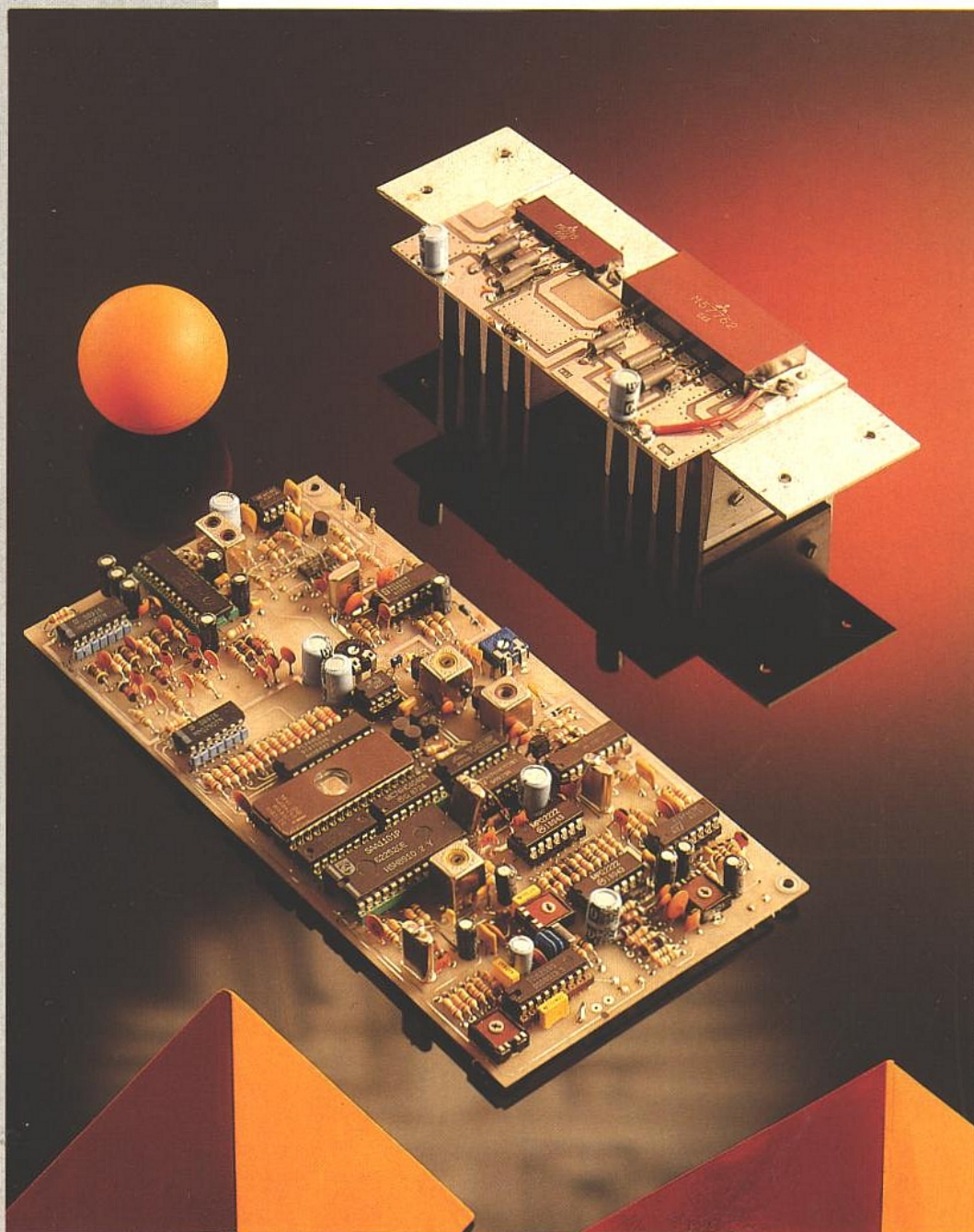


RADIO PLANS

ETUDE D'UN EMETTEUR TV 1,3 GHz
LE GENERATEUR DE FONCTION AMREL FG 506
RÔLE ET NECESSITE DES FLUX DE SOUDURE
LOGICIEL BURR BROWN DE CALCUL DE FILTRES
UN LUMINAIRE SOLAIRE AUTONOME
LES SOLVANTS EN ELECTRONIQUE
8051 : DEVOILONS QUELQUES ASTUCES



T2438 - 529 - 24.00 F



SOMMAIRE

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

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

Siège social
Direction-Rédaction-Administration-Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 42.00.33.05

Téléx : PGV 220409F - Télécopie : 42.41.89.40

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

Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA

Rédacteur en chef :
Claude DUCROS

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

Directeur commercial : J.-P. REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU

Promotion : Société Auxiliaire de Publicité
Mme EHLINGER

Marketing : Jean-Louis PARBOT

Directeur des ventes : Joël PETAUTON

Inspecteur des ventes : Société PROMEVENTE
M. Michel IATCA

24-26, bd Poissonnière, 75009 Paris.

Tél. : 45.23.25.60 - Fax. 42.46.98.11

Abonnements : Odette LESAUVAGE

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

Voir notre tarif

« spécial abonnement ».

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande
accompagnée de 2,50 F en timbres.

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

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

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

Ce numéro a été tiré
à 48 800 exemplaires

Dépot légal décembre 91 - Éditeur 1668 -
Mensuel paraissant en fin de mois.

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

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75011 PARIS -

Imprimerie SIEP Bois-le-Roi et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.

ETUDE ET CONCEPTION

23 Un luminaire solaire autonome

85 Un émetteur TV synthétisé
à 1,3 GHz

MONTAGES

59 ZAC 80 : Clavunit

CIRCUITS D'APPLICATIONS

39 Les filtres actifs avec le logiciel
BURR-BROWN

MESURE ET INSTRUMENTATION

19 Le générateur de fonctions
AMREL FG 506

TECHNIQUE

11 Trucs et astuces pour l'emploi
des 8051

50 Les solvants à usage sélectif ou
général pour l'électronique

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

46 Les flux de soudure

69 Eclairages et systèmes solaires
autonomes

INFOS

78 Amplis vidéo différentiels LT 1193 et 94

Evolution de la mire 2671 Perifelec

80 Le bobinage sur mesure : ASB

Smart Power ST de commande de moteur

82 Guide de conception CI linéaires TI

Optocoupleurs pour commande de
MOSFET's Toshiba

84 Générateur de mires pour le contrôle de
moniteurs Blanc méca

Un analyseur logique 8/16 voies miniature

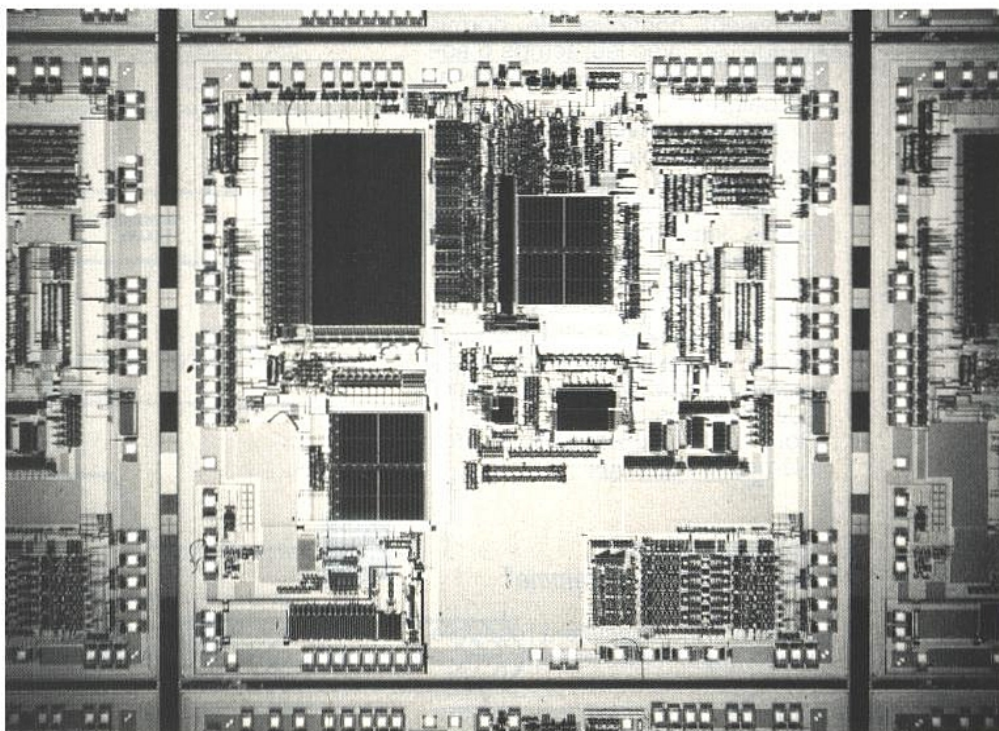
Ont participé à ce numéro :

J. Alary, C. Basso, F. et G. de Dieuleveult,
A. Garrigou, P. Gueulle, C. Lefebvre, D. Paret,
R. Schnebelen.

*Ce numéro comporte un encart broché
Hewlett-Packard folioté 51 à 54.*

Tout ce qu'on ne vous a jamais dit... sur le 8051

Nous avons décidé de terminer l'année en vous offrant des petits cadeaux techniques autour du micro 80 C 51 et ses dérivés. Ce n'est pas tellement leur taille qui, nous l'espérons, vous fera plaisir mais leur contenu. En effet les sujets que nous allons évoquer sont généralement considérés comme "pénibles", bourrés de mystères rarement évoqués dans la presse (ou juste effleurés, le terrain étant jugé très mouvant)... mais utilisés quotidiennement. Alors en guise de cadeau nous vous offrons tous ces mystères. (Pour être très franc il faut aussi vous dire que de nombreuses questions concernant ces domaines nous ont été très souvent posées et maintenant, par petite flemme, au lieu de répéter maintes fois les réponses, nous avons décidé de les écrire une fois pour toutes) !



A propos peut être désirez-vous connaître ces fameuses questions qui nous ont été si souvent posées ?

Q1 : Je n'ai pas le quartz indiqué sous la main, est-ce que je peux mettre une autre valeur ?

Q2 : Corrolaire de Q1 : Et comment fais-je pour calculer les valeurs de UART pour avoir le bon débit sur la RS 232 ?

Q3 : J'ai branché des LEDs (ou des relais) sur les ports du 80 "C" 51 ou de l'un de ces frères et ça ne marche pas !

Q4 : Je ne comprend rien au code Intel Hexa que vous publiez et comment le rentrer dans les mémoires.

Q5 : etc., etc., etc.

Vous disposez les Q1, Q2, Q3, ... à la place des boules, quelques guirlandes (non, nous ne vous avons pas encore demandé "d'enguirlander" l'auteur) et avec ça : Joyeux Noël !

LA VALEUR DU QUARTZ ET SES CONSÉQUENCES

Il faudra bien qu'un jour nous nous décidions à tout vous dire

sur les particularités de "l'horloge" du 80 C 51 (quartz, résonateur céramique, etc.) mais aujourd'hui restons simplement sur la valeur du quartz.

Celui-ci doit avoir des valeurs comprises entre 500 kHz et ... MHz.

Il était une fois les "..." à 12 MHz. Nous vous l'avions signalé, l'horloge étant divisée par 12 c'était bien pratique, mais maintenant celle-ci peut monter jusqu'à 20, 24, 30 MHz.

Pour des raisons quasi-historiques (parution du premier data book décrivant le 51) et quand même un peu technique, la valeur la plus employée fut celle de 11,0592 MHz (pas trop loin de la valeur max. de l'époque) car comme nous allons vous le montrer un peu plus loin cela arrangeait bien les choses aussi du côté des calculs du débit de l'UART.

Evidemment à flemmard, flemmard et demi et tout le monde a demandé, puis fabriqué ce fameux quartz 11,0592 MHz.

Parallèlement les tiroirs se remplissaient de quartz de 4,43 (ou 8,86) pour les amateurs de télévi-

sion PAL puis PAL/SECAM et par la suite (on devrait dire auparavant) de quartz "téléphonie" de 3,59 qui ne sont que ceux employés depuis des lustres pour la télévision NTSC.

A nous les joies des quartz pas chers et/ou des faibles consommations.

Bref, des valeurs toujours en dessous des fatidiques 12 MHz. Les mémoires EPROMs et RAMs pouvaient continuer de dormir tranquilles avec leur temps d'accès disons "standard" de 250 ns. Ça baigne...

Or voici qu'arrivent les possibilités d'horloge plus élevées.

Catastrophe!! Tout le monde change la valeur du quartz et oublie les temps d'accès des mémoires qui se font un plaisir de vous rappeler leur présence en plantant joyeusement le programme! Il ne restait plus pour rendre le sourire à vos adorables mémoires que de respecter leurs spécifications.

Pour ce faire examinons le problème plus en détail.

Les temps d'accès à la "mémoire programme"

Le problème consiste à résoudre l'adéquation entre le temps d'accès à la mémoire programme EPROM (en lecture évidemment!) et la vitesse du microcontrôleur (c'est-à-dire ses temps de cycle et dérivés).

Examinons donc les différents belligérants de ce combat sans merci.

Les mémoires programme de type EPROMs possèdent deux paramètres de commande et/ou de contrôle qui assurent leur bon fonctionnement.

Ce sont les CS/(ou CE/) et les OE/("Chip Select" ou "Chip Enable" et "Output Enable" pour les intimes). Par ailleurs, pour interfacer un 80 C 51 ou dérivé avec ses mémoires de travail, deux méthodes sont généralement employées (voir figures 1 et 2).

a) 1^{re} méthode

La broche CS/ est connectée soit à la masse, soit à la sortie du décodeur d'adresse (ou à de l'adresse de ligne). Dans ce cas la broche OE/ est connectée à la broche PSEN/ du micro (Program Store ENable).

b) 2^e méthode

Dans ce cas les broches CS/(ou CE/) et OE/ de la mémoire sont connectées ensemble au PSEN/.

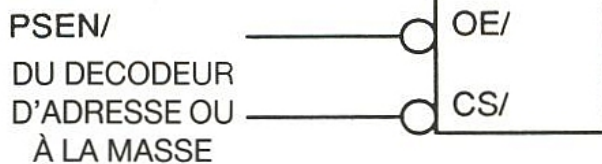


Figure 1

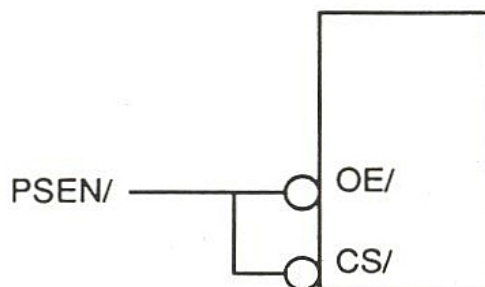


Figure 2

Les caractéristiques des microcontrôleurs fournissent deux paramètres en relation directe avec l'accès aux mémoires programme lors de leurs cycles de lecture qui sont :

a) Le TAVIV — C'est le laps de temps maximal à partir duquel, l'adresse étant considérée comme stable sur le bus, la donnée devient réellement exploitable (stable) sur le bus — (T Address Valid Instruction Valid).

b) Le TPLIV — C'est le laps de temps maximal au bout duquel, lorsque PSEN/ est passé à l'état bas, les données provenant de l'EPROM sont considérées comme valables et prises en considération — (T Psen Low Instruction Valid).

Pour la plupart des EPROMs les temps d'accès sont définis en prenant pour origine des temps le moment où la broche CS/ est mise à l'état bas.

Pour les "mal lisants" nous vous conseillons de regarder les chronogrammes des figures 3 qui valent mieux que de plus longues explications.

Dans le cas de la première méthode, le temps d'accès est la valeur de TAVIV (hors valeur du temps de propagation du démultiplexeur d'adresses conventionnel). Dans ce cas le temps d'accès de l'EPROM choisie doit avoir un retard de sortie

de ses informations en accord au TPLIV.

Dans la deuxième hypothèse, le temps d'accès requis pour l'EPROM est celui égal à TPLIV. On peut par ailleurs remarquer que cette méthode d'interfaçage est moins consommatrice d'énergie pour l'EPROM au dépend d'un temps d'accès plus court de façon significative.

Le tableau de la figure 4 donne un exemple de valeurs spécifiées des TAVIV et des TPLIV pour les différentes versions de "vitesse" de microcontrôleurs ainsi que les valeurs requises des temps d'accès d'EPROMs standards du marché de type 27Cxxx selon les deux méthodes d'interfaçage employées et en tenant compte pour le premier cas d'un retard de 14 ns pour le démultiplexeur d'adresses/données 74 (HCT) 373 ou 573 bien connu.

Les débits de l'UART

Ça y est. Vous êtes fier de vous et vos mémoires sont en accord avec la fréquence de l'horloge. Ouf on l'a échappé belle!

Nous voici confrontés maintenant au problème du débit de l'UART.

Adieu le "repompage" direct des tendres valeurs indiquées dans les "User Manuals"! Voir le beau corrolaire de la première question.

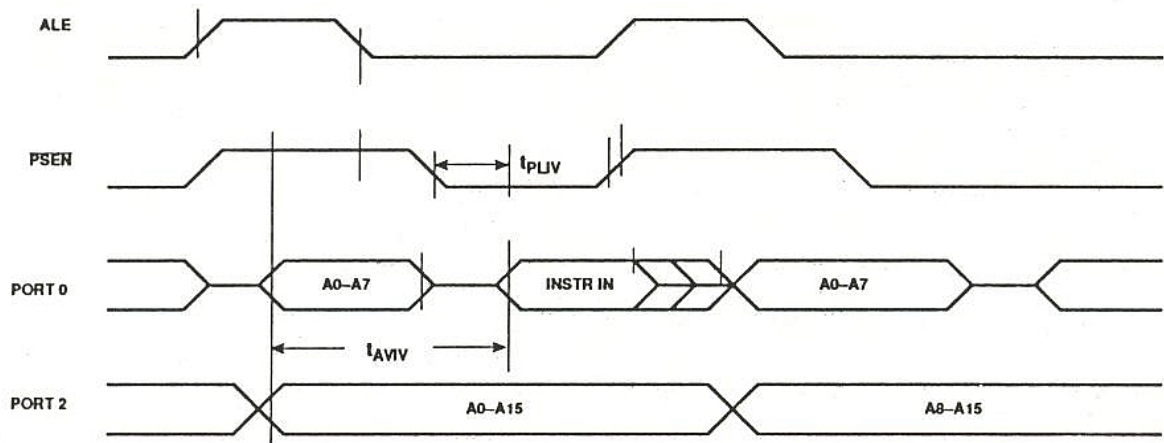


Figure 3 a

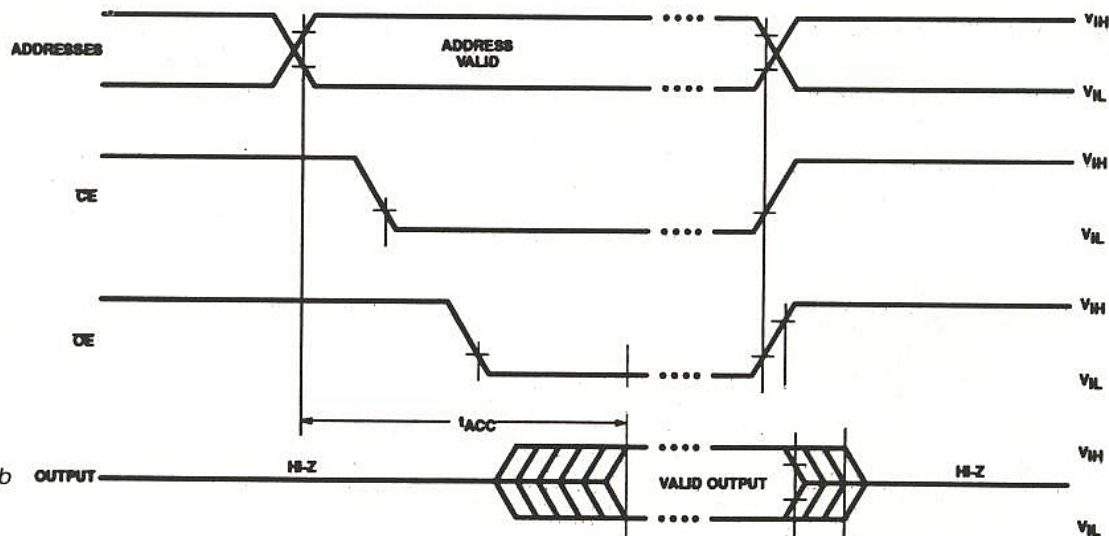


Figure 3 b

Il est vrai que cela oblige à compiler la documentation, de se casser un peu la tête, et d'effectuer certains petits calculs. Mais revenons à nos moutons.

L'UART (Universal Asynchronous Receiver Transceiver) est en fait un compteur ré-organisé (in English : a TIMER, certes but very very special !)

Or le jeu dans le 80 C 51 réside à utiliser l'un des Timers résidants du microcontrôleur (T0 ou T1) pour le faire travailler comme un générateur d'horloge de l'UART. De plus les ressources internes du micro permettent différentes options d'utilisation de ces timers à l'aide d'une foule de registres spéciaux (faisant partie des "SFR"), ce qui jette encore plus la zizanie à bord.

Nous poserons comme hypothèse que pour le fonctionnement en UART le Timer 1 sera utilisé (en fait réquisitionné d'office) en générateur de BAUD RATE et que parmi tous les modes de fonctionnement qu'il est apte à supporter, ce sera le "mode 2" qui sera choisi, c'est-à-dire en Compteur 8 bits à Auto-Rechargement (voir figure 5).



Vitesse de l'unité centrale (MHz) MCU SPEED (MHz)	max. TAVIV (nS)	max. TPLIV (nS)	Vitesse requise pour l'EPROM (ns)	
			OE/& CS/ séparés	OE/& CS/ communs
12	312	145	250	120
16	207	82	150	55
20	145	45	90	none
24	103	20	none	none
24	103	45	90	none
30	86	40	55	none

Figure 4

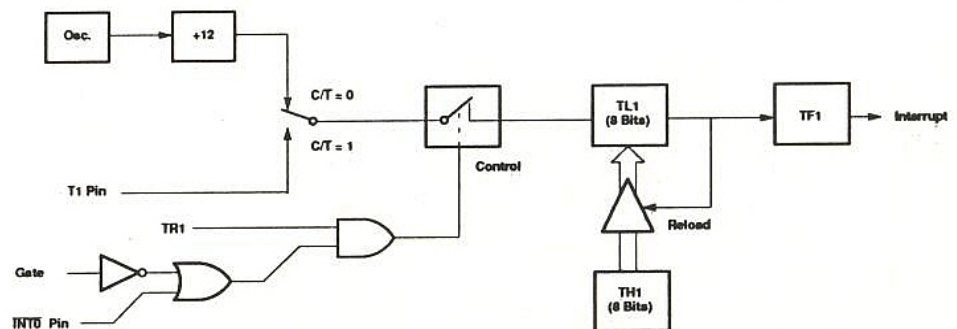


Figure 5

En plus de cela, dans les registres de commande de ces Timers (TCON) il est possible de choisir un coefficient de prévision de l'horloge interne à l'aide d'un bit particulier de PCON dit "SMOD" (pour les 80Cxxx).

L'équation liant la valeur de rechargement au baud rate à inscrire dans le registre est :

donne le résultat des calculs des valeurs de rechargement du registre TH₁ qui ont le bon goût de donner les VALEURS EXACTES des débits standards normalisés.

Comme vous pourrez le remarquer, les valeurs nécessaires des quartz permettant d'obtenir ces débits ont toujours un air de

res de communications séries... que personne ne respecte ($\pm 0,02\%$) (pour votre gouverne on ne dit pas : "v" 24 car en fait il s'agit de la partie (chapitre) "V" — grand 5 en chiffre romain — paragraphe 24 des tomes). Malheureusement en pratique il n'y a pas de limites bien définies pour dire quelle serait l'erreur de

$$TH_1 = 256 - \frac{\text{Fréquence quartz}/384 \text{ (en SMOD = 0 ou 192 en SMOD = 1)}}{\text{"baud rate" souhaité}}$$

Exemple :

Avec le Timer 1 utilisé en "mode 2", le bit SMOD positionné à "0", un quartz de 11,0592 MHz, pour obtenir un débit de 9 600 bauds la valeur de rechargement du compteur sera :

$$256 - \frac{11,0592/384}{9\,600} =$$

256 - 3 = 253 ou encore FD en Hexa

Oh miracle, ça c'est fort, c'est exactement la valeur indiquée dans tous les bons bouquins !

Si vous n'avez pas encore compris que les facteurs 256 et 384 (ou 192) sont liés à l'architecture interne du microcontrôleur, réveillez-vous, ou bien allez vite vous coucher.

Evidemment vous pouvez toujours prendre l'équation dans l'autre sens ce qui donne :

famille (multiples ou sous-multiples du (très/trop ?) fameux 11,0592 MHz).

Bien ! Vous allez nous rétorquer que tout cela est bien gentil mais que vous avez sous la main un quartz 4 MHz ou encore un 10 un 12 ou un 16.

Franchement vous avez un drôle de manque de savoir vivre !

C'est Noël, soyons sympathiques et continuons.

C'est vrai que 9,2160 et 11,0592 ne sont pas si loin de 10 (- 8,5 %, + 11 %).

C'est vrai aussi que 3,6864 est proche de 3,59 (env. 3 %). Etc., etc.

Si nous étions très vilains nous vous renverrions directement aux pages (non elles ne sont pas jaunies) de l'avis V24 des énormes tomes du CCITT qui donnent avec précision les tolérances admissibles des débits binai-

fréquence tolérable. Cela dépend des types de systèmes qui communiquent entre eux, des valeurs de débits, de l'âge du capitaine... et de la phase de la lune. La compilation de tous ces savants résultats nous ferait estimer qu'une tolérance de 5 % fonctionne encore à peu près correctement, sauf cas particuliers ! Par exemple les codes 10 bits (start + 8 + stop) sont bien résistants si l'on prévoit une petite pause entre deux caractères émis (re-synchronisation de l'UART). En guise de vœux de nouvel an tous vos commentaires à ce sujet seront les bienvenues.

Alors que faire de votre stock de quartz ? En faire des pin's ? Non.

Prenons un dernier exemple très caractéristique de vos malheurs :

$$\text{baud rate} = \frac{\text{Fréquence quartz}/384 \text{ (ou 192 en SMOD = 1)}}{256 - TH_1}$$

Quelques remarques

*) La valeur minimum de TH₁ n'est pas zéro comme vous pourriez le croire car mettre une valeur de rechargement nulle revient à dire que le compteur ne tourne pas ! Donc le minimum de TH₁ est "01" ce qui entraîne la valeur la plus lente du baud rate pour une valeur de quartz déterminée.

*) Lorsque TH₁ est égal à FF en Hexa, le dénominateur est alors minimum et égal à 1, donc le plus grand débit de l'UART peut alors être obtenu.

*) Toujours dans la même configuration (Timer 1, mode 2) mais avec le bit SMOD = 1 (au lieu de "0") on peut faiblement consommer à 3,6864 MHz tout en ayant une UART à 19 200 bauds... , ce qui est l'une des plus grandes diagonales des possibilités offertes dans ce cas de figure.

(Entre parenthèses, pour les myopes $3 \times 3,6864 = ?$)

Le tableau de la **figure 6** vous

Quartz (MHz)	Vitesse de transmission en bauds		Valeur à charger dans TH ₁ en Hex TH ₁
1,8432	9 600	(2 × 38 400)	FF
3,6864	19 200		FD
5,5296	9 600		FD
7,3728	38 400		FF
9,2160	9 600		FD
11,0592	19 200		FD
12,9024	9 600		F9
14,7456	76 800		FF
16,5888	9 600		F7
18,4320	19 200		FB
20,2752	9 600		F5
22,1184	38 400		FD
23,9616	9 600		F3
25,8048	19 200		F9
27,6480	9 600		F1
29,4912	153 600	(4 × 38 400)	FF
31,3344	9 600		EF
33,1776	19 200		F7
35,0208	9 600		ED
36,8640	38 400		FB

Figure 6

Exemple :

Vous possédez un quartz 12 MHz et vous désirez travailler à 4 800 bauds.

1^{re} hypothèse : SMOD = 0

$$TH_1 = 256 - \frac{12\,000\,000/384}{4\,800} = 256 - 6,51 = ?!$$

TH₁ ne peut être qu'une valeur entière soit 256 - 6 = 250 ou FA hexa

soit 256 - 7 = 249 ou F9 hexa

Les deux débits les plus proches seront alors :

$$\frac{12\,000\,000/384}{256 - 250} = 5\,208 \text{ bauds}$$

et

$$\frac{12\,000\,000/384}{256 - 249} = 4\,464 \text{ bauds}$$

soit 4 800 bauds (+ 8,5 %, - 7,5 %) ce qui n'est pas très formidable.

2^e hypothèse : SMOD = 1

Par contre si vous aviez décidé d'utiliser SMOD = 1 (uniquement disponible dans les versions "C" MOS), donc de remplacer dans les équations précédentes 384 par 192 vous auriez obtenu :
au lieu de 6,51 : 13,02
puis au lieu de 256 - (6 ou 7) :
256 - 13 = 243 ou F3 hexa
et un débit de 4 807,6 bauds !

N'est-ce pas mieux ? Avec un quartz "standard" de 12 MHz ! Maintenant que nous vous avons assez aidé, à vos calculs et finissez vos stocks de vieux clous et

monde oublié. En principe tout le monde sachant lire lit la documentation et voit de ses yeux que "le port P₀ est un port bidirectionnel monté "open drain"".

LES PORTS DU 80 C 51

Que de malheurs avec ces ports ! Que de cris, que de pleurs !

Il faut dire aussi qu'ils sont un tantinet vicieux et qu'il faut lire attentivement la spécification du produit pour espérer comprendre leur fonctionnement surtout quand on a branché des LEDs ou relais sur les ports du 80 "C" 51 ou de l'un de ces frères et que ça ne marche pas !
Commençons exceptionnellement par le début !

Structure interne du (des) port(s) de la famille 80 C 51

Déjà ils sont tous différents. Ça commence bien !

Le port P₀

Le port P₀ (zéro) présente des particularités que beaucoup de

Et vas-y que je te mette un réseau de résistances de "pull up" au + 5 V pour attaquer le démultiplexeur d'Adresses/Données 74 (...) 373 ou 573.

Si votre curiosité est un peu plus élevée, vous continuerez la phrase pour vous rendre compte qu'en cas de mémoire programme externe (le fameux moment où l'on dispose ces 373 ou 573) c'est-à-dire lors de l'emploi de ce port en Adressage/Données les "pull up" sont internes et le réseau externe n'est plus nécessaire.

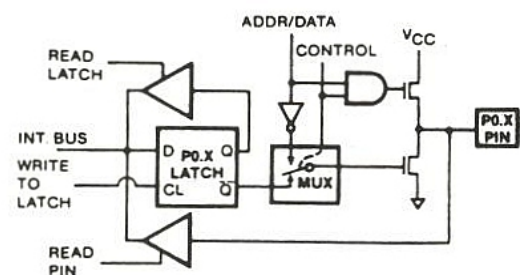
Le port P₁ et P₃

Leurs structures sont données figures 7 et 8.

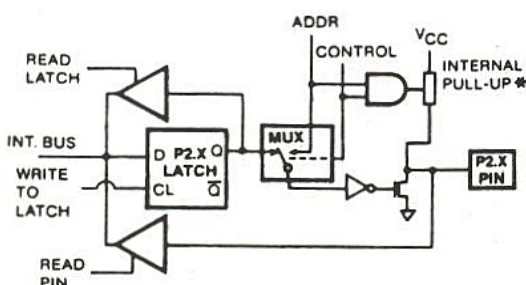
Elles diffèrent selon les technologies employées et, en raison de la décroissance du NMOS, intéressons-nous plus particulièrement au cas CMOS, figure 9.

Ce montage est étrange et c'est bien lui qui vous pose problèmes dans vos applications.

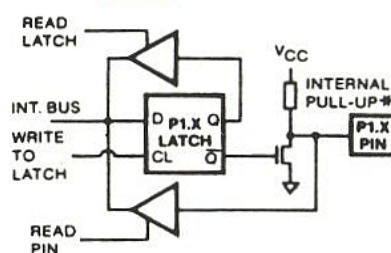
Comment cela fonctionne-t-il ?



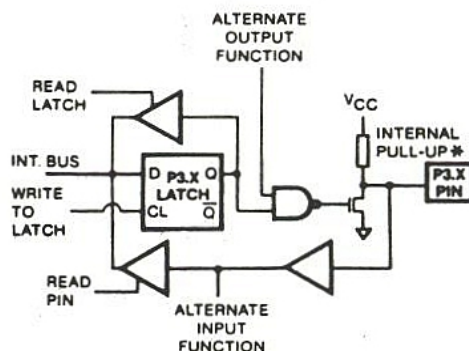
A. Port 0 Bit



C. Port 2 Bit



B. Port 1 Bit



D. Port 3 Bit

Figure 7

Dans le 8X C xxx CMOS, les résistances de "pull up" de chacun des bits des ports P1, P3 (par exemple P1.4) sont réalisées à l'aide de trois transistors de type PFET alors que le transistor de commande est un NFET qui n'est actif (conducteur) que lorsqu'il y a un "1" appliqué sur sa gate et bloqué en présence d'un "0". C'est l'inverse qui se produit sur les transistors PFET.

Jusque là tout va bien et c'est maintenant que ça va commencer à se compliquer.

Lorsqu'une transition de "0" vers "1" se produit dans le latch afférent à ce bit de ce port, PFET1 de la **figure 9** n'est activé que pendant deux périodes de l'horloge principale (soit 1/6 du temps de cycle) et fournit très brièvement un fort courant (jusqu'à quelques dizaines de mA !). Ceci n'est réalisé que pour accélérer la transition de "0" à "1".

Grâce à cela, l'information bouge sur le port de sortie ce qui, par l'intermédiaire d'un inverseur judicieusement disposé de façon interne sur la même broche du microcontrôleur, permet de rendre actif le transistor PFET3 de façon permanente.

L'inverseur et PFET3 montés de cette façon forment ainsi une bascule bistable qui sert à maintenir en sortie un niveau "1" apte à fournir un certain courant... Lequel ! Lequel ! Lequel ! Minute, on y arrive.

Les spécifications standards ne donnent jamais la valeur de courants max. de sortie aux états Haut et Bas pour la bonne raison qu'elles donnent un "fan out" (une sortance en bon français) de "x" charges TTL LS équivalentes et, ce qui intéresse les portes susnommées est le fait qu'on leur garantisse de bonnes valeurs de niveaux électriques haut et bas.

D'où la fourniture pour "tel" courant d'un min. et d'un max. de tension et non pour "telle" tension un courant à extraire maximal. Vue, la nuance ! Pour rester dans le concret nous vous donnons un exemple :

VOL (V output low) garanti : 0,45 V max. pour IOL = 1,6 mA et VOH (V output High) garanti : 2,4 V min. pour IOH = 60 μ A Cette dernière valeur de courant que l'on peut extraire à l'état Haut est vraiment "riquiqui", de quoi vous encourager à disposer quelques transistors (ou darlington) à l'extérieur pour commander vos LEDs ou relais... et c'est là à nouveau que tout se re-complice !!

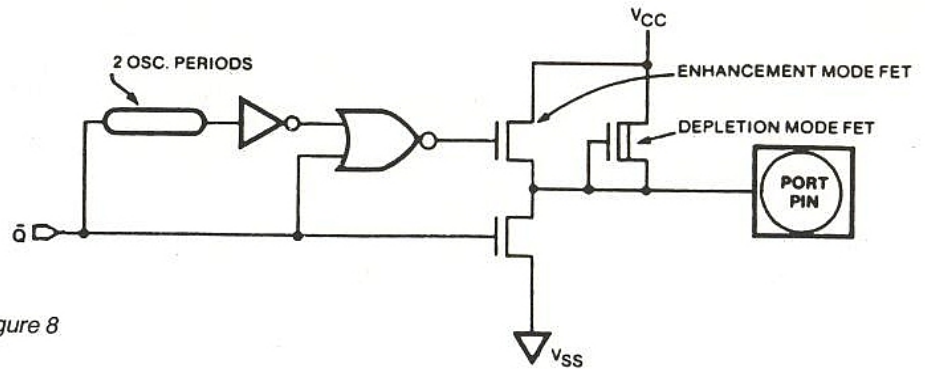


Figure 8

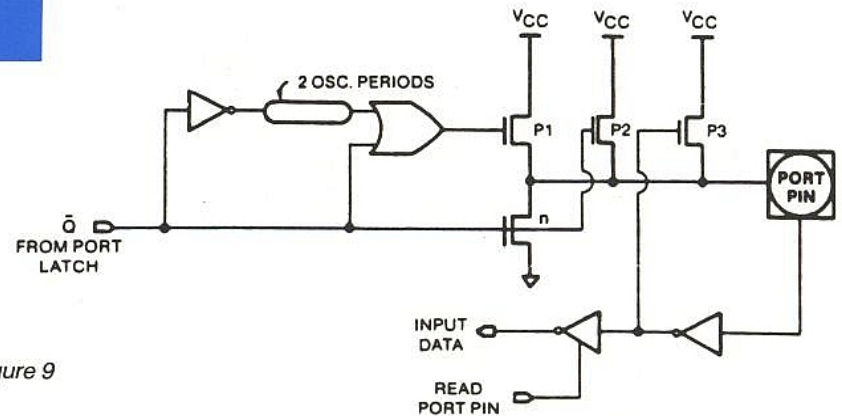


Figure 9

Notez quand même au passage que nous vous avons prévenu, donc.

Comme vous venez de le découvrir lors de la transition de "0" vers "1" la broche de sortie se relit et boucle sur elle-même pour maintenir le "1" qu'on désirait lui voir afficher.

Rien de très nouveau, sauf que vous étiez convaincu que cette broche était une sortie mais maintenant vous venez de vous rendre compte qu'elle était une entrée même pendant sa phase de sortie, c'est-à-dire capable du pire...

Examinons deux cas bien connus

Cas 1 : des parasites

Supposons que le port soit à "1" depuis longtemps et qu'un parasite de sexe négatif (un "glitch" quoi, n'est-ce pas) se présente sur la broche de ce port. Très fier de lui, l'inverseur interne, toujours en éveil, sera ravi d'en avvertir la gate de PFET3 qui se fera un tout autre plaisir de cesser d'être conducteur et adieu l'état "1", bonjour l'état "flottant".

PFET2, n'étant pas uniquement là pour la décoration, est capable de délivrer un microcourant qui permet, si personne ne l'en empêche, de restaurer le fameux "1" perdu momentanément à cause de cet affreux glitch négatif.

Cas 2 : pour les vicieux

Non seulement il y a un glitch mais en plus on empêche PFET2 de faire son boulot ! Un comble ! (en clin d'œil, parfois on trouve pas ça gai !) Regardez la **figure 10**. Rien de moins conventionnel.

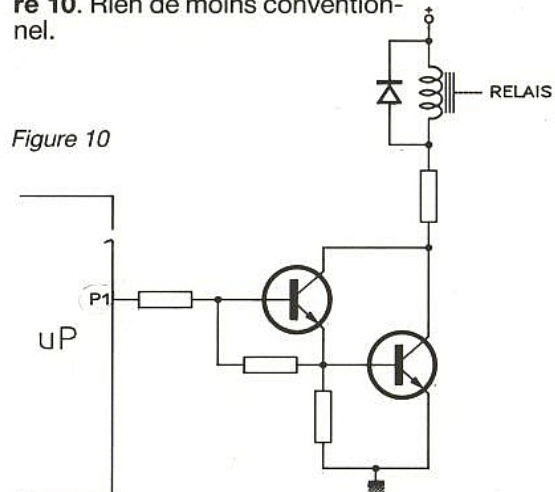


Figure 10

Un glitch sournois arrive (parasite d'alimentation, que sais-je). Il arrête PFET3.

PFET2, qui n'attendait que cela, part à la rescousse et tente désespérément, mais en vain, de restaurer le niveau "1". Pourquoi ?

Simple !

PFET2 délivre un courant hyper-riquiqui, tant et si bien que la tension qui se développe aux bornes de l'ensemble constituant la charge du port (résistance plus la somme des Vbe) n'atteint même pas le seuil interne de basculement de l'inverseur (envi-

ron 1,2 V) qui permettrait de repasser le port à "1", et le tout reste à "0" !

Vous restez plantés. Charmant n'est-ce pas !

Comment résoudre ce problème ?

Deux méthodes peuvent être appliquées selon les cas ; il suffit soit de façon "hardware" d'insérer une résistance supplémentaire en série avec la charge (qq k Ω) afin d'augmenter artificiellement la ddp et surpasser le seuil de déclenchement ou bien, soit de façon "software" d'aller systématiquement re-écrire un "0" une fraction de microseconde (si le montage le tolère) sur ce port afin de forcer le mécanisme de surcourant de PFET1 pendant la nouvelle transition de "0" à "1" et rétablir ainsi le latch dans sa position de travail tant souhaité. Passons à la dernière question si souvent posée.

COMMENT RENTRER LES CODES (HEXA) PUBLIÉS DANS LES MÉMOIRES

Nous vous invitons à revoir au besoin l'article décrivant la chaîne logicielle du 80 C 51 ERP 525 du mois d'août).

Cela paraît fort simple et il est vrai que pour beaucoup d'entre vous qui ne sont pas totalement de la partie cela peut poser des problèmes selon l'approche que l'on fait de la chose. Expliquons-nous.

L'approche professionnelle

Vous disposez d'un assembleur (ou mieux encore d'un compilateur PL/M 51 ou C ou...) et, après "assemblage" et "linkage", qui, comme tout le monde le sait, sont les deux mamelles des soft-wareux, vous obtenez un fichier, "xxx. obj". Vous appelez le programme de conversion de code adéquat (par exemple le "OH.exe" de INTEL) et vous obtenez le fichier tant espéré "xxx. hex" écrit en code dit "INTEL hexa". 99,9 % des programmeurs de mémoires (EPROMS...) du marché acceptent sans crier ces types de fichiers et les digèrent très bien de sorte que votre mémoire, si elle avait bien été effacée auparavant, est désormais prête à fonctionner. C'était le cas le plus simple.

L'approche amateur initié

Vous disposez d'un assembleur (pas de linkeur and C...) simple et de bonne qualité (un exemple :

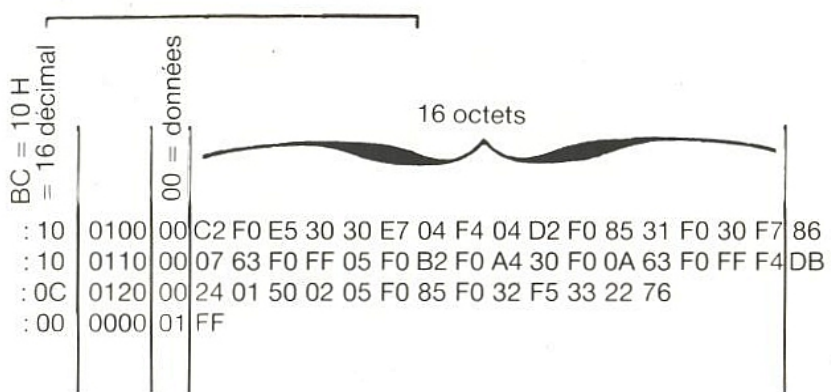


Figure 11

"l'assembleur de J.-L. Seigne" que Patrick Gueulle vous a présenté récemment dans la revue ERP).

Celui-ci, sans autre forme de procès vous délivre directement le fameux fichier "xxx. hex" et donc re-belotte pour le programmeur.

Pour les amateurs

Rien de péjoratif dans ce titre et c'est tout à votre honneur que d'être parfois pantois devant certaines situations.

