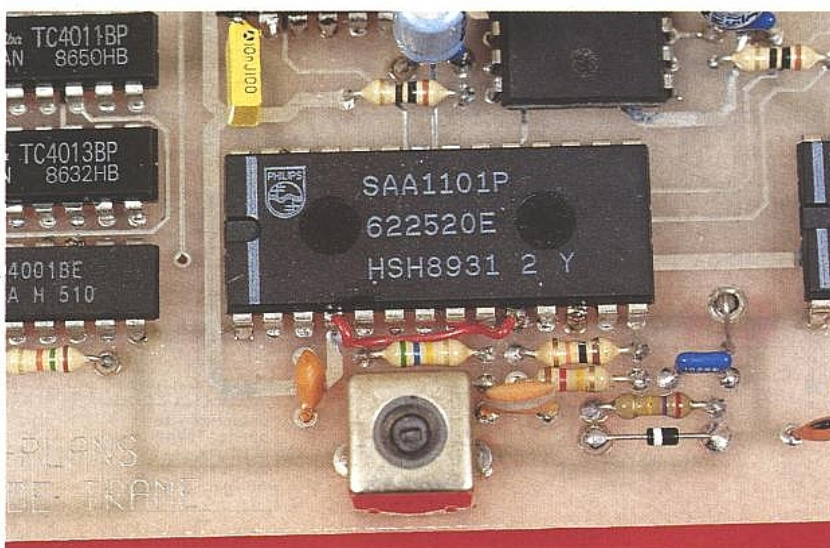
Trois signaux primaires codés sur 4 bits donnent donc 4 096 couleurs possibles.

Dans ces nouvelles conditions le stockage requiert respectivement 2,2 Mbits et 2,6 Mbits, valeurs très voisines de celles obtenues dans le cas du signal vidéocomposite échantillonné à 15 MHz ou à 4Fsc.

Nous en terminerons avec un septième cas, pas forcément très réaliste, avec 1 024 échantillons par ligne et chaque primaire codé sur huit bits.

Il peut être grisant de disposer de plus de 16 millions de couleurs, probablement indiscernable à nos yeux de pauvres mortels, mais la capacité mémoire a subi une inflation galopante et atteint 5,3 Mbits.

A notre avis cette solution ne peut être utilisée que pour des cartes graphiques professionnelles où la notion de coût est reléguée à un rang très inférieur.



Après ce rapide panorama nous savons maintenant ce qu'il en coûte d'échantillonner et mémoriser un signal vidéo, au moins 2 Mbits dans le meilleur des cas. Précisons, avant tout, que les valeurs retenues dans le tableau de la **figure 2** ont été choisies pour que les différences entre l'image analogique et l'image numérique soient indiscernables. En clair, ceci signifie que l'on ne peut pas, décemment, dire que l'on fait du traitement d'image si celle-ci est restituée avec quatre niveaux de gris et une définition du type CGA.

A titre d'information et de comparaison une image de 300 lignes utiles, chaque ligne comportant 320 points et chaque point codé sur deux bits — quatre niveaux de gris — requiert 192 kbits ou 0,192 Mbits pour son stockage.

Est-il nécessaire de préciser que la définition n'est pas tout à fait la même.

Nous en terminerons rapidement par un dernier point sur lequel on pourrait longuement dissenter : la compression d'image.

Il est clair, maintenant, que le stockage d'une trame nécessite de 2 à 3 Mbits. Cette capacité est très importante. Elle peut rapidement poser un problème si l'on désire mémoriser plusieurs trames, bien que pour l'archivage un disque magnétique puisse parfaitement convenir.

Le problème devient crucial si cette image doit être transmise directement en numérique soit sur un réseau téléphonique soit par voie hertzienne. Admettons pour fixer les idées que le débit soit fixé à 1 200 bauds, 1 bit start, 1 bit stop et huit bits de données.

Il faudra un peu plus de quatre minutes et 45 secondes pour transmettre l'image codée (cas 1 ou 5 du tableau de la **figure 2**).

Même dans le cas d'une vitesse seize fois supérieure, 19,2 kbauds, il faut environ 18 secondes pour transmettre une trame de 20 ms.

Peut-on parler de temps réel ?

Outre le problème de lenteur il existe un problème de coût, la facture étant quasiment proportionnelle au temps d'occupation de la ligne.

Il est donc normal que l'on cherche avec différentes méthodes à réduire l'encombrement mémoire. On arrive enfin à la clé du problème, les compressions d'image. Ce que l'on cherche, évidemment, c'est à éliminer le plus grand nombre d'informations redondantes. Il existe de nombreux procédés, plus ou moins valables.

Quoi qu'il en soit la présentation de tel ou tel procédé doit toujours s'accompagner d'une démonstration.

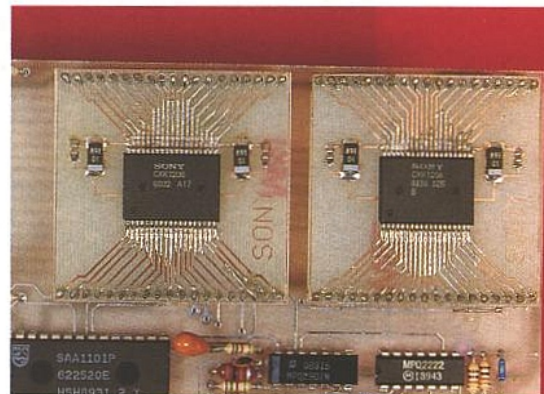
Ceci signifie que l'on doit présenter l'image avant : capacité x, et l'image après traitement : capacité y ; et non pas uniquement un facteur gain x/y comme on peut le voir souvent.

La compression de l'image se traduira inévitablement par une perte de détails. Si tel n'était pas le cas on pourrait compresser l'image indéfiniment et un octet suffirait, et pourquoi pas un bit.

La solution du problème repose sur les limites que l'on s'accorde, quel niveau de détail et quel temps de transmission maximum.

Retenons donc que la transmission numérique haute définition n'est pas pour demain et qu'elle concerne, à l'heure actuelle, surtout des applications comme le visiophone, avec une définition moyenne et une basse cadence d'images.

Notre gel d'image, que nous voulons de bonne définition, réclame donc 2 Mbits et nous décou-



vrons sans plus tarder le synoptique retenu.

SCHÉMA SYNOPTIQUE

Pour que le système de gel d'image soit le plus simple, nous avons opté pour un traitement en composite. Le traitement en luminance et différence de couleur, comme le traitement en R, V, B nous auraient obligatoirement conduits à l'élaboration d'un décodeur PAL/SECAM vers R, V, B et R, V, B vers PAL éventuellement. Le schéma synoptique est donc représenté à la **figure 3**.

Le signal vidéo composite d'entrée est envoyé simultanément vers un amplificateur et un circuit de tri de synchronisation. Après amplification, le signal est transmis au convertisseur A-D 8 bits. Le sous-ensemble de tri des synchronisations délivre le signal de synchro ligne, et le signal de synchro trame. Ces deux signaux pilotent un générateur de synchronisation universel SAA 1101. Le signal de clamp est utilisé pour aligner le signal vidéocomposite à l'entrée du convertisseur A-D.

Les signaux de sortie synchro H et synchro V sont envoyés d'une part sur les compteurs internes des mémoires et d'autre part sur une logique de détection de

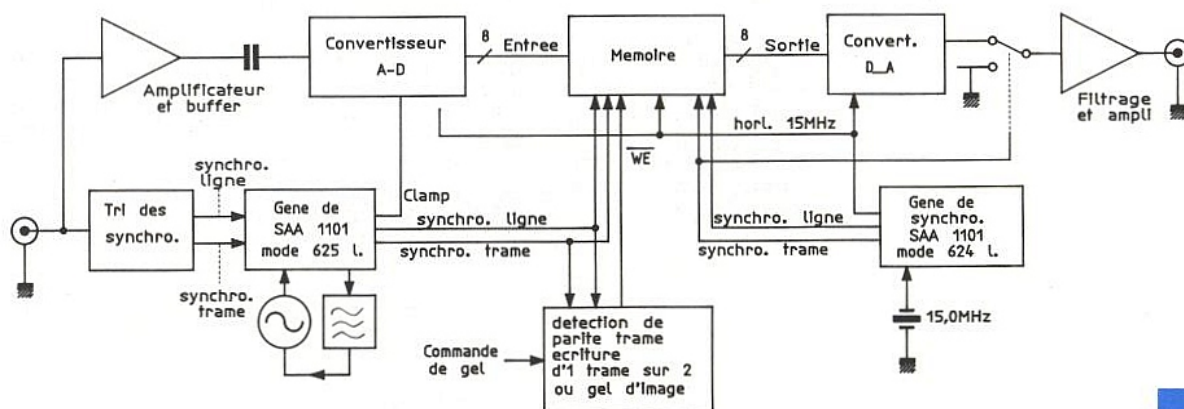


Figure 3

parité trame, recevant elle-même la commande de gel actionnée par l'utilisateur.

De ces trois niveaux, H, V, gel, il résulte un signal d'autorisation d'écriture. Autorisation d'écriture une trame sur deux en régime normal et interdiction d'écriture lorsque le gel est en service.

A ce stade il apparaît une première particularité sur la mémoire car les ports d'entrée et de sortie sont parfaitement distincts.

Anticipons un peu en précisant que nous utiliserons une mémoire à trois ports, un premier d'entrée et les deux second de sortie.

Cette caractéristique est très intéressante car elle signifie qu'il est inutile que les signaux d'entrée et de sortie soient synchrones.

Un système peut donc écrire dans la mémoire et les deux autres, lecteurs, peuvent, quand ils le souhaitent, venir piquer les informations dans la mémoire sans se soucier de savoir ce que font les deux autres.

Le seul inconvénient est que l'accès est séquentiel, mais dans le cas d'une image, on a l'habitude de transmettre ligne à ligne, de gauche à droite et de haut en bas. Enfin, c'est ce que presque tout le monde fait mais il y en a toujours qui veulent se faire remarquer — ne payer pas pour voir, il n'y a pas grand chose à regarder —.

Notre système donc écrit ou n'écrit pas dans la mémoire, en fonction de la position de la commande de gel. Il ne reste plus qu'à lire les informations stockées.

Lecture

Pour restituer l'image il faut donc prélever les échantillons soi-

gneusement rangés dans la mémoire, effectuer la conversion digital-analogique et envoyer le tout vers un moniteur de contrôle.

Il reste malgré tout un détail à régler, la mémoire ne contient pas une image complète mais une demi-image : une trame.

C'est donc la même trame que l'on doit envoyer vers le moniteur de contrôle. Dans ces conditions il n'est plus possible de fonctionner en mode entrelacé ; il faut restituer l'image en mode non entrelacé.

Les signaux d'écriture et de lecture seront alors désynchronisés, l'écriture s'effectuant en mode 625 lignes entrelacées et la lecture en mode 624 lignes non entrelacées.

Cette caractéristique n'est possible que grâce à la présence de deux ports d'entrée et de sortie parfaitement distincts sur la mémoire RAM Vidéo.

Un générateur de synchronisation SAA 1101 en mode 624 lignes non entrelacé fonctionnant de manière parfaitement autonome grâce à son quartz de 15,000 MHz complète donc le schéma synoptique de la **figure 3**.

Les signaux de synchro ligne et synchro trame actionnent les compteurs de lecture interne des mémoires et le signal d'horloge incrémente le compteur d'échantillons.

La stabilité de l'oscillateur local à 15,000 MHz du SAA 1101 fonctionnant en mode 625 lignes entrelacées est insuffisante pour asservir le dispositif.

Pour cette raison la fréquence de 15 MHz issue du quartz est la fréquence qui nous sert de référence. Sa stabilité à court terme nous garantit l'identité des signaux entre le signal original et

le signal numérisé stocké et relu. On comprend que si l'écart entre les fréquences d'échantillonnage à l'écriture et à la lecture est important, on modifie dans les mêmes proportions la fréquence des signaux enregistrés. C'est d'ailleurs de cette manière que l'on réalise la compression ou l'expansion temporelle de signaux — en MAC par exemple —.

En PAL ou en SECAM une légère différence se traduit par un dysfonctionnement du décodeur — reconnaissance de For et Fob ou détection de Fsc impossible — et la seule solution consiste à adopter un oscillateur pilote stable.

Nous en avons donc terminé avec le schéma synoptique du système gel d'image. Ce système utilise donc trois composants spécifiques.

- Un générateur de synchronisation SAA 1101 dont le principe de fonctionnement a été exposé dans un précédent numéro et sur lequel nous ne reviendrons pas.

- Un circuit ITT UVC 3130 convertisseur flash A-D et convertisseur D-A.

- Une mémoire (deux dans la pratique) Sony référencée CXK 1206 M 1 Mbit organisée en 306 lignes de 960 échantillons de quatre bits, ce qui donne exactement 1.175.040 bits.

Ces deux derniers produits UVC 3130 et CXK 1206M n'ayant pas été décrits dans *Electronique Radio-Plans*, nous nous attardons quelque peu sur leur description.

UVC 3130 ITT

Le schéma synoptique interne de ce circuit est représenté à la **figure 4**. L'UVC 3130 remplace

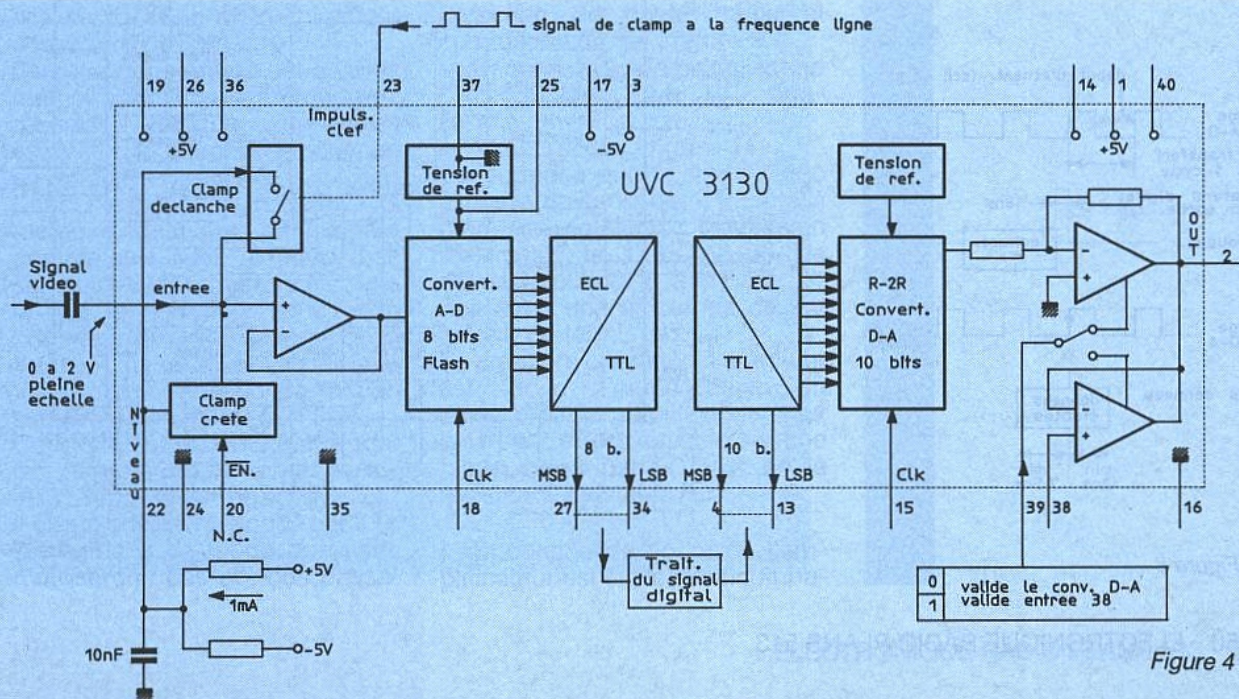


Figure 4

le circuit UVC 3100 que nous avons utilisé dans notre système d'incrustation d'image dans l'image. Les différences résident, pour l'utilisateur, surtout dans les multiples broches d'alimentation + 5 V, donnant la possibilité d'alimentations et découplages distincts.

Dans le cas du traitement d'un signal vidéocomposite, celui-ci est couplé capacitivement à la broche d'entrée : broche 21.

Un signal de clamp externe est envoyé à la broche 23. Lorsque ce signal est à l'état haut, le signal vidéocomposite est aligné sur la tension de référence présente à l'entrée ad-hoc : broche 22.

En principe, le potentiel de la broche 22 vaut 0 V DC.

La conversion est cadencée par l'horloge envoyée au convertisseur flash A-D, broche 18. Le signal est alors codé, en binaire, sur huit bits et les niveaux de sortie compatibles TTL.

Lorsque le signal d'entrée vaut 0 V, toutes les sorties, broches 27 à 34, sont à zéro et lorsque le signal d'entrée vaut 2 V, toutes les sorties sont au niveau logique 1.

Le convertisseur D-A est un convertisseur 10 bits et lorsque le traitement s'effectue sur huit bits, les deux bits les moins significatifs, bornes 12 et 13, doivent être mises au zéro.

Le convertisseur est cadencé par l'horloge appliquée à la broche 15.

Le signal de sortie du convertisseur D-A est disponible à la broche 2 du circuit lorsque l'entrée de commande — broche 39 — est au niveau logique 0.

Si cette entrée de commande passe au 1 logique, la tension de sortie présente à la broche 2 est l'image de la tension d'entrée appliquée à la broche 38.

Le diagramme des temps entre horloge et données, tant pour le convertisseur A-D que le convertisseur D-A, est donné au schéma de la **figure 5**.

Mémoire Sony CXK 1206M

Avec la description de la mémoire Sony 1 Mbit, nous arrivons au morceau de choix. La documentation originale regroupe plus de trente pages dans un langage — anglais — tout à fait approximatif.

Il faut pourtant se plonger dans la lecture de cette "documentation" et essayer d'en extraire les informations utiles. Soyez persuadés que c'est un long et très mauvais moment à passer.

Il est évidemment impossible de faire un long compte rendu de ces trente pages et nous nous limiterons au strict minimum : ce qu'il faut savoir pour utiliser la mémoire dans l'application proposée aujourd'hui entre autres.

Avant de découvrir le schéma synoptique interne, les mauvaises nouvelles ; la mémoire CXK 1206M se présente dans un boîtier 38 broches CMS, ce circuit n'existe pas en version DIP. Deuxième mauvaise nouvelle, l'espacement entre broches de sortie est au pas métrique et vaut exactement 1,0 mm.

Amateurs de dessin du circuit imprimé au stylo, soudeurs au chalumeau, passez votre chemin, vous risquez de souder la mémoire en deux passes, une pour chaque rangée de 19 broches.

Evidemment ces dimensions se traduisent par une forme compacte ce qui n'est pas une si mauvaise nouvelle que cela.

Le schéma synoptique de la mémoire est donc représenté à la **figure 6**. Comme nous l'avons déjà précisé, cette mémoire est une mémoire trois ports, un port d'entrée et deux ports de sortie.

Pour chacun des ports, nous disposons de neuf signaux :

- D₀ à D₃, informations logiques d'entrée ou de sortie
- CK, un signal d'horloge CKW en écriture et CKR₁ ou 2 en lecture
- WE ou OE, un signal de validation d'écriture ou de lecture

- HCLR, VCLR et INC trois signaux de commande des compteurs internes dont l'effet est représenté au schéma de la **figure 7**.

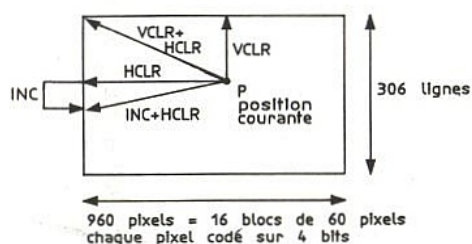


Figure 7

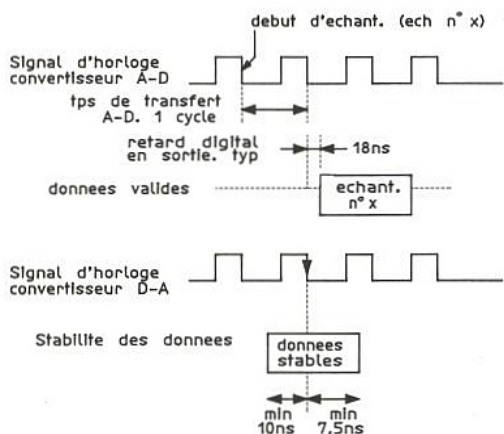


Figure 5

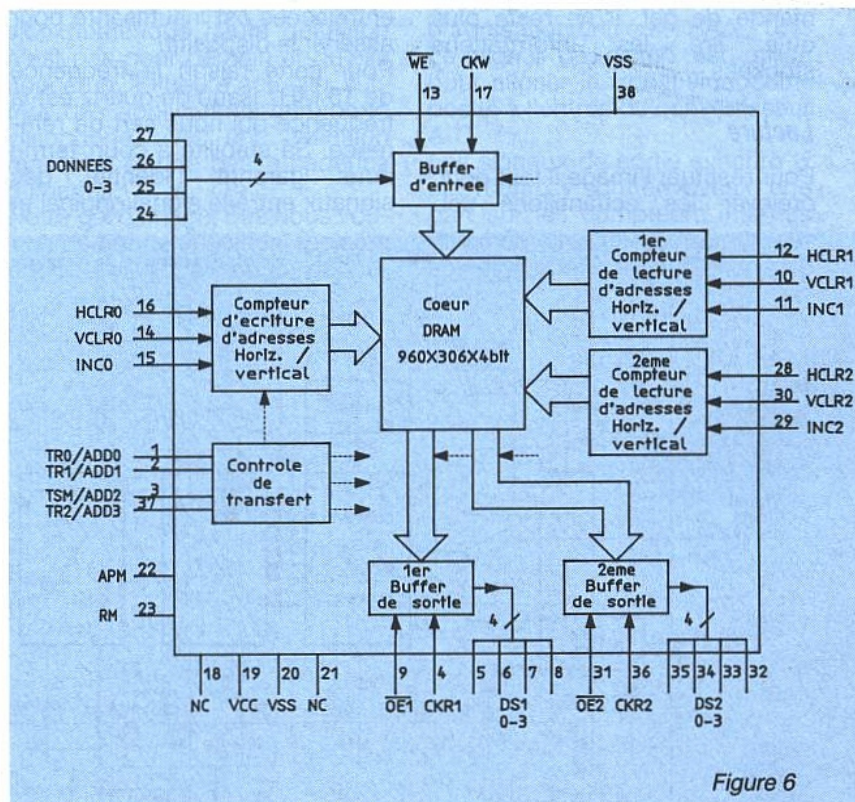


Figure 6

On remarque ainsi, de suite, l'analogie entre l'écran et l'organisation interne de la mémoire. Supposons que les compteurs de lecture soient positionnés de manière à lire le contenu de la mémoire au point P, noté position courante, **figure 7**, il est aisé de constater l'effet de chaque signal sur le contenu des compteurs ligne et pixel :

VCLR ramène à la ligne 1 sans changer le compteur pixel.

