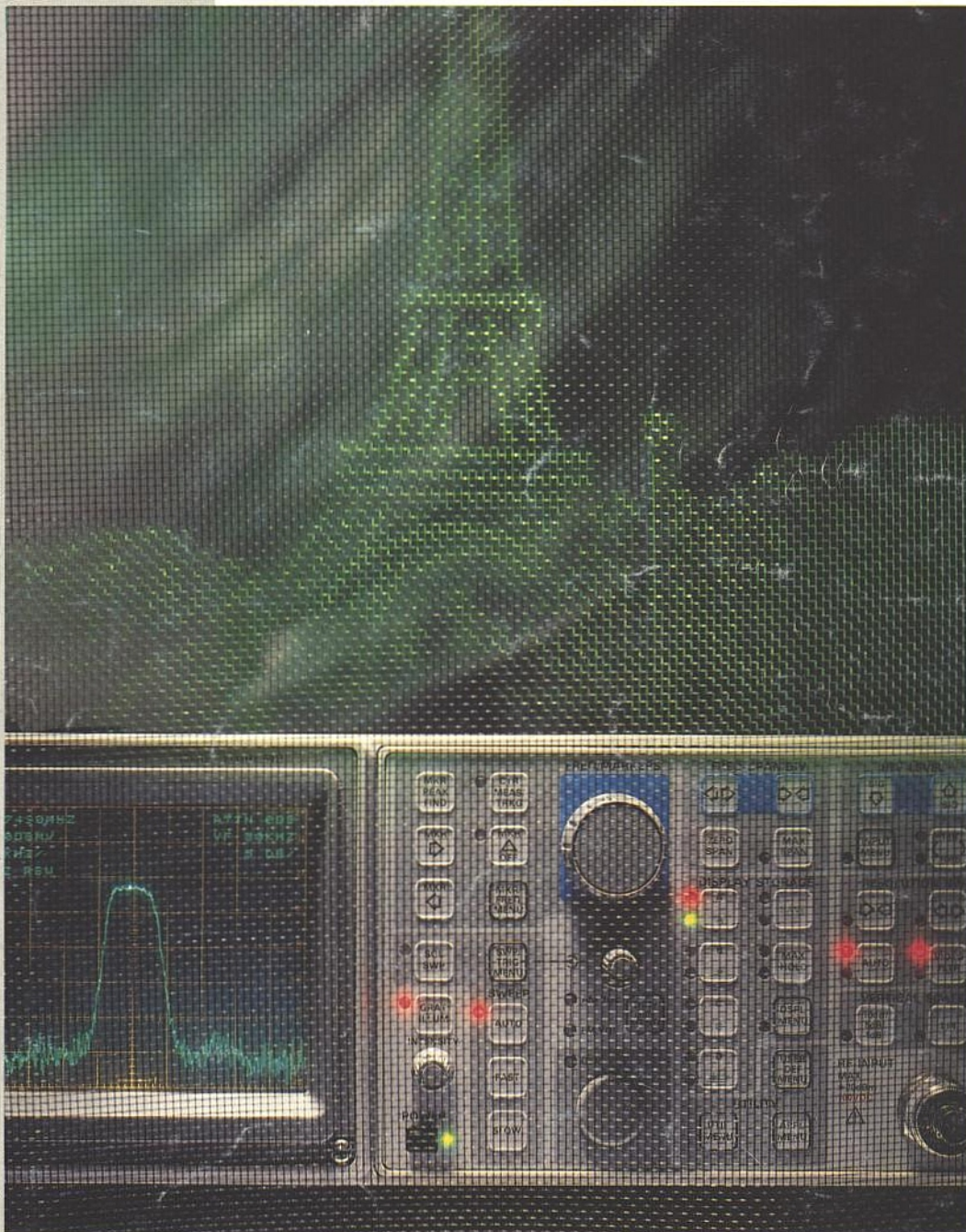


RADIO PLANS

LES PLL : THÉORIE ET MISE EN ŒUVRE
DÉMYSTIFICATION DU CODE RC5
UN MODIFICATEUR DE SON
ECAL : UN ASSEMBLEUR MULTIPROCESSEUR
RECHERCHE DE PERSONNES EN 27 MHz
UNE HORLOGE SPÉCIALE, AC CLOCK
L'ANALYSEUR DE SPECTRE 2710 TEKTRONIX



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

T 2438 - 518 - 22,00 F



SOMMAIRE



RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par la SPE
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social
Direction-Rédaction-Administration-Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 42.00.33.05
Télex : PGV 220 409 F - Télécopie : 42.41.89.40
Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
J.-P. VENTILLARD
Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA
Rédacteur en chef :
Claude DUCROS
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
70, rue de Compans, 75019 Paris
Tél. : 42.00.33.05 - C.C.P. 37-93-60 Paris

Directeur commercial : J.-P. REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA
Assistée de : Laurence BRESNU
Promotion : Société Auxiliaire de Publicité
Mme EHLINGER
Directeur des ventes : Joël PETAUTON
Inspecteur des ventes : Société PROMEENTE
M. Michel IATCA
24-26, bd Poissonnière, 75009 Paris.
Tél. : 45.23.25.60 - Fax. 42.46.98.11

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

Voir notre tarif
« spécial abonnement »
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande
accompagnée de 2,20 F en timbres.
IMPORTANT: ne pas mentionner notre numéro de compte
pour les paiements par chèque postal.

Électronique Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions
formulées dans les articles, celles-ci n'engagent 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 59 600 exemplaires
Dépot légal janvier 91 - Éditeur 1636 -
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transport-Presses.
Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -
Imprimerie SNIL Fleurines et REG Lagny.
Photo de couverture : E. Malemanche.

ETUDE ET CONCEPTION

- 55 AC clock : une horloge de studio
- 87 Un ensemble de recherche de personnes

MONTAGES

- 25 Carguard, une alarme radiocommandée
- 43 Un modificateur de son programmable

CIRCUITS D'APPLICATIONS

- 9 Les PLL's semi-numériques

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19 L'analyseur de spectre 2710 Tektronix

TECHNIQUE

- 46 ECAL, un assembleur multi-processeur
- 67 Connaissance du code RC 5

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 37 Les fibres optiques

COMMUNICATION

- 49 132^e convention du SMPTE

DIVERS

- 40 Sommaires de l'année 90

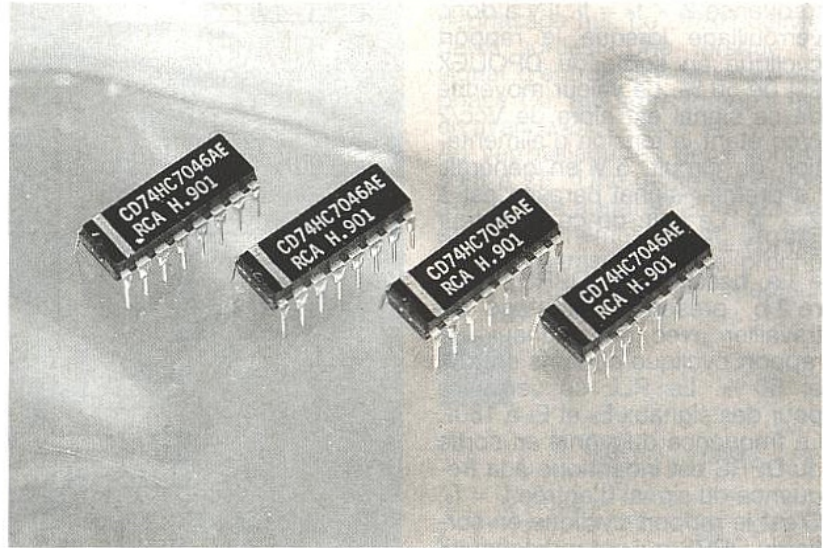
INFOS

- 75 Eutelsat II-F1 est opérationnel avec 26 programmes
- 80 Un MOSFET N haute tension en TO92
Codeurs optiques intégrés
CP/CS Escap
- 81 Un contrôleur de cartes électroniques chez ATC
- 82 Nouveau régulateur à découpage NS : le LM 2575
Les CLC 232 et 207 Comlinear : une paire d'AOP haute vitesse et grande précision.
- 84 Diodes Laser Seastar optics chez OPTILAS
MOSFET en boîtier DPAK Siliconix
Alimentations à découpage MAP Micro-Gisco
- 86 Une norme mondiale de cartes mémoire PC
Deux nouveaux contrôleurs programmables BEPE

Ont participé à ce numéro :
J. Alary, C. Basso, Ph. Bajcik, J.-Y. Bedu, A. Garrigou,
P. Gueulle, C. Lefebvre, Ch. Pannel, D. Paret,
R. Schnebelen, H. Toussaint.

Etude du fonctionnement des PLLs

Cet exposé est le premier d'une série de trois articles sur les PLLs (Phase Locked Loop) ou boucle à verrouillage de phase. Leurs buts est d'une part de vous familiariser avec la théorie des asservissements de phase et d'autre part de donner les éléments essentiels à leur mise en œuvre correcte. A la fin de cette série, nous donnerons une liste bibliographique assez importante et nous y ferons référence dans chaque article. Commençons par les PLLs semi-analogiques



Il en existe 5 types :

– Le mélangeur (en général double balancé) est le seul détecteur de phase analogique, DPANA. Il réalise la multiplication de ses deux entrées $E_r = E_e \times E_s$ (voir annexe 1). On retrouve en sortie une composante continue proportionnelle à la différence de

phase entrée/sortie ($\varphi_e - \varphi_s$) et une composante à la fréquence double de la fréquence de travail soit $2 f_e$. Le signal utile pour la PLL est $\varphi_e - \varphi_s$. Le premier signal parasite est à $2 f_e$. Le verrouillage est établi pour un déphase nul entre les entrées.

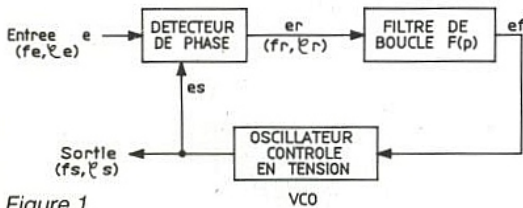


Figure 1

LES PLLs semi-analogiques (ou semi-numériques) :

Très certainement les plus utilisées au jour d'aujourd'hui, ces PLLs existent sous forme de circuits intégrés incorporant la totalité (réf. Biblio. D1, D3, D4, D12) ou seulement une partie (réf. Biblio. D13 à D23) des éléments constituant la PLL. Dans tous les cas, le filtre de boucle est extérieur au circuit car dépendant de la fréquence de travail et des performances désirées. La figure 1 représente le schéma d'une telle PLL. L'élément qui a engendré le plus de versions est le détecteur de phase.

ANNEXE 1

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

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

$$\begin{aligned} S &= A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \times A_2 \sin(\omega t + \varphi_2) \\ &= A_1 A_2 \sin(\omega t + \varphi_1) \sin(\omega t + \varphi_2) \\ &= \frac{A_1 A_2}{2} [\cos(\omega t + \varphi_1 - \omega t - \varphi_2) - \cos(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2)] \end{aligned}$$

$$\text{car } \cos(a + b) = \cos a \cos b - \sin a \sin b$$

$$\text{et } \cos(a - b) = \cos a \cos b + \sin a \sin b$$

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

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

en filtrant le signal S on récupère donc :

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

soit l'image de la différence de phase $\varphi_1 - \varphi_2$

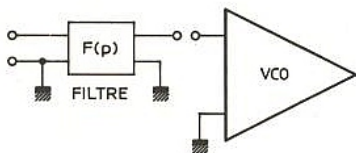
Attention, il ne faut pas perdre de vue que φ_1 et φ_2 sont variables dans le temps. Pour être rigoureux il faudrait les noter $\varphi_1(t)$ et $\varphi_2(t)$.

Le gain de ce détecteur de phase est fonction du mélangeur (ex. : $K_D = 1,4/\pi$). Le OU exclusif DPOUEX, **figure 2 a**, nécessite des entrées numériques (0 – 5 V en général) et surtout un rapport cyclique de 50 %. En utilisant le DPOUEX, la PLL verrouille le signal de sortie lorsqu'il est déphasé de 90° par rapport au signal d'entrée. La sortie du DPOUEX est un signal carré de fréquence $2 \times f_e = f_r$. Il y a donc verrouillage lorsque le rapport cyclique en sortie du DPOUEX est de 50 %. La valeur moyenne de ce signal est alors de $V_{cc}/2$ (V_{cc} étant la tension d'alimentation du circuit, 5 V en général). Le premier signal parasite est à $2 \times f_e$. Le gain de ce détecteur est $KD = V_{cc}/\pi$.

– La bascule RS DPRS, **figure 2 b**, présente l'avantage de travailler avec des signaux de rapport cyclique compris entre 0 et 50 %. La PLL se verrouille pour des signaux E_e et E_s à 180° . La fréquence du signal en sortie du DPRS est identique à la fréquence du signal d'entrée $f_r = f_e$. C'est le rapport cyclique en sortie du DPRS qui est représentatif de l'erreur de phase. Cette dernière est nulle pour une valeur moyenne $V_{cc}/2$. Cette fois, le signal parasite le plus proche est à f_e . Le filtre de boucle devra en tenir compte. Le gain de ce détecteur est $KD = V_{cc}/2\pi$.

– Le détecteur de phase à sortie 3 états DPTE, **figure 3**. Il travaille uniquement sur les fronts montants des signaux d'entrée et est donc totalement indépendant du rapport cyclique des entrées. Lorsque le verrouillage est établi, la sortie du DPTE est à haute impédance.

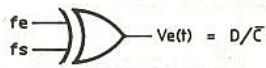
Pour un retard de phase, la sortie sera à + 5 V et fera augmenter la fréquence du VCO. Pour une avance de phase, la sortie sera à 0 V et fera diminuer la fréquence du VCO.



La fréquence du signal de sortie du DPTE est $f_r = f_e$.

La valeur moyenne du signal est représentative de l'erreur de phase et vaut $V_{cc}/2$ au verrouillage.

Le signal parasite le plus gênant est à f_e . Le filtre de boucle devra en tenir compte. Le gain de ce détecteur est : $KD = V_{cc}/4\pi$



f_e	f_s	V_e
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

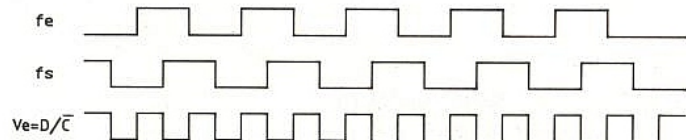
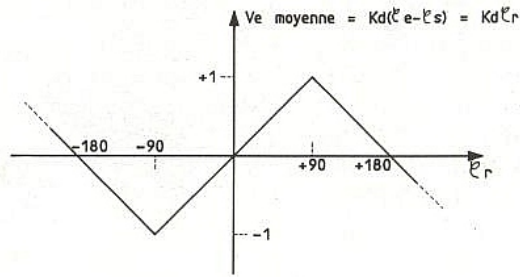
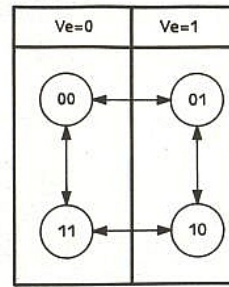


Figure 2 a

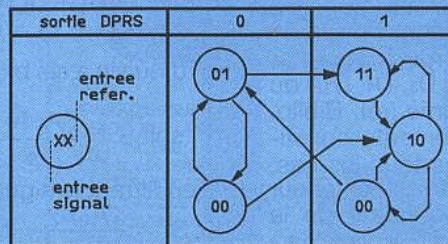
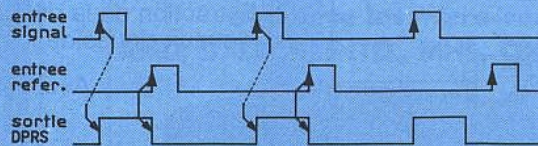
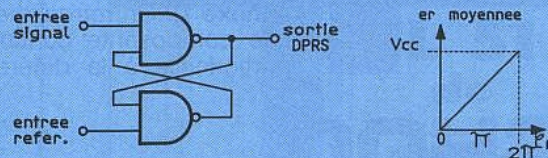


Figure 2 b

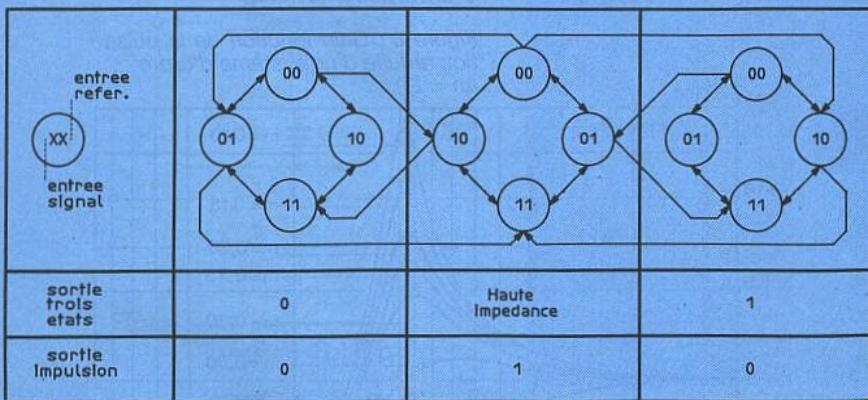
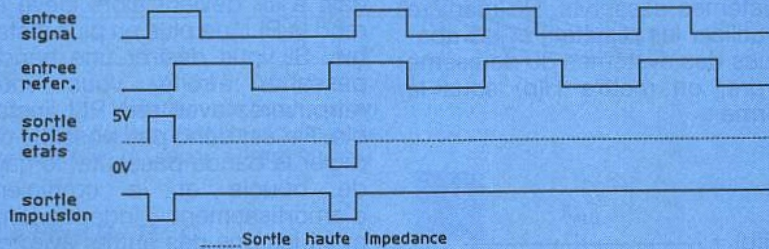
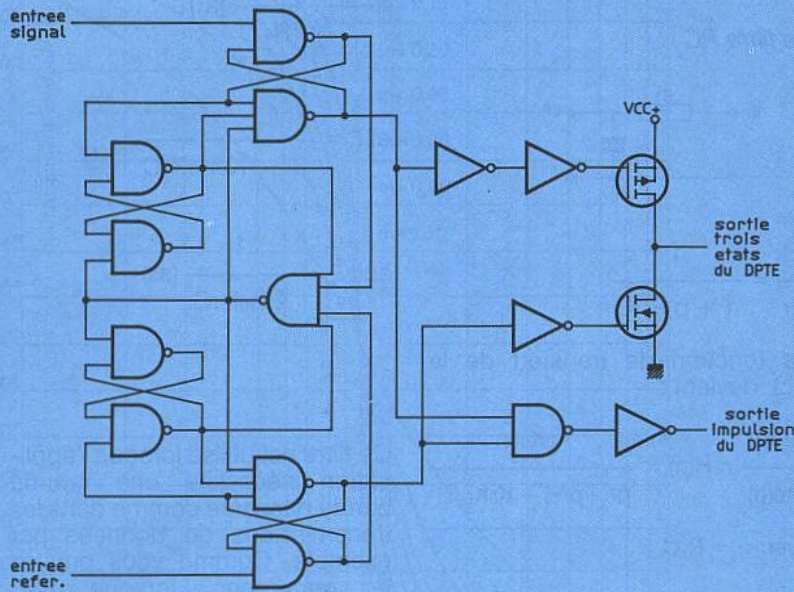


Figure 3

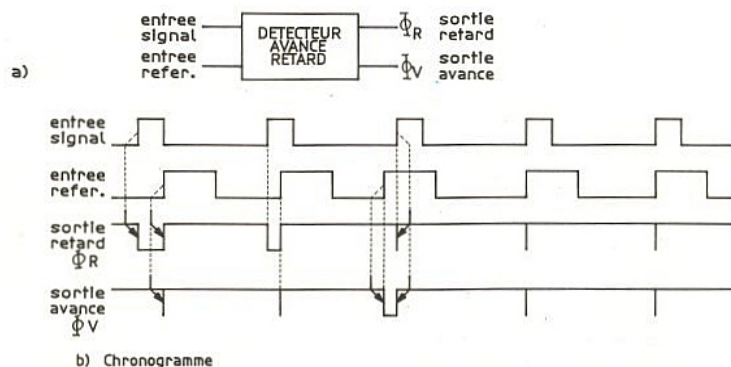
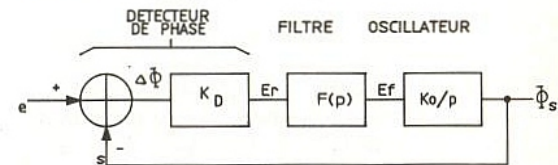


Figure 4

– Le détecteur de phase à avance/retard DPAR, **figure 4**. Ce détecteur de phase a été réalisé pour être utilisé avec un type de filtre de boucle particulier permettant de ramener un pôle à l'origine ($f = 0$).

Ce détecteur travaille également uniquement sur les fronts du signal et permet des rapports cycliques quelconques. Au verrouillage, les signaux ont un déphasage nul. Le DPAR délivre deux sorties. Une lorsque le signal d'entrée est en retard de phase Φ_R , et l'autre lorsqu'il est en avance Φ_A .

Au verrouillage les deux sorties sont à "1". Une petite impulsion très courte apparaît alors sur Φ_A et Φ_R au même instant. La fréquence parasite la plus proche est à f_e . Le gain de ce détecteur est : $K_D = V_{CC}/2\pi$



Modélisation de la PLL :

La modélisation de la PLL conduit à la représentation de la **figure 5**. Or :

$$\omega = \frac{d\Phi_s}{dt}$$

et par transformation de Laplace $\omega(p) = p\Phi_s(p)$
d'autre part $\Delta\omega = K_o E_f(p)$
avec K_o , gain du VCO,

$$\text{donc } \Phi_s = \frac{K_o}{p} E_f(p)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte de la PLL est :

$$FTBO = K_D F(p) \frac{K_o}{p}$$

et en boucle fermée :

$$\frac{\Phi_s}{\Phi_e} = H(p) = \frac{K_D K_o F(p)}{p + K_D K_o F(p)}$$

Les performances de réponse de la PLL à un échelon de phase et à un échelon de vitesse sont définies comme étant la limite, pour t (le temps) tendant vers l'infini, de l'erreur de phase lorsqu'on applique un échelon de phase ou un échelon de vitesse. Or, en appliquant le théorème de Laplace pour t tendant vers l'infini :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Phi_e(p) - \Phi_s(p) =$$

$$\lim_{p \rightarrow 0} (\Phi_e(p) - \Phi_s(p)) p$$

$$= \lim_{p \rightarrow 0} \left[1 - \frac{K_D K_0 F(p)}{p + K_D K_0 F(p)} \right] p \Phi_e(p)$$

$$= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p^2 \Phi_e(p)}{p + K_D K_0 F(p)}$$

Erreur statique :

C'est l'erreur de phase en réponse à un échelon de phase soit :

$$\Phi_e(p) = \frac{\Delta \Phi}{p}$$

d'où Erreur statique :

$$\lim_{p \rightarrow 0} \frac{p \Delta \Phi}{p + K_D K_0 F(p)} = 0$$

L'erreur statique d'une PLL est donc toujours nulle quel que soit son filtre de boucle.

Erreur dynamique de vitesse :

C'est l'erreur de phase en réponse à un échelon de fréquence soit :

$$\omega(p) = \frac{\Delta \omega}{p}$$

or $\omega(p) = p \Phi(p)$ d'où :

$$\Phi_e(p) = \frac{\omega(p)}{p} = \frac{\Delta \omega}{p^2}$$

et l'erreur dynamique vaut :

$$\lim_{p \rightarrow 0} \frac{\Delta \omega}{p + K_D K_0 F(p)} = \frac{\Delta \omega}{K_D K_0 F(0)} \quad (1)$$

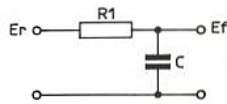
L'erreur dynamique de la PLL dépend donc du gain de boucle $K_V = K_D K_0$ et du gain continu du filtre de boucle $F(0)$.

On voit donc que les paramètres qui permettront de régler la PLL en statique sont le gain de boucle et le filtre de boucle.

Nous venons de décrire les caractéristiques "DC" de la PLL. Il faut maintenant décrire les caractéristiques "AC" et transitoires qui sont uniquement dépendantes du filtre de boucle. C'est lui qui donne toutes les performances à la PLL et qui pose le plus de problème à l'électronicien (amateur ou non) pour le calcul de ses éléments.

Réalisation des filtres de boucle :

Le filtre RC



$$\frac{E_f}{E_r} = \frac{1}{1 + p R_1 C}$$

La fonction de transfert de la PLL devient :

$$\frac{\Phi_s(p)}{\Phi_e(p)} = H(p) = \frac{K_D K_0 / \tau_1}{p^2 + p / \tau_1 + K_D K_0 / \tau_1}$$

avec $\tau_1 = R_1 C$

C'est donc un système du deuxième ordre bien connu dans la théorie des filtres et dans les systèmes asservis. De manière à utiliser les résultats et les abaques des systèmes du deuxième ordre, on mettra $H(p)$ sous la forme :

$$H(p) = \frac{\omega_n^2}{p^2 + 2 \xi \omega_n p + \omega_n^2}$$

avec

$$\omega_n = \frac{K_D K_0}{R_1 C} \quad (a1)$$

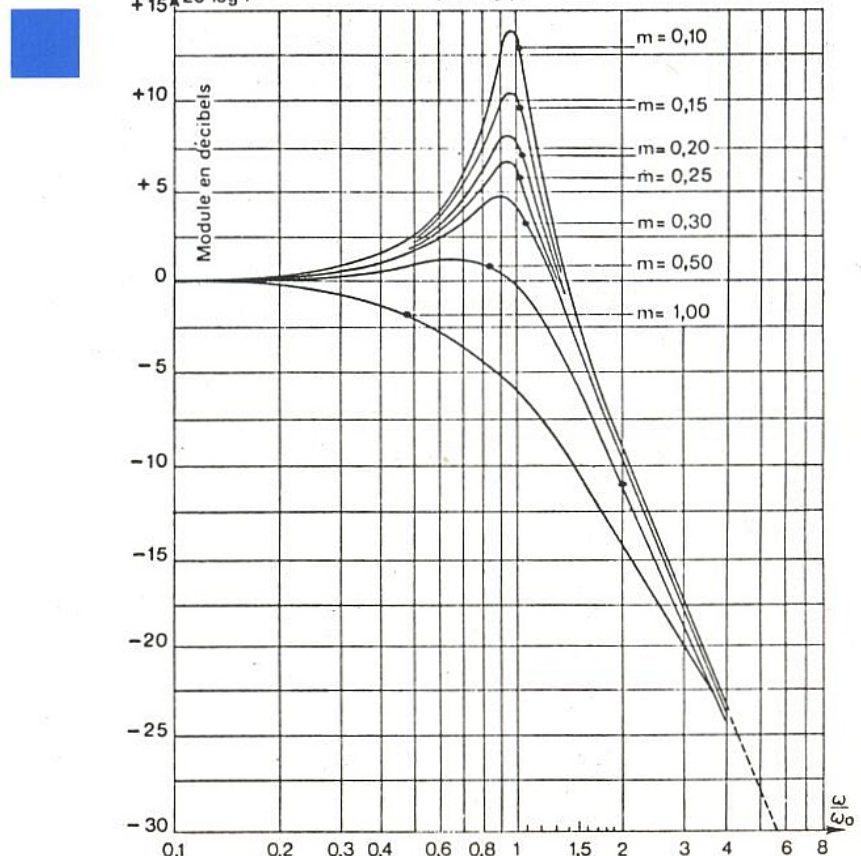
$$\text{et } \xi = \frac{1}{2} \frac{1}{K_D K_0 R_1 C}$$

$$\text{soit } \xi = \frac{1}{2 \omega_n R_1 C} \quad (a2)$$

Ce filtre est utilisé lorsque l'application nécessite une grande bande passante comme dans les transmissions de données par exemple. Comme vous pouvez le remarquer, lorsque $R_1 C$ devient grand, le coefficient d'amortissement ξ devient petit. Il en résulte (voir **figure 6**) que le gain à ω_n devient alors élevé et rend la PLL de plus en plus instable. Si vous désirez une bande passante étroite, vous vous retrouverez avec une PLL instable. Il n'est donc pas possible de régler la bande passante, le gain de boucle et le coefficient d'amortissement indépendamment les uns des autres avec ce filtre.

D'où l'addition d'une résistance d'amortissement R_2 .

Figure 6 : Gain fonction de la pulsation réduite d'un système d'ordre $(m = \xi^2)$.



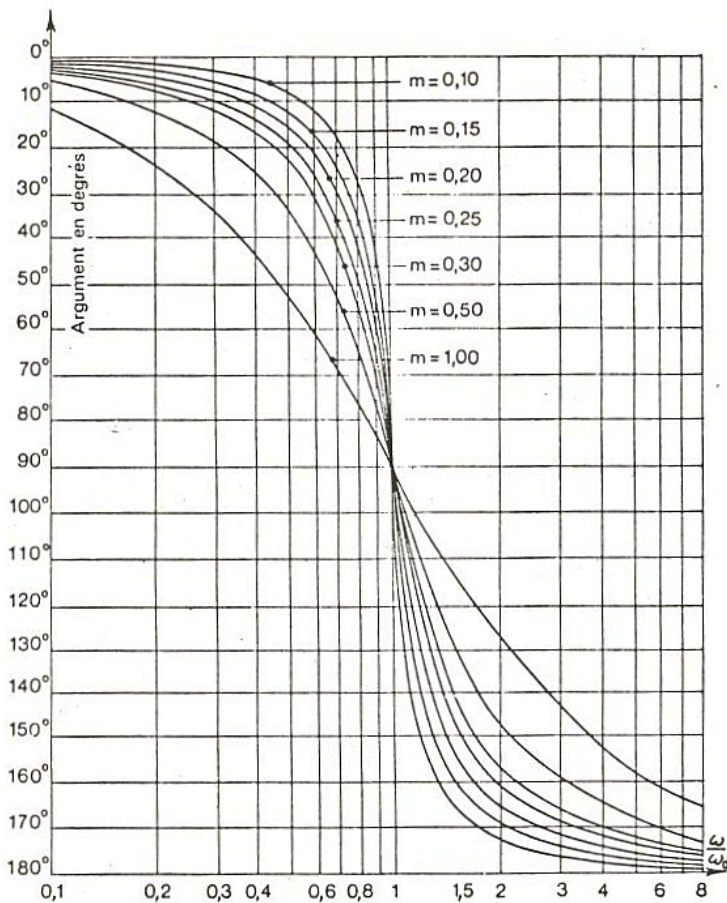
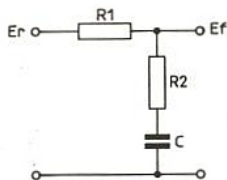


Figure 7 : Variation de la phase en fonction de la pulsation réduite pour un système du second ordre ($m = \xi$).

Le filtre R_1, R_2, C



$$F(p) = \frac{1 + p R_2 C}{1 + (R_1 + R_2) C p}$$

avec $\tau_2 = R_2 C$ et $\tau_1 = R_1 C$

$$F(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{1 + (\tau_1 + \tau_2) p}$$

$H(p)$ devient :

$$H(p) = \frac{\frac{K_D K_0}{\tau_1 \tau_2} (1 + \tau_2 p)}{p^2 + \left(\frac{K_D K_0 \tau_2 + 1}{\tau_1 \tau_2} \right) p + \frac{K_D K_0}{\tau_1 + \tau_2}}$$

donc $\omega_n = \frac{K_D K_0}{\tau_1 + \tau_2} (b_1)$

Formule 1

$$\xi = \frac{1}{2} (K_D K_0 \tau_2 + 1) \frac{1}{(\tau_1 + \tau_2) K_D K_0}$$

Formule 2

$$\xi = \frac{1}{2} \omega_n \left(\tau_2 + \frac{1}{K_D K_0} \right) (b_2)$$

Ce filtre permet de régler ξ avec τ_2 donc R_2 et ω_n avec τ_1 pour un ξ donné.