La plupart du temps, pour des raisons évidentes de simplicité, vous avez choisi de travailler en Basic à l'aide du 8052 AH BASIC. Normal !

Ce microcontrôleur sait interpréter les instructions Basic, les convertir de façon interne en hexa et il est capable de graver le résultat obtenu dans une EPROM à l'aide d'un programme maintes fois décrit. Parfait !

Par contre lorsque nous vous donnons les codes en hexa (ou les codes en INTEL Hexa), vous êtes un tantinet perdu. Ça peut se comprendre.

C'est pourtant simple.

... Mais quelles valeurs recopier de ces fichus fichiers objets donnés en format "INTEL Hex" dont un exemple est représenté **figure 11**.

1) Dans ce qui suit chaque lettre correspond à un "digit hexadécimal" (de 0 à F).

2) La trame

```
BCAAAATT
HHHHHHHHHHHH.....
HHHHHHHHHHHHHHHHHCC
BCAAAATT
HHHHHHHHHHHHHH...
HHHHHHHHHHHHHHHHHCC
```

3) Définitions

: — C'est le caractère de début de l'enregistrement.

BC — L'ensemble BC représente le nombre d'octets (exprimé en HEXA) c'est-à-dire de "00 à FF" compris dans l'enregistrement ex : BC = 10 donc présence de 16 octets.

AAAA — Représente l'adresse (écrite en Hexa où doit être chargée le premier octet de cet enregistrement).

TT — Indique le type d'enregistrement

00 = des données

01 = fin de la session

HH — Est la valeur d'un octet, en Hexa bien sûr.

CC — C'est le "cheksum" de l'enregistrement considéré.

C'est le complément à 2 de la somme de tous les octets de l'enregistrement à partir de BC jusqu'au dernier octet de donnée. Comme on peut le voir, cette somme est volontairement tronquée pour ne donner qu'un seul octet significatif "CC".

Vous voilà renseignés.

A vous donc de découper en savantes rondelles les listings donnés en INTEL HEX mais n'oubliez surtout pas que le 8052 AH BASIC est très susceptible et qu'il n'aime que les valeurs hexa commençant par un zéro (surtout lorsque la valeur hexadécimale commence par une lettre !) donc, ne le brimez pas. Rentrez vos valeurs au "kilomètre" calmement par exemple : 045, 08F, 0FF, 0A4, ... et il sera tout content.

Voilà vous savez presque tout pour cette année 1991. En vous souhaitant de bonnes fêtes de fin d'année nous vous donnons rendez-vous dès le mois de janvier pour vous entraîner, avec l'aide de quelques amis vers de nouvelles réalisations inédites de systèmes microcontrôlés à l'aide de dérivés puissants du 80 C 51 fonctionnant hors Basic mais aussi sous Basic (Ha ?, Ah !). Aussi, pour fêter la nouvelle année, fidèles à nos traditions nous ne dirons pas "un 51... sinon rien" mais "un C51... sinon un C552 !!!"

Rendez-vous en 1992.

Dominique PARET

Le générateur de fonctions AMREL FG 506

AMREL (AMerican RELiance) est un producteur américain de matériel de mesure qui nous ne connaissions pas.

Les produits conçus en Californie sont pour partie assemblés et testés à Taiwan comme c'est de nos jours le cas très fréquemment. Le FG 506, que les établissements Sélectronique ont décidé d'importer en France, ne déroge pas à cette règle.

De prime abord ce dernier offre une esthétique réussie et de nombreuses fonctions, alors voyons plus avant si ces prémisses encourageantes aboutissent à une conclusion non moins heureuse.



Les FG 506 et 513 d'AMREL sont des générateurs de fonctions classiques d'usage général délivrant les formes d'ondes courantes : sinus, carrés, triangles, rampes, impulsions et continu, mais dotés de quelques innovations tant sur le plan de l'ergonomie d'exploitation que sur celui des possibilités offertes.

Ceci tient au fait que ces appareils sont entièrement gérés par un microcontrôleur, fait rarissime dans leur gamme de prix.

Par exemple le fréquencemètre-périodémètre - sur 6^{1/2} chiffres-incorporé (0-100 MHz) peut-être soit utilisé pour mesurer la fréquence des signaux délivrés par l'appareil, mais aussi pour des signaux externes sans pour autant inhiber la fonction générateur.

Comme sur tous les appareils de bon niveau, on retrouve les possibilités de déclenchement sur impulsion externe (Trig.ext), de porte (gate) pour la génération de salves sur toutes les formes d'ondes, et la production de rampes de balayage entre 5 s et 10 ms en linéaire ou logarithmique afin de commander le VCO d'un autre générateur ou pour la mise au point de VCO's ou de filtres, en cours de test.

L'offset continu peut être ou non ajouté au signal fourni et ce jusqu'aux limites de l'excursion. Les FG 506, 513 couvrent la plage fréquentielle 2 Hz - 6 MHz ou

2 Hz - 13 MHz comme leur dénomination l'indique et délivre les signaux sous une impédance de $50 \Omega \pm 2\%$.

L'excursion max de ± 10 V en circuit ouvert sera donc ramenée sur la charge nominale (50Ω) à ± 5 V (DC + onde).

Toutes les commandes et entrées/sorties de signaux sont regroupées en face avant ce qui s'avère très pratique au niveau de l'utilisation. Certaines touches permettent d'entrée dans des menus directs avec une action circulaire. Par exemple, en appuyant sur mode/fonctions on balaye successivement les formes d'ondes : sinus, carrés, triangles, continu pour revenir sur sinus en fin de cycle. Cette procédure se retrouve à tous les niveaux pour ce qui concerne les touches engendrant un choix :

- "mode/fonctions",
- "fréquence/période" qui détermine le choix de l'affichage en fréquence ou en période,
- "SUB FUNC" qui permet d'influer sur la symétrie, soit changer le rapport cyclique en carré ou en triangle.

- de sélectionner l'entrée VCGin pour contrôler par un signal externe le VCO,

- d'actionner ou non l'offset continu,

- de produire des rampes de balayage pour un VCO externe (SWEEP) et inverser les impulsions disponibles en sortie TTL,

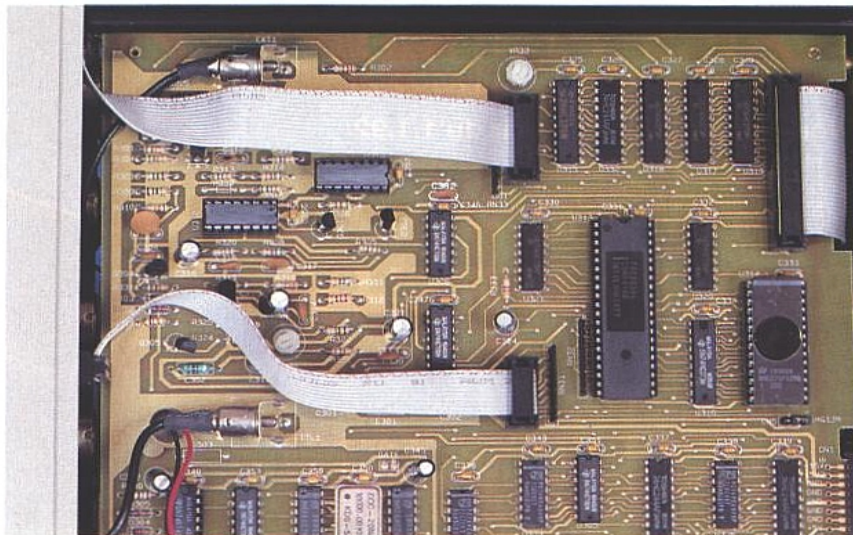
que rapides aussi bien que la production de signaux d'horloge provisoires en cours d'essai et les six formes d'ondes si l'on compte le continu, bien pratique comme source de tension variable pour ajuster des points de référence par exemple.

La possibilité de travailler en salves avec un signal externe de porte ou en vobulation, associé au fait que les recouvrements de gammes sont importants, permet d'effectuer tous les tests de réponses indiciaires aussi bien qu'harmoniques.

Notons qu'en effet la gamme 2 MHz-6 MHz autorise des travaux au-delà de 10 MHz. Si les ondes (principalement le carré) sont déformés à cause de la bande passante de l'ampli de sortie (c'est normal pour un 6 MHz) il est tout de même possible en sinus, au prix d'une atténuation parfaitement quantifiable, de travailler sur les circuits radiofréquences notamment les FI à 10,7 MHz. Le fréquencemètre avec son atténuateur et son filtre passe-bas commutable seconde très bien le générateur et confère à cet appareil une certaine universalité d'utilisation. Le FG 506 avec un scopemeter Philips par exemple constituera un ensemble homogène : labo complet pour une somme modique eu égard aux performances. Signalons encore qu'en cas de fausses manipulations ou lorsqu'on est "perdu", la touche "reset" réinitialise l'appareil sur le mode continu en sinus, mode par défaut. En fait, il est fort improbable de faire des réglages erronés ou de se perdre dans les "menus" de très faibles profondeurs, tant cet appareil est simple d'utilisation.

CONSTRUCTION

L'ensemble de l'électronique tient principalement sur deux cartes qui occupent presque toute la surface interne de l'appareil comme en témoignent les



photographies d'accompagnement. Celles-ci, du type double face trous métallisés, sont placées dos à dos et viennent s'enficher dans deux connecteurs qui d'une part assurent les liaisons électriques inter-cartes, et d'autre part pourvoient à la distribution des sources de tension d'alimentation.

La réalisation est irréprochable pour un appareil de cette classe, seules deux petites ombres au tableau général :

- Il nous semble que l'alimentation est dimensionnée au plus juste et le transformateur fait connaître sa souffrance.

- L'amplificateur de sortie dont le schéma est rappelé en **figure 2** est lui aussi un peu juste (en réponse) et pas tout à fait à la hauteur du reste des circuits.

Il s'agit certes d'une structure classique et éprouvée : double cascode symétrique attaquant un ampli de courant en push-pull et relayé en continu par un AOP. Un circuit RC passe-haut attaque le double cascode, un RC passe-bas l'AOP. Ce dernier commande les émetteurs des cascodes de façon à coupler l'ensemble en continu et conserver la relation de phase (180°) entre les deux circuits.

Le problème réside à notre avis dans le fait qu'il n'y a pas de drivers-tampons intermédiaires entre les collecteurs des cascodes et le push-pull final d'où une réponse plus limitée et surtout moins d'immunité aux "charges

complexes". Il sera donc impératif de veiller en HF à charger le FG 506 sans l'impédance nominale 50 Ω et d'éviter de ramener une capacité trop importante. Ceci étant il faut admettre que ces précautions sont toujours nécessaires si l'on souhaite obtenir des réponses irréprochables sur signaux impulsionnels.

Le constructeur indique des temps de montée et de descente de 25 ns, ce qui est respecté moyennant les précautions évoquées plus haut lorsqu'on fait la correction avec le temps de montée du scope servant à la mesure :

$$t_{MT} = \sqrt{t_{Mgéné}^2 + t_{Mscope}^2}$$

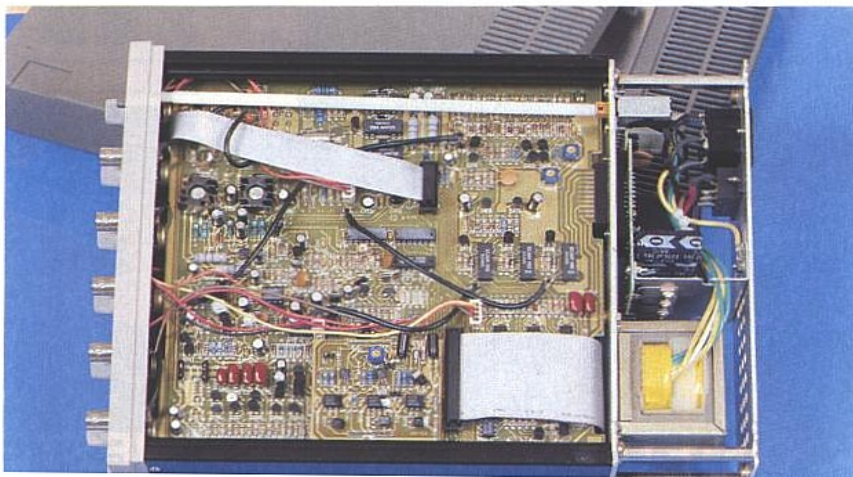
mais qui nous semble malgré tout un peu juste.

CONCLUSION

Malgré les petites restrictions évoquées plus haut, qui ne sont en rien redhibitoires, nous considérons que le FG 506 est un excellent appareil, simple d'emploi, dotés de nombreuses possibilités de production de signaux. Il ne manque rien. Le véritable fréquencemètre incorporé qui peut servir sur signaux externes (il ne s'agit pas ici d'une conversion tension-fréquence au niveau du VCO) augmente encore l'intérêt de cet appareil qui est commercialisé à un prix vraiment très concurrentiel - 3900 F TTC environ - eu égard à ces caractéristiques.

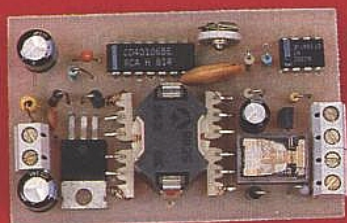
Les établissements Sélectronique ont eu raison d'importer les appareils de marque AMREL en France.

Souhaitons que cette première réussite donnera lieu à une collaboration qui amènera dans l'hexagone d'autres appareils de la même veine.



Un luminaire solaire autonome

Après la sentinelle solaire publiée dans le numéro de mars qui exploitait une photopile SOLEMS, voici la description d'un éclairage fluorescent utilisant un panneau au silicium amorphe, fabriqué par NAPS France. Un équipement métallique solidarise les divers éléments ensemble, permettant de placer ce véritable lampadaire à l'endroit désiré.



Le système que nous présentons s'articule autour de plusieurs sous-ensembles dont nous allons détailler le contenu au cours des lignes qui suivent. L'éclairage proprement dit met en œuvre une électronique que nous avons associée à un tube Osram délivrant un éclairage proche de celui d'une ampoule incandescente de 60 watts. Comme indiqué précédemment, un panneau solaire NAPS CSB13 délivrant 11 watts crêtes se charge de la production d'énergie. Un pack accumulateur SAFT de 10 ampères-heure stocke cette dernière et assure, à pleine charge, une autonomie supérieure à dix heures. Enfin, un bâti métallique maintient le panneau et supporte élégamment une boule transparente qui abrite notre tube fluorescent. L'allumage de celui-ci s'effectue simplement via un interrupteur à bascule. Une option interrupteur crépusculaire reste cependant possible à intégrer plus tard.

Le tube fluorescent

Nous utilisons une lampe compacte Osram type Dulux, qui délivre un éclairage de 600 lumens. Les caractéristiques techniques de ce tube apparais-

sent en **figure 1**. Il s'agit d'un verre coudé, dont la base plastique reçoit quatre électrodes. Parmi ces broches, celles du milieu autorisent la mise en série des deux filaments internes et permettent alors de préchauffer le tube. Cette technique juggle tout clignotement intempestif lors de l'amorçage de la lampe. Puisque peu de documents accessibles existent sur les tubes fluorescents, vous trouverez dans le précédent numéro, un rapide survol de ces dispositifs afin de mieux comprendre leur fonctionnement.

Les lampes Dulux

Il existe de nombreux modèles de tubes compacts fabriqués par Osram. Parmi ceux-ci, nous utiliserons uniquement des tubes tolérant une alimentation haute fréquence. C'est le cas des S/E et D/E dont les puissances s'échelonnent de 5 à 26 watts. Le constructeur propose deux températures de couleur, sélectionnées par les options /21 ou /41. La première caractérise une lumière froide type Blanc De Luxe (4 000° K), tandis que la seconde concerne un rayonnement chaud (2 700° K) proche de celui d'une lampe à incandes-

Référence Puissance	Teinte Lumière	Culot	Intens. nomin.	Tension lampe conv.	HF	Tension préchauf. graduation	Flux. lumin.	Temp. couleur	IRC	Long L max.	Larg I max.
Watt			A	Volt		Volt	lumen	K	Ra	mm	mm
50-81 lm/W, 8 000 h											
S/E	5/21	2G7	0,180	34	31	8	250	4 000	85	85	34
S/E	5/41	2G7	0,180	34	31	8	250	2 700	85	85	34
S/E	7/21	2G7	0,175	47	41	8	400	4 000	85	115	34
S/E	7/41	2G7	0,175	47	41	8	400	2 700	85	115	34
S/E	9/21	2G7	0,170	60	53	8	600	4 000	85	145	34
S/E	9/41	2G7	0,170	60	53	8	600	2 700	85	145	34
S/E	11/21	2G7	0,160	92	80	8	900	4 000	85	215	34
S/E	11/41	2G7	0,160	92	80	8	900	2 700	85	215	34

cence. Les deux références présentent des comportements électriques similaires.

Ces tubes acceptent de fonctionner sur une large gamme de fréquence s'étalant de 50 Hz à plusieurs dizaines de kilo-hertz. Nous choisirons 30 kHz afin de se situer au-dessus des fréquences audibles et limiter les pertes en commutation du transistor de puissance.

L'intensité lumineuse de la lampe varie fortement avec la température ambiante. Au voisinage de zéro, le régime permanent n'est atteint qu'après un temps de plusieurs minutes, durant lequel la lampe délivre un faible éclairage. L'amorçage devient également problématique voire impossible puisque la pression dans le tube présente une valeur basse lors des tentatives d'allumage et gêne l'ionisation du mélange gazeux. Le préchauffage des électrodes favorise alors la remontée de pression d'électrons, ce qui facilite l'allumage de la lampe.

L'alimentation électronique des tubes fluorescents

Pour supplanter le couple starter-ballast largement diffusé, différentes possibilités s'offrent au concepteur :

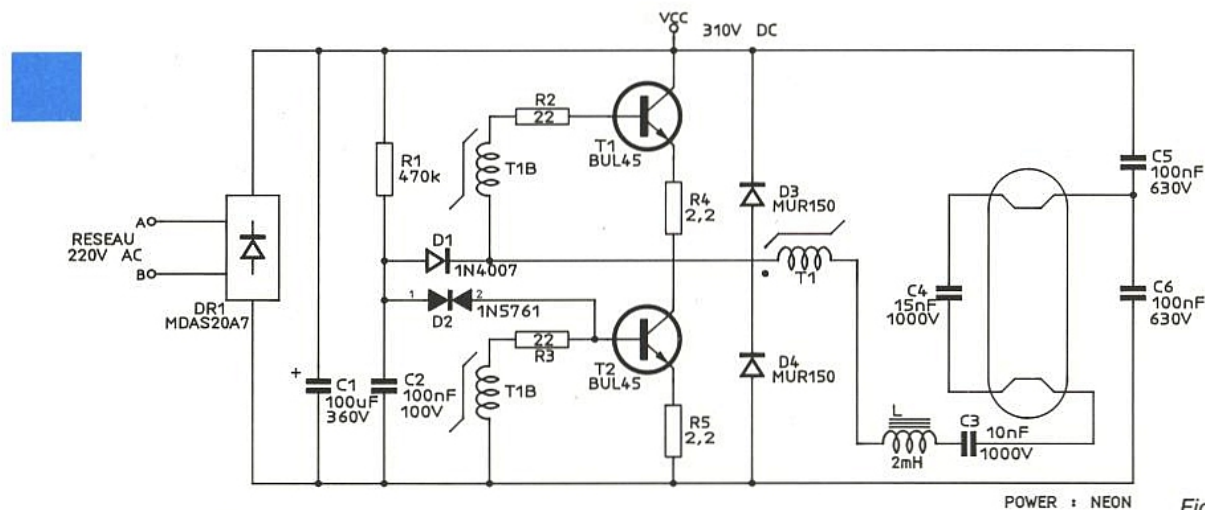
- Le convertisseur de type Fly-Back.
- Le circuit à résonance sur une source de courant.
- Le circuit à résonance sur une source de tension.

Pour notre application basse tension (alimentation 12 V) nous nous limiterons à l'étude du système Fly-Back, les contraintes sur l'interrupteur de puissance restant à l'intérieur de limites raisonnables. Cet avantage disparaît en découpage direct du réseau et le convertisseur Fly-Back cède la place aux deux configurations suivantes. A titre d'information, la **figure 2** représente un schéma industriel MOTOROLA (au filtre d'entrée près) fonctionnant avec un circuit résonnant sur une source de ten-

sion. Le lecteur intéressé par des données complémentaires se reportera à la bibliographie donnée en fin d'article.

LE CIRCUIT FLY-BACK

La **figure 3 a** représente un circuit Fly-Back destiné à la production d'une tension continue. Le principe consiste à stocker de l'énergie ($1/2 LI^2$) dans la bobine primaire L_1 pendant la conduction du transistor T. Le sens de l'enroulement secondaire empêche la polarisation directe de D. A l'ouverture de T, le couplage magnétique force alors la diode à conduire et charger la capacité C. Lors de la fermeture de l'interrupteur, le condensateur C fournit à la charge la tension qu'il a stockée. Les formes des tension et courant en mode continu, se trouvent en **figure 3 b**. Ce type de convertisseur à accumulation d'énergie réclame la présence d'un entrefer, appelé gap en



POWER : NEON

Figure 2

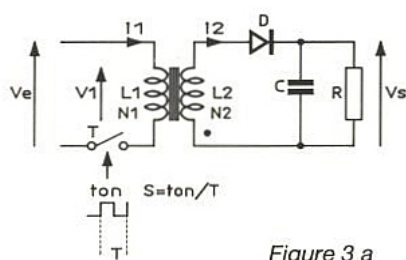
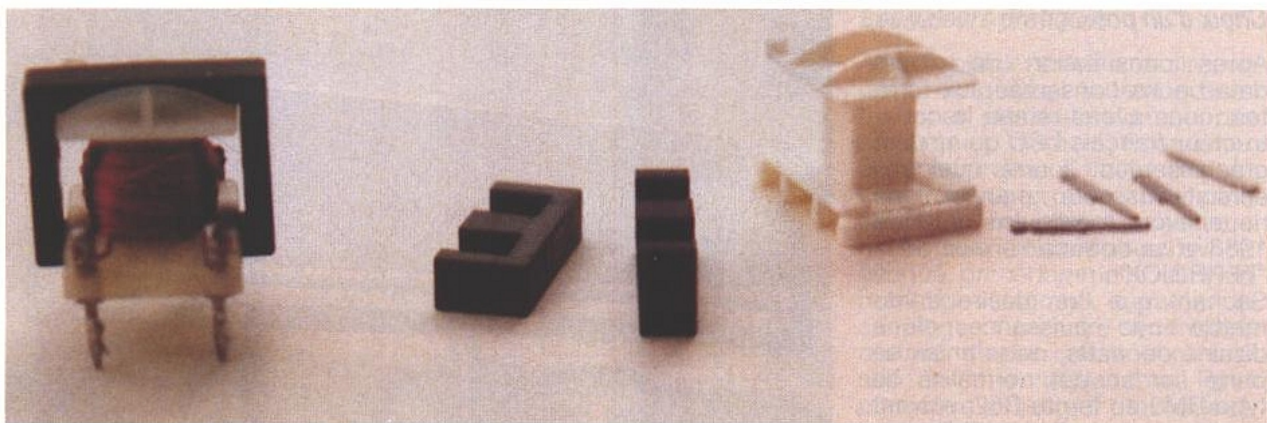


Figure 3 a

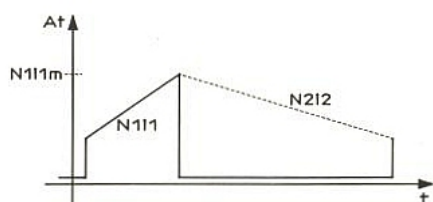
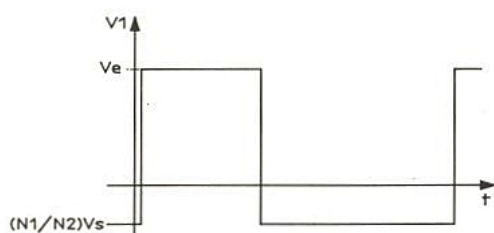


Figure 3 b

anglais. Pour de plus amples informations, le lecteur se reportera à la bibliographie en fin d'article.

Nécessité d'un entrefer

La **figure 4 a** reproduit la courbe $B = f(H)$ d'une ferrite quelconque dépourvue d'entrefer. Le convertisseur Fly-Back décrit ci-dessus force le matériau utilisé par le transformateur, à travailler de façon unipolaire, puisque le champ et l'induction associée, demeurent toujours positifs. En régime de fonctionnement normal, la mise en conduction du transistor de puissance provoque au sein du matériau la croissance de l'induction à une valeur crête inférieure à celle de saturation B_{sat} . A l'ouverture du transistor, le champ H diminue et entraîne une chute de l'induction à un certain niveau B_r . B_r diffère de l'induction rémanente B_r donnée par le constructeur. En effet, cette dernière concerne la valeur à laquelle l'induction tombe pour $H = 0$, uniquement en retour de saturation. En conséquence, l'induction de notre ferrite évoluera entre B_r et $B_{crête}$. La **figure 4 b** illustre cette théorie. On remarque immédiatement la faible dynamique offerte par ces deux points qui vont limiter la capacité de stockage inductif.

L'augmentation de l'excursion ΔB passe par la création d'un entrefer dans le matériau magnétique. Cet entrefer va ménager sur le trajet de l'induction, une portion d'air à magnétiser dont la perméabilité ($4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$) possède une valeur bien inférieure à celle du matériau (1 500 par exemple). On augmente alors localement la reluctance du circuit, dont le champ démagnétisant qui en découle s'oppose au champ principal. Ce phénomène va diminuer l'induction rémanente à une valeur proche de zéro et par conséquent couler la caractéristique $B = f(H)$ puisque les points de séquence + et - H_c (champ coercitif) conservent leurs valeurs initiales. La nouvelle excursion prend l'allure de la **figure 4 c**, le but est atteint.

Un rapide calcul montre que l'énergie magnétisante à fournir (en J/m^3) au total pour obtenir l'induction requise s'écrit : $W_{tot} = W_{air} + W_{matériau}$, soit $W_{tot} = B^2/\mu_0 + B^2/\mu_0\mu_r$. Comme μ_0 possède une valeur très inférieure à celle de μ_r , pratiquement toute l'énergie accumulée se trouve dans l'entrefer. On tire également de cette formule un autre enseignement : magnétiser de l'air demande un nombre important d'ampères-tour.

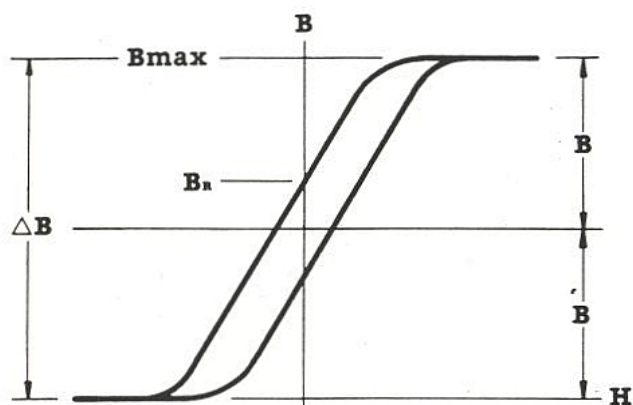


Figure 4 a

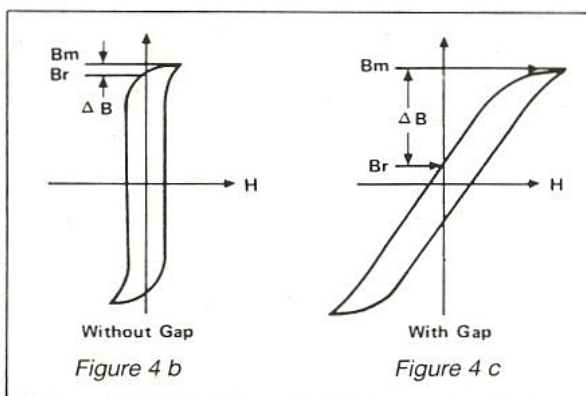


Figure 4 b

Figure 4 c

Choix d'un pot

Après consultation de divers data-books consacrés aux ferrites, nous avons retenu le constructeur français LCC qui nous a gracieusement fourni quelques échantillons. Le manuel que nous avons compulsé date de 1988 et se nomme Ferrites doux "FERRINOX".

Sachant que l'on désire transmettre une puissance d'une dizaine de watts, notre choix se porte sur un pot normalisé de type RM8 en ferrite B52, suivant le tableau de la **figure 5**. Toutes les caractéristiques de ce composant LCC se trouvent en **figure 6 a**.

Parmi les autres fabricants de matériaux magnétiques, on peut citer MAGNETICS, représenté sur Paris par BFI Electronique, qui commercialise ses composants MPP, Molypermalloy Powder Core. Les principaux avantages de ces poudres s'expliquent par leur cycle d'hystérésis très étroit ainsi que leur résistivité élevée. Les pertes engendrées sont alors réduites au maximum. MAGNETICS édite de nombreux bulletins techniques dont certaines références figurent en bibliographie.

La société SAPHYR, sise à Paris également, développe et vend ses composants réalisés en poudre de fer Carbonyl. Cette technologie autorise des inductances très élevées associées à une courbe B/H extrêmement linéaire. Une fois de plus, les cycles d'hystérésis étroits, permettent de grandes excursions d'induction sans occasionner de pertes prohibitives. Enfin n'oublions pas que Philips Composants et Siemens proposent aussi une large gamme de pots ferrite.

Utiliser les abaques du constructeur

Puisque notre convertisseur va accumuler LI^2_{max} , il s'agit à présent de définir la géométrie de ferrite acceptant cette contrainte. A cet effet, les constructeurs proposent l'inductance spécifique Al , exprimée en nH. Cette inductance spécifique fait intervenir la valeur d'inductance calculée (L), la perméabilité ($\mu_0\mu_r$) ainsi que la section effective du matériau étudié (Ae) et enfin, la longueur effective du trajet magnétique (le). On peut écrire, après quelques manipulations simples : $L = \mu_0\mu_r \cdot N^2 \cdot Ae/le$. Si l'on pose $Al = \mu \cdot c$, avec c le facteur de noyau égal à Ae/le , on définit alors simplement L par $L =$



PUISSANCE TRANSMISSIBLE		TYPE : FERRINOX 850 ou 851 (pour pots RM seulement)				
		Fréquence : 25 kHz				
		Induction : 200 mT				
FLYBACK et FORWARD	PUSH-PULL	Série ETD	Série EC	Série GER	Série RM + PM	Série GUP
4				13 x 7 x 3	RM 5	
6				13 x 6 x 3,6	RM 6	
10				19 x 8 x 5 (E 187)		
13				19 x 8 x 7		
15				20 x 10 x 6	RM 8	
20				25 x 9,5 x 6,4 (E 24/25)	RM 10	
30				25 x 13 x 7		
40				30 x 15 x 7		
				30 x 13 x 8		

Figure 5

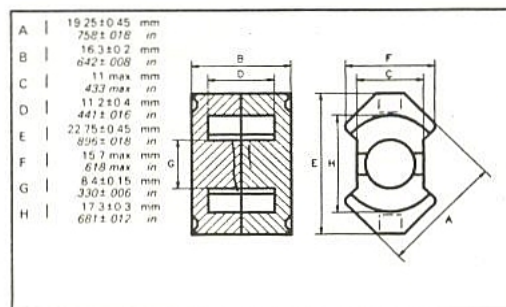
$Al \cdot N^2$. Puisque cette inductance spécifique combine essentiellement les longueur et section effectives du matériau, sa valeur conditionnera les possibilités de stockage du pot ferrite. L'abaque de la **figure 6 b** illustre la relation graphique liant LI^2 avec Al pour les pots RM et PM. Il suffit de tracer une droite horizontale au point LI^2 choisi, puis de vérifier la présence d'une intersection avec la courbe du pot sélectionné.

L'abscisse du point de séquence, nous donne la valeur de l'inductance spécifique nécessaire au respect de la contrainte imposée plus haut. Le matériau délivré par le constructeur affiche une certaine valeur d'inductance spécifique pour un entrefer nul.

L'adaptation à une Al normalisée s'effectue en usinant la jambe centrale du pot afin de créer ce fameux entrefer. On détermine



● CARACTERISTIQUES MECANQUES



● PARAMETRES MAGNETIQUES POUR UN CIRCUIT (2 NOYAUX)

Facteur de perméance	c	2.3	nH
Constante du circuit	$\sum \frac{l}{\mu}$	0.55	mm ²
Longueur effective	l_e	1.457	in
Section effective	A_e	67	mm ²
Section minimale	$A_{\min}$	103	mm ²
Volume effectif	V_e	55	mm ³
Poids approx. (2 noyaux)		13	g
		458	oz

● CARACTERISTIQUES ELECTROMAGNETIQUES POUR UN CIRCUIT (2 NOYAUX)

			MATERIAUX FERRINOX [®]		
			T8	B51	B52
Inductance spécifique A_L nH	Sans entrefer	25°C		3400 ± 25%	3100 ± 25%
Perméabilité effective μ_e	Approx.	25°C		1480	1350
Perméabilité d'amplitude μ_a	Induction à 320 mT 340 mT	100°C		> 1600	> 1500
Pertes totales (en watts)	25 kHz/200 mT	25°C		< .65	< .55
		100°C		< .7	< .38
	50 kHz/200 mT	25°C		< 1.3	
		100°C		< 1.4	
	100 kHz/100 mT	25°C			< .70
		100°C			< .49

Figure 6 a

Les valeurs pratiques

Afin d'obtenir l'entrefer désiré, on usine en général la jambe centrale par électroérosion ou par meulage au diamant. Pour éviter cette contrainte à l'utilisateur, le constructeur propose des pots ferrite à l'inductance spécifique normalisée. Comme nous l'avons évoqué précédemment, seul un bobinage soigneux garantit un couplage primaire-secondaire optimal et par conséquent une self de fuite négligeable. Pour permettre au lecteur d'accéder à la réalisation d'un module performant, nous avons confié le bobinage du transformateur à la société A.S.B. sise en région grenobloise (voir réalisation pratique). Rien ne vous empêche cependant d'approvisionner vous-même le pot RM8 en spécifiant une A_L de 400 nH.

LE CIRCUIT ÉLECTRIQUE

Les circuits commerciaux à faible coût exploitent les caractéristiques d'un montage auto-oscillant de type "blocking", bâti autour d'un faible nombre de composants. La figure 7 représente une version commerciale d'un tel convertisseur Fly-Back. Le lecteur intéressé par les détails de fonctionnement d'une telle configuration se reportera à l'article consacré aux éclairages solaires, publié dans ce même numéro. Malheureusement, le peu de soin apporté au pilotage du transistor entraîne des pertes en commutation importantes. Le rendement moyen de ce type d'électronique ne convient pas pour une utilisation solaire.

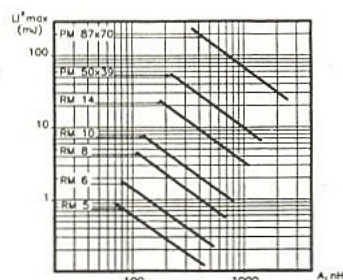


Figure 6 b

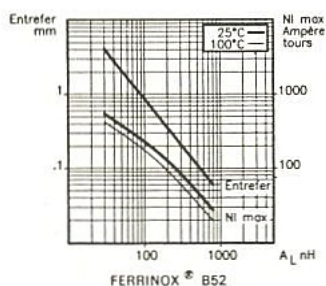


Figure 6 c

Résultats théoriques

Après avoir expliqué la méthode à utiliser, voici les calculs permettant de déterminer la valeur des éléments inductifs primaire et secondaire. Rassemblons auparavant toutes les données en notre possession :

Fréquence $F = 30$ kHz, rapport cyclique $\delta_{\max} = 0.4$, $V_{\text{alim}} = 12$ V, I_p intensité crête au primaire = 1,5 A, rapport secondaire sur primaire $N_s/N_p = 6$ et enfin induction crête tolérée (conseillée par le constructeur pour le B52) : $\hat{B} = 150$ mT.

La valeur de la self primaire s'obtient par la formule classique : $L_p = V_{\text{alim}} \times \delta_{\max} / I_p \times F$, soit $L_p = 106 \mu\text{H}$. Le nombre de spires au primaire découle de l'expression suivante :

$N_p = V_{\text{alim}} \times \delta_{\max} / \hat{B} \times A_e \times F = 16$ tours. Le rapport N_s/N_p nécessaire entraîne un secondaire de 96 tours. On détermine l'inductance spécifique du matériau grâce à l'abaque de la figure 6 b, ou plus simplement par la définition même d' A_L : L_p/N_p^2 d'où 414 nH, la valeur normalisée par LCC vaut 400 nH. L'abaque en figure 6 c nous donne un entrefer nécessaire ϵ de 0,1 mm.

Sur la même figure, la courbe $N_{\text{Imax}} = f(A_L)$ pour le RM8 demande de ne pas dépasser à 100 °C 40 ampères.tour pour $A_L = 400$ nH. Dans notre cas, le produit $N_p \cdot I_p$ atteint 24 A · t, valeur inférieure à la limite maximale imposée par la courbe.

sa valeur en millimètres, via le réseau de courbes de la figure 6 c. Celui-ci indique également, grâce au tracé N_{Imax} , le nombre maximum de spires utilisables avant saturation, pour une inductance spécifique donnée. On notera que l'entrefer parasite naissant du contact des deux coupelles reste inférieur à 5 μm .

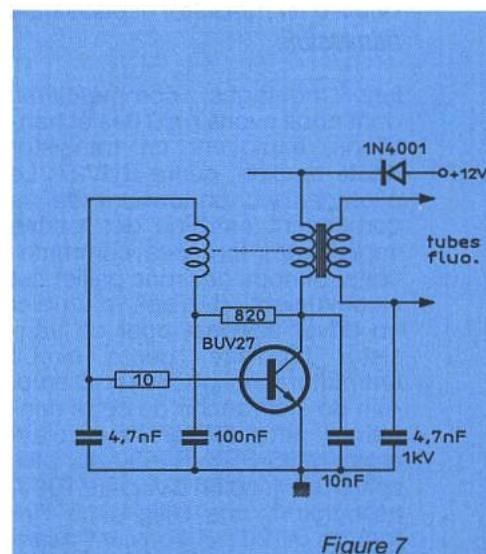


Figure 7

Le schéma retenu utilise un transistor MOS-FET, comme l'illustre la **figure 8 a**. Il s'agit bien d'un montage Fly-Back et non Forward, puisque quel que soit le sens de l'enroulement secondaire, la tension aux bornes de L2 présente durant la conduction du MOS, laisse le tube en haute impédance. Par contre à l'ouverture, la tension aux bornes de la bobine s'inverse et entraîne grâce au couplage des selfs et au rapport de transformation, l'ionisation du tube.

En pratique, le couplage interbobine n'est jamais parfait et il apparaît une inductance dite de fuite que l'on peut ramener au primaire sous forme d'une self parasite. Cela signifie que toute l'énergie stockée lors de la conduction n'est pas intégralement transmise à l'ouverture. Cette bobine parasite crée alors une surtension ΔV dont l'amplitude peut détruire le transistor. La tension supportée à l'ouverture par le transistor prend l'allure de l'oscillogramme de la **figure 8 b**.

Les pertes de ce type de montage trouvent leurs origines essentiellement dans deux phénomènes : lorsque le transistor conduit, il subit une croissance de courant exponentielle associée à une tension de déchet. A l'ouverture, il supporte la surtension générée par l'inductance de fuite, combinée à la décroissance de son courant drain. La **figure 9** représente les chronogrammes courant-tension issus d'une étude MOTOROLA. La puissance totale dissipée s'exprime alors par la somme des pertes à l'état passant avec les pertes à l'ouverture.

Choix d'un transistor et puissance admissible

Les montages commerciaux, dont nous avons reçu des échantillons, exploitent un transistor haute tension, genre BUV27. Le pilotage peu performant de ce composant entraîne des pertes importantes lors des commutations. Si nous désirons pallier cet inconvénient, il s'agit d'étudier un driver adéquat pour ce transistor bipolaire, genre circuit anti-saturation ou Baker-Clamp. Afin de s'affranchir de cette contrainte, nous utiliserons un classique MOS-FET IRF530 qui présente une tension BV_{DS} de 100V, associée à une résistance $R_{DS(on)}$ de 0,12 Ω . Il convient néanmoins d'assurer avec rapidité la charge et décharge de sa capacité d'entrée dans le but de limi-

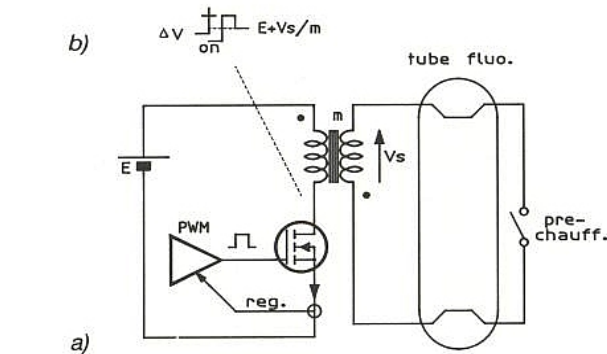


Figure 8

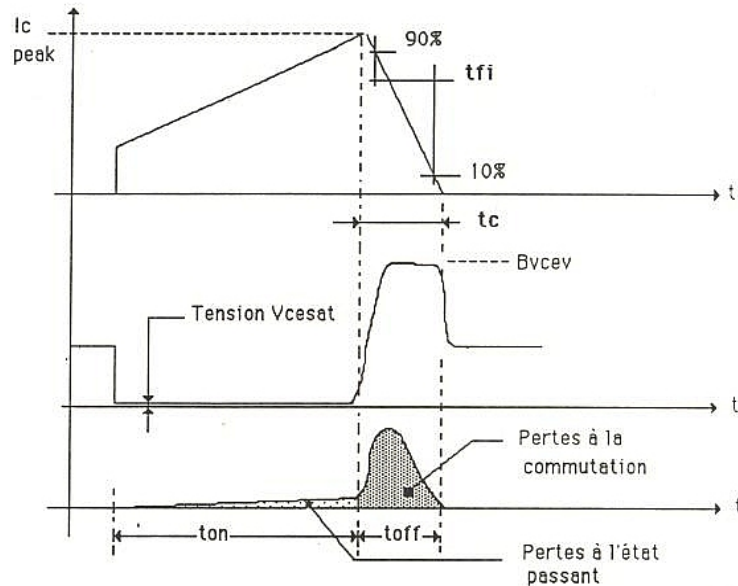


Figure 9

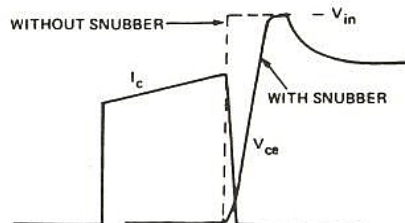


Figure 10

ter ici aussi, les pertes en commutation. Un circuit intégré CD40106 incluant six inverseurs de Schmitt qui piloteront la grille du MOS, conviendra pour ce montage à faible coût.

Dans notre application, il convient de limiter les pertes au maximum, afin de pouvoir fonctionner sur une large gamme de températures malgré l'absence de dissipateur sur le transistor.

Connaissant la température de jonction maximum admissible par la puce de l'IRF530 ($T_J = 175^\circ\text{C}$) et la valeur de sa résistance thermique ($R_{\theta JA} = 80^\circ\text{C/W}$), on déduit pour une température ambiante de 50°C , la puissance moyenne maximale que le

transistor peut supporter sans radiateur :

$P_{max} = (T_{jmax} - T_{amb})/R_{\theta JA}$, soit 1,56 W. Si l'on se place dans le cas défavorable de la **figure 9**,

on trouve les valeurs suivantes en utilisant les formules simplifiées :

$P_{com} = (30 \times 2,5 \times 150E-9 \times 30\,000)/2 = 2 = 0,17\text{ W}$.