HCLR ramène au pixel 1 sans modifier le compteur ligne

INC incrémente le compteur ligne de 1.

Ces signaux peuvent être envoyés simultanément et l'on a deux cas intéressants :

VCLR + HCLR : retour au début de la trame, ligne 1, pixel 1.

HCLR + INC : ligne n pixel 960 par exemple à ligne n + 1, pixel 1 ou sous une autre forme fin de ligne, ligne suivante.

Ceci n'est qu'une des possibilités de VCLR, HCLR et INC, il existe quelques modes particuliers que nous n'aborderons pas, au moins dans ce numéro.

Continuons la description du circuit broche par broche.

Sachant que les broches 18 et 21 sont non connectées, que les broches 20 et 38 doivent être reliées au zéro électrique et que la broche 19 reçoit l'alimentation + 5 V — 20 mA —, il nous reste six entrées/sorties aux fonctions encore inconnues.

Ces entrées/sorties ont des rôles très importants dans les modes particuliers, nous irons donc assez vite sur ce sujet en commençant par les broches 22 et 23 APM et RM.

Broche 23 : RM

La broche 23 notée RM pour Recursive Mode est une entrée, elle devra donc obligatoirement être à zéro ou à un.

Lorsque cette entrée est à un, la mémoire fonctionne en mode dit récursif et lorsque cette entrée est à zéro la mémoire fonctionne en mode non récursif.

Dans le mode récursif, la mémoire fonctionne simplement comme une ligne à retard. Les signaux VCLR remettent à zéro à la fois le compteur ligne et le compteur pixel. Le schéma de la **figure 7** n'est plus valable car VCLR correspond alors à l'action simultanée de VCLR et HCLR.

Ce mode est utilisé surtout pour les réducteurs de bruit et les TBC, Time Base Corrector.

Il existe encore quelques particularités dans ce mode que nous n'utiliserons pas et nous passe-

rons donc immédiatement au mode non récursif.

Dans le mode non récursif, RM = 0, le schéma de la **figure 7** s'applique entièrement, il n'est donc pas besoin de faire de commentaires. Il existe dans ce mode quelques variantes intéressantes dues au positionnement de la broche 22.

Broche 22 : APM

La broche 22 notée APM pour Adress Preset Mode, permet de traiter la mémoire RAM vidéo "presque" comme une RAM statique à accès aléatoire.

Ce modes est actif lorsque RM = 0 et APM = 1.

Dans ce cas, on peut accéder, non pas à un pixel de la ligne n mais au premier pixel d'un bloc de 60.

La ligne de 960 pixels correspond en effet à la succession de 16 blocs de 60 pixels.

En mode "accès aléatoire" on accède directement à l'un de ces 16 blocs. Le numéro du bloc est appliqué sur les quatre entrées ADD₀ à ADD₃.

Nous en avons donc terminé avec la description de cette mémoire et nous encourageons les lecteurs désireux d'avoir de plus amples informations, les pauvres, à lire la documentation du constructeur.

SCHEMA DE PRINCIPE

Bien que l'ensemble des composants soit disposé sur une seule carte, le schéma de principe est scindé en quatre parties :

— Amplificateur d'entrée à transistor, convertisseur A-D/D-A ITT UVC 3130, filtre de sortie et amplificateur de sortie ; **figure 8**.

— Extraction du signal de synchronisation TDA 2595 et synchronisation du SAA 1101 ; détection de parité trame et commande de gel ; **figure 9**.

— Mémoire et système de lecture CXK 1206M et SAA 1101 ; **figure 10**.

— Alimentations ; **figure 11** :

On suppose que le signal vidéo a une amplitude de 1 V crête à crête, or, pour avoir l'excursion maximale de l'UVC 3130, le signal appliqué à la broche 21 doit avoir une amplitude de 2 V crête à crête.

La première opération à effectuer est donc l'amplification du signal ; cette amplification vaut environ 2 et est réglable sur une faible plage par le biais de la résistance ajustable R₁₉.

L'impédance de sortie de l'amplificateur est élevée et incompa-

tible avec le bon fonctionnement du système de réaligement, on place donc un étage tampon entre l'amplificateur et l'UVC 3130 — T10A —.

Le signal de fermeture de l'interrupteur — signal de clamp — provient du SAA 1101. Le signal vidéo est réaligné sur le fond des impulsions de synchronisation.

Le signal vidéo est échantillonné par l'horloge à 15 MHz et les sorties envoyées vers les mémoires.

Les données prélevées dans les mémoires sont envoyées au convertisseur D-A cadencé par la même horloge que le convertisseur A-D, et le signal de sortie est finalement disponible à la broche 2 de l'UVC 3130.

Le signal de sortie de la broche 2 est remplacé par un niveau 0 pendant la synchronisation trame — broche 38 réunie en permanence au zéro —.

Si on le souhaite, on peut remplacer ce niveau zéro par une fraction du signal de synchronisation composite en provenance du SAA 1101 fonctionnant en mode 624 lignes.

On trouve finalement un filtre LC limitant la fréquence du signal de sortie à une valeur légèrement inférieure à 5 MHz, puis un amplificateur et un buffer 75 Ohms classique.

Le potentiomètre R₃₇, réglage du niveau du clamp devra être ajusté de manière à faire coïncider, sur le signal de sortie, le fond des tops de synchro ligne et le niveau bas pendant la synchronisation trame. Nous reviendrons sur ce point.

En principe ceci revient à positionner R₃₇ de manière à avoir 0 VDC à la broche 22 de l'UVC3130.

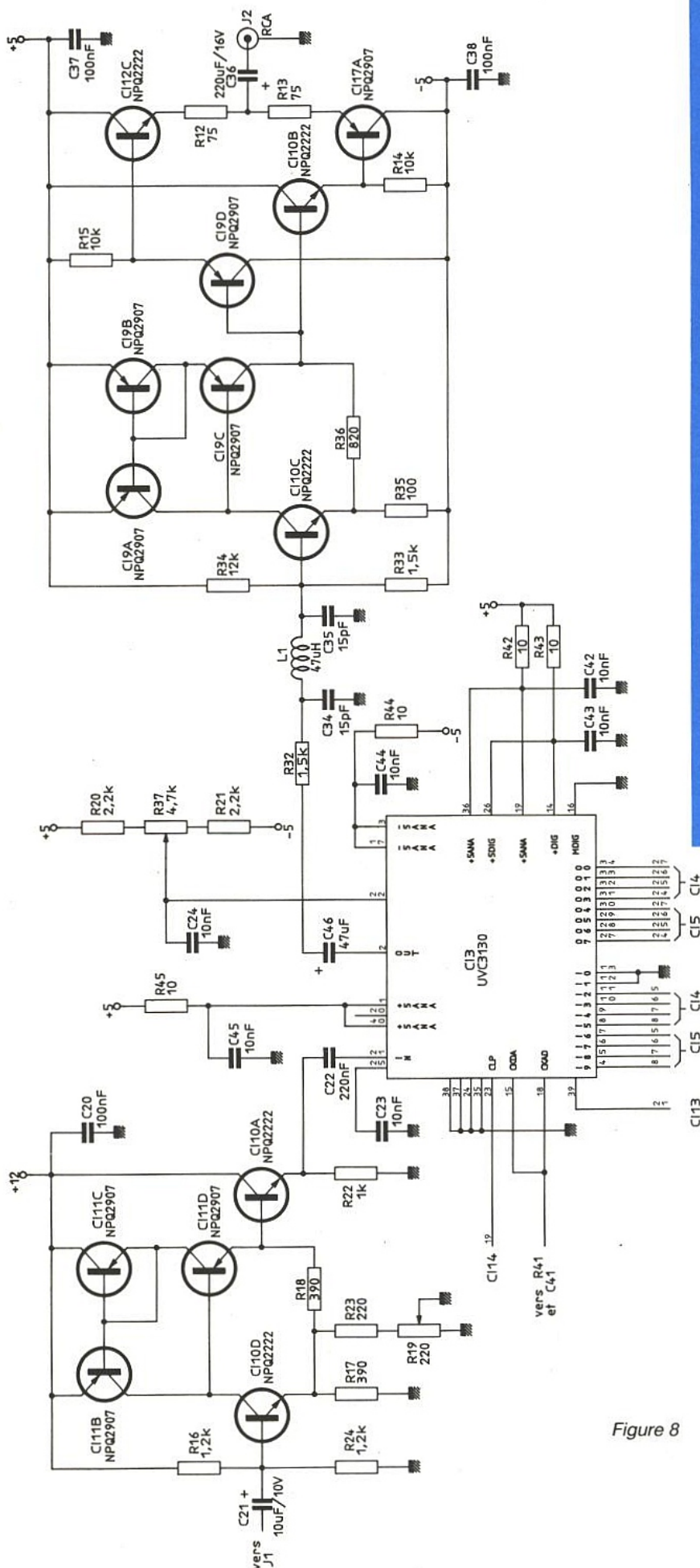


Figure 8

Schéma de la figure 9

Pour extraire la synchronisation, on a recours (figure 9) à un TDA 2595. Plutôt que d'utiliser la sortie synchronisation composite, on utilise la sortie ligne et la sortie trame de manière à profiter des PLL internes.

Les informations de synchronisation ligne et synchronisation trame sont disponibles en sortie du TDA 2595. Pour le pilotage du SAA 1101 en mode verrouillage sur un signal de synchronisation externe, il n'est pas nécessaire de combiner les deux synchronisations de manière à disposer d'une synchronisation composite.

Le signal de synchro ligne est simplement, après mise en forme, envoyé vers l'entrée synchro extérieure du SAA 1101. Le signal synchro trame du TDA 2595 est différencié, il en résulte une impulsion très brève destinée à la remise à zéro des compteurs : entrée reset du SAA 1101. Sur le SAA 1101, LM₀ et LM₁ sont positionnés de manière à choisir le mode verrouillage sur un signal externe.

Le prédiviseur interne sélectionné correspond à une valeur d'oscillateur local de 960 Fh, soit 15 MHz.

La sortie du comparateur de phase est filtrée par R₂₅, C₂₆, R₂₆ et C₂₇ avant d'attaquer l'entrée de commande du VCO — diode varicap OF 643 —.

Schéma de la figure 10

Ce schéma regroupe les deux mémoires Sony CXK 1206M et le circuit générateur de synchronisation SAA 1101 en mode non entrelacé : 624 lignes.

La fréquence pilote est obtenue à partir d'un quartz à 15 MHz connecté entre les broches 5 et 6 du SAA 1101 U₁₃.

Des 9 signaux de synchronisation délivrés par U₁₃, seuls trois servent en pratique.

Le signal d'horloge est utilisé pour les mémoires en écriture et en lecture et pour les deux convertisseurs A-D et D-A.

Le signal de synchronisation trame, broche 21 de U₁₃ est envoyé vers les entrées reset trame des mémoires en lecture, seulement.

Le signal de synchronisation ligne, broche 22 de U₁₃ est envoyé à la fois vers l'entrée reset ligne (compteur pixel) et incrémentation ligne des mémoires en lecture seulement.

Une des mémoires est affectée aux quatre bits de plus faible poids et la seconde aux quatre bits de plus fort poids.

Nous reviendrons, à la fin de cet article, après la réalisation pratique, sur la nécessité de la pré-

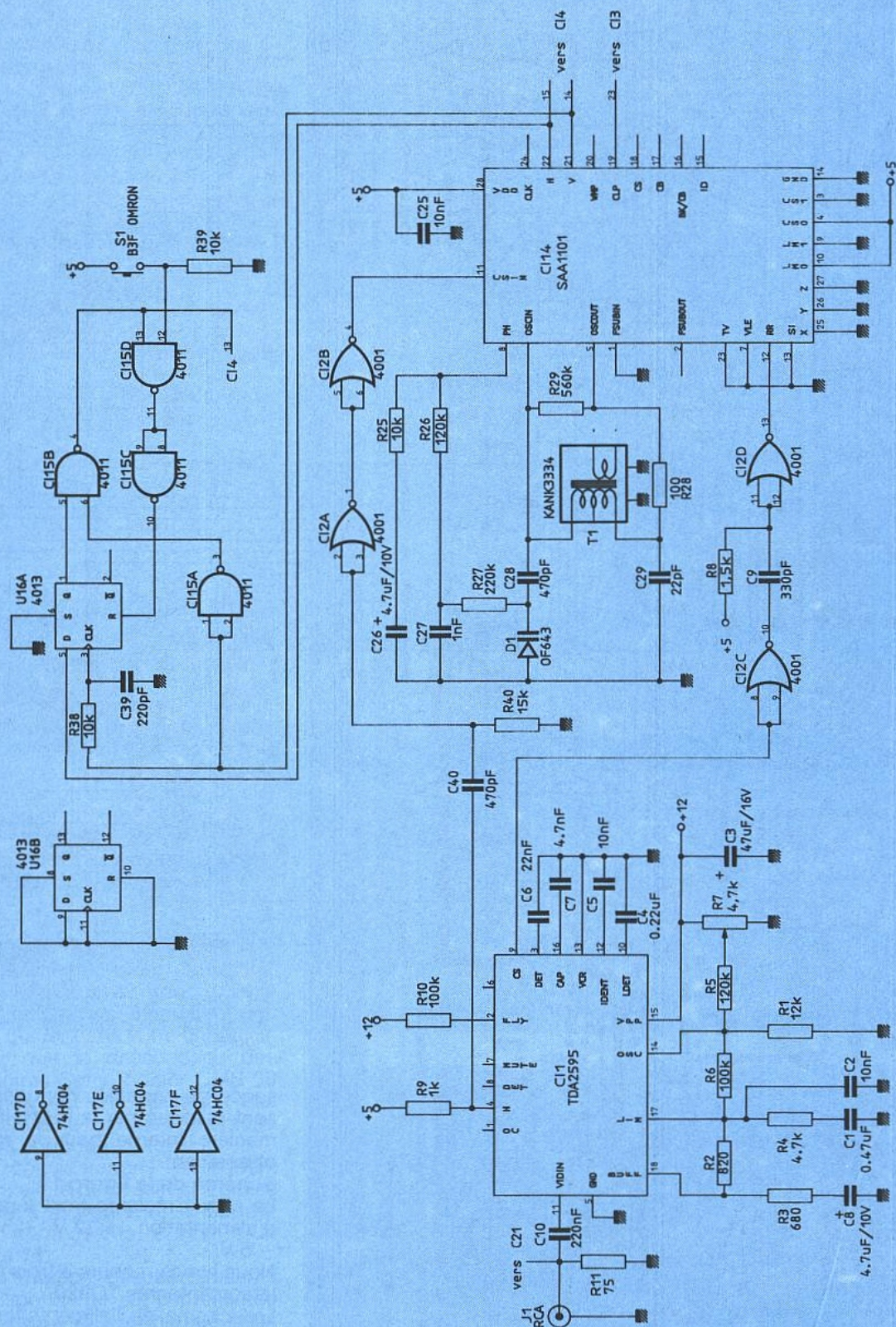
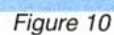


Figure 9



80 mA sur l'alimentation négative

RÉALISATION PRATIQUE

Tous les composants des schémas des figures 8, 9, 10 et 11 sont regroupés et implantés sur une carte double face de faibles dimensions (255 × 90 mm).

Sur cette carte, il existe une particularité due à la mémoire Sony. On peut en effet considérer que chaque mémoire Sony est un circuit DIP 38 broches. Chaque circuit DIP 38 broches établit en réalité, une carte fille recevant le véritable composant CMS.

Pour notre prototype nous avons donc réalisé deux cartes filles recevant chacune une mémoire 1 Mbit et quatre condensateurs CMS de découplage.

La réalisation de ces cartes a été très utile puisque le prototype a été entièrement essayé et testé en "volant".

Les cartes filles ont été ensuite récupérées pour la version définitive.

Vous disposez donc de deux solutions pour votre carte gel d'image.

La première consiste à suivre exactement notre démarche, réalisation d'une carte principale recevant deux cartes filles. Cette solution est intéressante si cette maquette doit être considérée comme une maquette de validation et de test des mémoires, celles-ci étant par la suite réutilisées dans une autre application.

La deuxième solution consiste à souder les mémoires directement sur la carte principale. Cette solution n'est envisageable que grâce au report du dessin des cartes filles que nous avons effectué en phase finale.

Bien entendu, d'un strict point de vue fonctionnel les deux solutions sont équivalentes. Seule la réutilisation des mémoires doit vous guider dans votre choix.

Noter que le dessoudage des mémoires Sony, boîtier CMS 38 broches, est une opération très délicate et le coût de la mémoire 1 Mbit important.

Ces considérations expliquent donc l'allure du dessin des pistes donné à la figure 13 et surtout côté composants donné à la figure 14.

L'implantation des composants correspondante est représentée à la figure 15. Hormis les deux mémoires 1 Mbit tous les composants sont traditionnels et l'approvisionnement en composants ne pose aucun problème. Toutefois, il est fortement recommandé d'effectuer le premier essai avant la mise en place des 2 mémoires 1 Mbit.

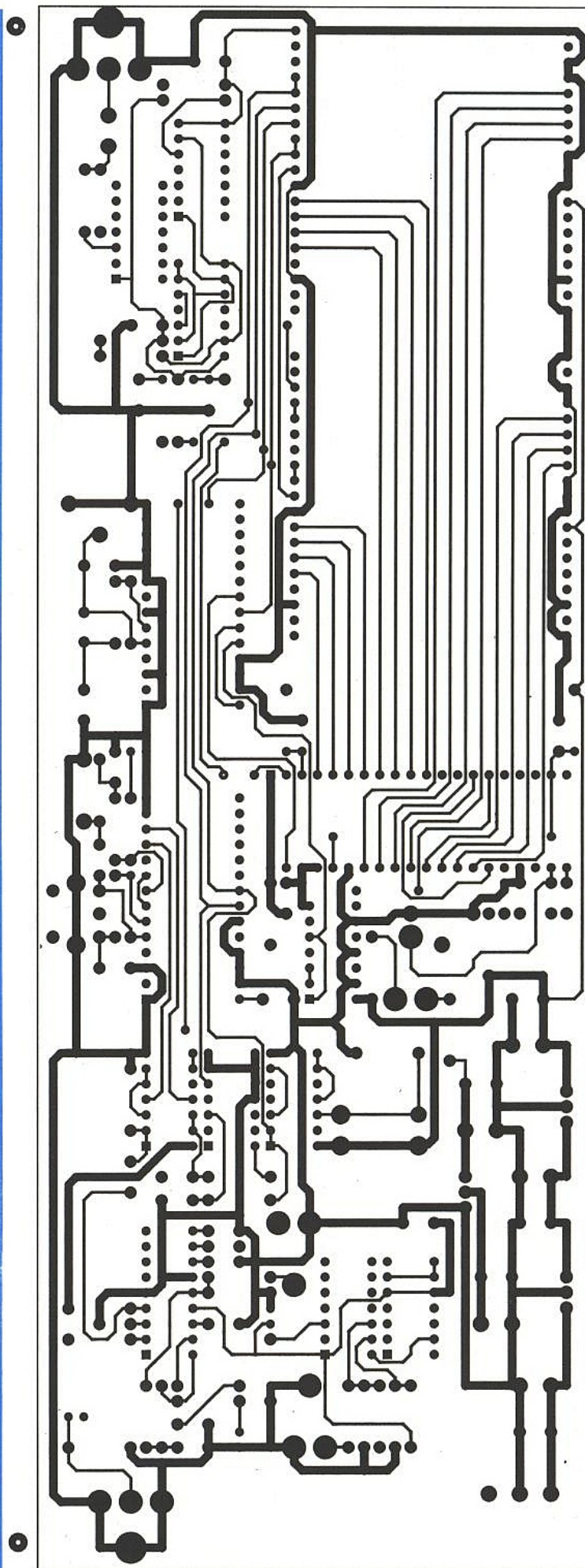
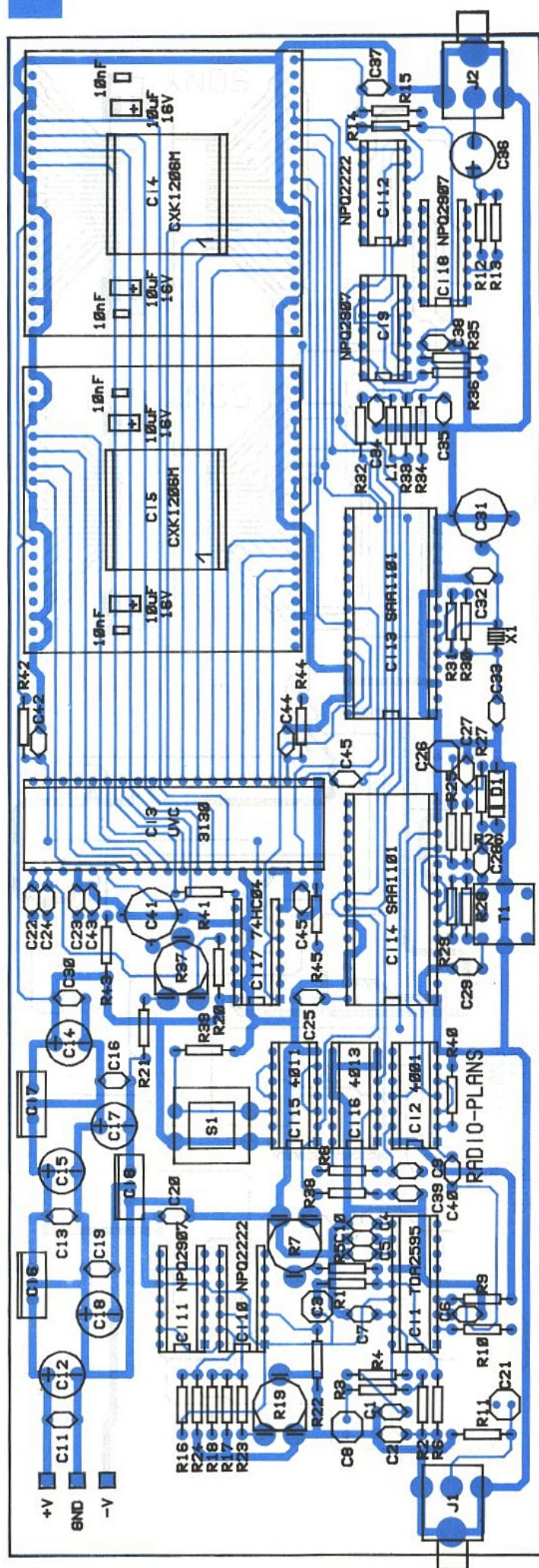
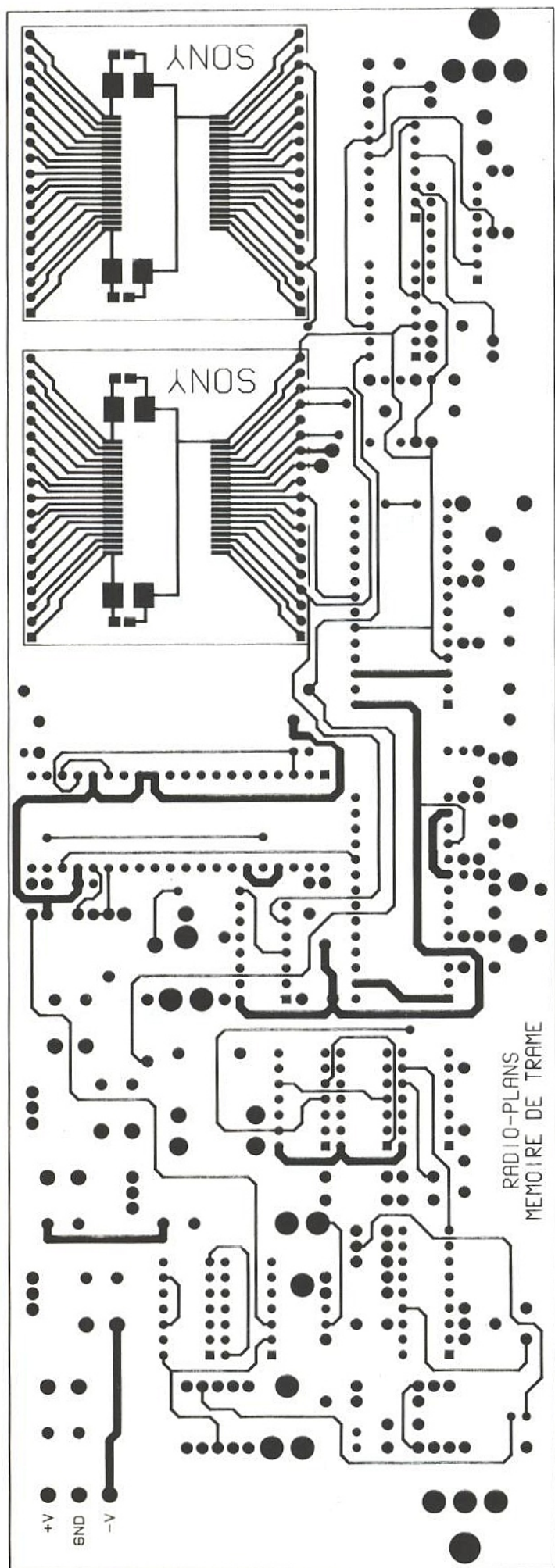


Figure 13



TESTS

Nous supposons que l'équipement des composants, hors mémoires 1 Mbit, est effectué sur une carte imprimée de bonne facture.