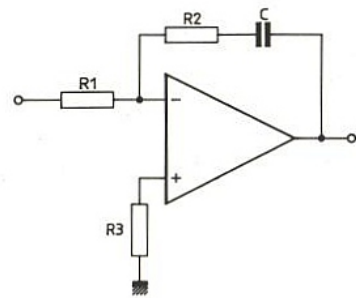
Ce filtre est le plus utilisé et à recommander.

Toutefois, lorsque le détecteur de phase est à avance/retard, il est préférable d'utiliser un filtre actif car il sera alors possible de ramener un pôle à l'origine et donc $\lim_{p \rightarrow 0} F(p) = \infty$.

L'erreur dynamique sera alors nulle d'après (1).

Or, pour ramener un pôle à l'origine, il faut réaliser un intégrateur donc placer un condensateur dans la contre-réaction de l'ampli OP. Associé à des détecteurs

de phase monosortie, le filtre intégrera l'offset de l'ampli OP et arriver rapidement à saturation.



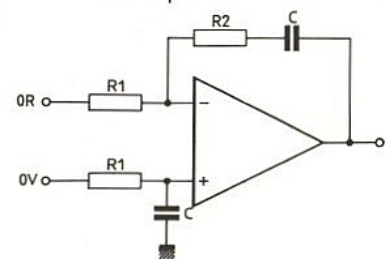
Ceci est dû au fait que la sortie du détecteur de phase est unipolaire. Ce montage ne fonctionnerait que si l'offset était positif.

Le filtre actif intégrateur :

Associé à un détecteur de phase à deux sorties et inséré dans la boucle d'asservissement, ses dérives dues à l'intégration de son offset seront compensées. Le grand avantage de l'intégrateur ayant un pôle à l'origine étant de rendre l'erreur dynamique de phase nulle. Le détecteur de phase avance/retard a d'ailleurs été créé pour l'utilisation de ce filtre.

Il a pour fonction de transfert :

$$F(p) = \frac{1 + R_2 C p}{R_1 C p}$$



$$\tau_1 = R_1 C$$

$$\tau_2 = R_2 C$$

La FTBF de la PLL devient :

$$H(p) = \frac{\frac{K_D K_0}{\tau_1} (1 + \tau_2 p)}{p + \frac{K_D K_0}{\tau_1} p + \frac{K_D K_0}{\tau_1}}$$

$$\text{d'où } \omega_n = \frac{K_D K_0}{\tau_1}$$

$$\text{et } \xi = \frac{\tau_2 \omega_n}{2}$$

Vous voyez que pour ce filtre ω_n est uniquement dépendant de R_1 et que lorsque ω_n est fixée, le coefficient d'amortissement n'est fonction que de R_2 . Les réglages sont indépendants. A notre connaissance ce filtre n'est utilisable qu'avec les circuits MOTOROLA car ce sont les seuls à intégrer des détecteurs de phase avance/retard. De plus, il ne sont utilisables que pour la synthèse de fréquence car les détecteurs avance/retard sont intégrés dans des circuits ne donnant pas accès aux entrées du détecteur de phase chez MOTOROLA. Donc inutilisables pour d'autres applications.

Le VCO :

Les composants permettant d'obtenir la fréquence centrale sont le circuit RC ou le quartz.

Le quartz présente l'avantage et le désavantage, suivant l'application, de ne permettre qu'une plage de capture et de poursuite très réduite.

De l'ordre de 0,2 %.

Le circuit RC permet d'obtenir des plages de capture et poursuite pouvant atteindre 20 % de la fréquence centrale. Ceci permettra à la PLL de suivre des signaux modulés en fréquence.

Pour des PLL alimentées en 5 V, la fréquence centrale de travail sera réglée pour une tension d'entrée de 2,5 V ($V_{cc}/2$) de manière à permettre des fluctuations symétriques de la fréquence centrale.

Le gain du VCO est :

$$K_0 = \frac{2 \pi \Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}}$$

Exemple :

avec le PLL 74 HC 4046, vous avez :

$$K_0 = 0,24 \times 2 \pi \cdot f_0 = 1,50796 f_0$$

Comment calculer le filtre de boucle

La solution la plus simple est de prendre une recette de cuisine qui vous conviendra dans 90 % des applications.

Recette de cuisine

Ne prenez aucun risque et choisissez :

$$\xi = 1$$

$$\omega_n = \frac{2 \pi}{10} f_e$$

avec f_e = fréquence du signal d'entrée

Utilisez le filtre R_1, R_2, C et donc calculez R_1, R_2 et C comme suit : d'après (b2)

$$\tau_2 = \frac{2 \xi}{\omega_n} = \frac{2 \times 10}{2 \pi f_e}$$

$$\tau_2 = \frac{3,18}{f_e}$$

d'après (b1) :

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{K_D K_0}{\omega_n^2}$$

$$\begin{aligned} \tau_1 + \tau_2 &= \frac{100 K_D K_0}{4 \pi^2 f_e^2} \\ &= 2 533 \frac{K_D K_0}{f_e^2} \end{aligned}$$

$$\text{or } K_0 = \frac{4 \pi}{V_{cc}} f_0$$

et K_D est fonction du détecteur de phase utilisé.

$$f_0 = f_e \text{ donc}$$

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{6,365 K_D}{f_0}$$

Reportez-vous au **tableau 1** qui récapitule les calculs en fonction des détecteurs de phase utilisés.

Calcul du filtre de boucle en fonction de l'application

Dans le cas où votre application nécessite des performances en transitoire, il est nécessaire de choisir ξ en conséquence. Suivant le type de modulation sus-

ceptible d'apparaître dans votre circuit vous choisirez ξ avec un des quatre critères suivants ou bien en prenant un compromis de 2 d'entre eux :

a) optimisation de la réponse à un saut de phase (**figure 8**)

b) optimisation de la réponse à un saut de fréquence (**figure 9**)

c) optimisation de la réponse à une rampe en fréquence (**figure 10**)

d) optimisation de l'erreur de phase due à une modulation sinusoïdale (**figure 11**)

Le critère b) est certainement le critère le plus utilisé. Pour faciliter le choix de ξ vous trouverez **figure 12** le temps de montée t_m et le temps d'établissement t_e à 5 % en fonction de ξ .

t_m est l'instant du 1^{er} maximum.

t_e est l'instant à partir duquel le signal arrive à 5 % de sa valeur finale, soit :

$$\left| 1 - \frac{\theta_e(t)}{\Delta \omega / \omega_n} \right| \leq 0,05$$

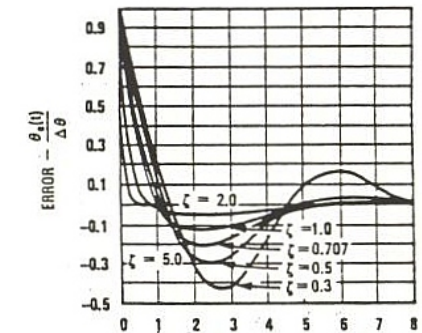


Figure 8 : Réponse à un saut de phase.

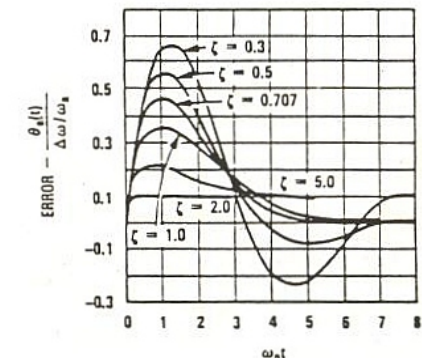


Figure 9 : Réponse à un saut de fréquence pour une PLL ayant une erreur dynamique de vitesse négligeable.

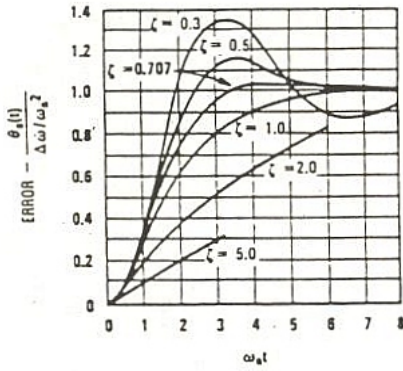


Figure 10 : Réponse à une rampe de fréquence pour une PLL ayant une erreur dynamique de vitesse négligeable et une erreur dynamique d'accélération ($\Delta\omega / \omega_n^2$) comprise dans la figure.

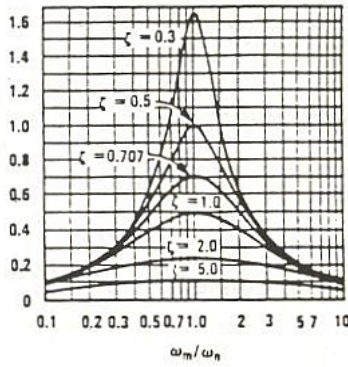
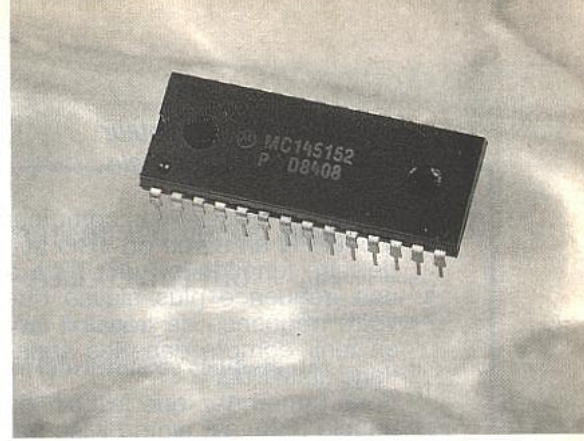


Figure 11 : Erreur de phase due à une modulation sinusoïdale à la fréquence ω_m . L'erreur dynamique de vitesse de la PLL doit être négligeable.



La figure 13 vient compléter la figure 12 en indiquant le dépassement D en % en fonction du coefficient d'amortissement ξ . La définition du dépassement étant la suivante :

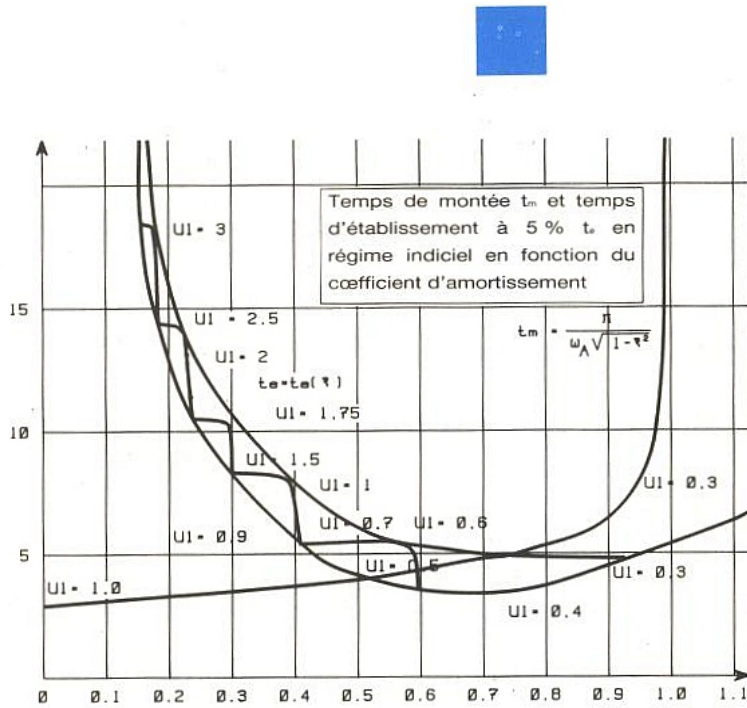


Figure 12

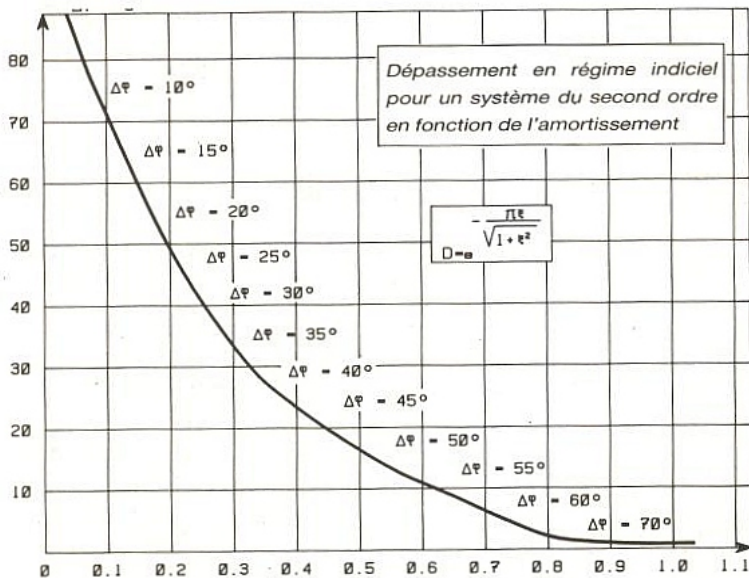
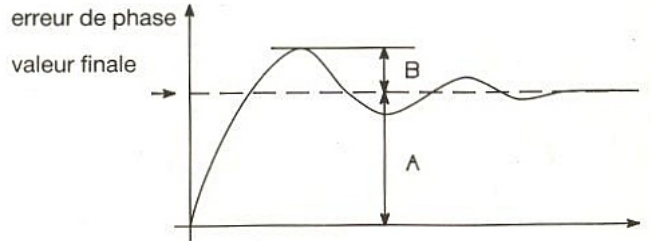


Figure 13



$$D\% = \frac{B}{A} \times 100$$

Vous venez de choisir le coefficient d'amortissement de votre PLL. il faut maintenant choisir la pulsation naturelle ω_n . Là, deux choix sont possibles :

a) votre système doit accepter une modulation de fréquence de $\pm \Delta\omega_m$ autour de la fréquence centrale. Vous choisirez alors :

$$\omega_n = 1,05 \Delta\omega_m$$

b) votre système doit travailler à fréquence fixe et ne sera soumis qu'à de petites variations de fréquence. Choisissez alors ω_n assez élevée de manière à garder des performances de poursuite acceptables. Ceci contribuera également à réduire le jitter dû au VCO de votre PLL. Dans ce cas choisissez :

$$\omega_n = \frac{2 \pi f_0}{10}$$

Vous avez maintenant les deux paramètres ξ et ω_n qui vous permettront de calculer les composants du filtre de boucle.

Aidez-vous du tableau 1 pour déterminer K_D et K_0 de votre PLL et prenez les formules de la colonne de gauche pour calculer τ_1 et τ_2 .

Utilisation d'un compteur modulo N dans la boucle :

Si vous utilisez un compteur modulo N en sortie du VCO afin de faire fonctionner votre PLL à une fréquence plus élevée que votre fréquence de travail il faut en tenir compte dans les équations de la PLL.

Vous remarquez que le gain de boucle $K_D K_0$ est alors divisé par N d'où :

$$K_V = \frac{K_D K_0}{N}$$

Il ne faut pas oublier que l'erreur dynamique de vitesse est inver-

sement proportionnelle au gain de boucle K_V et donc deviendra importante pour N élevé. Vous devez également tenir compte de N dans le calcul des composants du filtre comme indiqué dans le **tableau 1**.

La réponse transitoire :

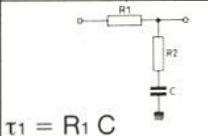
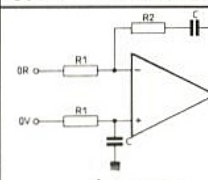
Pour contrôler les performances de votre PLL, appliquez à l'entrée un signal correspondant à celui de votre critère de choix et visualisez l'entrée du VCO à l'oscilloscope en AC. Synchronisez de préférence sur le signal modulant.

Contrôle et réglage de la PLL :

N'oubliez pas de vérifier vos plages de capture et de poursuite. Le mode opératoire est le suivant :

Plage de capture :

- injectez à l'entrée une fréquence suffisamment basse pour que la PLL n'accroche pas
- faire croître cette fréquence lentement jusqu'à l'accrochage de la PLL
- notez alors la fréquence basse d'accrochage $f_a \text{ min}$
- injectez maintenant une fréquence suffisamment haute pour que la PLL n'accroche pas

Type de détecteur	Bascule RS		Trois états		Ou exclusif		
Type de filtre							
 <p>$\tau_1 = R_1 C$ $\tau_2 = R_2 C$</p> <p>$F(p) = \frac{K_D K_0}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}$</p> <p>$\omega_n = \sqrt{\frac{K_D K_0}{(\tau_1 + \tau_2) N}}$</p> <p>$\xi = \frac{\tau_2 \omega_n}{2} + \frac{2 K_D K_0}{N K_D K_0}$</p> <p>$\tau_1 + \tau_2 = \frac{2 \xi}{\omega_n^2}$</p> <p>$\tau_2 = \frac{2 \xi}{\omega_n} - \frac{\tau_1}{K_D K_0}$</p> <p>N = 1 si pas de diviseur dans la boucle</p>	K_D K_0 $K_V = K_D K_0$	$V_{CC}/2\pi$ $4\pi f_0/V_{CC}$ $\frac{2}{N} \times f_0$	$V_{CC}/4\pi$ $4\pi f_0/V_{CC}$ $\frac{1}{N} \times f_0$	V_{CC}/π $4\pi F_0/V_{CC}$ $\frac{4}{N} \times f_0$			
	Diviseur N	sans	avec	sans	avec	sans	avec
	$\tau_1 + \tau_2$	$\frac{5,0660}{f_0}$	$\frac{5,0660}{N f_0}$	$\frac{2,533}{f_0}$	$\frac{2,533}{N f_0}$	$\frac{10,1321}{f_0}$	$\frac{10,1321}{N f_0}$
	τ_1	$\frac{2,3829}{f_0}$	$\frac{5,0660}{N f_0} - \frac{3,1831}{f_0} + \frac{N}{2 f_0}$	$\frac{0,3499}{f_0}$	$\frac{2,533}{N f_0} - \frac{3,1831}{f_0} + \frac{N}{f_0}$	$\frac{7,198}{f_0}$	$\frac{10,131}{N f_0} - \frac{3,1831}{f_0} + \frac{N}{4 f_0}$
	τ_2	$\frac{2,6831}{f_0}$	$\frac{3,1831}{f_0} - \frac{N}{2 f_0}$	$\frac{2,1831}{f_0}$	$\frac{3,1831}{f_0} - \frac{N}{f_0}$	$\frac{2,9331}{f_0}$	$\frac{3,1831}{f} - \frac{N}{4 f_0}$
 <p>- Ce filtre n'est utilisable qu'avec le détecteur avance/retard. - L'erreur dynamique de vitesse est nulle quel que soit N pour ce filtre.</p> <p>$K_D = \frac{V_{CC}}{2\pi}$ $K_0 = \frac{4\pi f_0}{V_{CC}}$ $K_D K_0 = 2 \times f_0$</p> <p>$F(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p}$</p> <p>$\omega_n = \sqrt{\frac{\tau_1 p}{K_D K_0 N \tau_1}}$</p> <p>$\xi = \frac{\tau_2 \omega_n}{2} + \frac{2}{K_D K_0}$</p> <p>$\tau_1 = \frac{N \omega_n^2}{2 \xi}$</p> <p>N = 1 si pas de diviseur dans la boucle.</p>	- sans diviseur par N		- avec diviseur par N				
	τ_1	$\frac{50}{\pi^2 f_0} = \frac{5,06606}{f_0}$		$\tau_1 = \frac{50}{N \pi^2 f_0} = \frac{5,06606}{N f_0}$			
	τ_2	$\frac{10}{\pi f_0} = \frac{3,18309}{f_0}$		$\tau_2 = \frac{10}{\pi f_0} = \frac{3,18309}{f_0}$			
	Tableau 1 : Calcul du filtre de la PLL pour $\xi = 1$ et		$\omega_n = \frac{2\pi f_0}{10}$				

- la faire décroître lentement jusqu'à l'accrochage de la PLL
 - notez alors la fréquence haute d'accrochage $f_a \max$
 Vous devez obtenir :

$$f_0 = \frac{f_a \min + f_a \max}{2}$$

Si ce n'est pas le cas, régler la fréquence centrale de la PLL.

Plage de poursuite :

- injecter une fréquence égale à f_0 à l'entrée
 - la faire croître lentement jusqu'au décrochage
 - notez $f_p \max$
 - revenir à la fréquence centrale f_0
 - la faire décroître lentement jusqu'au décrochage
 - notez $f_p \min$

$$\text{Là encore } f_0 = \frac{f_p \min + f_p \max}{2}$$

Vous devez vérifier :
 $(f_p \max - f_p \min) > (f_a \max - f_a \min)$

Réglage de la fréquence centrale :

N'oubliez surtout pas lors de votre étude de prévoir un strap vous permettant de déconnecter le filtre de boucle du VCO afin de régler ce dernier.

Injecter $V_{cc}/2$ à l'entrée du VCO et régler les éléments R ou C permettant d'ajuster la fréquence centrale. Remplacez le strap. Votre PLL est prête.

CONCLUSION :

Les PLL semi-analogiques sont sensibles aux variations de température et de tension d'alimentation. C'est le VCO qui est le plus sensible et vous observerez une dérive de la fréquence centrale ainsi que l'apparition d'offset en fréquence sur les plages de capture et de poursuite pouvant atteindre 20 % de leur valeur nominale. Les variations des gains K_D et K_0 affecteront directement la stabilité de la PLL. Nous vous recommandons donc d'utiliser des PLL numériques à chaque fois que cela sera possible. Leur étude fera l'objet d'un prochain article.

Jean-Yves Bedu

Programmeur Universel pour PC ALL03 de Hilo



- * le plus répandu en France
- * approuvé par les fabricants de composants
- * haute fiabilité
- * des centaines de références EPROMs, EEPROMs, PALs, EPLDs, GALs, Microcontrôleurs, TTLs, RAMs
- * Le plus complet

En promotion pour seulement 3.075ht (payment comptant) au lieu de 3.700ht (par bon de commande). Doc. sur demande.



Programmeur de 8 EPROMs/BPROMs (8 Eeproms 1M en 19 secondes) connectable sur le bus du PC (4 250F HT)

EFFACEUR d'EPROMs (capacité 30) avec temporisateur (1 200F HT)



RAM			
SIMM1M x 9 70nsec	375ht	386-25 64K cache avec 4M RAM installé	8.400ht
41000-80	48ht	386-33 64K cache avec 4M RAM installé	9.200ht
44256-80	48ht	486-25 avec 4M RAM installée	15.900ht
Eproms:			
27C256	28ht		
27C512	48ht		
Lecteurs de disques japonais:			
360K	490ht	Disques durs:	
1,2M	600ht	40M Western Digital 28ms avec interface AT Bus	2.700ht
1,44M avec berceau	620ht	80M Western Digital 28ms avec interface AT Bus	4.800ht
Cartes mères:		115M ESDI 15ms avec interface EDSI pour AT	5.600ht
286-12 0w/s avec 1M	1.650ht	140M ESDI 15ms avec interface EDSI pour AT	6.700ht
286-16 0w/s avec 1M	1.990ht		

Gamme de Cartes d'Acquisition de Données Sur 12 Bits. A/D, D/A, TTL

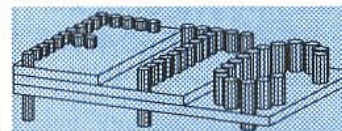
Ces cartes possèdent 16 voies A/D, un temps de conversion de 15 ou 25 micro-sec, 2 voies D/A (12 bits), 8 entrées TTL et 8 sorties TTL. Livrées avec câbles, boîtiers de branchement externe, et logiciel d'utilisation (Prix du kit complet 4 070F HT). Il existe également, en option: - extension multi I/O, - extension 40 entrées A/D, - module avec relais secteur 0-280V 3A avec LEDS. Disponible également en résolution 14 bits et en 8 bits 400 nanosecondes.

Carte de contrôle de moteurs pas à pas.

Exploitation indépendante et simultanée de trois moteurs, vitesse programmable de 3,3 à 3.410 pas par sec. Buffer de 64 Octets par moteur. Programmables également l'accélération, la décélération et le comptage des pas. Livrée avec manuels, sorties avec opto-coupleurs, câbles avec connecteur DB37 lié à un boîtier de raccordement, et des utilitaires en C, Basic, Pascal et Assembleur (Prix du kit complet 2 650F HT)

Spécialiste des lecteurs codes à barres.

Nous avons des lecteurs en stylo optique connectables sur le PC (2100 F HT), en douchette et de poche (mémoire 64K) qui communiquent avec le PC en infrarouge via l'interface RS232C. Nous avons également développé des logiciels d'impression de codes à barres pour le PC (EAN et code 39) pour les imprimantes matricielles et compatibles Laserjet.



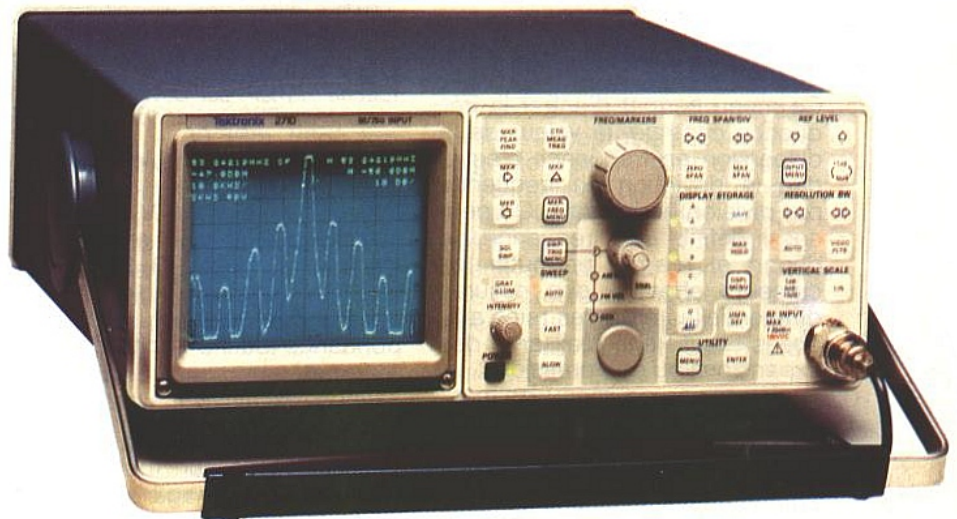
FTC, 71 rue Vasco de Gama, 75015 Paris. Tél 45 33 52 30 et 52 51 FAX 45 33 50 55. Lundi à vendredi de 9h30 à 13h et de 14h à 18h.

L'analyseur de spectre 2710 TEKTRONIX

L'emprise croissante des télécommunications sur notre monde moderne impose des moyens de mesure et de contrôle sophistiqués, transportables le plus souvent sur le terrain.

L'analyseur de spectre 2710 Tektronix répond à ces besoins.

Couvrant le domaine spectral s'étendant des basses fréquences jusqu'à 1,8 GHz, il est particulièrement approprié pour effectuer tests et contrôles divers dans les bandes de radiocommunications, de télévision hertzienne ou câblée, et même de radiotélédiffusion par satellite. La bande intermédiaire satellite s'étalant d'environ 950 MHz à 1,9 GHz.



Le 2710 est un outil polyvalent, conçu pour répondre aux problèmes rencontrés tant sur site qu'en laboratoire. Il est donc léger pour un appareil de ce type (moins de 9,5 kg en version standard) et peut être alimenté soit par le secteur — qui peut varier entre 90 et 250 V et de 48 à 440 Hz — soit par un pack batterie ; on peut d'ailleurs, avec cette option, alimenter directement les têtes de réception satellite (généralement en 18 V) en fantôme via le câble coaxial de liaison. Ceci permet d'opérer très facilement et directement sur la tête qui fournit des signaux compris entre 950 MHz et 1,8 GHz environ après le premier changement de fréquence. En introduisant un offset de fréquence dans le 2710, on pourra donc aligner rapidement une station de réception satellite, la fréquence affichée par le marqueur pointant une raie correspondant à celle du transpondeur afférant.

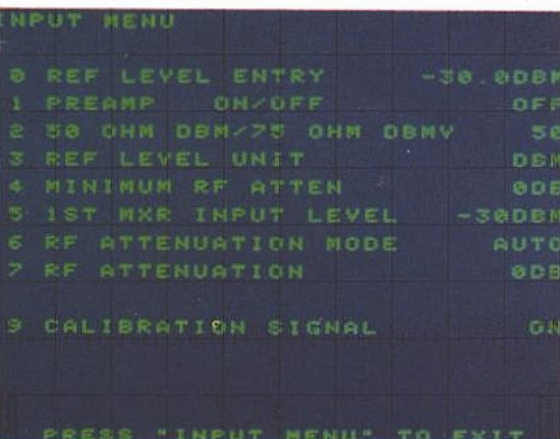
Les touches de commande de type "palpeur" sont recouvertes d'un matériau du type Lexan sérigraphié, quasiment inaltérable ; travail sur site oblige.

Bien que les commandes soient réparties par blocs fonctionnels, il faut reconnaître que le 2710 demande un certain apprentissage avant d'en tirer parti correctement.

Ceci provient du fait que cet appareil contrôlé par microprocesseur a été étudié pour satisfaire une polyvalence optimale. Le constructeur a donc opté pour un accès aux commandes géré par menus et sous-menus de telle sorte qu'il puisse être configuré pour des besoins précis. Certaines configurations de mesures sont en mémoire morte, d'autres sont programmables et enregistrables.

A la mise sous-tension c'est la configuration "générale" établie par TEKTRONIX qui est appelée, mais l'utilisateur pourra la modifier à volonté et démarrer l'appareil selon ses propres desiderata. Les touches entourées d'un liseré noir dans les blocs fonctionnels correspondent donc à l'accès aux menus.

On distingue sept touches d'appel de menu :



Affichage obtenu lors de l'appel du menu "input". Comme on peut le constater tous les paramètres d'entrée peuvent être prépositionnés. On procédera éventuellement à une calibration.

Menu input

C'est par ce dernier que l'on peut paramétrer le niveau de référence, le changement d'impédance caractéristique pour les mesures en dBm, le réglage de l'atténuation HF ou contrôler l'insertion du préamplificateur de 12 dB dans les circuits d'entrée.

Notons, et cela est vrai pour les autres blocs fonctionnels, que les touches et commandes à accès direct :

Ref Level \leftarrow \rightarrow et 1 dB/10 dB (pas d'atténuation) peuvent conduire pour l'essentiel (pas pour les changements de référence d'impédance par exemple) aux mêmes résultats.

Menu marker / frequency

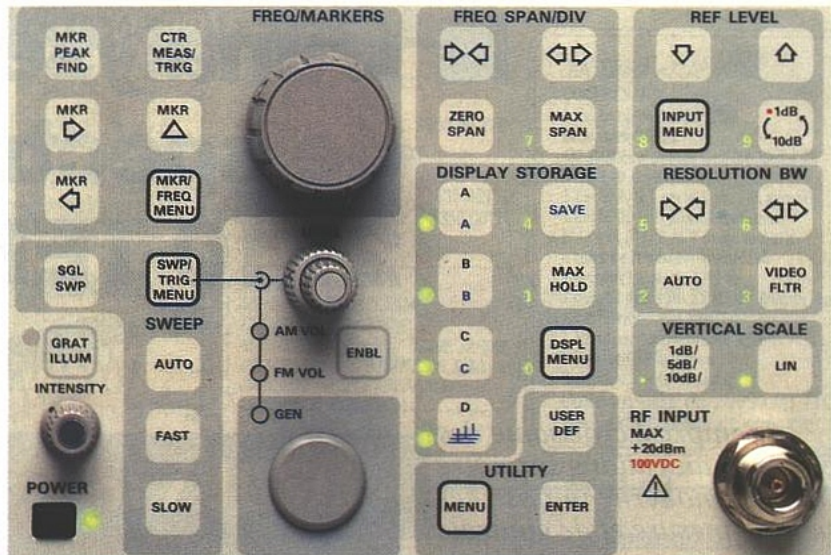
Ce menu permet d'entrer la fréquence centrale, la valeur de la dispersion en fréquence c'est à dire la déviation en fréquence par division horizontale. On peut aussi définir une fréquence de départ et d'arrêt, permuter les curseurs, effectuer des mesures différentielles entre les raies affichées tout en réalisant des expansions ou compressions.