$P_{sat} = (0,2 \times 2,5 \times 10E-6 \times 30\,000)/2 = 0,075\text{ W}$, soit $P_{tot} = 0,24\text{ W}$ et une température de jonction à 69°C , largement en dessous du maximum admissible.

Nous considérons ce cas comme défavorable puisque notre montage comprend un snubber dont le rôle consiste à freiner la croissance de VDS lors

de l'extinction du courant drain (**figure 10**). Les chronogrammes proposés à la **figure 11 a**, relevés sur la maquette à l'aide d'un oscilloscope numérique associé à une sonde de courant Tektronix P6021, montrent bien le retard de montée sur la tension VDS qui limite en conséquence les pertes à l'ouverture. La **figure 11 b** illustre les pertes subies à la fermeture par le semi-conducteur. L'étroite surface de croisement témoigne du bon pilotage du transistor. La **figure 11 c** représente une période complète de fonctionnement.

Le cahier des charges et les configurations possibles

Nous l'avons vu précédemment, le montage doit délivrer une haute tension, nécessaire à la correcte alimentation du tube. De plus la température influant fortement le comportement de la lampe fluo, une régulation de courant ou tension de sortie s'avère indispensable : un multi-vibrateur astable pilotant un transistor ne suffit pas pour un montage de qualité.

Pour simplifier le schéma au maximum, nous avons pensé à utiliser l'un des nombreux circuits intégrés spécialisés disponibles sur le marché. On trouve chez Linear Technology, par exemple, les LT1070, 71 et 72 qui accueillent sur une même puce l'électronique de contrôle ainsi que le transistor de puissance. On retrouve ce type de composants au catalogue MOTOROLA comme le MC34063 ou encore le fameux μ A78S40. Malheureusement, la tension de claquage présentée par le transistor découpeur atteint rarement 60 volts, exceptés les modèles haute-tension, dont le prix et la disponibilité auraient rendu l'approvisionnement délicat. Ces composants fonctionnent presque tous selon l'application proposée en **figure 12**. Ce schéma provient d'un recueil MOTOROLA, intitulé TMOS Power FET Design Ideas, que nous recommandons vivement à nos lecteurs. Bien que le montage n'utilise pas de transformateur, il s'agit d'un système Fly-Back. L'horloge 100 kHz s'articule classiquement autour d'U1A, dont la sortie à collecteur ouvert pilote le MOS-FET. On s'étonnera à juste titre de la valeur plutôt élevée de R4 qui doit, en principe, assurer la charge rapide de la capacité d'entrée du MOS.

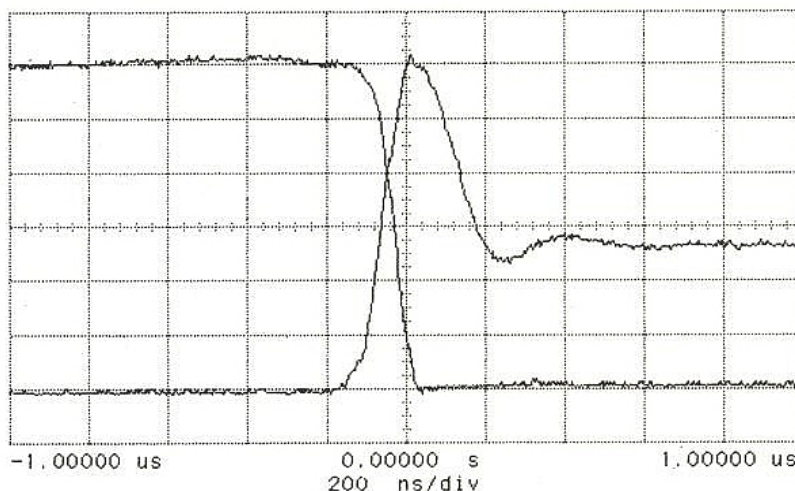


Figure 11 a

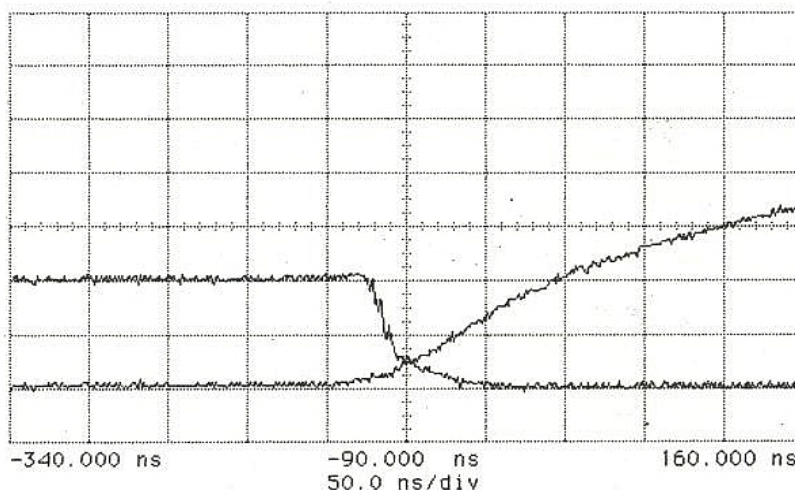


Figure 11 b

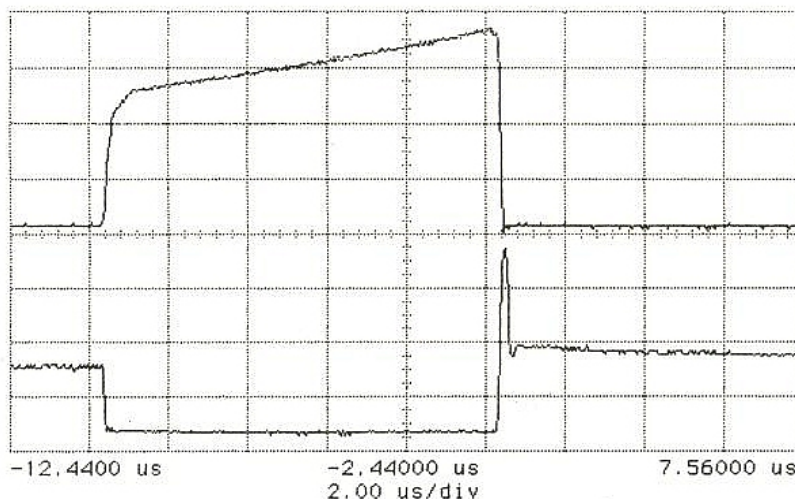


Figure 11 c

De même, la décharge de la grille passe par le transistor de sortie du LM393 qui n'absorbe que 6 mA maximum. Rappelons que le MTP3N60 présente une capacité Ciss de 1 nF... La boucle de régulation exploitant U1B représente l'originalité du circuit. En

effet, ce comparateur de tension (et non un classique amplificateur linéaire) compare en permanence la tension de sortie à une référence interne, procurée par le couple R2, D2. Au cas où Vs dépasse la valeur nominale, U1B bascule à zéro et grâce aux sor-

ties collecteur ouvert câblées en parallèle (ET câblé), le MOS se bloque le temps que la tension de sortie revienne à sa valeur nominale. Le rapport cyclique de l'horloge correspond à une sortie chargée à sa valeur maximale, de telle sorte que le montage puisse également réguler lors de baisses de V_s .

LE MONTAGE FINAL

Son schéma se trouve en **figure 13**. Il exploite les caractéristiques d'un LM393 architecturé selon un mode un peu particulier. En effet, plutôt que de l'utiliser en multivibrateur astable comme sur la **figure 12**, nous avons trouvé une configuration auto-oscillante qui libère l'une des entrées et autorise ainsi la liaison directe à une tension d'erreur. Le fonctionnement du circuit est relativement simple. A la mise sous tension, le potentiel de la broche + impose ($V(-) = 0$) une sortie haute à U2A. Cet état de fait entraîne la conduction de T2 qui provoque une croissance de courant dans Tr1. Converti en tension par le shunt R9, ce potentiel augmente jusqu'à atteindre la valeur de consigne imposée par R7 et R5. A cet instant, la sortie d'U2A passe à zéro et l'hystérésis dynamique créée par C5 conforte cet état bas. C5 se recharge ensuite par le générateur de Thévenin constitué de R5 et R7, pour imposer en pin + un potentiel supérieur à celui présent aux bornes de C6.

Celui-ci s'est d'ailleurs légèrement déchargé pendant le blocage de T2 puisque le courant primaire chute. La sortie du comparateur rebascule alors vers Vcc, C5 transmettant cette variation de tension sur l'entrée +, et le montage démarre un nouveau cycle. La tension appliquée en pin - d'U2A module le rapport cyclique et la fréquence du montage, procurant une régulation du courant circulant dans la charge. La résistance ajustable R7 offre la possibilité de régler l'intensité lumineuse émise par le tube à la valeur désirée.

Le filtre articulé autour de L2, C3 et C4 évite toute pollution des lignes d'alimentation. Le câblage des masses en étoile est indispensable, le routage des pistes en tient compte.

La simulation sous PSpice

Grâce au logiciel PSpice dont nous vous entretenons depuis plusieurs numéros, nous pouvons simuler le circuit électrique de la **figure 14 a** et nous assurer du bon fonctionnement de notre étude. Ce schéma simplifié d'un convertisseur step-up, repré-

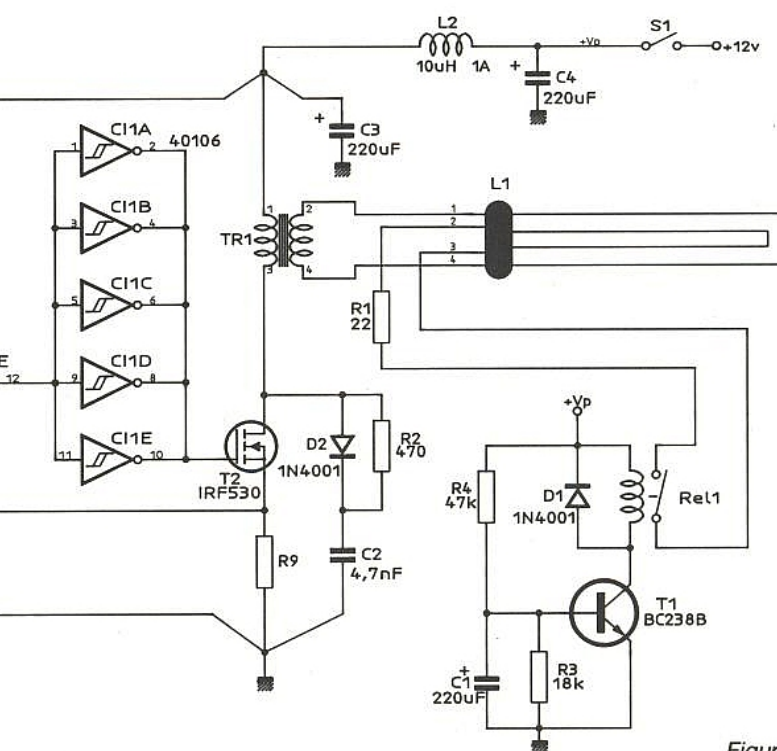


Figure 12

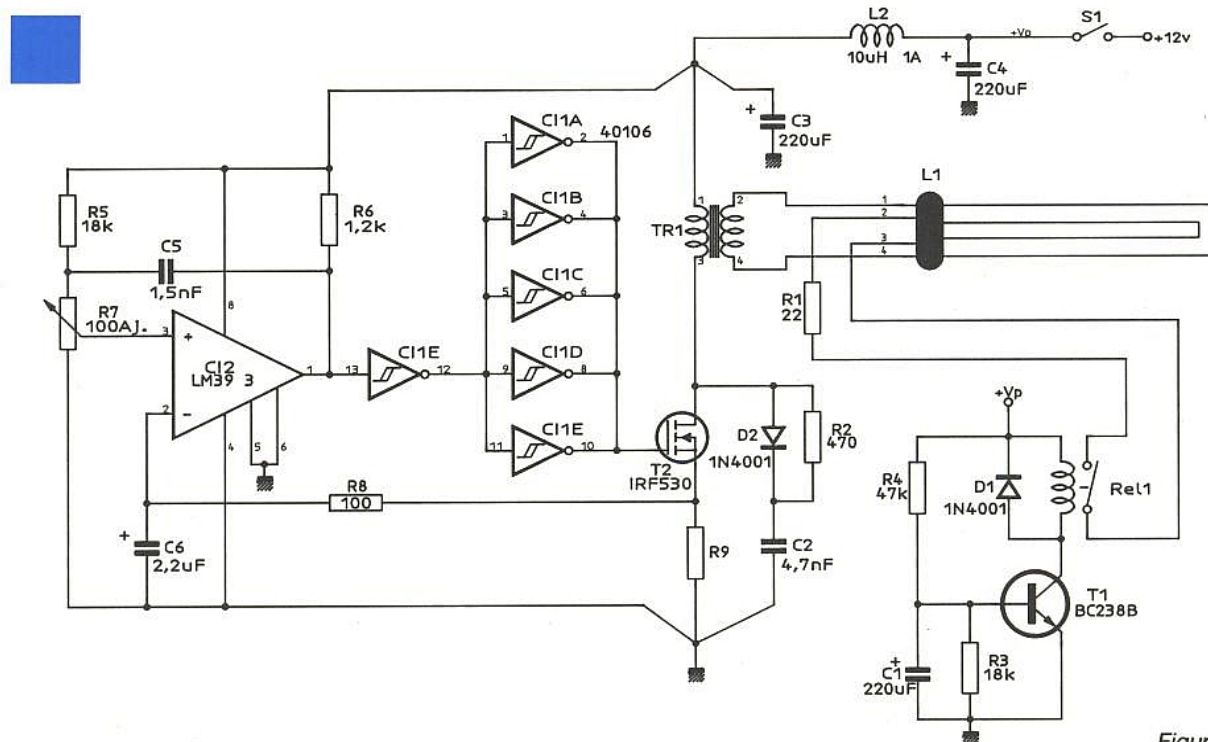


Figure 13

sente le LM393 associé aux composants décrits ci-dessus. Les formes d'ondes représentatives des divers états du circuit (cir en **figure 14 b**), se trouvent en **figures 15 a** et **b**. Nous avons volontairement borné l'axe du temps afin de représenter le régime permanent uniquement.

Le courant circulant dans la bobine $i(L_1)$ ne s'annule jamais, témoin d'un régime de fonctionnement dit continu, par opposition au mode discontinu. La commande de grille sous impédance de sortie élevée (du moins pour la mise en conduction), occasionne de fortes pertes en commutation. On décèle celles-ci par l'affichage du produit $V_d \times I_d$ qui montre de forts pics instantanés. La puissance moyenne s'obtient par la fonction avg du résultat précédent. PSpice tient compte de la variation de capacité grille-source Ciss en affichant un plateau lors du tracé de V_g (M1). Ce plateau illustre l'action de la capacité grille-drain, qui intervient lorsque le MOS passe de l'état bloqué à celui de conducteur et vice-versa. On remarque que la puissance moyenne (**figure 15 b**) dépasse largement les calculs que nous avons menés plus haut. La présence d'un interface autorisant une charge et décharge rapides de la capacité d'entrée du transistor ramènera ces pertes par commutation à des valeurs plus basses. La mise en place du snubber œuvrera également dans ce sens.

Pour ne pas occasionner de simulations trop longues, L_1 représente une simple self bobinée sur air et non sur matériau Ferrite. L'étude de ce dernier cas passe par l'utilisation d'un modèle du B52, aimablement envoyé par Microsim des USA.

En effet, la librairie Magentic.lib ne comporte que des pots RM en matériau 3C8. La création d'un nouveau modèle tel celui du B52 demande quelque temps puisqu'il faut affiner les paramètres du modèle de base pour obtenir la courbe désirée sous PROBE. Le .cir proposé en **figure 16 a** permet l'étude du cycle d'hystérésis de notre matériau et de le modéliser à souhait.

La valeur de l'induction en axe vertical s'obtient par la fonction $B(K1)$. Pour présenter un cycle d'hystérésis, il convient de représenter sur l'axe horizontal non plus le temps (variable par défaut) mais le champ H. On réalise ceci sous Probe en entrant dans X axis suivi de X variable puis en tapant $H(K1)$. Une fois

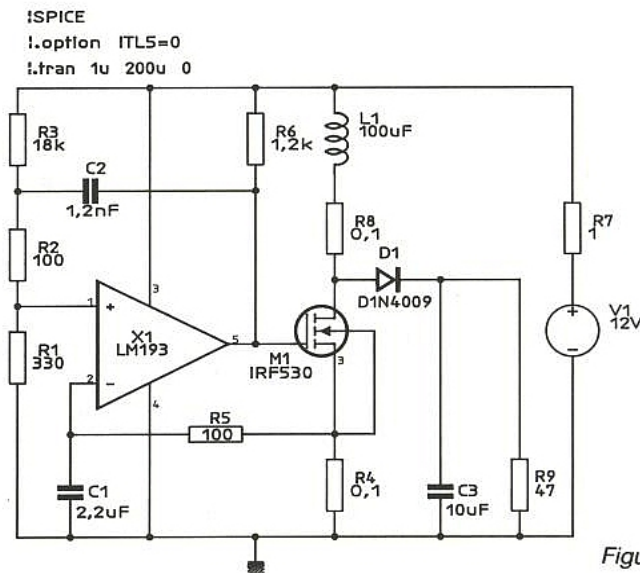


Figure 14 a

* Simulation du fonctionnement d'un regulateur step-up utilisant
* une self a air de 100 micro-henry

```
.option ITL5=0
.tran 1u 600u 0
.lib PWRMOS.LIB
.lib LINEAR.LIB
.lib DIODE.LIB
R4 10 0 0.1
R8 4 6 0.1
R7 1 8 1
R6 1 3 1.2K
C2 2 3 1.2N
L1 1 4 100u
R1 5 0 100
R5 9 10 100
C3 7 0 10uF
V1 8 0 12V
R3 1 2 18K
C1 9 0 2.2u
R2 2 5 330
R9 7 0 330
D1 6 7 MR826
M1 6 3 10 10 IRF530
X1 5 9 1 0 3 LM193
```

Figure 14 b

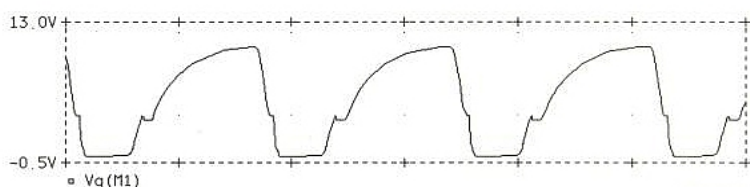


Figure 15 a

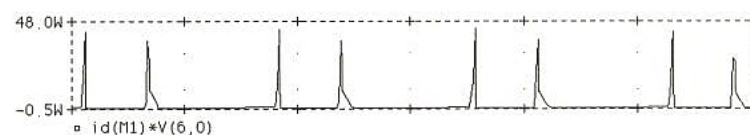


Figure 15 b

```
* Simulation materiel B52, pot RM8
* Pour simuler des geometries differentes (RM6 par exemple)
* il suffit de reprendre les parametres Area et Path donnees
* dans la librairie MAGNETIC.LIB pour du 3C8
.tran .1 4 0 .005
igen0 0 1 sin(0 .1 1Hz 0)
igen1 0 1 sin(0 .1 1Hz 1)
igen2 0 1 sin(0 .2 1Hz 2)
igen3 0 1 sin(0 .8 1Hz 3)
RL 1 0 1ohm
L1 1 0 10
K1 L1 .999999 KRM8PL B52
.model KRM8PL_B52 Core(Ms=374e3 Alpha=0 A=9.5 K=19 C=.2
+ Area=.63 Path=3.84 Gap=0)
.probe
.end
```

Figure 16 a

achevé, le résultat prend l'allure de la courbe en **figure 16 b**. On remarque avec intérêt la possibilité de déterminer les valeurs d'induction rémanentes pour des excursions bien inférieures à B_{sat} , grâce aux nombreux sous-cycles que le tracé procure. Les manipulations sur les ordonnées et abscisses donnent des résultats directement en Tesla et en Ampère par mètre au lieu des Gauss et Oersted utilisés par le logiciel. PSpice prouve une fois de plus sa puissance, puisqu'il nous permet, via le .cir de la **figure 17 a**, de découvrir la position du sous-cycle décrit lors du fonctionnement de notre alimentation (**figure 17 b**). Le réseau R, C, D câblé en parallèle sur la bobine autorise la démagnétisation du matériau lors de l'ouverture du transistor et évite la saturation après quelques périodes de fonctionnement. On remarque alors, malgré l'absence d'entrefer (GAP = 0), une excursion d'induction assez importante.

On peut même déterminer graphiquement les pertes par hystérésis, en calculant la surface de l'aire décrite. Une méthode simplifiée consiste à assimiler notre ellipse à quatre portions de droite, et définir ainsi quatre trapèzes verticaux dont les bases se trouvent sur l'axe horizontal. On calcule les aires des trapèzes inférieurs et supérieurs, puis par soustraction et addition, on obtient la surface de l'ellipse.

Des manipulations simples conduisent à un résultat en watt. A titre d'information, la **figure 17 c** illustre l'action d'un entrefer placé dans le circuit magnétique (GAP = 1/100^e de millimètre): l'induction rémanente tombe pratiquement à zéro, l'excursion utile B est considérablement augmentée.

Précisons que certains des .cir présentés ne peuvent fonctionner qu'avec la version complète PSpice et non la limitée.

Le chauffage du tube fluorescent

Celui-ci s'effectue par la circulation d'un courant de 150 mA dans les électrodes de la lampe Osram fermée sur une résistance de 22 Ω . Ce court-circuit s'obtient par la mise en œuvre d'un relais miniature, piloté par le transistor T₁. La temporisation joue sur la montée en pression du tube et améliore l'amorçage aux basses températures. Certains montages bon marché font abstraction de ce perfectionnement qui nous semble indispensable afin d'éviter tout désagrément à

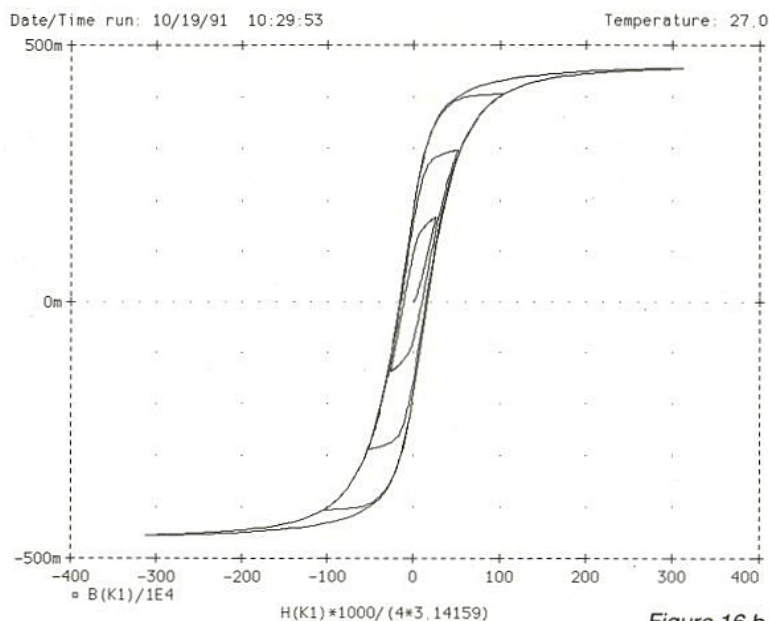


Figure 16 b

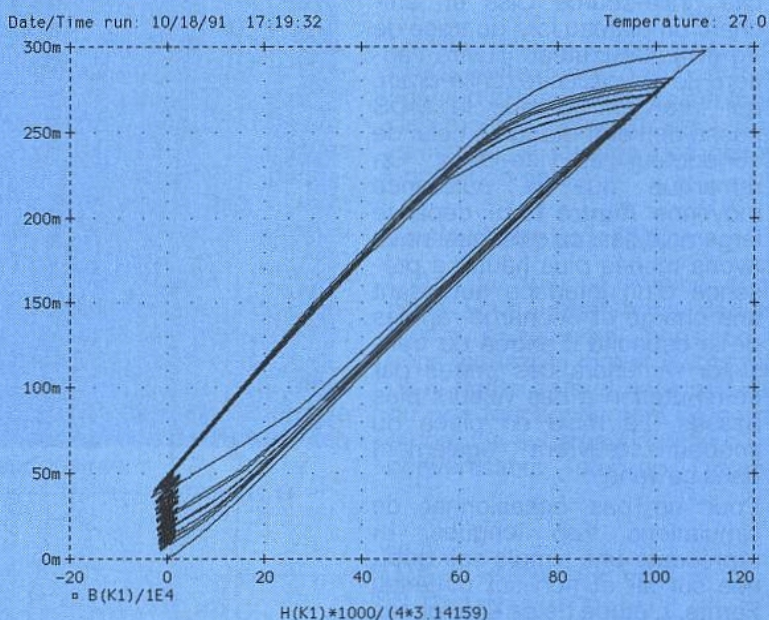


Figure 17 a

```
* Simulation du point de fonctionnement du pot RM8_B52
* a entrefer de 1/100 millimetre
.option ITL5=0
.tran 1u 300u 0
.lib DIODE.LIB
.lib PWRMOS.LIB
V2 1 0 12V
V1 2 0 PULSE(0 12V 0 150n 150n 8u 33u)
M1 3 2 0 0 IRF530
L1 4 3 6
R1 1 4 0.3
D1 3 5 MR821
R2 5 1 100
C1 5 1 1u
K1 L1 .9999999 KRM8PL_B52
.model KRM8PL_B52 Core(Ms=374e3 Alpha=0 A=9.5 K=19 C=.2
+ Area=.63 Path=3.84 GAP=1E-3)
```

```
* Simulation du point de fonctionnement du pot RM8_B52 a entrefer nul
.option ITL5=0
.tran 1u 300u 0
.lib DIODE.LIB
.lib PWRMOS.LIB
V2 1 0 12V
V1 2 0 PULSE(0 12V 0 150n 150n 8u 33u)
M1 3 2 0 0 IRF530
L1 4 3 6
R1 1 4 0.3
D1 3 5 MR821
R2 5 1 100
C1 5 1 1u
K1 L1 .9999999 KRM8PL_B52
.model KRM8PL_B52 Core(Ms=374e3 Alpha=0 A=9.5 K=19 C=.2
+ Area=.63 Path=3.84 GAP=0)
```

Figure 17 b

la mise sous tension. Le temps de chauffe atteint une seconde avec les valeurs données. On pourra, dans le but de l'accroître, placer une diode en série avec la base de T₁. La tension de déclenchement passera alors à 1,2 V au lieu du 0,6 V classique.

Le transformateur

Il existe plusieurs solutions pour le réaliser, la seconde est celle que nous vous recommandons. Votre revendeur pourra se procurer la carcasse avec une inductance spécifique de 400 nH plus les clips (réf. : CAR 8012 + CLI 8102) auprès d'un distributeur THOMSON, dont les établissements COREL à Gentilly par exemple. Il suffit alors de bobiner 16 tours au primaire (en fil de cuivre émaillé de 0,5 mm) puis 96 tours (0,2 mm) au secondaire. Il convient d'effectuer ce travail avec soin afin de minimiser l'inductance de fuite. Si celle-ci présente une valeur élevée, le transistor s'échauffera fortement lors des commutations. En fait, la meilleure solution consiste à approvisionner ces transformateurs prêts à l'emploi (réf. : RM8-10 W), à l'Atelier Spécial de Bobinage situé à Echirrolles, en Isère. Les équipements professionnels que cette société utilise, permettent d'obtenir un produit final de haute qualité, dont le couplage secondaire/primaire présente des caractéristiques optimales. Les coordonnées complètes de cette maison figurent à la fin de l'INFO publiée dans ce même numéro. Pour faciliter l'approvisionnement des lecteurs, la société Sélectronic de Lille propose dès à présent ces transformateurs LCC bobinés par A.S.B. Leur sortie sur picot simplifie grandement les opérations de câblage. La photo représente une carcasse de GER 19 x 8 x 5 noyau E accompagnée d'un prototype que nous avons également expérimenté avec succès.

RÉALISATION PRATIQUE DE LA CARTE

L'électronique prend place sur un circuit imprimé aux dimensions modestes, dont le tracé et l'implantation se trouvent en figures 18 a et b. Nous avons réalisé le shunt directement sur cuivre imprimé afin de réduire l'encombrement. Attention, le routage des pistes obéit à certains impératifs ; nous vous conseillons de ne pas le modifier, sinon le bon fonctionnement du

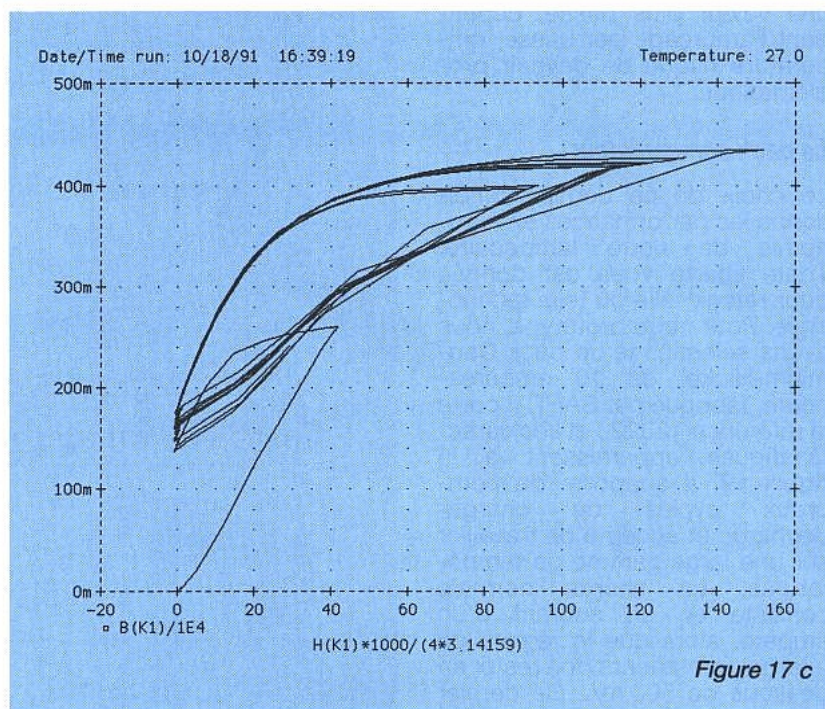


Figure 17 c

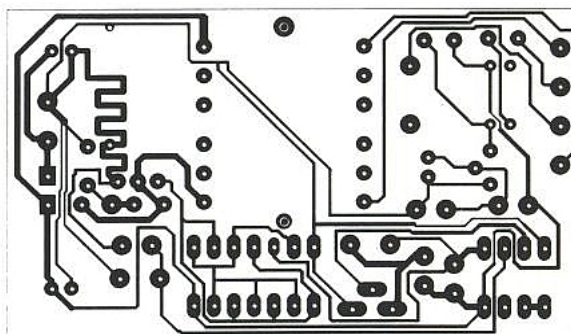


Figure 18 a

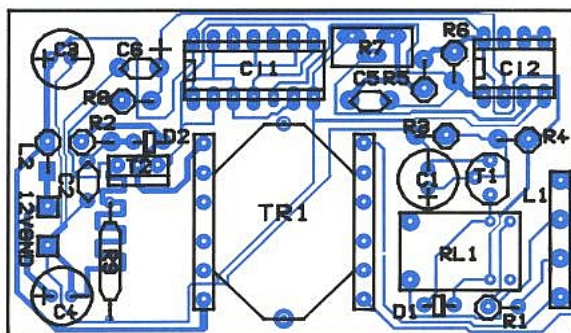


Figure 18 b

Mise sous tension

module risque d'en pâtir. Les plots à vis simplifient la connexion au tube ainsi qu'à l'alimentation. On repère le sens de montage du transformateur grâce au diamètre des fils arrivant sur les picots : les deux plus gros conducteurs correspondent au primaire (self de 100 µH). N'oubliez pas de pulvériser une couche de vernis tropicalisant sur la face cuivrée du circuit imprimé.

Avant de passer aux essais, on positionnera le curseur de R₇ à un quart de sa course vers U₁. Après avoir relié un tube Osram Dulux S/E ou D/E, on appliquera une tension de 12 volts. En principe, le relais doit coller une seconde puis s'ouvrir ensuite : le tube s'éclaire. On ajustera le courant consommé dans la ligne + 12 V (par R₇), à 750 mA environ, selon l'intensité lumineuse désirée. On peut régler celle-ci à

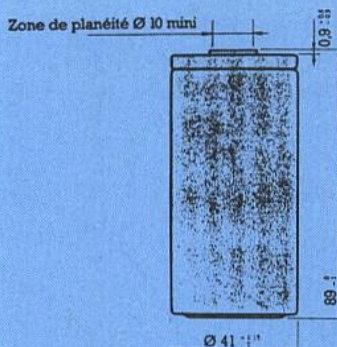
une valeur plus basse, cependant l'amorçage par basse température risque de devenir problématique.

Le pack accumulateur

Le choix de ce dernier conditionne les performances en autonomie de notre lampadaire. Toute liberté vous est donnée pour retenir telle ou telle technologie. Pour notre prototype, nous avons sélectionné un pack Cadmium-Nickel de 10 ampères-heure, fabriqué par SAFT. Il porte la référence 120223 et ses caractéristiques apparaissent à la figure 19. Il supporte de nombreux cycles de charge-décharge et accepte de travailler sur une large gamme de températures. La charge normale consiste en un courant d'un ampère, alors que le régime de charge permanente doit rester en dessous de 500 mA. Ce dernier paramètre influe fortement sur la durée de vie de la batterie. Comme notre panneau peut délivrer plus d'un ampère lors de forts ensoleillements, bien que la batterie se trouve chargée, nous avons développé une petite carte destinée à réguler le courant traversant l'accumulateur.

La régulation de charge

Il existe de nombreuses solutions pour parvenir à contrôler le courant issu d'un panneau solaire. Pour de faibles puissances, on adopte en principe la régulation shunt qui consiste à moduler la valeur d'une charge résistive (un transistor de puissance plus ou moins polarisé) branchée en parallèle sur le panneau en fonction du potentiel batterie. La



Dimensions de l'élément non galvanisé (mm).

VR 10 SF 023 - 10 Ah - KRH 44/91

- Tension nominale (par élément) 1,2 V
- Capacité assignée CEI C₅ (5 h) 10 Ah
- C₁ (1 h) 9 Ah
- Résistance interne (1000 Hz) 2 mΩ *
- Intensités maximales de décharge :
- continue 50 A
- pointe : Durée Tension finale
- 0,3 s 0,65 V 200 A
- 1 s 0,8 V 140 A
- Poids 390 g *

* Valeurs indicatives

CONDITIONS D'UTILISATION

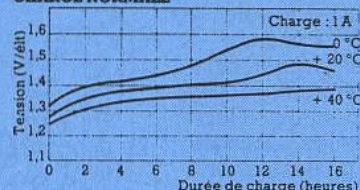
Charge	Courant	Durée
Normale	1 A	16 h
Permanente	500 mA	> 24 h
Entretien	333 mA	après charge normale

DOMAINE DE TEMPÉRATURE

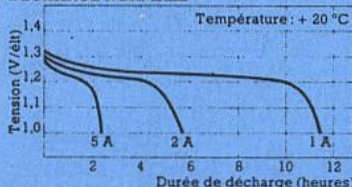
Sans contrôle	Avec tension limitée à 1,55 V / Elt
0° à + 50 °C	- 40° à + 50 °C
0° à + 50 °C	
- 20° à + 50 °C	
• Décharge - 40° à + 60 °C	
• Stockage - 40° à + 50 °C	
• Recommandé + 5° à + 25 °C	

CARACTÉRISTIQUES TYPIQUES

CHARGE NORMALE



DÉCHARGE NORMALE



DÉCHARGE RAPIDE

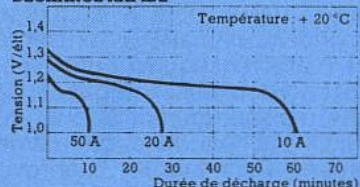


Figure 19

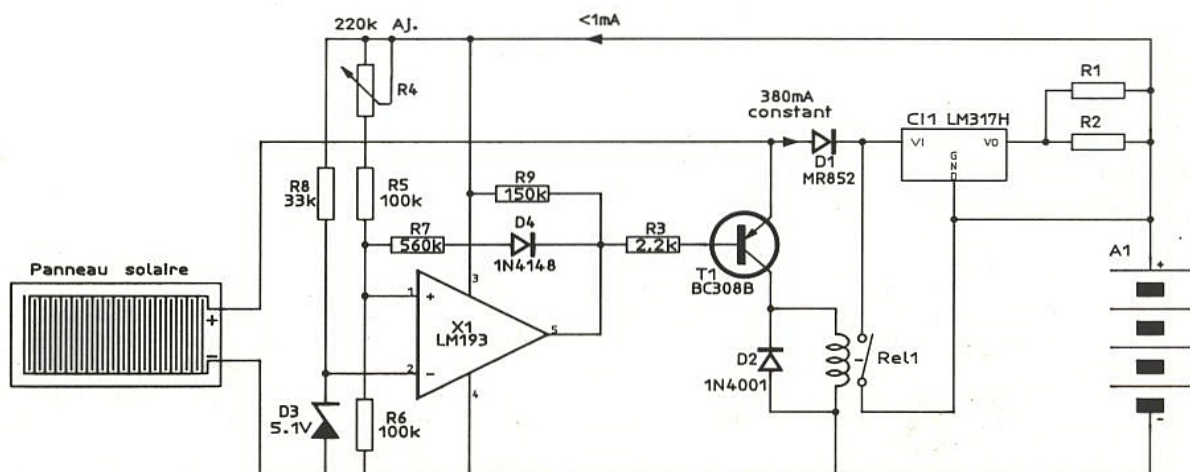


Figure 20 a

solution que nous avons retenue s'articule autour d'un générateur de courant constant qui limite l'intensité délivrée par le panneau à un régime d'entretien de 380 mA. Lorsque la tension batterie reste au dessus de 12,5 V, le montage considère l'accumulateur chargé et laisse le régulateur série injecter son courant. Si à présent durant la nuit la tension tombe en dessous de 12,5 V, dès l'apparition des premiers rayons, un relais miniature vient court-circuiter le générateur de courant constant et autorise une charge à intensité maximum jusqu'à ce que le potentiel batterie repasse au-dessus de 13,9 V. Ensuite, après ouverture du contact, le régime d'entretien parfait la charge. Le schéma de ce module se trouve en **figure 20 a**. Une fois de plus, PSpice simule le circuit de la **figure 20 b** pour représenter l'hystérésis du comparateur. La commande .probe suivie des numéros de nœuds impose au logiciel de ne calculer que les potentiels relatifs à ces références : le gain de temps est appréciable. En résumé, la circuiterie de détection fonctionne directement par la tension batterie alors que le relais est alimenté par le panneau solaire. La consommation en veille atteint 900 μ A à pleine charge. Le potentiomètre ajustable R4 permet de régler finement les seuils de basculement à 12,5 et 13,9 V. Pour ce faire, on remplacera le pack A1 par une alimentation variable et on observera la sortie du LM393 sur un oscilloscope ou même un volt-mètre. Le relais colle pour une sortie basse. La diode utilisée sera un modèle si possible au germanium ou sinon une schottky de puissance genre MUR821 conviendra parfaitement. Eviter le silicium dont la forte tension de déchet briderait les performances de charge de l'accumulateur. On utilisera le métal du coffret batterie pour évacuer la dissipation thermique du régulateur trois broches afin de ne pas le verrouiller pour de fortes chutes de tension à ses bornes.

Le panneau solaire

Il s'agit du modèle CSB13, aimablement fourni par la société NAPS France. Utilisant la technologie du silicium amorphe, ce module délivre une puissance crête de onze watts sous 16 volts lors de puissants ensoleillements. La **figure 21** résume ses caractéristiques électrique et

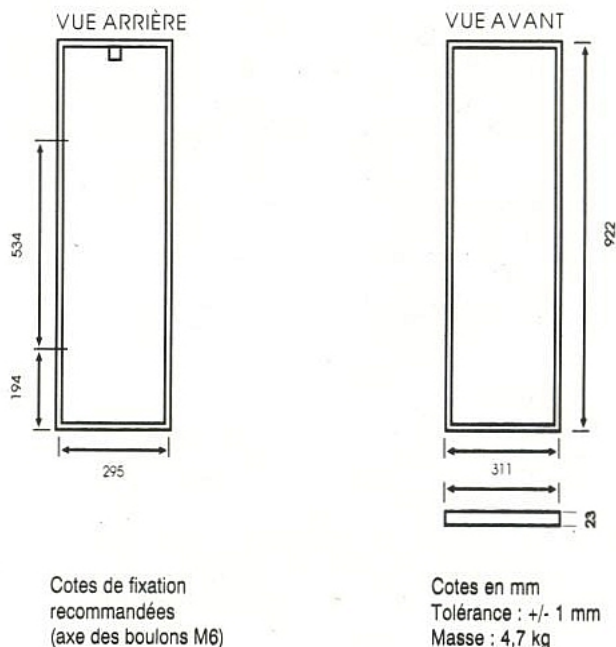
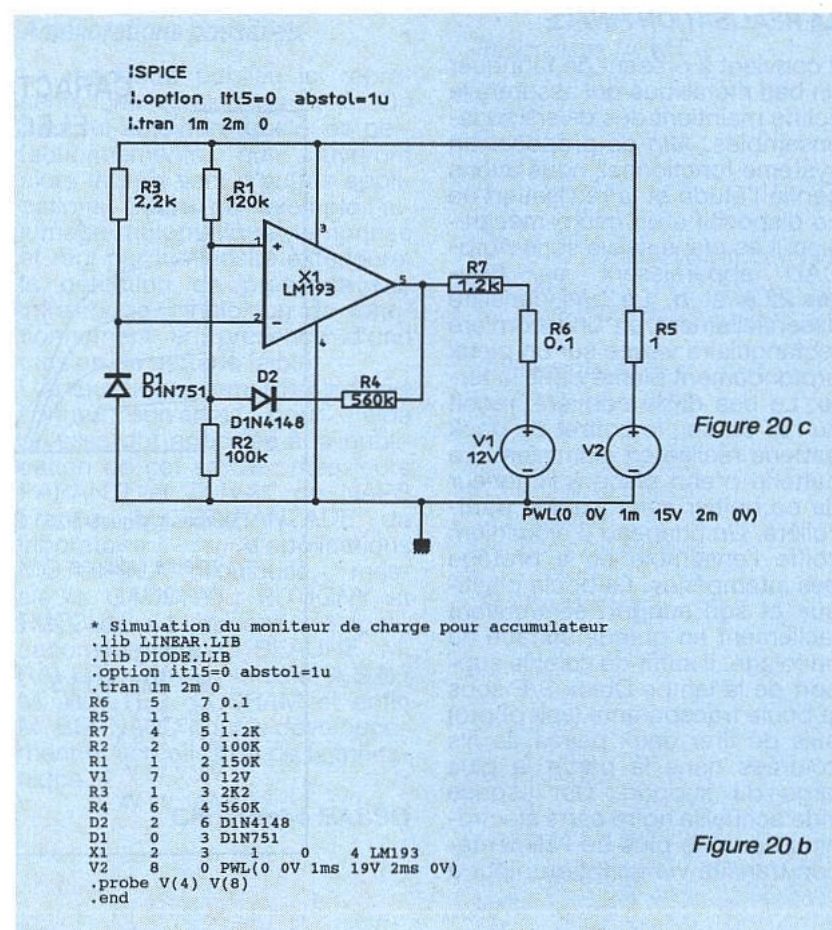


Figure 21 a

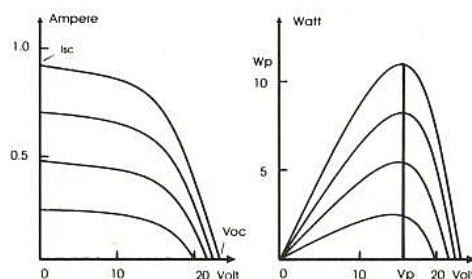
mécanique. Son encapsulation sous verre associée à une solide armature en métal autorisent son utilisation en plein air sans protection supplémentaire. Un connecteur situé sous la surface active, permet un raccordement électrique aisé. Son approvisionnement ne posera pas de problè-

me, puisque le CBS13 se trouve à un prix intéressant auprès de la société NAPS France à Joinville-le-Pont.