La plus grande attention doit être apportée à la qualité de celle-ci surtout en ce qui concerne l'empreinte du boîtier SOP 38.

Chaque broche est espacée de 1 mm et pour chaque pastille SMD, la largeur du trait vaut 7/10 de mm et l'isolement entre pastille 3/10 de mm. Attention aux courts-circuits.

Après toutes les vérifications visuelles d'usage, on applique simultanément les tensions d'alimentation positives et négatives. Sans les deux mémoires 1 Mbit, on relève approximativement 100 mA sur l'alimentation positive (+15 V) et 80 mA sur l'alimentation négative (-8 V).

Le premier réglage concerne le détecteur de synchronisation TDA 2595, R7. En présence d'un signal vidéo on règle R7 de manière à obtenir les signaux de synchronisation ligne et trame. On s'aidera éventuellement du diagramme des temps de la **figure 12**.

Après traitement par U2, on dispose de ces mêmes signaux pour le verrouillage du SAA 1101, U14. L'oscillateur local, bâti autour de la porte interne connectée entre 5 et 6 fonctionne à 15,000 MHz.

Pour cet oscillateur nous utilisons une self ajustable TOKO modèle 10 x 10. Sur notre prototype le modèle est référencé BTKANS-34722 BHJ mais un autre type peut convenir. L'essentiel est que la valeur de la self soit comprise entre 4 et 7 μ H, environ. Pour le modèle cité précédemment la valeur nominale est de 4 μ H.

Pour les valeurs les plus basses 4 à 5 μ H il pourra s'avérer nécessaire de disposer un condensateur additionnel de 10 pF entre la broche 5 et le zéro électrique. L'ajustement de la self T1 s'effectue en mesurant la tension continue aux bornes de C27 et nulle part ailleurs.

En agissant sur la self, on place cette tension continue entre 2 et 3 V. Si le réglage n'a aucun effet, un des composants est défectueux ou mal positionné, vérifier alors la présence des signaux d'entrée : broches 11 et 12 de U14 et la fréquence de l'oscillateur, broche 24 de U14.

Vérifier ensuite les entrées de programmation : broches 3, 9, 25, 26 et 27 au zéro et broches 4

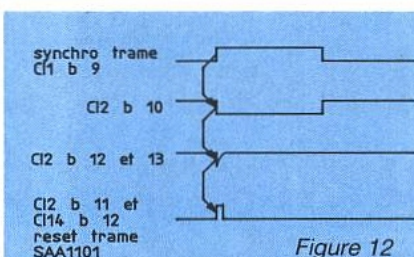


Figure 12

et 10 au +5 V et l'entrée non entrelacée : broche 23 au zéro.

Par acquis de conscience, on vérifie ensuite la présence des signaux de synchronisation ligne et trame, broches 22 et 21 de U14, SAA 1101.

Pour les mêmes raisons, on s'assure du bon fonctionnement du SAA 1101 fonctionnant en mode autonome : U13.

Les vérifications sont élémentaires : présence du signal d'horloge à 15,000 MHz et des signaux de synchronisation H et V.

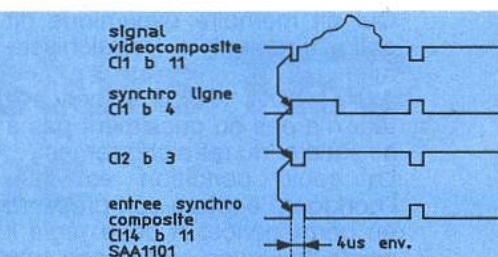
A ce stade les mémoires U4 et U5 ne sont pas encore connectées et il est bon de pouvoir contrôler l'ensemble de la chaîne de traitement vidéo.

Par ensemble de la chaîne, on entend : amplis d'entrée, de sortie, circuit de synchronisation et réaligement. Ceci peut se faire en reliant temporairement — pendant toute la durée de l'essai — toutes les sorties du convertisseur A-D aux entrées correspondantes du convertisseur D-A. Soit broche 27 vers 4, broche 28 vers 5,29 vers 6 etc., pour en terminer par la broche 34 vers la broche 11.

Dans ces conditions le système est quasiment transparent. Le signal vidéo doit donc se retrouver en sortie. La seule différence réside dans le mode entrelacé à l'entrée et non entrelacé en sortie.

On profite de cette étape pour ajuster R19 pour que l'amplitude du signal vidéo présent à l'entrée du convertisseur A-D, broche 21 du circuit U13, atteigne 2 V crête à crête.

On réglera ensuite R37 de manière à faire coïncider, à la broche 2 de l'UVC3130, le niveau du fond des tops de synchro lignes et le fond de la synchronisation trame.



A ce stade, sauf panne extraordinaire qui relèverait véritablement de la performance, c'est gagné et les mémoires 1 Mbit peuvent être mises en place sans souci et en toute confiance. Le système est prêt à fonctionner.

Lorsque le poussoir S1 est ouvert, régime normal, le système est transparent ; image traitée mais transmise en sortie. Lorsque S1 est fermé, la prochaine image sera stockée et affichée tant que S1 restera fermé.

On s'aidera éventuellement du diagramme des temps de la **figure 16** pour vérifier le bon fonctionnement de la bascule U16 et des portes U15 si le gel d'image ne s'effectuait pas.

Remarques complémentaires

Ne perdez pas de vue que l'image stockée dans les deux mémoires 1 Mbit est une image de 306 lignes, chaque ligne comportant 960 pixels et chaque échantillon 8 bits.

Seulement une trame sur deux est mémorisée et reproduite.

On perd donc l'avantage visuel de l'entrelacement. A l'œil ceci se traduit par une légère diminution de qualité.

Si le besoin s'en faisait sentir cette mémoire de TRAME pourrait assez facilement se transformer en mémoire d'IMAGE, deux trames, en multipliant par deux la capacité mémoire.

Nous en terminerons par une deuxième remarque concernant les horloges, en écriture et en lecture, de mémoires.

Vue de l'extérieure, la mémoire vidéo peut presque être assimilée à une mémoire RAM statique mais c'est en fait une mémoire dynamique.

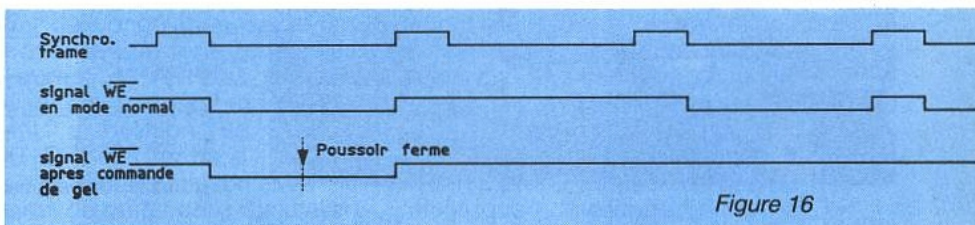


Figure 16

Qui dit mémoire dynamique dit obligatoirement rafraichissement.

Avec la CXK 1206M, le concepteur n'a pas ou quasiment pas à se soucier du rafraichissement.

La seule condition est que l'horloge d'écriture soit présente en permanence. A cette règle il existe quelques exceptions très vaguement abordées dans la documentation du constructeur. Des essais complémentaires devraient nous permettre d'acquérir une meilleure connaissance du fonctionnement du système de rafraichissement.

Dans un prochain numéro nous retrouverons ces mémoires 1 Mbit pour une application un peu plus complexe, une carte de numérisation et de mémorisation au format PC.

Dans ce cas, le traitement s'effectuera sur les signaux primaires, chaque couleur échantillonnée sur 4 bits. Cette carte sera capable de traiter un signal PAL/SECAM ou R, V, B.

Cette réalisation sera évidemment plus complexe et plus coûteuse, la carte gel d'image nous ayant servi d'approche du problème.

François de Dieuleveult

Nomenclature

Condensateurs

C₁ : 0,47 μ F
C₂, C₅, C₂₃, C₂₄, C₂₅, C₃₀, C₄₂, C₄₃, C₄₄ et C₄₅ : 10 nF
C₃ : 47 μ F/16 V
C₄ : 0,22 μ F
C₆ : 22 nF
C₇ : 4,7 nF
C₈ et C₂₆ : 4,7 μ F/10 V
C₉ : 330 pF
C₁₀ et C₂₂ : 220 nF
C₁₁, C₁₃, C₁₆, C₁₉, C₂₀, C₃₇ et C₃₈ : 100 nF
C₁₂ et C₁₅ : 1 000 μ F/16 V
C₁₄, C₁₇ C₁₈ : 1 000 μ F/10 V
C₂₁ et C₄₆ : 10 μ F/10 V
C₂₇ : 1 nF
C₂₈ et C₄₀ : 470 pF
C₂₉ : 22 pF
C₃₁ et C₄₁ : 30 pF ajustable
C₃₂, C₃₃, C₃₄ et C₃₅ : 15 pF
C₃₆ : 220 μ F/16 V
C₃₉ : 220 pF

Résistances

R₁ et R₃₄ : 12 k Ω
R₂ et R₃₆ : 820 Ω
R₃ : 680 Ω
R₄ : 4,7 k Ω
R₅ et R₂₆ : 120 k Ω
R₆ et R₁₀ : 100 k Ω
R₇ et R₃₇ : 4,7 k Ω
R₈, R₁₄, R₁₅, R₂₅, R₃₈ et R₃₉ : 10 k Ω
R₉ et R₂₂ : 1 k Ω
R₁₁, R₁₂ et R₁₃ : 75 Ω
R₁₆ et R₂₄ : 1,2 k Ω

R₁₇ et R₁₈ : 390 Ω
R₁₉ et R₂₃ : 220 Ω
R₂₀ et R₂₁ : 2,2 k Ω
R₂₇ : 220 k Ω
R₂₈, R₃₀ et R₃₅ : 100 Ω
R₂₉ et R₃₁ : 560 k Ω
R₃₂ et R₃₃ : 1,5 k Ω
R₄₀ : 15 k Ω
R₄₁ : 22 Ω
R₄₂, R₄₃, R₄₄ et R₄₅ : 10 Ω

Circuits intégrés

Cl₁ : TDA 2595 Philips
Cl₂ : 4001
Cl₃ : UVC 3130 ITT
Cl₄ et U₅ : CXK 1206M Sony
Cl₆ : LM 7812
Cl₇ : LM 7805
Cl₈ : LM 7905
Cl₉, U₁₁ U₁₈ : NPQ 2907
Cl₁₀, U₁₂ : NPQ 2222
Cl₁₃ et U₁₄ : SAA 1101 Philips
Cl₁₅ : 4011
Cl₁₆ : 4013
Cl₁₇ : 74 HC 04

Divers

D₁ : OF 643
J₁ J₂ : embase RCA pour Cl
L₁ : 47 μ H
X₁ : 15 MHz
S₁ : B3F Omron
T₁ : KANK 3334 ou BTKANS-34722 BHJ



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



R.T.M.

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

Informations et invitations : INFOPROMOTIONS

Jean BARON

15-17, avenue Ledru-Rollin - 75012 PARIS

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

Société : _____

Nom : _____ Prénom : _____

Adresse : _____

Code postal : _____ Ville : _____

Invitations ☐ Tél. : _____

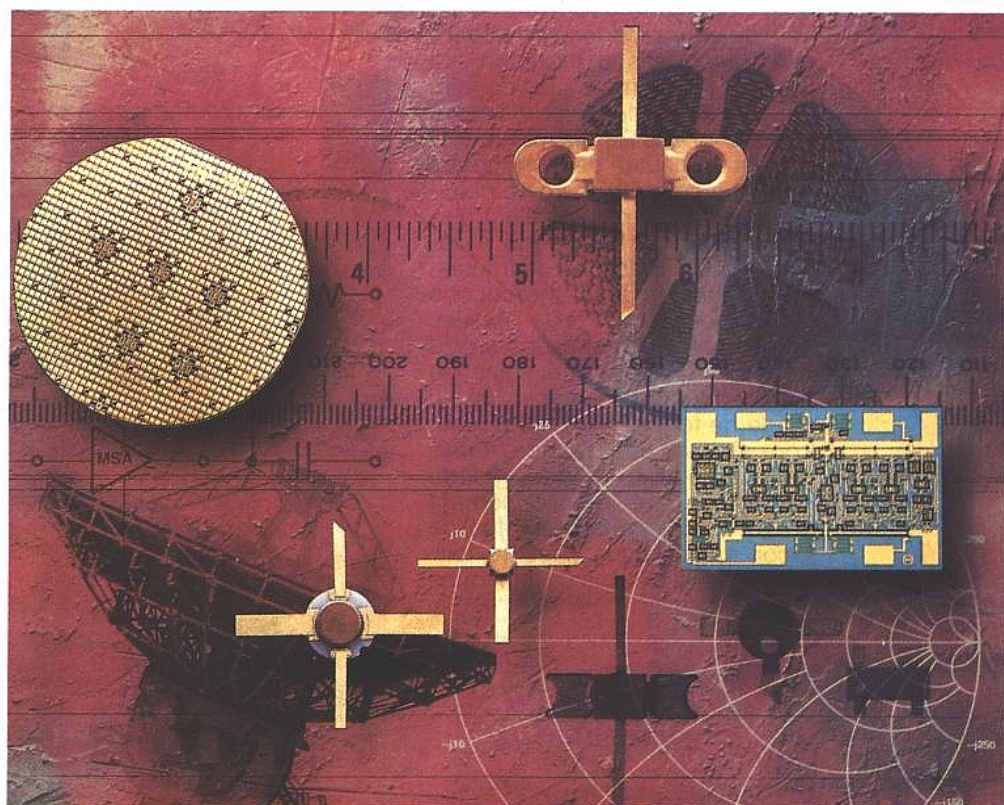
Informations exposants ☐ ERP 07/90 Fax : _____

G

Les transistors TEC à l'arséniure de Gallium

Nous vous proposons de découvrir ou redécouvrir les transistors à l'arséniure de Gallium utilisés depuis des années dans l'industrie électronique ; leur coût de production élevé a longtemps retardé leur apparition dans le domaine public.

Les caractéristiques des transistors à l'arséniure de gallium offrent des performances très appréciées en HF particulièrement au-dessus du gigahertz où ils présentent une figure de bruit réduite à 0,4/0,8 dB suivant les modèles et ce jusqu'à 6 GHz. Nous allons éclaircir quelques détails sur la conception, la fabrication et les précautions de mise en œuvre, agrémentés d'applications développées autour des dernières nouveautés AVANTEK.



Le gallium de symbole Ga fut découvert au siècle dernier et se trouve sous forme de traces dans les minerais de fer, d'aluminium et de manganèse. La germanite contient par unité de masse la plus forte densité de gallium, environ 0,6 %. L'abondance terrestre du gallium se situe aux environs de 15 grammes par tonne. Une des méthodes d'extraction provient de l'affinage du zinc qui dégage des résidus de plomb contenant jusqu'à 94 % de ce métal sous forme liquide, ainsi les plus grands producteurs actuels de gallium sont la France et l'Union Soviétique. Sous forme métallique, le gallium se distingue par sa couleur gris-bleuâtre ; avec un point de congélation de 29,8 °C il possède une forte tendance à la surfusion. A l'état solide le gallium est un métal mou dont le point d'ébullition se situe à 200 °C. Sous forme d'arséniure, As - Ga, combinaison avec l'arsénite, ce métal offre d'excellentes propriétés semiconductrices avec une mobilité électroni-

que cinq fois supérieure à celle du silicium. Pour cet emploi le gallium présente un degré de pureté de l'ordre de 99,999 %. L'arsénite est un sel de l'acide arsénieux, issu de l'arsenic de gallium la dureté nécessaire pour obtenir le composé semiconducteur de symbole As-Ga. La permittivité relative, ϵ_r , du composé As-Ga est de 13 et permet son utilisation pour la fabrication de substrats dans les circuits microondes.

Les transistors à effet de champ composés du matériau semiconducteur As-Ga ont une structure identique aux modèles silicium, et existent exclusivement en canal de type N à déplétion ; c'est-à-dire que la tension grille reste toujours inférieure ou égale à zéro par rapport à la source. La tension de grille effectue le contrôle du flux de courant Drain-Source par la variation du champ électrique développé dans la couche épitaxiale sous la grille. Les TEC As-Ga fonctionnent

donc par appauvrissement, la **figure 1** représente la courbe d'évolution du courant drain en fonction de la tension grille et la coupe d'un TEC à déplétion. Un des avantages de l'As-Ga sur le silicium réside dans le fait que les porteurs atteignent jusqu'à 2 fois plus de vélocité avec UN TIERS de la tension de polarisation grille-source ; par conséquent pour une géométrie et un gain en courant donné on obtient des fréquences d'utilisation qui passent du simple au double. Les difficultés de mise en œuvre des composés As-Ga, particulièrement à cause des impuretés dopantes des structures bipolaires, et la faible mobilité électronique de l'As-Ga de type P, s'opposent à la fabrication de transistors bipolaires avec une couche semiconductrice à l'As-Ga. L'avantage théorique des structures TEC, quels que soient le semiconducteur employé et le mode de fonctionnement retenu, consiste en une grande impédance d'entrée et une grande dynamique de fonctionnement en sortie. Le courant évolue de façon quadratique avec la tension grille-source appliquée selon la relation :

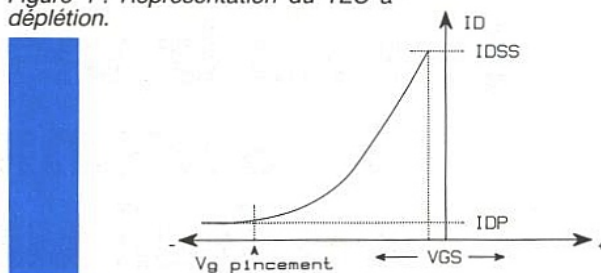
$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \left(\frac{V_{GS}}{V_P} \right) \right]^2$$

Où I_{DSS} est le courant de "saturation" ($V_{GS} = 0$ V) et V_P la tension de pincement (fermeture du canal).