Toujours par ce menu on peut programmer une incrémentation à partir de la fréquence centrale choisie ou de celle de départ. Enfin, certaines options donnent accès à des tables (SET UP TABLE) programmées, par exemple la progression des porteuses vidéo et son des émetteurs TV américains. Il est de la sorte très facile de repérer les raies, leur fréquence, leur niveau avec un minimum de manipulations (c'est tout aussi possible avec les émetteurs européens). Ouvrons une parenthèse importante pour signaler que l'édition et la sélection dans un menu est très simple.

L'appui sur une touche menu provoque l'affichage d'une liste soit de sous-menus soit d'options.

Les touches Save (qui sert pour la mémorisation), Max Hold (maintien des maximums), Display menu, Max span, compression \leftarrow \rightarrow et expansion \leftarrow \rightarrow de largeur de bande de résolution (RBW), auto, filtre vidéo, d'échelle verticale 1, 5, 10 dB et LIN (log) ont un double rôle.

Lors de l'entrée dans un menu elles représentent le chiffre repéré en vert juste à côté. Ainsi Max Hold est la touche "1" et Lin la touche "retour arrière" qu'on utilisera pour faire une correction. Enfin, la touche ENTER valide les caractères entrés comme sur une calculette ou un



Le panneau de commande du 2710. Il s'agit d'un ancien modèle. Désormais la touche "Enter" est devenue "Appl. menu" et la touche "ENBL" "DET/GEN menu". On distingue bien les différents blocs fonctionnels.

ordinateur. Rien de bien compliqué.

Les unités dBm, dBV, etc., Hz, kHz, MHz, GHz, sont entrées par les touches [A, A], [B, B], [C, C], [D, D], l'appareil indiquant en général dans un menu la correspondance touche - unité.

Menu Display

Comme son nom le laisse supposer, il agit sur tout ce qui concerne l'affichage. Il permet d'entrer des paramètres de moyennage et d'afficher des spectres moyennés afin d'améliorer le rapport signal-bruit. On utilisera cette option lorsque l'action des filtres (filtre de résolution ou filtre vidéo) supprime trop d'énergie dans le signal, et que dès lors la représentation du spectre n'est plus correcte. Le moyennage supprime les signaux non corrélés sans affecter l'énergie transportée par le signal utile.

Par ce même menu on peut effectuer des soustractions de spectres, utiles pour observer par exemple sur un même "spectre" les variations d'une acquisition à l'autre, activer les modes max et min Hold pour évaluer les maxima et minima d'une raie.

Enfin, c'est par le menu display que l'on peut adjoindre des titres et des informations qui serviront lors de l'édition papier, afficher une ligne de référence appréciable pour le repérage rapide, opérer des mesures d'excursion de fréquence, etc.

Menu application

Ce menu autorise l'accès rapide à des applications standard : mesure de bande passante (à - 3 dB mais on peut changer ce

niveau de référence), mesure du bruit moyen, de rapport porteuse-bruit (C/N).

Menu detector / generator

Le 2710 est équipé d'un discriminateur de fréquence et d'un démodulateur AM.

Une fois un spectre calé sur une porteuse AM ou FM, on peut choisir le type de détecteur et écouter la modulation. Le volume sera réglé par le bouton central de la commande Level, après avoir sélectionné le mode zéro span. Dans ce mode la dispersion de fréquence est nulle, et ce sont les variations temporelles du signal qui sont analysées (comme pour un oscilloscope).

Menu utility

C'est celui qui permet d'enregistrer ses propres configurations de mesures. Cette possibilité est une des grandes forces du 2710. Un opérateur avisé peut ainsi configurer l'appareil pour un contexte donné. Dès lors n'importe quel autre utilisateur pourra très simplement rappeler la configuration entrée et procéder très simplement à des contrôles.

Sweep-trigger / menu

Ce menu permet de paramétrer le déclenchement et le balayage. C'est dans ce dernier que l'on choisit la source de déclenchement, les modes, etc.

Entrer et sortir d'un menu est un jeu d'enfant. Outre le fait que les procédures opératoires sont en général rappelées sur l'écran, il suffit de savoir que les touches sont du type action bistable.

Avec le 2710 on peut soit afficher un spectre en analogique soit le cas le plus fréquent, en numérique. L'appareil dispose de quatre mémoires actionnées par la touche [save] et le numéro de mémoire correspondant : A, B, C, D.

Il est possible d'afficher le contenu des mémoires en mode "chute d'eau" (waterfall) avec la touche D. Ce mode de représentation s'avère utile pour apprécier l'évolution d'un spectre figé à des moments différents. Dans ce cas le dernier spectre affiché [D] est celui qui reste constamment rafraîchi.

Il est même possible d'envoyer la représentation analogique de ce dernier sur un oscilloscope par la prise DB 9 présente en face arrière. Cette dernière véhicule la vidéocomposite, la rampe de balayage, et le signal de déclenchement.

Utilisation

Il est important de prendre quelques précautions lors de l'emploi d'un analyseur, le 2710 n'échappe pas à la règle. Notamment on devra toujours vérifier que la puissance des signaux

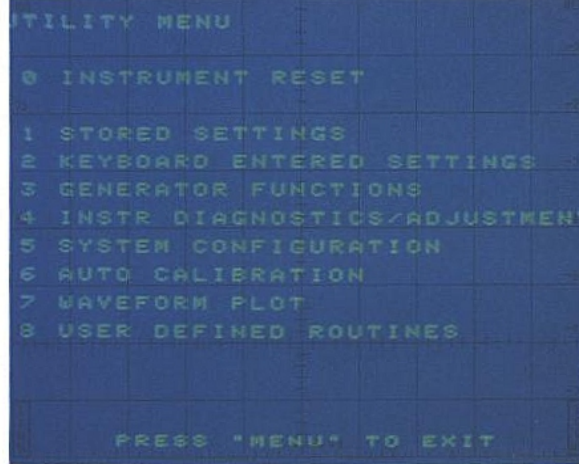
injectés reste inférieure à 20 dBm (dBm référencé sur 50 Ω), soit :

$$10 \log. \frac{P_{in}}{1 \text{ mW}} \quad \text{sous } 50 \Omega$$

La composante continue éventuellement superposée ne devra pas excéder 100 V. Dans tous les cas où ces conditions ne sont pas requises, on introduira un atténuateur sur la liaison d'entrée, si possible adapté pour garantir la validité des mesures. Il est en effet très difficile de protéger efficacement des entrées HF large bande, cela ne pourrait se faire qu'au détriment du facteur de bruit.

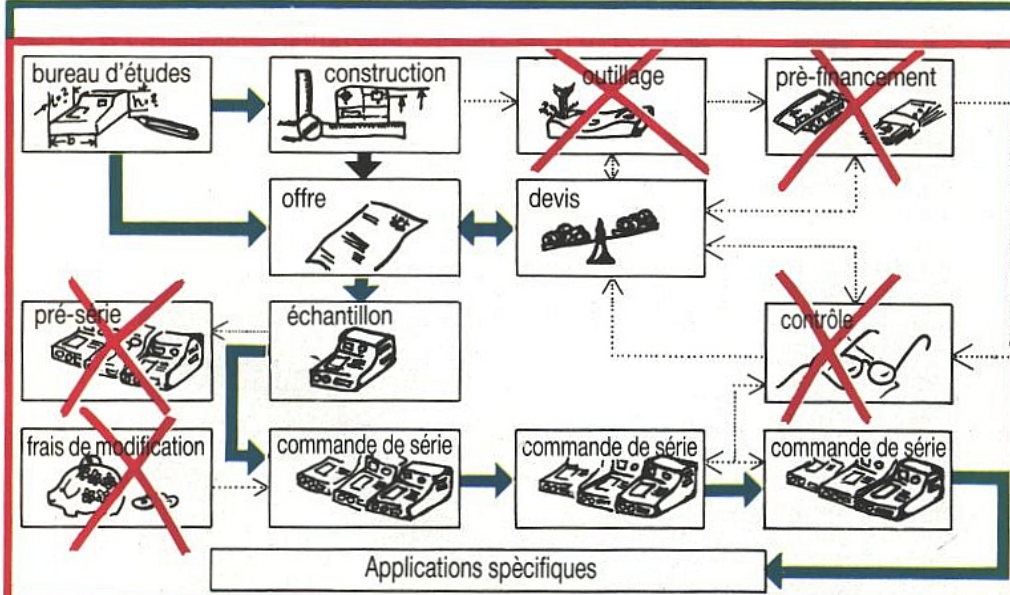
Sur le 2710, on entre directement sur un atténuateur 0 - 50 dB, réglable par bonds de 2 dB, et, ensuite le signal attaque le premier mélangeur optimisé pour travailler à - 30 dBm (d'où les 20 dBm maximum évoqués). On peut ou non insérer après l'atténuateur d'entrée un préampli de gain 12 dB en présence de niveaux d'entrée très faibles, de façon à recouvrer le signal au-dessus du plancher de bruit de l'appareil.

Il est donc impératif de contrôler éventuellement avec un voltmètre large bande le niveau. Ce



Affichage du menu "utility". C'est par ce dernier que l'on peut changer de configuration de mise sous tension.

qu'affiche l'appareil ne correspond pas à toute la bande et des signaux au-dessus du niveau maximal acceptable peuvent être malgré tout présents en entrée. On se méfiera particulièrement, lors de mesures sur des réseaux câblés ou sur des installations collectives, des tensions continues et crêtes alternatives superposées au signal. Leur somme doit impérativement restée inférieure à 100 V sous peine de destruction du couplage d'entrée et des étages suivants.

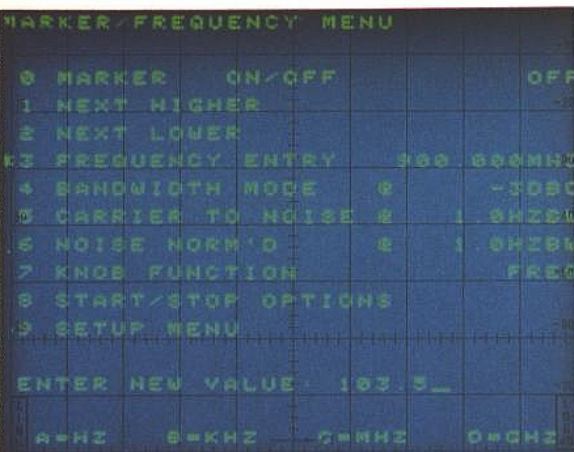


COFFRETS PLASTIQUES

Pour vos coffrets plastiques, nous vous proposons une technologie souple, à vos mesures, sans frais d'outillage, personnalisée, sérigraphiée, de l'unité à la série, conception de prototype à partir de 72 heures. Usage numérique.

LA TOLERIE PLASTIQUE
Z.I. Route d'Etretat 76930 OCTEVILLE
Tél. 35 44 92 92 - Fax 35.44.95.99





Le menu "marker / frequency" et les choix proposés. On notera l'affectation des touches A, B, C, D aux unités de fréquence.

Ces vérifications préliminaires étant faites plusieurs démarches sont possibles :

- Soit on rappelle une configuration établie parmi celles possibles dans le menu "util" et son sous-menu "user defined power-up" ou dans le sous-menu stored settings.

- Soit à l'aide des commandes directes :

freg span/div., ref. level, freq. marker, RBW, vertical scale, etc., on définit au fur et à mesure de ses besoins la configuration adaptée à la mesure, c'est la procédure suivie avec un analyseur "conventionnel".

- En faisant appel au menu "Appl", on peut accéder automatiquement à des mesures normalisées si l'appareil a été préalablement configuré correctement. Citons par exemple des mesures de bande passante, de bruit moyen, de rapport porteuse-bruit.

Signalons à cet effet que le manuel d'utilisation est remarquablement construit et guide véritablement l'utilisateur dans le dédale des menus.

Après quelques heures d'utilisation et une lecture attentive, on arrive à exploiter très correctement le 2710 ; il est certain qu'il ne faudra escompter manipuler facilement avec cet appareil dès sa première prise en main. Ceci par contre se fait très facilement lorsqu'on fait appel aux configurations préétablies, c'est à la fois sa grande force et sa faiblesse.

Lorsque l'on effectue des mesures sur des impédances de source de 75 Ω (cas notamment en télévision), on peut introduire automatiquement un facteur de correction sur la lecture de niveaux exprimés en dBmV si on spécifie que la mesure se fait sous 75 Ω et en dBmV grâce à l'option [2] du menu d'entrée (Input menu).

Toutefois il ne s'agit là que d'une correction de niveau et dans certains cas elle peut s'avérer insuffisante pour effectuer des mesures correctes car la réponse impulsionnelle et le taux d'ondes stationnaires sont affectés par la désadaptation 75/50 Ω .

Il est alors conseillé d'employer un atténuateur-adaptateur 75 Ω /50 Ω qui introduit une perte de 7,5 dB (accessoire standard). On reste en 50 Ω et en dBmV mais grâce l'option (4) on entre l'atténuation introduite par l'adaptateur (- 7,5 dB). Ce réglage peut être adjoint au "set-up" c'est-à-dire à la configuration de mise sous-tension grâce au menu "utility". Ce même menu permet de connaître les options installées dans l'analyseur dans le sous-menu "system configuration", rubrique "Installed options display". On peut notamment voir si l'analyseur dispose des options moniteur vidéo, fréquencemètre, mémoire remanente...

Toujours dans ce même menu on peut avoir accès aux différents tests de bon fonctionnement : des commandes, de l'extension mémoire si cette option est installée, etc...

Les recalibrations sont aussi effectuées via le menu utility grâce au générateur interne.

Enfin l'édition de courbes se fera par le sous-menu "waveform plot" en ayant eu soin de choisir préalablement dans "screen plot config" le bon driver, selon le type d'imprimante ou de traceur utilisé.

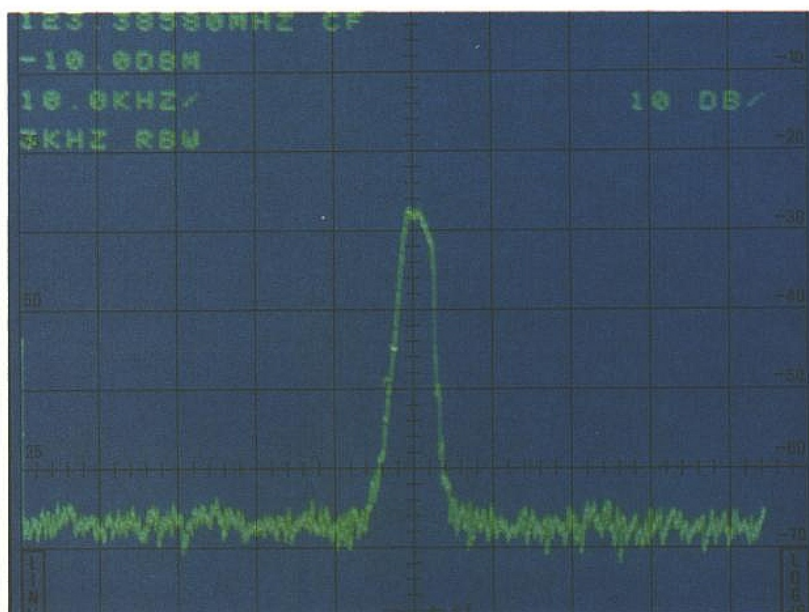
Il est possible d'utiliser le 2710 comme un oscilloscope.

Ceci peut s'avérer fort utile lorsque, calé sur une raie d'un émetteur TV ou d'un transpondeur satellite, on désire par exemple afficher l'aspect du signal vidéo-composite. Dans ce cas l'appareil est placé en mode "zéro span" — dispersion de fréquence nulle — et via le menu sweep trigger, il reste à définir les paramètres de déclenchement. On peut aussi déclencher sur des signaux annexes : réseau, externes (grâce au connecteur BNC prévu à cet effet en face arrière) et régler le niveau de déclenchement (commande Level).

Le réglage de la vitesse de balayage s'opère soit par les touches SWEEP FAST, SLOW soit mieux par l'option 6 du menu SWEEP/TRIGGER en entrant une vitesse choisie. En TV le déclenchement peut s'effectuer sur les impulsions ligne ou trame (Field) et il est même possible en déclenchement ligne d'afficher le numéro de ligne grâce à l'option 9, "set-up table".

Il faut avoir placé l'analyseur dans les bonnes conditions : à savoir filtre de résolution sur 5 MHz (bande passante vidéo oblige), déclenchement continu et échelle de visualisation linéaire — touche LIN du bloc fonctionnel vertical scale —.

Enfin si l'analyseur est équipé de l'option moniteur vidéo, sur une porteuse de fort niveau (C/N \geq 30 dB), on pourra afficher l'image



Affichage d'un spectre avec le rappel des paramètres à l'écran : fréquence centrale, niveau de référence (- 10 dBm), dispersion de fréquence (10 kHz / div.), largeur de bande du filtre de résolution sélectionné (3 kHz), et échelle verticale (10 dB / div.).

transmise après avoir caractériser le signal vidéo :

- modulation AM par l'option 8
- synchro positive ou négative par l'option 9

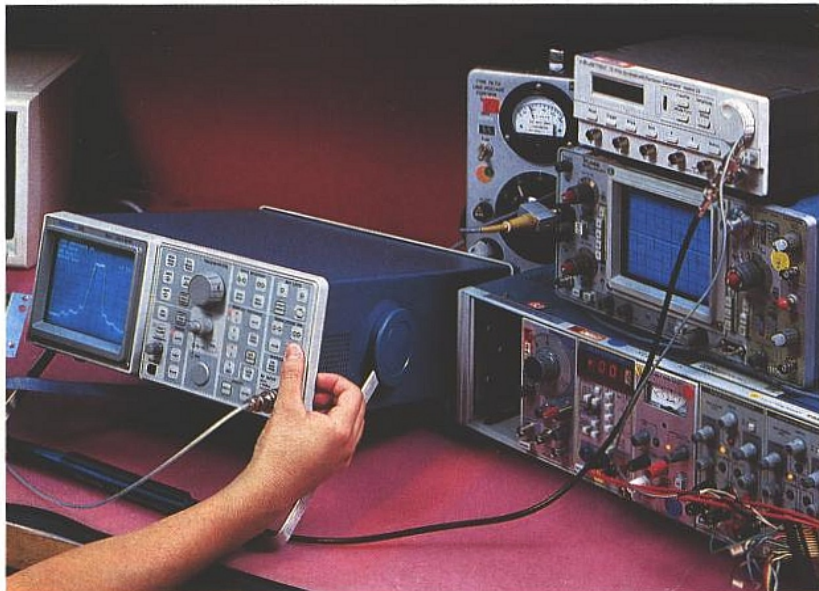
Le réglage du niveau de référence aura préalablement été établi de façon à amener la crête du signal vidéo à la limite supérieure du graticule.

Dès lors les réglages de base de temps FAST, SLOW affectent l'amplitude horizontale et la commande LEVEL, l'amplitude verticale de l'image.

Conclusion

Le 2710 est un appareil très complet et nous n'avons pu dans ce bref exposé qu'effleurer une partie de ses nombreuses possibilités. (Nous y reviendrons lors d'exposés sur l'analyse spectrale). Robuste, compact, léger, avec un tableau de commandes à l'épreuve du ruissellement, il trouvera sa place aussi bien en laboratoire que sur site.

Dans ce dernier cas on appréciera la souplesse d'emploi que lui confère les configurations préprogrammées : une connexion à établir, l'appui sur deux touches et même un profane est



opérationnel pour effectuer des mesures de transmission.

A l'aide de quelques précieuses options comme le pack batterie, le mode moniteur vidéo, l'interface GPIB, et le générateur de poursuite, on décuple ses possibilités déjà étendues et on a vraiment affaire à un outil quasi-universel pour travailler sur les bandes de fréquence les plus usitées.

La prise en main si l'on veut en tirer la quintessence n'est certes pas immédiate mais c'est le pendant de sa mise en œuvre rapide sur configuration préprogrammée.

Son prix, 81 554 F H.T. n'est pas usurpé et ce modèle bien qu'ayant déjà presque deux ans s'affirme encore comme leader dans son domaine.

SYNTHEST INSTRUMENTS

UNAOHM

FRANCE

APPAREILS DE MESURE POUR :

- **ANTENNES COLLECTIVES**
- **RÉSEAUX CÂBLÉS**
- **RÉCEPTION SATELLITE**

MESUREURS DE CHAMP
ANALYSEUR DE SPECTRE
WOBULATEURS

SYSTÈMES D'ANALYSE DE RÉSEAU

**RÉCEPTION SATELLITE
METEOSAT ET NOAA**

SYNTHEST INSTRUMENTS **UNAOHM-FRANCE**

Tél. : 50.68.70.32 - Télex : 310 721

Z.I. DE LOMPRAZ

74330 LA BALME DE SILLINGY

MESURE 2000

"TOUTE LA MESURE" ...

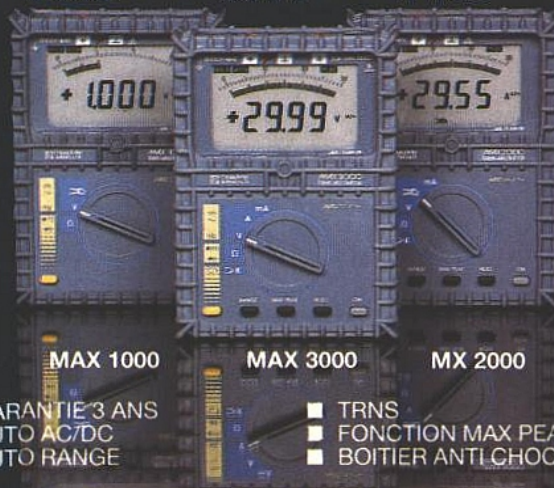
APPAREILS DE MESURE
OUTILLAGE POUR L'ELECTRONIQUE
MOBILIER D'ATELIER

**LES MAX SONT ARRIVÉS
CHEZ MESURE 2000**

7, Av. du M^{al} de Lattre de Tassigny
77400 LAGNY-SUR-MARNE

Tél. : 64.02.46.26 - Fax : 64.02.49.78

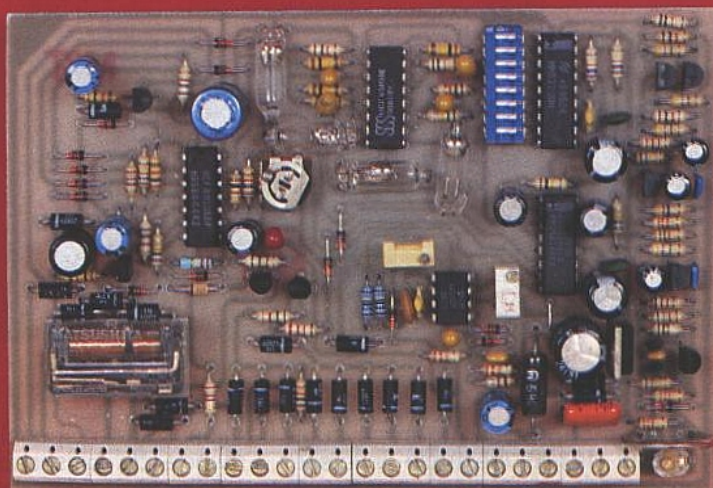
1060F TTC 1630F TTC 1405F TTC



Expédition dans toute la France.

Alarme automatique radiocommandée : "Carguard"

Avec l'étude de cette alarme, nous abordons des domaines très diversifiés : logique, H.F., micro-onde..., en restant très concrets. Nous en profiterons aussi pour rajeunir les très célèbres 53200, loin d'être obsolètes !



Nous avons regroupé autour d'une centrale d'alarme élaborée à partir d'un seul C.MOS 40106, deux capteurs électroniques et un récepteur radio à double codage, ce qui permet d'exploiter un émetteur miniaturisé pour télécommander l'ensemble.

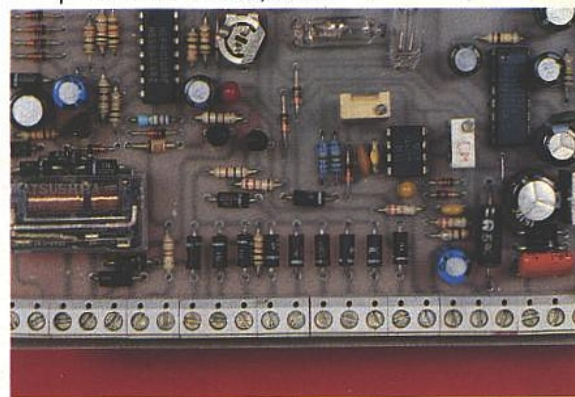
Le premier capteur réagit aux changements de position, chocs, mouvements, et est intégralement implanté sur la carte principale.

Le deuxième est un détecteur volumétrique utilisant un radar hyperfréquence, dont l'antenne résonnante - et non une coûteuse cavité introuvable - est déportée pour une implantation rationnelle.

La radio-commande est codée par le très classique MM53200, mais revu et corrigé par un double codage, peu onéreux, simple, et redoutablement fiable.

Enfin, sachez que notre unique 40106 autorise une alarme instantanée et renouvelable, les verrouillages automatiques des ouvrants et du moteur, tout en bénéficiant de la fameuse "priorité à la dernière fermeture", oh combien pratique !

Plus d'oubli, tout est automatisé, codé, et rebouclé contre le piratage (batterie, mise forcée du contact), avec en plus un témoin de dissuasion en veille, et un "Bip" d'accusé-réception de la télécommande, testant la sirène à chaque levée de veille. Enfin, vous disposez de 8 entrées pour d'autres capteurs (front montant ou descendant, amorti ou direct) dont une boucle de masse. Pas mal pour 6 inverseurs, non ?



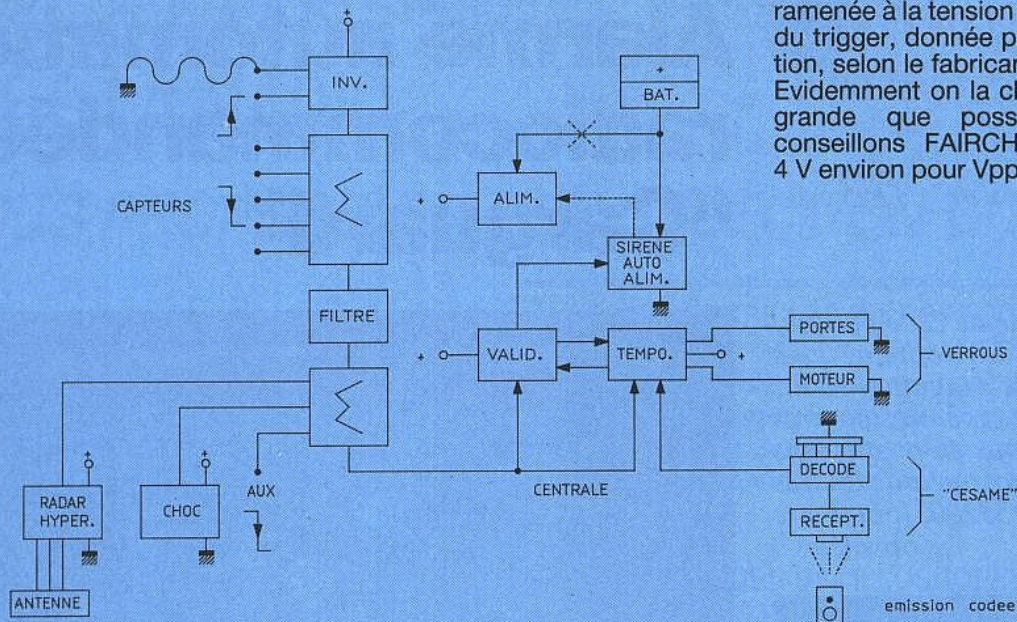


Figure 1

ramenée à la tension d'hystérésis du trigger, donnée par construction, selon le fabricant du 40106. Evidemment on la choisira aussi grande que possible : nous conseillons FAIRCHILD (VH = 4 V environ pour $V_{pp} = 8 V$).

LA CENTRALE D'ALARME

Nous n'utilisons (figure 1) qu'un seul 40106 (sextuple inverseur trigger) pour des raisons de consommation et de fiabilité.

Nous partons du principe simple que toute manœuvre sur un véhicule : accès, mouvement, choc, contact, démarrage... est considérée comme une anomalie en l'absence d'un code préalable, entraînant de facto un déclenchement instantané de la sirène pour une durée limitée, mais reconductible. Le code, fugitif bien sûr, peut être "méorisé" dans certaines conditions par une de ces manœuvres, et ce tant qu'elle persiste.

En fin de manœuvre, la centrale revient automatiquement en veille, verrouillant témoin de dissuasion, moteur et ouvrants (si ces derniers sont dotés d'une fermeture électrique à condamnation centralisée). Cette disposition permet, outre l'avantage d'éliminer tout risque d'oubli d'engagement de l'alarme et de fermeture "à clef", une économie de la pile de l'émetteur qui n'a à être en service que pour une levée de veille, ce qui double sa durée de vie.

Il sera donc important de différencier les manœuvres autorisées ou non. On recourra à une télécommande radio délivrant un double codage, et dont la réception correcte validera une bascule pour un temps donné.

Toute manœuvre réalisée dans ce temps est considérée "autorisée", et rend la centrale transparente, jusqu'à ce qu'elle soit ter-

minée. Les dispositifs de commande de puissance des verrouillages (ouvrants/moteur), engagés automatiquement après un délai en fin de dernière manœuvre, devront être du type normalement au repos, ou bistable sans consommation. En ce qui concerne la sirène, dont l'étude n'est pas proposée ici, c'est un créneau bas fourni par un collecteur ouvert qu'elle devra prendre en compte.

Le schéma (figure 2)

Les portes E et F sont montées en bascule, gérant les données des capteurs. Pour certaines d'entre elles on a intercalé une cellule RC pour une meilleure immunité au bruit. L'anomalie est traduite en final par un front descendant, reproduit en sortie 12 de cette bascule E/F, et présentée au monostable D/D, qui est déclenché pour une période fixée par la charge de C_3 via R_7/R_8 . T_2 est alors saturé par la sortie 8 à l'état haut. Au seuil de basculement montant de la porte 6, sa sortie change d'état, ce qui réinitialise la bascule E/F via D_{20} . L'état haut en sortie au point 12 entraîne le blocage de T_2 et permet la décharge de C_3 via D_{21}/R_8 , la sortie 8 de D étant à 0. Si un niveau bas est toujours présent en entrée E quand la sortie 6 de C repasse à 1, le cycle recommence. Cependant, l'excursion en tension aux bornes de C_3 sera

Nous devons prendre en compte un grand nombre de manœuvres qui devront chacune garder leur spécificité, et donc être "isolées" entre elles (par exemple laisser des circuits d'éclairage commandés par des ouvrants indépendants). C'est la raison d'un riche réseau de diodes : D_1 à D_{12} et D_{29} à D_{32} . T_1 est un inverseur pour exploiter des fronts montants. Comme on l'a indiqué, notre "filtre de bruit" est réalisé par R_2/C_1 , qui n'est absolument pas une temporisation d'accès ! Si vous désirez absolument en introduire une, on a laissé la possibilité de câbler un potentiomètre AJ_1 , associé à la diode D_{22} ; mais dans ce cas, la radio-commande n'a plus de raison d'être, et on recourra à la procédure de déverrouillage "de secours" décrite plus loin... Une version économique en somme.

Vous constaterez que nous avons prévu des accès auxiliaires pour des capteurs supplémentaires. Un front montant et descendant filtrés, et un front descendant direct. On pourra câbler sur l'un des fronts descendants un interrupteur "position garage" (via la masse). "Ils" ont en effet la fâcheuse habitude de laisser les clés au tableau, qui, sans cette précaution se retrouveront inmanquablement enfermées à l'intérieur.