LA RÉALISATION FINALE

Il convient à présent de fabriquer un bâti métallique qui assurera le solide maintient des divers sous-ensembles. Afin de proposer un système fonctionnel, nous avons confié l'étude et la réalisation de ce dispositif à un micro-mécanicien. Les plans saisis sous AutoCAD apparaissent en **figures 22 a et b**. Le bâti consiste essentiellement en une cornière rectangulaire vissée sur un pieux profondément planté dans la terre. Le bas de la cornière, reçoit au ras du sol, le coffret du pack batterie réalisé en aluminium. La batterie prend place à l'intérieur de ce boîtier sans fixation particulière. Un chapeau d'aluminium coiffe l'ensemble et le protège des intempéries. La boule plastique et son support se trouvent facilement en grande surface de bricolage. Il suffit de coller le support de la lampe Dulux S/E sous la boule transparente (voir photo) puis de tirer deux paires de fils colorés dans la partie la plus large du support. Cet espace vide accueille notre carte électronique dont le plus de l'alimentation transite via un interrupteur à

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES



Courbes typiques à 25° C pour 1000, 750, 500, 250 W/m

Valeurs typiques
(+/- 10 %) :
pour T jonction = 25° C
et éclaircissement
1000 W/m AM 1.5 :
Voc : 22 V
Isc : 0.9 A
Vp : 16 V
Wp : 11 W

NOCT : 46° C
Coefficients de
température :
Tension : - 0.29 %/° C
Courant : + 0.08 %/° C

Spécifications sujettes
à modification sans
préavis

Figure 21 b

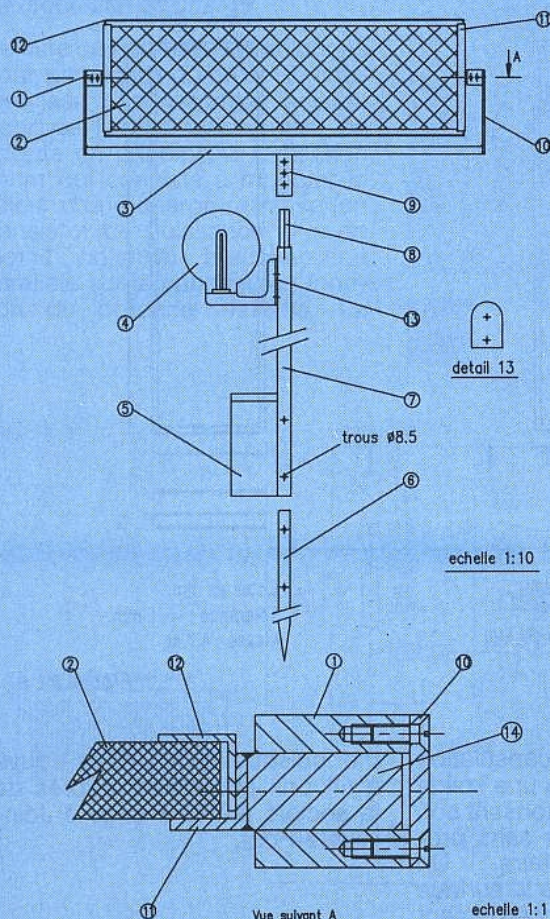


Figure 22 a

NOMENCLATURE

- 1-pivot no 1 (voir vue suivant A)
- 2-panneau solaire
- 3-profile Adx 40x20x2 l=1024
- 4-globe optique standard
- 5-boîte accumulateur toile ep.1mm dim 120x120x270 ext
- 6-pied Adx 25x25x3 l=800
- 7-pylone Adx 35x35x2.5 l=2000
- 8-pivot no 2 acier rond Ø25 l=150 soude au pylone
- 9-axe acier rond Ø40 l=110 perce Ø25.5 sur 100mm
- 10-support Adx 40x5x220
- 11-cornière Adx 20x20x3 l=290
- 12-cornière alu 20x20x3 l=2700
- 13-plaque support du globe Adx ep=5mm soude au pylone
- 14-axe acier rond Ø20 l=40

NOTES

La liaison 11-12 est réalisée avec des rivets pops Ø3.2 inox implantés tous les 50mm

LES PIVOTS

Pivot No 1

Partie fixe: (1) lié par 2 vis M5 au support (10)
Partie mobile: la cornière (11), solidaire du panneau solaire, est soude à l'axe (14)
L'arrêt en rotation est assuré par 2 vis M6 sur (1)

Pivot No 2

Partie fixe: l'axe (8) est soude au pylone (7)
Partie mobile: le tube (9), solidaire du panneau solaire, est soude à (3)
L'arrêt en rotation est assuré par 3 vis M6 sur (9)

Figure 22 b

bascule. On prendra soin de placer cet élément sous le boîtier afin de le protéger de la pluie (comme nous ne l'avons pas fait...). Les deux fils d'alimentation (scindex secteur) passent à l'intérieur de la cornière pour arriver sur l'accumulateur. Ils transitent en compagnie d'une paire de fils amenant l'énergie délivrée par le système photovoltaïque (bon courage pour les mettre en place...). Ils aboutissent sur le moniteur de charge ou directement sur l'accumulateur via une diode, si le principe vous convient. Le panneau solaire prend place sur un système pivotant qui permet sa correcte orientation. La nomenclature détaillée ainsi que les photographies devraient vous faciliter la réalisation du montage.



Mise en place du lampadaire et performances

On choisira de préférence un endroit dégagé de toutes ombres. Les divers pivots permettront d'orienter, puis d'immobiliser, le panneau plein Sud avec une inclinaison verticale de 45°. Cette inclinaison dépend évidemment de votre situation géographique et peut varier dans de grandes proportions. En principe, elle restera supérieure à 5°, pour faciliter l'autonettoyage du module. La fixation du bâtît passe par la mise en place du pieux biseauté enfoncé au moyen d'une massette. Une profondeur de 80 cm garantira une résistance de l'ensemble malgré les vents violents. On pourra éventuellement sceller le pieux à l'aide de ciment. La cornière épousera le pieux et lui vouera une fidélité sans faille à l'aide de deux boulons ! On effectuera la charge complète de la batterie avant de l'installer dans son coffret. La mise en route de lampe s'effectue simplement à l'aide de l'interrupteur. Attention à ne pas décharger trop profondément la batterie lors d'une utilisation prolongée.

Malgré de faibles températures extérieures, nous n'avons pu mettre en défaut le système. L'autonomie procurée par l'accumulateur, permet un éclairage confortable malgré des journées peu ensoleillées. Le moniteur de charge accroîtra la durée de vie de la batterie en lui évitant toute surcharge accidentelle.

Améliorations possibles

La maquette publiée ici représente une version de base. On peut lui adjoindre quelques perfectionnements qui ouvriront alors la voie vers d'autres applications. Citons par exemple l'allumage automatique temporisé et régi par luminosité extérieure, la détection de présence par infra-rouge, l'inhibition de fonctionnement en présence d'une tension de batterie faible.

L'auteur tient à remercier les personnes suivantes pour l'aide qu'elles ont apportée à la publication de cet article : messieurs PARANTI et DUVAL de NAPS France, M. BAIRANZADE du laboratoire d'applications MOTOROLA Toulouse, messieurs GAUDRY, PUTIGNY et REFOUNI du laboratoire d'application ferrite LCC BEAUNE, M. RAKOTO de la société A.S.B., M. WALTER d'OSRAM et enfin M. BERNARD pour le développement et la réalisation de la mécanique.

Christophe BASSO

Bibliographie

- Les photopiles au silicium amorphe, *Electronique Radio-Plans* n° 520.
- Les tubes fluorescents, *Electronique Radio-Plans* n° 528.
- Une sentinelle solaire, *Electronique Radio-Plans* n° 521.
- TMOS Power Fet Design Ideas BRE316R1/D Motorola.
- Transformer core selection in switching power supplies, MAGNETICS.
- Inverter transformer core design and material selection, MAGNETICS.
- Systèmes Solaires n° 70/71, consacré à l'énergie photovoltaïque.
- Application industrielles Ferrites Doux "Ferrinox", LCC 1988.
- Power Supply Design Seminar, manuel Unitrode 1986.
- Traitement de l'énergie électromagnétique de fuite, *Electronique de Puissance* n° 26.
- Le contrôle électronique des tubes fluorescents, *Electronique de Puissance* n° 30.
- Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance, J.-P. FERRIEUX, F. FOREST, MASON.
- Fluorescent Lamps supplied with DC current, EPE'91 proceedings 1-499.
- Spice for circuits and electronics using PSpice, H. RASHID Prentice-Hall.

Nomenclature Carte électronique

Résistances 1/4 W 5 %

- R₁ : 22 Ω 1/2 W
- R₂ : 470 Ω
- R₃ : 18 kΩ
- R₄ : 47 kΩ
- R₅ : 18 kΩ
- R₆ : 1,2 kΩ
- R₇ : 100 Ω ajustable petit modèle vertical
- R₈ : 100 Ω
- R₉ : shunt imprimé ou 0,1 Ω 1 W

Condensateurs

- C₁ : 220 µF 10 V radial
- C₂ : 4,7 nF
- C₃ : 220 µF 16 V radial
- C₄ : 220 µF 16 V radial
- C₅ : 1,5 nF
- C₆ : 2,2 µF 6,3 V tantale

Semiconducteurs

- U₁ : CD40106
- U₂ : LM393
- D₁ : 1N 4001
- D₂ : 1N 4001
- T₁ : BC238B
- T₂ : IRF530

Composants inductifs

- TR₁ : transformateur RM8-10 W (voir texte)
- L₂ : self 10 µH 1 ampère

Divers

- L₁ : lampe Osram Dulux S/E 9 W/41 + support 2G7
- Rel₁ : relais 12 V Fujitsu FBR211 (Verospeed)

Nomenclature Carte moniteur de charge

Résistances

- R₁ : 4,7 Ω
- R₂ : 12 Ω
- R₃ : 2,2 kΩ
- R₄ : potentiomètre ajustable multi-tours 220 kΩ
- R₅ : 100 kΩ
- R₆ : 100 kΩ
- R₇ : 560 kΩ
- R₈ : 33 kΩ
- R₉ : 150 kΩ

Semiconducteurs

- D₁ : MR852, MOTOROLA
- D₂ : 1N 4001
- D₃ : zéner 5,1 V, 400 mW exclusivement
- D₄ : 1N 4148
- U₁ : LM317H
- U₂ : LM393
- T₁ : BC308B

Divers

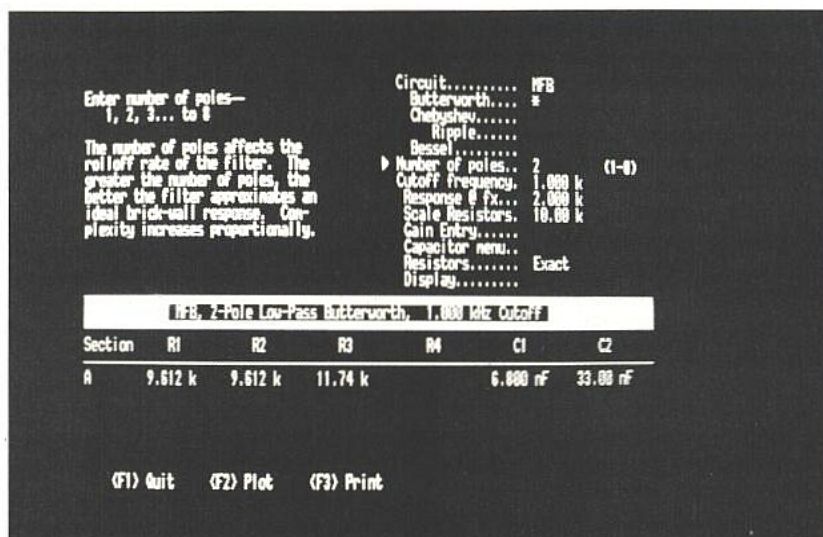
- Panneau solaire NAPS France CSB13.
- Pack accumulateur Saft 12/10AH référence VR10SF023.
- Relais 12 V Fujitsu FBR211 (Verospeed).

Les logiciels Burr-Brown pour le calcul des filtres

Bien que d'une importance capitale pour l'électronique moderne, les filtres actifs comptent parmi les circuits les plus fastidieux à calculer, surtout si l'on doit les équiper de composants appartenant aux séries courantes de valeurs normalisées.

Bien entendu, la conception assistée par ordinateur peut apporter une aide efficace, mais à quel prix ?

En fait, les logiciels spécialisés peuvent tout aussi bien être vendus plusieurs milliers de francs, qu'offerts gracieusement par certains fabricants de composants ! Cela mérite évidemment que l'on y regarde de plus près, d'autant que l'expérience montre que les performances n'ont pas forcément un rapport très net avec le prix...



Logiciels payants ou gratuits ?

Fixer le prix de vente d'un logiciel est une tâche redoutablement délicate : un bon programme représente une importante masse de savoir-faire et beaucoup d'heures de travail (on parle couramment d'années-homme !), qu'il faut évidemment rentabiliser.

Si le bénéfice attendu doit uniquement provenir des ventes du logiciel, il faut en principe calculer son prix à partir du nombre de copies que l'on peut raisonnablement espérer vendre sur la durée de vie prévisible du produit.

Mais l'obsolescence peut apparaître plus vite que prévu, tandis qu'il faut compter avec un taux de piratage qui peut être élevé.

Si une protection contre la copie est prévue (au risque d'indisposer le client), il faut incorporer son prix dans celui du produit (un bon "dongle" revient entre 500 et 1 000 F à l'éditeur !).

Si la distribution se fait par un circuit commercial classique, il faut évidemment compter avec les marges des intermédiaires, qui peuvent être assez nombreux à se partager le "gâteau".

En fait, la difficulté est telle que les prix de bon nombre de logiciels sont tout simplement déter-

minés "à la tête du client", c'est-à-dire en estimant ce que celui-ci semble prêt à payer pour le produit. Sinon, comment expliquer que des prix soi-disant calculés "au plus juste" varient parfois d'un facteur dix en quelques mois ?

Ces pratiques pas vraiment saines font que l'on n'est jamais assuré de rentabiliser un logiciel, même de grande qualité. Alors, pourquoi ne pas en faire cadeau et en autoriser expressément la duplication, si cette manœuvre peut induire des effets bénéfiques sur, par exemple, des ventes de composants ?

Il est courant que les fabricants de réseaux logiques programmables offrent des compilateurs qui pourraient se vendre quelques milliers de francs, tandis que de plus en plus de marques de composants distribuent gratuitement des "bases de données" sur disquettes qui, il est vrai, coûtent considérablement moins cher à produire et à poster que les gros "data-books" qu'elles remplacent.

D'une façon générale, les logiciels gratuits dirigent plus ou moins ouvertement leur utilisateur vers l'achat des produits du

généreux donateur, tandis que ceux qui aident à choisir entre plusieurs marques coûtent cher.

En matière de filtres, nous avons déjà présenté à nos lecteurs les programmes offerts par MAXIM pour le calcul des filtres utilisant les composants spécialisés de la marque : pas question de s'en servir avec de simples 741 !

La démarche de Burr-Brown est fort différente : ses logiciels "du domaine public" peuvent aussi bien exploiter le filtre actif universel UAF42 de la marque, que des amplificateurs opérationnels ordinaires.

Mais en fait, Burr-Brown étant particulièrement bien placé en matière d'amplis opérationnels de haute qualité, on emploiera bien souvent des composants de la marque lorsqu'il s'agira de réaliser un filtre performant !

Bien évidemment, la disquette ne sera probablement remise gratuitement qu'aux professionnels capables d'induire un chiffre d'affaires suffisant, et notamment aux clients habituels de Burr-Brown.

Cependant, les copies étant expressement autorisées, rien n'empêche les revendeurs de réaliser quelques doubles pour leurs meilleurs clients amateurs : ils n'en vendront que davantage d'amplis opérationnels !

LES PROGRAMMES DE LA DISQUETTE

La disquette "haute densité" qui nous a été remise contient trois logiciels distincts, et plusieurs utilitaires fort intéressants dont un "driver" graphique pour écran Hercules et deux programmes de recopie d'écran EGA ou VGA sur imprimante.

FILTER42.EXE est spécifiquement destiné au calcul de filtres de toute nature utilisant le composant spécialisé UAF42 de Burr-Brown.

FILTER2.EXE, utilisable avec n'importe quel ampli opérationnel suffisamment performant pour le travail à accomplir, permet de calculer des filtres passe-bas soit à contre-réaction multiple, soit du type "Sallen and Key".

FILTER1.EXE est une version simplifiée du programme précédent, réservée au calcul de filtres passe-bas à gain unité, de type "Sallen and Key" exclusivement.

A vrai dire, FILTER2.EXE est le programme le plus riche d'applications pour l'utilisation d'amplis opérationnels ordinaires, ou pour l'enseignement.

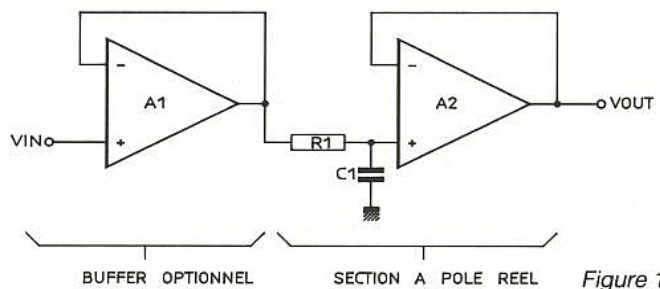


Figure 1

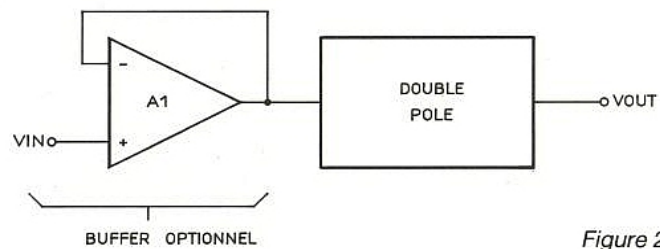


Figure 2

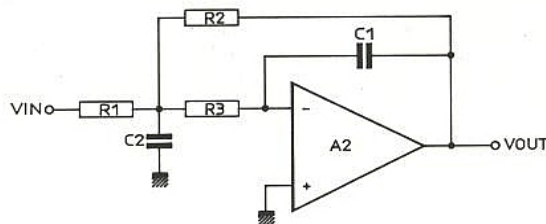


Figure 3

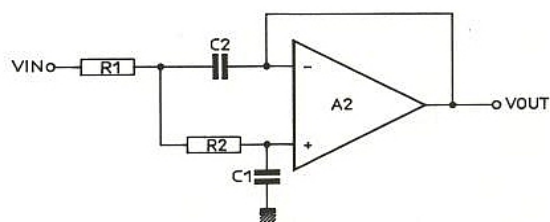


Figure 4

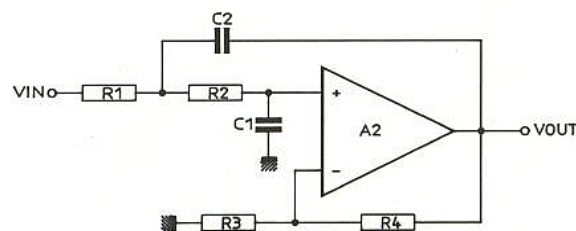


Figure 5

Il tourne sur pratiquement n'importe quelle configuration si on se contente de consulter les résultats sous forme de tableaux, mais exige un écran EGA, VGA, ou Hercules pour tracer des graphiques.

Ce logiciel fonctionne un peu comme un tableur : tout est recalculé (valeurs de composants et performances) à chaque fois que l'on change quoi que ce soit.

L'opération étant très rapide, on peut optimiser un filtre en quelques minutes en fonction des composants disponibles, et des concessions que l'on est ou non prêt à faire sur telle ou telle caractéristique.

On peut choisir entre les structures classiques Butterworth, Chebyshev, et Bessel, avec leurs avantages et inconvénients respectifs.

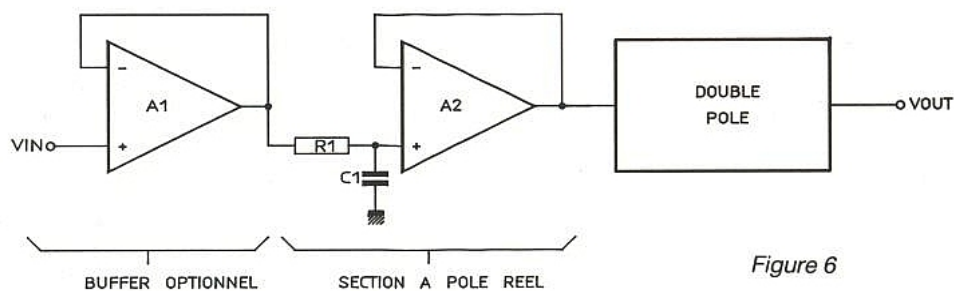


Figure 6

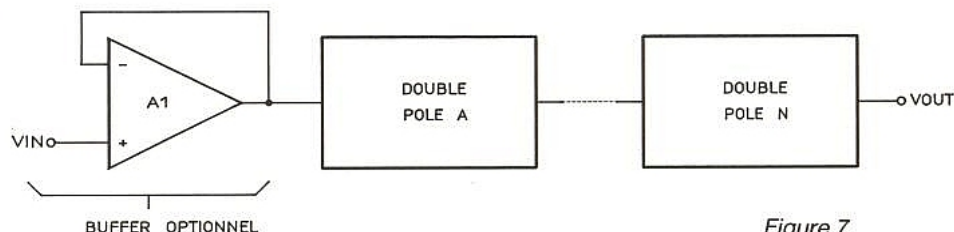


Figure 7

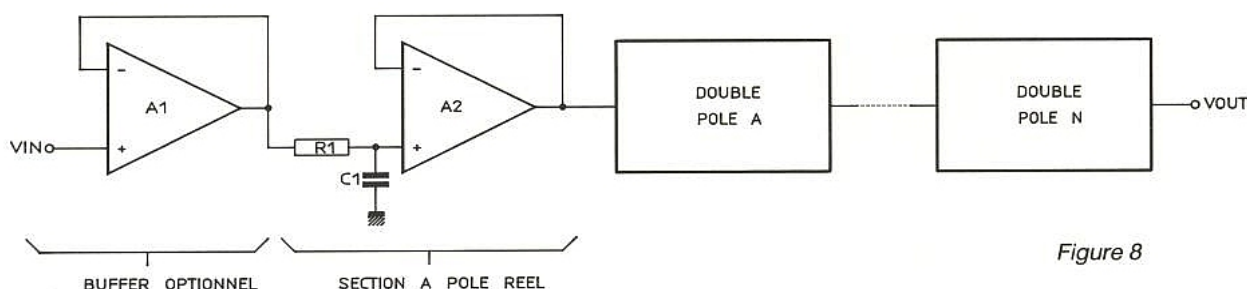


Figure 8

Une fonction particulièrement intéressante du programme est la possibilité de se limiter ou non aux valeurs normalisées de résistances, avec indication de la sensibilité des caractéristiques aux tolérances sur les différents composants. Pour ce qui est des condensateurs, on peut imposer des valeurs directement mesurées sur des pièces disponibles, ce qui évite souvent d'avoir à se procurer des condensateurs de précision rares et chers.

Les schémas supportés

Les valeurs de composants calculées par FILTER2.EXE sont bien sûr étroitement liées à un choix limitatif de schémas.

La figure 1 représente le cas le plus simple, celui d'un filtre passe-bas à un seul pôle réel, de type Butterworth du premier ordre.

L'étage suiveur placé en tête est facultatif, mais particulièrement recommandable si le signal à filtrer n'est pas disponible sous une très faible impédance.

Le circuit de la figure 2 offre une pente de filtrage plus raide, puisqu'il comporte deux pôles complexes. L'élément filtrant peut être réalisé de trois façons différentes : avec contre-réaction multiple (figure 3), ou selon la structure "Sallen and Key" (figure 4 et 5).

Notons que le schéma de la figure 4 présente un gain unité dans la bande passante, tandis que

celui de la figure 3 s'établit à $-R_2/R_1$ et celui de la figure 5 à $1 + R_4/R_3$.

Le schéma de la figure 6, à trois pôles, associe un étage à un pôle réel à un étage à deux pôles complexes (figures 3 à 5).

Au-delà, on utilisera la configuration de la figure 7 pour les filtres à nombre de pôles pairs, et celle de la figure 8 pour ceux à nombre de pôles impairs.

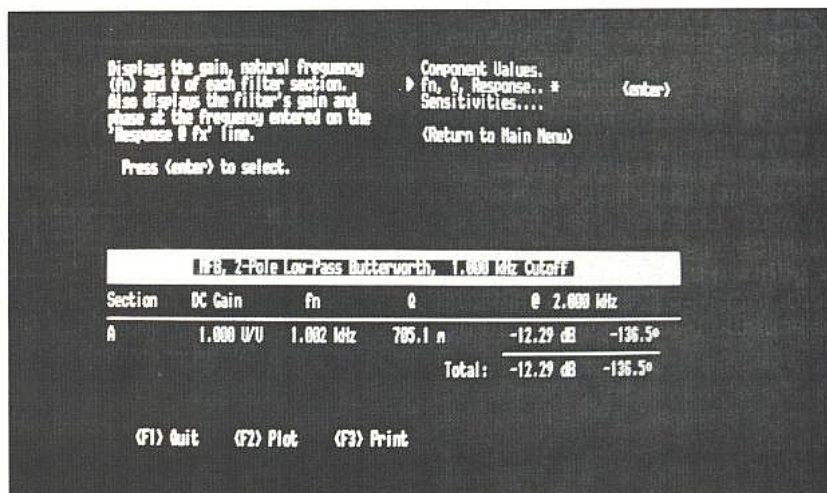


Figure 9

Petit banc d'essai

Il ne faut que quelques minutes pour prendre en main le programme, tant son utilisation est simple : la **figure 9** montre l'allure de l'écran de travail, sur lequel on entre ou modifie les choix imposés en se déplaçant à l'aide des touches fléchées du clavier.

Les valeurs des composants permettant de satisfaire ces choix s'affichent constamment en bas. Un rapport plus détaillé peut être imprimé sur demande, dont la **figure 10** reproduit un échantillon.

Reste évidemment à vérifier les résultats obtenus lors de la réalisation du filtre avec des amplificateurs opérationnels réels : plutôt que de câbler une maquette, nous avons préféré exécuter une simulation SPICE à l'aide d'un logiciel sans aucun rapport avec celui servant à calculer le filtre.

Compte tenu de la fréquence de travail très modeste, nous avons choisi un simple 741, dont le modèle SPICE nous a aimablement été fourni par Texas Instruments.

La **figure 11** reproduit le schéma utilisé, avec la numérotation des nœuds et les tensions d'alimentation.

Il en découle le listing de la **figure 12**, qui demande la préparation d'un graphique PROBE montrant la réponse en fréquence de 1 Hz à 1 MHz, pour un signal d'entrée sinusoïdal de 10 mV.

Le résultat obtenu est reproduit à la **figure 13**, parfaitement conforme à ce que l'on pouvait attendre. Tout au plus peut-on noter une légère déviation de la courbe au-delà de 100 kHz, probablement imputable au seul 741.

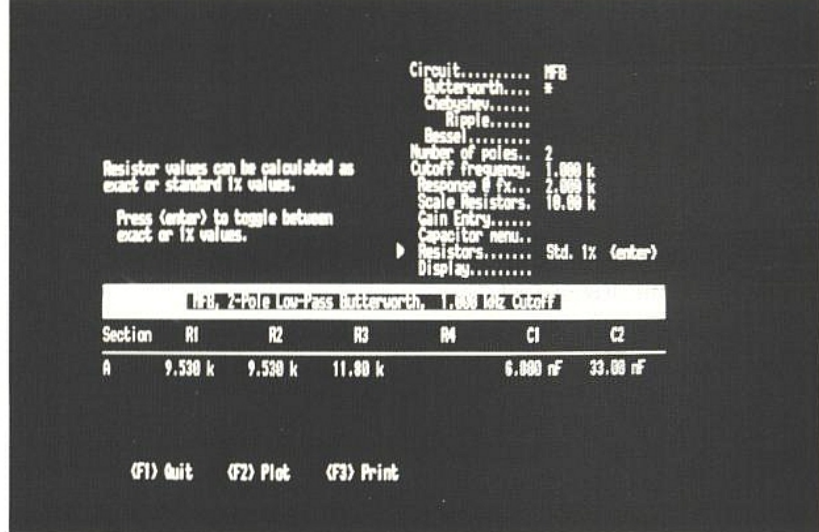


Figure 10

```
*figure 12
*Listing sous PSPICE
*Exemple de filtre
.WIDTH OUT=80
.PROBE
.ac dec 10 1 1.000meg ; *ipsp*
VIN 7 0 AC 10E-3
VCC 3 0 +15V
VEE 4 0 -15V
R1 6 7 9612
R2 5 6 9612
R3 6 2 11.74E+03
R4 1 0 10E+03
C1 2 5 6.8E-09
C2 6 0 33E-09
XU1 1 2 3 4 5 UA741
.subckt UA741 1 2 3 4 5
c1 11 12 4.664E-12
c2 6 7 20.00E-12
dc 5 53 dx
de 54 5 dx
dlp 90 91 dx
dlr 92 90 dx
dp 4 3 dx
eqnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 10.61E6 -10E6 10E6 10E6 -10E6
ga 6 0 11 12 137.7E-6
gcm 0 6 10 99 2.574E-9
iee 10 4 dc 10.16E-6
hlim 90 0 vlim 1K
q1 11 2 13 qx
q2 12 1 14 qx
r2 6 9 100.0E3
rc1 3 11 7.957E3
rc2 3 12 7.957E3
re1 13 10 2.740E3
re2 14 10 2.740E3
ree 10 99 19.69E6
ro1 8 5 150
ro2 7 99 150
rp 3 4 18.11E3
vb 9 0 dc 0
vc 3 53 dc 2.600
ve 54 4 dc 2.600
vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 25
vln 0 92 dc 25
.model dx D(Is=800.0E-18 Bf=62.50)
.model qx NPN(Is=800.0E-18 Bf=62.50)
.ends
.END
```

Figure 12

La preuve est donc faite de la qualité de cet outil de travail dont il serait impardonnable de se passer lorsque l'on dispose d'un PC !

Patrick GUEULLE

Burr-Brown
18, avenue Dutartre
B.P. 90
78152 Le Chesnay Cédex
Tél. : (1) 39.54.35.58
Fax. : (1) 39.54.87.03

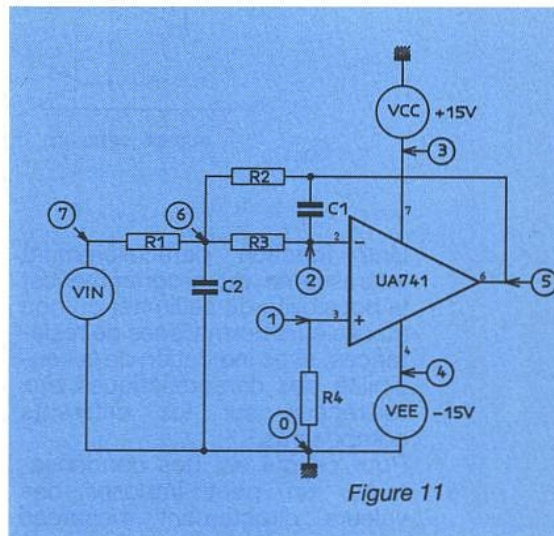


Figure 11

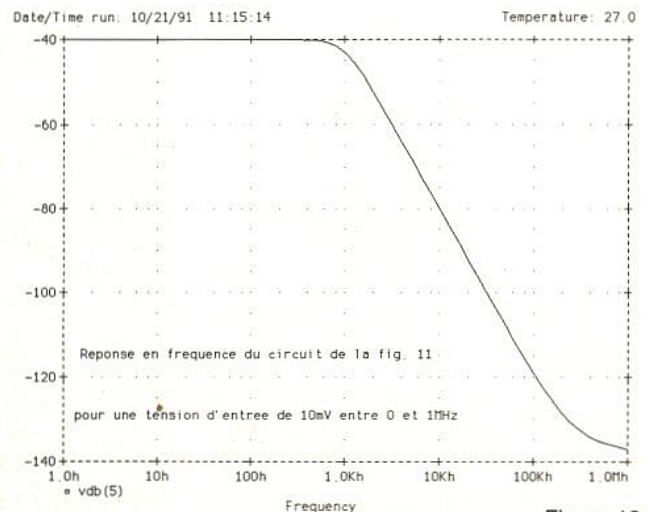
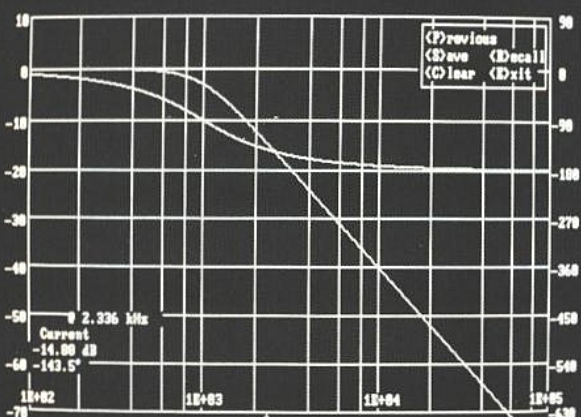


Figure 13

Les flux de soudure

Même si l'électronicien qui ne soude qu'au fer peut presque ignorer leur existence, les flux sont aussi indispensables que l'étain pour la réussite de bonnes soudures.

L'avènement de techniques comme les CMS rend nécessaire une meilleure connaissance de ces produits, de leurs modes d'utilisation, et de leur élimination.

Par ailleurs, le souci croissant de protection de l'environnement conduit à adapter toutes les techniques de soudage en vue de l'utilisation de produits moins nocifs, pour les opérateurs aussi d'ailleurs...



LES BASES DE LA SOUDURE À L'ÉTAİN



La soudure à l'étain, forme "tendre" de la brasure utilisée dans de nombreux secteurs industriels, met en œuvre un alliage étain-plomb en fusion comme agent d'assemblage devant assurer des liaisons à la fois mécaniques, électriques, et thermiques.

Le flux est un produit chimique annexe, chargé de décaper les surfaces à souder pour assurer la qualité des joints.

Le soudage à l'étain est un procédé simple et très fiable, dont la technologie est bien maîtrisée. Des résultats de haute qualité peuvent être obtenus en veillant à respecter un petit nombre de règles simples.

L'essentiel est que la soudure forme un joint métallurgiquement satisfaisant et non un simple collage.

Un préalable indispensable est une parfaite propreté des pièces à souder, et surtout une totale absence d'oxydation.

Ensuite, les pièces à assembler doivent être chauffées en totalité à une température nettement supérieure au point de fusion ou "liquidus" de l'alliage utilisé (en général à 60 % d'étain et 40 % de plomb et donc proche de l'eutectique, mais comportant par-

fois une petite proportion d'argent ou de cuivre).

La soudure en fusion doit alors se disperser par capillarité entre les surfaces à souder : on dit qu'elle doit les "mouiller".

Enfin, le joint doit rester à l'abri de toute perturbation jusqu'à ce que la température de la soudure soit retombée en dessous de son point de solidification ou "solidus". La vitesse de refroidissement doit normalement rester inférieure à 2 °C par seconde.

Le problème du mouillage

Le mouillage correct des pièces à assembler par la soudure en fusion est capital pour le succès de l'opération : n'appelle-t-on pas "soudure sèche" une soudure ratée, mécaniquement peu résistante et électriquement peu conductrice ?

On sait empiriquement qu'une surface grasse, par exemple, a tendance à repousser l'eau : au lieu de s'étaler uniformément, celle-ci demeurera concentrée en gouttes indépendantes.

De la même façon, la soudure en fusion ne pourra mouiller correctement que des surfaces parfaitement propres.

Si le mouillage est convenable, une fine couche "intermétallique" se forme par interaction chimique entre les pièces à souder et la soudure fondue. C'est dans cette couche que réside la solidité mécanique de la soudure et sa conductibilité électrique.

Mais le développement de cette couche intermétallique gêne à son tour les progrès du mouillage, lequel doit donc être aidé par son agent extérieur.

Physiquement, il s'agit d'un problème de "tension de surface" : l'un des rôles du flux est de réduire la tension de surface de la soudure en fusion, un peu comme l'adjonction d'un peu de détergent ou "tension-actif" à de l'eau augmente son pouvoir mouillant.

Pourtant, un "démouillage" peut encore intervenir : la soudure se rétracte alors en globules peu adhérents : il y a bel et bien "soudure sèche".

Ce phénomène intervient lorsque les surfaces à souder sont contaminées, notamment par une couche d'oxyde.

RÔLES ET COMPOSITION DES FLUX

En dehors de son action tensio-active, le flux est avant tout un agent de décapage, et notamment de désoxydation : il décolle les oxydes et les transporte à l'écart de la zone du joint.

Parallèlement, le flux joue aussi un rôle de véhicule de chaleur, aidant au chauffage uniforme des pièces à souder.

Un flux efficace est donc une formulation chimique plus ou moins complexe, réunissant des agents actifs de base, éventuellement des activateurs, et des solvants s'il s'agit d'un flux liquide, non incorporé au fil de soudure.

L'agent actif peut être une résine naturelle (colophane), généralement obtenue par distillation de sève de pin et composée essentiellement d'isomères de l'acide abiétique. Ses solvants usuels sont les alcools. Mais on emploie aussi des résines de synthèse, comme le Xersin de Multicore, dont les caractéristiques peuvent être nettement meilleures et très reproductibles.

Il existe également des flux à base organique soluble ou non dans l'eau, ou de nature minérale (sels, acides, ou bases).

Certains flux renferment des activateurs : les flux résineux, peu actifs à l'état pur, sont souvent additionnés d'halogénures (chlo-

rures ou bromures), ou d'acides organiques faibles.

Les mêmes activateurs sont aussi utilisés avec certains flux organiques.

Les flux inorganiques, enfin, peuvent notamment être activés au chlorure d'ammonium, à l'acide phosphorique, ou avec des amines et/ou de l'ammoniaque.

Différentes normes régissent le degré d'activité des flux (MIL-F-14256) ou leur composition (ISO), mais leur emploi n'est pas encore vraiment généralisé.

En France, on peut se référer à la norme NF C 90-550 de 1985.

Les résidus de flux et leur élimination

Selon leur composition, les flux utilisés en électronique peuvent laisser plus ou moins de résidus une fois leur mission remplie.

Les flux résineux non activés (dits R), ou peu activés (dits RMA) ne laissent que des résidus inertes, très peu corrosifs à température ambiante, qui peuvent souvent être laissés en place.

Les flux résineux activés (dits RA) laissent des résidus assez corrosifs et peu isolants, surtout en milieu humide. Il est d'usage de les éliminer sur les cartes professionnelles, mais on les laisse presque toujours sur les cartes destinées à du matériel grand public, sans incidence notable au niveau de la fiabilité et de la longévité.

Certains flux dits "sans résidus" tels que le RI de RADIEL, les X32 et X33 de MULTICORE, ou le FLUXJELT de JELT-CM, ne laissent pratiquement pas de dépôt après soudage et ne nécessitent donc normalement pas de nettoyage.

Dans le cas général, toutefois, une élimination des résidus de flux est exécutée, même si son utilité technique peut être mise en doute, et parfois seulement pour des raisons d'aspect des cartes ou de force de l'habitude. A la limite, l'élimination de flux peu corrosifs mais aux bonnes caractéristiques isolantes peut même réduire la fiabilité d'une carte !

Les flux inorganiques ou organiques solubles dans l'eau doivent

par contre impérativement être éliminés par lavage en raison de leur caractère très corrosif.

Plusieurs procédés de nettoyage peuvent être envisagés, en fonction du type de flux à éliminer :

Les flux à base de résine et les flux synthétiques sont souvent éliminés par rinçage des cartes au CFC 113 (disponible sous de nombreuses marques telles que Fréon 113, Flugène 113, F 113, etc.).

Le protocole de Montréal visant à éliminer l'emploi des CFC (notifs pour la couche d'ozone) condamne cependant à terme ce produit très efficace et sans danger pour les composants.

Des produits de substitution existent toutefois : AXAREL 38 de Du Pont de Nemours, 1.1.1. Trichloréthane (susceptible d'attaquer certains plastiques), ou alcools.

Le mélange d'alcools et de glycols SOUDURE NET de JELT-CM représente pour sa part une alternative particulièrement efficace et totalement sans danger pour la couche d'ozone. Ce produit qui s'évapore sensiblement moins vite que le F 113 est particulièrement recommandable pour un usage manuel (atomiseur à brosse incorporée).

Notons qu'il existe une version "spéciale CMS" à séchage plus rapide.

Il est également possible d'éliminer la plupart des flux par des moyens aqueux, moyennant l'addition de produits appropriés (saponifiants, détergents, et neutralisateurs d'acidité) et l'application d'une pression suffisante ou d'un brossage, voire de vibrations ultrasoniques.

Enfin, un procédé très original nous arrive des Etats-Unis : le SNO-GUN de Va-Tran est un pistolet qui, alimenté en CO2 légué, produit un jet de neige carbonique extrêmement fine.

Un tel nettoyage est très doux, et ne produit pas d'effluent autre que du gaz carbonique, identique à celui expiré par les êtres vivants ou dégagé par les plantes, et capable d'entraîner les contaminants loin de la carte.

Patrick GUEULLE





Les solvants en électronique

Résines plastique, élastomères, colles mono ou bicomposant, vernis isolants ou conducteurs, encres de sérigraphie : quelques exemples seulement de produits chimiques de haute technicité de plus en plus couramment utilisés en électronique.

Généralement faciles à appliquer, ces produits sont souvent beaucoup plus délicats à éliminer, notamment lorsque leur support doit être scrupuleusement respecté.

Et pourtant, ce genre d'opération n'a rien d'exceptionnel : à l'occasion de réparations, bien sûr, mais aussi lorsque l'on souhaite étudier de près la technologie d'un produit protégé par un enrobage...

Et même en phase de fabrication, il faut nettoyer des supports ou éliminer des flux de soudure, tandis qu'en maintenance des nettoyages de précision sont souvent nécessaires.

Il existe heureusement d'innombrables solvants, à usage général ou très spécialisés, parmi lesquels il s'agit de choisir avec discernement.

LES SOLVANTS USUELS

De nombreux solvants de base, couramment employés dans l'industrie ou pour des usages ménagers, peuvent se révéler d'une certaine utilité en électronique :

L'alcool dénaturé (alcool à brûler) est un bon décapant des flux de soudure (résines), pratiquement inoffensif pour les matériaux et composants courants.

L'essence "C", chère aux horlogers, est un bon nettoyant micro-mécanique qui élimine cependant les huiles et graisses fines. on l'utilise généralement par trempage prolongé ou dans un bac à ultrasons, mais il faut procéder ensuite à une lubrification en règle. Elle décolle aussi très bien les étiquettes adhésives (EPROM, etc.).

L'essence "F", pour sa part, convient bien au nettoyage des encres de toutes sortes, et notamment de certaines pièces d'imprimantes.