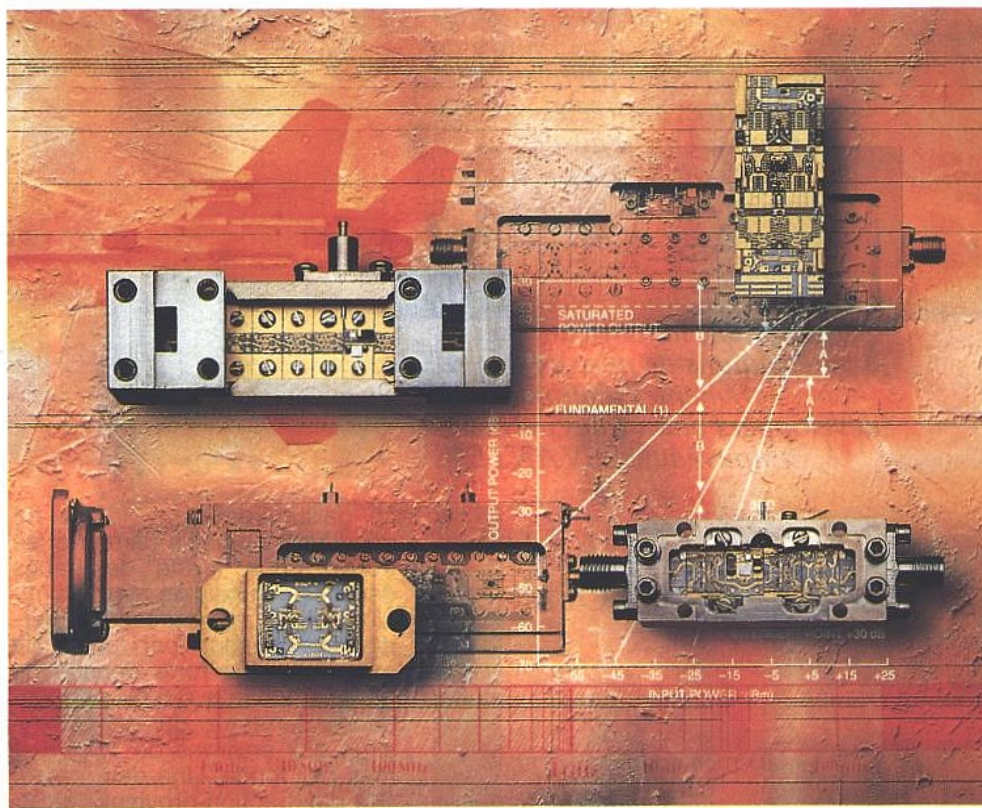
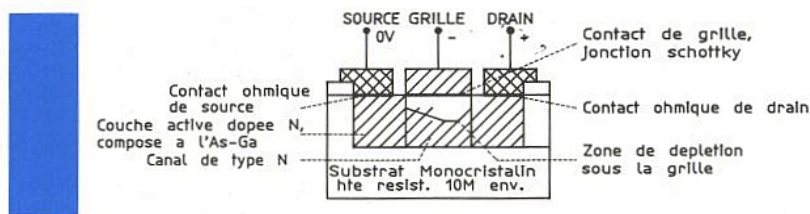
FABRICATION DES TEC À L'As-Ga

Les transistors à l'As-Ga sont conçus selon les mêmes principes de base que les TEC silicium, leur fabrication repose uniquement sur des matériaux de nature différentes pour la diffusion des contacts aux trois accès Grille-Source-Drain. Le composé As-Ga présente des particularités chimiques en présence de certains matériaux qui s'oxydent à son contact. La fabrication de la couche active composée par l'As-Ga s'effectue par deux principaux procédés : l'implantation ionique par laquelle on injecte directement les impuretés dopantes dans le treillis cristallin et le processus Phase-Vapeur qui consiste en une croissance épitaxiale des impuretés sur le substrat cristallin. Différents dans le principe, ils donnent des

Figure 1 : Représentation du TEC à déplétion.



Caractéristique courant drain/tension grille



caractéristiques similaires. La nature des matériaux formant les trois contacts Source-Grille-Drain influe sur les performances et sur la fiabilité des TEC. Les contacts de Source et de Drain possèdent une faible résistance au flux de courant circulant entre ces deux accès, l'utilisation de l'alliage à base d'or, de germanium et de nickel (Au-Ge-Ni) offre à ce niveau une grande stabilité sur les caractéristiques du TEC. Par ailleurs la création de la barrière schottky - conduction par porteurs majoritaires, jonction métal semi-conducteur -

pour la grille s'effectue à base d'aluminium ou d'or, l'aluminium, élément actif proche du gallium, crée une bonne jonction schottky mais la diffusion reste difficile dans l'As-Ga et modifie les caractéristiques du TEC, de plus il forme par oxydation des composés susceptibles d'endommager les TEC par des décharges électrostatiques ou lorsque les niveaux HF sont importants. L'or par contre reste stable en présence de matériaux oxydants et autorise une diffusion rapide dans le composé As-Ga. Le titane (Ti) et le tungstène (W) utili-

sés comme barrière métallique entre l'As-Ga et l'or offrent de bonnes performances et garantissent une grande fiabilité sur le plan électrique et mécanique du TEC, et par l'utilisation de ces matériaux le TEC est moins sensible aux effets électrostatiques. L'utilisation privilégiée des TEC As-Ga dans le domaine des hyperfréquences rend délicate la fabrication de la structure, les dimensions physiques des accès Grille-Source-Drain provoquent des effets secondaires sur le parcours électronique. En effet la longueur et la largeur de la grille, les distances entre les électrodes Source-Grille et Grille-Drain créent des réactances parasites, ces paramètres physiques influent également sur la densité de courant admissible dans le canal. La puissance dissipée, les réactances parasites et la transconductance du TEC évoluent de façon proportionnelle à l'augmentation des largeurs des contacts Grille-Source et Drain ; doubler la largeur revient à doubler la transconductance mais aussi les réactances parasites (voir la **figure 2** qui représente l'aspect physique d'un TEC As-Ga). La valeur usuelle adoptée par les fabricants est de $0,5 \mu\text{m}$ pour la longueur, cette valeur est facilement reproductible à grande échelle par des méthodes photolithographiques avec une très grande fiabilité.

Particularités des TEC As-Ga

Le gain en courant d'un TEC est proportionnel à la conductivité du canal. Son comportement est régi par deux paramètres particuliers appelés tension de pincement et courant de saturation. La tension de pincement correspond à la polarisation V_{GS} la plus négative pour obtenir la semi-isolation du canal, le courant drain I_{DS} est alors minimum. Le courant de saturation est obtenu par une tension V_{GS} de 0 volt qui ouvre complètement le canal, ainsi courant et amplification sont alors maximum ; la **figure 3** montre que la modulation de conductivité du canal peut s'assimiler à une résistance ajustable contrôlée par la tension V_{GS} .

Caractéristiques statiques du TEC As-Ga

Les caractéristiques statiques sont primordiales, elles influent directement sur le gain et la figure de bruit, le non respect des limites de celles-ci entraîne,

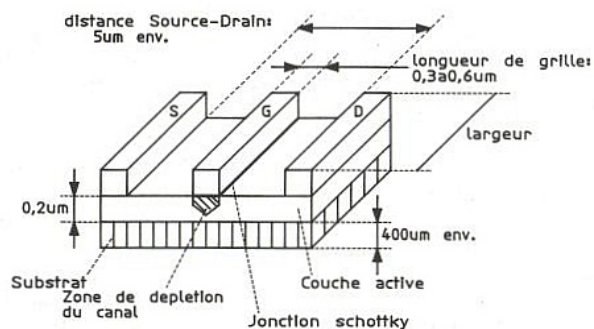


Figure 2 : Constitution physique du TEC à l'As-Ga.

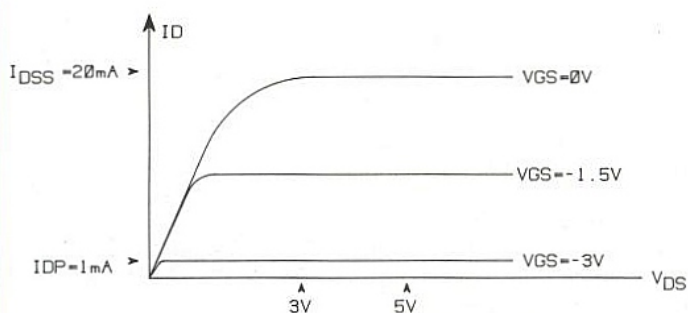
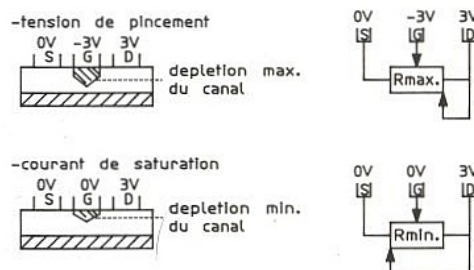


Figure 3 : Représentation de la tension de pincement et du courant de "saturation" d'un TEC faible signal.



en plus du mauvais fonctionnement du TEC, bien souvent sa destruction car les structures As-Ga sont très fragiles. La transconductance est définie par le rapport de la variation du courant drain pour une variation donnée de la tension V_{GS} , notée g_m son rapport $\Delta I_{DS} \cdot (\Delta V_{GS})^{-1}$ s'exprime en Siemens ; g_m décroît quand la fréquence augmente et détermine entre autre le paramètre S_{21} , gain direct en puissance. La tension de pincement représente la valeur de V_{GS} qui ferme le canal de sorte que l'on retrouve un courant I_{DS} de 1 mA pour les TEC petits signaux et 5 mA pour les TEC de puissance. Le courant de saturation I_{DSS} correspond à une tension V_{GS} de zéro volt pour une tension Drain-Source donnée.

La tension de claquage mesurable dans les deux espaces Grille-Drain et Grille-Source indique la tension inverse maximale applicable sur ces deux accès pour atteindre la tension d'avalanche.

Caractéristiques dynamiques du TEC As-Ga

Nous entendons par dynamiques les caractéristiques des transistors sur le plan "alternatif". Bien entendu toutes les impédances en entrée comme en sortie sont normalisées sur 50Ω . La figure de bruit, paramètre le plus important dans les systèmes de réception se note NF_0 . La figure de bruit d'un amplificateur faible signal impose sa limite de sensibilité, exprimée sous la forme du

rapport F son logarithme donne NFO tel que $NFO = 10 \log F$. Pour un quadripôle actif donné, le facteur de bruit dépend de l'adaptation en entrée, du courant I_{DS} et de la fréquence d'utilisation. Le gain obtenu par les TEC correspond à des critères bien définis par les fabricants. On distingue le gain associé à NFO noté G_a , le gain maximum disponible noté MAG (maximum Available Gain), le gain avant l'instabilité noté MSG (Maximum Stable Gain), le gain au 1 dB de compression noté G_{1dB} et enfin le gain de transfert direct noté $|S_{21}|^2$.

Le gain associé à NFO résulte de l'adaptation optimum du quadripôle grâce aux paramètres "S" ou plus précisément à l'expression de Γ_{opt} ; le gain G_a convient pour le premier étage d'un amplificateur à très faible bruit, la dynamique d'utilisation se retrouve également améliorée. Le gain MAG s'obtient par l'adaptation simultanée des impédances d'entrées et de sortie en les conjugant, toutefois le facteur de stabilité reste supérieur à 1 ($K > 1$), donc le quadripôle reste inconditionnellement stable. Le gain MSG constitue la valeur inutilisable pour un amplificateur, bien que supérieur au MAG il représente la limite entre l'amplificateur et l'oscillateur, à l'adaptation on obtient un facteur K inférieur ou égal à 1 donc un circuit potentiellement instable. Le gain $|S_{21}|^2$ dépend directement du paramètre S_{21} du transistor pour V_{DS} - I_{DS} et une fréquence donnés, il est plutôt utilisé dans des applications à large bande où l'ondulation doit rester minimum sur une plage étendue de fréquences. Le gain au 1 dB de compression correspond au gain pour lequel une puissance d'entrée — P_e — donne en sortie une puissance au 1 dB de compression — P_{1dB} relation — tel que $G_{1dB} = P_{1dB} \cdot (P_e)^{-1}$ dans laquelle P_{1dB} délimite la caractéristique linéaire du TEC.

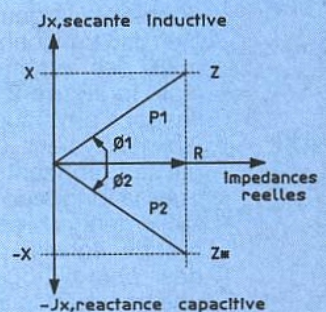
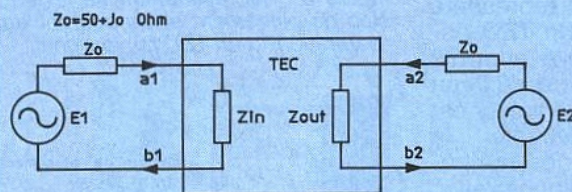
La puissance de saturation — P_{sat} — spécifie la compression du signal à 3 dB, cette puissance se situe bien au-delà des caractéristiques linéaires du TEC, la puissance d'entrée n'apporte plus de modifications sur la puissance de sortie. Le rendement du transistor est le rapport entre la puissance HF totale sur la puissance consommée ($I_{DS} \cdot V_{DS}$) tel que :

$R \% = [(P_{sortie} - P_e) / (I_{DS} \cdot V_{DS})] \cdot 100 \%$, R est souvent appelé effi-

cacité Drain. En régime linéaire le rendement se situe aux environs de 40 % pour les TEC de puissance. Comme pour tout quadripôle, la caractérisation s'effectue depuis les années 1960 par les paramètres de répartition ou de dispersion, ceux-ci notés "Sn", pour Scattering Matrix, sont présentés par les fabricants sous forme de tableaux répertoriés par domaine de fréquences, les mesures s'effectuant avec le montage Source Commune. Les paramètres S donnés sous forme module — argument offrent un réel intérêt pour le calcul des réseaux d'adaptation en entrée-sortie du TEC, ces derniers sont très laborieux et posséder un programme adapté résoud bien des soucis ;

De tels logiciels existent mais tournent sur des gros systèmes genre VAX série 7 de Digital et coûtent environ 100 kF !! On distingue les coefficients de réflexion en entrée (S_{11}) et en sortie (S_{22}) puis les gains de transfert direct (S_{21}) et inverse (S_{12}). La figure 4 représente le quadripôle linéaire connecté en entrée-sortie sur 50 Ω . Dans cette configuration, on mesure les paramètres de dispersion pour diverses fréquences et tensions V_{DS} , l'expression de ceux-ci sous forme polaire permet d'apprécier rapidement par la lecture de l'argument, le sens du vecteur dans le plan complexe.

Figure 4 a : Expressions des paramètres de dispersion(s) d'un quadripôle.



$$\text{Réflexion en entrée } S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \sqrt{\frac{P_{a1}}{P_{b1}}} \text{ pour } E_2 \text{ et } a_2 = 0$$

$$\text{Gain de transfert direct } S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \sqrt{\frac{P_{b2}}{P_{a1}}} \text{ pour } E_2 \text{ et } a_2 = 0$$

$$\text{Réflexion en sortie } S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \sqrt{\frac{P_{b2}}{P_{a2}}} \text{ pour } E_1 \text{ et } a_1 = 0$$

$$\text{Gain de transfert inverse } S_{12} = \frac{b_1}{a_2} = \sqrt{\frac{P_{b1}}{P_{a2}}} \text{ pour } E_1 \text{ et } a_1 = 0$$

L'expression courante des paramètres S s'exprime par leur logarithme tel que $|S_n|_{dB} = 20 \log |S_n|$

On obtient $Z = [\alpha_1 \cdot \cos \theta + j \cdot \alpha_1 \cdot \sin \theta]$ correspondant à $Z_1 = R_1 + jX_1$

L'impédance ou figure du groupement $R + jX$ a pour valeur $Z = \sqrt{X^2 + R^2}$

Le point Z et son conjugué Z^* s'appellent "points figuratifs" des expressions $R + jX$ et $R - jX$.

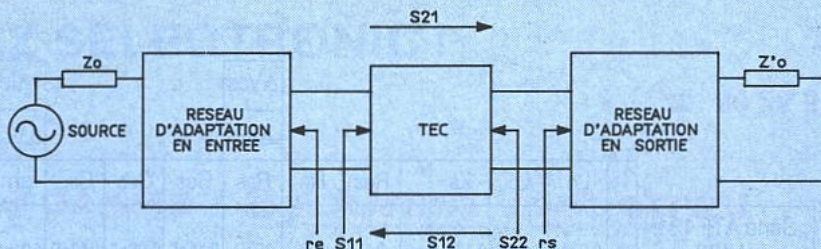


Figure 4 b : Les paramètres S associés aux coefficients de réflexions Γ_e et Γ_s pour réaliser l'adaptation simultanée du TEC. On obtient ainsi le gain maximum pour une fréquence donnée.

Figure 4 b.

Le coefficient du réflexion Γ_e doit convertir l'impédance Z_o vers S_{11} tel que $\Gamma_e = S_{11}^*$.

Le coefficient de réflexion Γ_s doit convertir S_{22} vers Z_o tel que $S_{22}^* = \Gamma_s$

Dans ce cas $S_{12} = 0$ et le transistor est dit "unilatéralisé".

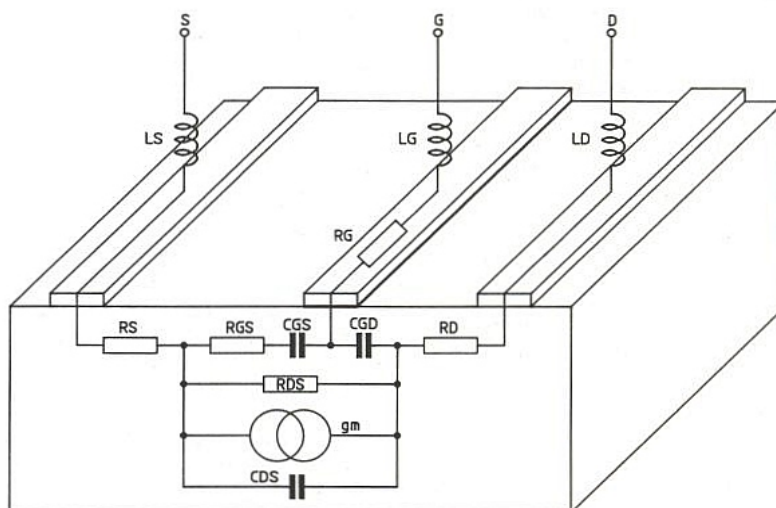
Pour l'adaptation au minimum de bruit, le réseau d'entrée doit correspondre à Γ_{opt} , cette valeur est fournie par les fabricants.

A titre indicatif, sur la "figure 4 a" le coefficient de réflexion en entrée

$$\text{équivalent à } \Gamma = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o}$$

Γ_e et Γ_s se déduisent des paramètres " S " en fonction de l'application : faible bruit ou gain maximum ; ainsi on exprime Z_a pour effectuer l'adaptation du quadripôle sur 50Ω .

Figure 5 : Modèle physique du MES-TEC à l'As-Ga.



La fréquence maximum notée "fmax." est la fréquence pour laquelle la puissance de sortie est égale à la puissance d'entrée, on dit que la fréquence maximum du TEC est atteinte lorsque son gain vaut 0 dB. L'élément intrinsèque du TEC déterminant fmax. nécessite l'évaluation de la capacité Grille-Source "Cgs" et donne une idée sur la longueur de la grille. Cgs est proportionnelle à la longueur de grille mais plus on se rapproche de la tension de pincement et plus Cgs diminue, pour cette raison la capacité Grille-Source se mesure pour $V_{gs} = 0$ volt où elle est maximale. Nous vous proposons à titre d'exemple aux figure 5 et 6 les modèles physique et électrique équivalents du TEC As-Ga. Elles représentent les éléments intrinsèques du TEC, seules les inductances Lg-Ls et Ld font partie des éléments parasites qui correspondent aux connexions par fils dorés entre le "chip" et les broches de sortie du transistor.

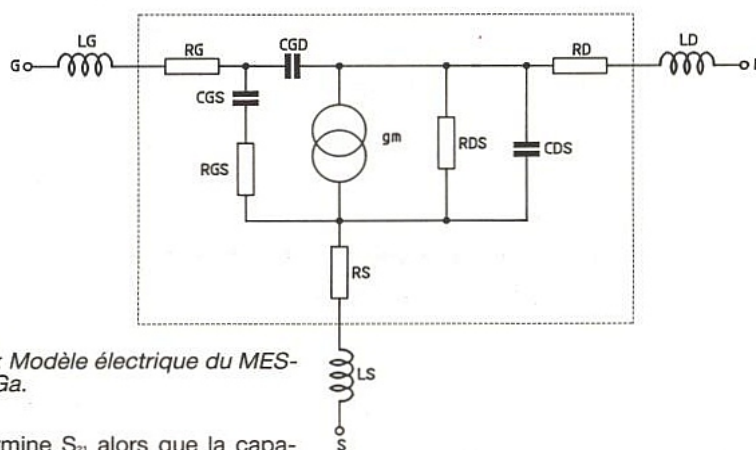


Figure 6 : Modèle électrique du MES-TEC As-Ga.

g_m détermine S_{21} alors que la capacité CGD détermine S_{12} .

Augmenter le gain revient à diminuer la longueur de la grille.

A titre indicatif la **figure 7** fournit la valeur des éléments sous forme de tableau.

APPLICATIONS DES TRANSISTORS MESTEC À L'As-Ga

Du fait de la mobilité électronique cinq fois supérieure à celle du silicium, pour des fréquences au delà du gigahertz les MESTEC à l'As-Ga dominent sur la figure de bruit et la dynamique d'utilisation. Nous vous présentons en annexe les caractéristiques de deux transistors fabriqués par Avantek, l'ATF 13284 prévu pour les applications faible bruit et l'ATF 44101 conçu pour des amplificateurs de puissance jusqu'à + 32 dBm. Pratiquement pour obtenir le rendement optimum il convient de respecter les paramètres statiques — courant Drain et tension V_{DS} — ainsi que les éléments réactifs pour la distribution du courant drain et la tension grille ; ces éléments réactifs s'appellent réseaux de découplages ou plus communément "selfs de chocs", surtout pour les forts courants drain.

La **figure 8** propose deux méthodes pour polariser correctement un MESTEC ; avec des courants Drain de l'ordre de 500 mA, il s'avère indispensable d'utiliser une capacité chimique, dite "réservoir", pour éviter les surtensions pouvant détruire le TEC lors des mises sous tension ou lorsque l'on utilise des modulations en régime pulsé, PPM par exemple.

Les MESTEC As-Ga s'utilisent dans les mélangeurs où ils apportent de nettes améliorations. Le MRF 966 Motorola utilisé dans le montage de la **figure 9** présente un point de compression de 10 dBm avec une dynamique d'intermodulation de 65 dB ; bien sûr un TEC simple grille convient également dans cette fonction comme le montre

							$\frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}}$				$\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$	
		L _G	L _D	L _S		R _{GS}	R _G	R _{DS}	C _{GS}	C _{GD}	C _{DS}	gm
Série ATF 131 et 132 V _{DS} =3V ; I _{DS} =20mA		0,9 nH	0,6 nH	0,15 nH		2 Ω	3 Ω	250 Ω	0,14 pF	0,05 pF	0,03 pF	50 mS
Série ATF 133 et 134 V _{DS} =3V ; I _{DS} =20mA		0,9 nH	0,6 nH	0,15 nH		2 Ω	3 Ω	250 Ω	0,2 pF	0,05 pF	0,03 pF	40 mS

Figure 7 : Valeurs des éléments constituant un MESTEC à l'As-Ga petits signaux.