Rassurez-vous il est prévu un secours ainsi que nous l'avons déjà dit ; mais regardons d'abord les verrouillages engagés.

Pour le moteur, c'est un relais bistable à deux bobines, réagissant aux impulsions délivrées par T3 et T4. A noter que la cellule C5/R10/D26 peut être ramenée au simple câblage de R10 remplacer alors C5 par un strap puisque la broche 6 du 4528 délivre seulement un créneau (voir plus loin le décodage de la télécommande), et non un niveau stable comme la sortie 6 de la porte C. Si nous avons prévu le câblage d'une cellule à cet endroit, c'est pour une exploitation du montage,

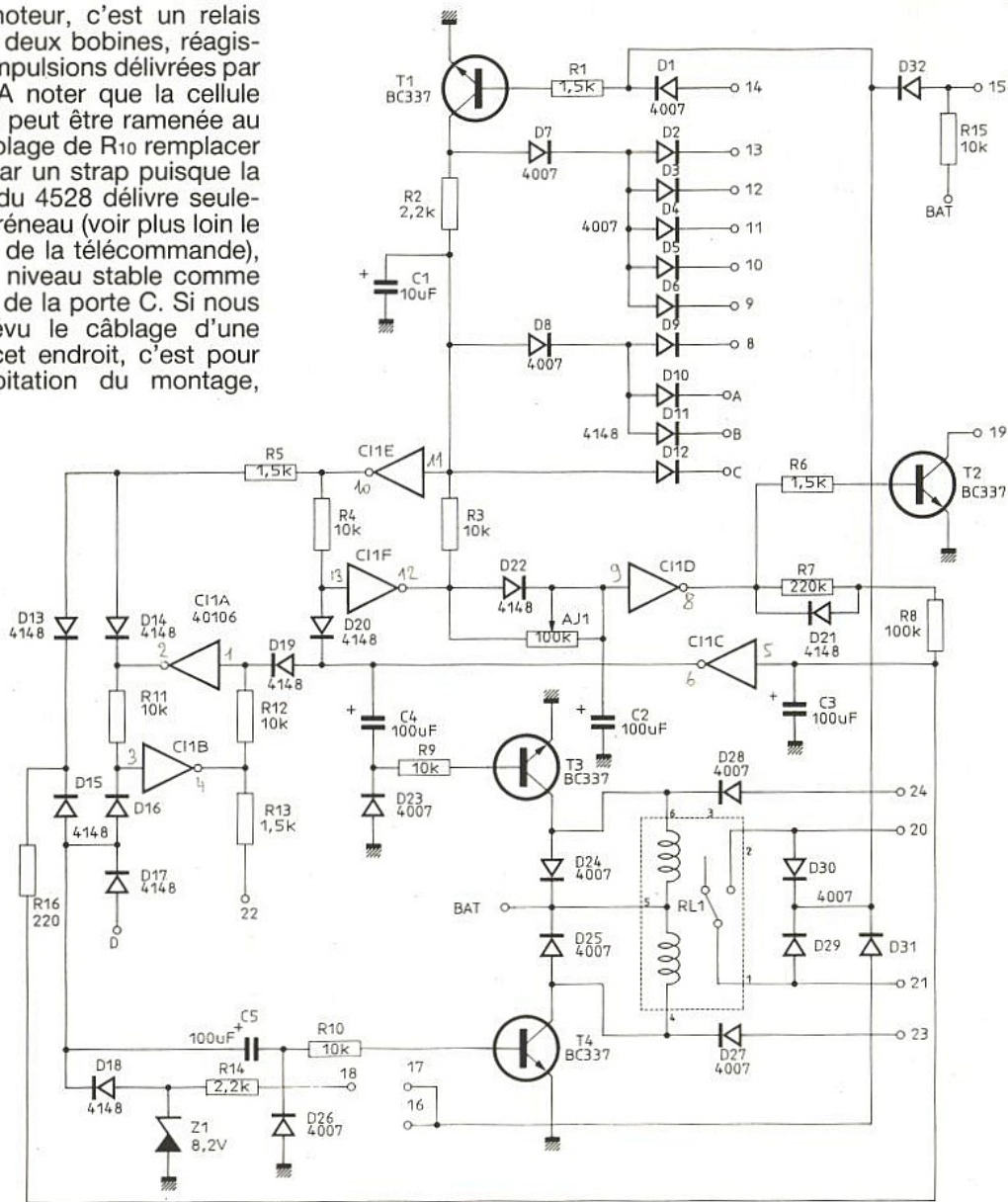
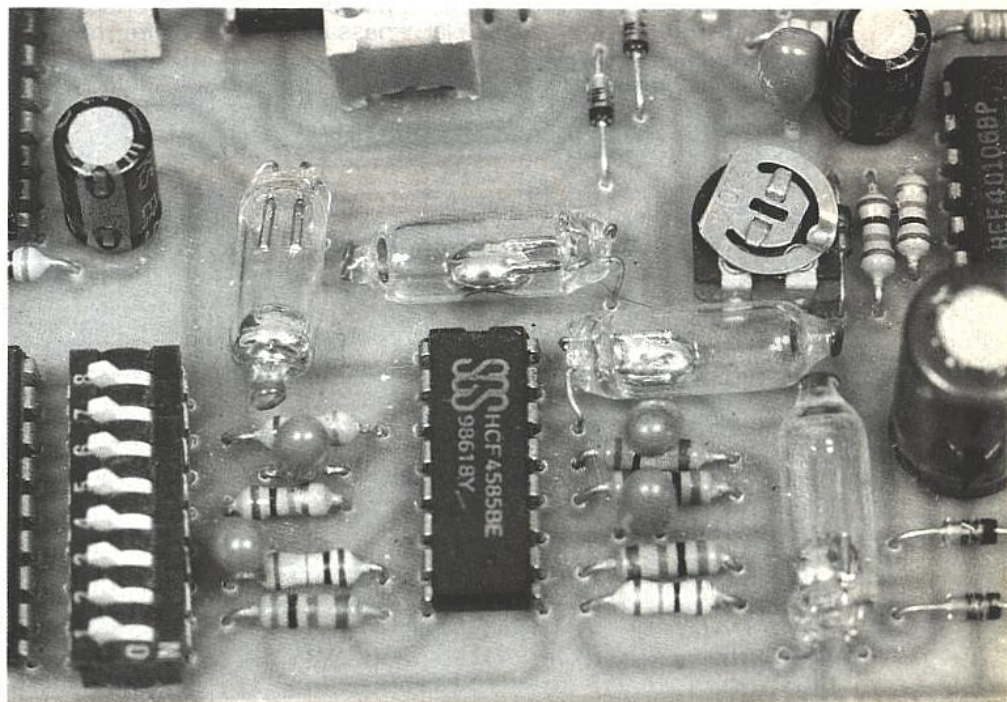


Figure 2

sans la télécommande HF (voir plus loin). Au relais bistable, le contact 1-2 est fermé pour une impulsion entre 5 et 6 (niveau bas en 6). Ce contact est à monter en série sur une circuiterie de démarrage (et non d'accessoires!). Un piratage à ce niveau saturerait T1 via D29 ou D30... Même conséquence, au passage, pour le piratage de la ligne du contact-accessoires, ou la rupture de la boucle de masse, via D31/D32.

Côté serrures, les niveaux bas aux collecteurs de T3 et T4 sont appliqués à une interface à relais 1 RT/12 V de type "auto", dont les diodes de protection seront directement soudées à leurs bobines, et donc encapsotées. Ces relais n'auront donc pas leur place sur notre circuit imprimé. Ils seront découplés du relais bistable précédent par D27/D28 lors des manœuvres des serrures



par l'intermédiaire du poussoir P₁ (fermeture centralisée des portes hors veille), et surtout de l'ILS grâce à un aimant (première phase de la procédure de secours). Cet ILS sera disposé dans un endroit caché (éviter le joint de pare-brise, côté chauffeur, décidément trop connu !). Si la présentation d'un aimant fermera ses contacts à la masse, commandant le déblocage des serrures, l'alarme restera en veille et le moteur verrouillé. En deuxième phase, il faudra pour les neutraliser mettre le contact "accessoires" ; puis appuyer sur le poussoir P₂, dissimulé, ce qui oblige l'ouverture d'une portière... et donc le déclenchement (momentané) de la sirène. L'intérêt du poussoir ? Doubler la validation par la clef de contact, un procédé très connu, ici aussi. Vous avez de suite saisi à la lecture de ces lignes que si vous voulez économiser une poignée de composants et un émetteur portatif, vous pourrez neutraliser cet effet "indésirable" du déclenchement de la sirène lors de cette procédure, moyennant une temporisation d'entrée, réglée par AJ₁. De même, dans ce cas (pas de télécommande HF), vous pourrez ponter les connexions 17/18 du poussoir P₂. Une simple mise au contact "accessoires" avant la fin de la temporisation d'entrée neutralisera la centrale, et il faudra alors impérativement câbler la cellule C₅/R₁₀/D₂₆.

Voyons maintenant le rôle des portes A/B, montées en bascule. Comme nous l'avons dit c'est cette bascule qui va "trier" les manœuvres, et donc, suivant leur nature, autorisées ou interdites, inhiber le retour automatique à la

veille ou déclencher la sirène. En veille, la sortie de la porte C est à un état haut, que la bascule reproduit en sortie de la porte B (mise en fonctionnement du témoin clignotant IC₂ de veille via R₁₃). La sortie de la porte A est, elle, au niveau bas, un niveau que la diode D₁₄ reproduit sur son anode. Quand une manœuvre est détectée par la porte E, le basculement de sa sortie à l'état haut ne peut être "transmis" à l'anode de D₁₃, via R₅, et le fonctionnement de la porte C n'est pas verrouillé : il y a bien alarme. En revanche, le décodage d'une réception fait basculer l'ensemble A/B par D₁₆/D₁₇. Cette fois-ci, on trouve en sortie de B, un niveau bas qui stoppe le fonctionnement du témoin de veille, mais surtout un niveau haut stable en sortie de A. Tant que cette configuration persiste (le basculement de C au niveau bas n'ayant pas encore eu lieu), D₁₃ va pouvoir reproduire à sa cathode un niveau haut de la sortie de la porte E. Un tel niveau, on l'a vu, provient d'une manœuvre quelconque, et appliqué via D₁₃/R₁₆ à l'entrée de la porte C, il empêche C₃ de se décharger, ce qui met la centrale en position transparente : l'alerte ne peut avoir lieu, et ce tant que la manœuvre "autorisée" reste engagée, interdisant tout retour à la veille.

Cela correspond bien à notre cahier des charges : après une réception correctement décodée, et avant le délai de retour automatique à la veille, une manœuvre est bien considérée comme autorisée par la centrale, qui reste transparente. Ainsi, une portière laissée ouverte (accès passagers), un coffre réouvert

(bagages), ou un capot levé (visite technique) avant la veille, ne nécessitent aucune manipulation laissant supposer la nature de la protection. C'est discret et vraiment pratique : vous oublierez bien vite votre "boîte noire" cachée derrière votre tableau de bord...

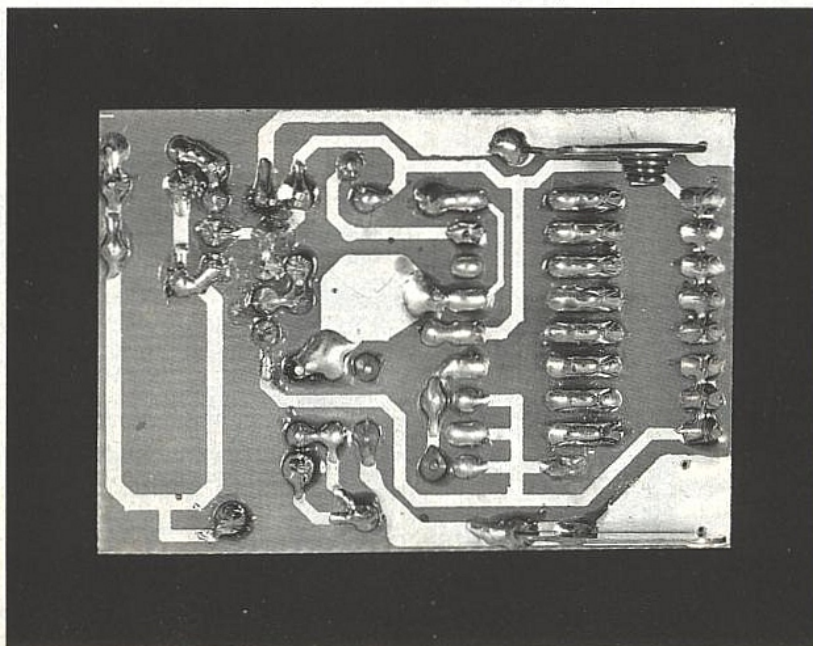
Avec les valeurs de C₃/R₇/R₈, et pour un FAIRCHILD (VH = 4 V pour V_{pp} = 8 V), on a les déclenchements suivants, environ :

- Première alarme : 2 mn
- Répétition alarme : 1 mn
- Pause entre alarme : 10 s
- Retour normal à la veille après coupure du contact : 20 s

Un dernier point, avant de passer au montage, et qui concerne la résistance R₁₆ qui va nous permettre de confectionner un "Bip" d'accusé-réception de la télécommande, et la possibilité de tester la sirène à chaque levée de veille ! En effet, le niveau bas fourni par le 4528, broche 7 est appliqué via D₁₂ à l'entrée de la bascule E/F. Initialement la centrale est en veille... La sirène va donc être déclenchée. Mais parallèlement, le niveau haut broche 8 est appliqué à l'entrée de la porte C, via D₁₇/D₁₆ et R₁₆, qui va entraîner avec un léger retard (C₃ est déchargé) son basculement... provoquant l'arrêt de la sirène : Ainsi, nous avons notre "Bip", testé la sirène... et économisé un buzzer et son câblage. Attention toutefois, cette disposition ne sera évidemment pas opérationnelle si l'on affecte une temporisation d'entrée par AJ₁ !

Montage

Le circuit imprimé, unique, tient compte de l'implantation finale des composants, comprenant ceux de la centrale, de ses capteurs électroniques : Radar hyperfréquences à faible portée et détecteur de changements de position ou chocs, et du récepteur HF à double codage. Ce circuit est donc assez dense : la photogravure s'impose. Il y a beaucoup de composants polarisés, en particulier les diodes, mais dans les conditions d'utilisation auxquelles le montage va être exposé, il est tout à fait déconseillé de recourir aux supports de CI, et les CMOS ne supportent pas les inversions... Ce circuit sera étamé à chaud, et sans surcharge, notamment en ce qui concerne les pistes de la partie HF, (pour l'antenne micro-onde nous en parlerons plus loin), puis une fois câblé et testé, très grassement verni. Attention aux micro-coupures ou court-circuits. Tous les composants sont



extrêmement courants et bon marché. Toutefois nous vous indiquons deux marques pour le relais bistable à deux bobines (chez qui les références sont identiques !): MATSUCHITA et NATIONAL (NB 1-L2-DC 12 V). L'un de ces produits est, par exemple, au catalogue RADIO-RELAIS (18, rue Crozatier, 75012 PARIS).

En ce qui concerne la connectique, vous ferez de très substantielles économies en utilisant des "dominos" enfichables (2 barrettes de 12), qui, moyennant un marqueur de couleur, vous permettront un précâblage sûr du véhicule, et une pose ou dépose aisée de votre montage. Un dernier point très important. Respectez très scrupuleusement les types et caractéristiques des câbles d'origine, si vous êtes amené à les prolonger ou leur mettre une "bretelle". Soignez les isolations, et ne soyez pas avare en gaine thermorétractable... Enfin, rappelez-vous qu'on ne soude JAMAIS un câble de faisceau automobile, on le sertit. Vous trouverez des manchons de sertissage de toute taille dans n'importe quel Centre Auto, ne nécessitant pour leur mise en œuvre qu'une simple pince à becs étroits.

LE DETECTEUR DE POSITION / CHOC / MOUVEMENT

Principe

Les parties "mécaniques" seront des ampoules de mercure, correctement positionnées, dont les contacts (fermé/ouvert) seront appliqués aux entrées d'un comparateur de magnitude sur 4 Bits. Une fois le "mot initial" formé, il est appliqué aux entrées de référence au travers de cellules R/C. Un mot nouveau, conséquence d'un changement d'état d'une ou plusieurs ampoules, et donc significatif d'un mouvement quelconque, se verra appliqué sans inertie aux entrées à comparer. Le circuit décèlera une différence, le temps de l'établissement du nouveau mot aux entrées de référence, en présentant un état bas sur sa sortie 3.

Schéma (figure 3)

Il est utilisé un CD 4585, dont les niveaux aux broches 1, 7, 10 et 14, sont respectivement comparés à ceux de référence, présents aux broches 2, 9, 11 et 15. Le premier réseau traduit immédiatement les états délivrés par les Bascules B₁ à B₄, polarisées

contacts ouverts, à la masse par R₂₇ à R₃₀. Tandis que le deuxième présente une inertie selon les cellules R/C (R₂₃ à R₂₆ respectivement avec C₁₈ à C₂₁). Pour tout changement d'état d'une bascule, même fugitif, un créneau bas sera délivré par la sortie 3, et qui sera appliqué à l'entrée "directe" de la porte E du 40106 de la centrale, via D₁₁. Au montage, les bascules à mercure seront collées au circuit imprimé.

LE RADAR HYPERFREQUENCE A FAIBLE PORTEE

Principe et schéma (figures 4 et 5)

Ne cherchez pas, il n'y a pas de cavité... Nous réaliserons un émetteur résonant micro-ondes de l'ordre de quelques GHz, à l'aide d'un BFR 90 ou BFR 91 couplé à une antenne à lignes (ici réalisée impérativement en double face). L'ensemble se stabilise au bout d'un léger délai en milieu non perturbé. Cela n'est pas grave, notre radar restant en permanence sous tension. Au moindre dérangement du milieu, il y a perturbation de l'équilibre, et une impulsion, ou plus exactement un train d'impulsions, apparaît aux électrodes de C₁₃.

Ces précieuses informations perturbent un autre équilibre, aux entrées 5 et 6 d'un des AOP du 1458. Une mise en forme exploitable par notre porte E du 40106 est alors effectuée par le deuxième AOP du boîtier. En sortie broche 1 on trouvera environ une valeur de la moitié de la tension d'alim. au repos (équilibre stable atteint). La perturbation dans le champ du radar provoque des excursions de tensions suffisantes pour fournir un niveau bas à l'entrée de la porte E, via un ajustable AJ₃, réalisant un tampon RC (avec C₁, D₁₀ et

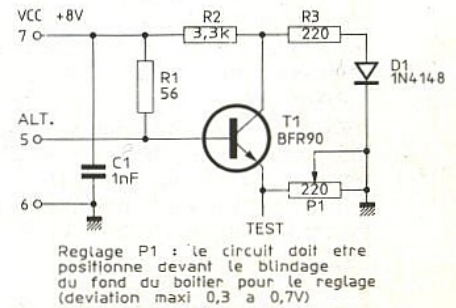


Figure 4

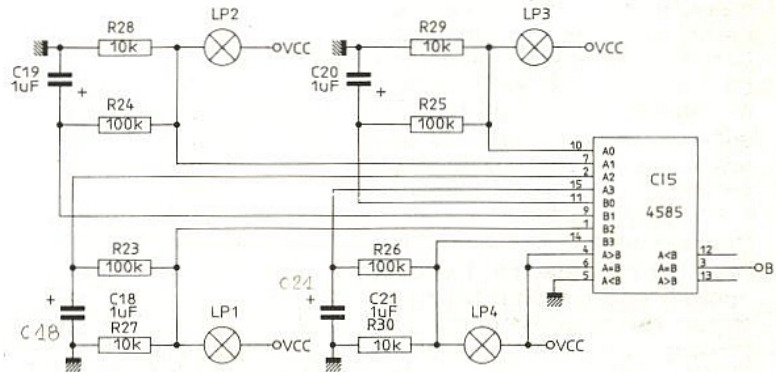


Figure 3

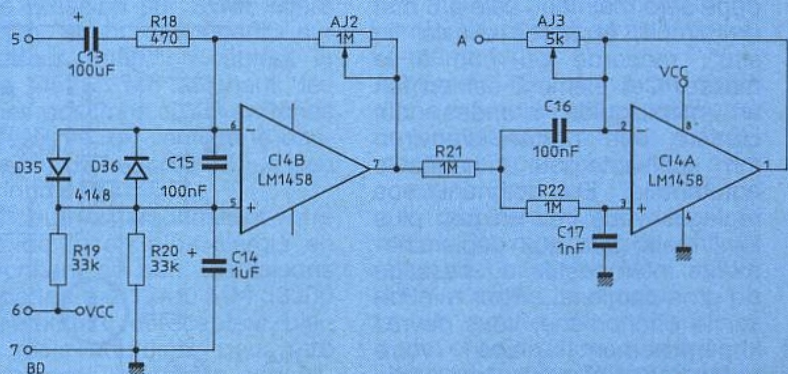


Figure 5

D₈) pour "effacer" les basculements isolés, et donc non significatifs.

Les résistances du circuit d'antenne et R₁₉ à R₂₂ sont des 1 %, 1/4 W, 25 ppm (à défaut : 50 ppm).

Il est évident que les ajustables P₁ (oscillateur), AJ₂ (gain), et AJ₃ (intégration) agissent globalement sur la sensibilité et la stabilité du radar. Ils seront réglés, en commençant par P₁, avec AJ₂ en position 2/3 et AJ₃ à fond, pour une déviation maximale sur l'émetteur de T₁. Attention toutefois qu'elle dépend aussi de la mise en coffret de l'antenne : voir ci-dessous.

Réalisation de l'antenne

Le tracé du circuit imprimé est ici capital, tout comme la mise en boîtier. Il s'agit d'un double face, comme on l'a dit, mais de faibles dimensions et comportant peu de composants, dont les queues assureront les liaisons doubles (le recours aux micro-rivets pour la métallisation des trous est ici inutile). Sa réalisation et son câblage ne devraient donc pas poser de problème. Il faudra noter toutefois que la résistance R₃ (220 Ω) est à souder directement sur l'anode de la diode D₁ (1N 4148), dont les queues auront été raccourcies le plus possible, pour effectuer la connexion au plus court. Comme d'habitude pour ce type de transistor, le BFR 90 ou BFR 91 sera soudé à l'opposé des autres composants, l'époxy ayant été percé préalablement pour le passage du corps du composant.

Concernant la mise en boîtier, celui-ci devra être en plastique, dont le fond (face du boîtier en regard du circuit imprimé côté câblage du BFR 91) devra être blindé. Un tel blindage peut être réalisé avec une bombe aérosol, ou mieux, du papier aluminium. Sans celui-ci la portée ne serait que de quelques mm ! Ce blindage sera maintenu calé à 6 mm du circuit, et après essais "in situ", raccordé ou non à la masse. Cet élément est en fait un miroir/guide d'ondes, qui confère une portée d'environ 1 m, suffisante pour un habitacle automobile. En soignant vos réglages vous irez un peu plus loin, mais gare aux déclenchements intempestifs au passage de gros camions... Pour minimiser le phénomène, vous devrez impérativement placer votre radar "appuyé" contre une partie métallique de l'habitacle, et au niveau du plancher. Une disposi-

tion en angle, radar côté portière chauffeur, au bosselage du passage de roue, et dans un angle de 60° à 80° donne un excellent résultat.

LA TELECOMMANDE HF A DOUBLE CODAGE

L'alimentation (figure 6)

Rien de très particulier puisque l'on est sur batterie, véhicule et moteur à l'arrêt. On pré-régule grâce à Z₂ à 12 V, qui doit être de forte puissance, sécurité oblige, la valeur de R₁₇ n'étant que de 22 Ω (4 W vitrifiée). Rassurez-vous, votre montage ne consomme en veille que quelques 30 mA. Ensuite on ramène par régulation intégrée des plus classiques à 8 Vcc. On découple le MM 53200, pour éviter les

pompages par C₁₀ et C₁₁. D₃₃ est un anti retour. D₃₄ protège IC₁, le 7808. Les valeurs données des capacités C₆ à C₁₂ sont des caractéristiques minimales.

L'émetteur (figures 7 et 8)

On utilise directement la sortie pulsée, broche 17, d'un MM 53200, pour "moduler" en tout-ou-rien un circuit oscillant très simple, élaboré autour d'un BF 240. L'inductance rayonnante est constituée de tracé en boucle d'une piste imprimée, complétée d'une self miniature courante L₃. La fréquence de la porteuse est fonction de L₃ et C₅. L₁, L₂ étant définies par construction, on se situera autour des 200 MHz. L'alimentation est confiée à une pile miniature de 12 V, mise en service par le micro-poussoir SWP. Une capacité parallèle de

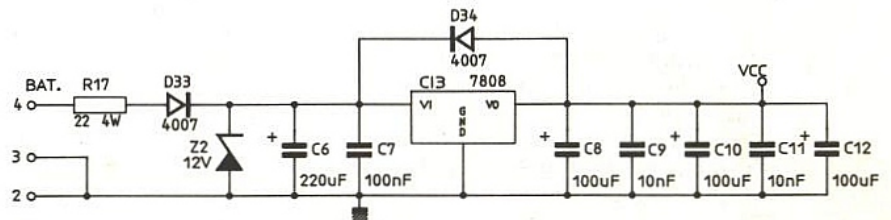


Figure 6

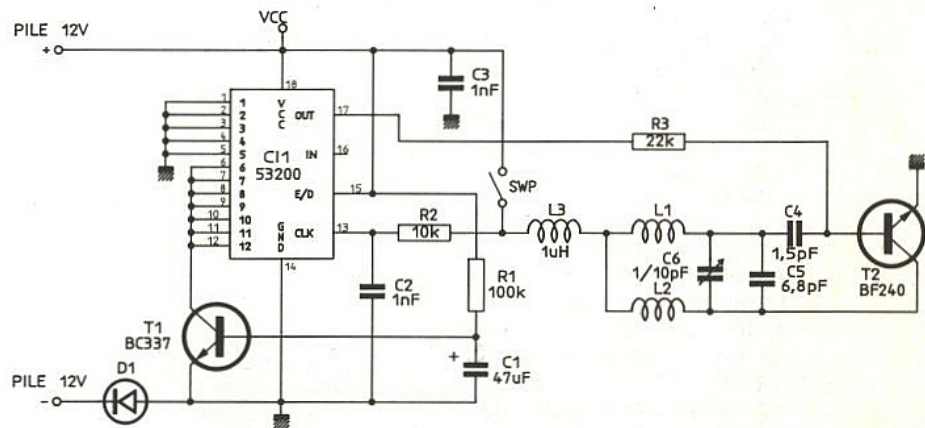


Figure 7

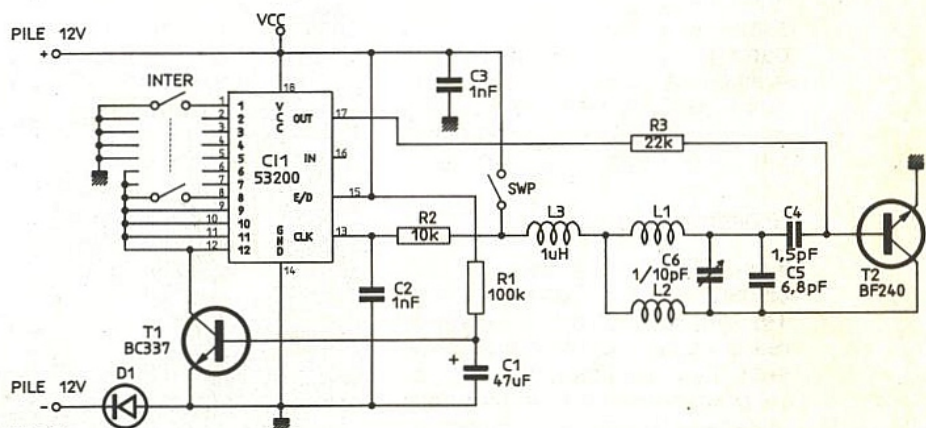


Figure 8

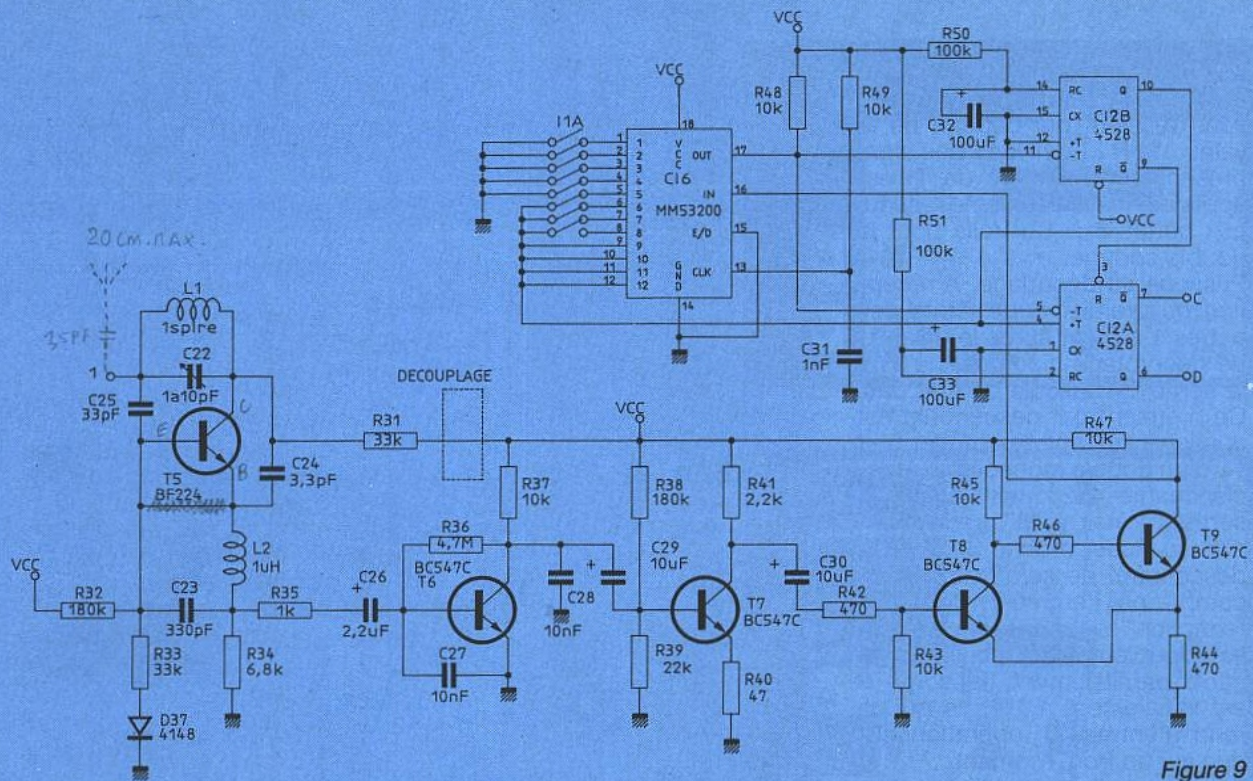


Figure 9

forte valeur ne présente ici aucun intérêt : elle prendrait trop de place, et son courant de fuite nuirait à la longévité de la pile.

Le récepteur (figure 9)

Il est réalisé en composants discrets, les circuits intégrés à ces fréquences, délicats à mettre en œuvre, poseraient des problèmes d'approvisionnement. Vous remarquerez que vous n'avez pas de bobinage à effectuer, tout comme pour l'émetteur, puisqu'on utilise des mini-selfs très courantes, et que la partie rayonnante est ici un simple anneau de fil rigide 10/10° de Ø 18 mm. Ces mini-selfs, ainsi que les capacités variables, devront être identiques sur l'émetteur et le récepteur. Attention toutefois aux tracés de pistes pour les CV, dont le mode d'implantation peut conduire à de légères modifications. Choisissez de préférence des modèles ultra-miniatures, en boutique de radio-modélisme par exemple, ils n'ont que deux pattes.