Le trichloréthylène, qui présente le gros avantage de ne pas être inflammable, est un très puissant dégraissant qui attaque cependant de nombreux plastiques, certains plus par ramollissement (PVC) que par dissolution.

On l'utilise couramment, mélangé à 50 % avec du white-spirit, pour les nettoyages énergiques en mécanique aéronautique.

Mélangé à parts égales avec cette fois de l'alcool à brûler, il attaque certains vernis qui résistent aux deux produits pris séparément (attention, vapeurs très nocives).

L'acétone est un dissolvant particulièrement efficace sur beaucoup de vernis, de cires, et de matières plastiques, mais très inflammable. On s'en sert souvent pour éliminer les résines photosensibles après gravure des circuits imprimés, et pour

décaper certains marquages sérigraphiques.

Un bain prolongé dans de l'acétone permet de dissoudre complètement des pièces en PVC, par exemple, et donc de récupérer des parties métalliques moulées dans ce genre de matière.

Plus difficile à obtenir puisque c'est un puissant anesthésique, le **chloroforme** est un excellent solvant des matières plastiques, couramment utilisé pour certains collages par dissolution locale. Dans le même ordre d'idées, l'**éther** pharmaceutique attaque également de nombreux plastiques.

Très volatils, ces produits ne peuvent guère être employés par trempage que dans des récipients métalliques fermés, solution à recommander également pour l'acétone.

En cas d'utilisation à la brosse ou au tampon, une excellente ventilation est indispensable et il convient d'opérer à l'écart de toute source d'ignition.

Les décapants pour peinture au **chlorure de méthylène** sont généralement présentés en gel, ou en atomiseurs (JELT-CM). Ils attaquent toutes sortes de colles et de vernis, et même certains élastomères mais sont souvent trop énergiques pour l'usage "électronique".

Tous ces produits, qui présentent l'avantage d'être plus ou moins facilement disponibles dans le commerce courant, peuvent rendre d'appréciables services. Pour l'usage électronique qui nous intéresse, on pourra cependant leur reprocher une pureté parfois insuffisante, et surtout une faible sélectivité.

Il faut entendre par "sélectivité" l'aptitude d'un solvant à attaquer certaines matières mais à respecter scrupuleusement les autres.

On peut très bien souhaiter décaper un vernis tout en respectant une encre de sérigraphie, éliminer un élastomère sans attaquer les résines époxy (ou l'inverse !), ou détruire un collage sans affecter les pièces collées.

Par ailleurs, certaines matières comme les résines synthétiques polymérisées sont particulièrement réfractaires aux attaques des solvants usuels...

Des produits très spécifiques ont donc été développés pour de tels usages.

LES SOLVANTS DE DÉPOTAGE

Par "dépotage", on entend généralement l'élimination des matières plastiques utilisées pour l'en-

robage des circuits électroniques, à des fins de protection soit contre les agressions de l'environnement, soit contre la curiosité des concurrents.

Que ce soit pour une réparation ou pour une inspection, voire pour la récupération d'éléments coûteux, il est impératif que l'opération de dépotage respecte les matériaux enrobés.

Trois méthodes sont couramment appliquées : thermique, mécanique, et chimique.

La première, qui fait appel à des outils à air chaud ou à des lames chauffantes, nécessite beaucoup de doigté et de temps, tout en faisant courir de gros risques aux composants ainsi dégagés.

La seconde est très brutale, et souvent inapplicable lorsque la résine d'enrobage est chargée de sable (pratique courante pour réduire la consommation de résine, coûteuse, et pour détruire par abrasion les outils de dépotage !).

L'attaque chimique sélective ne peut pour sa part être confiée à des solvants usuels : des produits très spécifiques sont indispensables, savants mélanges de plusieurs solvants et même de certaines acides.

ELOSOL, représenté en France par ELECO, propose sous la

marque **PANASOLVE** une gamme fort complète de tels solvants sélectifs, particulièrement efficaces par immersion sur les polyuréthanes, les silicones, et les époxy, matières les plus couramment employées en enrobage.

Pour des besoins plus spéciaux, ils existent également en gel (comme les décapants pour peinture).

Il faut toutefois distinguer plusieurs variantes dans chaque famille de matériaux d'enrobage : polyuréthane de type polyester ou de type polyesther, époxy à durcisseur amine ou anhydre, etc.

Un solvant efficace sur l'une le sera couramment beaucoup moins ou pas du tout sur l'autre et vice versa !

Bien souvent, cependant, on ignore tout ou à peu près tout de la nature chimique de la matière à attaquer : tout au plus peut-on facilement identifier les élastomères silicones, en raison de leur consistance caoutchouteuse et de leur toucher "savonneux".

D'une façon générale, il est nécessaire de procéder à des essais, en commençant par les solvants les moins agressifs et notamment par ceux agissant à froid.

Pour les élastomères silicone (genre "RTV"), on peut utiliser **PANASOLVE 210 ou 215** à température ambiante, et **PANASOLVE PLUS** (ou PLUS SG, de qualité "semiconducteur"), à 100 °C.

Pour atteindre cette température, on peut utiliser une plaque chauffante de laboratoire, ou plus simplement un bain-marie dans de l'eau en ébullition.

La dissolution est assez rapide (moins de deux heures pour une épaisseur d'un millimètre), tandis que le produit n'est pas trop volatil.

Ce même produit peut attaquer à température ambiante et tout aussi rapidement, les résines époxy à durcisseur anhydre et, moins vite (3 à 8 heures pour 1 mm) les polyuréthanes de type polyester à durcisseur aminé.

A raison de plus de 24 heures pour 1 mm, **PANASOLVE PLUS** peut aussi attaquer à froid les polyuréthanes de type polyether. A 100 °C, leur attaque est plus rapide : 3 à 8 heures pour 1 mm.

PANASOLVE 160 est un solvant beaucoup plus agressif, qu'il ne faut l'utiliser qu'à température ambiante. Mélange de solvants chlorés et d'acides (acétique et formique notamment), il dégage



des vapeurs particulièrement irritantes et narcotiques.

En revanche, il attaque rapidement la plupart des résines époxy durcies, à l'exception de celles dites "de transfert" qui nécessitent l'utilisation de **PANASOLVE DECAP** à 150 °C. Contrairement à **PANASOLVE PLUS**, **PANASOLVE 160** provoque un ramollissement avec gonflement, plus qu'une dissolution à proprement parler : cela signifie que le solvant ne se mélange pas aux résidus et peut être récupéré par filtrage, mais que des contraintes mécaniques peuvent être exercées en cours d'attaque sur les fines liaisons filaires reliant par exemple une puce semiconductrice à ses contacts.

Dans ces conditions, on peut recommander de faire opérer **PANASOLVE 160** en plusieurs passes d'une trentaine de minutes chacune, séparées par des rinçages à l'eau permettant d'évacuer les particules déjà détachées.

Très volatil, **PANASOLVE 160** doit être utilisé dans des récipients fermés, ou au moins couverts, de préférence en verre.

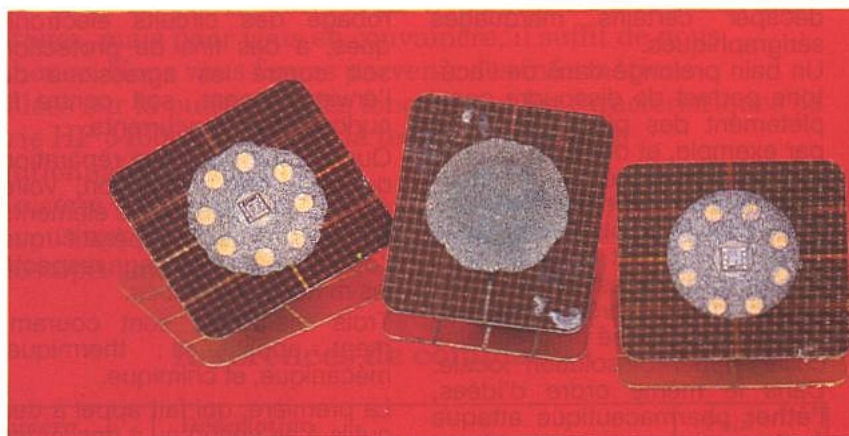
Bien que ces produits permettent déjà de résoudre une majorité de problèmes de dépotage, la gamme **PANASOLVE** est riche de plusieurs autres références encore plus spécifiques : en effet, il est au moins aussi important, dans certaines situations, de s'intéresser aussi aux matières que le solvant n'attaque pas !

PANASOLVE 160, par exemple, attaque les résines époxy mais aussi le nylon et les colles phénoliques. **PANASOLVE HF**, pour sa part, attaque également les époxy à durcisseur anhydre à une vitesse comparable, mais ni le nylon, ni les colles phénoliques.

Sans action sur les époxy, les silicones, le mylar, le néoprène, **PANASOLVE 100** attaque par contre les colles au cyanoacrylate, et les plastiques "nobles" que sont les méthacrylates, l'ABS, le PVC, et aussi le polyester.

Pour cette application particulièrement intéressante du décollage des pièces assemblées avec des adhésifs cyanoacrylates (colles "instantanées" extrêmement puissantes), on peut aussi utiliser le produit **DECAPLOC 55** de **LOCTITE** (distribué en France par **FRAMET**).

Egalement actif sur de nombreux autres adhésifs et sur beaucoup de polymères (polyamides, polystyrènes, acétate de cellulose), ce produit est à la fois solu-



Deux puces de cartes à mémoire décapées avec **PANASOLVE 160** avec une non décapée au centre.

ble dans l'eau, l'acétone, le benzène, le tétrachlorure de carbone, ou le méthanol, et provoque un durcissement superficiel de la peau.

Nettement acide (Ph de 4,5 en solution aqueuse à 10 %), il est aussi légèrement inflammable (point éclair de 98 °C).

Il peut être utilisé par trempage ou par infiltration dans les collages à ramollir, qui sont en général désagrégés en une dizaine de minutes à température ambiante. Les collages les plus rebelles capitulent le plus souvent au plus tard à la troisième tentative.

On peut accélérer le processus par chauffage jusqu'à 60 °C au maximum, dans un récipient couvert pour retarder l'évaporation.

Il est important de veiller à nettoyer soigneusement les pièces après décapage par des solvants sélectifs : après passage dans les **PANASOLVE**, on conseille un abondant rinçage à l'eau ce qui n'empêche pas d'utiliser ensuite un nettoyant plus typiquement "électronique".

Le **DECAP'RONT 1365C** de **Siceront KF**, disponible en atomiseur avec propulseur fluorocarboné sera utile dans les industries électroniques, électriques et des matières plastiques à chaque fois qu'il est nécessaire de décapier vernis, laques, peintures ou d'éliminer des résidus plastiques. Ce mélange de solvants autorise la dissolution des colles et adhésifs à base de résines synthétiques.

LES SOLVANTS DE NETTOYAGE

"L'électronique exige une scrupuleuse propreté" : tel fut pendant un temps le slogan d'**ATO-CHEM** (groupe **ELF**) pour ses solvants de nettoyage commercialisés sous la marque "**FLUGÈNE**".

Ce type de solvant se retrouve dans les gammes de **Siceront KF** et **JELT-CM** sous les dénominations **Flugène 113-1014 H** (KF) et **TRIJEET F113**.

Solvants fluorés concurrents entre autres des "**FREON**" de **DU PONT DE NEMOURS**, ces produits peuvent être qualifiés de solvants "de sécurité" en ce sens qu'ils sont parfaitement inoffensifs pour l'immense majorité des matériaux utilisés en électronique, à l'exception notamment de certains vernis.





Au catalogue KF on trouve une version de Fréon Dupont appelée FREON TF 1010 H conditionné en atomiseur.

Ils bénéficient en outre d'un degré de pureté très élevé : hautement volatils, ils ne laissent donc aucun résidu après action par trempage ou ruissellement. On leur reproche par contre une toxicité modérée mais non nulle et, bien qu'aucune preuve formelle n'existe encore, une possible nocivité pour la fameuse "couche d'ozone".

Disponibles seulement en conditionnements "industriels" pour les produits DUPONT et ATOCHEM ; ils ne sont guère utilisés directement qu'en usine. On les retrouve cependant, pratiquement purs ou mélangés à d'autres agents chimiques, dans la formule de très nombreux aérosols "techniques" : solvants secs, nettoyants pour contacts, véhicules pour des poudres insolubles telles que révélateurs magnétiques ou lubrifiants à sec (PTFE), diluants pour des graisses épaisses, etc.

Malgré quelques réticences d'ordre écologique qui poussent certains utilisateurs à se tourner vers des produits de substitution qui, comme les carburants sans plomb, se révéleront peut-être un jour bien pires, on ne peut nier que ce sont d'excellents pro-

duits, très efficaces et sûrs, ininflammables de surcroît.

Parmi les innombrables solvants disponibles dans le commerce, qu'ils contiennent ou non des dérivés fluorés, nous avons expérimenté différentes références des gammes JELT-CM et Siceront KF.

Nous devons avouer que nous partions avec un certain scepticisme quant à la variété des formules : un seul et même solvant plus ou moins universel aurait très bien pu servir aussi bien à éliminer les flux de soudure, nettoyer des contacts ou des optiques, ou encore entretenir les imprimantes et les photocopieurs.

En réalité, force est de constater que, comme les solvants sélectifs, ces produits nettoyants sont bel et bien optimisés chacun pour un usage très précis, apportant donc un maximum de performances.

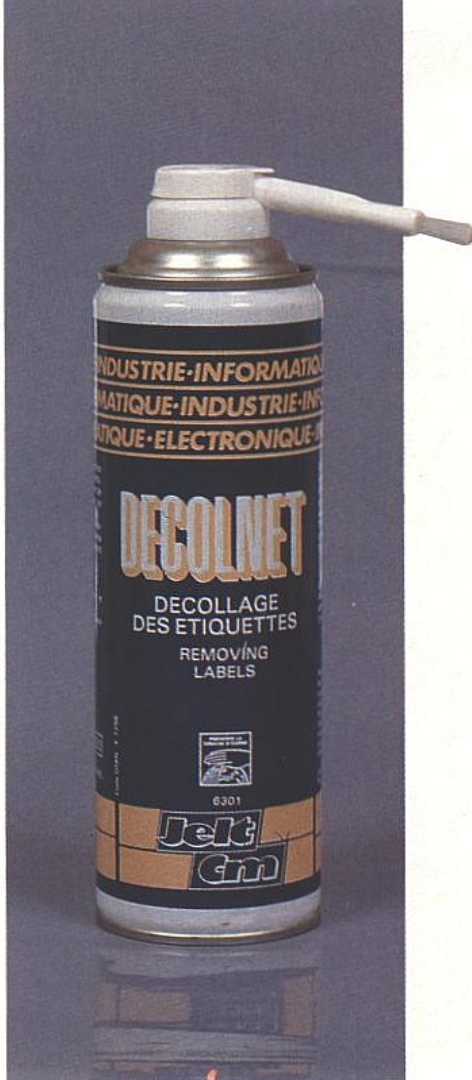
Sans même parler des nettoyants moussants, qui occupent une place à part, on constate de grosses différences de densité et même d'odeur d'un produit à l'autre.

Sur le terrain, on se rend compte que certains solvants décollent les étiquettes adhésives et d'autres pas, que d'autres éliminent les encres de sérigraphie mais pas les vernis et vice versa.

Les **TRIJELT F113 et F35**, par exemple, permettent de décaper le vernis silicone V991, pourtant particulièrement solide, mais pas le TROPICOAT !

KF 360 est un solvant de nettoyage et décapage destiné à la préparation des surfaces à revernir. Il est particulièrement efficace sur les métaux mais attaque certaines matières plastiques.

NET'RONT (KF) produit solvant antistatique et hydrophobe est recommandé en électricité (gé-



nératrices, moteurs) mais pas en électronique.

STAT'RONT est un solvant de nettoyage antistatique pour têtes d'enregistrement/lecture, disque, bandes magnétiques, ordinateurs qui pourra être remplacé par Ordinet dans le dernier domaine évoqué.

Le **SOLVATON (Jelt CM)**, destiné au nettoyage des photocopieurs, et l'**IMPRIMNET**, destiné aux imprimantes, attaquent vite et bien de nombreuses encres de sérigraphie (effacement du marquage de certains composants).

DECOLNET (Jelt CM) décolle





facilement et proprement les étiquettes adhésives sur les **EPROM**, cartes de circuit imprimé, matériels sous garantie, tout comme le fameux détachant "Eau Ecarlate" dont l'odeur est d'ailleurs extrêmement voisine. Ces deux produits respectent par contre la plupart des plastiques et des peintures ou vernis.

mais il est à conseiller de se doter aussi d'un échantillonnage de solvants de nettoyage en atomiseurs et, ne les oublions tout de même pas, de quelques solvants usuels tels qu'alcool, essence minérale, acétone, et trichloréthylène.

Patrick GUEULLE

CONCLUSION

La leçon à tirer de tout cela est double : d'abord, avant toute utilisation d'un quelconque solvant pour un nouvel usage, un essai s'impose sur un échantillon de matière, ou à un endroit sans importance.

Ensuite, des propriétés fort différentes sont monnaie courante entre des solvants qui pourraient sembler très similaires au premier abord : seule une "boîte à outils" aussi complète que possible contenant toutes sortes de solvants peut donc apporter la réponse à un maximum de problèmes.

Les solvants sélectifs PANASOLVE sont ainsi couramment vendus sous la forme de "kits",

EMULATION 68HC11

EMUL68-PC de NOHAU



CIRCUITS SUPPORTES 68HC11

- EMULATEUR SUR PC
- DÉBOGUEUR C
- "BANK SWITCHING" 256 KO
- SUPPORTE 68HC11 16 MHZ
- MAPPING 64 OCTETS
- TRACE 16 K X 48 BIT
- ANALYSE DE PERFORMANCE
- OPTION BOITIER SÉRIE

68HC11A0
68HC11A1
68HC11A8
68HC811A8
68HC11D3
68HC711D3
68HC11E1
68HC11E2
68HC11E9
68HC11F1

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF

EMULATIONS

Outils et instruments électroniques

Antéila 4 Burosace - Chemin de Gizey 91571 BIEVRES Cedex France
Tél : 603 762 F - Fax : (1) 60.19.29.50

Tél : (1) 69.41.28.01

Spécifications: 3614 LAYOFRANCE
3617
code LAYO

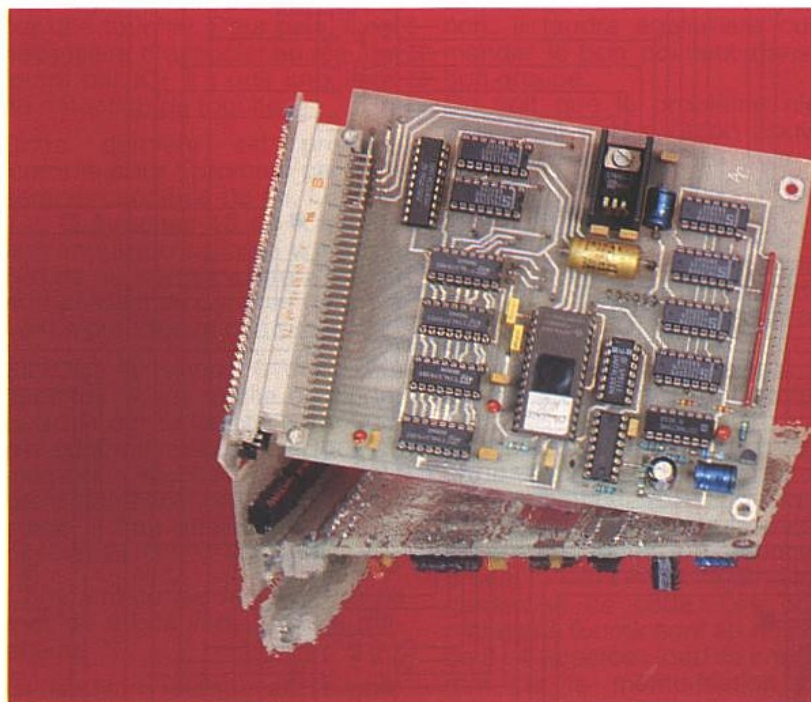
Téléchargez la version nouvelle (07/91) et / ou les circuits originaux publiés dans "électronique RADIO PLANS" par les auteurs utilisant Layo1.
NOUVEAU : ETUD JOBS banques de données (offres spécialités / demandes par région) Etudes Emplois (offres / demandes par département)

Vous travaillez déjà avec un soft FCAO - routage mais à contre cœur ? Il vous donne mal à la tête et les résultats sont loin de vous satisfaire. Mais on ne change pas de soft tous les 6 mois et par force vous continuez à "galérer" pour produire valise que valise, avec un patron qui pense que vos compétences ne sont pas à la hauteur de la tâche qu'il vous a confiée...

STOP - Essayez LAYO1
Version d'essai 100% professionnelle et 100% opérationnelle -115 F HT.
Une fois convaincu, ... - comme 20.000 professionnels, amateurs actuellement - vous pourrez louer une version industrielle, la location (deux mois minimum) vous coûtant moins que la maintenance de votre soft actuel. Tél: 94.28.22.59 Fax: 94.48.22.16

ZAC 80 : CLAVUNIT (2)

La réalisation proposée cette fois complète harmonieusement l'affichage hexa sur 6 digits décrit le mois dernier. Sa construction avec l'affichage — et bien entendu totalement compatible avec l'affichage — va ouvrir des portes qui jusqu'à présent étaient lourdes à pousser. En effet, pour générer une adresse sur 16 bits et une donnée sur 8, on avait jusqu'à présent le choix entre un ordinateur, des roues codeuses hexa (très chères) ou des dips ! Clavunit conjugue désormais le confort de l'ordinateur avec un faible prix de revient.



Zac 80 ?

Petit-à-petit ce système mystérieux dévoile une partie de ses charmes. La zone dénudée cette fois n'est pas sans intérêt car elle comporte quelques "trucs" amusants que nous découvrirons ensemble (tant électroniques que mécaniques d'ailleurs) et s'avère fort didactique.

Le bloc CLAVUNIT + affichage permet pour un coût abordable de composer des mots distincts de 16 et 8 bits, de les "voir", et ce avec des composants courants. C'est bien ! Mais si certains d'entre vous ont déjà l'usage de ce type de matériel, d'autres se demandent peut-être à quoi vont bien servir ces modules.

Le projet ZAC 80 cherche à faire en sorte de combler le manque qui existe entre un système de développement et un ordinateur immobilisé pour l'occasion et complété de cartes ou extensions diverses indispensables au dialogue avec l'extérieur. On pourrait donc penser à un système de développement sophistiqué (c'est en partie le cas), mais figé, et ça il n'en est pas question !

Si on désire créer des "machines" ayant des fonctions très

précises comme traitements audio, commandes de perceuse, etc., il est nécessaire que le système de développement (à notre échelle) soit suffisamment souple et le plus simple possible pour accéder très rapidement à une carte autonome.

Prenons un exemple. Imaginons que l'on veuille construire un copieur d'Eprom. Deux aspects sont à considérer : soit on pense en avoir un usage intensif et dans ce cas une machine dédiée est conseillée, soit on projette d'en user de temps à autre et l'investissement doit être minime sans toutefois déboucher sur un assemblage inconfortable ou fragile.

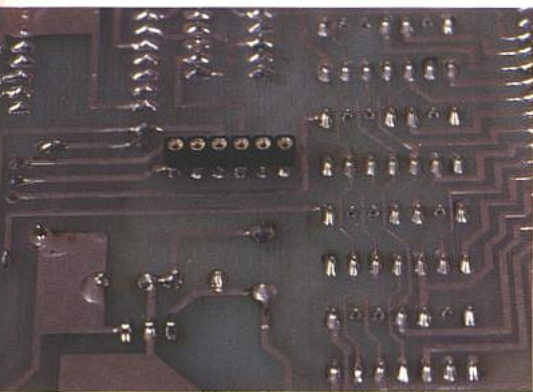
Le créneau à vrai dire est large, et le système ZAC 80 va tenter de s'y implanter en douceur. Pour notre exemple, il devra permettre de construire à la fois rapidement une machine dédiée mais offrir également des services intermittents aussi divers que variés.

Le copieur d'Eprom est un des cas où de multiples accessoires s'avèrent indispensables, comme tensions de programmation diverses, soft adéquat, etc.

Il est aisé de dire "alimentez en + 5 V, + 21 V" mais le problème reste entier : il faudra bien à un moment ou à un autre fabriquer ces tensions.

ZAC 80 va donc réunir en un seul et même boîtier un clavier hexa + affichage, un clavier de fonctions, un rack demi 19 pouces Euronorm 2 avec toutes les alims utiles à la micro-informatique, une carte CPU à Z80 avec 32 k de Ram (extensible à 64 k), 8 à 32 k d'Eprom, une interface RS232, 2 slots disponibles pour le développement (plus un troisième très spécifique), ainsi que 48 lignes d'entrées-sorties accessibles par 2 SUB-D 25 points.

Le tout pourra prendre place dans un coffret VISION de Transrack, qui ressemble comme deux gouttes d'eau à un MINITEL...



Tout l'intérêt d'un tel projet (outre ses performances) tient dans sa construction modulaire facile à faire évoluer dans les deux sens : réduction (très intéressante pour construire rapidement une machine dédiée à une fonction particulière dès que l'ensemble est mis au point), mais également extension sans limite.

Pour cette fois, nous allons faire avancer le système en ajoutant à l'affichage décrit le mois dernier la carte CLAVUNIT.

CLAVUNIT

Son schéma est donné **figure 1**. Pour composer les 6 mots de 4 bits, nous allons disposer d'un clavier hexadécimal. Chaque touche est un poussoir qu'il va falloir exploiter simplement. Nous avons repris le principe adopté pour Eproman, et qui donne entière satisfaction : 4 portes NAND à 8 entrées (IC₁ à IC₄) se répartissent l'état des 4 bits. Comme au repos toutes les entrées sont à 1, les sorties de IC₁ à 4 sont à 0. Dès qu'une

touche est appuyée, les entrées sélectionnées passent à 0, faisant changer en complément les sorties. Si on appuie sur la touche "3" par exemple, IC₁ et 2 sortent 1, IC₃ et 4 restent à 0. CQFD !

Mais encore faut-il stocker ce mot fugitif (le temps d'un appui sur une touche). Pour cela, il est nécessaire d'associer au résultat fourni par IC₁ à 4 une impulsion de détection de touche.

Cette dernière est produite (comme pour Eproman) par l'ensemble constitué de D₁, D₂, T₁... IC₆. Q (broches 13 de IC₆) offre une impulsion calibrée d'environ 300 ns qui servira à dire : "OK, le mot présent aux sorties de IC₁ à 4 est à prendre en compte".

Si c'est la touche 0 qui a été appuyée, il est inutile de coder puisque par défaut on sort 0000, par contre il faut préciser que ce mot est à stocker. C'est le rôle de la détection de touche. A ce stade, il faut affecter le mot au digit voulu.

Comment conserver et diriger ce mot de 4 bits vers 1 des 6 afficheurs ?

La solution retenue est simple mais mérite un peu d'attention pour bien en comprendre le mécanisme. Le but de l'opération est de répartir les 6 mots de 4 bits vers le bus de sortie que l'on surveille grâce aux 6 afficheurs Hexa. La nécessité d'un compteur pour distribuer ces mots de manière séquentielle est évidente. IC₇ va remplir cette fonction d'une façon un peu particulière car "l'horloge" (la détection de touche ou dt) va servir de bit de poids faible : il est indispensable de récupérer cette détection de touche comme UNITÉ pour la séquence. Les 2 sorties divisées respectivement par 2 et 4 (QA et QB de IC₇) sont en fait "B" et "C" du comptage, "A" étant la détection de touche.

Grâce à IC₇ (7493) on va disposer de 8 combinaisons qui se rebouclent sans précaution particulière. Seule la ligne dite RAZ pointeur permettra de remettre le compteur à 0. Bien entendu, "A" ne fait pas partie de IC₇. Elle ne sera donc pas remise à 0 par la RAZ, mais ce n'est pas un problème puisqu'elle est par défaut à 0 et ne passe à 1 que pendant quelques ns.

A ces 3 bits, nous allons ajouter un 4^e : la commande shift. Rappelez-vous : nous avons 4 digits d'adresses et 2 de données. Par défaut on écrit des données mais en appuyant sur

la touche que nous avons appelée shift, on pourra écrire dans la zone d'adresses. Il va donc falloir fabriquer des mots de 8 ou 16 bits suivant le cas, et gérer la position du pointeur (point décimal placé en haut à gauche du digit qui VA être écrit). De ce fait, suivant que shift sera appuyé ou non, il faudra également commander le bon pointeur dans le bon groupe.

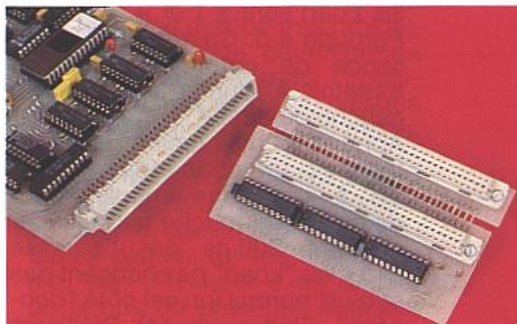
On voit que le problème n'est pas aussi simple qu'on pouvait le croire au départ car la séquence est curieuse et peu facile à établir simplement en logique câblée. C'est dans ces cas particuliers que l'usage d'une Eprom s'avère fort utile, même si ce n'est que pour une quinzaine de conditions.

IC₈ est cette Eprom dont les adresses A₀, A₁, A₂ sont pilotées par "A, B, C" et A₃ par shift.

Le plus simple est d'observer la **figure 2** pour comprendre le fonctionnement exact. En fait il faut se souvenir que nous avons appelé les digits (de gauche à droite) : 1-2-3-4 et A-B. Nous garderons ce code. Les commandes à fournir sont au nombre de 8 : 4 appelées load se chargeront de la mémorisation des mots pour les digits d'adresses, 2 appelées latch A et B feront la même chose pour les données.

Restent 2 commandes particulières. La première est appelée PG/D (pointeur gauche/droite). A zéro, le pointeur est à gauche d'une des 3 paires de digits, c'est-à-dire qu'il peut activer 1, 3 ou A. Si PG/D passe à 1, ce sont les pointeurs 2, 4 ou B qui pourront être sélectionnés.

La seconde commande nommée Pgroupe va permettre de pointer soit les paires 1-2, A-B, ou encore 3-4. Ainsi au repos de ces 2 commandes par exemple, la 1^{re} choisissant 1-3-A, la seconde ne retient que 1 et A. Pour enfin n'en garder qu'un, c'est shift qui fera la différence : 1 si ce sont les adresses, A si ce



OUT epreu	poids faibles				poids forts				dump
	Q0	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q7	
fonction	load1	load2	load3	load4	A	B	PG/D	PGROUPE	
0	1	1	1	1	0	0	0	0	0F
1	1	1	1	1	1	0	0	0	1F
2	1	1	1	1	0	0	1	0	4F
3	1	1	1	1	0	1	1	0	6F
4	1	1	1	1	0	0	0	0	0F
5	1	1	1	1	1	0	0	0	1F
6	1	1	1	1	0	0	1	0	4F
7	1	1	1	1	0	1	1	0	6F
8	1	1	1	1	0	0	0	0	0F
9	0	1	1	1	0	0	0	0	0E
10/A	1	1	1	1	0	0	1	0	4F
11/B	1	0	1	1	0	0	1	0	4D
12/C	1	1	1	1	0	0	0	1	8F
13/D	1	1	0	1	0	0	0	1	8B
14/E	1	1	1	1	0	0	1	1	CF
15/F	1	1	1	0	0	0	1	1	C7

RAPPEL

les adresses sont commandées par :

A0: dt

A1: QA IC7

A2: QB IC7

A3: SHIFT

les sorties LOAD 1 à 4
sont actives par 0

les LATCHES et pointeurs
sont actives à 1

Figure 2

sont les données. Le petit tableau suivant va répertorier les 6 cas possibles:

Pointeur digit	1	2	3	4	A	B
PG/D	0	1	0	1	0	1
Pgroupe	0	0	1	1	0	0
Shift	1	1	1	1	0	0

En fait c'est plus simple à comprendre qu'à expliquer, mais ce n'est pas terminé ! Pour l'instant nous admettons que les commandes load et latch ont des actions identiques malgré des lois différentes : load sont actifs par des 0 et latch par des 1. Maintenant on peut détailler la **figure 2**. Attention : les poids faibles sont placés à gauche du tableau.

A l'adresse 0 (c'est-à-dire les 3 bits du compteur d'impulsion et shift au repos), on voit que tous les Load sont à 1 et A, B, PG/D, Pgroupe à 0. Ce semblant d'absence de commande conduit toutefois à allumer le pointeur à gauche du digit A.

Appuyons maintenant sur une touche : un code apparaît sur IC₁ à 4, et une impulsion de détection de touche fait transiter pendant 300 ns par l'adresse n° 1 : les "Load" ne changent pas et c'est normal (on est côté "données", Shift au repos). D'ailleurs pour simplifier, les commandes Shift et Pgroupe ne vont pas

changer pendant les 8 premières adresses (0 à 7). Il va suffire de s'intéresser aux sorties Q₄, Q₅ et Q₆.

Donc, pendant 300 ns, l'adresse 1 est active et Q₄ passe à 1 pour mémoriser le digit A. Au retour à 0 de l'impulsion, le compteur incrémente pour redescendre à 0 le bit de poids faible et c'est donc l'adresse 2 qui est recommandée. Q₄ est repassée à 0, conservant précieusement la donnée du digit A, et PG/D passé à 1, amène le pointeur sur le digit D.

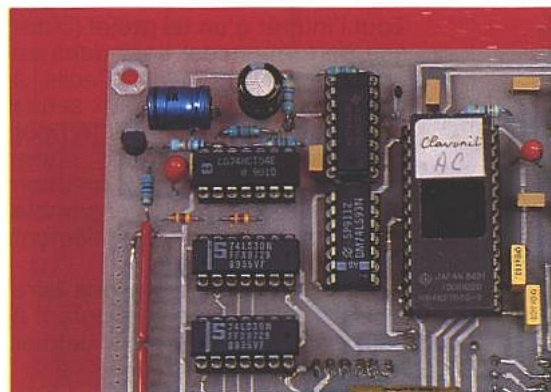
Pendant les quelques nano-secondes correspondant à un autre appui de touche, l'adresse 3 produit le Latch B (Q₅), PG/D ne bouge pas, mais au retour (adresse 4), Q₅ a verrouillé et PG/D retournant à 0 renvoie le pointeur sur A.

Ici, il faut faire un petit break. Logiquement on pourrait admettre que le cycle est terminé pour les données : on a stocké 2 mots de 4 bits et le pointeur est revenu à sur A. On est donc prêt à écrire un autre mot de 8 bits.

C'est vrai, mais en théorie seulement car l'erreur est humaine et qui n'a pas appuyé rapidement deux fois sur une même touche, inscrivait de ce fait un troisième caractère ? Les fidèles qui ont construit (ou simplement lu) Eproman connaissent déjà le phénomène, mais tout le monde peut penser à une simple calculatrice : si au lieu de "12" vous

avez tapé "122" il faut faire un Clear et retaper 12. Sur Eproman, il n'y avait pas de Clear et comme le système rebouclait sur lui-même, une telle erreur conduisait à afficher 22 : le "2" des unités du 122 tapé venant remplacer le 1.

Pour réécrire 12, il fallait appuyer sur une touche quelconque afin de faire avancer le compteur



d'un point car si on retapait immédiatement 12, le résultat obtenu était alors 21 !

A l'époque, nous avions décidé de laisser dans l'état en justifiant ce choix par le fait que pour faire un Clear il fallait appuyer sur une touche, et sans Clear c'était pareil : un appui quelconque sur une touche du clavier remplissant la même fonction.

L'expérience aidant, il nous a semblé indispensable de disposer au moins d'un curseur, ne serait-ce que pour savoir où on

en est, car dans le cas de 22 (voulu) tapé 222, on y voit que du feu et la validation est correcte. Toutefois si on tape ensuite 45, on obtient 54.

Un curseur (pointeur) est donc très pratique — et suffisant — pour 2 digits. Mais cette fois on va en traiter 4 pour les adresses. Un Clear s'avère donc indispensable. Nous verrons à ce sujet le mois prochain quelques astuces supplémentaires...

On admettra que si on fait une erreur de frappe, une touche Clear commandera la RAZ pointeur — donc la RAZ de IC₇ — soit un retour à l'adresse 0 de la **figure 2**.

Dès à présent, il faut savoir que sur ZAC 80 la touche de validation d'un mot assurera également une RAZ pointeur. Ceci doit faire bondir le lecteur attentif, car logiquement le contenu des adresses 5, 6 et 7 ne servirait à rien puisque si tout se passe bien on n'y accède pas. C'est justement pour traiter l'erreur que ces trois adresses reproduisent un deuxième cycle, identique au précédent.

En effet si on a tapé 222 au lieu de 22, il faut bien faire quelque chose pour ce troisième "2". L'affichage va alors produire 2.2, le curseur indiquant qu'on est prêt à s'adresser au digit de droite. Mais comme le mot de 8 bits "22" est correct, un appui sur validation prendra bien en compte la valeur voulue et sera suivi d'une RAZ automatique du pointeur conduisant à l'affichage "22". Ce traitement de l'erreur peut être sympathique : si la donnée suivante est par exemple F2, un simple appui sur F puis validation sera suffisant.

Donc les données de l'Eprom aux adresses 5 et 1, 6 et 2, 7 et 3 sont des couples identiques. L'adresse 7 correspond à l'appui sur une quatrième touche, le retour étant à l'adresse 0 si Shift n'est pas appuyé puisque le quatrième bit d'adresse n'a pas bougé. Seules les huit premières données sont dans ce cas précis, sélectionnables.

Appuyons maintenant Shift pour construire un mot d'adresse sur 16 bits. Le bit A3 de l'Eprom est alors porté à 1 et cette fois ce sont les adresses 8 à F qui sont en jeu. Le tableau de la **figure 2** n'est que le futur dump de l'Eprom, mal écrit il est vrai (puisque les poids faibles sont en premier), mais néanmoins très réel et pratique.

Shift actif, l'adresse 8 est la première à être sélectionnée. A priori, rien ne la distingue de

l'adresse 0, mais il ne faut pas oublier que la commande Shift est entrée en jeu et programme directement le déplacement du pointeur de A vers 1 (se reporter au petit tableau de gestion pointeur : c'est la condition la plus à gauche).

En appuyant cette fois sur une touche, on passe brièvement à l'adresse 9. Q₀ (Load 1) devient actif en passant à 0, puis on charge le mot du digit 1 et au retour de l'impulsion (dt), Load verrouille, PG/D passe à 1 et le pointeur se décale d'1 digit vers la droite, soit "2" : c'est le contenu à l'adresse 10 (A). Une autre touche appuyée conduit brièvement à l'adresse 11 (B) : Load 2, pointeur toujours sur 2.

Au retour (adresse 12/C) Load 2 est verrouillée et le pointeur passé à 3 (Pgroupe à 1). Il y restera jusqu'à la fin puisqu'on traite désormais les digits 3 et 4.

Un troisième appui commande Load 3. Au repos, PG/D passe à 1 pour pointer sur 4 (adr 14/E). Le quatrième et dernier appui utile positionne Load 4 puis on revient à adr 8 si Shift est activé, adr 0 dans le cas contraire.

Pour info, sur ces 4 digits une erreur de saisie ne pourra être corrigée par une remise à 0 du pointeur par Clear ! Nous verrons le mois prochain que le fait de relâcher Shift commandera de manière élégante et fort pratique la RAZ de IC₇ pour recalculer le pointeur sur 1.

Nous avons fourni des commandes de mémorisation, il faut cette fois les exploiter. Si on a bien suivi le déroulement des séquences, on a dû comprendre que les cycles allaient par paires "repos + mémorisation". On observera également que les 4 bits du mot fourni par le clavier sont distribués systématiquement aux IC₉ à 14. 9 et 10 vont servir à lacher les données.

Ce sont de classiques 7475 dont les commandes de verrouillage proviennent de Q₄ et Q₅ de IC₉. Pour charger un mot, il faut que ces commandes passent à 1. Les condensateurs C₁₃ et C₁₄ ont pour fonction d'éviter des chargements intempestifs, possibles par de brefs états transitoires. IC₁₅ pour sa part permet soit de lier le mot de donnée au bus de sortie, soit d'isoler ce dernier. Nous verrons pourquoi ultérieurement, mais on n'oubliera pas pour les essais de mettre un petit fil provisoire entre la broche G de IC₁₅ et la masse.

Le mot de donnée est chargé différemment. En fait, on utilise la possibilité qu'offrent les comp-

teurs décompteurs binaires 74193, d'être prépositionnables. Ainsi en portant à 0 les 4 entrées Load les unes après les autres, on positionne les compteurs/décompteurs à l'adresse voulue.

Les horloges séparées Up et Down permettront d'incrémenter cette adresse automatiquement après une validation, ou de la décrémenter à l'aide d'une touche "moins".

Voilà, vous savez tout ou presque sur le CLAVUNIT. Il reste toutefois à apporter une petite précision : sur Eproman, le condensateur C₆ était de 470 nF et il est ici descendu à 27 pF ! Cela est dû essentiellement à la qualité des touches employées.

Sur Eproman nous avons adopté un clavier de récupération — un peu vieillot certes — mais de bonne qualité. Malgré tout, des essais très satisfaisants avaient été faits avec un autre petit clavier de calculatrice fort ordinaire et bricolé, puisque les contacts avaient été fabriqués par nos soins avec des pattes de résistances couchées sur le circuit imprimé !

Afin que chacun puisse reproduire notre système, il fallait utiliser cette fois des touches faciles à se procurer et si possible peu coûteuses. La décision fut vite prise car des prix prohibitifs interdisaient certains choix. Le clavier de ZAC 80 comportant 33 touches en tout, il était hors de question d'accorder 20 F ou plus par unité. Nous sommes donc revenus aux touches D₆ carrées + cabochons pour un total global d'environ 180 F. En toute franchise, ce ne sont pas des merveilles ! Nous en reparlerons en temps voulu mais toujours est-il qu'il a fallu réduire considérablement la largeur de l'impulsion de détection de touche pour obtenir un fonctionnement correct. Il est vrai que le schéma montre qu'il faut assurer "manuellement" une synchro entre le mot produit aux sorties de IC₁ à 4 et les impulsions de chargement. Si la touche est trop vite relâchée (frappe très rapide), le mécanisme de détection de touche fonctionne mais l'impulsion ne charge que 0000 puisque c'est la valeur de IC₁ à 4 au repos.