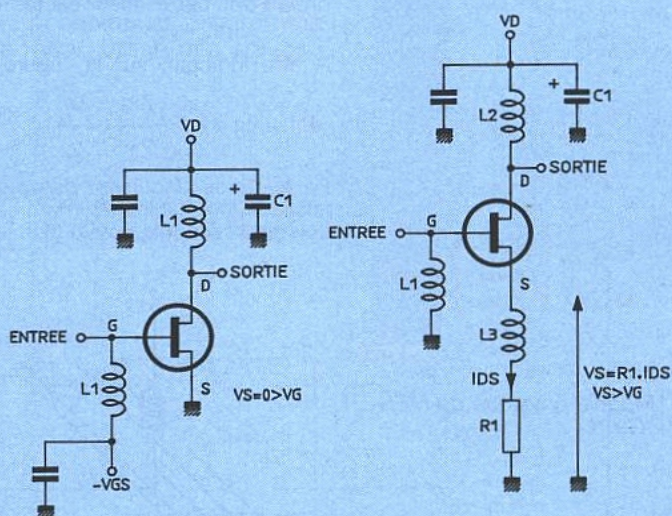


Figure 8 : Deux cas typiques pour polariser les MESTEC, parfois L_2 se remplace par une résistance de 47 Ω qui amortit la sortie, réduit le gain mais augmente la stabilité.

C_1 : capacité réservoir d'au moins 50 μF pour les forts courants Drain.

Les tensions V_0 et V_{GS} doivent être exemptes de bruits (ondulations) provenant de l'alimentation susceptibles d'augmenter la figure de bruit de l'étage amplificateur.

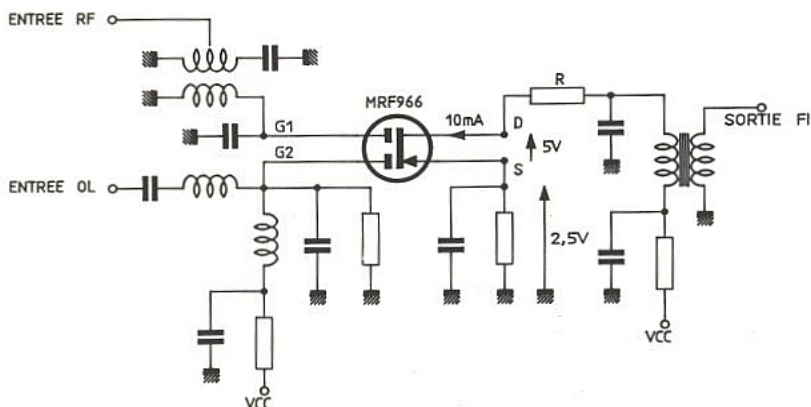


Figure 9 : Etage mélangeur équipé d'un MESTEC As-Ga, le MRF 966 de Motorola.

La résistance dans le Drain stabilise le fonctionnement.

la **figure 10**. Disposant d'un excellent gain et d'un rendement important, les transistors à l'As-Ga s'utilisent comme doubleurs de fréquence, voir l'exemple de la **figure 11**. Pour réaliser des préamplificateurs faible bruit à grande dynamique les TEC As-Ga prédominent dans le domaine fréquentiel débutant au GHz où l'on utilise souvent deux TEC dont le premier donne NF et le second apporte le gain au 1 dB de compression pour la dynamique ; un exemple de schéma proposé à la **figure 12** donne une idée de ce genre de réalisation, notez la différence des tensions V_{DS} et courant I_{DS} ainsi que les résistances de $47\ \Omega$ dans un circuit R/L pour le Drain, qui provoquent l'amortissement du drain, donc réduisent le gain mais stabilisent le fonctionnement du transistor ; un gain trop important engendre des suroscillations parasites liées parfois aux "selfs de choc" hors de la bande d'utilisation qui rendent l'amplificateur inutilisable. Le préamplificateur de la **figure 13** représente un schéma utilisé pour la réception TV en bande 4 et 5 et prouve de la simplicité d'un montage performant conçu autour d'un TEC As-Ga.

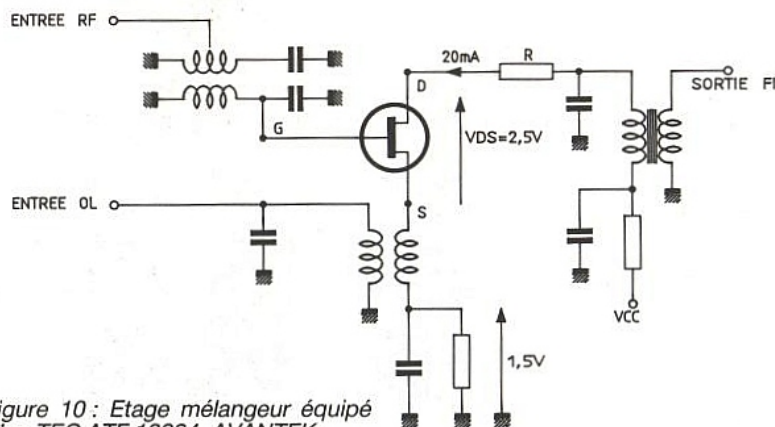


Figure 10 : Etage mélangeur équipé d'un TEC ATF 13284, AVANTEK.

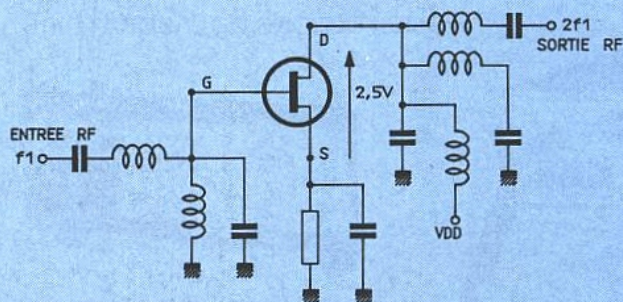


Figure 11 : Doubleur de fréquence avec l'ATF 13284.

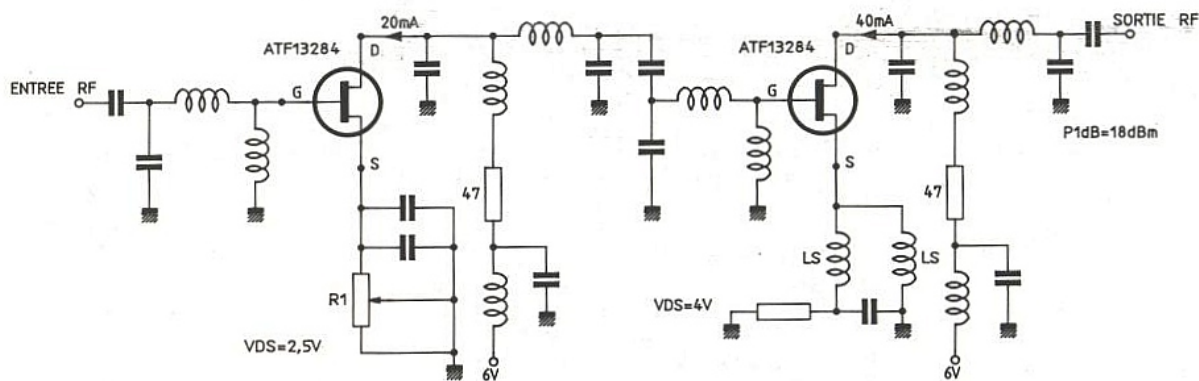


Figure 12 : Préamplificateur RF à deux étages, très faible bruit et grande dynamique.

L'inductance L_s influence le module de S_{11} , réduit le gain, améliore la stabilité, mais dégrade le facteur de bruit.

La résistance R_i ajuste la tension V_{DS} , modifie I_{DS} et permet de se placer dans les conditions optimales pour l'obtention du meilleur facteur de bruit.

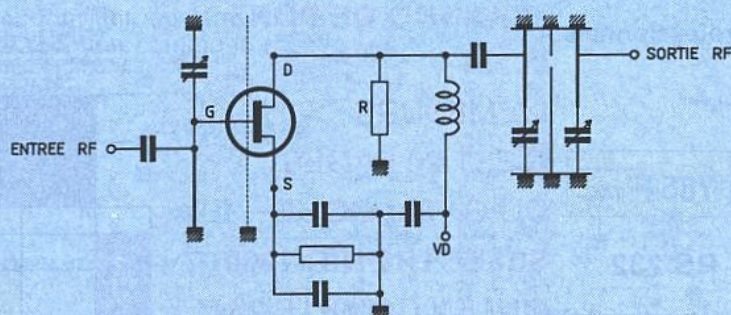
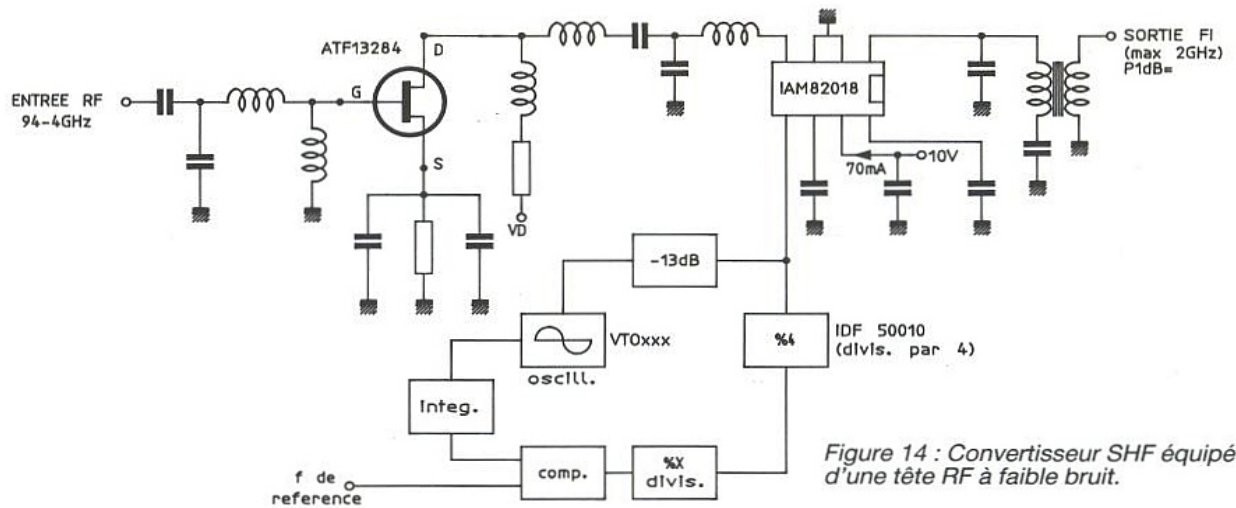


Figure 13 : Préamplificateur TV faible bruit, bande 4 et 5.

La résistance R amortit la sortie et stabilise le transistor ($K > 1$).



Par ailleurs nous pouvons réaliser des convertisseurs SHF à faible bruit, haute dynamique et grand gain en combinant les transistors à l'As-Ga et des structures bipolaires au silicium ; l'exemple proposé à la **figure 14** utilise un mélangeur actif IAM 82018 présentant un gain de conversion de 15 dB, un point d'interception de + 18 dBm, et un niveau de sortie en FI de + 8 dBm ; le préamplificateur RF utilise un ATF 13284 qui apporte 15 dB de gain pour une figure de bruit de 0,6 – 0,8 dB. Ce convertisseur équipé de son oscillateur local et du synthétiseur reste très compact. Pour compléter cet

exposé nous vous présentons un ampli "MMIC" à l'As-Ga, adapté 50 Ω en entrée-sortie. Son réel intérêt d'utilisation se situe au-dessus de 4 GHz, le MGA 64135 proposé en boîtier "Micro X" offre à 6 GHz une figure de bruit de 7,5 dB pour un gain de 12,5 dB, à comparer aux 2 dB de gain d'un "MMIC" bipolaire du type MSA 7325 ; les caractéristiques du MGA 64135 vous sont présentées en annexe. Cet éventail d'applications servira certainement aux expérimentateurs SHF qui hésitaient à utiliser les structures As-Ga. Toutefois il faudra prendre des précautions d'emploi : les

décharges électrostatiques causées avec les doigts et le fer à souder sont mortelles pour les transistors. Les MESTEC As-Ga ouvrent de nouveaux horizons dans le domaine des hyperfréquences où ils dominent les structures au silicium, malheureusement ils restent d'un coût encore élevé.

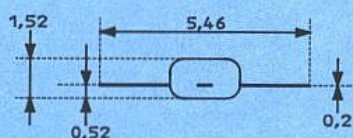
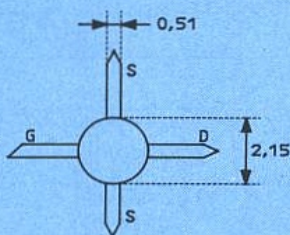
Bibliographie : Notes Avantek avec nos remerciements à la société SCIE-DIMES.

Ph. B

Annexe 1

*Tec As-Ga, faible bruit,
1 à 16 GHz,
ATF 13284.*

Boîtier plastique "Avantek 84".



Longueur de la grille : 0,3 micron.

Caractéristiques électriques à Tamb = 25 °C

NF _o	V _{DS} = 2,5 V, I _{DS} = 20 mA, f = 4 GHz	0,7 dB
G _A	mêmes conditions	13 dB
P _{1dB}	V _{DS} = 4 V, I _{DS} = 40 mA, f = 4 GHz	18 dBm
G _{1dB}	mêmes conditions	15 dB
g _m	V _{DS} = 2,5 V, V _{GS} = 0 V	55 mS
I _{DSS}	mêmes conditions	50 mA à 100 mA max
V _P	V _{DS} = 2,5 V, I _{DS} = 1 mA	- 4 V

Paramètres de répartition pour $V_{DS} = 2,5 \text{ V}$ et $I_{DS} = 20 \text{ mA}$

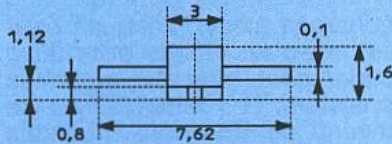
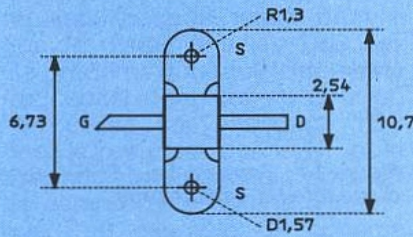
	S ₁₁	S ₂₁	S ₁₂	S ₂₂	Γ_{opt}	R _n
f = 1 GHz	{0,98; -21°}	{3,24; 157°}	{0,023; 74°}	{0,5; -17°}	{0,92; 10°}	65Ω
f = 2 GHz	{0,97; -33°}	{3,26; 145°}	{0,045; 67°}	{0,5; -24°}	{0,85; 21°}	60Ω

Paramètres d'utilisation maximum

V_{DS}	5 V
V_{DS}	- 4 V
I_{DS}	100 mA
P_T à 25 °C	225 mW
T° de canal	175 °C

Annexe 2

TEC As-Ga de puissance,
2 à 8 GHz. ATF 44101.



Boîtier métal-céramique "Avantek
100 mil Flange".

Composé de quatre éléments interdi-
gités, la longueur de grille de chaque
cellule est de 0,5 micron.

Caractéristiques électriques à $T_{amb} = 25^\circ C$

P_{1dB}	$V_{DS} = 9\text{ V}, I_{DS} = 500\text{ mA}, f = 4\text{ GHz}$	32 dBm
G_{1dB}	mêmes conditions	9 dB
$R\%$	à P_{1dB}	36 %
g_m	$V_{DS} = 2,5\text{ V}, I_{DS} = 500\text{ mA}$	300 mS
I_{DSS}	$V_{DS} = 1,75\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	1 500 mA
V_P	$V_{DS} = 2,5\text{ V}, I_{DS} = 5\text{ mA}$	- 5,4 V

Paramètres de répartitions pour $V_{DS} = 9\text{ V}$ et $I_{DS} = 500\text{ mA}$

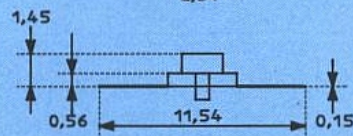
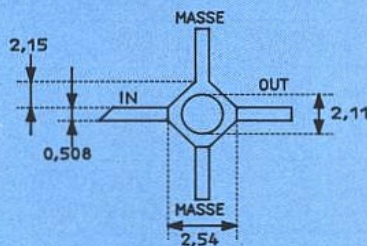
	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
$f = 1\text{ GHz}$	$\{0,88; -117^\circ\}$	$\{4,52; 111^\circ\}$	$\{0,04; 34^\circ\}$	$\{0,37; -162^\circ\}$
$f = 2\text{ GHz}$	$\{0,89; -149^\circ\}$	$\{2,55; 88^\circ\}$	$\{0,05; 36^\circ\}$	$\{0,41; -168^\circ\}$

Paramètres d'utilisation maximum

V_{DS}	14 V
V_{GS}	- 7 V
I_{DS}	1 500 mA
T° de canal	175 $^\circ C$

Annexe 3

MMIC As-Ga,
cascadable 50 Ω ,
2 à 6 GHz, MGA 64135.



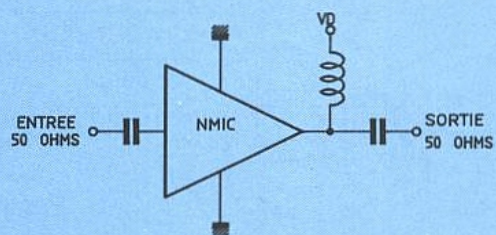
Boîtier métal-céramique
"Avantek 35 Micro X".

Caractéristiques électriques à $T_{amb} = 25^\circ C$

$ S_{21} ^2$	$V_D = 10\text{ V}, I_D = 50\text{ mA}, f : \text{de } 2 \text{ à } 6\text{ GHz}$	12 dB
Ros entrée	de 2 à 6 GHz	1,5
Ros sortie	de 2 à 6 GHz	1,4
$P_1\text{ dB}$	mêmes conditions	12 dBm
NF_{50}		7,5 dB
$ S_{12} ^2$	Isolation	35 dB

Conditions d'utilisations maximum

V_D	12 V
P_T à 25 $^\circ C$	600 mW
P_{in}	13 dBm
T° de canal	175 $^\circ C$



Amplification en classe D

Dans notre précédent numéro nous avons abordé les principes de fonctionnement des différentes classes d'amplification pour aboutir aux particularités de la classe D. Nous poursuivons notre exposé dans ce numéro en passant en revue les différentes structures de commutations à MOSFET communément exploitées et en traitant le problème fondamental du filtrage.

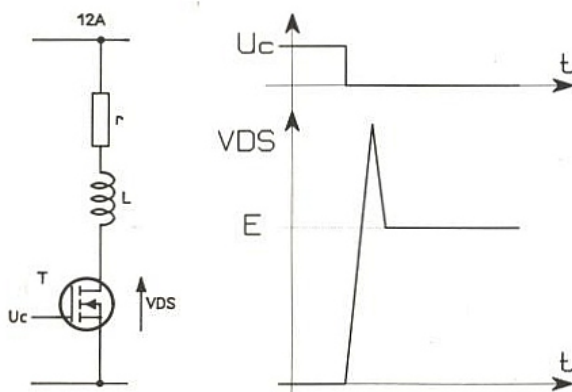
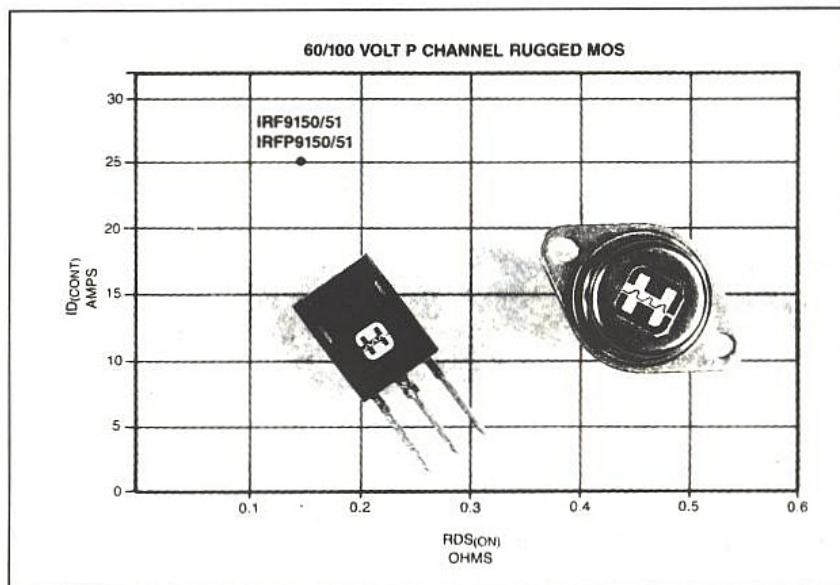


Figure 12 a : Surtension de Vds sans précautions.

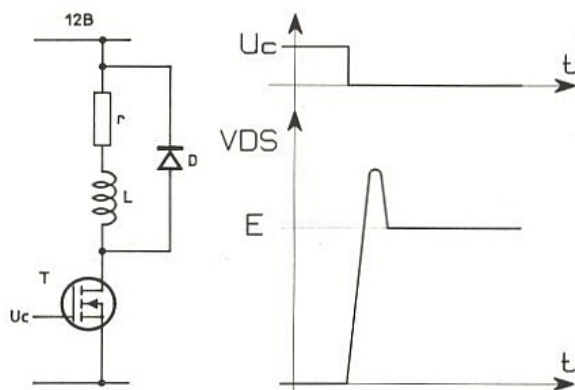


Figure 12 b : Diode de roue libre.

Si la valeur de la surtension appliquée dépasse V_{dsmaxi} , le Mosfet sera irrémédiablement détruit : il est donc nécessaire de permettre aux charges accumulées dans la self de s'évacuer rapidement, en utilisant une diode de roue libre, bien connue des techniciens en électronique de puissance (figure 12 b). De la rapidité de commutation de la diode dépendra son efficacité à amortir la surtension. Son efficacité restant relative dans certaines situations, il peut être nécessaire de placer une diode zener rapide de clamping directement entre Drain et Source, le plus près possible du transistor (figure 12 c). De cette façon, on limite la surtension Vds à une valeur que l'on peut choisir plus précisément en fonction des limitations technologiques du Mosfet. Il est courant de rencontrer dans des applications de commutation de puissance un réseau d'amortissement passif (R-C) comme indiqué en figure 12 d. Bien qu'il joue un rôle similaire, il ne se contente pas d'amortir la surtension mais contribue à limiter la vitesse de commutation du composant. En plus, le circuit RLC série ainsi formé entraîne l'apparition d'une ondulation résiduelle, qui exerce une influence non négligeable sur le rapport signal/bruit en classe D.