Le récepteur est un superhétérodyne mettant en œuvre un BF 224, suivi d'un étage d'amplification à bande étroite. La mise en forme du signal est réalisée par le couple T₈/T₉. Le rapport signal bruit est de l'ordre de 10 dB, ce qui est amplement suffisant. La sensibilité est d'environ 5 µV. Cela correspond à une portée, sans antenne, proche de la

dizaine de mètres : c'est très confortable ! Une éventuelle antenne-fouet ne devant pas dépasser une vingtaine de cm, pourra être connectée borne 1.

Réglage

Dès la mise sous tension, on cherchera à obtenir une excursion en tension maximale en broche 16 du MM 53200 (typique 3,6 V) en agissant sur les condensateurs variables, l'émetteur étant maintenu alimenté par sa pile. Puis on affina en reculant peu à peu l'émetteur du récepteur.

Pour vérifier le décodage, on ne câblera pas T₁ à l'émetteur, ni le 4528 au récepteur. Les codes primaires étant identiques (mêmes positions sur les 5 premiers DIL), on vérifiera le passage à l'état bas de la sortie 17 lors d'une pression sur SWP, libéré de son shunt précédent, sur l'émetteur. Enfin, on câblera T₁ et le 4528, en affichant les mêmes positions aux 3 switches DIL restants, on vérifiera le basculement de la sortie 17, un peu plus long cette fois.

Vous pourrez personnaliser votre code de façon plus élargie en sectionnant ou non, les liaisons aux pattes 9 à 12 du MM 53200 (côté émetteur, et récepteur, bien sûr), mais attention, pour être opérationnel, le double codage, que nous allons décrire plus en détail maintenant, ne doit pas

avoir un deuxième code "nul", c'est à dire rester identique au premier code. Une dernière mise en garde, le boîtier ne doit évidemment pas être métallique, ni blindé !

Le double codage

Le MM 53200 est un circuit de cryptage/décryptage largement répandu, bon marché, et donc aussi très connu, mais pas seulement de leur utilisateur autorisé... Dans la mesure où ce système est notre césame, il est évident qu'il vaut mieux lui redonner un petit coup de jeunesse en prenant des précautions supplémentaires, et au demeurant fort simples.

En effet, on va tout simplement faire travailler deux fois de suite le MM 53200 de l'émetteur, avec deux codes différents et donc non nul pour le deuxième, ce dernier étant asservi au premier, lui-même fugitif.

Autrement dit, on va au cours d'une même émission, appliquer de nouveaux états bas supplémentaires après un certain délai correspondant au "1^{er} code", ce qui génèrera un "deuxième code". Par rapport à la configuration de base du MM 53200, nous n'avons à ajouter qu'un tantale goutte, et un transistor signal et sa résistance de base. Le fonctionnement électronique est élémentaire. A l'émetteur, la saturation de T₁ ne se produisant

que lorsque la tension aux bornes de C_1 le permet, c'est-à-dire au bout d'un temps après la mise sous tension, qui dépend de la valeur de R_1 . Le niveau bas alors présent au collecteur de T_1 est appliqué, via le deuxième réseau, aux pattes 6 à 12. Voilà pour le double codage.

Passons au décodage. A réception du premier code (états des pattes 1 à 5), et après le délai "t" de décryptage (fixé par R_{49}/C_{31}), la sortie 17 bascule à l'état bas. Ce premier front descendant est appliqué aux entrées trigger 5 et 11 d'un double monostable redéclenchable 4528. Initialement la sortie 10 était à "0", verrouillant ainsi le Reset broche 3 : le flanc descendant ne sera pas pris en compte par l'entrée 5. Cette "interdiction" de prise en compte est doublement verrouillée ; en effet, parallèlement, la sortie 9 est initialement à "1", ce qui ne rend l'entrée 5 opérationnelle que sur un front montant...

Donc seule l'entrée 11 d'un premier monostable va réagir. Les sorties complémentaires 9 et 10 vont donc changer d'état pour une période τ fixée par C_{32}/R_{50} , initialisant ainsi le deuxième monostable précédemment bloqué. Mais le niveau bas présent en 9 est également appliqué au deuxième réseau de codage (pattes 6 à 12). Or le nouveau code n'est pas encore parvenu de l'émetteur. Il y a donc incompatibilité, et la sortie 17 repasse à "1". Cependant le monostable enclenché laisse le nouveau code appliqué (le temps de sa période notée τ sur le chronogramme figure 10). Les conditions sont maintenant réunies pour que notre césame opère :

- Le deuxième code n'ayant pas été nul, la sortie 17 est bien repassée à "1" après la réception du 1^{er} code, et donc un nouveau front descendant peut apparaître.

- Le deuxième monostable pourra le prendre en compte, puisque initialisé par la réception du premier code.

L'émetteur, avant la fin de la période ζ envoi alors le 2^e code puisque sa période "T" est largement inférieure (fixée par C_1/R_1), et les sorties 6 et 7 changent d'état, levant la veille de la centrale.

Sur le chronogramme (figure 10), on a :

- "t" : délai de décryptage du MM 53200. Avec les composants choisis, pour le calage de l'horloge ($10\text{ k}\Omega/1\text{ nF}$), la réponse est quasi immédiate, de l'ordre de 50 ms.

- "T" : délai fixé pour l'établisse-

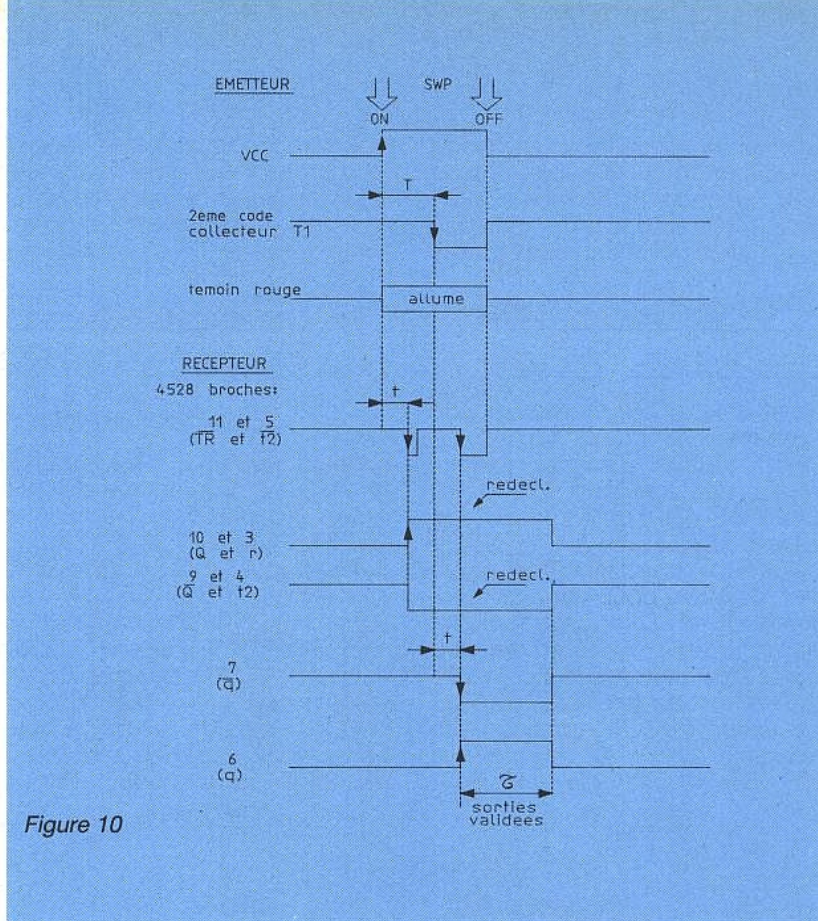


Figure 10

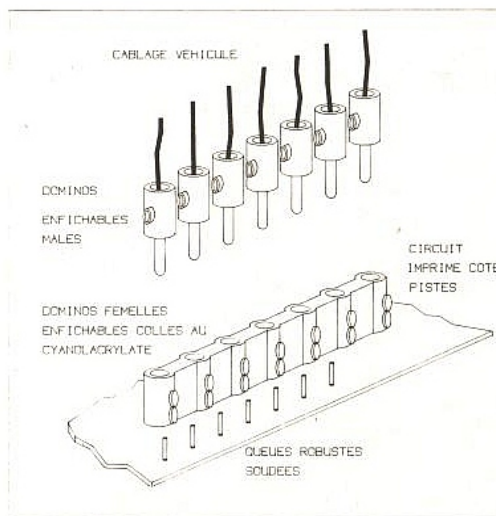
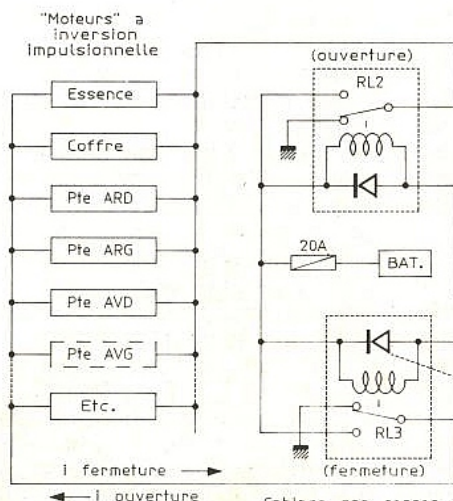
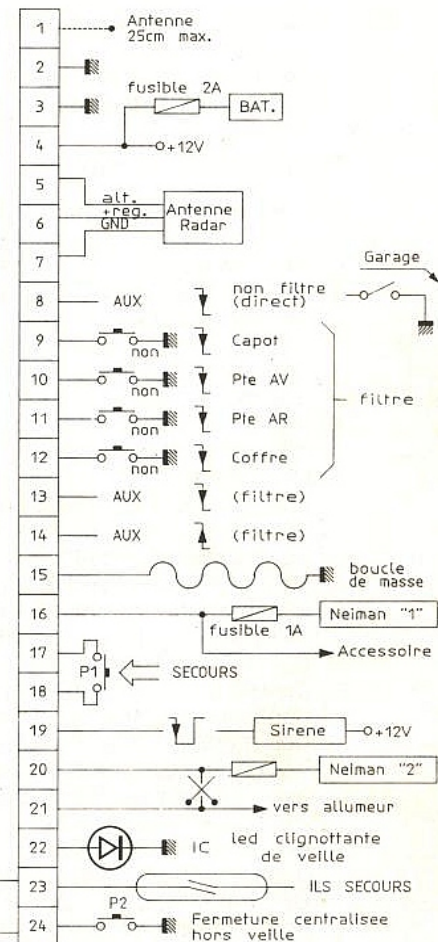


Figure 11



Cablage par cosses serties, respecter le diamètre des cables
Attention: la Pte AVG n'est pas toujours équipée de motorisation



ment du deuxième code par l'émetteur. On comprendra aisément qu'il doit être supérieur au précédent, et doit permettre au récepteur de se "préparer" à la réception du deuxième code, et donc d'avoir fini le décryptage du premier. Avec $C_1 = 47 \mu\text{F}$, $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, "T" est d'environ 300 ms (C_1 déchargé).

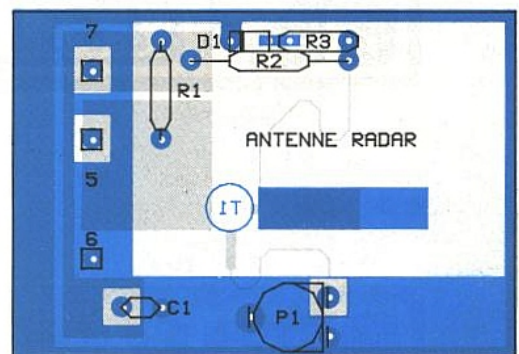
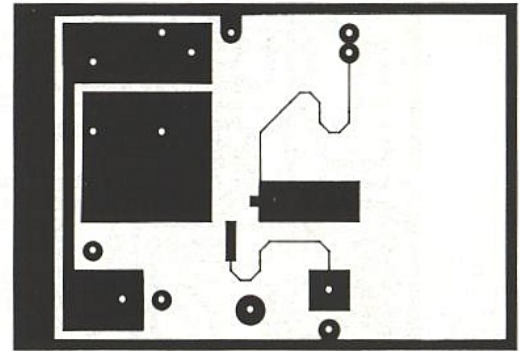
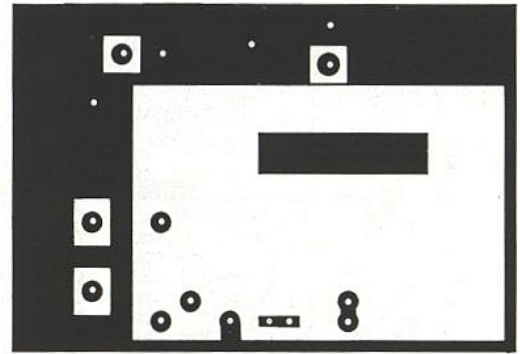
- "τ" : correspond à la durée du créneau délivré par les monostables redéclençables. Elle est ici d'environ 21 s ($C_{32}, C_{33} = 100 \mu\text{F}$; $R_{50}, R_{51} = 100 \text{ k}\Omega$).

Ces délais, selon les exploitations des sorties 6 et 7 peuvent être allongés pour la période "τ". Mais la valeur R_{51} ne saurait raisonnablement excéder $1 \text{ M}\Omega$. Nous déconseillons de changer les autres valeurs, qui permettent un maniement normal et fiable de l'émetteur.

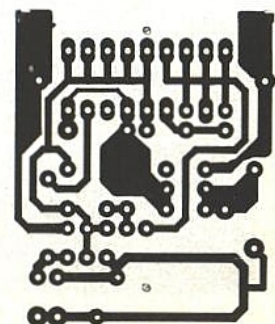
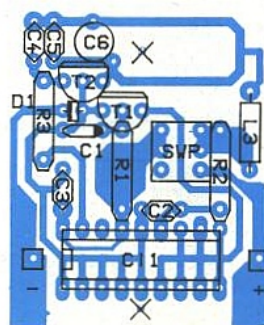
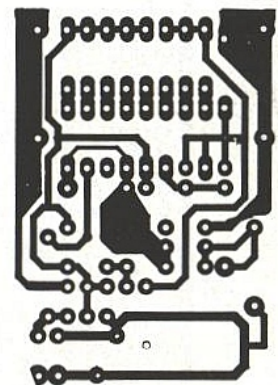
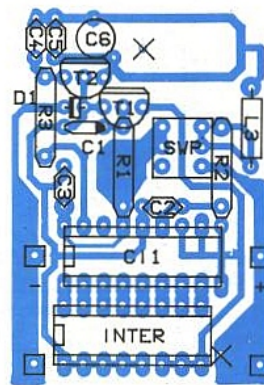
CONCLUSION

Dans de telles conditions, même en ayant décrit son fonctionnement en double codage, et si le premier code est trouvé, ainsi que les fréquences d'horloge et de l'émetteur radio, il faudra non seulement le savoir (...), mais ensuite passer toutes les possibilités du deuxième code en moins d'une seconde. C'est par construction impossible puisque la vitesse de décryptage de chaque code est - au mieux - de 25 ms (typique : 50 ms), soit de 20 à 40 combinaisons... On est fort loin du compte !

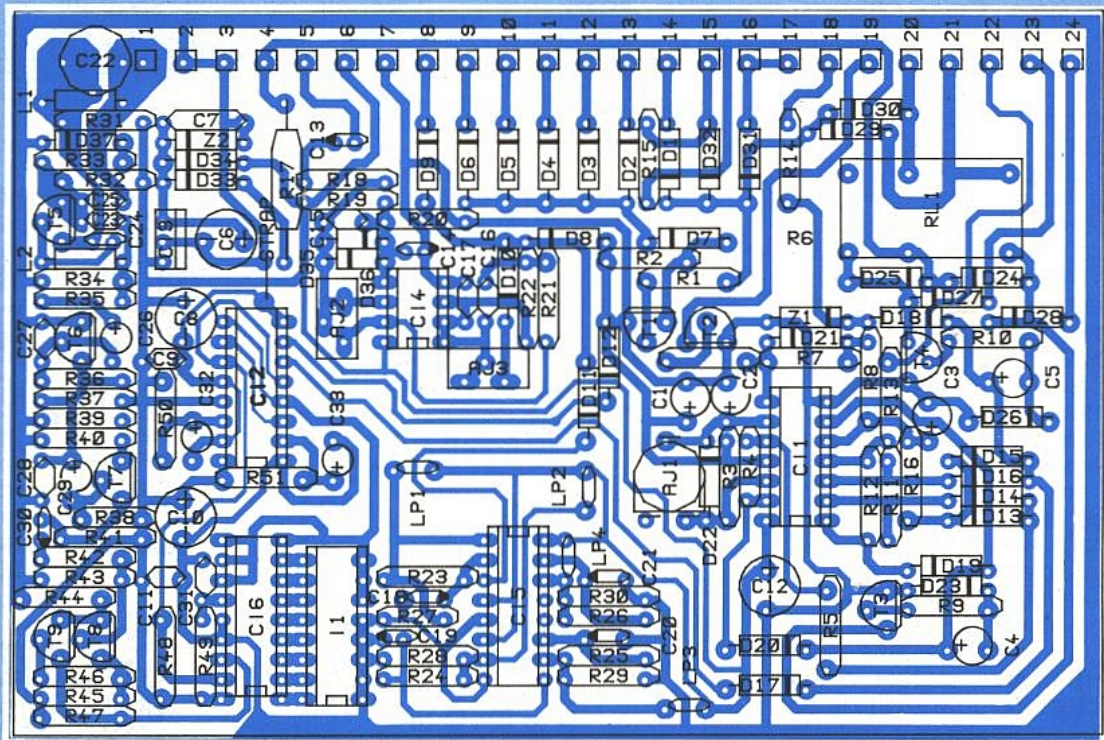
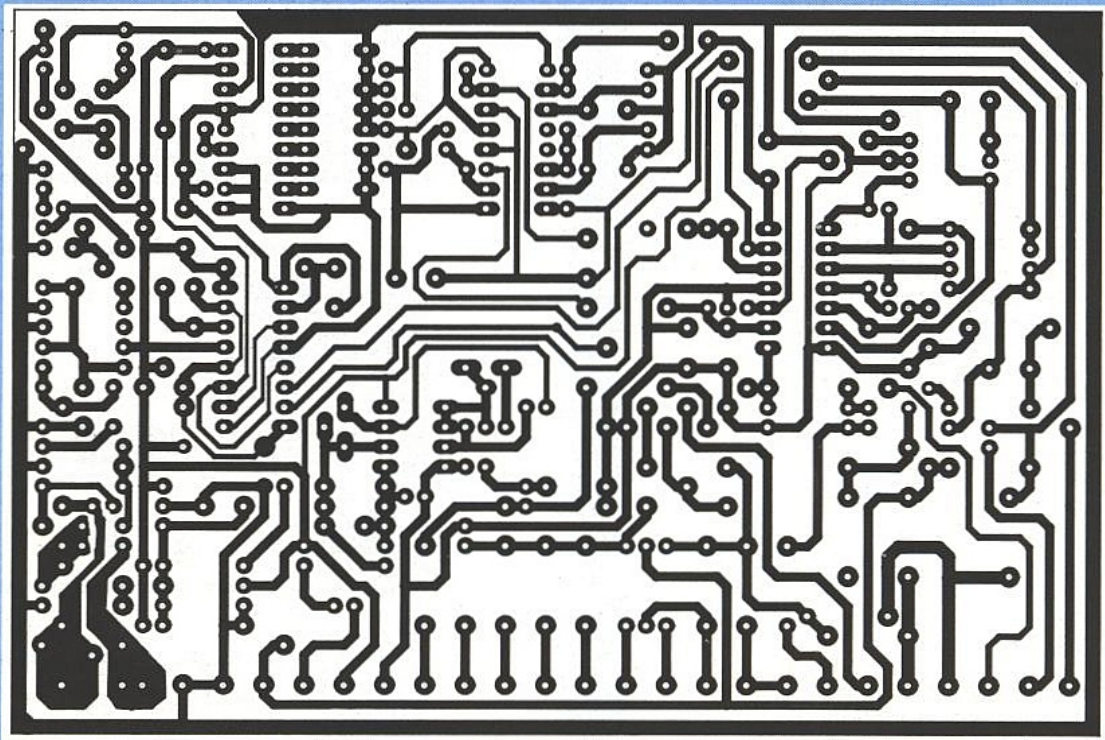
Quant à l'usage, il est d'une discrétion exemplaire : une pression "normale" (1/2 s), confirmée par un "Bip", débloque tous les verrouillages, en attendant une ouverture. Si celle-ci intervient dans les 20 s tout reste transparent. Lorsque toute manœuvre a cessé plus de 20 s, (portes fermées, contact coupé,...), automatiquement, tout se verrouille, alarme en veille. A la première anomalie enregistrée, la sirène est instantanément déclenchée. Pour cette dernière, nous ne saurions que vous en recommander une auto-alimentée et auto-protégée. Ces produits finis sont très performants et tout à fait abordables. Compte tenu de sa faible consommation en veille, la centrale pourra d'ailleurs être alimentée par une telle sirène (si ses accus sont entretenus, hors veille, par la charge de la batterie du véhicule). Vous disposerez alors d'un système autonome.



Circuits antenne.



Les deux versions d'émetteur.



Circuit imprimé et implantation de la carte "centrale".

Nomenclature

Carte principale

Résistances

R₁ : 1,5 kΩ
R₂ : 2,2 kΩ
R₃ : 10 kΩ
R₄ : 10 kΩ
R₅, R₆ : 1,5 kΩ
R₇ : 220 kΩ
R₈ : 100 kΩ
R₉ à R₁₂ : 10 kΩ
R₁₃ : 1,5 kΩ
R₁₄ : 2,2 kΩ
R₁₅ : 10 kΩ
R₁₆ : 220 Ω
R₁₇ : 22 Ω 4 W Céramique
R₁₈ : 470 Ω
R₁₉, R₂₀ : 33 kΩ 1 %
R₂₁, R₂₂ : 1 MΩ 1 %
R₂₃ à R₂₆ : 100 kΩ
R₂₇ à R₃₀ : 10 kΩ
R₃₁ : 33 kΩ
R₃₂ : 180 kΩ
R₃₃ : 33 kΩ
R₃₄ : 6,8 kΩ
R₃₅ : 1 kΩ
R₃₆ : 4,7 MΩ
R₃₇ : 10 kΩ
R₃₈ : 180 kΩ
R₃₉ : 22 kΩ
R₄₀ : 47 Ω
R₄₁ : 2,2 kΩ
R₄₂ : 470 Ω
R₄₃ : 10 kΩ
R₄₄ : 470 Ω
R₄₅ : 10 kΩ
R₄₆ : 470 Ω
R₄₇ à R₄₉ : 10 kΩ
R₅₀, R₅₁ : 100 kΩ
AJ₁ : 100 kΩ Cermet monotour horizontal (au mini si Télécommande câblée)
AJ₂ : 1 MΩ Cermet multitour vertical
AJ₃ : 5 kΩ

Circuits intégrés

IC₁ : 40106
IC₂ : 4528
IC₃ : 7808
IC₄ : LM 1458
IC₅ : 4585
IC₆ : MM 53200

Condensateurs

C₁ : 10 μF/10 V Chimique
C₂ : 100 μF/10 V Chimique
C₃ : 100 μF/10 V Chimique
C₄ : 100 μF/10 V Chimique
C₅ : 100 μF/10 V Chimique à remplacer par un pont si la télécommande est câblée
C₆ : 220 μF/10 V Chimique
C₇ : 100 nF film
C₈ : 100 μF/10 V Chimique
C₉ : 10 nF Céramique
C₁₀ : 100 μF/10 V Chimique

C₁₁ : 10 nF Céramique
C₁₂, C₁₃ : 100 μF/10 V Chimique
C₁₄ : 1 μF Chimique
C₁₅, C₁₆ : 100 nF Céramique
C₁₇ : 1 nF Céramique
C₁₈ : 1 μF/10 V Tantale
C₁₉ à C₂₁ : 1 μF/10 V Tantale
C₂₂ : 1 à 10 pF
C₂₃ : 330 pF Céramique
C₂₄ : 3,3 pF Céramique
C₂₅ : 33 pF Céramique
C₂₆ : 2,2 μF/10 V Tantale ou chimique
C₂₇, C₂₈ : 10 nF Céramique
C₂₉, C₁₀ : 10 μF/10 V Chimique
C₃₁ : 1 nF Céramique
C₃₂, C₃₃ : 100 μF/10 V Chimique

Semiconducteurs

D₁ à D₉ : 1N 4007
D₁ à D₂₂ : 1N 4148
D₂₃ à D₃₄ : 1N 4007
D₃₅ à D₃₇ : 1N 4148
T₁ à T₄ : BC337
T₅ : BF224
T₆ à T₉ : BC547C
Z₁ : 8,2 V 1/2 W
Z₂ : 12 V 1/2 W

Divers

I₁ : INT DIL 8
LP₁ à LP₄ : ampoule mercure
L₁ : 1 spire diamètre 18 mm
L₂ : 1 μH
RL₁ : relais 2 bobines

Nomenclature

Antenne

C₁ : 1 nF
D₁ : 1N 4148
P₁ : 220 Ω
R₁ : 56 Ω
R₂ : 3,3 kΩ
R₃ : 220 Ω
T₁ : BFR90

Nomenclature

Emetteur

Résistances

R₁ : 100 kΩ
R₂ : 10 kΩ
R₃ : 22 kΩ

Circuits intégrés

IC₁ : 47 μF/16 V Tantale goutte
IC₂ : 1 nF Céramique
IC₃ : 1 nF Céramique
IC₄ : 1,5 pF Céramique
IC₅ : 6,8 pF Céramique
IC₆ : 1 à 10 pF

Semiconducteurs

T₁ : BC337
T₂ : BF240
D₁ : DEL ROUGE Haute luminosité 3 mm

Divers

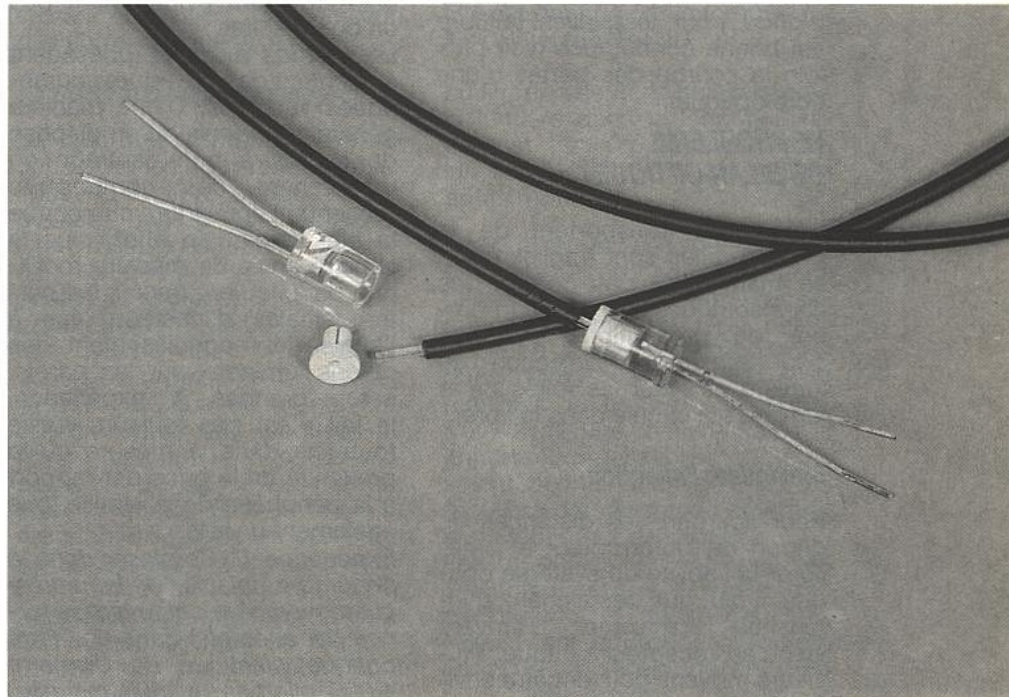
INTER DIL 8 SWITCH sauf modèle simplifié
1 touche poussoir
L₃ : 1 μH
(L₁, L₂ : piste CI.)

Qu'est-ce qu'une fibre optique ?

Comment s'en servir ?

Cet article a pour but de donner au lecteur quelques notions de base utiles à la compréhension et à la manipulation des fibres optiques.

La mesure des bilans optiques constitue un des éléments fondamentaux de la mise en œuvre des fibres optiques. Un schéma de principe permettant de réaliser à l'aide d'un voltmètre un premier instrument de mesure est proposé en fin d'article.



Une fibre optique est un guide d'onde formé d'un cylindre conducteur, appelé cœur, entouré d'un autre cylindre d'indice de réfraction inférieur, appelé gaine optique.

PLASTIQUE ET SILICE

Il existe trois manières de réaliser les fibres : le cœur et la gaine peuvent être en verre ; le cœur peut être en verre et la gaine en plastique ; le cœur et la gaine peuvent être en plastique.

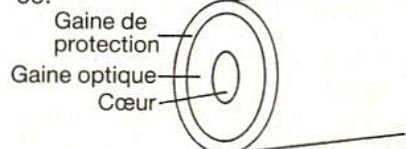
Les fibres en silice sont meilleures conductrices (pertes généralement inférieures à 20 dB au kilomètre et ne dépassant souvent pas 2 dB au kilomètre) que les fibres plastiques (pertes variant entre 200 et 800 dB au kilomètre selon la longueur de l'onde lumineuse). On en distingue trois catégories principales :

– Les fibres monomodes : en

général inférieur à 10 microns, le cœur de ces fibres autorise une très large bande passante ;

– Les fibres multimodes à gradient d'indice : le cœur est d'un indice qui décroît progressivement du centre vers la gaine optique, ce qui fait que la lumière tend à se concentrer en son centre et à adopter une vitesse constante ;

– Les fibres multimodes à saut d'indice : le cœur est d'un indice constant, ce qui fait que la lumière "rebondit" linéairement sur les parois de la gaine optique. Les fibres plastiques sont du type multimode à saut d'indice.



Coupe d'une fibre optique à saut d'indice.

Selon sa longueur d'onde (couleur), la lumière est plus ou moins bien conduite par la fibre. Par exemple la fibre plastique perd beaucoup moins la lumière rouge que la lumière infra-rouge : les pertes en dB au kilomètre sont environ deux fois inférieures. En revanche, la fibre silice conduit mieux la lumière infra-rouge que la lumière rouge.

Le comportement des différentes longueurs d'onde circulant dans une fibre optique ne varie pas de manière régulière. Il y a pour certaines longueurs d'onde des "murs", la fibre perdant plus de lumière dans cette couleur. Il peut y en avoir plusieurs dans une même fibre. Ceci amène à appeler "fenêtre", les longueurs d'onde pour lesquelles la fibre est bonne conductrice (voir plus loin la courbe des pertes d'une fibre optique).

LE PROBLÈME DU BILAN OPTIQUE

Les fibres transportent de la lumière. Elles sont fragiles et ne se manipulent pas comme les fils électriques. Un certain nombre de précautions s'impose pour maximiser l'injection de lumière et éviter les fuites de la lumière qui circule dans la fibre.

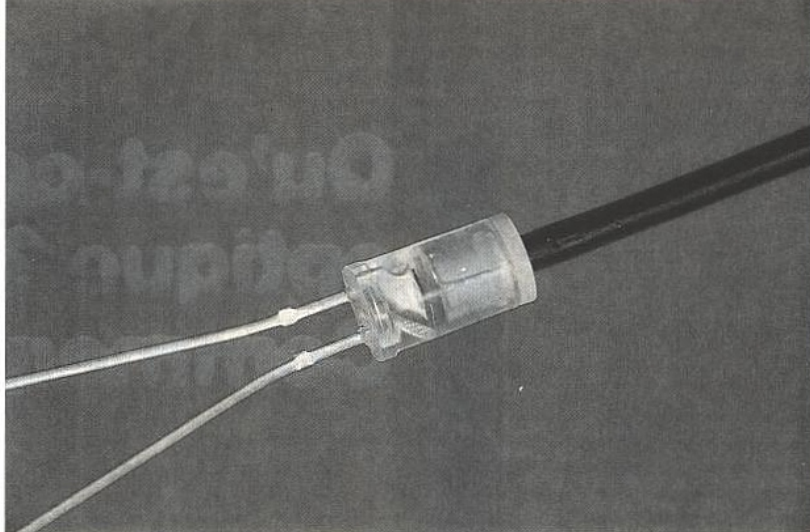
Maximiser l'injection

Pour accroître les distances de déport de l'interrupteur et améliorer la fiabilité du système optique, il faut que des signaux d'intensités maxima arrivent jusqu'au récepteur optique. Plusieurs moyens peuvent être envisagés séparément ou être mis en œuvre conjointement.