Une solution hard consisterait à ce que la détection de touche enclenche également 4 monostables placés sur les sorties du mot afin d'assurer à ce dernier un temps de présence suffisant pour que l'impulsion dt rencontre une valeur reconnue correcte. En fait l'usage de touches de meil-

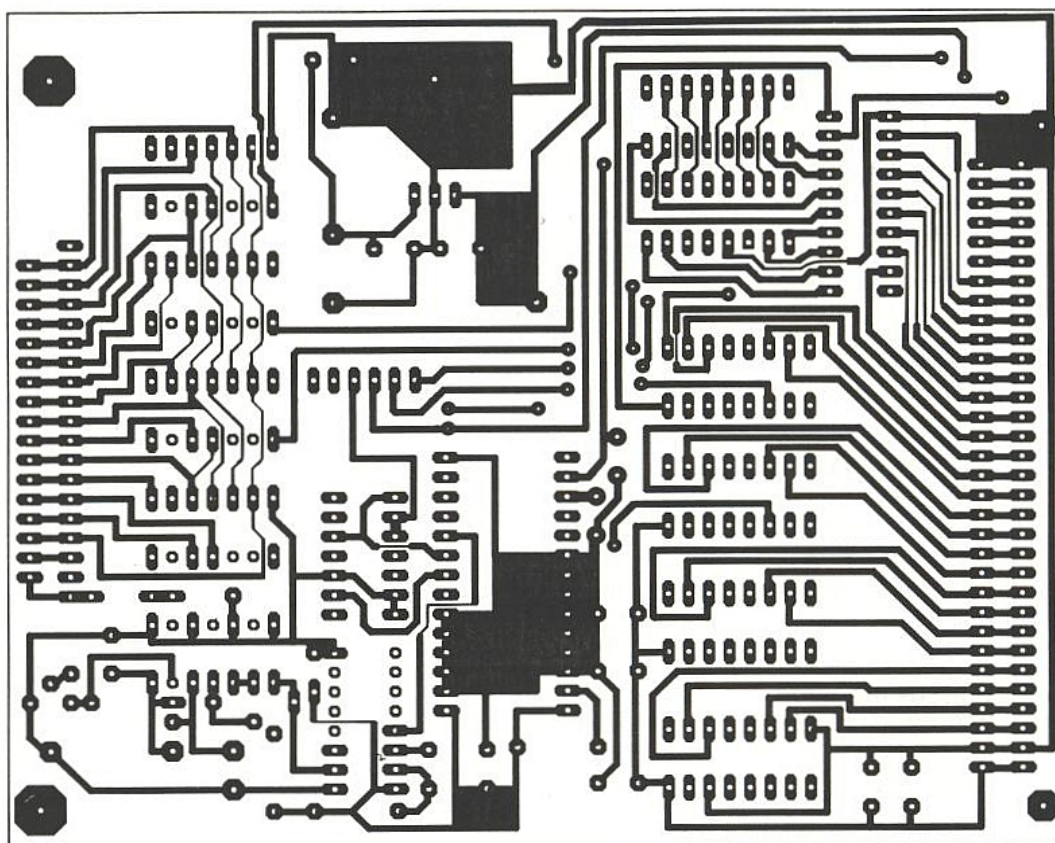


Figure 3

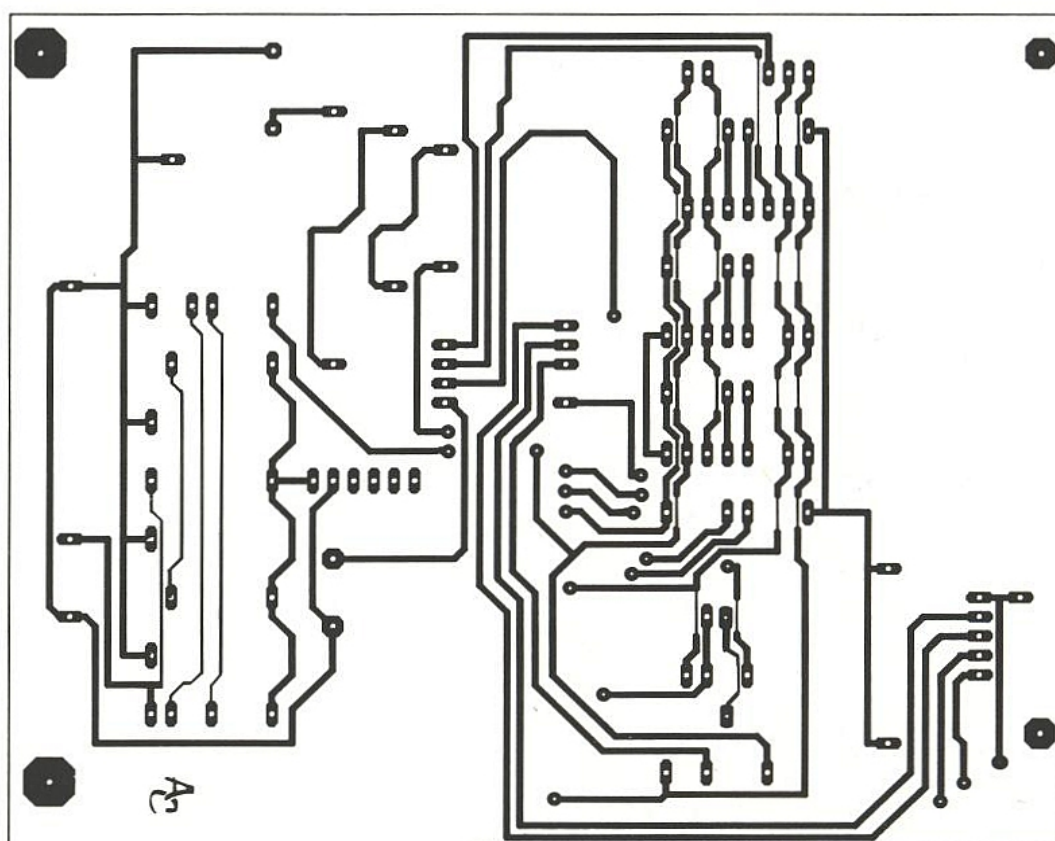


Figure 4

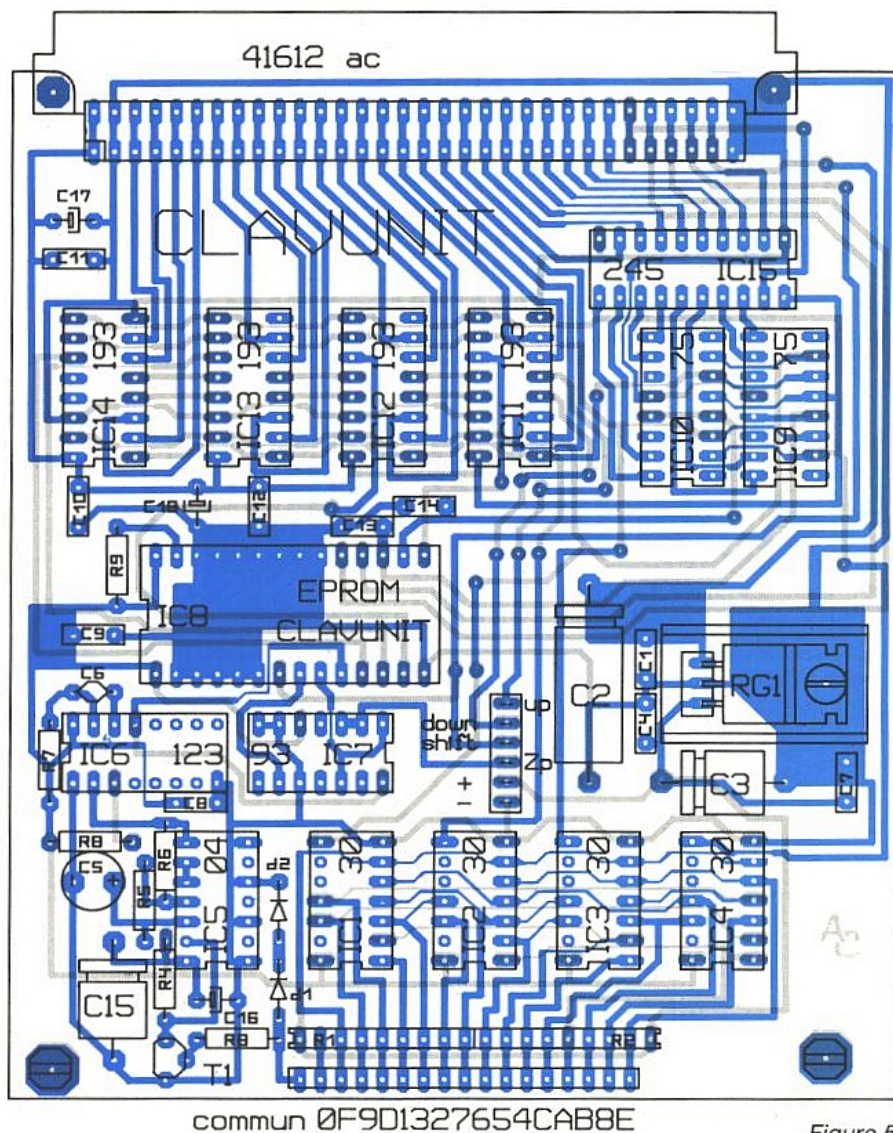


Figure 5



Figure 6 a

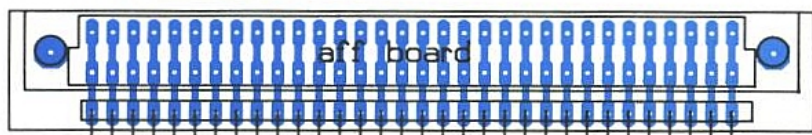


Figure 6 b

leur qualité serait encore préférable.

Quoiqu'il en soit, ça fonctionne correctement si on prend soin de taper bien au centre des touches D₆, car on peut avoir l'impression d'un enfoncement correct alors que la touche s'est inclinée sans avoir produit ni mot, ni détection.

La construction du clavier proprement dite permettra à ceux qui le souhaiteraient de mettre les touches de leur choix, notamment pour la partie hexadécimale.

RÉALISATION PRATIQUE

La construction de CLAVUNIT est des plus simples si on y accorde un minimum de soin. La **figure 3** propose la face supérieure, la **figure 4** le côté cuivre et enfin, **figure 5**, le côté composants. Trois connecteurs permettent l'accès à la carte. Le 41612 qui porte les 24 bits est prêts à s'engager dans le minibus que nous donnerons pour terminer, et qui permettra — entre autre — de raccorder en souplesse la carte d'affichage décrite le mois dernier.

Le second connecteur de 17 points attend le clavier hexa. Le troisième ne comporte que 6 points : alim 5 V, 0 V, Up, Down, Shift et RAZ pointeur. Il est soudé côté cuivre, c'est-à-dire sous la carte. On notera que ces deux derniers connecteurs sont constitués de barrettes au pas de 2,54 dont l'intérêt est évident : on gère le nombre exact de points dont on a besoin, et c'est le seul "connecteur" à notre connaissance dont un approvisionnement unique permet de disposer à convenance du mâle et de la femelle !

Minibus

Pour vous permettre de relier rapidement CLAVUNIT et l'afficheur, il est nécessaire de vous fournir les minibus de raccordement.

Nous ne parlerons pas ici des buffers placés sur une de ces cartes : nous en verrons l'utilité le mois prochain et il sera alors temps de les implanter. Ce qui est utile, voir indispensable cette fois, c'est de créer un lien entre les deux 41612. Pour cela, nous avons opté pour deux cartes liées par des pattes de résistances ?! Chacun fera selon son gré, mais cette astuce permet très simplement d'offrir une solution parfaite si l'afficheur est légèrement incliné (environ 10°) comme c'est le cas sur le pupitre VISION.

Le mois prochain, c'est promis, nous vous ferons rêver avec une belle photo de ZAC 80 très avancé. Pour l'instant les **figures 6** et **7** et les photographies doivent vous permettre de connecter l'ensemble CLAVUNIT + affichage, et de le faire fonctionner.

NOUVEAU

Du sable au circuit



La fabrication d'une puce est un procédé complexe. Pour répondre à une forte demande de l'industrie et de l'éducation, Texas Instruments édite une cassette vidéo qui explique tout le procédé, depuis l'obtention du silicium jusqu'au conditionnement des puces.

Durée : 40 minutes
Standard : VHS Secam
Prix : 150 F TTC franco par correspondance, paiement par chèque à la commande à :

Librairie technique
Texas Instruments
B.P. 5

06271 Villeneuve Loubet cedex

**TEXAS
INSTRUMENTS**

NOM _____ PRÉNOM _____
ADRESSE _____
CODE POSTAL _____ LOCALITÉ _____
DATE _____ SIGNATURE _____
Facture jointe ☐ oui ☐ non

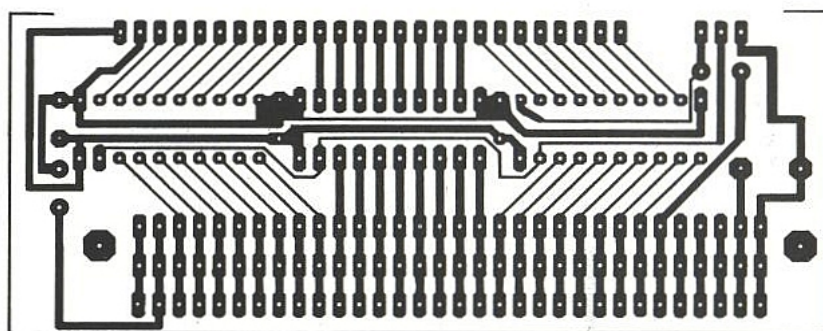


Figure 7 a

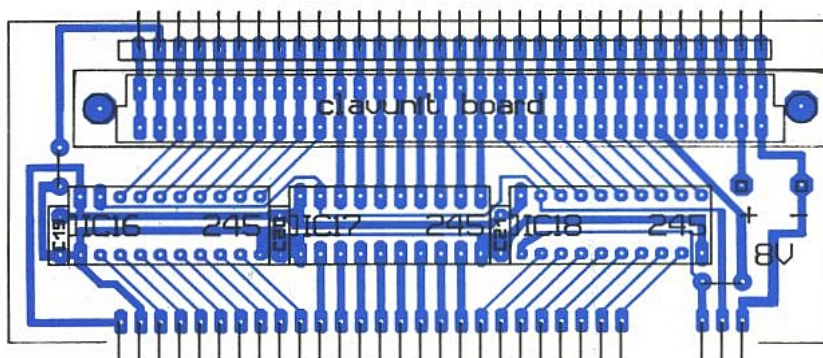


Figure 7 b

CONCLUSION

Le mois prochain nous ajouterons le clavier de fonctions, quelques LED "moniteur" commandées par un 8255, deux ou trois clés utiles, et le dialogue avec un microprocesseur Z80 sera alors permis. D'ici là bon travail !

Jean ALARY

Nomenclature CLAVUNIT

Résistances

R₁, R₂ : 8 × 10 kΩ SIL
R₃ : 100 Ω
R₄ : 6,8 kΩ
R₅ : 270 Ω
R₆ : 2,7 kΩ
R₇ : 47 kΩ
R₈, R₉ : 4,7 kΩ

Semiconducteurs

IC₁ à IC₄ : 74LS30
IC₅ : 74LS04
IC₆ : 74LS123
IC₇ : 74LS93
IC₈ : Eeprom 2764 CLAVUNIT
IC₉, IC₁₀ : 74LS75
IC₁₁ à IC₁₄ : 74LS193
IC₁₅ : 74LS245

Condensateurs

C₁, C₄, C₇ à C₁₂ : 0,1 μF MILFEUIL
C₂ : 330 μF 16 V axial
C₃, C₁₅ : 100 μF 25 V axial
C₅ : 100 μF radial
C₆ : 22 pF
C₁₃, C₁₄ : 10 nF MILFEUIL
C₁₆, C₁₇, C₁₈ : 10 μF goutte

Divers

Barrettes : 12 × 7 points
14 × 8
2 × 10
2 × 14
1 × 6
1 × 17
J₁ : 41612 ac mâle coudé

MINIBUS

IC₁₆ à IC₁₈ : 74LS245
C₁₉ à C₂₁ : 0,1 μF MILFEUIL
+ 2 connecteurs 41612 ac fem. droit

Eclairages et systèmes solaires autonomes

Le lampadaire solaire, que nous vous présentons ailleurs dans ce même numéro, utilise l'énergie électrique qu'un panneau au silicium amorphe lui délivre dans la journée. Ce principe, mis en œuvre par certaines sociétés, voit le jour sous la forme de produits de qualité dont nous vous proposons la description au cours des lignes qui suivent.



Un système solaire autonome peut se scinder en plusieurs parties, comme en témoigne la **figure 1**. Le panneau solaire, de technologie quelconque, fournit, via un dispositif de régulation, un courant de charge à un accumulateur. Ce dernier assurera la production d'électricité au sous-ensemble que l'on souhaite activer, lors de la disparition du soleil.

Certaines applications réclament cependant une exploitation immédiate de l'énergie photovoltaïque, comme le pompage au fil du soleil par exemple. Dans ce cas, une pompe permet la distribution d'eau durant la période diurne et un accumulateur relaie ensuite le panneau afin d'assurer la continuité du service. Lors d'éclairages autonomes, on peut greffer au système certaines fonctions comme l'arrêt de la lampe en cas de batterie trop faible, la mise en route automatique lorsque le jour faiblit, ou encore la détection de présence.

lampes au sodium basse pression. Dans notre cas, seule la première solution nous intéresse puisqu'elle met en jeu des puissances relativement faibles.

Les lampes fluorescentes

Selon les applications, on peut choisir entre différents modèles de lampes. La classique réglette fluo aux dimensions imposantes, cède petit à petit la place aux lampes compactes. Ces dernières acceptent une alimentation haute fréquence et autorise la gradation de lumière. L'état de charge de la batterie peut par exemple moduler l'intensité lumineuse de la lampe. Le lecteur intéressé par la technologie de ces lampes, pourra se reporter à l'article qui leur est consacré dans le précédent numéro.

Dans cette gamme de dispositifs, OSRAM propose deux types de lampes parfaitement adaptées à notre utilisation. Il s'agit des modèles DULUX S/E et D/E. La **figure 2** vous propose les caractéristiques techniques de la première référence. Ces tubes n'intègrent aucun élément périphérique (starter, ballast). On remarquera l'excellent rendement lumineux, associé à l'extrême compacité des dimensions. Ce dernier critère facilite la tâche du concepteur lorsqu'il s'agit d'insérer la lampe dans un boîtier aux dimensions réduites.

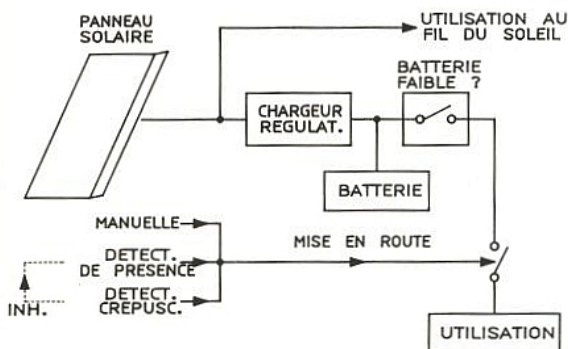


Figure 1 : Synoptique d'un système solaire autonome.

L'ÉCLAIRAGE

Le développement de systèmes solaires privilégie la conception d'appareils peu gourmands en électricité. C'est l'une des raisons qui conduit le constructeur à utiliser des tubes fluorescents. Cependant, dans des applications nécessitant une forte intensité lumineuse, on exploite des

Référence Puissance	Teinte Lumière	Culot	Intens. nomin.	Tension lampe conv.	HF	Tension préchauf. graduation	Flux. lumin.	Temp. couleur	IRC	Long L max.	Larg I max.
Watt			A	Volt		Volt	lumen	K	Ra	mm	mm
50-81 lm/W, 8 000 h											
S/E	5/21	2G7	0,180	34	31	8	250	4 000	85	85	34
S/E	5/41	2G7	0,180	34	31	8	250	2 700	85	85	34
S/E	7/21	2G7	0,175	47	41	8	400	4 000	85	115	34
S/E	7/41	2G7	0,175	47	41	8	400	2 700	85	115	34
S/E	9/21	2G7	0,170	60	53	8	600	4 000	85	145	34
S/E	9/41	2G7	0,170	60	53	8	600	2 700	85	145	34
S/E	11/21	2G7	0,160	92	80	8	900	4 000	85	215	34
S/E	11/41	2G7	0,160	92	80	8	900	2 700	85	215	34

Principe des alimentations

La lampe Dulux peut fonctionner sur une large gamme de fréquences. Afin de réduire les dimensions de la carte alimentation, on préfère travailler aux alentours d'une trentaine de kHz. La production de haute tension passe généralement par l'emploi d'un système auto-oscillant à transformateur, au coût de revient faible.

Il s'agit d'une version améliorée de l'oscillateur bloqué (encore appelé "blocking"), mis en œuvre dans les premiers balayages des téléviseurs. La **figure 3** nous rappelle sa configuration. A la mise sous tension, le transistor subit la polarisation imposée par RB et assure la circulation d'un courant croissant dans L₁. Cette variation d'intensité induit une tension positive sur L₂ (nL₁di/dt), qui conforte la conduction du transistor. Arrivé à saturation, son courant collecteur ne peut plus croître et n'implique plus de force électromotrice aux bornes de L₂ (di/dt faible dans L₁) : T se bloque, entraînant la chute du courant circulant dans L₁. Cette nouvelle variation d'intensité provoque une tension négative aux bornes de L₂, qui accélère le blocage du transistor. Au blocage complet, plus rien ne s'oppose au courant délivré par RB et le transistor conduit à nouveau : un cycle redémarre.

L'inconvénient majeur de ce montage, réside dans le peu de soin apporté à la commande du transistor. Il en résulte des pertes importantes en commutation, impliquant l'adjonction d'un dissipateur thermique : le rendement est moyen.

Les systèmes commercialisés

OSRAM propose une version améliorée du montage en commercialisant l'Accutronic. Celui-ci se présente sur une tension d'alimentation variant de 10,5 à 14,5 volts. Il convient au pilotage des lampes Dulux S/E 7 et 9 watts ainsi qu'à la D/E 10 watts. OSRAM garantit le fonctionnement de son module pour des températures s'étalant de -15 à +50 degrés Celsius.

Au-delà de cette limite haute, une CTP intégrée protège le module contre tout emballement destructif. Afin d'autoriser l'allumage du tube quelle que soit la température ambiante, l'Accutronic comprend un relais miniature qui assure la mise en pression à la mise sous tension. Citons également la protection par fusible contre les inversions de polarité. Malgré quelques tests en situation difficile (froid, chaud, humidité...), nous n'avons pu mettre en défaut le module. Cette robustesse autorise l'emploi du dispositif dans des camping-cars ou des caravanes.

SIBILLE Electronique à Lyon, développe et met en vente des dispositifs d'alimentation pour lampes fluorescentes, spécialement étudiés pour fonctionner sur énergie solaire. Tout comme le modèle précédemment décrit, ils autorisent le pilotage des tubes Dulux S/E et D/E. Ils permettent cependant d'ajuster l'intensité lumineuse et proposent en plus la fonction interrupteur crépusculaire. Les éclairages SIBILLE intègrent une détection de batterie faible, qui coupe la lampe afin de ne pas endommager l'accumulateur par une décharge profonde. Ces électro-

5 W		= 25 W
7 W		= 40 W
9 W		= 60 W
11 W		= 75 W

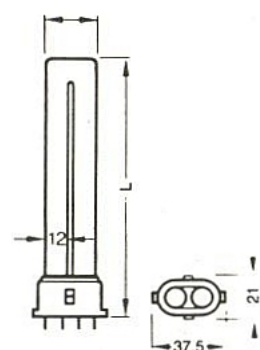


Figure 2

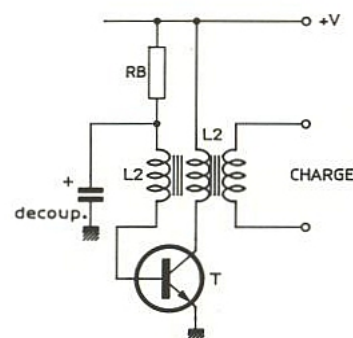


Figure 3

niques prennent place sur une carte aux dimensions modestes, comme l'illustre la **photo 2**. Deux borniers à vis permettent le raccordement à la tension d'alimentation continue ainsi qu'aux électrodes du tube. Les platines SIBILLE exploitent le principe du convertisseur Fly-Back auto-oscillant que nous avons décrit plus haut.

LES PRODUITS COMPLETS

Il s'agit de dispositifs comprenant toute la circuiterie nécessaire au pompage ou à la production de lumière, de façon autonome. Parmi ces modèles, on distingue les luminaires de jardin à déclenchement automatique des éclairages portables.

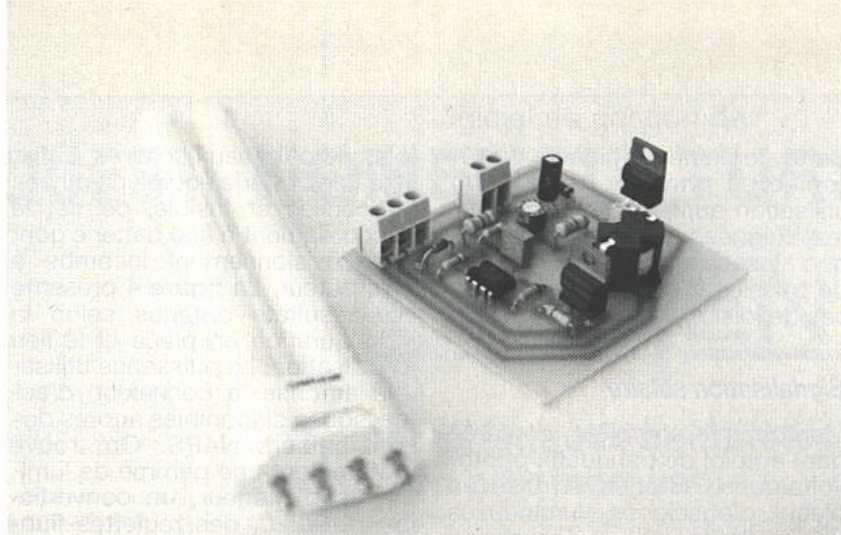
La Luminuit

Fabriqué par J.V.D. à Rezé près de Nantes, cet éclairage automatique tire profit d'un panneau photovoltaïque NAPS France. Il s'installe simplement sur un piquet et se plante à l'endroit voulu. La production de lumière fait appel à un tube fluorescent de 4 watts qui assure, selon l'éclairement du jour, une autonomie confortable. En gros, le constructeur annonce un fonctionnement d'une durée égale à 60 % du temps d'ensoleillement, soit 6 heures de lumière après 10 heures d'exposition, par exemple. Une ouverture ménagée sur le côté du boîtier polarise une photodiode qui autorise ou non la mise en marche du fluo. La Luminuit possède un test de batterie qui coupe l'éclairage lorsque la charge de l'accumulateur chute à 50 % de sa valeur initiale. On préserve ainsi la durée de vie de la batterie 6 V, 3 A en évitant une décharge importante.

Installée dans votre jardin, la Luminuit contribuera à sa personnalisation tout en sécurisant l'accès qui y mène. La **photo 3** représente une Luminuit installée dans le jardin de l'auteur.

Le Portalux

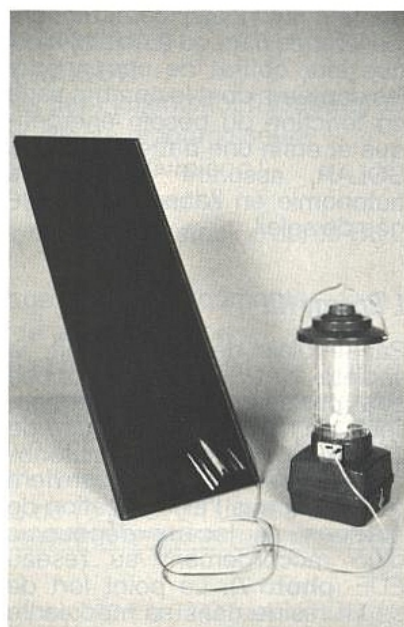
Il s'agit, cette fois-ci, d'une véritable lampe autonome, que l'on peut emporter n'importe où. Fabriqué par NAPS France, le kit Portalux comprend un système d'éclairage, accompagné d'un panneau de 11 watts crête qui charge une batterie étanche de 6,5 Ah contenue dans le socle du boîtier (**photo 4**). La Portalux propose deux régimes lumineux grâce à un interrupteur qui commute sur une intensité lumineuse



de 300 ou 600 lumens (l'équivalent d'une ampoule incandescente de 60 watts). A pleine charge, l'autonomie à petite et forte puissance, atteint respectivement 4 et 8 heures. Disponible auprès de la CAMIF (catalogue Energies et habitat 91/92), le kit Portalux convient parfaitement aux habitués du camping. Les gens travaillant sur stand, lors de foires ou marchés, apprécieront également son efficacité associée à sa mise en œuvre aisée.

Pompe solaire pour jardin d'agrément

Nous changeons de domaine d'applications puisqu'il s'agit d'une véritable fontaine autonome, destinée à la projection d'eau sous forme de jet décoratif. Lorsque l'on souhaite animer un plan d'eau par la mise en place d'une pompe, la dissimulation des câbles électriques associée à la sécurité de l'utilisateur, pose un problème à l'installateur. Le kit fabriqué par NAPS France résout élégamment cette difficulté en proposant un ensemble de pompage alimenté par un panneau photovoltaïque. L'extrême sensibilité de celui-ci



assure le fonctionnement optimal de l'ensemble, malgré la présence des nuages dans le ciel. La mise en route, ainsi que l'arrêt de l'ensemble, s'effectuent automatiquement par détection du niveau d'éclairement. La pompe, d'une puissance de 4,8 watts, assure la projection d'eau sur une hauteur d'un mètre maximum. Le débit peut atteindre 340 litres par heure.

Cette fontaine originale, représentée en **photo 5**, trouvera un utilisation auprès des piscicultures éloignées d'un réseau électrique ainsi que dans la décoration de bassins d'agrément et espaces de loisirs.

Signalisation solaire

L'autonomie complète, conférée par l'emploi de panneaux photovoltaïques, autorise la mise en place d'enseignes lumineuses aux endroits que le réseau ne dessert pas. Eviter de casser un sol ou un revêtement existant pour tirer des fils, peut également conduire au choix d'une telle solution. SIBILLE Electronique commercialise une gamme d'enseignes solaires, dont la **photo 6** illustre une application.

Selon la période de fonctionnement, diurne ou nocturne, le type d'émission lumineuse varie en fonction du besoin. En effet, dans la journée, il convient plutôt d'attirer l'attention de l'éventuel client. On utilise alors des lampes à éclats, telles celles utilisées dans les flashes et stroboscopes. Par contre, la nuit, une solution fluorescente offrira un éclairage confortable, caractérisé par une faible consommation.

Les kits proposés par ce constructeur Lyonnais, comprennent les lampes (fluo ou à éclats) ainsi que leur coffret de commande, les capteurs dont le nombre varie en fonction du besoin énergétique et enfin une batterie de type SOLAR, assurant une longue autonomie en l'absence prolongée de soleil.

L'Energy Kit

Par le biais de l'Energy Kit, la société NAPS France propose aux professionnels et particuliers, les moyens de produire de l'électricité de manière autonome. Ce type de produit convient parfaitement à l'électrification de maisons ou locaux dépourvus d'un raccordement au réseau EDF (**photo 7**). Le point fort de ce kit réside dans sa modularité qui autorise l'extension du système photovoltaïque en liaison avec les besoins énergétiques de l'utilisateur. La version de base comprend deux modules CSB13 qui prennent place sur un support métallique fourni. Elle inclut également un chargeur-régulateur acceptant jusqu'à six cou-

ples de panneaux solaires. Enfin, le câble batterie équipé de pinces crocodiles et fusible, permet le raccordement à une batterie dont l'approvisionnement incombe à l'utilisateur. La **figure 4** présente les résultats obtenus selon la configuration en place et le lieu d'utilisation. La puissance utilisable autorise la connexion d'accessoires disponibles auprès des distributeurs NAPS. On trouve notamment une gamme de luminaires d'intérieur, un convertisseur 12/220, des réglettes fluorescentes et enfin une pompe submersible pour l'extraction d'eau. Comme la Portalux, l'Energy Kit se trouve dans le catalogue Energies et Habitat 91/92 de la Camif.

CONCLUSION

L'énergie photovoltaïque souffre auprès du grand public de l'image qu'elle offrait plusieurs années en arrière. En effet, la cellule solaire s'est longtemps prêtée à des expérimentations débouchant sur des projets plus ou moins sérieux. Nous espérons que les réalisations présentées au long de cet article contribueront à renforcer l'image professionnelle de ce type de produits auprès d'éventuels utilisateurs.

Chritophe BASSO

OSRAM

zone industrielle
67120 Molsheim

NAPS France S.A.

immeuble Vancouver
3, allée Edmé-Lheureux
94340 Joinville-le-Pont

J.V.D. S.A.

3, rue des Brèches
C.P. 2104
44406 Reze cédex

SIBILLE Electronique

16/18, avenue Sidoine Apollinaire
69009 Lyon Vaise

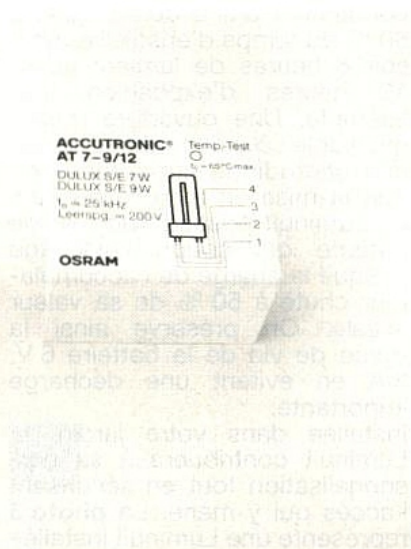
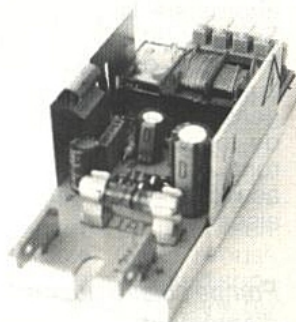


Figure 4



LILLE
LIMOGES
NICE
CARAIBES

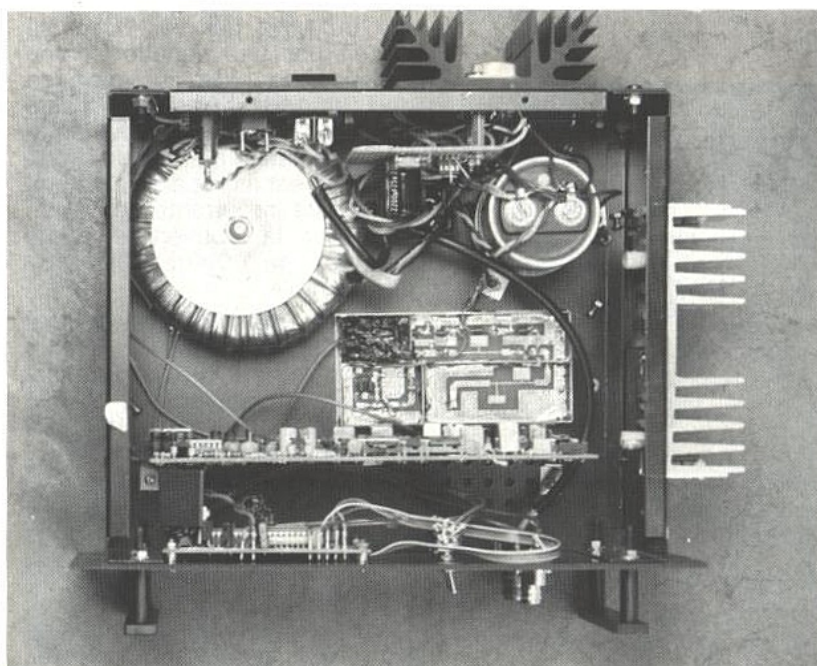
22 wp		44 wp		66 wp		88 wp	
4 h 00	1 h 15	4 h 00	1 h 15	4 h 00 + 0 h 30	1 h 15 + 0 h 30	4 h 00 + 1 h 30	1 h 15 + 0 h 30
5 h 00	2 h 45	5 h 00	2 h 45	5 h 00 + 1 h 45	2 h 00 + 1 h 15	5 h 00 + 2 h 00	2 h 30 + 1 h 15
6 h 15	4 h 30	6 h 15	4 h 30	6 h 50 + 2 h 15	4 h 00 + 2 h 00	6 h 15 + 2 h 00	4 h 00 + 2 h 00
7 h 30	6 h 30	7 h 30	6 h 30	7 h 30 + 3 h 00	6 h 30 + 2 h 30	7 h 30 + 3 h 00	6 h 30 + 2 h 30

Emetteur TV 1,3 GHz

Il y a plusieurs mois nous vous avons présenté un émetteur TV 1,024 GHz de faible puissance, 100 mW. Cette réalisation a suscité quelques réactions et commentaires qui ont été pris en compte pour la réalisation de cet émetteur.

On constatera que la miniaturisation n'est pas d'actualité dans ce numéro, par contre la puissance est sérieusement augmentée : 10 W minimum.

Etant donné l'ampleur du sujet cet article vous est proposé en deux parties et la seconde sera publiée dans notre prochain numéro avec une numérotation des figures à suivre.



Le schéma synoptique de l'émetteur 1,3 GHz est, dans l'ensemble, le même que celui de l'émetteur 1 024 MHz. Ce synoptique est présenté à la **figure 1**.

Il s'agit d'une chaîne d'émission traditionnelle. Un PLL asservit un VCO modulé par un multiplex fréquentiel audio + vidéo.

La sous-porteuse audio est asservie en phase et en fréquence par un PLL. Le VCO est modulé par le signal audio.

Pour compléter l'ensemble nous disposons d'un générateur de mires local totalement paramétrable.

Au cours des lignes qui suivent nous décrirons en détail chacun des sous-ensembles en ponctuant cette description de simulations analogiques sous PSPICE à chaque fois que cela sera possible et présentera un véritable intérêt.

OSCILLATEUR CONTRÔLÉ EN TENSION ET FILTRAGE

Le VCO est un sous-ensemble très important dans l'émetteur, c'est évident. Pour cette raison nous allons nous attarder quelque peu sur sa description et sur les impératifs de réalisation pratique.

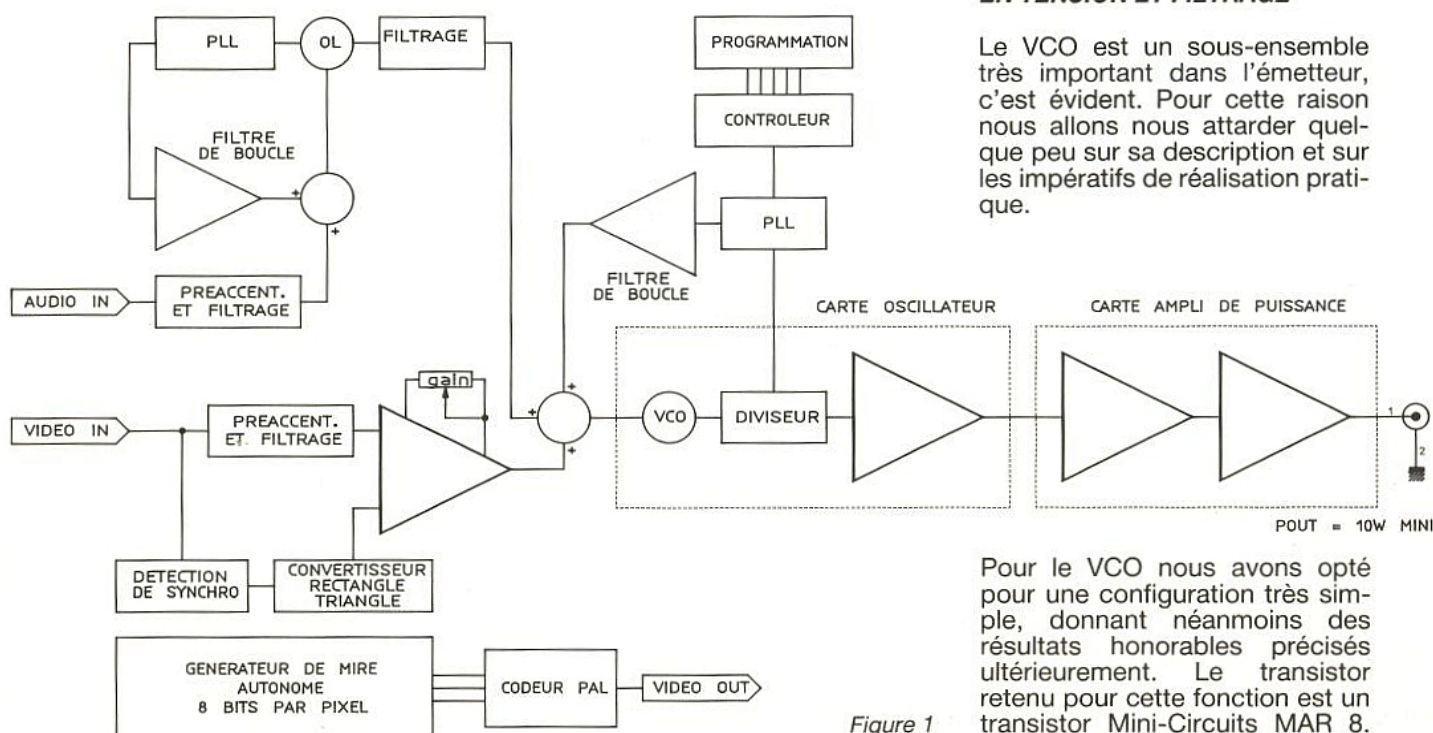


Figure 1

Pour le VCO nous avons opté pour une configuration très simple, donnant néanmoins des résultats honorables précisés ultérieurement. Le transistor retenu pour cette fonction est un transistor Mini-Circuits MAR 8.

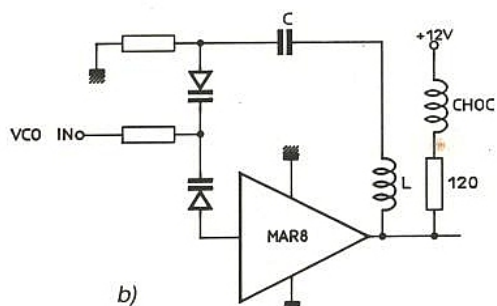
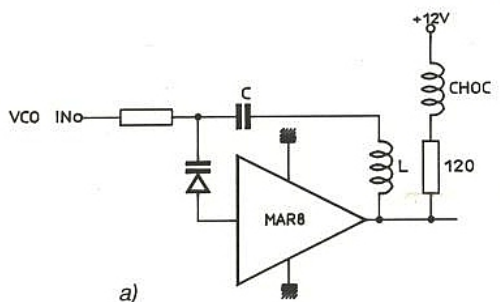


Figure 2

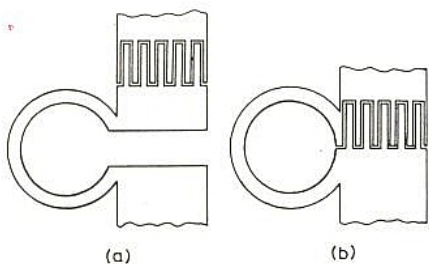
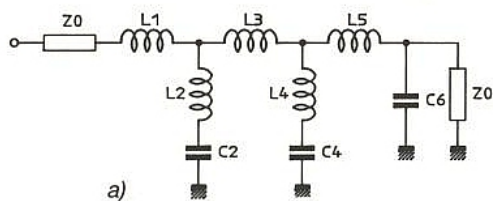
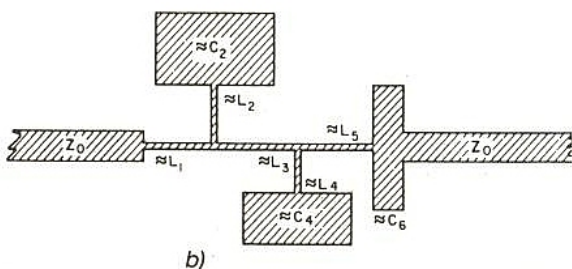


Figure 3



a)



b)

Figure 4

Les deux schémas de la **figure 2** représentent deux configurations ayant toutes deux été testées.

Dans le premier cas, une seule diode à capacité variable, le VCO a une pente assez faible de l'ordre du MHz par volt. Ceci se traduit par une variation d'une centaine de MHz au voisinage de 1 300 MHz. Dans le deuxième cas, on utilise deux diodes à capacité variable et avec un peu de soin il est assez aisé d'obtenir une pente importante se traduisant par la couverture d'une octave - de 1 000 à 2 000 MHz par exemple.