Le problème des surtensions se pose également au niveau de la grille : il est impératif de limiter l'excursion de V_{gs} à une valeur inférieure à ± 20 V (cas des mosfets d'International Rectifier). Au-delà, la couche d'oxyde de silicium risquerait de subir des dommages irréversibles. Afin de supprimer tout risque de surtensions transitoires à l'entrée, dues éventuellement à un tracé des pistes inductif, on peut envisager d'implanter une diode zener de clamping entre grille et source, comme indiqué en **figure 12 d**.

La mise en parallèle des Mosfets de puissance

On sait fabriquer des Mosfets supportant des hautes tensions (> 500 Volts), de forts courants (> 30 Ampères) mais on arrive difficilement à concilier les deux à la fois. Pour atteindre de grandes puissances en conservant une marge de sécurité suffisante, on est donc amené à mettre plusieurs Mosfets en parallèle. Toutefois, la mise en parallèle de Mosfets de puissance risque de provoquer l'apparition d'oscillations parasites à très haute fréquence, bien souvent responsables de leur destruction.

En effet, l'amplitude des surtensions induites par ces oscillations sur la grille est telle qu'il s'ensuit une rupture de la couche d'oxyde de silicium, même lorsque les transistors travaillent largement à l'intérieur de leurs limites de fonctionnement.

Les travaux de E. Oxner (Siliconix-Inc) ont permis de mettre en évidence l'origine de ces oscillations. Elles seraient dues à un fonctionnement en multivibrateur résultant à la fois d'inductances de boucle entre transistors et du changement rapide de la capacité Grille-Drain en fonction de V_{dg} (**figure 13 a** : effet Miller).

On peut remarquer qu'une variation brutale de C_{gd} se produit au voisinage d'une tension Drain-Grille nulle : c'est dans cette zone que devraient apparaître les oscillations parasites. En observant la caractéristique de transfert de charge d'un VN 4000 A de Siliconix qui a servi de base aux expérimentations (**figure 13 b**), on peut remarquer que l'annulation de V_{gd} intervient à la fin de la fermeture du Mosfet : les oscillogrammes relevés en **figure 13 c** appuyent cette thèse, les oscillations, évaluées à partir de l'oscillogramme de la **figure 13 d**, se produisent approximativement à une fréquence de 85 MHz !

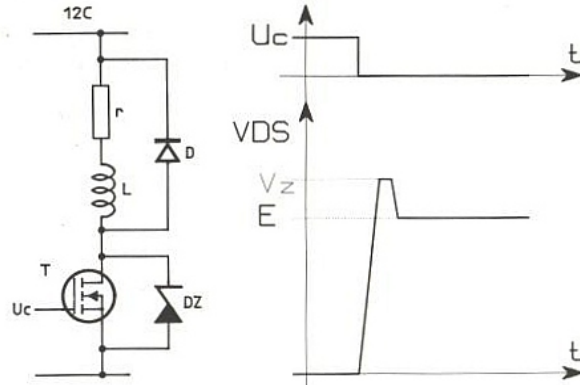


Figure 12 c : Zener de clamping.

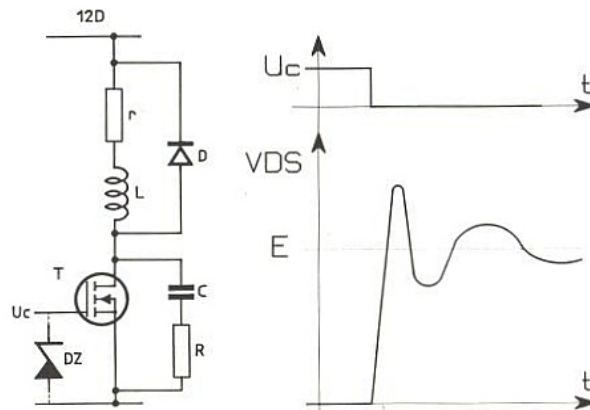
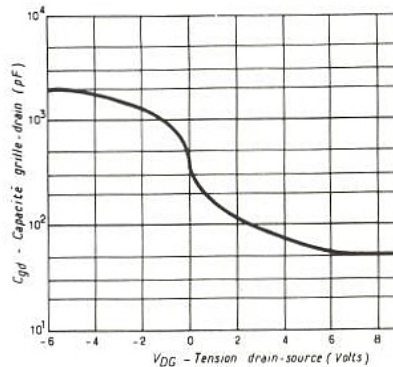
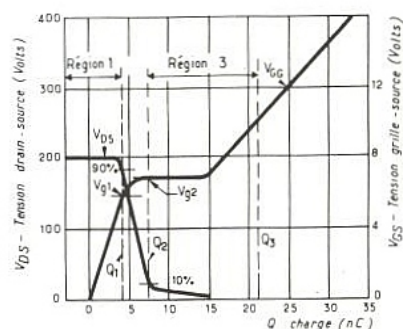


Figure 12 d : Réseau d'amortissement RC.

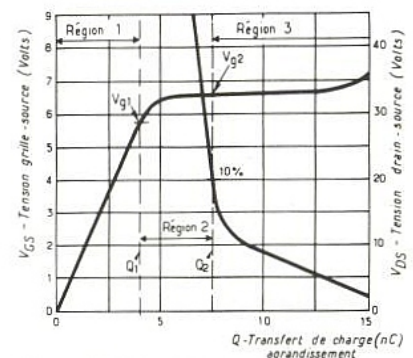


13 a : Effets de la commande de grille sur la capacité.



13 b Transfert de charge au turn-on.

Figure 13 : Mosfets en parallèles.



Transfert de charge, vue agrandie.

Les relevés ont été obtenus à partir du montage de la **figure 13 e**, en prenant soin de souder les sources directement sur la masse commune.

Pour éviter ce genre de risque, on recommande bien souvent à titre préventif de placer des résistances sur la grille plutôt que de les connecter ensemble. On accroît alors la constante de temps de charge de Ciss d'où une dégradation inévitable de la vitesse de commutation.

Il est alors possible de remplacer la résistance de grille par une perle de ferrite entre les drains des transistors couplés en parallèle (une perle suffit pour deux transistors). Dans cette configuration, la perle n'a aucun effet sur les temps de commutation, mais peut entraîner une saturation lors de commutations à très forts courants.

On peut également envisager d'utiliser un circuit de commande distinct pour chaque transistor, ce qui éviterait à la fois ce type d'oscillations et la dégradation des vitesses de commutation par mise en parallèle des capacités de grille.

EXEMPLES DE RÉALISATION D'ÉTAGES DE PUISSANCE

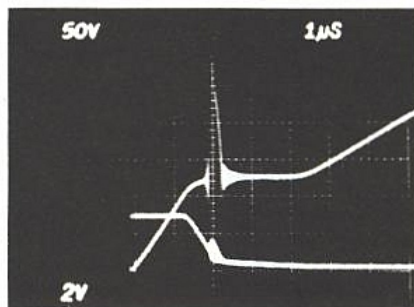
Les filtres de sortie sont volontairement omis, ils seront étudiés ultérieurement. Il en est de même pour les dispositifs de non chevauchement, mis à part dans un cas où il était indissociable de l'étage de puissance.

Montage Bootstrap à Mosfets canal N (figure 14)

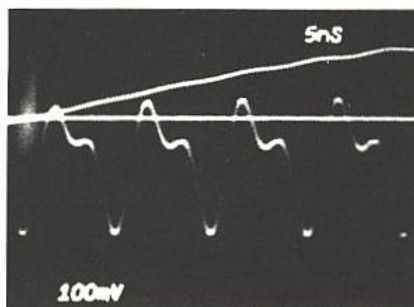
A condition que les éléments soient correctement dimensionnés, cette configuration permet d'obtenir une commutation parfaitement symétrique de la charge. La réponse de ce dispositif est très rapide en vertu de l'utilisation de T4 pour la charge et de T3 pour la décharge de la capacité parasite Ciss de T1. On suppose que l'impédance de sortie de l'étage de commande est très faible ; Vc fournit une tension minimale de 5 V et maximale de 15 V par rapport à la source d'alimentation négative.

Le principe de fonctionnement est le suivant :

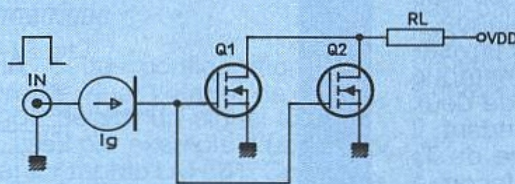
1. $V_c = V_h$: T2 et T3 sont rapidement saturés, forçant le potentiel Vgs de T1 et Vbe de T4 à 0 V ; T1 est donc bloqué, T4 également. La charge est reliée à -Valim. C se charge sous 2 Vcc approximativement.



13 c : Enveloppe des oscillations parasites dans la région 2 de la courbe.



13 d : Extension de la base de temps pour déterminer grossièrement la fréquence des oscillations.



13 e : Circuit de mesure des transferts de charges.

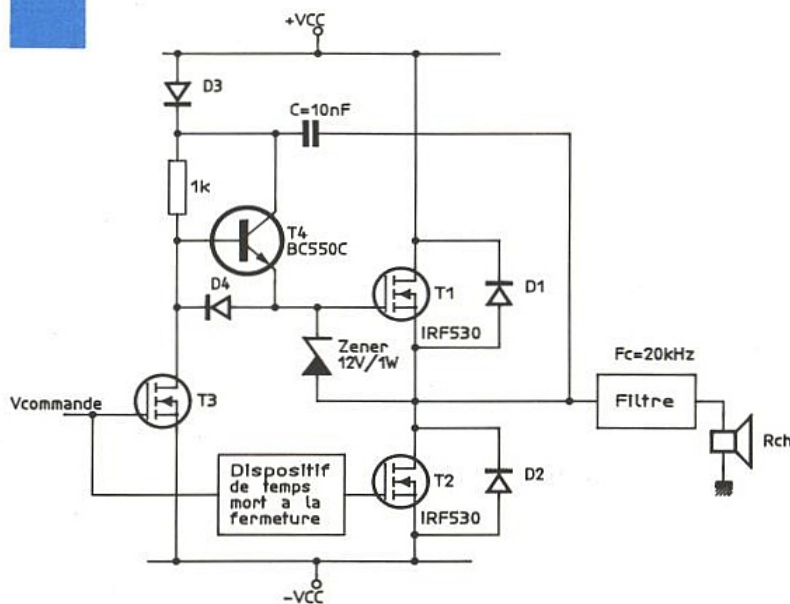


Figure 14 : Montage Bootstrap à mosfet canal N.

2. $V_c = V_b (-Valim)$:

* T_2 et T_3 se bloquent rapidement, entraînant le blocage de D_4

* $Valim$ est alors appliquée sur la base de T_4 par l'intermédiaire de R et D_3 : T_4 se sature.

* T_4 se comporte alors comme un interrupteur fermé, ramenant le potentiel positif de C sur la grille de T_1 : la conduction de T_1 ne dépend plus alors que de la valeur de U_c .

* $V_{gs}(T_1) = V_c = 2 V_{cc}$: T_1 se sature

→ la charge est reliée à $+Valim$

→ C a tendance à se décharger dans C_{iss} : le choix de C dépend de trois éléments : $Valim$, C_{iss} et F_h . En effet :

— si $Valim$ est important, V_{gs} ne doit supporter $2 Valim$ qu'un instant très court (utilisation d'une zener rapide et d'un condensateur bootstrap de valeur très faible).

— si $2 Valim$ est inférieure à $20 V$, il faut éviter au condensateur de trop se décharger, soit $C \geq 10 C_{iss}$.

— si F_h est faible, il est préférable d'augmenter C_{iss} pour garantir la saturation de T_1 pendant toute la période.

— si F_h augmente, diminuer C pour limiter son temps de recharge lorsque T_1 est bloqué.

Avec ce principe, on peut envisager une alimentation asymétrique avec l'association en H de deux étages identiques. Cependant, il faut retarder la fermeture de T_2 lorsque $V_c = V_h$, de façon à laisser le temps à T_1 de se bloquer complètement. Un générateur de temps mort sera donc inséré dans la grille de T_2 uniquement. Par contre, et surtout, il devra être transparent à l'ouverture.

Etage complémentaire à alimentation symétrique

L'efficacité du montage de la figure 15 a repose sur une particularité originale de l'étage de commande des grilles : le dispositif anti-chevauchement est matérialisé par la présence de C_1 et C_2 , dont le choix suffit à déterminer la durée du temps mort pour chaque transistor, indépendamment l'un de l'autre.

Son principe de fonctionnement, appuyé par les chronogrammes de la figure 15 b, est le suivant :

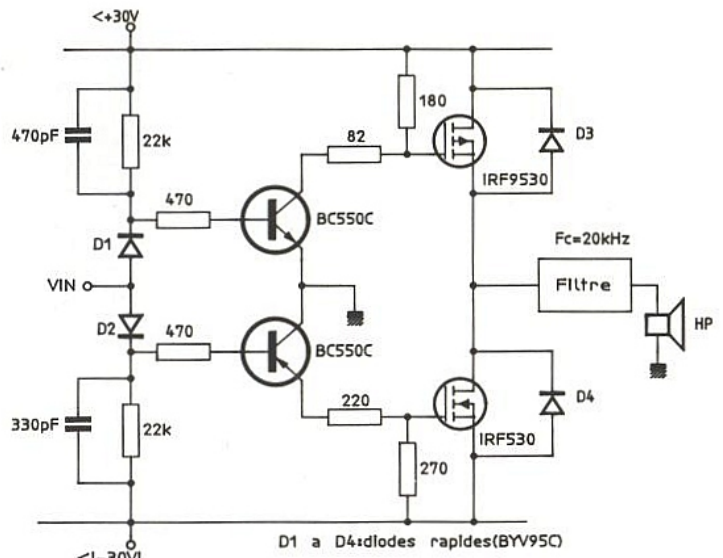


Figure 15 a : Etage de puissance complémentaire.
D1 à D4 : Diode rapide (BYV 95C).

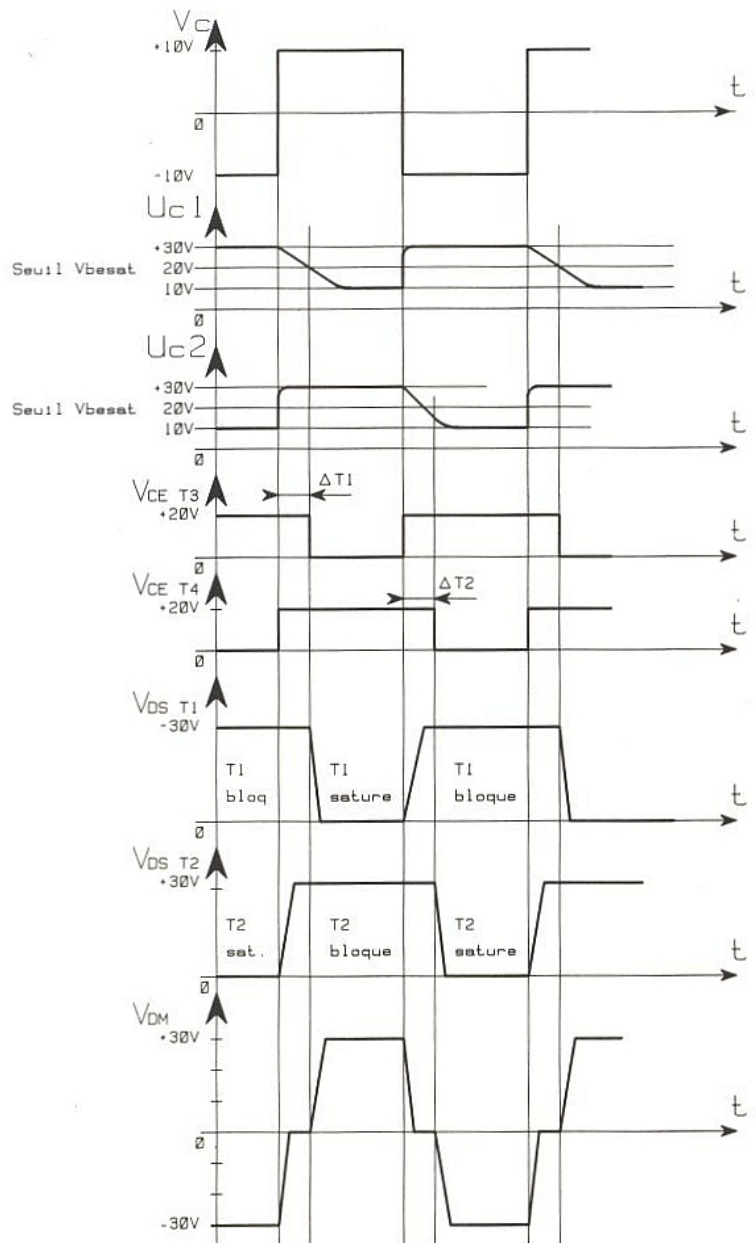


Figure 15 b : Chronogrammes de fonctionnement du dispositif de retard à la fermeture des mosfets.

1. Prenons pour conditions initiales de Vin $V_{c1} = -10\text{ V}$, $V_{c2} = +10\text{ V}$, soit D_4 passante ($U_{c1} = 30\text{ V}$), soit D_3 passante ($U_{c2} = 30\text{ V}$). Diodes idéales ($U_d \approx 0$) ($+V_{\text{alim}} = +20\text{ V}$ et $-V_{\text{alim}} = -20\text{ V}$)

On remarque que les diodes D_1 , D_2 sont toujours passantes en régime établi, polarisées par R_1 et R_2 ($22\text{ k}\Omega$).

* $V_{be} T_3 = -10\text{ V}$: T_3 bloqué, $V_{gs1} = 0$

* $V_{be} T_4 > 0,6\text{ V}$: T_4 saturé, $V_{gs2} = V_{\text{alim}} \times R_6 / (R_4 + R_6)$

R_{ch} est reliée à $-V_{\text{alim}}$, T_1 bloqué, T_2 saturé.

2. V_c passe à $+10\text{ V}$:

Les condensateurs ne pouvant se décharger instantanément, D_3 se bloque, ce qui va permettre à C_1 de se décharger tranquillement dans R_1 jusqu'à 10 V , valeur limitée par la mise en conduction de D_1 lorsque $U_{c1} = V_c$. Par contre, C_2 se charge presque instantanément sous $+30\text{ V}$ au travers de D_4 , bloquant rapidement T_4 (V_{be} devient négatif).

R_{ch} est déconnectée, T_1 et T_2 sont bloqués : temps mort !

3. Après un temps $\Delta T_1 = f(R_1, C_1)$, C_1 atteint $V_{besat} (T_3)$, imposant :

$V_{gs1} = V_{\text{alim}} \times R_5 / (R_3 + R_5)$.

→ R_{ch} est reliée à $+V_{\text{alim}}$, T_1 saturé et T_2 bloqué.

4. V_c repasse à -10 V .

Le phénomène inverse se passe, D_2 se bloquant et C_2 se déchargeant "lentement" jusqu'à 10 V , tandis que le V_{be} de T_3 devient rapidement négatif, bloquant T_3 ($V_{gs} T_1 = 0$).

R_{ch} est déconnectée, T_1 et T_2 sont bloqués : temps mort !

5. Après un temps $\Delta T_2 = f(R_2, C_2)$, C_2 atteint la tension de saturation de T_4 (à V_{d4} près) déterminant $V_{gs2} = V_{\text{alim}} \times R_6 / (R_4 + R_6)$.

R_{ch} est reliée à $-V_{\text{alim}}$, T_1 bloqué et T_2 saturé.

Le cycle de commutation est terminé. Notons que nous avons considéré que la saturation des transistors bipolaires était obtenue pour tout V_{be} positif, soit $V_{besat} = 0$.

De façon à limiter les temps de montée des V_{gs} , on choisira R_2 à R_6 aussi faibles que possible. Ce schéma n'est donc valable que pour des tensions d'alimentation inférieures à $\pm 30\text{ V}$. Au-delà, on utilisera un push-pull bipolaire de commande des grilles entre le driver et les Mosfets, qui permet d'obtenir des courants de repos extrêmement réduits (rendement meilleur !)

Notez le rapport d'environ deux existant entre les couples $[R_3-R_5]$ et $[R_4-R_6]$, de façon à compenser les différences de caractéristiques des Mosfets.

Etage de puissance complémentaire, à alimentation asymétrique

Dans cette configuration, on suppose que l'étage de commande délivre un signal logique TTL, issu par exemple d'un comparateur rapide LM 361. Ce composant présente l'intérêt de fournir deux signaux logiques en opposition de phase, parfaitement synchronisés.

Sur le schéma de la figure 16, la tension d'alimentation est limitée par le V_{cmax} de T_7 et T_4 . L'alimentation en $+5\text{ V}$ des circuits 7406 sera prélevée sur l'étage de commande. Il suffit de relier les sorties Q et $\bar{Q}$ du LM 361 à deux étages de puissance identiques à deux 7406 près, en prévoyant la génération des temps morts à la commutation. T_7 assure le décalage du potentiel de commande de T_1 .

Limitations systématiques de la puissance de sortie

La puissance maximale disponible sur un amplificateur à découpage ne peut être déterminée aussi simplement que sur un amplificateur classique en classe AB. En théorie, la puissance est déterminée ainsi :

$$P_{\text{eff}} = \frac{(V_{\text{crête}}/\sqrt{2})^2}{R_{ch}} = \frac{(V_{\text{crête}})^2}{2 R_{ch}}$$

$V_{\text{crête}}$ représente le niveau maximal d'une demi-sinusoïde avant écrêtage aux bornes de la charge, et R_{ch} la résistance moyenne du haut-parleur (ce qui, comme chacun sait, est inexact puisque dépendant de la fréquence des signaux BF !).