Les composants d'émission exercent au départ une forte influence. Certaines diodes sont plus puissantes et mieux centrées que d'autres.

La diode laser offre des ressources considérables mais son prix demeure encore élevé. On peut aussi doper le signal émis par une diode classique et l'amplifier à la sortie du récepteur. Pour doper efficacement ces signaux sans altérer la durée de vie des diodes, il y a intérêt à adopter une alimentation par impulsions qui permet d'émettre des signaux très puissants sur des périodes très courtes. L'amplification à la sortie est limitée par les divers signaux parasites qui altèrent la fiabilité des informations.

Les diodes à lentille disponibles sur le marché pèchent souvent par la qualité du centrage de la puce. Ainsi l'axe d'émission réel de la lumière est souvent assez



différent de l'axe théorique. C'est un point très important : si la lentille ne focalise pas un maximum de la lumière dans la fibre, on n'atteindra évidemment pas un bon résultat.

Les diodes à lentille possèdent également des ouvertures numériques variables. D'une manière générale, une fois qu'on dispose de diodes à bon centrage on recherchera des composants présentant l'ouverture numérique la plus faible. En effet, plus la lumière entre de manière rectiligne dans la fibre, moins les pertes initiales d'insertion, liée à l'angle de rebondissement des rayons lumineux sur les parois, seront grandes. A l'expérience, le fait n'est pas toujours vérifié toutefois dans la mesure où la proximité de la puce par rapport à la périphérie de la lentille joue également un rôle.

Expérience 1 : Se placer dans la pénombre. Injecter de la lumière (au moyen d'une petite lampe torche par exemple) dans une fibre optique plastique de diamètre 1 000 microns ou 500 microns. Diriger l'autre extrémité de la fibre vers une feuille de papier blanc. Faire varier l'angle d'injection de la lumière dans la fibre. Analyser le comportement de la lumière sur la feuille de papier blanc.

La formule de l'ouverture numérique ON est tirée de la loi de SNELL :

$$ON = \sinus A$$

où

$$\sinus A = (l'^2 - l''^2)^2$$

où l' est l'indice de réfraction du cœur de la fibre, l'' celui de la gaine et A l'angle d'ouverture maximum d'entrée de la lumière dans la fibre.

On rencontre en général des ouvertures numériques beaucoup plus grandes dans les fibres en plastique que dans les fibres en silice.

Enfin, dernier point crucial à surveiller, la coupe des fibres. Les

fibres plastiques peuvent être coupées au cutter, à la lame chauffante, mais en général un bon polissage améliore sensiblement les performances tant en entrée qu'en sortie. Sur une fibre mesurant 1 mètre de longueur, on peut plus que doubler le bilan optique d'une fibre coupée au cutter par une bonne perpendicularité et un bon polissage.

La meilleure manière connue de couper ces fibres optiques consiste à utiliser une meule spéciale, convenablement rafraîchie, qui présente l'avantage de permettre d'obtenir simultanément la coupe et le polissage de la fibre. L'opération prend environ 15 secondes.

Expérience 2 : Recommencer l'expérience 1 en prenant une fibre de 1 mètre de longueur coupée au cutter. Poncer les deux extrémités de cette fibre avec soin au moyen d'un papier de verre très fin et en s'assurant de la bonne perpendicularité du ponçage. Injecter de la lumière à nouveau et constater la différence. Achever le ponçage avec du Mirror séché sur une feuille de carton. Injecter de la lumière une nouvelle fois et constater la différence.

Les fibres en silice peuvent être coupées avec des outils spéciaux équipés de diamants, mais l'école de la coupe et du polissage au moyen d'une meule a également de fervents partisans.

Les pertes du circuit optique

D'une manière générale, les virages affectent la qualité de transmission des fibres optiques.

Expérience 3 : Prendre une lampe torche pour injecter de la lumière dans une fibre plastique dénudée (sans gaine de protection). Toujours dans la pénombre, lui faire prendre un virage de plus en plus serré. On constate l'apparition de lumière sur la périphérie de la fibre. Cette lumière

constitue une fuite qui affecte le bilan optique de la fibre.

Mais dans la mesure où l'on dispose en général de réserves importantes d'énergie lumineuse, les virages ne sont pas interdits, en particulier lorsque la fibre est insérée dans un câble de protection. Les recherches des Télécoms pour les liaisons sous-marines ont conduit à la mise au point d'excellents câbles de protection résistant à des contraintes mécaniques et thermiques très sévères.

Les virages doivent en tous cas être négociés avec précautions lorsque la fibre est nue - c'est-à-dire lorsqu'on enlève sa gaine de protection :

1) Les fibres silice/silice (cœur en verre, gaine optique en verre) deviennent très cassantes lorsqu'on les dénude.

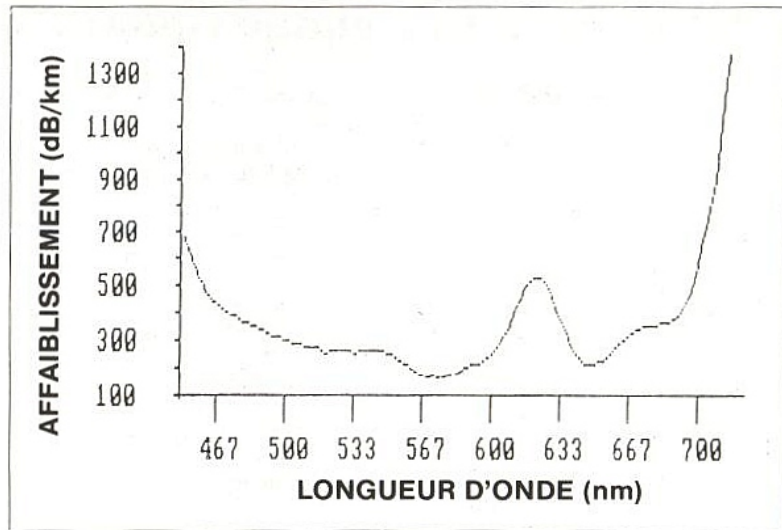
2) Les fibres silice/plastique (cœur en verre, gaine optique en plastique) sont beaucoup moins cassantes, mais comme les premières elles n'apprécient pas les virages serrés qui peuvent provoquer des microbrisures.

3) Les fibres plastique/plastique sont plus résistantes, mêmes dénudées. Se méfier cependant des rayures qui peuvent altérer une gaine optique qui ne présente souvent que quelques microns d'épaisseur.

Il convient également de sélectionner les agents chimiques qui peuvent entrer en contact avec la gaine optique des fibres plastiques ou silice/plastique. Certains solvants attaquent la gaine et sont de nature à compromettre très sérieusement leurs bilans optiques. Ne pas utiliser n'importe quelle colle : l'Araldite, par exemple, donne en général de bons résultats.

Expérience 4 : Répéter l'expérience 3 en ayant légèrement gratté la fibre avec la lame d'un couteau. Répéter à nouveau cette expérience en enduisant une petite partie de la fibre avec de la colle Cyanolite. Dans les deux cas, on constatera l'apparition de fuites de lumière.

A l'inverse, certains produits peuvent améliorer la qualité des connexions entre des fibres optiques. Avant de sortir par une des extrémités de la fibre, la lumière se heurte à la face de sortie qui lui apparaît comme un miroir et une bonne partie est réfléchiée dans la fibre. Un moyen de limiter cet effet de Fresnel, notamment dans les connexions, est d'utiliser de la graisse ou de la colle d'un indice voisin de celui du cœur de la fibre (on reviendra



Courbe des pertes d'une fibre optique. (Source : Optectron)

sur cette question dans l'article suivant consacré à la connexion des fibres optiques).

La mesure du bilan optique

La plus importante des évaluations pour les applications générales de la fibre optique est la mesure des pertes optiques. Cette mesure est très importante car elle permet un contrôle de qualité du circuit optique.

La méthode habituelle retenue en matière de transmission consiste à mesurer les pertes liées à l'atténuation d'une fibre optique après une longueur de fibre T telle que le mode de propagation de la lumière venant d'un émetteur dans la fibre ait été stabilisé (selon les cas cette distance peut varier entre quelques mètres et quelques kilomètres). Pour les applications de la commande optique où les distances de transmission sont généralement réduites, il est au contraire préférable de prendre une longueur T assez courte pour tenir compte de ces pertes de stabilisation et pouvoir les mesurer.

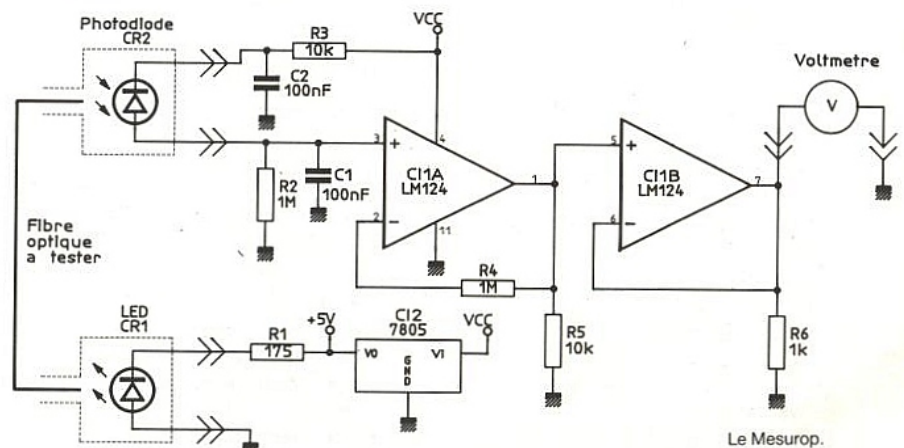
La longueur de la fibre est diminuée d'une longueur donnée (disons 1 mètre ce qui permettra de mesurer les pertes par mètre).

Cette mesure s'exprime en dB. Elle est donnée par la formule : $A = 10 \log (P_2/P_1)$ dB

où P_1 représente la puissance de la lumière dans la longueur initiale et P_2 la puissance de la lumière à l'extrémité de la fibre après réduction.

Pour mesurer ces pertes, une première approche consiste à utiliser tout simplement un posemètre sensible du type utilisé pour les appareils photographiques. Mais ces appareils sont malaisés à mettre en œuvre. Pour avoir une mesure fiable, il importe que les fibres optiques soient positionnées de manière régulière par rapport à l'émetteur et au récepteur de lumière.

Les appareils utilisés par les Télécoms sont à l'inverse très performants et aussi très coûteux. C'est pourquoi la société QUINTEL a développé en 1986 pour ses propres besoins le MESUROP qui, pour un prix d'environ 450 francs, permet d'obtenir des mesures significatives. Il consiste à utiliser un simple voltmètre pour lire les mesures. Il peut être réalisé par n'importe quel amateur averti. Son schéma de principe est le suivant :



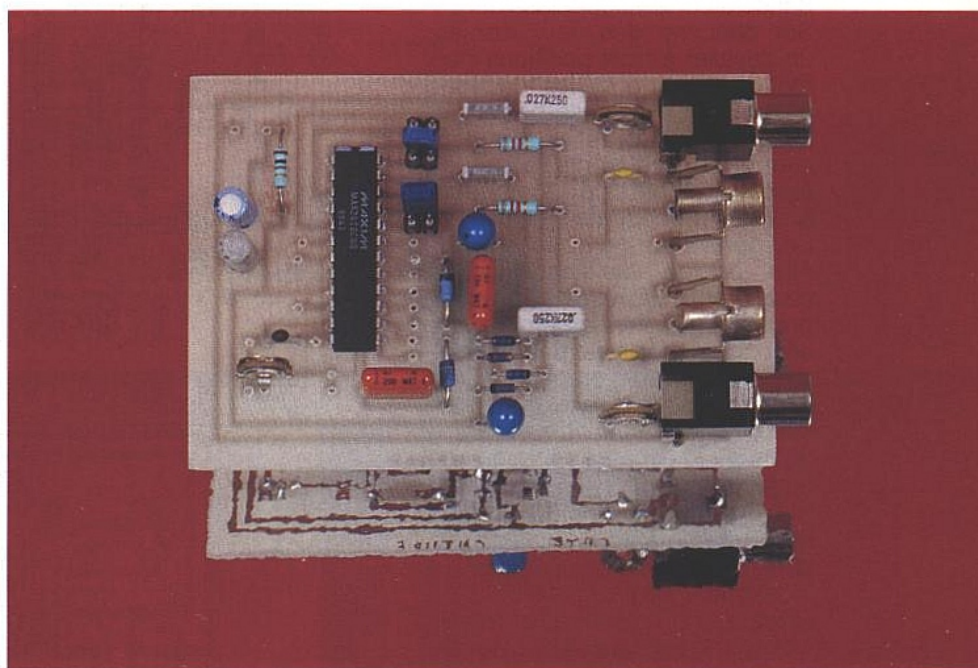
Le Mesurop.

Un modificateur de son programmable

Après deux articles plutôt "théoriques" sur les filtres programmables MAXIM, il est temps de répondre aux aspirations de ceux de nos lecteurs qui souhaitent passer rapidement à la pratique.

Compte-tenu de ses possibilités en fréquence, le MAX 261 se prête bien à des applications audio, faciles à expérimenter.

Plus qu'une simple carte d'évaluation, la maquette que nous vous proposons de réaliser permet d'obtenir une foule d'effets spéciaux programmables à partir du clavier du PC, tout en aidant à comprendre certains phénomènes.



FILTRAGE ET REPLIEMENT :

Avec deux cellules du second ordre pouvant être configurées indépendamment en passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande, les filtres programmables MAXIM permettent déjà de rendre méconnaissable à peu près n'importe quel son, ou d'atténuer très fortement toutes sortes de signaux parasites. Dans le cas particulier de la voix, on peut cependant souhaiter aller encore plus loin sur le chemin de la déformation.

Une opportunité nous est ici offerte d'exploiter une caractéristique parasite de ce type de filtre, que l'on cherche habituellement plutôt à contrecarrer : le "repliement" ou, en anglais, "aliasing".

Comme dans tous les systèmes échantillonnés, les filtres programmables MAXIM font subir un "repliement" aux signaux d'entrée dont la fréquence dépasse la moitié de la fréquence d'échantillonnage.

En particulier, les signaux dont la fréquence est voisine de celle d'échantillonnage produisent une composante différence qui tombe presque à coup sûr dans la bande passante utile.

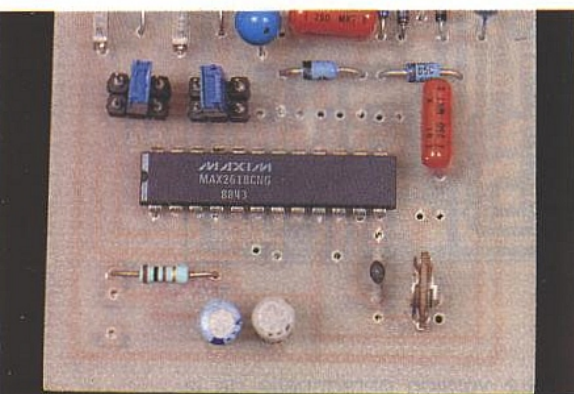
Pour éviter ce phénomène, il est d'usage de limiter la bande passante du signal d'entrée au moyen d'un pré-filtre de type passe-bas.

Dans certaines applications, inversement, on exploite ce phénomène : par exemple dans les crypteurs de son ou "scramblers" chargés de protéger la confidentialité des communications par radio ou par téléphone.

Dans le cas particulier des filtres MAXIM, la fréquence d'échantillonnage est égale à la moitié de la fréquence d'horloge : avec une horloge réglée à 40 kHz, un signal d'entrée de 8 kHz produit donc une composante 12 kHz, tout à fait audible mais susceptible en plus de subir le même phénomène dans la cellule suivante en cas de mise en cascade.

RÉALISATION D'UNE MAQUETTE :

Le schéma de la **figure 1** est dérivé de celui préconisé par MAXIM pour l'expérimentation rapide de ses filtres à l'aide d'un compatible PC, mais tout spécialement optimisé pour un usage sur des signaux audio : chaque section est équipée d'un potentiomètre ajustable fixant l'impédance à 48 k Ω , et permettant de régler le niveau de façon à éviter toute saturation. Un limiteur à diodes est cependant prévu en



protection, le MAX 261 ne résistait pas à des tensions d'entrée excessives ou négatives.

En sortie, on trouve une cellule passe-bas destinée à éliminer les résidus de fréquence d'horloge et, facultativement, une résistance de 47 kΩ fixant l'impédance à cette valeur classique.

Sur chacune des deux sorties, un cavalier à trois positions permet de choisir entre les fonctions passe-haut (H), passe-bas (L), et passe-bande (B) telles que définies par les différents modes de fonctionnement du composant (voir nos précédents articles).

Le générateur d'horloge peut être équipé, au choix, d'un quartz ou d'un réseau RC comprenant un potentiomètre : cette seconde solution est particulièrement confortable en phase d'expérimentation, puisqu'elle autorise une large variation de la fréquence d'échantillonnage, de façon continue.

Du côté des alimentations, deux tensions symétriques de 5 V soigneusement découplées sont reconstituées à partir d'un 12 V externe, qui devra être totalement indépendant de la masse de l'ordinateur : en effet, les signaux de la prise CENTRONICS doivent être référencés par rapport à la broche 17 du filtre, qui correspond au point milieu de l'alimentation mais évidemment pas au - 12 V !

Le circuit imprimé de la **figure 2** est prévu pour accueillir les composants de la maquette selon l'implantation de la **figure 3**, à l'exception du connecteur CENTRONICS qui sera monté en bout d'un tronçon de câble méplat à 11 conducteurs.

Quatre embases CINCH sont prévues pour les accès audio, ce qui permet un raccordement facile et simplifie l'éventuelle mise en cascade des deux sections à l'aide d'un cordon mâle-mâle. Mais rien n'interdit évidemment d'affecter les deux cellules aux canaux droit et gauche d'un signal stéréophonique avec, pourquoi pas, des réglages différents...

EXPLOITATION LOGICIELLE :

Bien entendu, les logiciels de développement MAXIM cités précédemment peuvent être utilisés avec cette carte, du moins si l'on a déjà une idée assez précise des caractéristiques des filtres à réaliser.

Le programme PR.BAS bien connu de nos lecteurs permet de fixer les coefficients de chaque section du MAX 261, mais outre certaines maladresses d'écriture,

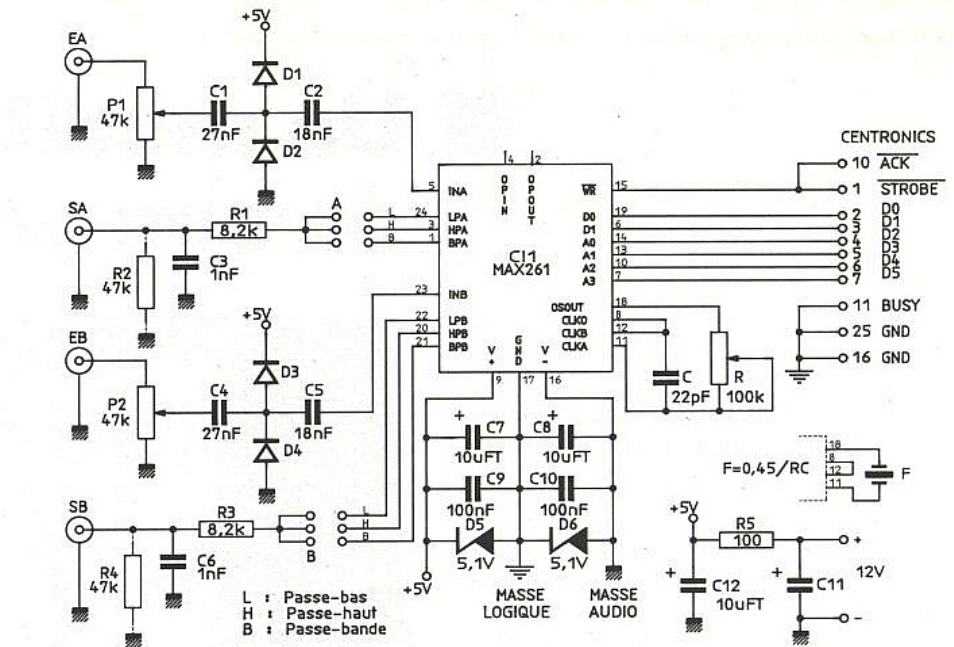


Figure 1.

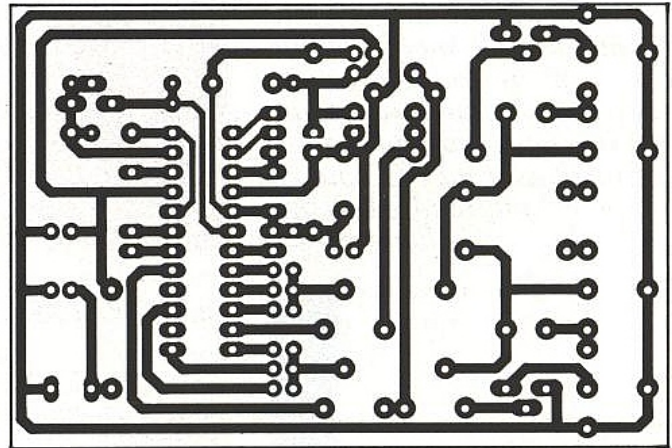


Figure 2.

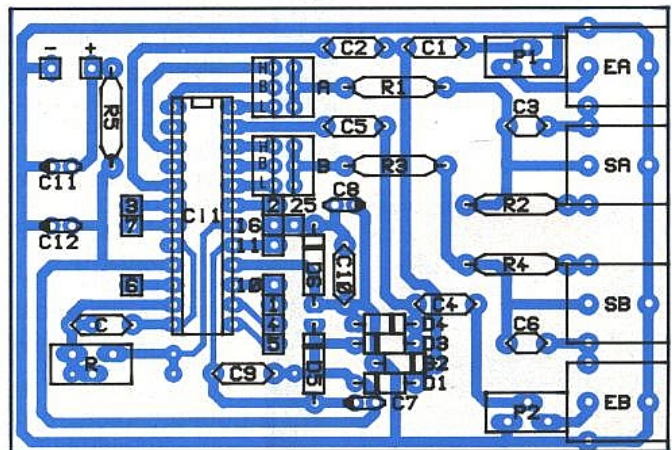


Figure 3.

il présente un grave inconvénient dans le cadre de notre application : les codes de programmation ne sont transmis au filtre qu'au terme d'une saisie complète de tous les paramètres de la section, ce qui rend pratiquement impossible l'action progressive, par tâtonnements, sur un seul coefficient à la fois.

Notre version personnelle de la **figure 4** (qui en plus parle français !) permet d'opérer séparément sur chaque paramètre, en se rendant compte immédiatement de l'effet obtenu : c'est beaucoup plus empirique, pas précisément rigoureux, mais très efficace sur le plan de la créativité...

Bien entendu, une fois obtenu un résultat jugé intéressant, il est vivement conseillé de noter les paramètres et de les analyser à l'aide des autres programmes offerts par MAXIM, de façon à comprendre réellement ce que l'on a fait !

De vives surprises ne sont en effet pas rares, en particulier avec de forts coefficients Q et des bandes passantes étroites. Mais cela ne se décrit pas par écrit, il faut l'écouter...

Patrick GUEULLE



```

10 CLS
20 PRINT "FILTRE A OU B ?"
30 INPUT F$
40 IF F$="a" OR F$="A" THEN ADD=0:GOTO 100
50 IF F$="b" OR F$="B" THEN ADD=32:GOTO 100
60 GOTO 10
100 CLS:PRINT "REGLAGE DU FILTRE ":F$
110 PRINT:PRINT:PRINT "MODE: 1 à 4 puis ENTER, ENTER quand OK"
120 INPUT M$:IF M$="" THEN ADD=ADD+4:GOTO 200
130 M=VAL(M$):IF M<1 OR M>4 THEN 120
140 LPRINT CHR$(ADD+M-1):GOTO 120
200 PRINT "RAPPORT FREQUENCE: 0 à 63 puis ENTER, ENTER quand OK"
220 INPUT F$:IF F$="" THEN 300
230 F=VAL(F$):IF F<0 OR F>63 THEN 220
235 AD=ADD
240 FOR I=1 TO 3
250 X=(AD+(F-4*INT(F/4))):LPRINT CHR$(X);
260 F=INT(F/4):AD=AD+4
270 NEXT I
280 GOTO 220
300 PRINT "COEFFICIENT Q: 0 à 127 puis ENTER, ENTER quand OK"
310 INPUT Q$:IF Q$="" THEN 10
320 Q=VAL(Q$):IF Q<0 OR Q>127 THEN 310
325 AD=ADD
330 FOR I=1 TO 4
340 X=(AD+(Q-4*INT(Q/4))):LPRINT CHR$(X);
350 Q=INT(Q/4):AD=AD+4
360 NEXT I
370 GOTO 310
  
```

Figure 4.

Nomenclature

Résistances

R₁ : 8,2 kΩ
 R₂ : 8,2 kΩ
 R₃ : 100 Ω
 R₄ : 47 kΩ pot-ajustable
 R₅ : 47 kΩ pot-ajustable
 R₆ : 100 kΩ pot-ajustable
 R₇ : 47 kΩ facultative
 R₈ : 47 kΩ facultative

Condensateurs

C₁ : 18 nF
 C₂ : 18 nF
 C₃ : 27 nF
 C₄ : 27 nF
 C₅ : 1 nF
 C₆ : 1 nF
 C₇ : 22 pF
 C₈ : 0,1 μF
 C₉ : 0,1 μF
 C₁₀ : 10 μF tantale goutte
 C₁₁ : 10 μF tantale goutte
 C₁₂ : 10 μF 16 V

Circuit intégré

Ch : MAX 261

Autres semi-conducteurs

4 × 1N 4148
 2 × zener 5,1 V

Divers

1 connecteur CENTRONICS
 Câble plat 11 conducteurs
 4 embases CINCH pour CI

LA TRADITION DU FUTUR

L'innovation technologique pour les professionnels d'aujourd'hui et de demain

CDA 9208 :

**Enseignement - Industrie
 Maintenance**

Fonction recherche de trace
 Test de composants
 Ecran de 8 X 10 cm avec
 éclairage du graticule interne
 Haute sensibilité : de 1 mV/div
 à 15V/div en direct
 Déclenchements multiples (X,Y)
 fonction inhibition (HOLD OFF)
 Synchro. TV ligne et trame



Gamme complète pour le laboratoire :
 Alimentations stabilisées, générateur de fonctions...

Liste des distributeurs et documentation détaillée sur demande :

CDA
 la mesure française

Un spécialiste et ses distributeurs à votre service

CDA - 5, rue du Square Carpeaux 75018 PARIS - Tél : (1) 46 27 52 50 - Télécopie : (1) 46 27 73 89

ECAL : un assembleur multi- microprocesseurs

Le développeur des années 90 ne peut plus se permettre d'avoir son microprocesseur attiré : pour chaque application, on choisit désormais le processeur ou le microcontrôleur le mieux adapté, selon des critères aussi bien techniques qu'économiques.

Faut-il pour autant s'encombrer de toute une collection plus ou moins hétérogène de logiciels de développement, ou se résigner à écrire du code à la main lorsque le bon outil n'est pas disponible ?

ECAL apporte une solution très élégante à ce genre de problème : tournant sur le premier PC venu, il supporte pratiquement tous les processeurs connus et peut en tout cas être adapté à tout processeur existant ou à venir, de 4 à 64 bits.



UNE ARCHITECTURE "OUVERTE":

Le secret de la flexibilité d'ECAL réside dans son architecture originale : un puissant logiciel assembleur-linker parfaitement indépendant du processeur choisi, et tout un jeu de "fichiers de contrôle" dédiés chacun à un processeur ou à une famille de processeurs.

A ce jour, la collection des fichiers de contrôle fournis avec la version "ouverte" d'ECAL couvre plus de 170 processeurs, dont la **figure 1** liste seulement les principaux.

Signalons toutefois qu'une version économique d'ECAL est également offerte, limitée à un seul processeur choisi parmi ceux que supporte la version complète.

La prise en compte d'un nouveau processeur ne se traduit que par l'écriture d'un nouveau fichier de contrôle, à partir du data book du fabricant : avec les utilitaires inclus dans ECAL, c'est l'affaire de seulement quelques heures de saisie.

A la limite, ECAL pourrait donc parfaitement être configuré pour un processeur "maison" !

Bien évidemment, le mode d'emploi du logiciel est strictement identique d'un processeur à un autre : en plus d'un nouveau jeu d'instruction, il n'y a donc pas lieu d'apprendre le maniement d'un nouvel assembleur lorsque l'on change de processeur !

Des fonctions d'aide particulièrement puissantes sont d'ailleurs prévues, qui exploitent à fond le contenu très détaillé des fichiers de contrôle : à tout moment, des informations extrêmement complètes sont disponibles sur le jeu d'instructions du processeur utilisé.

Soucieux de "jouer le jeu" jusqu'au bout, l'auteur de ces lignes a tenté l'expérience suivante : écrire une courte routine pour 80286 sans connaître un traître mot de son jeu d'instruction et sans recourir à une quelconque documentation.

Deux heures plus tard, prise en main d'ECAL comprise, était disponible un fichier .COM prêt à être exécuté sur le PC.

Toutes les questions que peut se poser un vieux routier du Z80 dans une telle situation ont

Figure 1

1802	COP440	6803
TMS7000	8051	Z8
1805	HMCS400	6804
uPD7500A	8080	Z80
TMS370	64180	6805
uPD7500	8085	M50744
TMS32010	6502	6809
uPD7800	8086	M50746
TMS320C15	65C02	6301
uPD7806	8088	M50747
TMS320C17	65C812	6303
77P20	80188	TMS32020
65C816	6309	8031
80286	6800	68HC11
8035	TMS9900	3870/F8
6801	68000	TMS320C25
8039	TMS9995	COP400
6802	68010	8048
COP820	M37450	I860
H8	Z8001	TMS9981
65C112	HD614080	COP820
8396	TMS7742	HMCS404
F8/3870	6301	6504
6803	80C197	6507
TMS7000	Z8603	COP8622
NSC800	370C850	M50761

trouvé une réponse satisfaisante dans les écrans d'aide : cela mérite un coup de chapeau ! En fait, ECAL peut presque faire office de base de données pour évaluer les possibilités de tel ou tel processeur avant de prendre la décision de l'utiliser ou non. A ce stade, rien n'empêche d'écrire un peu de code pour se faire une idée de la faisabilité de la mise en œuvre de l'application envisagée sur ledit processeur. Tout cela sans même disposer encore du moindre échantillon ! N'en déduisons pas pour autant qu'ECAL permettrait d'exécuter sur PC du code écrit pour un microprocesseur qui n'est pas le sien : pour tester un logiciel écrit pour le 6802, il faut évidemment ajouter l'émulateur d'EPROM prévu pour ECAL, et le connecter à une maquette munie d'un 6802.

Dès lors, de puissantes fonctions de déblocage sont disponibles directement au niveau du code source : insertion de points d'arrêt, visualisation et modification des registres ou de la mémoire, suivi à la trace de l'exécution des instructions munies de labels, accès direct aux entrées-sorties, et utilisation du PC en tant que terminal.

En pratique, ECAL réassemble bien sûr le code entre une modification de la source et une exécution, mais il est tellement rapide que cette opération reste pratiquement transparente pour l'utilisateur qui peut parfois se prendre à imaginer que le code source s'exécute directement : songez que sur un micro à 286 tournant à 12 MHz, ECAL peut assembler 700 octets de code Z80 par seconde !