Les fréquences centrales et pentes ne sont données qu'à titre indicatif, à condition de modifier les valeurs de L et C le MAR 8 peut osciller jusqu'à des fréquences inférieures à 100 MHz.

Pour la limite supérieure il semble qu'il soit possible d'atteindre 10 GHz mais nous avons testé cet oscillateur jusqu'à 3 GHz seulement.

Dans les deux configurations de la **figure 2**, la puissance de sortie est voisine de +10 dBm - 10 mW. Sans être exceptionnel, le bruit de phase mesuré sur notre prototype atteint -90 dBc à 100 kHz de la porteuse. La plus mauvaise des caractéristiques est la pureté spectrale, le niveau des premiers harmoniques étant rejeté à environ -20 dB.

Pour la réalisation pratique nous souhaitons vous présenter un VCO ne nécessitant qu'un minimum de mesure et de mise au point en faisant appel à des structures comme celles de la **figure 3**.

Les deux schémas de la **figure 3** montrent de manière qualitative deux solutions pour réaliser un circuit LC série et LC parallèle à l'aide de lignes.

Hélas, pour ne pas augmenter le retard, habituel, que nous avons pris sur la réalisation de cet émetteur TV, nous avons abandonné cette idée qui aurait nécessité la réalisation de plusieurs prototypes.

En conséquence les composants L et C de l'oscillateur de la **figure 2** seront simplement des composants traditionnels, self bobinée et condensateur CMS.

Dans notre système, la sortie oscillateur doit être envoyée vers le PLL et vers l'utilisation finale : antenne ou ampli de puissance. L'oscillateur étant riche en harmoniques, il est souhaitable d'intercaler un filtre passe-bas limitant au mieux les fréquences indésirables.

Comme pour les composants LC du VCO il était possible de calculer un filtre de type Caer ou Tchebycheff passe-bas à 1 400 MHz et de réaliser ce filtre avec selfs bobinées et condensateurs CMS.

Une réalisation de ce type entraîne nécessairement une phase de mise au point et d'ajustement de chaque composant. Pour faciliter la réalisation pratique nous avons donc opté pour des filtres à lignes. En principe les critères adoptés pour ces filtres sont tels qu'il n'est pas nécessaire de prévoir d'ajustement.

En cas de doute il est toujours possible, voire impératif, à l'aide du simulateur analogique PSPICE d'effectuer une statistique avec des composants à 5 ou 10 % près.

Nous profitons de cette réalisation, pour donner sans entrer dans le détail approfondi de la théorie des lignes qui nous entraînerait trop loin, les résultats essentiels permettant de mener à bien la réalisation d'un tel filtre.

Filtre à lignes

Un filtre à lignes aura par exemple l'allure du filtre représenté à la **figure 4**. Cette figure regroupe le schéma électrique équivalent du filtre et le tracé du circuit imprimé concrétisant ce filtre avec plan de masse sur l'autre couche et non à l'échelle.

A la **figure 4** on constate qu'une ligne étroite est équivalente à une self et une ligne large à un condensateur.

Nous reviendrons dans quelques instants sur les qualificatifs étroits et larges qui méritent quelques précisions supplémentaires.

Ces précisions ne peuvent être données qu'après un bref rappel sur les lignes de transmission. Nous ne considérons que le cas du microstrip de la **figure 5** qui est certainement le cas le plus répandu. A la figure 5 nous avons un conducteur de largeur W, d'épaisseur t distant d'un plan de masse d'une hauteur h.

Le matériau séparant le conducteur et le plan de masse a une permittivité relative ϵ_r .

L'impédance caractéristique de cette ligne de transmission est donnée par la relation rappelée en **figure 6**.

Il existe de nombreuses formules mathématiques approximant l'impédance caractéristique d'un microstrip. En général toutes ces relations ont un air de famille, pour notre part nous utilisons la relation donnée par Ralph S. Lar-

son dans son ouvrage : High Frequency Amplifier.

La diversité des relations mathématiques s'explique par une recherche de précision. La précision obtenue avec la formule précédente est bien suffisante pour la réalisation de lignes où l'imprécision du tracé couvre largement celle des calculs.

Munis de la relation permettant d'obtenir l'impédance caractéristique de la ligne, nous pouvons avancer dans la définition du filtre.

On suppose que le filtre s'intégrera dans un système 50 Ohms.

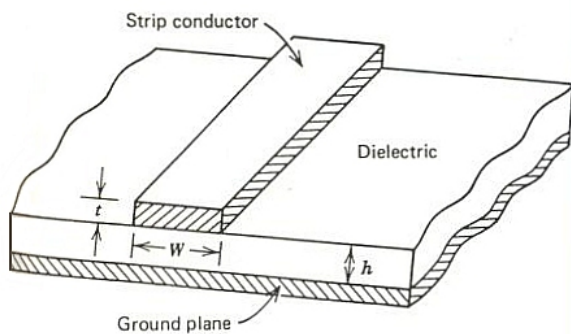


Figure 5

Dans ces conditions, une ligne, d'impédance caractéristique élevée, environ 200 Ohms, sera équivalente à une self ayant pour valeur :

$$L = \frac{Z_0}{v} \quad (3)$$

Cette impédance caractéristique de 200 Ohms est obtenue avec une largeur de piste dépendant de ϵ_r et par exemple pour de l'époxy G10 courant, on aura W valant environ 0,1 mm.

A l'inverse une ligne d'impédance caractéristique faible : 10 à 20 Ohms, sera équivalente à un condensateur ayant une valeur :

$$C = \frac{l}{v Z_0} \quad (4)$$

Dans les relations précédentes : $v = c/\sqrt{\epsilon_r}$ où v est la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu.

En combinant les deux relations précédentes (3) et (4) et les deux relations donnant l'impédance caractéristique (1) et (2) on obtient directement des valeurs de L et de C en fonction des dimensions du ou des motifs.

Les calculs essentiels sont regroupés dans le tableau de la figure 6. Dans le prochain paragraphe nous donnerons un exemple de mise en oeuvre de ces résultats.

Il est évident que ces relations ne sont pas d'un emploi facile.

— Calculer les longueurs de lignes pour les condensateurs.

Calcul pratique d'un filtre à ligne

Que le filtre soit un filtre LC à ligne ou LC localisé ne change

Figure 6

$$L \approx \frac{Z_0 l}{v}$$

ligne en court-circuit
inductance d'une ligne de longueur l
 Z élevée

$$C \approx \frac{l}{v Z_0}$$

ligne ouverte
capacité d'une ligne de longueur l
 Z faible

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$Z_0 = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{h}{W_{\text{eff}}} \cdot \frac{1}{1 + 1,735 \epsilon_r^{-0,0724} (W/h)^{-0,836}} \quad (1)$$

$$W_{\text{eff}} = W + \frac{t}{\pi} \left(\ln \frac{2h}{t} + 1 \right) \quad (2)$$

$$\text{Si } A = 1 + 1,735 \epsilon_r^{-0,0724} (W/h)^{-0,836}$$

$$L = \frac{377 \cdot h}{W_{\text{eff}} \cdot A \cdot c} \cdot l$$

$$C = \frac{\epsilon_r \cdot W_{\text{eff}} \cdot A}{c \cdot 377 \cdot h} \cdot l$$

Avant d'envisager une réalisation pratique, l'élaboration d'un programme de calcul est quasi-obligatoire.

Ce programme devra successivement :

— Calculer l'impédance caractéristique en fonction des paramètres dimensionnels et en fonction du matériau.

— Calculer les longueurs de lignes pour les selfs.

en rien la procédure habituelle. Cette procédure se décompose en étapes :

— Détermination de l'ordre et du type de filtre.

— Recherche des coefficients dans les tables ad-hoc.

— Dénormalisation des coefficients donnant les valeurs finales.

— Approximation des selfs et condensateurs en lignes en

court-circuit ou lignes ouvertes. Le filtre de la **figure 4** se prête parfaitement à une application pratique d'un filtre de Caer d'ordre 6. Pour ce filtre nous pouvons avoir les coefficients :

$l_1 = 1,036$
 $l_2 = 0,2515$
 $l_3 = 1,398$
 $l_4 = 0,4401$
 $l_5 = 1,244$
 $C_2 = 1,227$
 $C_4 = 1,196$
 $C_6 = 1,256$

Si l'on destine ce filtre à un système 50 Ohms et une fréquence de coupure de 900 MHz, nous aurons :

$$l = \frac{R}{\omega} = 8,84 \text{ nH}$$

et $c = 1/R\omega = 3,53 \text{ pF}$

Les deux fréquences de réjection infinie se situeront à :

$\omega_2 = 1\,620 \text{ MHz}$ et
 $\omega_4 = 1\,240 \text{ MHz}$

Les valeurs de self sont obtenues en multipliant les coefficients l_i par l et pour les condensateurs on multiplie les coefficients c_i par c .

$L_1 = 9,15 \text{ nH}$
 $L_2 = 2,22 \text{ nH}$
 $C_2 = 4,33 \text{ pF}$ etc.

Cette technique est applicable de quelques centaines de MHz jusqu'à plusieurs GHz. Les valeurs de self et condensateur étant directement proportionnelles à la longueur de la ligne il est clair que plus la fréquence est élevée plus le filtre est miniature. Il faut noter que pour la self la constante diélectrique intervient assez peu et l'on obtient un coefficient assez voisin de 1 nH/mm — 1 nanohenry par millimètre —.

Au contraire pour le condensateur la constante diélectrique ϵ_r intervient directement. Sur un substrat alumine d'épaisseur 0,8 mm pour une ligne de 10 mm de largeur, la capacité linéique vaut environ 1,25 pF/mm, pour le substrat classique époxy G10 épaisseur 1,6 mm et avec la même largeur que précédemment la capacité linéique vaut 0,37 pF/mm. Si l'on cherche à réduire l'encombrement du filtre, on utilisera un substrat en alumine ou d'uroïd de faible épaisseur, 0,8 mm, ayant un ϵ_r voisin de 10.

Cette miniaturisation se paie nécessairement par un contrôle du dessin et de la gravure, les erreurs ne devant pas dépasser quelques dizaines de microns.

L'emploi de ces matériaux rares et chers ne se justifie pas dans le

cadre de l'émetteur TV 1300MHz et le dessin des filtres à lignes a été optimisé pour un substrat classique : époxy G10, $\epsilon_r = 4,9$ environ — épaisseur 16/10 —. Est-il besoin de préciser que le motif des filtres ne supporte pas la transposition sur un autre matériau ou sur un même matériau d'épaisseur différente ?

VCO-Filtre

Le schéma complet du sous-ensemble VCO et filtre est donné à la **figure 7**. Il n'y a aucune surprise, les divers éléments ayant été décrits précédemment. La sortie de l'oscillateur attaque simultanément deux atténuateurs asymétriques — impédance d'entrée 150 Ohms, impédance de sortie 75 Ohms. Une voie est dédiée à la sortie utilisation et l'autre au PLL. Les deux filtres à lignes s'intercalent naturellement dans la voie pilotant les amplificateurs de sortie.

En sortie du second filtre à lignes le niveau est légèrement inférieur à 10 dBm — typiquement + 8 dBm —. Les harmoniques 2 et 3 sont à moins de 50 dB en dessous de la porteuse principale.

Il est certain qu'une telle réjection est, dans le cas présent, un peu luxueuse car les amplifica-

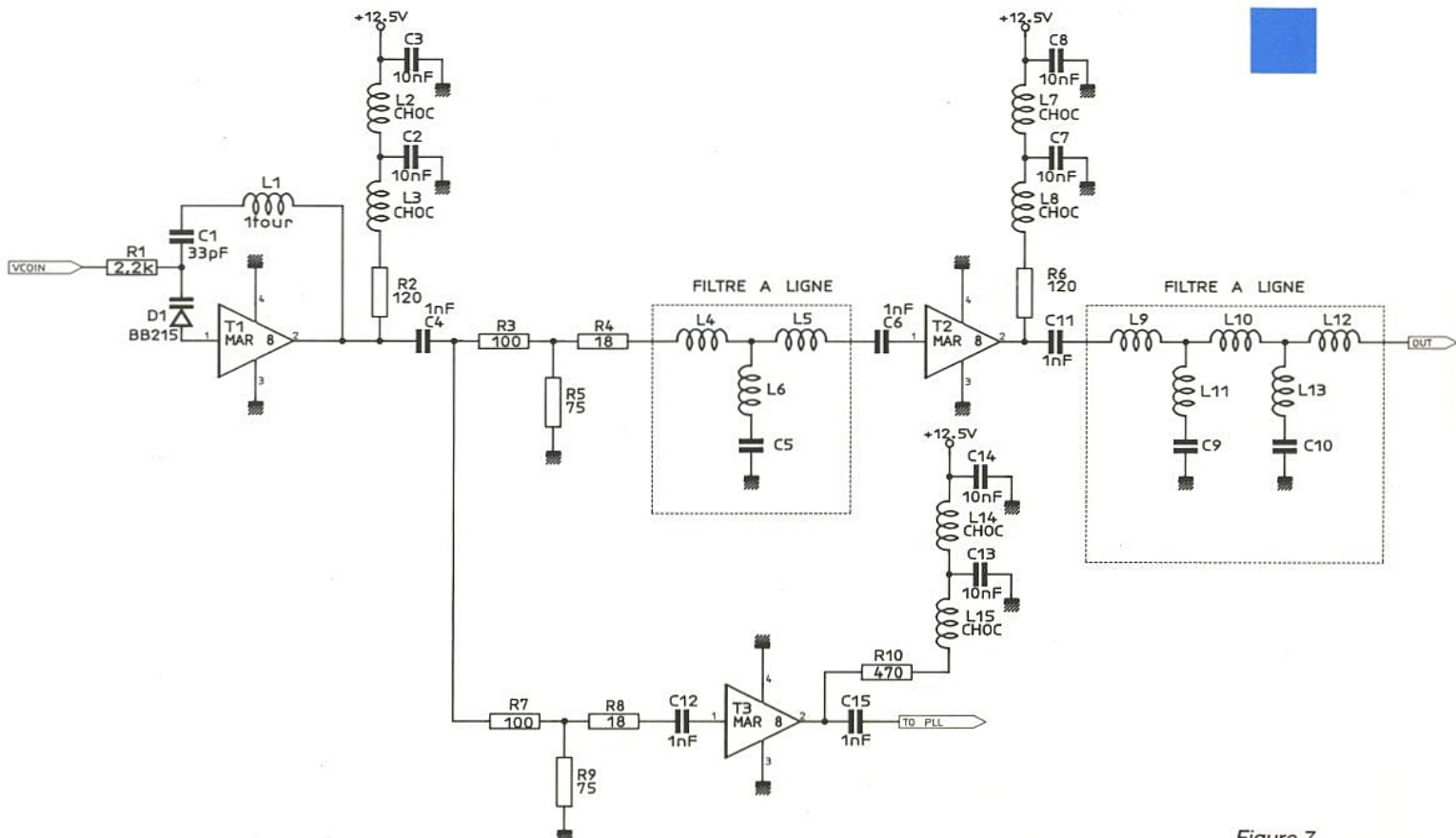


Figure 7

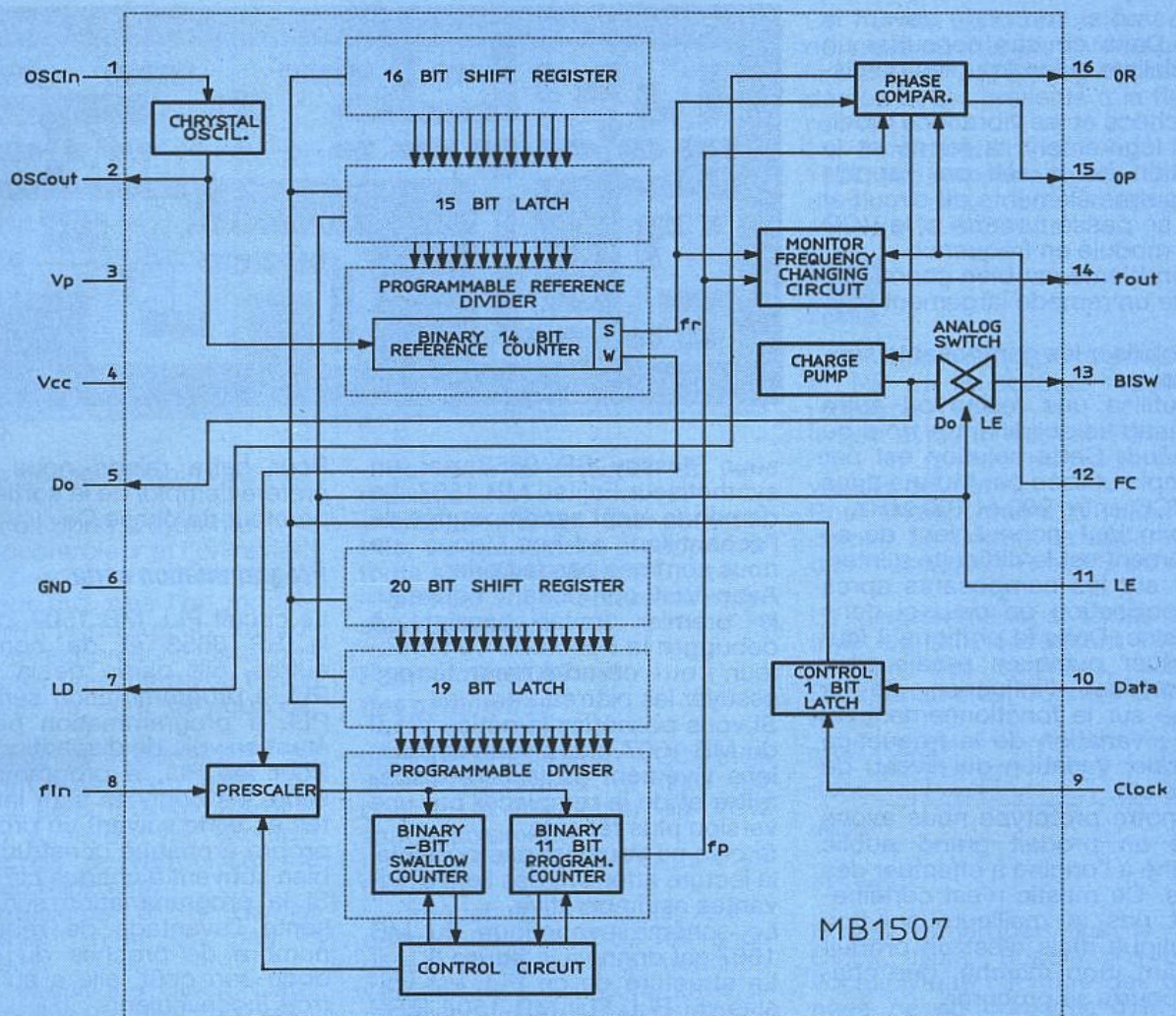
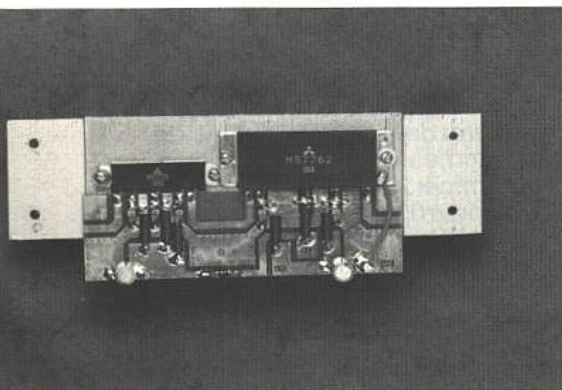


Figure 8



teurs de sortie fonctionnent en classe C.

L'amplificateur T_3 et les composants annexes destinés à sa polarisation en continu sont optionnels. En fait ils ne dépendent que de la sensibilité du prescaler à qui est fourni ce signal.

Nous utiliserons le PLL Fujitsu MB 1507 (figure 8) et n'avons noté aucune différence dans le comportement du système avec ou sans l'amplificateur T_3 .

Pour les VCO nous avons opté pour une structure donnant une faible pente — environ 1 MHz/volt — avec une seule diode à capacité variable. La self L_1 fait office de réglage pour la fréquence centrale. Cette self comporte un tour de fil de 3/10 mm sur un mandrin de 1,5 mm plus les longueurs destinées aux connexions.

La valeur de la résistance R_1 tient compte de la largeur de bande du signal modulant le VCO. Le signal modulant est un multiplex fréquentiel regroupant un signal vidéo composite en bande de base et une sous-porteuse à 6,5 MHz modulée en fréquence par un signal audio.

En conséquence la résistance R_1 et les capacités associées du VCO doivent constituer un filtre passe-bas à une fréquence supérieure à la fréquence maximale du multiplex.

La valeur adoptée a été optimisée en visualisant directement la sortie d'un démodulateur, sans préaccentuation ni désaccentuation. Avec une valeur voisine de 2 000 Ohms la fréquence de cou-

pure haute à -3 dB se situe à plus de 10 MHz.

Cette valeur garantit un temps de propagation de groupe régulier dans la bande 0 à 4,8 MHz.

RÉALISATION PRATIQUE CARTE OSCILLATEUR

Pour cette carte le tracé des pistes est donné à la figure 9 et l'implantation des composants à la figure 10.

Cette carte est une carte double face à trous métallisés, la face inférieure est totalement cuivrée et les plans de masse recto et verso sont reliés en de multiples points.

Tous les composants sont soudés sur la face supérieure, la carte est montée dans un boîtier en tôle étamée compartimenté. Pour le compartiment VCO, on procèdera avec soin.

La self du VCO est une self bobinée et il est normal que le VCO soit sensible aux vibrations. Certains utilisent le terme microphonique qui à notre avis ne signifie

rien, sauf si l'on parle devant la self. Dans ce cas consulter un spécialiste si les troubles persistent.

Les chocs et les vibrations modifient légèrement la forme et la position de la self par rapport aux autres éléments du circuit et tout se passe comme si le VCO était modulé en fréquence.

Ce problème est bien connu et il existe un remède largement utilisé :

immobiliser les composants sensibles.

On utilise une résine ou autre matériau se solidifiant à froid ou à chaud. Cette solution est par exemple utilisée par Murata dans les VCO entre 900 et 100 MHz.

Le principal inconvénient de ce traitement est la difficulté d'intervenir sur les composants après immobilisation de ceux-ci dans la résine. Dans la pratique il faut effectuer quelques essais pour caractériser l'influence de la résine sur le fonctionnement du VCO : variation de la fréquence centrale, variation du niveau de sortie etc.

Sur notre prototype nous avons testé un produit grand public destiné à l'origine à effectuer des joints. Ce mastic n'est certainement pas la meilleure solution technique mais c'est un produit courant, bon marché, que chacun pourra se procurer.

Tous les composants du VCO ont été complètement enrobés. L'enrobage n'a eu que très peu d'influence sur le niveau de sortie ; par contre la fréquence centrale du VCO diminue d'environ 10 % de la fréquence initiale.

Avant enrobage, on devra donc tenir compte de cette variation de 10 %, pour un VCO devant travailler au voisinage de la fréquence f , on calera le VCO à la fréquence $1,1f$ environ avant enrobage.

Lorsque la résine ou matériau a atteint son état stable final le VCO est insensible aux chocs et vibrations.

Si on le souhaite ou pourra employer des résines "silicone" polymérisables à chaud ou à froid — Dow Corning par exemple — ITT Multicomposant — ou adopter une résine spéciale UHF.

SYNTHÉTISEUR DE FRÉQUENCE

A l'origine nous avons sélectionné un PLL intégré de hautes performances le SP 8853 Plessey. Il s'est avéré que le prix du composant était à la hauteur des performances, un peu plus prétendent certains.

Nous avons donc été vivement incités à remplacer le synthé-

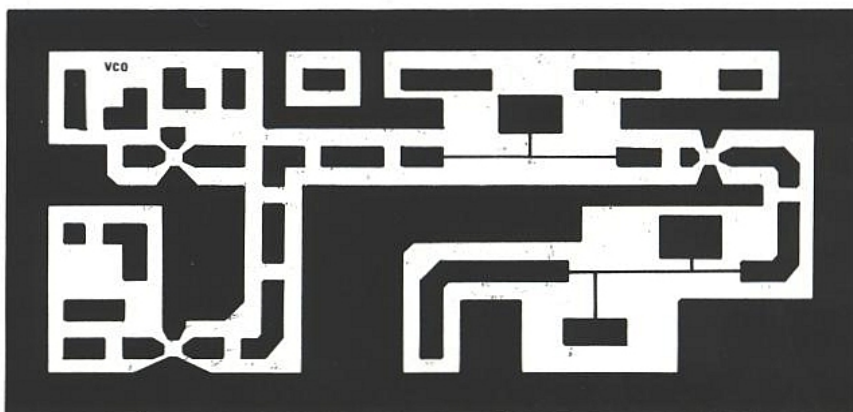


Figure 9

seur Plessey SP 8853 par un synthétiseur Fujitsu MB 1507. La demande étant accompagnée de l'échantillon ad-hoc, nous ne nous sommes pas fait prier.

Avec tout composant nouveau, le premier travail consiste à debugger la notice du constructeur, ou en d'autres termes essayer les plâtres.

Si vous possédez la notice V 1,0 du MB 1507, nous vous conseillons vivement de la faire disparaître et de la remplacer par une version plus récente.

Si cela ne vous est pas possible, la lecture attentive des lignes suivantes est impérative.

Le schéma synoptique du MB 1507 est donné à la figure 8.

La structure de ce PLL est voisine du PLL Fuji MB 1504 (ERP n° 508) et d'autres PLL du même fabricant.

Les différences entre les circuits de cette gamme résident principalement dans les performances en fréquence maximale.

Le circuit MB 1507 est capable de fonctionner jusqu'à environ 2 GHz, il est donc particulièrement bien adapté à notre application.

Les caractéristiques principales de ce circuit sont les suivantes :

- prédiviseur interne 128/129 ou 256/257
- diviseur de référence 14 bits
- diviseur programmable 11 bits
- programmation série par bus synchrone : clock, data, enable
- deux comparateurs de phase
- boîtier CMS 16 broches

Dans ce chapitre nous ne nous intéresserons uniquement au circuit PLL sans aborder le filtre de boucle. Signalons simplement que les sorties du comparateur de phase OR et OP ne suivent pas les mêmes règles que les sorties OR et OV des synthétiseurs Motorola MC 145152 par exemple.

En conséquence le filtre, actif, de boucle traditionnellement employé avec le circuit MC 145152 ne peut pas être transposé directement.

Pour cette raison nous avons préféré l'emploi de la sortie comparateur de phase Do.

Programmation série

Le circuit PLL MB 1507, comme le SP 8853 et de nombreux autres, fait partie de la famille PLL à programmation série. Les PLL à programmation parallèle étant en voie de disparition.

Pour les PLL à programmation série, les données sont introduites en série suivant un protocole propre à chaque constructeur et bien souvent à chaque circuit.

Si la programmation série présente l'avantage de réduire le nombre de broches du circuit, donc son coût, elle a au moins trois inconvénients :

- Le premier de ces inconvénients, déjà cité, est la multitude des protocoles d'introduction des données.

Le circuit Plessey possède lui aussi un bus clock, data, enable mais la définition de ces signaux est différente de la définition adoptée par Fujitsu.

On devra donc écrire autant de programmes que de circuits à programmer.

Un standard ! N'y pensons pas, les standards ont obligatoirement leurs exceptions équivalentes à la situation actuelle.

Cette situation a au moins l'avantage de fournir un peu de travail aux programmeurs.

— Même si la surface occupée par le PLL diminue, la surface totale occupée par la fonction synthèse ne diminue pas nécessairement, il faut concevoir une circuiterie dédiée à l'introduction des paramètres.

Si un microcontrôleur est déjà présent dans l'application, on peut toujours énoncer : "il pourra faire ça en plus".

Après une analyse sérieuse on arrive nécessairement à la conclusion suivante.

Une circuiterie spécifique est au moins aussi encombrante et onéreuse qu'un contrôleur et

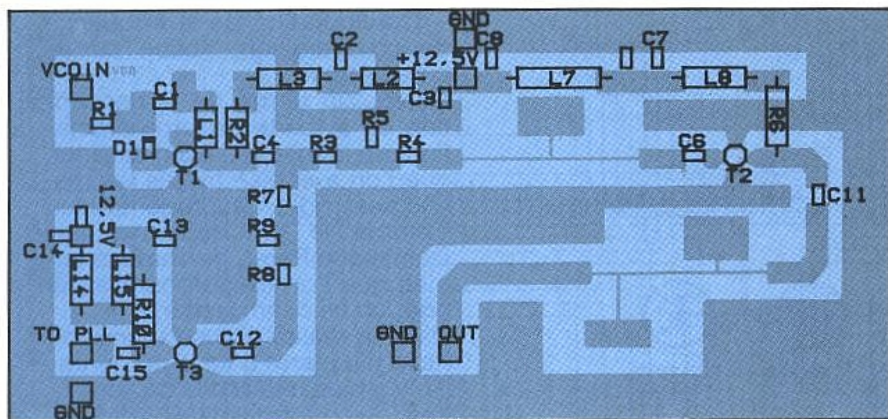


Figure 10

aura par définition moins de souplesse.

On conçoit donc le système avec un microcontrôleur et l'on revient au test précédent : si un microcontrôleur etc. que l'on modifie légèrement : puisqu'un microcontrôleur est présent, essayons de lui coller une charge de travail maximale, ils sont là pour ça, non ?

La présence obligatoire du microcontrôleur permettra au moins de gérer intelligemment le PLL, en surveillant par exemple la détection de verrouillage ce qui est un minimum.

— Le troisième et le dernier inconvénient n'en est pas le moindre.

Le bus spécifique Clock, Data, Enable pollue le signal de sortie. Cette pollution se traduit par une modulation résiduelle de la porteuse.

Cet inconvénient peut être éliminé assez facilement par le contrôleur qui aura finalement une tâche un peu plus "intelligente" que ce que l'on aurait pu prévoir de prime abord.

En effet pour limiter l'activité polluante du bus Clock, Data, Enable, le programme du microcontrôleur devra suivre les consignes suivantes :

- lire le message utilisateur -fréquence à synthétiser
- décider s'il y a lieu d'envoyer les paramètres via Clock, Data, Enable
- envoyer les paramètres de programmation via C, D, E

— surveiller la détection du verrouillage

- stopper l'envoi des paramètres, ce qui revient à supprimer toute activité sur le bus C, D, E
- boucler sur la lecture du message utilisateur.

Paramètres et format des paramètres

Lorsque le système : VCO, diviseur comparateur et filtre est bouclé, la fréquence du VCO vaut exactement :

$$f(VCO) = [128 (2 - PS) N + A] f(XTAL)/R$$

La fréquence $f(XTAL)$ est la fréquence du quartz de référence définie au moment du concept. Le contrôleur doit donc envoyer au circuit les paramètres PS, N, A et R.

Il est rare que dans un design il soit nécessaire de modifier et donc de reprogrammer les deux paramètres PS et R. A contrario il est fréquent que la fréquence du VCO soit changée donc reprogrammée. Tel est le cas dans tout émetteur ou récepteur.

On comprend désormais la structure et la décomposition adoptées par la majorité des fabricants de PLL : on introduit séparément les données PS et R et les données A et N.

A la mise sous tension le contrôleur envoie successivement les quatre paramètres PS, R, A et N. Par la suite un changement de fréquence nécessite seulement la reprogrammation de N et A.

Le format d'introduction des données adopté par Fujitsu pour le MB 1507 suit les règles précédentes et est présenté à la **figure 11**.

La configuration du PLL MB 1507 est complète après l'introduction des deux messages série de 16 et 20 bits.



Le premier message regroupe R et PS et le second message regroupe A et N.

Il est évident que si $PS = 1$, $A7 = 0$ quelles que soient les valeurs de A et N.

Pour chaque trame la valeur du dernier bit permet la séparation des messages : R et PS ou A et N.

Le diagramme des temps des trois signaux cadencant l'introduction des données, Clock, Data, Enable est donné à la **figure 12**.

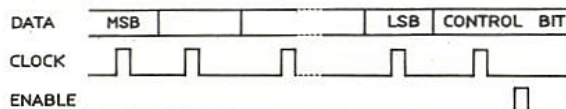


Figure 12

Il faut remarquer que le bus Clock, Data, Enable n'a pour vocation que l'écriture des données, ce qui constitue déjà une restriction.

Il est, à priori, improbable qu'une erreur de transmission intervienne au sein d'un appareil comportant un bus de quelques dizaines de centimètres de longueur, mais nul n'est à l'abri de parasites.

En cas de mauvais fonctionnement du PLL, la relecture des données programmées est impossible. En cas de doute il n'y a qu'une seule et unique solution : renvoyer le même message jusqu'à l'obtention du résultat.

Nantis de ces quelques réflexions, nous pouvons passer à la description de la carte contrôleur dédiée au paramétrage du circuit Fujitsu MB 1507.

CARTE DE PROGRAMMATION DU CONTRÔLEUR

Le schéma de la carte contrôleur est donné à la **figure 13**.

Le microcontrôleur doit, comme nous l'avons écrit précédemment, lire le point de consigne défini par l'utilisateur, calculer les valeurs A et N, organiser le message au sens du bus Clock, Data, Enable CDE et l'envoyer au synthétiseur.

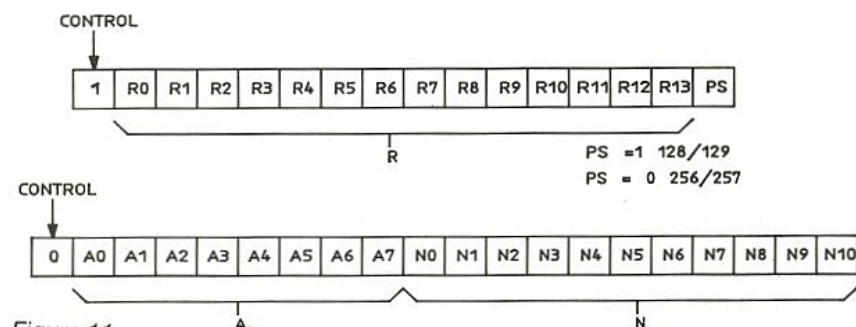


Figure 11

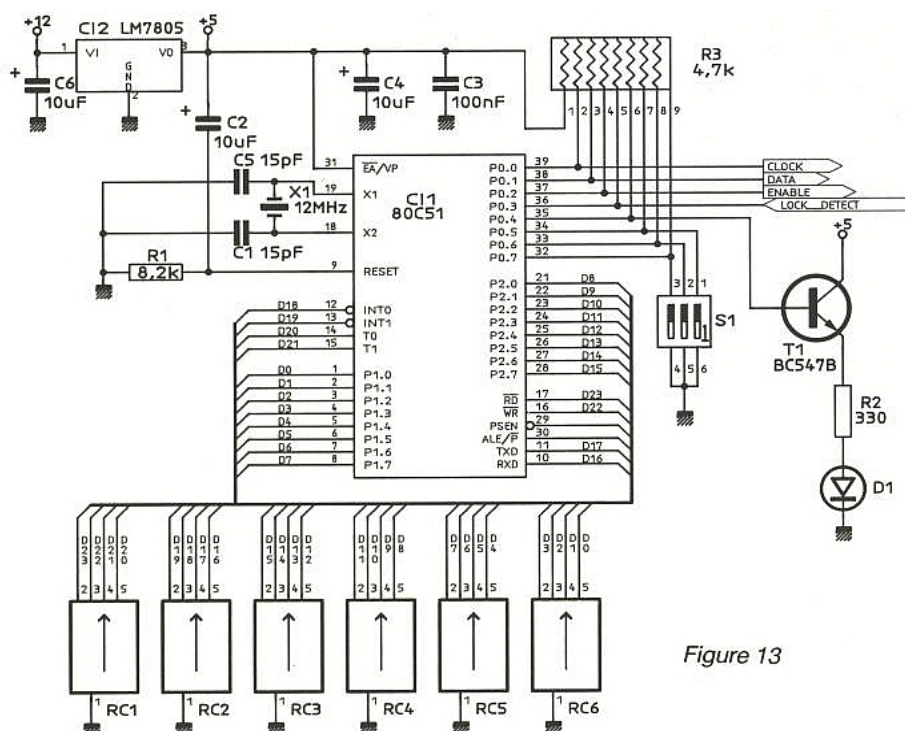


Figure 13

— Le point de consigne est constitué par six roues codeuses qui, dans notre application représentent la fréquence en MHz de la manière suivante : ABCD, EF MHz.

La dernière et sixième roue codeuse n'est pas interprétée. Sa présence n'est justifiée que pour donner un caractère presque universel au système.

On pourra, dans une autre application, adopter la configuration suivante ABC, DEF MHz.

Pour les six roues codeuses du système, nous sacrifions trois ports du microcontrôleur : les portes 1, 2 et 3.

Le port 0, qui nécessite des résistances de tirage externes, est dédié à trois fonctions différentes :

- liaison avec le PLL : C, D, E et détection de verrouillage
- affichage de la détection de verrouillage
- lecture d'une information de configuration interne du programme.

Les deux premiers points se passent de commentaire mais nous nous attarderons sur les trois bits de configuration.

Le premier de ces bits est réservé au style d'envoi des informations au PLL : envoi répétitif ou envoi monocoup. L'envoi répétitif est pratique pour la mise au point, le contrôle et éventuellement le dépannage. Nous avons vu que la pureté du signal souffrait de ce mode de fonctionnement. Dans le mode d'utilisa-

tion normal les données sont envoyées 1, 2 ou 3 fois et le bus repasse à un état inactif pour conserver une porteuse non bruitée.

Dans notre application le bit P0.5 est réservé à cette fonction avec :

P0.5 = 0 pin 34, mode continu

P0.5 = 1 pin 34, mode monocoup

Deux bits supplémentaires restent utilisables. Dans notre système ces deux bits NE SONT PAS exploités mais on peut imaginer facilement leur destination :

— Programmation d'un autre synthétiseur en mode série : Plessey, Motorola etc.

— Configuration de la fréquence de comparaison, action sur le paramètre R.

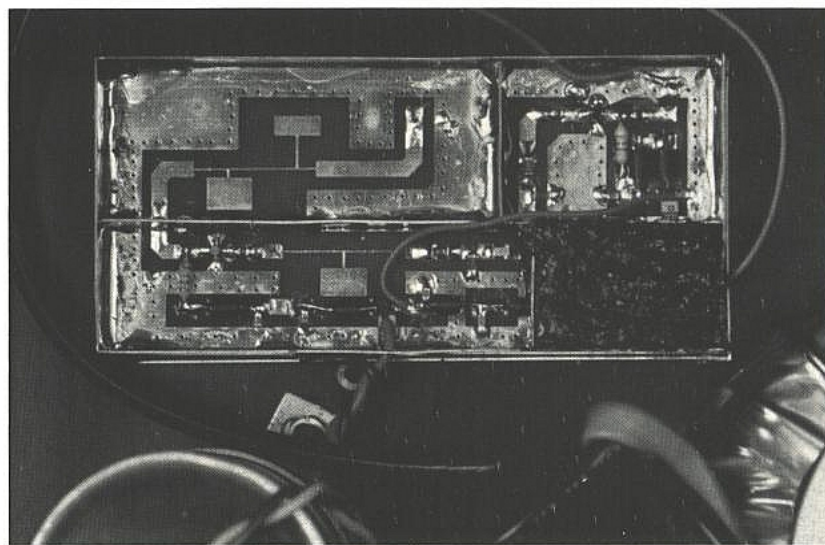
Arrivés au terme de la description de la carte de programmation on constate, avec horreur, que l'on a épuisé toutes les ressources du microcontrôleur. Comme le précise notre ami Dominique Paret, ce sont les termes que l'on utilise pour passer pour un fin connaisseur.

Dans la réalité on use d'une formule plus terre à terre du genre : il n'y a plus une ficelle de libre.

Les deux formulations aboutissent de toute façon au même état de fait. Dans le cadre de l'émetteur TV ceci n'a aucune importance car, même en cherchant bien, le microcontrôleur est inutile et nous nous en sommes tenus au schéma de la **figure 13**.

Pour d'autres applications, le schéma de la **figure 14** libère en totalité le port 3 et 4 bits du port 1.

Cet allègement est obtenu en multiplexant les six digits définissant le point de consigne.



Les six premiers bits du port 2 P2.0 à P2.5 sont des sorties normalement à l'état haut.

A la lecture du point de consigne ces six bits passent tour à tour au niveau logique zéro et la lecture s'effectue sur le port 1, P1.0 à P1.3.

Réalisation pratique

Tous les composants de la **figure 13** sont implantés sur une carte double face dont le tracé des pistes côté cuivre est donné à la **figure 15**, côté composants à la **figure 16** et l'implantation correspondante à la **figure 17**.

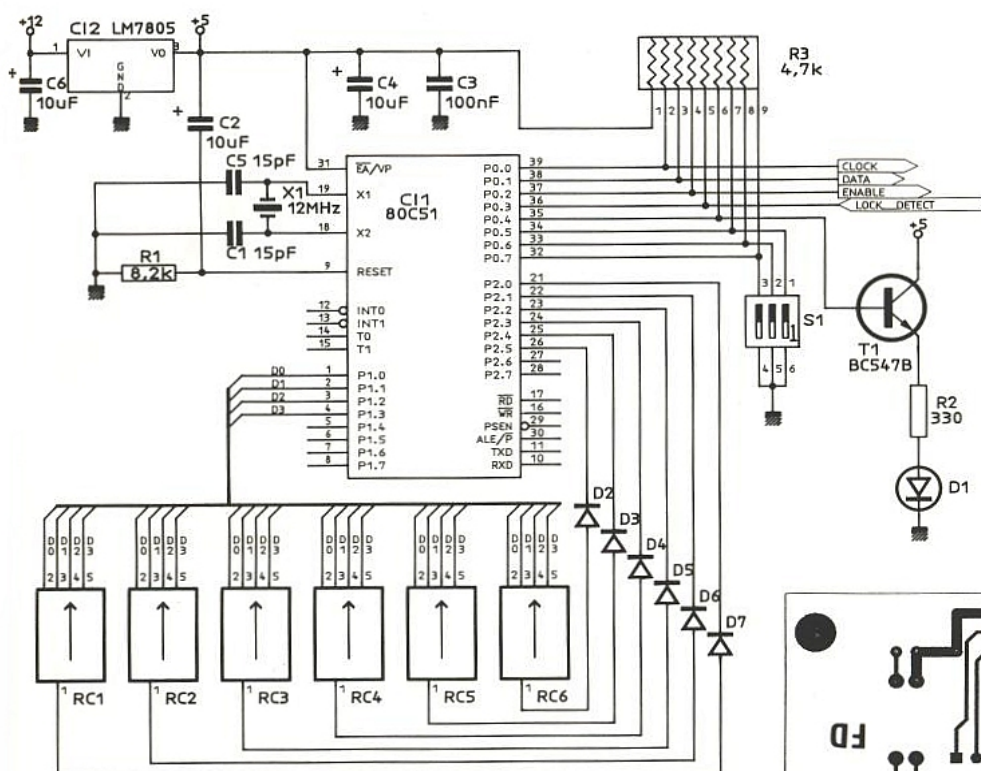


Figure 14

Cette carte est destinée à être montée directement contre la face avant. En conséquence les six roues codeuses sont situées sur le côté opposé des autres composants.

La carte est parallèle à la face avant, distante de 4 mm grâce à 4 colonnettes et maintenue par vis et écrous aux 4 coins.

Les deux solutions, **figures 13** et **14**, sont très voisines ; dans le cas du multiplexage on ajoute six diodes, le tracé du circuit imprimé est légèrement plus simple et le programme d'acquisition est à peine plus compliqué. On suppose maintenant que le VCO est calé en fréquence par le PLL lui-même correctement paramétré. On dispose d'environ 10 mW — + 10 dBm — à la sortie du module VCO.

Si cette puissance est suffisante pour quelques essais, elle ne l'est pas vraiment pour établir une liaison.