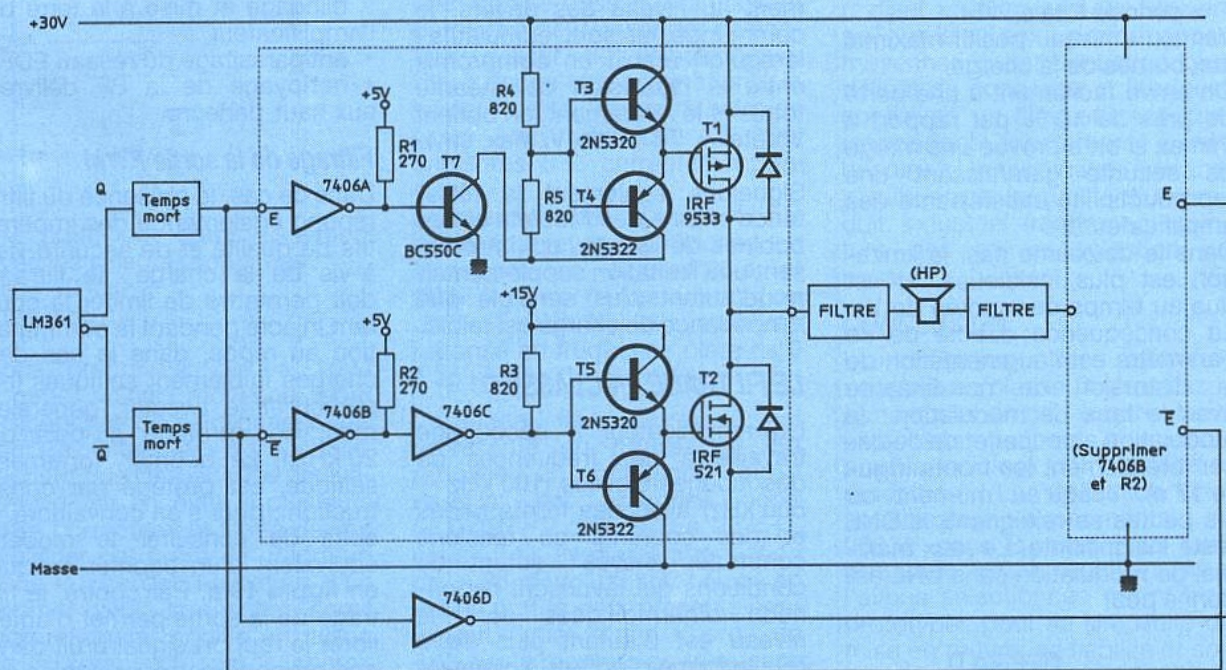


Figure 16 : Double étage de puissance monté en H, pour alimentation asymétrique.

Sur un signal rectangulaire dont le rapport cyclique est modulé à 100 % par une sinusoïde, le niveau crête à crête de celle-ci devrait correspondre à l'amplitude de la tension découpée en sortie de l'amplificateur (c'est-à-dire à 0 %, $[-V_{lim} + V_{DSSat}]$ et à 100 % $[+V_{lim} - V_{DSSat}]$, soit l'équivalent de : $[2V_{lim} - 2V_{DSSat}]$. En fait, il n'en est rien : les contraintes à la mise en œuvre des Mosfets de puissance en classe D vont imposer une réduction sensible de la puissance maximale délivrée sur la charge par un signal sinusoïdal. Cette limitation provient essentiellement des deux éléments suivants :

- * le retard à la fermeture, engendré par le dispositif de temps morts.

- * la pente à la commutation du signal de sortie, dépendant du temps de commutation des Mosfets.

Dans le premier cas, la limitation est facilement identifiable, et peut être quantifiée par un simple relevé à l'oscilloscope du signal de sortie délivré sur une charge résistive pure.

Considérons l'oscillogramme de V_{ds} sur la **figure 15 b** : le niveau maximal de V_s moyen pour une crête sera déterminé par la surface de l'impulsion répartie sur toute la période. On en déduit la valeur réelle de V_{smoy} :

$$V_{smoy}(\text{crête}) = \frac{V_{smax} (T/2 - \Delta T_1)}{T/2}$$

avec : ΔT_1 = durée du temps mort créé artificiellement sur la demi-période positive

T = période totale

V_{smax} = niveau positif maximal aux bornes de la charge.

On arrive facilement à une perte de près de 10 % par rapport à V_{smax} si on a prévu une marge de sécurité garantissant une reproductibilité satisfaisante des amplificateurs.

Dans le deuxième cas, la limitation est plus insidieuse, et est due au temps de montée de V_s . La conséquence directe de ce paramètre est l'augmentation de la distorsion de non-linéarité avec le taux de modulation : la modulation a pour effet de déplacer latéralement les fronts (**figure 17 a**). Jusqu'au moment où les pentes se rejoignent, la DNL reste insignifiante. Le taux maximal de modulation sans DNL est donné pour :

$$Tx_{max}(\%) = \frac{(T - 2\Delta T)}{T} \times 100$$

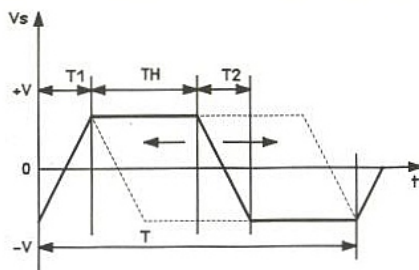


Figure 17 a

$$V_{smoy} = \frac{2V(\Delta TH + \frac{\Delta T_2}{2} + \frac{\Delta T_1}{2})}{T} - V$$

Soit $\Delta T_1 = \Delta T_2 = \Delta T \cdot V_{smoy}(\text{max})$ est donnée pour $\Delta TH = T - 2\Delta T$ (surface pour laquelle les fronts se rejoignent)

$$\Rightarrow V_{smoy}(\text{max}) = +V \frac{(T - 2\Delta T)}{T}$$

$\Rightarrow$ Taux de modulation : $T_x(\text{max}) =$

$$\frac{(T - 2\Delta T)}{T} \times 100 (\text{en } \%)$$

avec : ΔT : temps de montée d'un front

T : période totale

On en déduit

$$V_{smoy}(\text{max}) = +V \left(\frac{T - 2\Delta T}{T} \right)$$

Lorsque les pentes se chevauchent, la DNL se manifeste progressivement, et la caractéristique de transfert correspondante est indiquée en **figure 17 b**.

Les deux effets que nous venons de décrire sont présents également au niveau des drivers de commande, et sont cumulatifs : lorsqu'on établit un compromis entre la distorsion de linéarité totale et le rendement, on obtient $V_{crête} = 70\%$ de V_{smax} environ.

Signalons également la résistance interne des Mosfets et des bobines de lissage, qui introduisent une limitation supplémentaire, d'autant plus sensible que l'impédance de charge est faible.

LE FILTRAGE EN CLASSE D

Un amplificateur à découpage travaille à des fréquences de découpages élevées (100 kHz – 500 kHz) avec des fronts raides et des courants ou tensions commutés élevés : autant de conditions qui favorisent l'apparition d'harmoniques dont le niveau est d'autant plus élevé que la forme d'onde s'éloigne de la sinusoïde : les fréquences ainsi obtenues peuvent dépasser

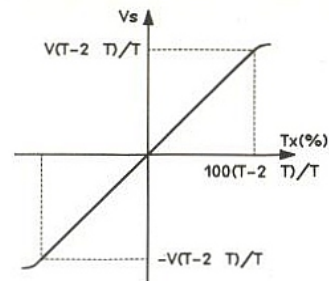


Figure 17 b

Distorsion de non-linéarité nulle dans l'intervalle :

$$-V \frac{(T - 2\Delta T)}{T},$$

$$+V \frac{(T - 2\Delta T)}{T}$$

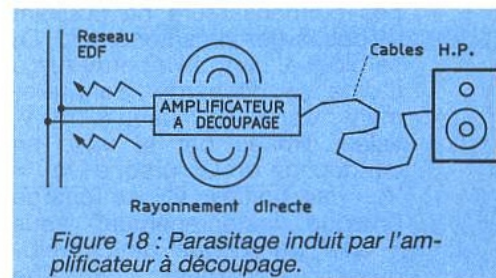


Figure 18 : Parasitage induit par l'amplificateur à découpage.

plusieurs centaines de mégahertz, la charge selfique ne faisant qu'aggraver ce phénomène. Ainsi, les parasites de forte puissance issus de l'étage de sortie de l'amplificateur peuvent trouver une excellente antenne dans les câbles de liaison des haut-parleurs ou les lignes d'alimentation jusqu'au secteur, et rayonner à des distances importantes (**figure 18**).

En conséquence, trois mesures sont de rigueur de façon à interdire l'accès des parasites à l'environnement extérieur :

- * blindage et mise à la terre de l'amplificateur
- * antiparasitage du réseau EDF
- * nettoyage de la BF délivrée aux haut-parleurs

Filtrage de la sortie PWM

Dans ce cas, la présence du filtre répond également à des impératifs de qualité et de sécurité vis-à-vis de la charge : le filtrage doit permettre de limiter le courant injecté pendant la commutation au repos, dans le cas des charges faiblement selfiques (en particulier le tweeter, généralement non protégé au-delà de 20 kHz !). Le boomer, fortement selfique, est protégé par construction : pour s'en convaincre, il suffit de consulter le modèle équivalent d'un boomer indiqué en **figure 19 a**. Par contre, le filtrage de la sortie permet d'améliorer le rapport signal/bruit dans des proportions respectables en limitant l'influence des fréquences d'intermodulation.

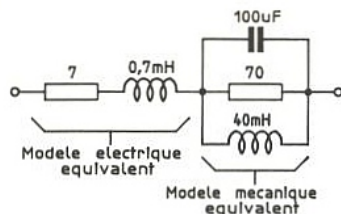


Figure 19 a : Modèle équivalent d'un boomer.

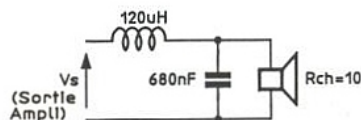


Figure 19 b : Filtre de sortie d'ordre 2.

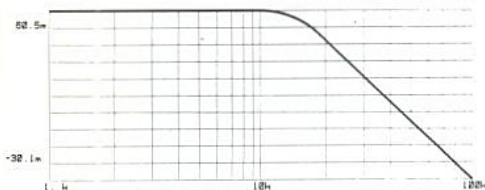


Figure 19 c : Réponse du filtre de la figure 19 b.

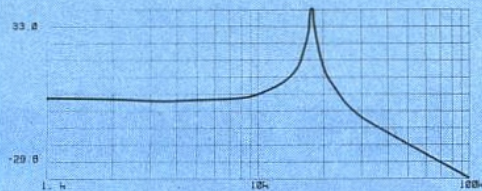


Figure 19 d : Filtre du 2^e ordre chargé par le modèle de HP de la figure 19 a.

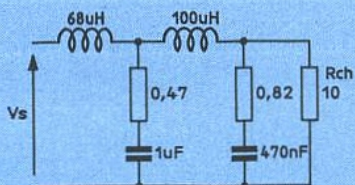


Figure 20 a

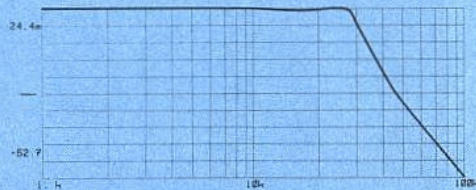


Figure 20 b : Réponse du filtre de la figure 20 a.

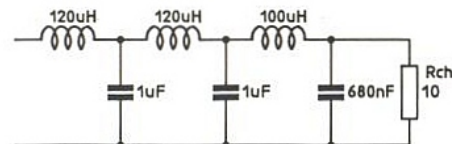


Figure 21 a



Figure 21 b : Réponse fréquentielle du filtre d'ordre 6, sous 10 Ω .

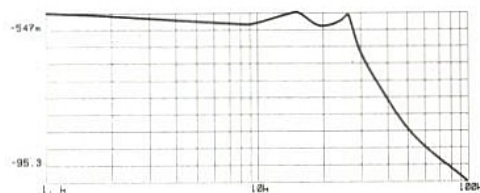


Figure 21 c : Réponse du filtre du 6^e ordre sous une charge de 4 ohms.

Les filtres sont impérativement passifs, d'ordre 2, 4 ou 6 suivant le taux de réjection souhaité. Le modèle le plus simple est présenté en **figure 19 b**, et sa réponse en fréquence en **19 c**. Prévu pour une impédance de 8 Ω , il faudra multiplier C par deux et diviser L par deux pour une charge de 4 Ω , sous peine de constater une nette dégradation de la réponse dans les aigus (-3 dB à 8 kHz et -10 dB à 20 kHz !).

Le calcul des filtres étant hors sujet, contentons-nous d'en donner les paramètres essentiels :

$$F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\text{et } m = \frac{1}{2R}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

m : coefficient d'amortissement avec les valeurs proposées :
F_c = 19 kHz
m = 0,66

Nous prendrons Z_{HP} = 10 Ω comme valeur moyenne pour l'impédance du haut-parleur servant à effectuer les calculs, sachant que l'impédance équivalente d'une enceinte à plusieurs voies correctement filtrée devrait avoisiner cet ordre de grandeur. Dans le cas de l'utilisation d'un boomer seul, le résultat serait profondément modifié en raison de la complexité de la charge réelle. A titre purement démonstratif, nous avons utilisé un simu-

lateur analogique afin de déterminer la réponse réelle de l'ensemble HP + Filtre à partir du modèle de haut-parleur proposé en **figure 19 a**. Le résultat, indiqué en **figure 19 d**, se passe de commentaires : on constate une pointe de +33 dB à 19 kHz, qui resterait évidemment inaudible dans le cas d'utilisation d'un boomer seul.

Pour vous éviter toute démarche fastidieuse dans vos conceptions futures, nous avons calculé et optimisé pour vous deux filtres standards d'ordre 4 et 6, n'utilisant que des valeurs normalisées courantes. Nous espérons en effet que ce dossier fera école et permettra de développer ce secteur délicat de l'électronique. Etant donné leur destination à la haute fidélité, ils sont calculés pour être connectés à des enceintes 8 Ω correctement filtrées.

Le premier filtre, d'ordre 4, est représenté avec sa réponse en fréquence en **figures 20 a** et **20 b**. Il présente une atténuation de -53 dB à 100 kHz, avec une réponse en fréquence plate de 0 à 25 kHz (+0/-0,6 dB).

Le second filtre, d'ordre 6, est représenté en **figure 21 a**. Sa réponse en fréquence (**figure 21 b**) est comprise entre (+0 dB/-2 dB) de 0 à 22 kHz, sous 10 Ω , avec une atténuation de -95 dB à 100 kHz ! Nous en avons profité pour présenter également l'effet d'une charge de 4 Ω sur la réponse en fréquence du filtre (cas fréquent en sonorisation, **figure 21 c**). On remar-

que l'apparition d'un creux de -6 dB à 8 kHz et -7 dB à 20 kHz. Par contre, la charge n'a aucune influence sur l'atténuation à 100 kHz.

Antiparasitage du réseau EDF

Après le filtrage Aval (charge), venons-en au filtrage Amont (source). La solution la plus simple consiste à insérer un filtre directement sur la source EDF 220 V. Le problème de l'antiparasitage secteur ayant été traité de long en large, puis résolu par les professionnels, nous n'avons pas à nous faire de soucis.

En effet, s'il est très simple de réaliser un filtre secteur "universel", mais aux performances moyennes, il est beaucoup plus délicat de concevoir et fabriquer soi-même un filtre efficace correspondant exactement à ses besoins. Un bobinage artisanal n'aura jamais la qualité d'un produit industriel (rendement, jointure des spires, sélection du noyau,...).

CONCLUSION

L'amplification des audiofréquences en classe D n'est assurément pas simple, les structures exploitées résultant d'un compromis judicieux entre qualité et rendement. La réalisation d'un amplificateur expérimental de 200 W sous 8 ohms vous sera proposée le mois prochain. Nous l'avons sélectionnée parmi trois prototypes pour sa simplicité de mise en œuvre, sa fiabilité et son prix de revient très raisonnable.

J. Lefèvre

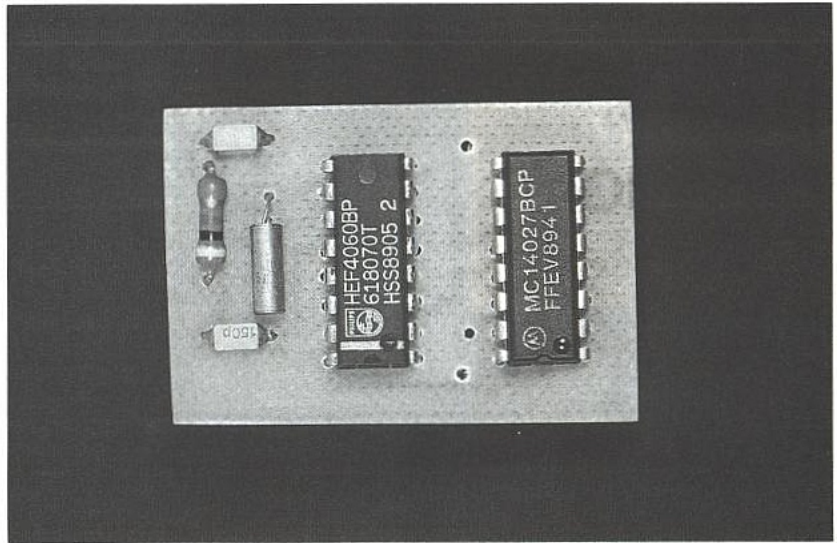
Les oscillateurs CMOS

Les oscillateurs sous toutes leurs formes font partie des circuits électroniques les plus employés, et on ne compte plus les schémas susceptibles d'être utilisés.

Parmi ceux-ci, les oscillateurs bâtis autour de circuits logiques arrivent en bonne place, notamment ceux faisant appel à des composants CMOS.

Consommant fort peu, de tels oscillateurs affichent de bonnes performances et peuvent atteindre des fréquences de travail plus qu'honorables depuis l'avènement des familles CMOS rapides.

Encore faut-il savoir choisir le schéma convenant le mieux à chaque application, et éviter un certain nombre de pièges !



COMMENT FAIRE OSCILLER UN CIRCUIT LOGIQUE ?

Bien souvent, l'entrée en oscillation d'un montage à circuits logiques constitue un défaut, plus ou moins lié à des maladroites d'étude ou de câblage.

Lorsque l'on souhaite réaliser un oscillateur, on reproduit volontairement ce phénomène en renforçant au maximum les causes qui lui donnent naissance.

La **figure 1** montre comment n'importe quel nombre impair de portes inverseuses connectées en anneau forme un oscillateur : le passage à 1 de la sortie d'une porte entraîne le passage à zéro de celle de la porte suivante, au terme du **temps de propagation** propre au composant logique utilisé.

Ce principe est comparable (encore que diamétralement opposé) à celui d'un oscillateur à amplificateur linéaire, exploitant une réaction de la sortie vers une entrée **non inverseuse** cette fois.

Il est donc clair que les transitions peuvent "circuler" dans l'anneau à une vitesse liée à ce temps de propagation, lequel fixe finalement la fréquence d'oscillation.

La plupart du temps, cette fréquence est très supérieure à celle que l'on désire obtenir (pas loin de 16 MHz avec trois inverseurs) : il faut donc ralentir le processus en augmentant artificiellement le temps de propaga-

tion d'une ou plusieurs portes, ce qui peut être obtenu commodément à l'aide de simples circuits RC.

OSCILLATEURS RC :

Conformément au principe qui vient d'être défini, la **figure 2** décrit un oscillateur très simple utilisant trois inverseurs CMOS extraits d'un 74C04, étant toutefois entendu que n'importe quelles autres portes inverseuses feraient aussi bien l'affaire : on a vu à la **figure 1** que des portes NAND ou NOR à plusieurs entrées peuvent être utilisées en inverseurs à condition de réunir leurs entrées excédentaires entre elles ou, selon le cas, à l'alimentation ou à la masse.

L'étude du fonctionnement de cet oscillateur mène aux oscillogrammes de la **figure 3**, qui montrent l'apparition de tensions supérieures à V_{CC} d'une part, et négatives par rapport à la masse d'autre part. Elles sont imputables à un effet "doubleur de tension" au niveau du condensateur, dont la tension de charge s'ajoute à la tension de sortie de la seconde porte. Ne retournant aux entrées qu'à travers des résistances d'assez forte valeur, elles se trouvent écrêtées par les diodes de protections intégrées et restent donc sans danger.

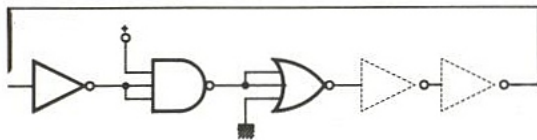


Figure 1

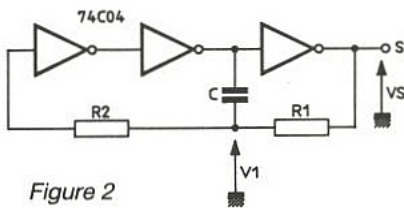


Figure 2

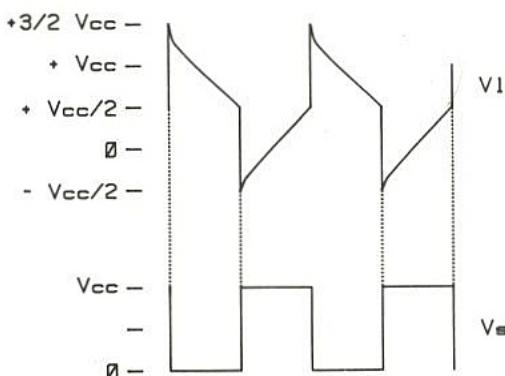


Figure 3

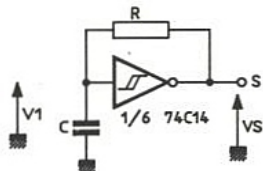


Figure 4

Certains montages convertisseurs "DC-DC" de faible puissance en font d'ailleurs usage à l'aide de "diodes de récupération".

La fréquence produite est raisonnablement stable en température et vis-à-vis des fluctuations de l'alimentation, car le seuil de basculement des portes suit fidèlement V_{CC} (environ 50 % de V_{CC}). Elle peut se calculer par l'une des trois formules suivantes :

- si $R_1 = R_2/F = 0,559/RC$
- si $R_2 \geq R_1/F = 0,455/RC$
- si $R_2 \leq R_1/F = 0,722/RC$

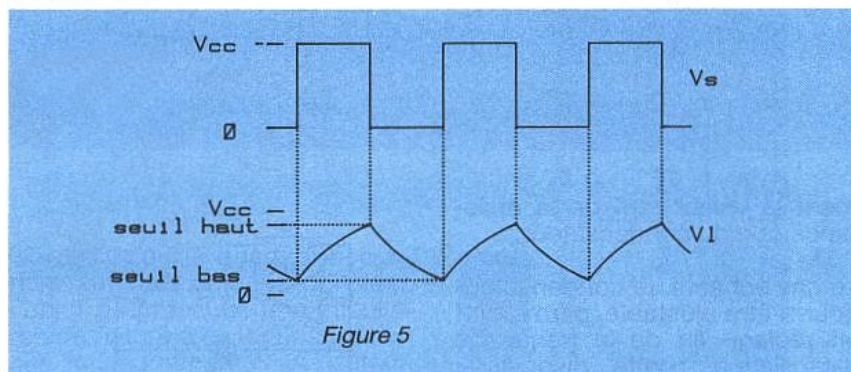


Figure 5

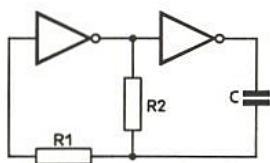


Figure 6

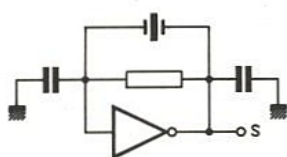


Figure 7

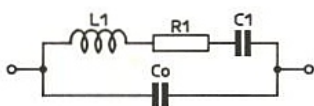


Figure 8

D'un point de vue stabilité de fréquence, il est avantageux de choisir R_1 élevée, de façon à réduire l'influence des variations de la résistance de sortie de la troisième porte.