Il n'est pas exagéré d'affirmer qu'avec ECAL, il faut remplacer les minutes par des secondes lors de l'évaluation du temps à passer sur une opération d'assemblage ou de déblocage...

Le code définitif peut être présenté sous de multiples formes : fichier "HEX" ou binaire pour programmation d'EPROM, instructions INLINE pour incorporation directe dans des sources TURBO-PASCAL, fichiers exécutables .COM, etc.

UNE SUPERBE "BOITE A OUTILS"

ECAL n'est pas seulement un assembleur universel et, moyennant l'adjonction de l'émulateur d'EPROM, un déblocageur perfor-

mant : il incorpore un éditeur très supérieur aux meilleurs traitements de texte pour ce genre d'usage, capable entre autres raffinements d'opérer sur plusieurs fichiers à la fois.

ECAL, c'est aussi un "linker" d'un genre très particulier : complètement intégré à l'assembleur, il permet de produire indifféremment du code absolu ou relogeable sans avoir à lancer une opération d'édition de liens : tout est parfaitement "transparent".

ECAL, c'est enfin une calculatrice capable d'opérer et de convertir dans les bases de numération usuelles, une table ASCII complète, et un logiciel de communication permettant l'échange de fichiers par le port série.

LA VERSION DE DEMONSTRATION

La disquette de démo d'ECAL est un modèle du genre : accompagnée d'un manuel très détaillé et particulièrement clair, elle permet la mise en œuvre de toutes les possibilités de la version complète, sur la grande majorité des processeurs proposés.

Les inévitables limitations sont les suivantes :

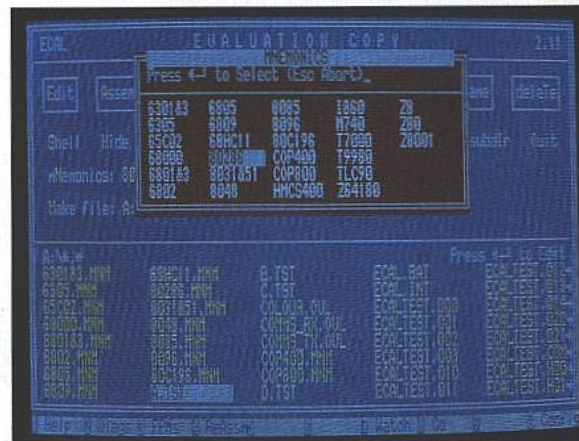
- la version de démo ne peut produire plus de 256 octets de code exécutable, ce qui est cependant très suffisant pour incorporer quelques routines rapides dans des logiciels TURBO-PASCAL, ou pour écrire de petits utilitaires pour le PC.

- les fichiers de contrôle sont déjà "compilés" : leur version "source" n'est pas fournie, ce qui interdit tout examen ou toute modification de leur contenu. Bien évidemment, les utilitaires de création de ces fichiers sont absents !

- la sauvegarde sur disquette des fichiers de l'éditeur de texte se fait dans un format incompatible avec tout autre logiciel : on peut les relire, mais par les exporter. Par contre, rien n'empêche d'importer des fichiers source existants pour les assembler avec ECAL.

Ces restrictions s'avèrent fort peu contraignantes et permettent de se faire une excellente idée des possibilités du produit complet.

La version de démo comblera d'ailleurs déjà les amateurs et les enseignants, dont les besoins sont sans commune mesure avec ceux des développeurs avertis auxquels s'adresse la version complète d'ECAL.



Pour se procurer ECAL

ECAL est distribué en France par un spécialiste réputé des systèmes de développement pour microprocesseurs,

EMULATIONS

Antélia 4 Burospace
Chemin de Gizey
91571 BIEVRES CEDEX
Tél. : (1) 69 41 28 01
Fax (1) 60 19 29 50

que nos lecteurs sont invités à contacter pour toute information complémentaire.

Patrick GUEULLE

New-York : 132^e Convention de la SMPTE

Retour à la "East Coast" des USA et au Jacob K Javits Convention Center de New-York pour cette 132^e édition du congrès de la SMPTE — Society of Motion Picture and Television Engineers — un événement qui se partage, d'une année à l'autre, avec la Californie et plus précisément Los Angeles. Une Convention de la SMPTE, c'est à la fois des cycles de conférences axés sur l'image — film, vidéo ou TV — et dans une moindre mesure, sur le son qui l'accompagne, assortis d'une exposition des matériels les plus récents afférents à ces spécialités.



Moins d'exposants cette année à New-York par rapport à celle qui se déroulait un an plus tôt à Los Angeles avec cependant, du 13 au 17 octobre, plus de 130 communications techniques apportant des précisions sur les dernières évolutions dans les domaines couverts par la SMPTE. Une mention spéciale cette année pour l'image photochimique puisque Kodak présentait son système développé en collaboration avec Philips, système permettant de transférer des images fixes, obtenues d'abord sur film, sur un disque compact : nous reviendrons plus loin.

Quant à la TVHD, le sujet revient peut-être moins souvent qu'au cours des années précédentes dans les gros titres de l'actualité : les divers systèmes proposés à l'examen du Comité Consultatif de la FFC (Federal Communications Commission) et de l'ATTC (Advanced Television Test Center), centre d'essais financé conjointement par les principales chaînes TV américaines (ABC, CBS, NBC), le NAB, l'Association des stations TV indépendantes (INTV)... sont maintenant à atten-

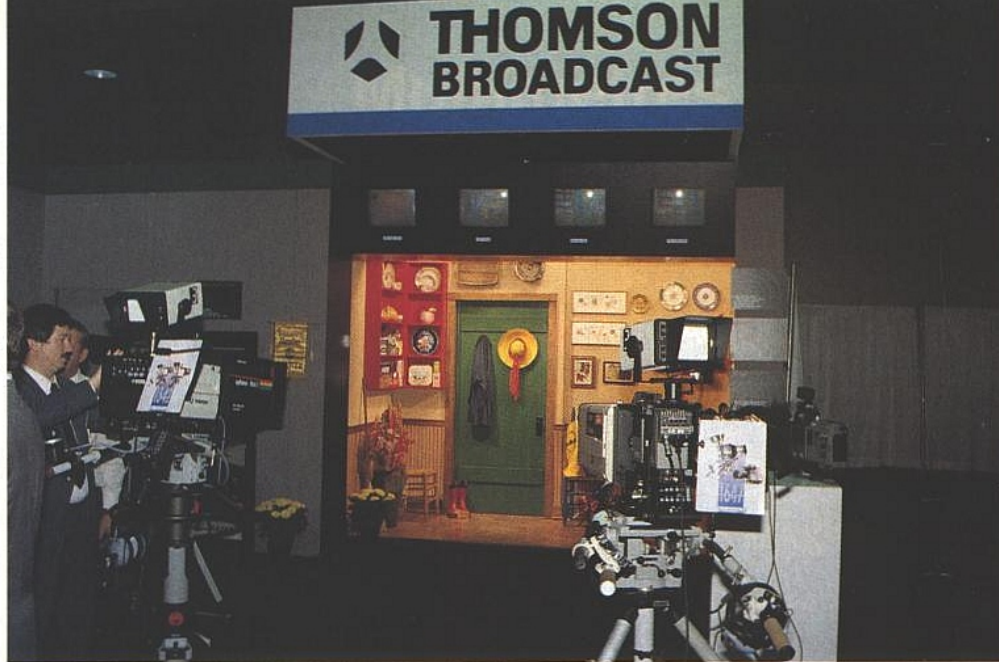
dre le commencement des mesures et évaluations de leurs possibilités respectives, celles-ci étant menées, à partir du printemps prochain, dans les laboratoires de l'ATTC, suivant un ordre déjà fixé du passage des "candidats" au nombre de six*. Par rapport à ce que nous avons écrit à l'occasion du NAB 90** ; on remarquera que la date du début des essais, qui devaient débiter cet automne, a été reportée au printemps prochain et que le nombre des systèmes postulants a diminué. Restent en lice un système EDTV (Enhanced Definition TV), l'ACTVI proposé par la chaîne TV NBC, David Sar-noff Research Center et Thomson Consumer Electronics d'une part et Philips Consumer Electronics d'autre part réunis après un accord réciproque au sein de l'ATRC (Advanced Television Research Consortium) et cinq systèmes "simulcast" (ce qui signifie que le signal TV est transmis par 2 canaux non adjacents, l'un acheminant l'image et le son — compatibles avec les récepteurs NTSC actuels — et l'autre un complément d'informations permettant d'améliorer la définition de l'image, d'accéder au for-

mat 16/9 et éventuellement à un son numérique stéréo) au nombre desquels on relève les noms de NHK, du MIT, de Zénith... et d'un venu de dernière minute, inscrit juste avant la date limite des candidatures le 31 mai, en l'occurrence Digi-Cipher. Ce dernier est un procédé que propose la division Vidéo-Cipher de General Instrument Corp ; originalité du Digi-Cipher :

Son procédé est annoncé comme entièrement numérique ce qui a constitué à la fois une révélation et un véritable pavé dans la mare pour les autres concurrents de la compétition dont les systèmes ne sont que partiellement numériques ; la solution de Digi-Cipher serait en outre moins gourmande en bande passante que celles avancées par les autres groupes et permettrait de loger plus de 100 canaux sur un seul satellite, ce qui ne peut être que remarquable et implique des compressions élevées de l'image. De là une effervescence certaine chez les candidats autres que Video-Cipher, et en particulier à l'ATRC qui tente de faire évoluer l'ACTV vers le tout numérique ; ce qui est vraisemblablement la stratégie qu'adopteront les autres concurrents.

Mais il faudra faire vite... En conséquence de quoi en 1993, les USA pourraient fort bien se retrouver avec un système de télévision tout-numérique après que la FCC ait enteriné le choix des commissions chargées de retenir le procédé le plus approprié. Cette évolution vers le numérique devait d'ailleurs transparaître dans une communication de G. Reitmer et C. Carlson (David Sarnoff Research Center) et E. Geiger et D. Westerkamp (Thomson Consumer Electronics) : "The Digital Hierarchy : a Blueprint for Television in the 21 st Century" dans laquelle les auteurs examinent quelles sont les caractéristiques essentielles que doit retenir un nouveau standard TV compte tenu de sa pérennité, qui doit s'étendre sur plusieurs décennies, et ce en dépit des rapides évolutions et progrès de la technologie.

Autre communication, celle de JVC à propos d'un projecteur vidéo à haute brillance et à haute résolution à cellules LCD (Liquid Crystal Display) autrement dit à cristaux liquides en lieu et place du tube cathodique conventionnel et qui permet d'obtenir une image disposant d'une résolution verticale de 440 lignes TV (LCD



Thomson-Broadcast (TVE) était bien sûr présent.



Magnétoscope numérique composite Panasonic à bande 1/2 pouce...

matriciel actif de 211 200 pixels : 480 pixels H x 480 pixels V ; la résolution verticale étant obtenue par un balayage progressif non entrelacé). Ce n'est pas encore suffisant pour la TVHD mais cela devrait permettre d'exploiter pleinement les images du S-VHS sur un écran de 1,20 m de diagonale. De toute façon, on doit s'attendre à voir disparaître, à l'horizon 2000, les tubes cathodiques au profit de plus en plus marqué des projecteurs à LCD, l'écran plat à LCD étant quant à lui envisageable à condition d'en réduire le coût — pour les modèles à grande diagonale — et d'en augmenter la robustesse.

* Ce sera le système du NHK (Nippon Hoso Kyokai : Radio TV d'Etat du Japon) qui sera d'abord soumis aux essais ; les autres systèmes suivront ensuite.

Ces essais dureront environ un an. Pour les mener à bien, l'ATTC a investi 15 millions de U.S. \$ en bâtiments et en matériel métrologique. Simultanément, d'autres essais mais cette fois pour tester les réactions du public concernant les systèmes en lice. Ils seront menés par le Communications Center of the Canadian Department of Communications à Ottawa (Canada), en liaison avec la FCC.

** Electronique-Radio-Plans n° 511 de juin 1990.

Du côté des magnétoscopes professionnels et numériques, le format que nous avons appelé D3 se trouve confirmé. Apparu en octobre 1988 à la 130^e Convention SMPTE sous forme de prototype et en version définitive au NAB 90, ce format numérique composite a été développé par Matsushita et sa filiale Panasonic à l'instigation du NHK pour que ce dernier puisse homogénéiser son parc, avec des appareils à norme identique pour tous, tout en divisant par 5 la nouveaux générateurs économi-

ques ; il s'agit du TSG-120 YC/NTSC pour le service des appareils en NTSC, YC (S-VHS et Hi-8) et monochrome 525/60 et du TSG-130, générateur de signaux multiformats pour le service des Betacam, M II, S-VHS, NTSC et monochrome 525/60 ; cet appareil utilise un générateur numérique 10 bits pour parvenir à la

précision de modèles jusqu'à ce jour bien plus coûteux. Enfin, toujours chez Tektronix, l'analyseur automatique de signaux VM 700 A reçoit de nouvelles options avec le Télétex (option 20), les composantes séparées (option 30), le "White Paper" allemand (option 1 G,

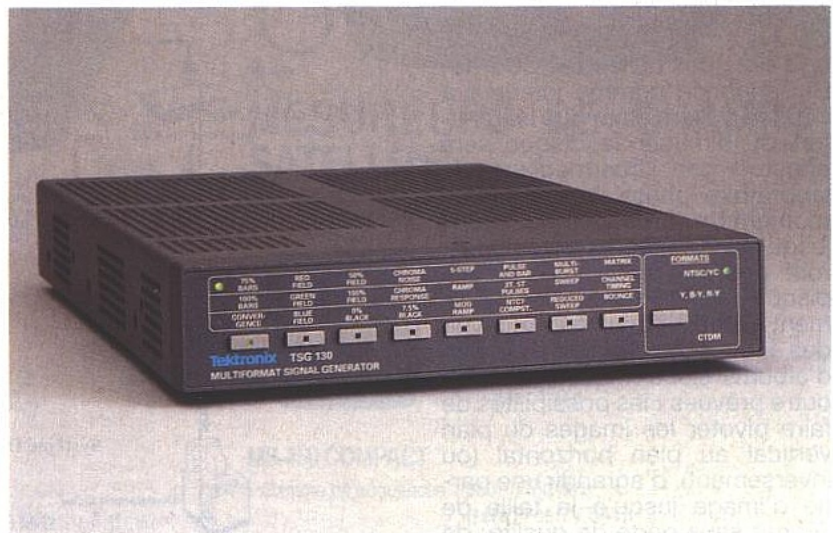


... et sa version caméscope.

surface de stockage des supports magnétiques. Ceux-ci, présentés en cassettes de multiples dimensions, consistent en bandes de 1/2 pouce de largeur avec une enduction à particules métalliques. A la présente Convention Panasonic présentait l'AJ-D350 une machine équipée d'une cassette de 3 heures de durée et l'AJ-D310, caméscope qui lui utilise une cassette de 50 minutes. Panasonic annonce être à même de porter les cassettes de plus grandes dimensions à une durée de 245 minutes et de présenter bientôt une version portable de sa machine ainsi qu'un système de librairie à lecteurs multiples pour les stations TV. Ajoutons que ce nouveau format a été retenu par la BBC et qu'il sera le format officiel des J.-O. de Barcelone.

En ce qui concerne la métrologie, Tektronix présentait ses gammes 1700 (Vectroscopes et Moniteurs) et 1708 (mesures vidéo) avec cathoscopes à phosphore blanc déjà utilisé sur les moniteurs composite/composante de la gamme WFM-300 A. Egalement sur le stand Tektronix, de

Tektronix : L'analyseur automatique de signaux VM 700 A reçoit de nouvelles options.



Tektronix : TSG 130, générateur de signaux multiformats.



pour effectuer les mesures de cassures du temps de montée au blanc et de descente au noir ainsi que des échos générés par l'impulsion 2 T) ainsi qu'un nouveau logiciel (WMREMGR) permettant l'affichage de l'écran du VM 700 A sur un PC quasiment en temps réel.

Quant au système Disque Compact Photo Kodak, mis au point en collaboration avec Philips, il est capable d'analyser les photographies 24 x 36 mm et de les enregistrer sur disques compacts. Ces images sont ensuite restituées sur un téléviseur à l'aide de nouveaux lecteurs CD Photo Kodak fabriqués par Philips ; ces lecteurs assureront aussi bien la lecture de CD Hi-Fi que la restitution d'une image TV de haute qualité (les disques compacts Photo pourront être utilisés par les systèmes CD interactifs et CD ROM XA) ; en outre, la qualité des images est de très loin supérieure à celle des systèmes de photographie électronique existants (la capacité du CD Photo est quatre fois supérieure à la norme la plus élevée, s'agissant de la définition, retenue actuellement pour la TVHD ; c'est dire que non seulement le procédé est adapté aux récepteurs TV actuels de ce point de vue mais que ses possibilités ne seront pas inférieures à celles des écrans du futur, cathodiques ou à LCD).

Ce système sera commercialisé en 1992 ; prix du lecteur CD Photo : annoncé comme inférieur à 500 US dollars alors que le transfert du film sur le disque sera effectué par l'intermédiaire du laboratoire photo local pour un montant de l'ordre de 20 dollars ; jusqu'à 100 images photo pourront prendre place sur un seul disque ; les disques incomplètement remplis pourront recevoir des ajouts, facilitant la création d'albums électroniques. Sont en outre prévues : les possibilités de faire pivoter les images du plan vertical au plan horizontal (ou inversement), d'agrandir une partie d'image jusqu'à la taille de l'écran sans perte de qualité, de regarder les photos suivant une séquence ordonnée de façon particulière et de supprimer la visualisation des images non retenues ; les lecteurs CD Photo partageront les mêmes fonctions qu'en audio avec, entre autres, l'accès aléatoire, la programmation et la commande à distance. Nous avons évoqué plus haut l'accès aux images du CD Photo Kodak via un équipement CD ROM XA (la technologie CD-ROM XA a été développée

conjointement par Microsoft, Philips et Sony pour l'intégration des sons et des images conjointement à l'utilisation d'un PC). Or une photo couleur numérisée nécessite 18 Moctets de mémoire alors que la plupart des PC disposent de lecteurs de disques durs de moins de 40 Moctets, permettant tout au plus de stocker 2 images en ligne ; ce qui entraîne que l'utilisation d'un tel dispositif pour mémoriser à grande échelle des images photographiques se révèle alors trop onéreux pour la plupart des usagers. Kodak a résolu ce problème en combinant la technologie de la compression et la vaste capacité de mémorisation sur disque compact ; s'agissant de la compression, des algorithmes spécifiques ramènent à moins de 6 Moctets les besoins sans perte de définition et de qualité. La capacité de mémorisation sur un CD dépassant 600 Moctets, chacun d'eux peut donc enregistrer jusqu'à 100 photos.

Les figures 1 et 2 résument, d'une certaine façon, tout ce qui vient d'être dit sur le CD Photo Kodak. On pourra s'y reporter. La prochaine grande manifestation U.S. concernant l'image TV et la vidéo aura lieu à Las Vegas du 15 au 18 avril 1991 : il s'agit du NAB (National Association of Broadcasters) qui, cette année, sera accompagnée d'une exposition et d'un cycle de conférences sur la TVHD, l'une et l'autre qualifiées de mondiales et qui se tiendront ensemble dans un lieu distinct de celui occupé par le NAB. Espérons qu'à cette occasion nous en saurons un peu plus du point de vue technique sur le Digi-Cipher de Vidéo-Cipher.

CH. PANNEL

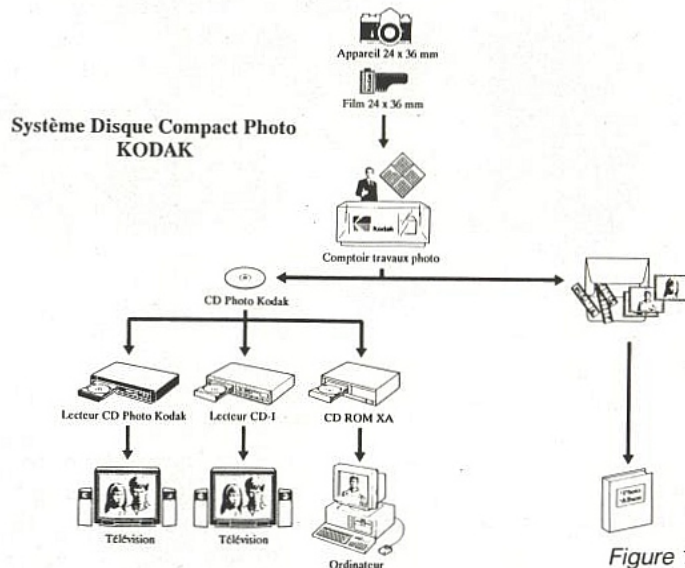


Figure 1.

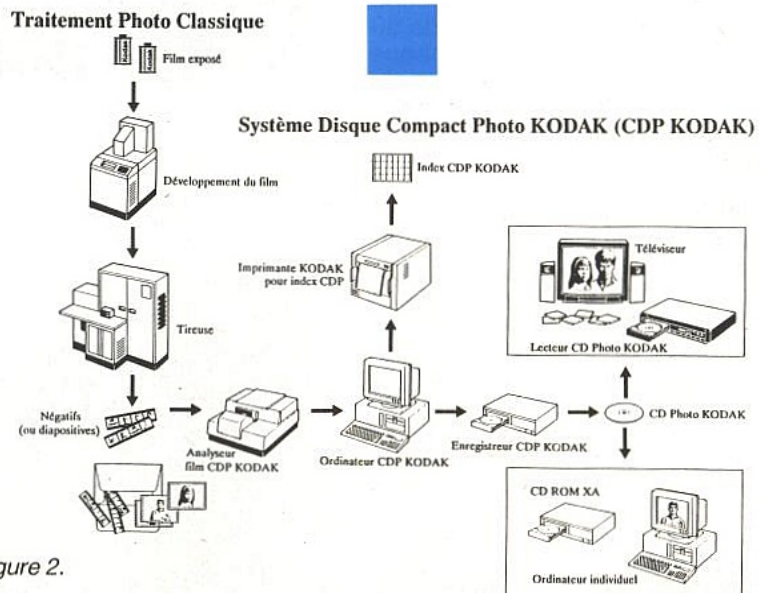


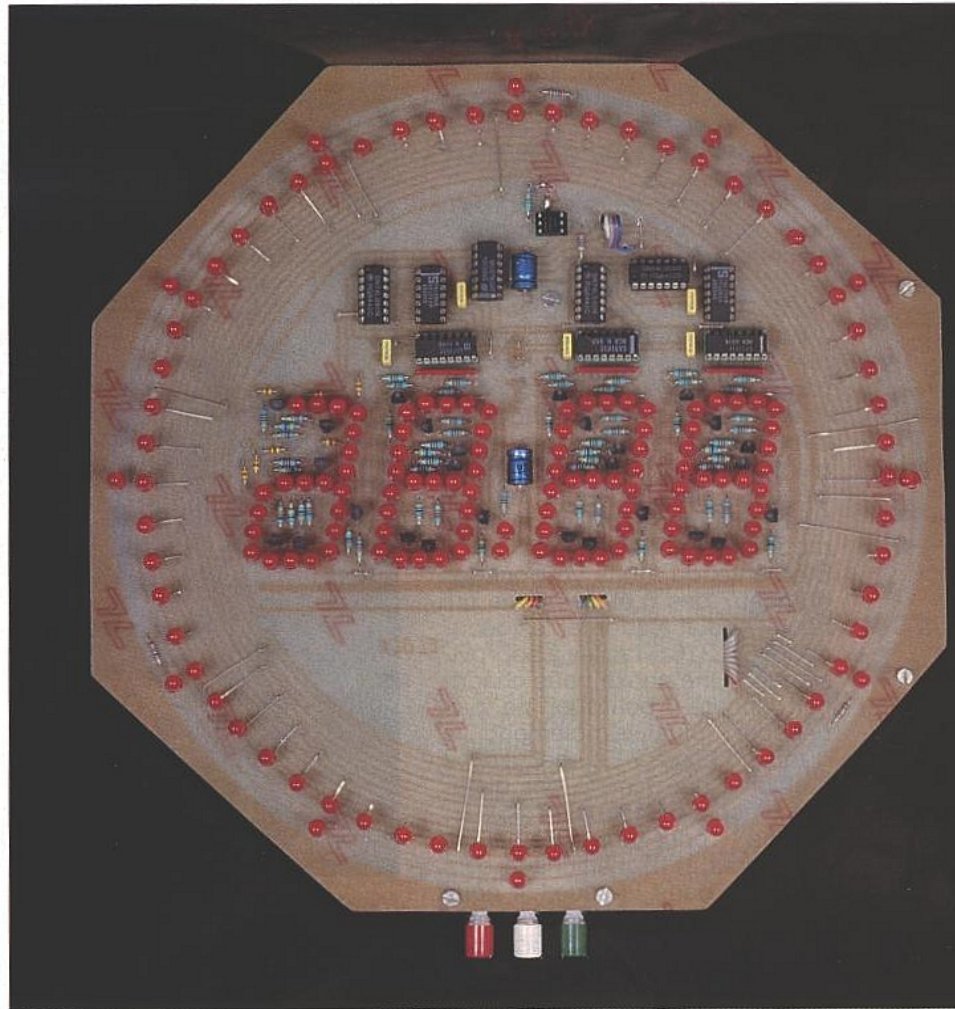
Figure 2.

AC clock

Construire une horloge en 1991 peut sembler ridicule ! Ce serait vrai si on se contentait de vouloir afficher heures, minutes et secondes de façon traditionnelle, mais notre ambition est toute autre.

Il y a plusieurs années déjà, nous découvrons dans des studios de radios des horloges très spéciales et particulièrement "suggestives".

A priori, le problème à résoudre semblait d'une simplicité enfantine mais en y réfléchissant attentivement, la solution évidente s'enfuyait à grands pas et le prix des copies de ces horloges conforta notre envie de tenter l'expérience.



Pour ceux qui n'auraient jamais vu les horloges placées dans les studios d'EUROPE 1 ou de FRANCE INTER, voici le cahier des charges.

Quatre afficheurs géants (à base de leds), indiquent l'heure et la minute, et une "roue" constituée de 60 leds décompte les secondes. Nous avons bien écrit décompte, ainsi à H - 3 il ne reste que trois leds allumées. Pour s'ajuster, c'est parfait : inutile de lire, il suffit de se mettre au tempo du métronome et suivre le ruban qui disparaît. Loin d'être un gadget, l'horloge devient alors un instrument à part entière pour qui sait en jouer...

AC Clock ne sera pas remise à l'heure automatiquement (réception de données transmises par satellite), mais manuellement. C'est la seule différence entre elle et ses grandes sœurs. Elle est de taille je vous l'accorde, mais la complexité d'une telle réalisation dépassait à la fois le

budget prévu et les compétences de votre serveurur.

Dans les studios d'EUROPE 1, nous vîmes trois esthétiques différentes : un carré posé sur un coin, puis un cercle et enfin (la plus jolie du goût de l'auteur) une ellipse. Nous parlons bien évidemment de la roue des secondes, le reste collant de très près à la tradition. Déjà un premier problème à résoudre : quelle forme adopter ? Si vous le permettez, nous allons faire un rapide tour des nombreux problèmes rencontrés et des solutions retenues, afin de mieux faire comprendre pourquoi nous avons planché pendant plus de deux mois sur cette réalisation.

Les choix

Nous avons opté pour une roue ronde de diamètre 23,5 cm. En effet, le carré posé sur un coin n'est pas très joli et bien que

plus simple à implanter, aurait conduit à un format exagéré ou à faire appel à un circuit imprimé double face d'environ 9 dm². Le coût aurait tout de suite bondi à la hausse, réduisant à néant notre ambition principale : permettre cette réalisation complète pour environ 1000 F. La raison qui nous a fait abandonner l'idée de l'ellipse était directement liée à nos capacités de dessinateur (déjà un rond...).

Une fois cette décision prise, il fallu définir la forme exacte des afficheurs géants centraux. Après mille tergiversations, nous avons opté pour une légère inclinaison, des segments horizontaux de 3 leds (de 5 mm) et des verticaux de 4. Un léger décrochement des segments horizontaux permet d'obtenir un semblant d'arrondi des coins - assez élégant - sans toutefois "réduire trop" la hauteur du 1 et du 4 par rapport aux autres chiffres.

Bien entendu, nous voulions les drapeaux des 6 et des 9, ce qui nous conduit à adopter les décodeurs CA 3161, faciles à approvisionner. Une chose nous chagrinerait encore : pourquoi ne pas décoder plus simplement la dizaine d'heure ? En effet, il n'y a à afficher que 1 ou 2 (pas question d'écrire 07.45 mais 7.45).

Damned : pour toutes les heures inférieures à 10, l'affichage sera décentré dans la roue ! Il nous est alors venu une idée simple que nous avons abandonnée plus tard, mais dont l'implantation est restée : afficher - 7.45, c'est-à-dire la barre centrale du premier "digit", pour occuper la place. Chacun pourra essayer les deux méthodes très facilement (une seule diode à déplacer) et choisir ce qui lui convient le mieux. En fait, le décentrage n'est pas si laid qu'il pourrait sembler, et la barre fait trop penser à un signe négatif.

On a bien avancé. Ah, il faut aussi prévoir des leds fixes pour marquer toutes les 5 secondes, et ce à l'extérieur de la roue, puis deux points de séparation entre heures et minutes. Les feuilles de papier calque représentant uniquement l'aspect ont mis environ un mois avant de se stabiliser sur la planche à dessin !

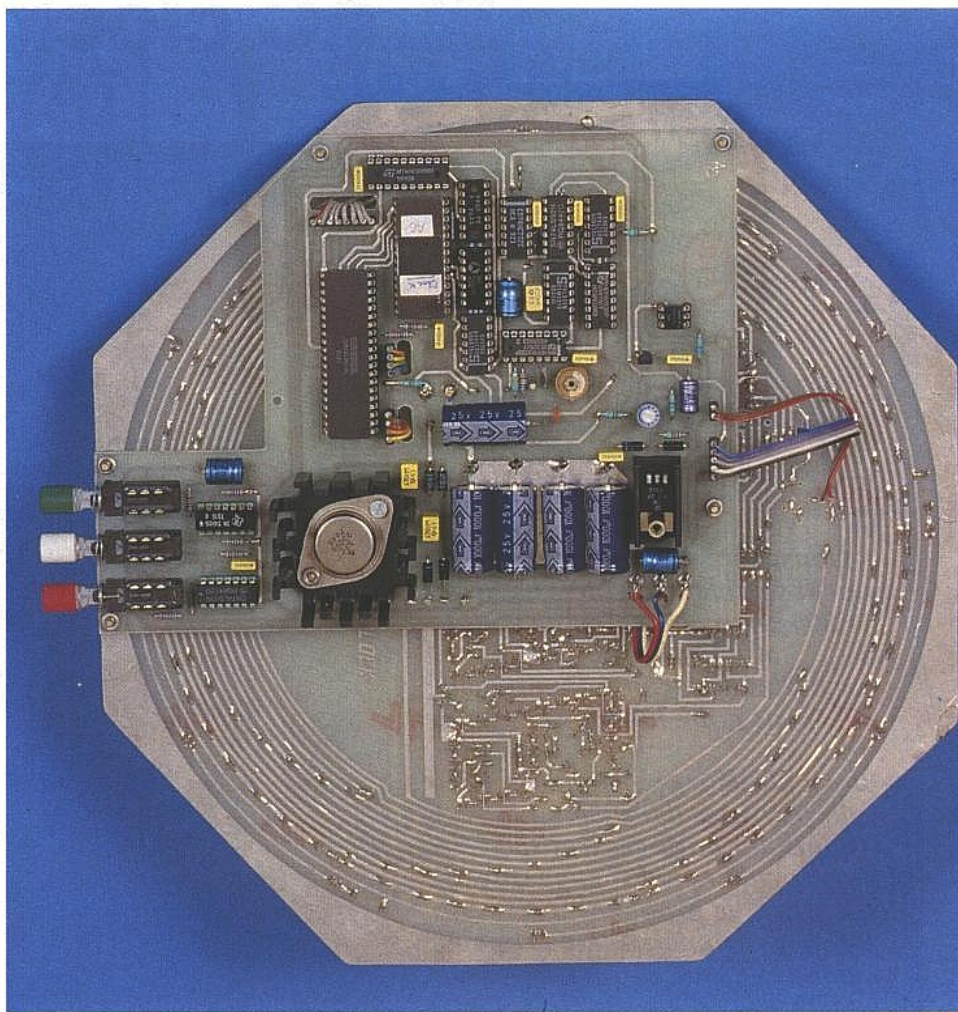
Bien entendu, l'aspect technique était mené de pair, mais chaque bouleversement, ne serait-ce que de quelques dixièmes de millimètre dans un afficheur, remettait l'étude sinon à zéro, à moins beaucoup... Pour l'anecdote, la partie centrale (les afficheurs géants) a été implantée 18 fois !