Nous passons donc à la description des étages de puissance.

ÉTAGES DE PUISSANCE

Pour la puissance de sortie nous fixons deux objectifs : 1 W puis 10 W. Nous reviendrons en fin de cette présentation sur les bilans de liaisons dans les différents cas.

Les deux cas fixés sont facilement atteints grâce à deux modules intégrés Mitsubitshi.



Figure 15

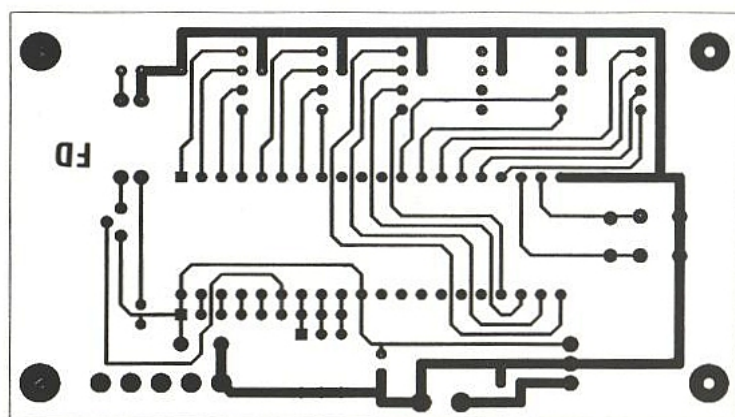


Figure 16

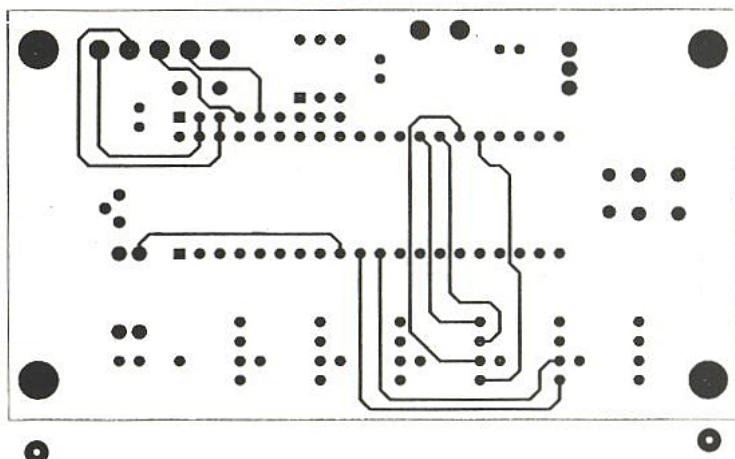
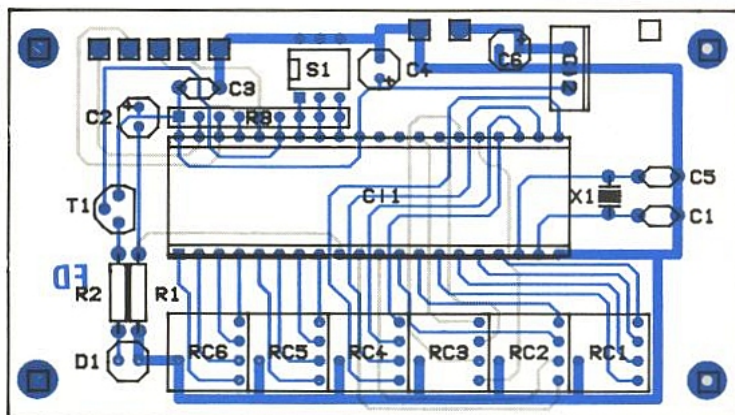


Figure 17



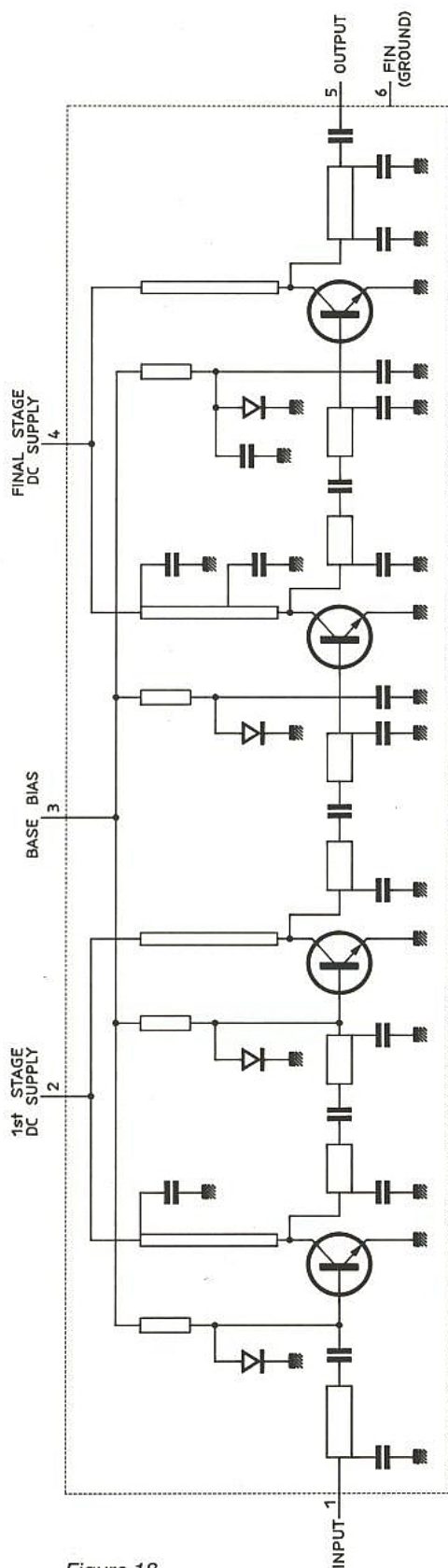


Figure 18

Module 1 W M 67715

Le schéma synoptique du module de puissance M 67715 est représenté à la **figure 18**.

Le gain de ce module est légèrement supérieur à 20 dB et varie quelque peu dans la plage de fréquence d'utilisation 1 240 – 1 300 MHz. On peut admettre que le gain vaut $21,5\text{dB} \pm 1,5\text{dB}$. Lorsque la puissance d'entrée

vaut + 10 dBm, ceci signifie que la puissance de sortie est comprise entre + 30 dBm et + 33 dBm, le niveau de sortie 1 W est donc garanti. Pour obtenir ce gain global on fait appel à quatre étages amplificateurs. Les broches d'alimentation 2, 3 et 4 sont en fonctionnement normal reliées à un poten-

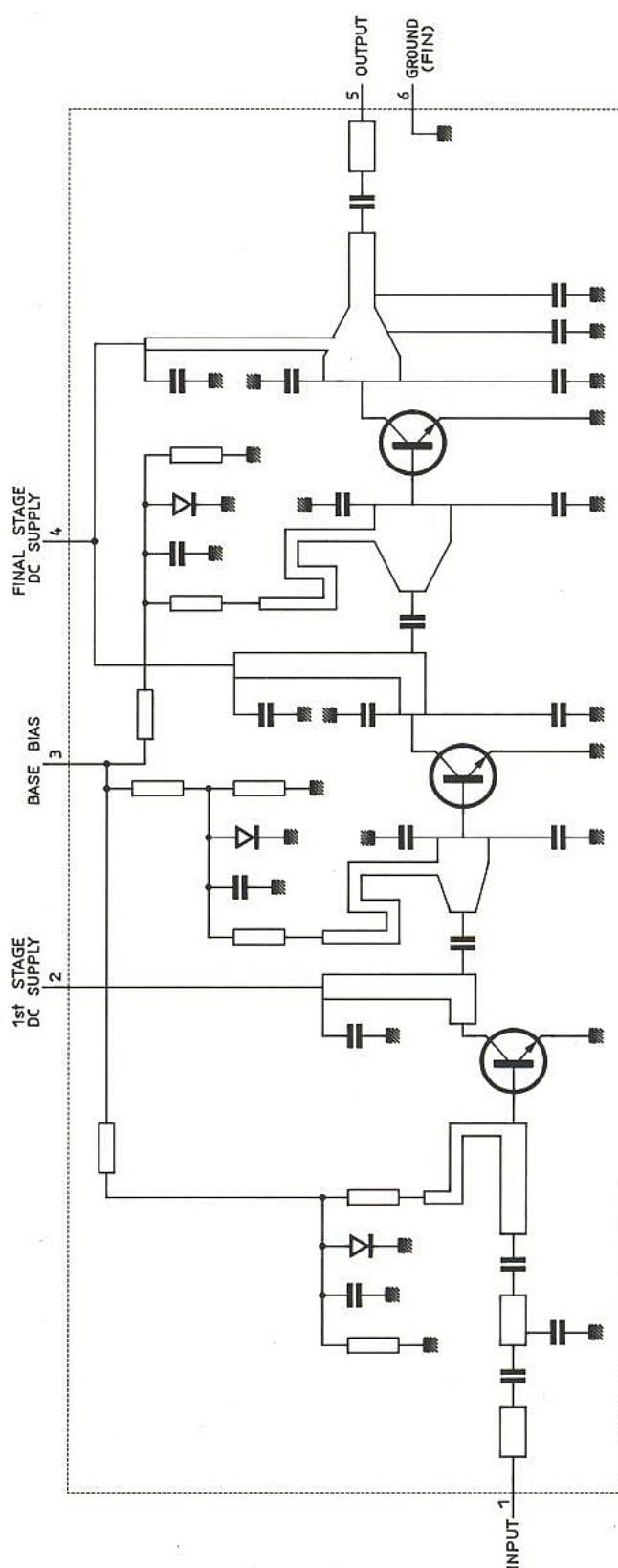


Figure 19

tiel + 8 V. La consommation globale atteint environ 1 A pour la puissance maximale de 1 W. En agissant sur la tension d'alimentation du premier étage, de 1 à 8 V, il est possible d'atténuer la puissance de sortie entre 80 mW et 2 W environ. Cette caractéristique n'est pas utilisée dans notre application.

L'amplificateur fonctionne en classe C, et l'harmonique 2 est au mieux à - 30 dB au-dessous du fondamental, l'harmonique 3 est lui mieux rejeté à - 55 dB.

Module 10 W M 57762

Le schéma synoptique du module de puissance M 57762 est représenté à la **figure 19**.

Le gain minimum garanti de ce module est de 13 dB. Ce module est spécialement prévu pour être piloté par le module M 67715 1 W.

Avec une puissance d'entrée de 1 W + 30 dBm et le gain de 13 dB on obtient une puissance de sortie de 43 dBm — 20 W —. Ces caractéristiques sont obtenues lorsque les broches d'alimentation 2 et 4 sont à + 12,5 V et la broche de polarisation de base de l'étage intermédiaire reliée au + 9 V. Dans ces conditions le courant total consommé atteint 5 A.

Comme pour le module précédent la puissance de sortie peut être ajustée en agissant sur la tension du premier étage.

Lorsque cette tension évolue entre 2 et 12 V la puissance de sortie varie de 1 à 20 W.

Le schéma de principe regroupant les deux modules de puissance en cascade est donné à la **figure 20**. Il suffit simplement d'appliquer aux modules les tensions ad-hoc via les éléments de filtrage traditionnels.

Pour éviter la multiplication des tensions d'alimentation, on utilise la tension + 9 V nécessaire au module final pour alimenter le premier module via une diode 1N 4007.

Réalisation pratique

Les deux modules M 57762 et M 67715 sont fixés sur un radiateur. Un circuit imprimé double face trous métallisés assure la liaison : sortie du premier module vers l'entrée du second, et le maintien de tous les composants de découplage.

Pour ce circuit imprimé le tracé du côté composants est donné à la **figure 21** et l'implantation correspondante à la **figure 22**. La face inférieure du circuit est totalement cuivrée et reliée à la masse. Les composants sont implantés sur la face supérieure. Nous avons désormais une porteuse, il suffit de moduler celle-ci par un multiplex audio-vidéo pour effectuer une liaison point à point.

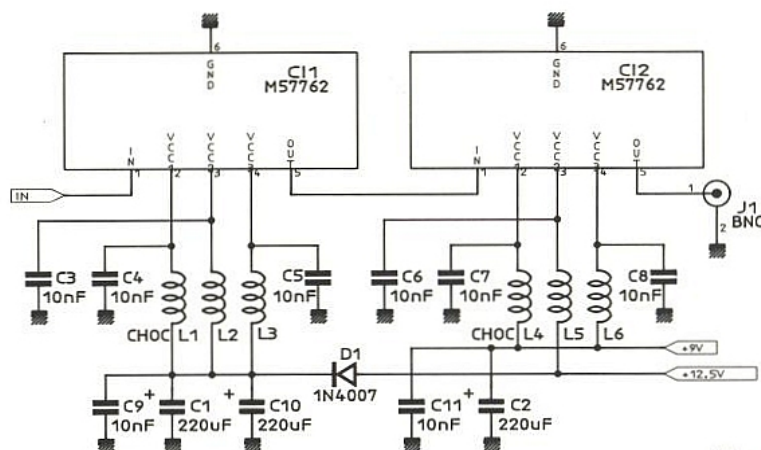


Figure 20

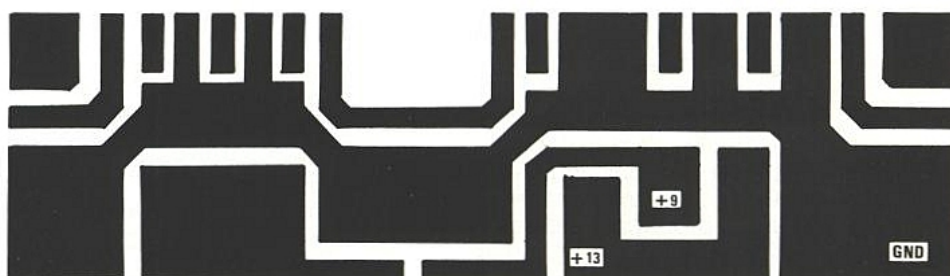


Figure 21

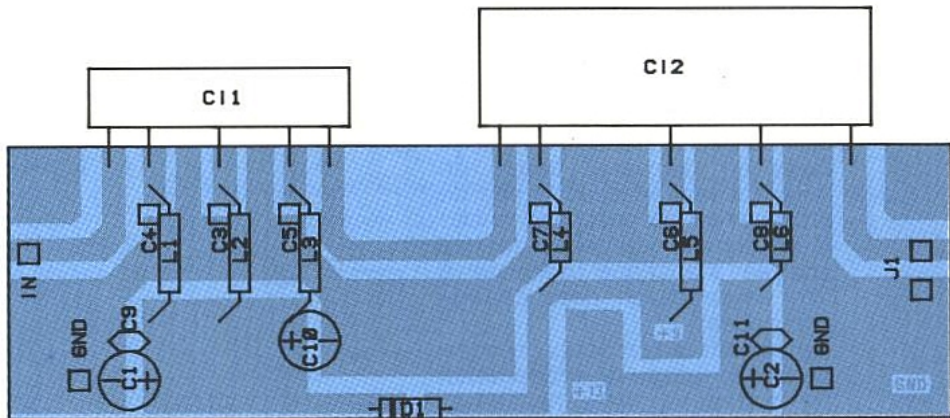


Figure 22



ÉLABORATION DU MULTIPLEX A-V

Le multiplex fréquentiel audio + vidéo résulte de l'addition du signal vidéo en bande de base et d'une sous-porteuse modulée en fréquence par le signal audio. Le signal vidéo occupe une bande comprise entre 0 et 5,5 MHz et la sous-porteuse se situe entre 6 et 7 MHz.

Le multiplex modulera en fréquence la porteuse HF à 1 300 MHz.

Traitement vidéo

Le signal vidéo d'entrée est un signal normalisé. Il a donc une amplitude de 1 V c-c sur une charge de 75 Ohms. L'impédance de sortie de la source est supposée être de 75 Ohms.

Le signal vidéocomposite ne peut être utilisé directement : addition immédiate de la sous-porteuse audio. A toute modulation de fréquence est associée une préaccélération. Dans le cas d'un signal vidéocomposite on

adopte la préaccentuation CCIR 405-1, pour laquelle la courbe amplitude-fréquence est donnée à la **figure 23**.

Cette figure regroupe la courbe A que l'on doit suivre pour les systèmes à 525 lignes et la courbe B pour les systèmes à 625 lignes.

Pour se conformer à la courbe B, il faut concevoir un filtre de préaccentuation. Nous optons pour une cellule en T shunté, adaptée sur 75 Ohms.

Il est par ailleurs impératif de limiter l'amplitude des fréquences élevées du signal vidéo, au-delà de 5 MHz. Au circuit de préaccentuation on associe donc un filtre passe-bas de type Bessel.

Nous arrivons, avec la **figure 24**, au premier fichier de simulation regroupant le filtre de préaccentuation et le filtre passe-bas d'ordre 5. On peut remarquer que le filtre passe-bas de Bessel d'ordre 5 pourrait être avantageusement remplacé par un filtre d'ordre 9 de manière à obtenir un temps de propagation de groupe quasiment constant jusqu'à 10 MHz environ pour une fréquence de coupure de 6 MHz.

Le schéma des filtres correspondant au fichier de la **figure 24** est donné à la **figure 25**.

Avec ce fichier la première analyse concerne bien entendu la réponse amplitude/fréquence.

On constatera que les valeurs prévues permettent de suivre la loi de préaccentuation à $\pm 0,5$ dB. Dans un deuxième temps on pourra s'intéresser au temps de propagation de groupe et finalement, si on le peut, effectuer une analyse statistique destinée à fixer la précision pour chaque composant.

Finalement si l'on souhaite compenser le temps de propagation de groupe du filtre passe-bas seul, on pourra employer une structure additionnelle passe-tout du type de celle de la **figure 26**.

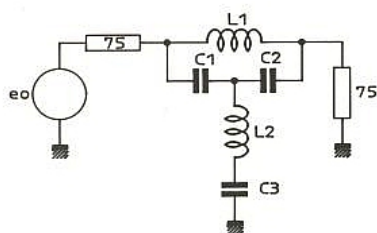


Figure 26

Le filtre vidéo étant adapté 75 Ohms entrée - 75 Ohms sortie il est clair, que dans la bande, le signal vidéo sera atténué de 6 dB.

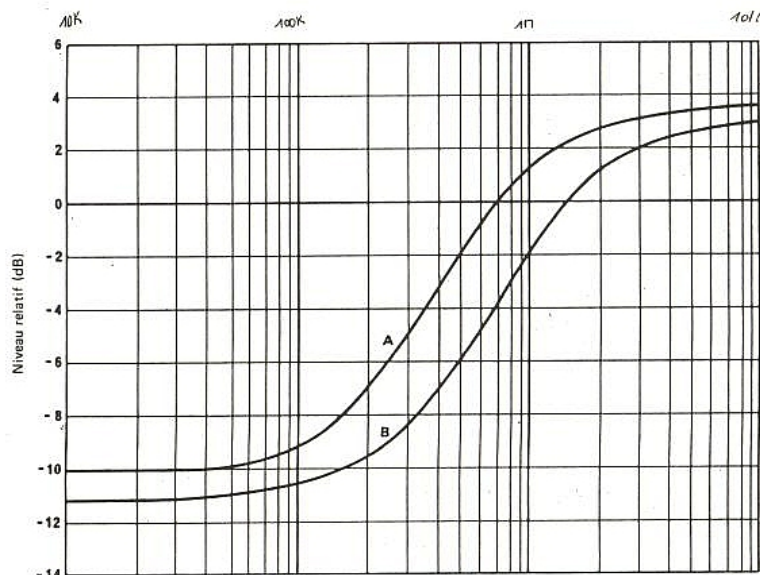


Figure 23

```

*** PREACCENTUATION CCIR 405 ET PASSE BAS VIDEO
.OPT NOMOD NOPAGE
.WIDTH OUT=80
.OPTION NODE LIST
VIN 1 0 AC .1
R1 1 2 75
R2 2 4 75
R3 3 4 75
R4 2 3 280
R5 4 7 20
R6 6 0 75
C1 2 3 2.2NF
C2 3 0 62PF
C3 5 0 282PF
C4 6 0 800PF
L1 7 0 10UH
L2 3 5 1UH
L3 5 6 2.2UH
.AC DEC 1000 10K 100MEG
.PROBE
.END

```

Figure 24 a

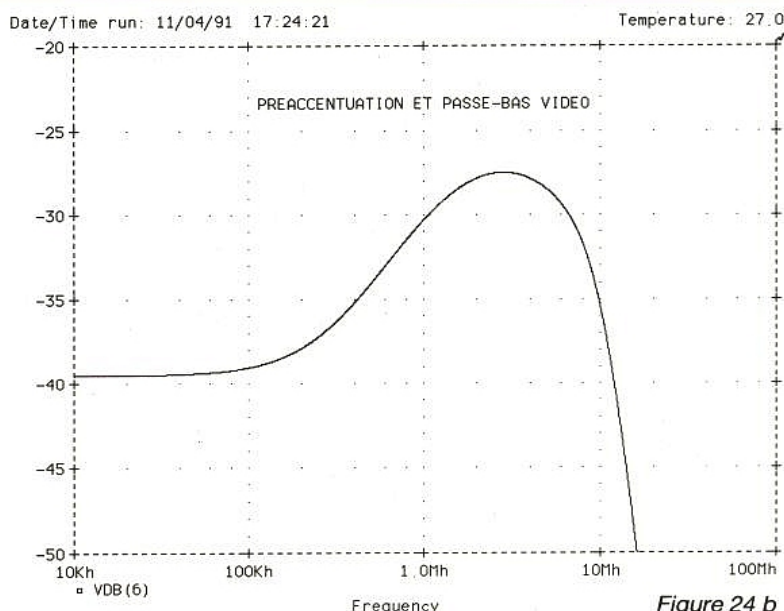


Figure 24 b

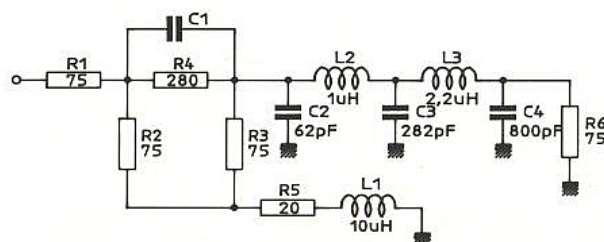


Figure 25

Pour relever le niveau nous faisons appel à un amplificateur à transistors dont le schéma est représenté à la **figure 27**.

Il s'agit d'un amplificateur différentiel archi-classique, une source de courant est placée dans les émetteurs. Le gain de cet étage est réglable par le biais d'un potentiomètre connecté entre les deux émetteurs de la paire différentielle.

Pour cet ampli nous vous livrons le deuxième fichier de simulation, **figure 28**. La particularité de ce nouveau fichier est le travail en mode paramétrique. Le résultat est un faisceau de courbes amplitude-fréquence en fonction de la valeur du potentiomètre.

Avec des transistors courants, type 2N 2222, la largeur de bande à -3 dB vaut environ 30 MHz. La simulation peut être relancée en remplaçant les transistors 2N 2222 par des transistors Plessey en réseau, SL 3227 par exemple.

Nous obtenons, avec ces transistors plus performants, une largeur de bande à -3 dB de 100 MHz environ.

Ces estimations ont été confirmées à moins de 10 % par des mesures effectuées sur des prototypes équipés d'une part de MPQ 2222 et d'autre par de SL 3227. Ces mesures confirment la précision des deux modèles et l'utilité du simulateur analogique PSPICE.

Le seul regret que l'on puisse avoir, est un reproche concernant les librairies. Les paramètres du SL 3227 ont été obtenus directement auprès du fabricant. On est en droit de se poser la question : qui doit diffuser les paramètres de tel ou tel composant ?

Il est clair que le fabricant est le mieux placé pour diffuser les caractéristiques — paramètres Spice — de ses composants mais hélas ils sont à ce jour très peu nombreux à bien vouloir le faire.

Il est, dans ce domaine, impératif que les bibliothèques de composants évoluent à la même cadence que les catalogues constructeurs.

Cette évolution signifie bien évidemment remise à jour des librairies. La remise à jour ne se limite pas à l'adjonction des composants récents, elle doit englober aussi la suppression des composants frappés d'obsolescence. Revenons à notre simulation. Pour cet amplificateur il sera possible de faire une seconde analyse en régime transitoire.

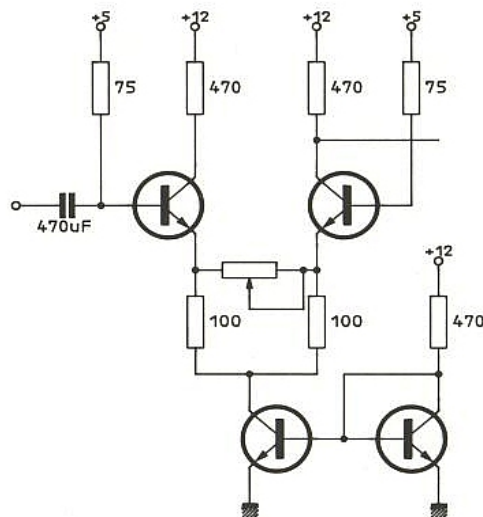


Figure 27

```

*** AMPLIDIFF A GAIN VARIABLE
.OPT NOMOD NOPAGE
.WIDTH OUT=80
.OPTION NODE LIST
VCC 100 0 DC 12
VDD 200 0 DC 5
VIN 10 0 AC .1 PWL(0 1V 5US 2V 10US 1V 15US 3V)
R1 100 2 330
R2 100 4 330
R3 200 1 75
R4 3 7 100
R5 6 7 100
R6 200 5 75
R7 100 8 560
R8 3 6 RMOD 10
C1 10 1 470UF
Q1 2 1 3 Q2N2222
Q2 4 5 6 Q2N2222
Q3 7 8 0 Q2N2222
Q4 8 8 0 Q2N2222
.MODEL RMOD RES(R=100)
.STEP RES RMOD(R) 10 220 40
.LIB C:\PSPICE\PSLIBS\BIPOLAR.LIB
.AC DEC 100 10K 100MEG
*.tran 10NS 15US 0NS 10NS
.PROBE
.END

```

Figure 28 a

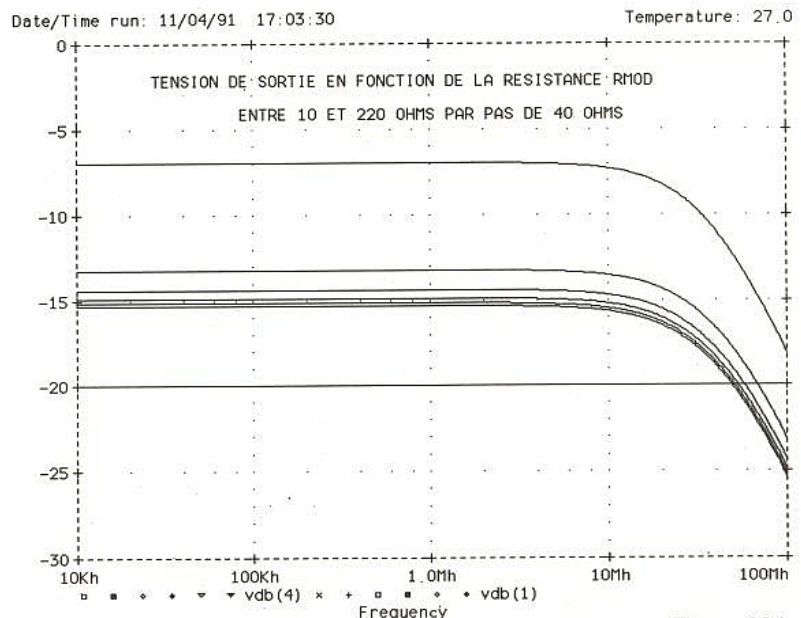


Figure 28 b

Le signal d'entrée est un signal triangulaire symétrique. On visualisera le signal de sortie VS, pour s'intéresser par exemple à la linéarité différentielle en observant $d(VS)/dt$.

On remarquera que dans les deux cas la linéarité différentielle

est excellente, cette structure pourra, dans le cas de récepteurs satellite par exemple, remplacer avantageusement les classiques NE 592 ou $\mu A 733$. Les deux schémas des **figures 25 et 27** sont les deux pièces maîtresses du schéma général

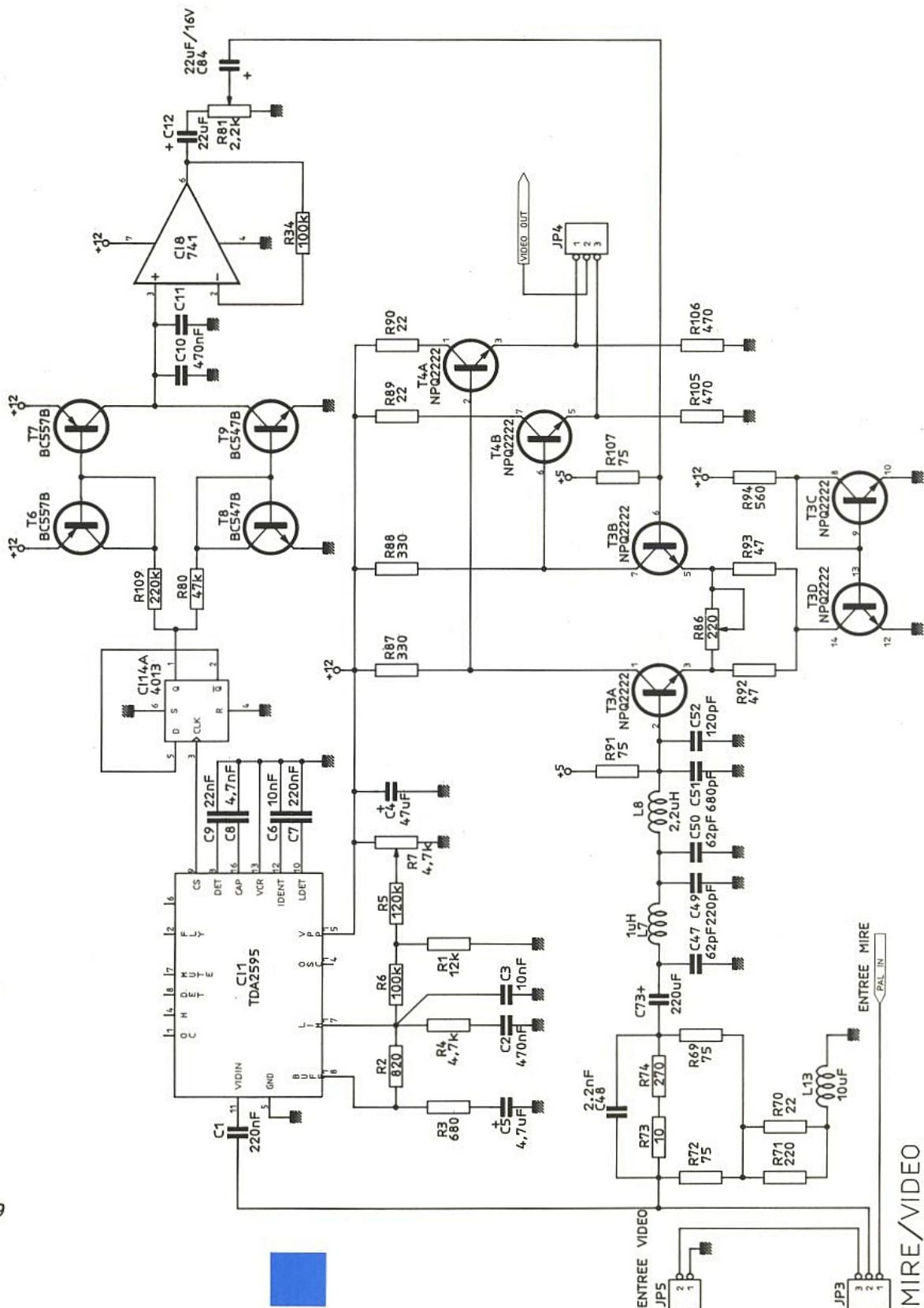


Figure 29

de traitement vidéo donné à la **figure 29**.

Grâce à l'inverseur connecté sur JP₃ le signal vidéo est soit un signal vidéo externe — caméra, magnétoscope etc. — soit un signal généré localement — mire VGA —.

Dans un prochain paragraphe (prochain numéro) nous reviendrons sur la définition de la mire VGA.

On reconnaît l'association des deux circuits présentés dans le paragraphe précédent : filtre et ampli.

Si on le souhaite, il est possible d'associer ces deux circuits et obtenir un seul fichier de simulation. Ce fichier général pourra tenir compte des étages suiveurs T_{4A} et T_{4B}.

Un inverseur connecté sur JP₄ permet la sélection d'une vidéo

positive ou une vidéo négative. L'amplificateur différentiel T_{3A} et T_{3B} reçoit d'une part le signal vidéocomposite et d'autre part un signal triangulaire — signal de dispersion d'énergie.

Ce signal triangulaire est à la fréquence trame et en synchronisme.

Pour élaborer ce signal on procède en trois étapes :

— Extraction du signal de syn-

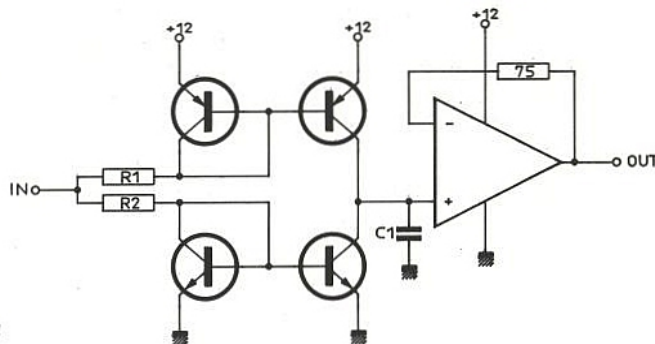


Figure 30 a

```

*** CONVERTISSEUR CARRE TRIANGLE
.OPT NOMOD NOPAGE
.WIDTH OUT=80
.OPTION NODE LIST
VCC 100 0 DC 12
R1 1 2 47K
R2 1 3 47K
C1 4 0 1000NF
Q1 2 2 100 Q2N3906
Q2 4 2 100 Q2N3906
Q3 3 3 0 Q2N3904
Q4 4 3 0 Q2N3904
X1 4 10 100 0 10 LF351/TI
* connections:
*      non-inverting input
*      inverting input
*      positive power supply
*      negative power supply
*      output
*
.subckt LF351/TI 1 2 3 4 5
c1 11 12 3.498E-12
c2 6 7 15.00E-12
dc 5 53 dx
dlp 90 91 dx
dln 92 90 dx
dp 4 3 dx
egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vin 0 28.29E6 -30E6 30E6 30E6 -30E6
ga 6 0 11 12 282.8E-6
qcm 0 6 10 99 1.590E-9
iss 3 10 dc 195.0E-6
hlhm 90 0 vlim 1K
j1 11 2 10 jx
j2 12 1 10 jx
r2 6 9 100.0E3
rd1 4 11 3.536E3
rd2 4 12 3.536E3
ro1 8 5 50
ro2 7 99 25
rp 3 4 15.00E3
rss 10 99 1.026E6
vb 9 0 dc 0
vc 3 53 dc 2.200
ve 54 4 dc 2.200
vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 30
vln 0 92 dc 30
.model dx D(Is=800.0E-18)
.model jx PJF(Is=12.50E-12 Beta=250.1E-6 Vto=-1)
.ends
.LIB C:\PSPICE\PSLIBS\BIPOLAR.LIB
VIN 1 0 pulse(1 11 100NS 10NS 10NS 20E-3 40E-3)
.TRAN 10NS 50E-3
.PROBE
.END

```

Figure 30 b

chro-trame grâce à un circuit TDA 2595.

- Division par deux de la fréquence du signal de synchro-Trame.

- Conversion rectangle, triangle grâce à la charge-décharge d'un condensateur à courant constant.

La troisième étape nous donne l'occasion de présenter une troisième simulation. Pour cette simulation Spice le schéma retenu est donné à la figure 30. Contrairement aux autres simulations les résultats obtenus sont assez éloignés des résultats pratiques.

En théorie, le condensateur chargé et déchargé à courant constant avait une valeur de 1 μ F. Dans la pratique cette valeur a dû être réduite à 470 nF.

Les différences proviennent en partie des modèles BC 547 et BC 567 indisponibles et remplacés par des 2N 3904 et 2N 3906. Ce remplacement étant pour le moins assez osé car les gains en courant sont très différents. Il est toutefois possible, grâce au sous-programme "PARTS" de modéliser les transistors d'après les données constructeur et se créer ses propres bibliothèques.

Nous l'avons fait avec une modélisation de BC 550C et BC 560C. Les résultats obtenus corroborent ce que nous disions précédemment, figure 30 d.

Figure 30 c

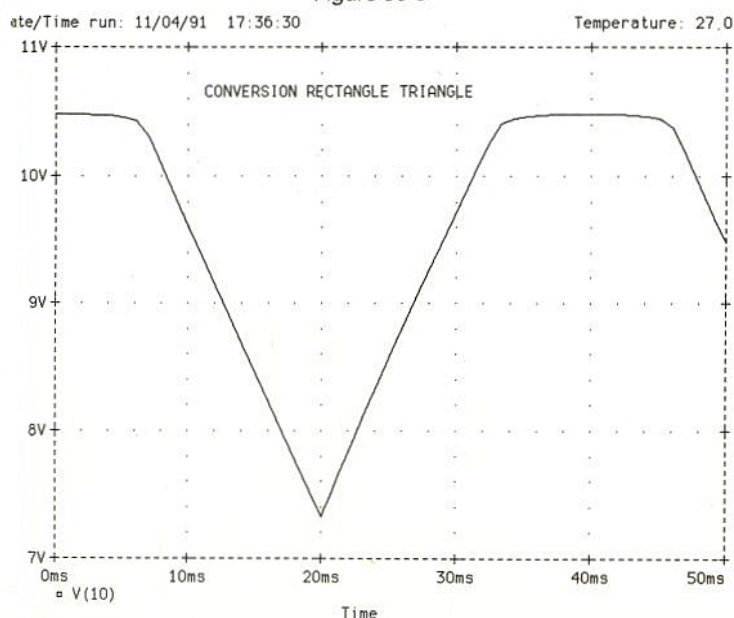
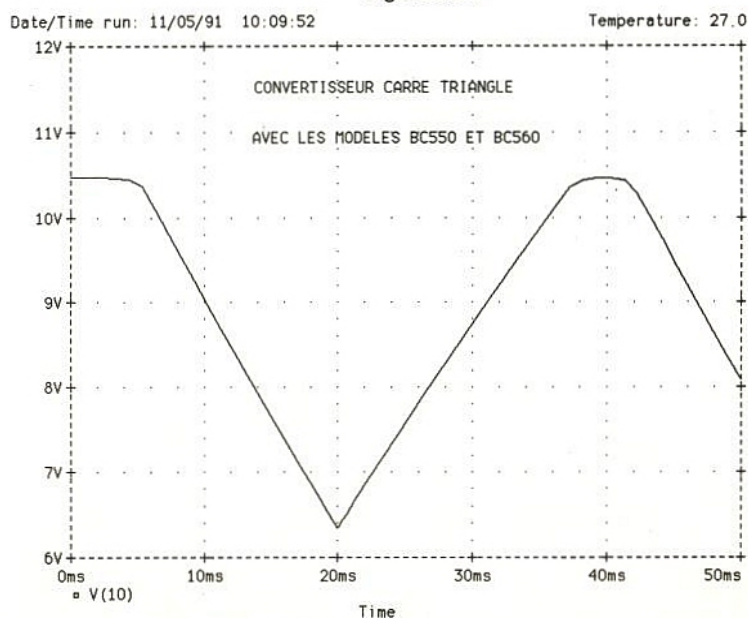


Figure 30 d



NOUVEAU

Circuits Linéaires et d'Interface

Guide de conception



Destiné aux techniciens, enseignants et étudiants en électronique, ce guide de 500 pages a deux objectifs :

- expliciter les avantages et inconvénients des composants selon les technologies
- expliquer les précautions de conception à prendre pour assurer un bon fonctionnement des systèmes.

Au sommaire :

- amplificateurs opérationnels
- transmission de lignes
- puissance intelligente.

Disponible dans les librairies techniques et universitaires, et par correspondance auprès des

Editions Radio-Dunod,
15, rue Gossin, 92543 Montrouge,
et d'A2M,
6, avenue du Général de Gaulle,
78152 Le Chesnay.

Prix : 195 F TTC

ISBN 2-86886-047-8

**TEXAS
INSTRUMENTS**

Après le calcul du circuit on observera la sortie de l'amplificateur opérationnel U_8 . Les valeurs des résistances fixant les courants de charge R_{109} ou décharge du condensateur pourront être modifiées pour améliorer la linéarité du signal triangulaire.

Pour avoir une bonne idée de la linéarité du signal on observe sa dérivée. Dans le cas idéal, la pente du signal triangulaire étant constante, la dérivée est une droite horizontale. La dérivée du signal de sortie devrait donc donner un signal parfaitement rectangulaire.

A la sortie de l'amplificateur différentiel T_3A , T_3B on dispose donc d'un signal vidéo préaccentué filtré auquel on ajoute un signal de dispersion d'énergie dosé par R_{81} .

A ce signal il suffit d'ajouter la sous porteuse-audio, ce que nous vous présenterons dans notre prochain numéro avec le reste de cette étude.

F. et G. de Dieuleveult



Nomenclature

Carte microcontrôleur, pilotage synthétiseur

Résistances

R_1 : 8,2 k Ω
 R_2 : 330 Ω
 R_3 : réseau SIL 4,7 k Ω

Condensateurs

C_1 , C_5 : 15 pF
 C_2 , C_4 , C_6 : 10 μ F/16 V
 C_3 : 100 nF

Semiconducteurs et circuits intégrés

T_1 : BC 547 B
 D_1 : LED
 IC_1 : 80 C 51
 IC_2 : 7805

Divers

RC_1 à RC_6 : roues codeuses
 S_1 : switch DIP-3
 X_1 : quartz 12 MHz

Carte VCO

Résistances

R_1 : 2,2 k Ω
 R_2 , R_6 : 120 Ω
 R_3 , R_7 : 100 Ω
 R_4 , R_8 : 18 Ω
 R_5 , R_9 : 75 Ω
 R_{10} : 470 Ω

Condensateurs

C_1 : 33 pF
 C_2 , C_3 , C_7 , C_8 , C_{13} , C_{14} : 10 nF
 C_4 , C_6 , C_{11} , C_{12} , C_{15} : 1 nF

Semiconducteurs

T_1 , T_2 : MAR8 (minicircuits)
 T_3 : MAR6 (minicircuits)

Divers

D_1 : BB 215
 L_1 : 1 tour
 L_2 , L_3 , L_7 , L_8 , L_{14} , L_{15} : choc

Carte amplificateur de puissance

Condensateurs

C_1 , C_2 , C_{10} : 220 μ F/16 V
 C_3 à C_9 et C_{11} : 10 nF

Circuits intégrés

IC_1 : M67715 (Mitsubishi)
 IC_2 : M57762 (Mitsubishi)

Divers

D_1 : 1N 4007
 L_1 à L_6 : self de choc
 J_1 : embase N d'entrée

On the road again...



...en CAO ELECTRONIQUE

Nouveautés...

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

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

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

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



Station de travail Sun



OrCAD

More Designs from More Designers



MicroSim Corporation

Le Savoir et le Savoir-faire

Des atouts décisifs :

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

En :

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

Nom :
Société :
Adresse :
.....
Tél.:

- ☐ Je désire recevoir votre documentation sur vos produits.
- ☐ Je souhaite avoir de plus amples informations sur la gamme "Station de travail".

ERP 12/91



Advanced Logic System DESIGN
38, rue Fessart 92100 boulogne
Tél. : (1) 46 04 30 47
Fax : (1) 48 25 93 60