Le plus petit nombre impair étant l'unité, il est tentant d'envisager de réaliser un oscillateur avec une seule porte. En pratique, la **figure 4** indique que ce résultat ne peut être atteint qu'au moyen d'une porte de type "trigger de Schmitt". Les oscillogrammes de la **figure 5** montrent que la tension V_1 aux bornes du condensateur effectue de constants aller-retour entre les seuils haut et bas du trigger : dès que l'un de ces seuils est atteint, la pente d'intégration s'inverse puisque le condensateur se charge ou se décharge à travers une résistance alimentée par la sortie de la porte.

Le cas échéant, le rapport cyclique pourrait être modifié en utilisant deux résistances en parallèle, l'une d'entre elles étant montée en série avec une diode ne la laissant agir que dans un seul sens.

On notera que ce schéma souffre d'une sensibilité assez marquée de la fréquence vis-à-vis des variations de la tension d'alimentation, liée à celle des seuils du trigger dont la valeur n'est pas un pourcentage fixe de V_{CC} .

Il faut donc s'attendre, par exemple, à un glissement de fréquence de 4 à 5 % lorsque la tension d'alimentation passe de 5 à 15 V.

A mi-chemin entre les oscillateurs à un et à trois inverseurs, le schéma à deux inverseurs de la **figure 6** est très largement utilisé, ne serait-ce que parce qu'il n'utilise qu'un strict minimum de portes de type très ordinaire.

Sa fiabilité n'atteint cependant pas celle des montages précédemment décrits : en particulier, ce schéma fonctionne mal (voire pas du tout) lorsque la valeur du condensateur est faible. Il suffit pour s'en convaincre, de raisonner en faisant tendre la valeur du condensateur vers zéro : en l'absence de C, rien ne permet au montage d'osciller, alors qu'un "anneau" de trois portes oscille spontanément, même sans le moindre condensateur de ralentissement.

Il sera donc prudent de réserver ce schéma aux applications à fréquence d'oscillation relativement faible.

LES OSCILLATEURS À QUARTZ :

Dans un certain nombre d'applications, une stabilité de fréquence très supérieure à celle offerte par les oscillateurs RC est nécessaire. Il est alors courant de faire appel à des oscillateurs à quartz ou à résonateur céramique.

On apprécie aussi le fait qu'un tel oscillateur à "cristal" ne nécessite la plupart du temps aucun réglage.

Le schéma de la **figure 7**, que l'on rencontre couramment dans des circuits intégrés complexes à oscillateur d'horloge incorporé, se contente d'un seul inverseur de type courant.

On pourrait utiliser tout nombre impair de portes en cascade, mais l'intérêt de la chose n'est guère évident : on réduirait seulement la fréquence maximale d'oscillation par accumulation des temps de propagation.

Précisément, l'apparition des technologies CMOS rapides (HCMOS, FACT, etc.) permet d'atteindre facilement 30 MHz et plus.

Pour bien dimensionner un tel oscillateur, il importe de comprendre correctement le principe du quartz, composant très particulier dont la **figure 8** reproduit le schéma équivalent.

La **fréquence de résonance** FR correspond à la résonance série de L_1 et C_1 : le quartz se présente alors comme une résistance de faible valeur, R_1 .

La **fréquence d'antirésonance** FA correspond à la situation dans laquelle l'ensemble L_1 - C_1 apparaît comme inductif et entre

en résonance parallèle avec C_0 .

En général, FR et FA ne diffèrent guère que de à peine 0,1 %, mais il est tout de même souhaitable d'éviter de confondre les quartz à "résonance parallèle" avec ceux à "résonance série".

De toute façon, la fréquence spécifiée n'est normalement valable qu'en présence d'une certaine capacité de charge, souvent 20 ou 32 pF.

L'oscillateur de la **figure 7**, le plus courant, est du type "Pierce". Grâce à une résistance de contre-réaction en continu, l'inverseur logique se comporte en amplificateur linéaire opérant autour du point de fonctionnement $V_E = V_S = V_{CC}/2$: il introduit donc un déphasage de 180° .

Exploité en mode parallèle, le quartz se présente comme une forte inductance qui, associée aux deux condensateurs, forme un filtre en pi introduisant lui aussi une rotation de phase de 180° .

La valeur de ces deux condensateurs (généralement identiques) est choisie de telle sorte que leur association en série corresponde à la capacité de charge préconisée pour le quartz. Il est courant de rencontrer des valeurs allant de 33 à 150 pF environ.

Une distinction est à opérer entre les inverseurs CMOS bufferisés (constitués de trois étages inverseurs en cascade) et non bufferisés (un seul étage). Le gain des premiers dépasse dix mille tandis que celui des seconds n'excède guère quelques centaines. Bien que les deux types permettent la réalisation de bons oscillateurs, les inverseurs bufferisés sont plus avantageux sur le plan de la consommation, mais jusqu'à cinq fois moins stables...

Bien entendu, des améliorations peuvent être apportées au schéma de base de l'oscillateur Pierce. Dans l'exemple de la **figure 10**, la résistance de $10\text{ M}\Omega$ sert à fixer le point de fonctionnement de l'inverseur tandis que celle de $2\text{ k}\Omega$ introduit un déphasage supplémentaire en association avec le second condensateur. Elle isole aussi le quartz de la sortie de l'inverseur, ce qui améliore la forme d'onde à ce niveau. Sa valeur doit être à peu près égale à la réactance capacitive du condensateur à la fréquence d'oscillation.

L'atténuation qui résulte de ce montage est en général plus que largement compensée par le fort gain de l'inverseur, surtout s'il est bufferisé.

Dans ce dernier cas, on peut sans hésiter augmenter large-

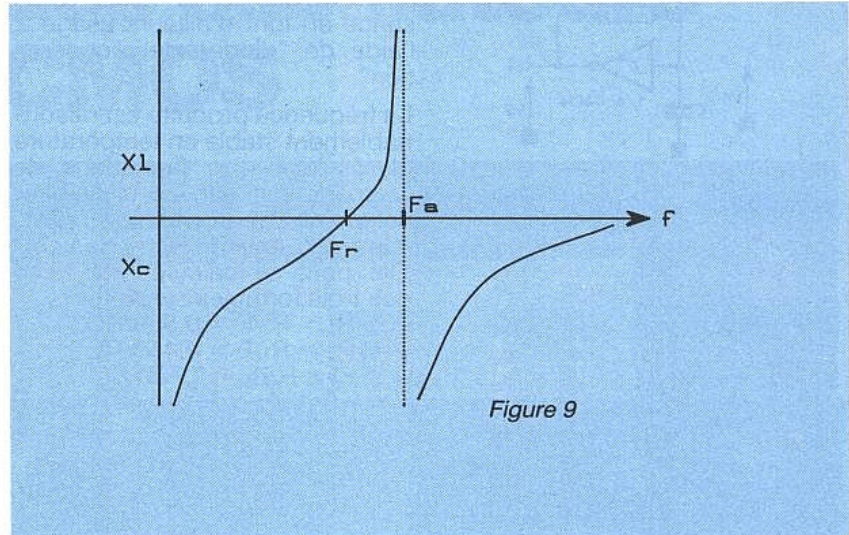


Figure 9

ment la valeur tant de la résistance que du condensateur.

Le cas échéant, le condensateur pourra être ajustable, permettant un réglage fin de la fréquence d'oscillation : cette disposition est classique en horlogerie, ce qui permet d'ajuster les mouvements à la température ambiante.

La variante de la **figure 11** est à conseiller au-dessus de 4 MHz, domaine dans lequel le temps de propagation de l'inverseur n'est plus négligeable (10 ns correspondant ici à une rotation de phase de $14,4^\circ$). Le remplacement de la capacité par une résistance élimine le déphasage, maintenant indésirable, imputable à celle-ci.

Le montage de la **figure 12** permet pour sa part d'améliorer la stabilité de l'oscillateur, relativement médiocre par rapport à celle d'un circuit à transistor bipolaire ou à FET. La répartition différente des capacités réduit l'influence des impédances d'entrée et de sortie de l'inverseur, sujettes à dérive.

OSCILLATEURS À QUARTZ SUR HARMONIQUES :

Au-delà d'une vingtaine de MHz, les quartz sont généralement taillés "sur harmoniques" (overtone). Tous les quartz offrent les mêmes caractéristiques de réactance en fonction de la fréquence

sur le "fondamental" et sur les harmoniques impairs, mais les résonances sur harmoniques ne sont pas exactement multiples de la fréquence fondamentale : un quartz devant travailler sur harmonique doit donc être spécifié comme tel.

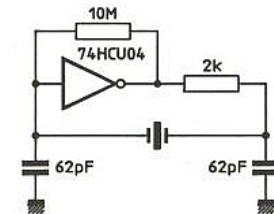


Figure 10

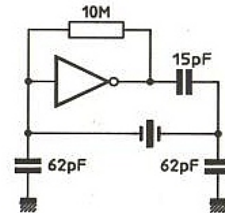


Figure 11

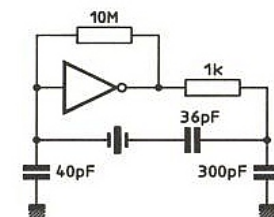


Figure 12

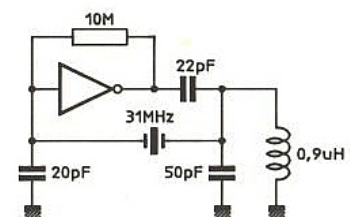


Figure 13

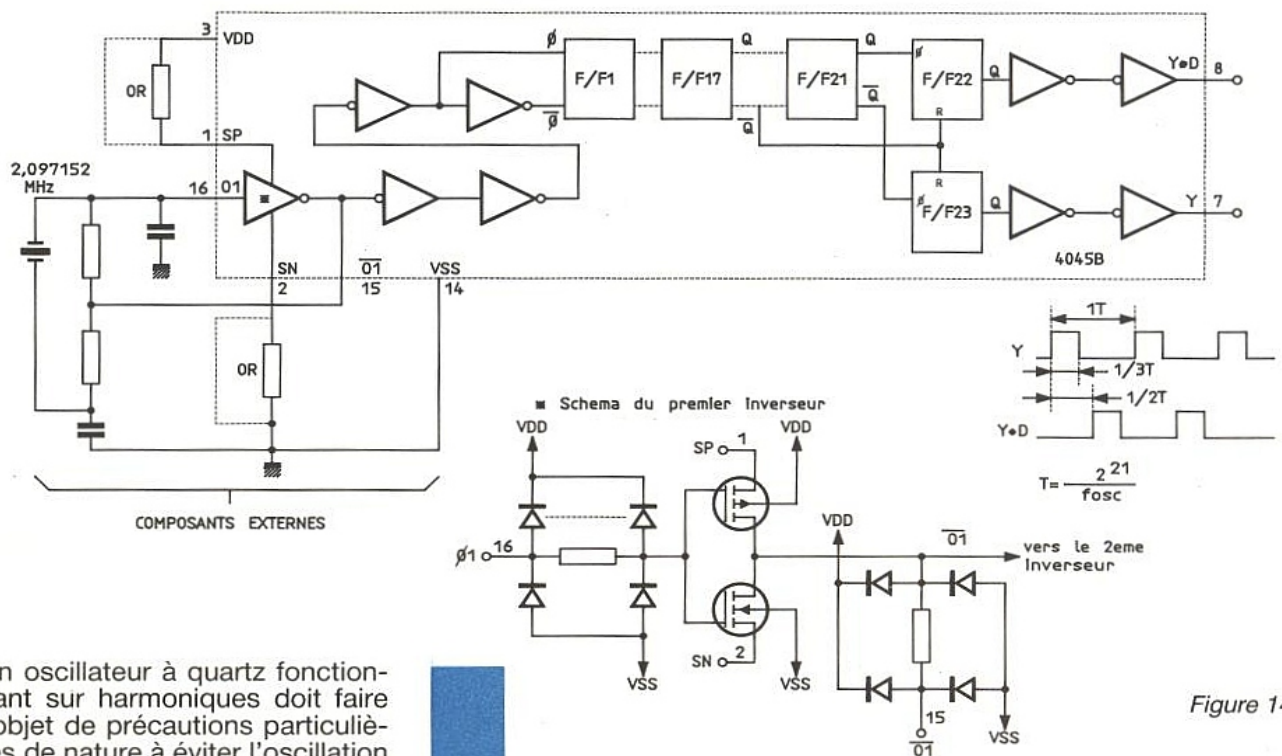


Figure 14

Un oscillateur à quartz fonctionnant sur harmoniques doit faire l'objet de précautions particulières de nature à éviter l'oscillation sur le fondamental. A défaut, l'oscillation pourrait prendre naissance indifféremment sur le fondamental ou sur un harmonique !

On utilise généralement un montage voisin de celui de la **figure 13**, dans lequel un circuit accordé introduit de fortes pertes à la fréquence du fondamental : le gain en boucle fermée n'est alors plus suffisant pour que l'oscillation puisse se produire.

OSCILLATEURS-DIVISEURS :

Bien souvent, la fréquence de l'oscillateur à quartz est très supérieure à celle que l'on souhaite obtenir : on associe alors des diviseurs de fréquence à l'oscillateur proprement dit.

Très logiquement, des circuits intégrés ont été développés, réunissant oscillateur et diviseur dans un même boîtier.

Le 4045, par exemple, contient un diviseur à 21 étages qui, si on équipe l'oscillateur avec un quartz de 2,097152 MHz, délivre directement deux signaux de 1 Hz capables de piloter un moteur pas à pas d'horlogerie. La **figure 14** reproduit le schéma interne et périphérique de ce composant, tandis que la **figure 15** rappelle son brochage.

Le 4060, pour sa part, ne contient que 14 bascules conformes au schéma de la **figure 16**, mais les sorties des dix dernières sont accessibles séparément comme en témoigne le brochage de la **figure 17**.

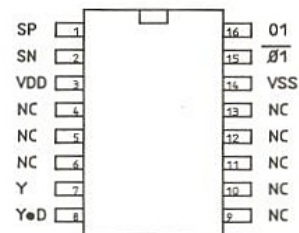


Figure 15

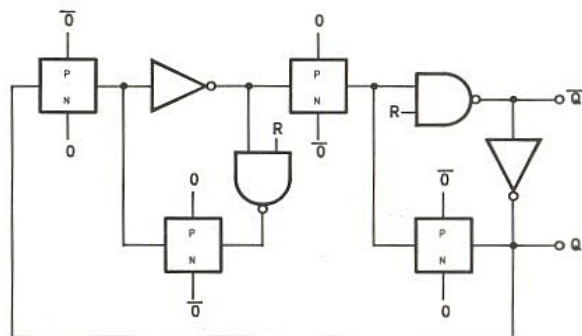


Figure 16

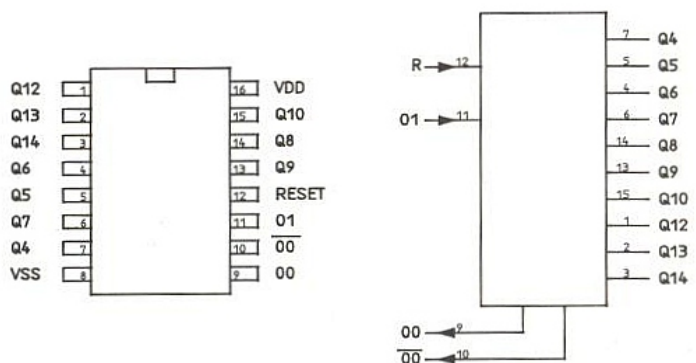


Figure 17

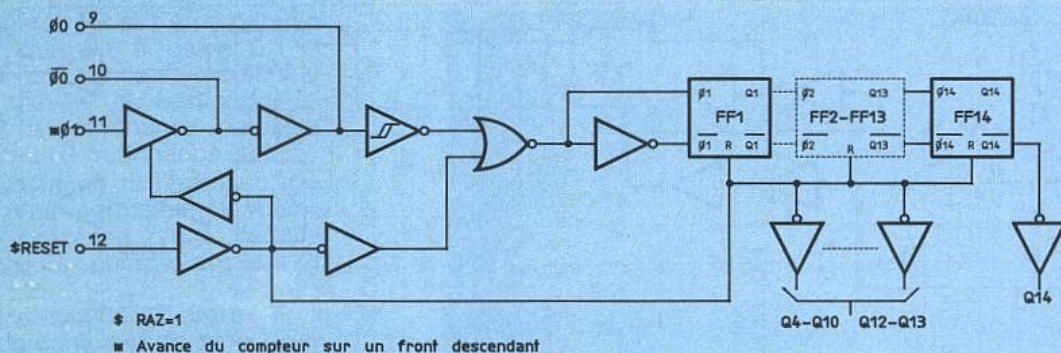


Figure 18

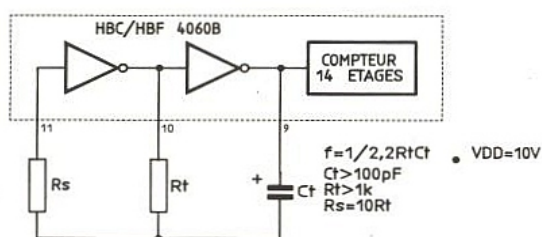


Figure 19

Ce composant est donc d'un emploi nettement plus universel puisqu'il permet d'obtenir jusqu'à onze fréquences différentes à partir d'un seul quartz.

Le schéma interne de la **figure 18** fait apparaître un agencement de l'oscillateur incorporé permettant de l'accorder soit par un réseau RC (**figure 19**), soit par un quartz (**figure 20**).

A la **figure 21**, nous suggérons un montage pratique fort simple permettant d'obtenir une base de temps très précise de 1 Hz à partir d'un quartz d'horlogerie courant et bon marché de 32,768 kHz. Pour obtenir le rapport de division nécessaire (32 768 soit 2 puissance 15), une bascule supplémentaire est nécessaire, extraite d'un 4027 : rappelons en effet que si l'on relie les entrées J et K d'une bascule JK au niveau haut, les sorties changeront d'état à chaque période d'horloge.

Le très petit circuit imprimé de la **figure 22** suffit à accueillir les quelques composants du montage selon l'implantation de la **figure 23**. On notera que les quartz de cette fréquence sont presque toujours livrés en boîtier cylindrique subminiature, mais que notre tracé permet le montage de quartz en boîtiers plus classiques.

Une pile miniature de 9 V conviendra très bien pour alimenter ce petit montage, capable de fonctionner approximativement entre 3 et 15 V.

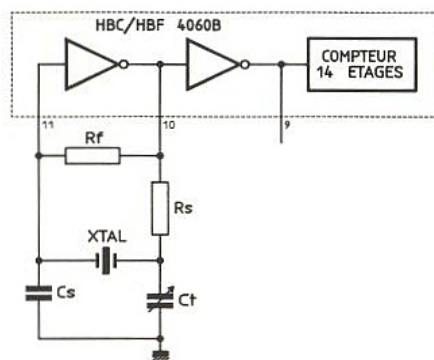


Figure 20

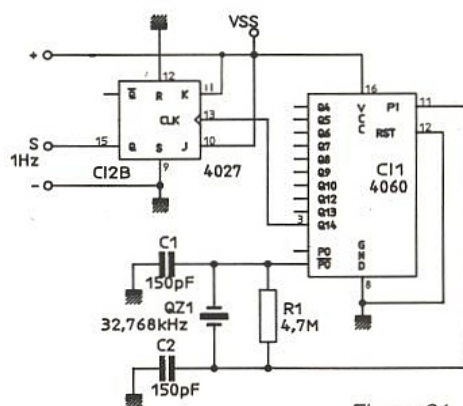


Figure 21

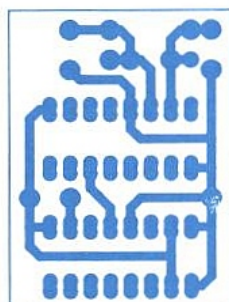


Figure 22

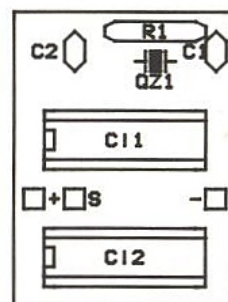


Figure 23



Sortir de l'ombre L'Echostar SR 5 500

Vous allez découvrir une nouvelle ère de la télévision européenne par satellite avec l'Echostar SR 5 500. Le démodulateur européen qui vous offre une technologie révolutionnaire avec l'avantage d'une télécommande toutes fonctions.

Avec la simplicité du pousse bouton, vous avez accès à des fonctions comprenant :

- 100 chaînes programmables,
- affichage sur l'écran,
- condamnation de chaînes,
- mise en route magnétoscope intégré,
- 50 stations radio programmables,
- stéréo.

Et notre imagination ne s'est pas arrêtée à ces fonctions.

Nous avons aussi pré-programmé l'ensemble des satellites et des chaînes européennes pour une installation simple. Quand de nouveaux satellites seront mis en service, le SR 5 500 vous permettra d'ajouter ces chaînes.

En plus, le SR 5 500 est compatible MAC.

Avec l'Echostar SR 5 500, nous n'avons pas seulement pensé à la télévision par satellite d'aujourd'hui.

Nous avons aussi intégré les possibilités de demain.

Bienvenue dans cette nouvelle ère.



Pour connaître votre plus proche revendeur, contactez-nous dès aujourd'hui :

TELECIEL

1, chemin du Plateau 69570 DARDILLY

Tél. : 78.47.45.45

Fax : 78.43.20.90



Distributeur exclusif pour la France

Rotterdam and Eight U.S. Locations Nationwide

Echostar™ is a registered trademark of Echosphere Corp.

©1988, Echosphere International.