Bref, l'esthétique adoptée, il ne

fallait plus que résoudre le problème purement électronique. Si on fait un bilan des leds de cette carte principale, on arrive tout doucement à 170, même en ayant supprimé le segment F de l'afficheur des dizaines d'heures. Il faut donc penser à la consommation, à la sauvegarde des données en cas de coupure du secteur (secondes comprises) et à la gestion la plus astucieuse possible de l'ensemble, pour qu'il reste simple à réaliser et utiliser, voire à étendre. En effet, on peut construire AC Clock pour le plaisir et la mettre dans un salon (ou un atelier), mais sa vocation est de servir les studios, qu'ils soient de radio ou d'enregistrement. En général, il faut au moins deux exemplaires dans ces locaux : un en cabine, un en studio. Il est évident que pour être utiles, ils doivent être parfaitement synchronisés tant en service normal qu'en remise à l'heure. La conception de AC Clock tient compte de ce fait, et permet de disposer de toutes les informations utiles à un "esclave", le maître étant décrit ici, mais bien plus encore si on fait preuve d'un peu d'imagination (télécommande de machines, reprise en

main sur un programme "satellite" à des moments choisis, etc...).

Toutes ces raisons nous ont conduit à opter pour des solutions hybrides : un peu ringardes parfois ou très "spéciales" par exemple pour la roue des secondes. D'autre part, il fallait que chaque lecteur puisse arriver à ses fins facilement : disons tout de suite que le montage nécessite une EPROM, et - vous allez vous moquer - c'est une 2764 comportant 60 données ! Si vous le voulez bien, nous reparlerons de cela le mois prochain, mais que les lecteurs outrés réfléchissent au problème (dont nous donnons déjà une solution), sans oublier que l'auteur considère les lecteurs disposant d'un programmeur d'EPROM comme des privilégiés, et qu'en aucune façon il interdirait à un bricoleur soigneux d'accéder à un montage sous prétexte qu'il faut "acheter le programme". Nous aurions peut-être pu nous simplifier la vie en engorgeant l'EPROM, mais volontairement nous avons dit : 60 lignes ou pas d'EPROM du tout, car 60 données sont faciles à écrire et à



comprendre, même avec des moyens simplifiés au maximum (dip-switchs et bonne volonté). Avec EPROMER il nous a fallu environ 5 minutes, manuellement, pour obtenir le résultat et le vérifier. Avec des dips il faudra peut-être 30', une heure, qu'importe ?

Cette réalisation a pour prétention de fonctionner (c'est la moindre des choses) mais également d'être porteuse d'un message pédagogique. Ce n'est pas vraiment dans cette première partie qu'on pourra le constater (le circuit imprimé de façade prend beaucoup de place) mais la suite et fin qui sera dévoilée dans le prochain numéro comportera quelques astuces.

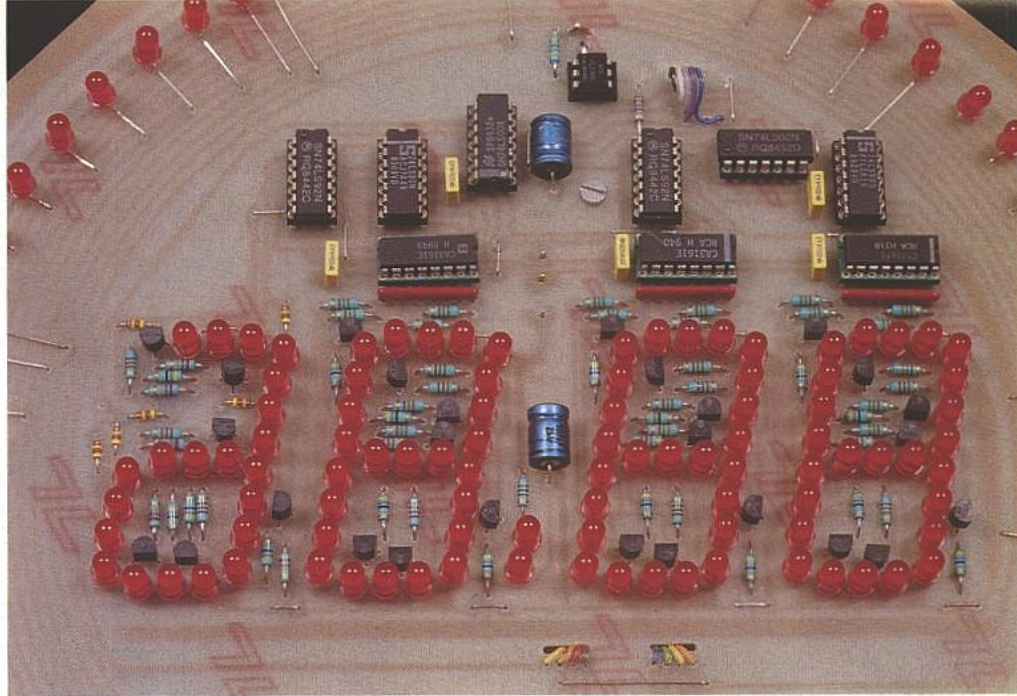
Cette première partie n'est en fait que la mise en place indispensable des éléments à commander. C'est frustrant mais incontournable... Toutefois, il sera possible de faire fonctionner le compteur heures et minutes si on dispose d'une base de temps externe, mais surtout réfléchir à une solution idéale pour traiter "la roue". Ainsi, chacun pourra appliquer SA solution sur cette base simple, pour peu qu'elle consomme moins de 450 mA maxi en fonctionnement normal et 200 mA en sauvegarde (170 leds ordinaires à commander en mode normal "maxi", et permanence de toutes les données - secondes comprises - en cas de panne secteur).

Les problèmes rencontrés ne sont pas tous énoncés, mais cessons là pour cette section, et jetons plutôt un œil sur l'organisation globale.

STRUCTURE

La **figure 1** dévoile une grande part de nos "secrets". Nous ne la commenterons que partiellement afin d'entretenir un peu de suspense, mais surtout pour permettre à tout un chacun de réfléchir librement à une solution personnelle du problème et éventuellement d'en trouver une meilleure. Le dessin présente un bloc d'affichage dit "géant" (25 x 50 mm par afficheur) piloté par des compteurs autorisant un maxi à 23.59. Ces quatre chiffres nous permettront ultérieurement de repérer un afficheur particulier, ainsi "2" sera la dizaine d'heures et "9" l'unité des minutes. C'est ici que s'arrêtera notre première partie.

Le système de remise à l'heure est simple : une clé commande l'action ainsi que la RAZ des secondes et deux poussoirs mettent en service une horloge à



0,5 Hz pour incrémenter soit les heures soit les minutes. La RAZ aura pour fonction de mettre à zéro le compteur des secondes et d'enclencher une logique de remplissage de la roue. Par ailleurs, quand la remise à l'heure sera commandée, la roue clignotera témoignant de la fonction activée. Disons-le tout de suite, la gestion des 60 leds de la roue est confiée à un ICM 7218 en mode no-décode. Ainsi (logique de commande comprise) on oscille entre 250 mA et 150 mA, suivant que les leds sont toutes allumées ou éteintes. Si on ajoute 50 mA pour les compteurs et décodeurs des heures et minutes on arrive à 200 mA pour sauvegarder toutes les instructions en cas de panne secteur. Cela nous a semblé correct étant donné l'ampleur des commandes.

Les schémas

Voyons maintenant les solutions retenues pour cette grande carte. La **figure 2** présente la logique de commande pour 23.59. Une première particularité qui surprendra peut-être, est que les impulsions HOR60 (toutes les 60 secondes) sont transmises par photocoupleur. La raison est la suivante : quand l'auteur termine une maquette, il fait subir à cette dernière mille outrages. C'est ainsi qu'il constata, que soumise à un environnement violemment perturbé (relais sans diode, amorçage 220 V etc...), l'horloge pouvait se dérégler si la liaison HOR60 était longue d'une trentaine de centimètres. Après plusieurs essais, seule la solution du photocoupleur garantissait une immunité TOTALE. Nous

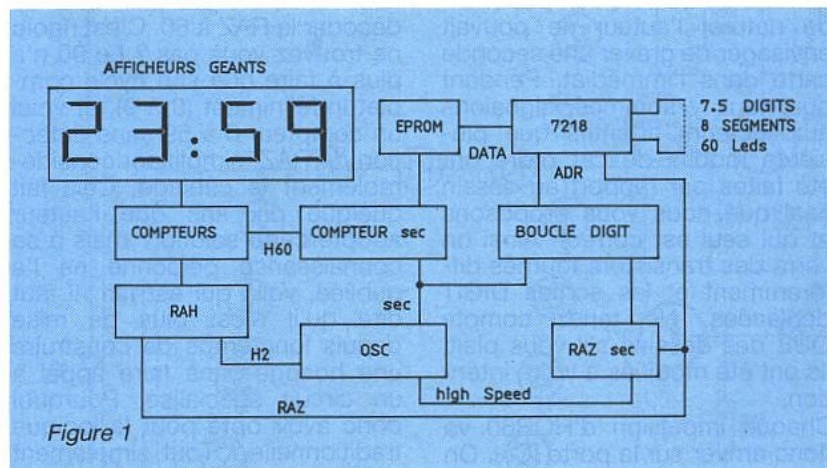


Figure 1

des. Il serait d'ailleurs encore possible de gagner quelques mA en désalimentant aussi les trois décodeurs CA 3161, ce que nous n'avons pas fait.

n'avons pas hésité à l'implanter, même si dans la majorité des cas elle n'est pas indispensable. Une horloge est bien l'exemple type de réalisation devant fonctionner 24 H sur 24 ! Vous constaterez que cet ajout s'est fait sur la maquette photographiée,

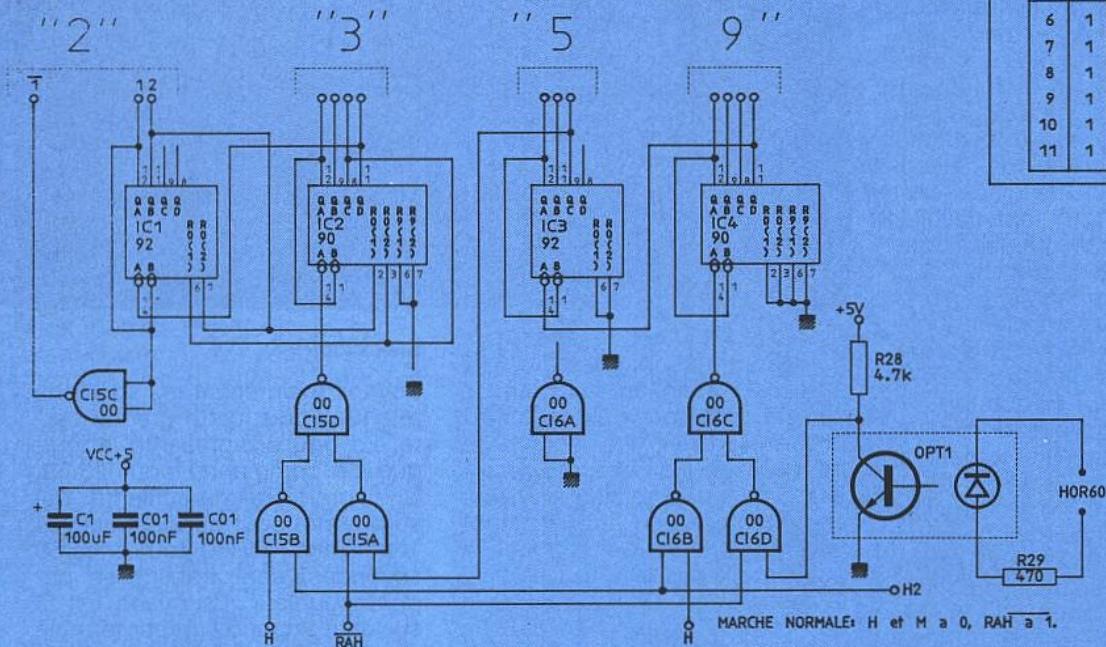


TABLE DE VERITE DU 7492

	OUT			
	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	1	0	0	0
7	1	0	0	1
8	1	0	1	0
9	1	0	1	1
10	1	1	0	0
11	1	1	0	1

Idem a D pres

Figure 2

suivant la méthode dite du "tricot"... qui consiste à percer deux trous assez proches sur une partie de circuit sans cuivre et de faire passer un fil rigide en boucle (un dessus, un dessous) afin d'obtenir une pseudo pastille fixe et solide. Ce n'est pas très joli mais ça a le mérite d'être efficace, et bien qu'il ne soit pas radin de nature, l'auteur ne pouvait envisager de graver une seconde carte dans l'immédiat. Pendant que nous y sommes, signalons aux lecteurs attentifs que plusieurs modifs de cet ordre ont été faites par rapport au dessin final que nous vous proposons et qui seul est correct. Ainsi on verra des transistors tournés différemment et les sorties DIGIT déplacées. Ne tenez compte QUE des dessins s'il vous plait, ils ont été modifiés à votre intention.

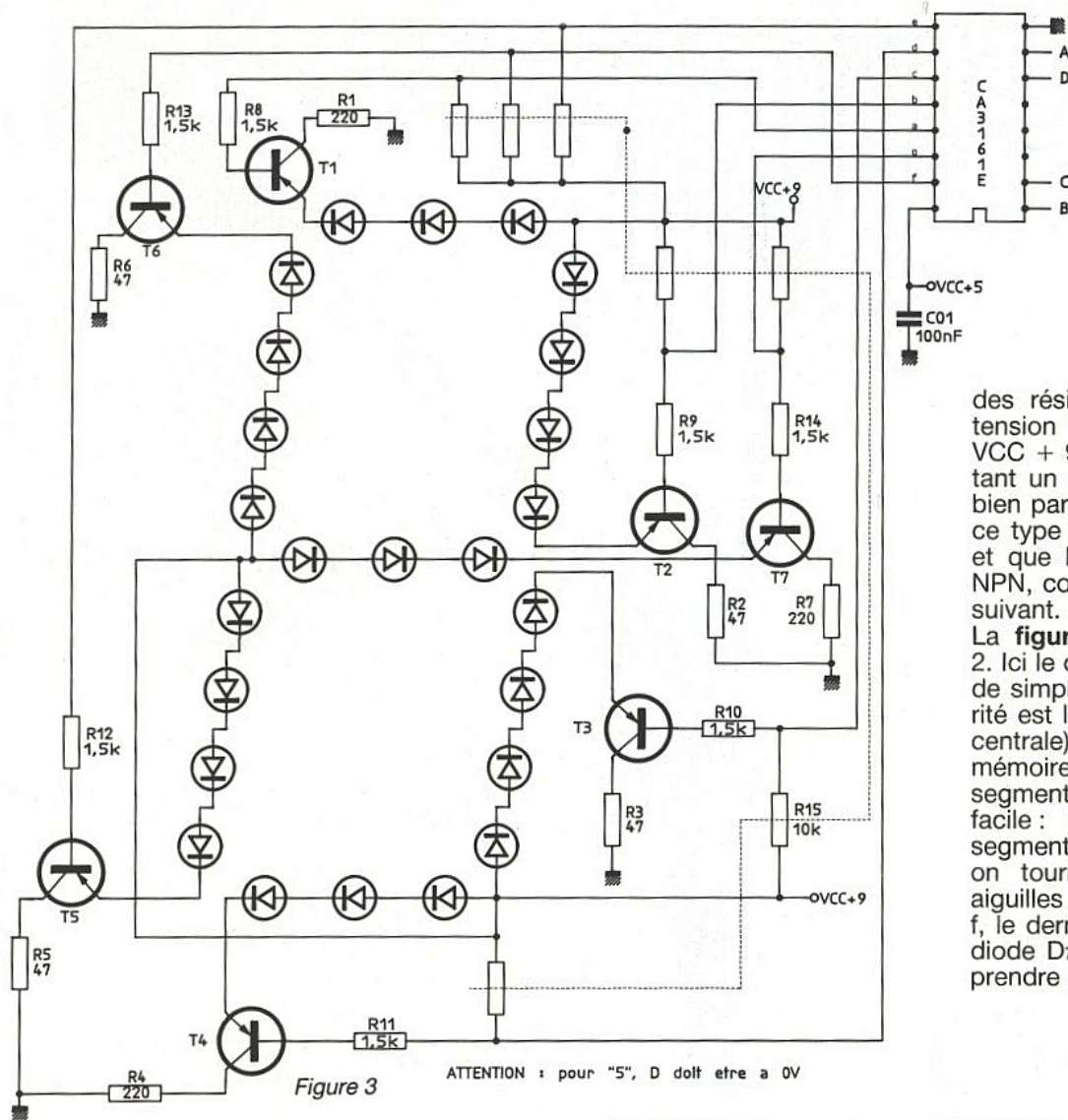
Chaque impulsion d'HOR60 va donc arriver sur la porte IC6d. On remarquera que les assemblages IC5 et IC6 sont identiques : ils constituent des commutateurs. Ainsi, pour que HOR60 aille incrémenter IC4, il faut que RAH barre soit à 1. Cette condition correspond au fonctionnement normal. Dans ce cas, le comptage 23.50 est assuré. Il n'y a

pas de grande nouveauté dans le compteur, pourtant une astuce à retenir : IC3 est un 92. Il faudra donc que l'entrée D du décodeur soit à 0 V pour fonctionner. C'est simple, et il suffit de bien observer la table de vérité du 92 pour constater que si on oublie D, les cycles ABC se répètent deux fois. Ainsi, il n'est plus utile de décoder la RAZ à 60. C'est rigolo ne trouvez vous pas ? Le 90 n'a plus à faire que son cycle complet indéfiniment (0 à 9), et voici un compteur 0 à 59 sans détection de RAZ, simplifiant considérablement le câblage. Cela fait quelque dix ans que l'auteur adopte cette solution, mais à sa connaissance personne ne l'a publiée, voilà qui est fait. Il faut dire qu'il n'est plus de mise depuis longtemps de construire une horloge sans faire appel à un circuit spécialisé. Pourquoi donc avoir opté pour la logique traditionnelle ? Tout simplement parce que les données sont accessibles en parallèle et non en série. Pour repérer des blocs comme JOUR - NUIT, ou encore une heure précise, voire un cycle de minutes c'est très facile. De plus, le dépannage est un jeu d'enfant, peu coûteux. Quand C de IC3 bascule enfin,

une impulsion pour le compteur 24 est alors disponible pour incrémenter les heures. Là, il faut décoder la 24^e impulsion de manière traditionnelle (nous n'avons pas trouvé d'astuce).

Signalons quand même que "3" sera le dernier compteur qui commandera un CA 3161. Pour "2", nous avons simplifié et prévu une option. En effet, "2", dizaine d'heures, va fournir trois signaux : 1, 2 et 1 barre. Ce dernier étant commandé pour 0 et 2, va nous servir pour l'option (inversion assurée par IC5c). Nous verrons l'exploitation dans un instant, mais observons plutôt un basculement de RAH barre, c'est-à-dire une remise à l'heure commandée. HOR60 et les impulsions horaires sont désactivées, seule H2 (0.5 Hz) pourra passer si H ou M sont portés à 1.

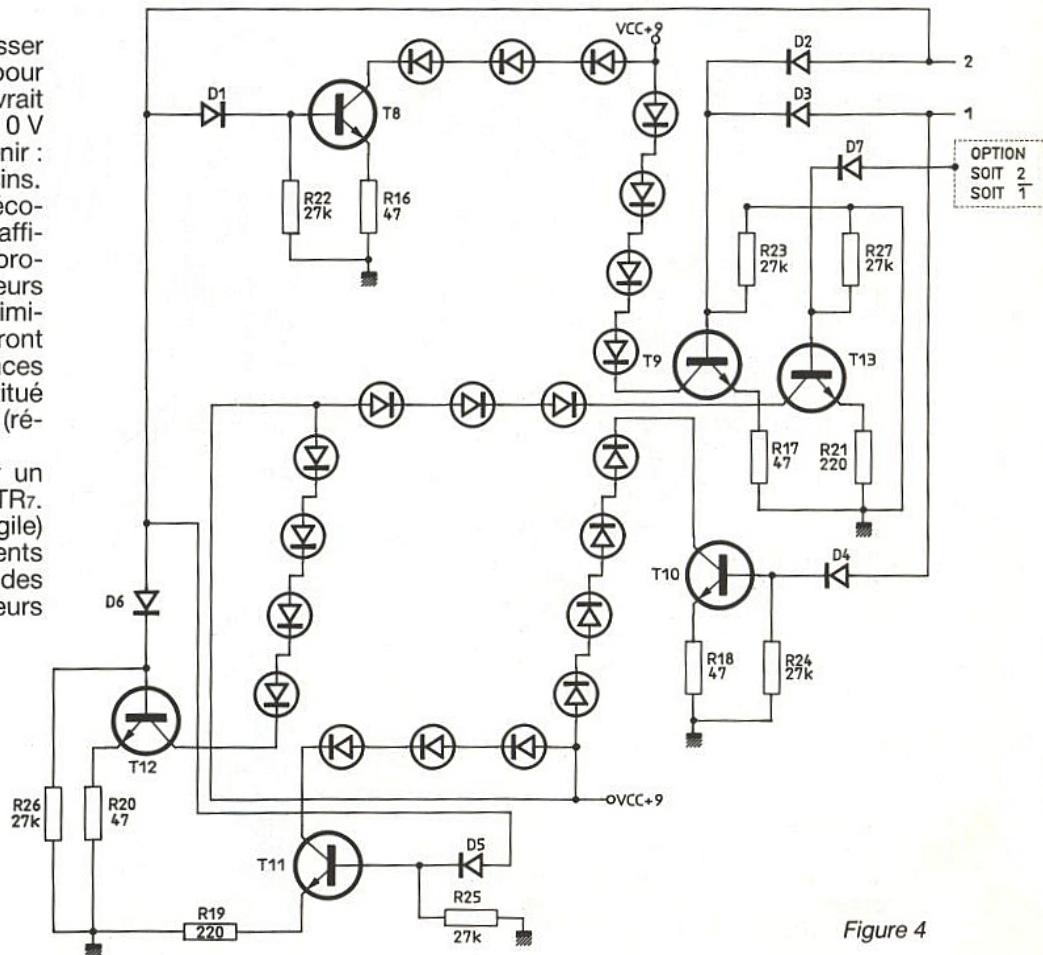
Ce sera le rôle des commandes de RAH situées sur la carte décrite le mois prochain. Rien de secret : RAH barre à 0, un 1 sur H (poussoir) va laisser H2 incrémenter "23" puis un 1 sur M fera la même chose sur "59". Tant que RAH barre sera à 0, HOR60 sera bloqué. En reposant RAH barre à 1 on rentre dans le cycle normal.



des résistances d'émetteurs et tension VCC + 9. Notons que VCC + 9 sera ajustable permettant un dosage parfait. Rien de bien particulier à dire, sinon que ce type sera reproduit trois fois et que les transistors sont des NPN, contrairement au montage suivant.

La figure 4 présente l'afficheur 2. Ici le décodage est assuré par de simples diodes. La particularité est liée au segment g (barre centrale). Au fait vous savez de mémoire comment on repère les segments d'un afficheur ? C'est facile : on commence par le segment horizontal en haut, et on tourne dans le sens des aiguilles d'une montre : a, b, c... f, le dernier, g est au centre. La diode D7 commandant g pourra prendre deux positions au choix.

Pour en savoir plus, il faut passer à la figure 3. ATTENTION, pour être correcte, cette figure devrait mettre D du CA 3161E à 0V pour "5". Il faudra s'en souvenir : inutile de compliquer les dessins. Voici donc en figure 3 un décodeur type "3.59", et son afficheur "géant". Le CA 3161 propose des sorties sur collecteurs ouverts plus résistances de limitation. Ces dernières seront oubliées, et la (les) résistances R15 est un composant constitué de 7 résistances assemblées (réseaux SIL type 2). Chaque sortie va commuter un segment, relayée par TR₁ à TR₇. Un équilibre réel (mais fragile) des luminosités des segments est obtenu par conjugaison des paramètres suivants : valeurs



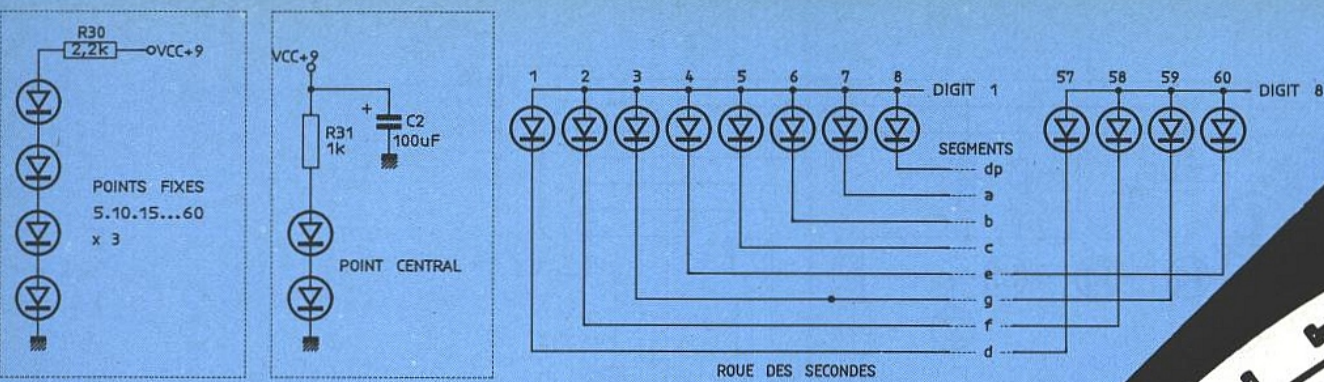


Figure 5

Si elle est reliée à la commande 2, l'afficheur indiquera 1 et 2, si elle est reliée à 1 barre, on obtiendra -, 1, 2. Physiquement, deux emplacement sont prévus sur la carte pour D7.

Comme convenu, le segment f inutilisé n'est pas implanté.

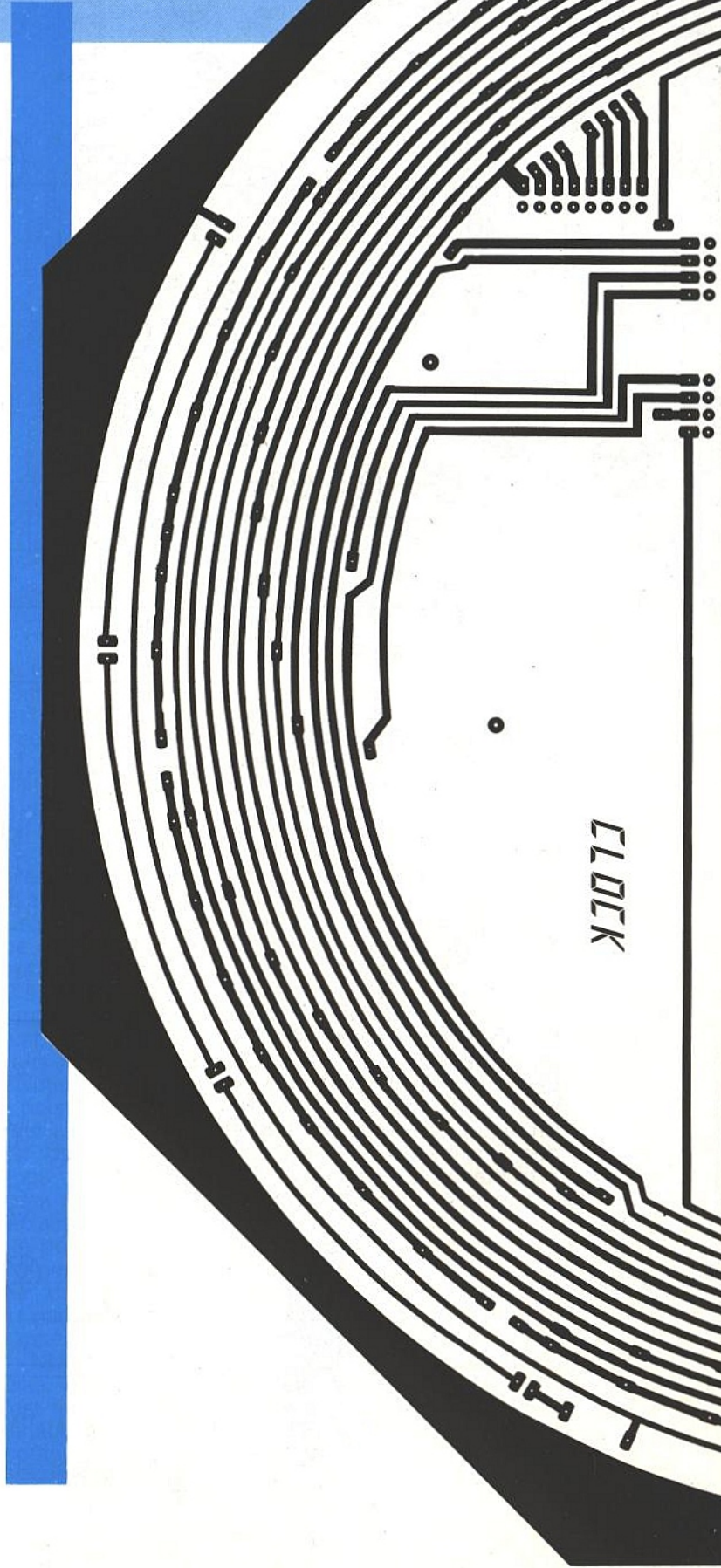
Figure 5 sont regroupées les leds annexes : les points fixes (0, 5, 10...) répartis en trois groupes de 4, le point central (2 leds) et enfin la roue. Si vous avez lu le dossier technique du 7218, vous savez que ce circuit est capable de piloter 8 afficheurs 7 segments + points décimaux. C'est en faisant le calcul (64 codes) que l'idée de l'exploiter pour la roue nous est venue. L'organisation des leds est à respecter : les sept premières sorties DIGIT sont intégralement utilisées alors que la 8^e se suffit des segments d, f, g, e. Nous verrons le mois prochain comment fonctionne très exactement la roue, et chacun comprendra sans aucun problème le chargement de l'EPROM. Ce sera peut être pour certains la première application séquentielle de ce type.

REALISATION

Il est temps de passer à la pratique. Pour des raisons évidentes de place, le circuit imprimé a été coupé en deux (à un endroit soigneusement choisi), mais reste échelle 1 : **figure 6a** et **6 b**. L'implantation quant à elle (**figure 7**) a été légèrement réduite afin de tenir dans une page.

L'auteur vous prie d'excuser la qualité du dessin, mais il n'est pas très facile de tracer des pistes en cercle, à la main. Toutefois, on remarquera qu'il serait tout à fait possible de reproduire ce tracé au feutre, réduisant ainsi considérablement le coût de la carte, mais quelle patience !

Le dessin de l'implantation nous a posé également des problèmes. Le centre a été tracé par ordinateur (Layo), ce qui a permis d'orienter précisément les leds au moyen du petit méplat sur la couronne. Il faudra bien respecter le dessin. Pour les leds de la



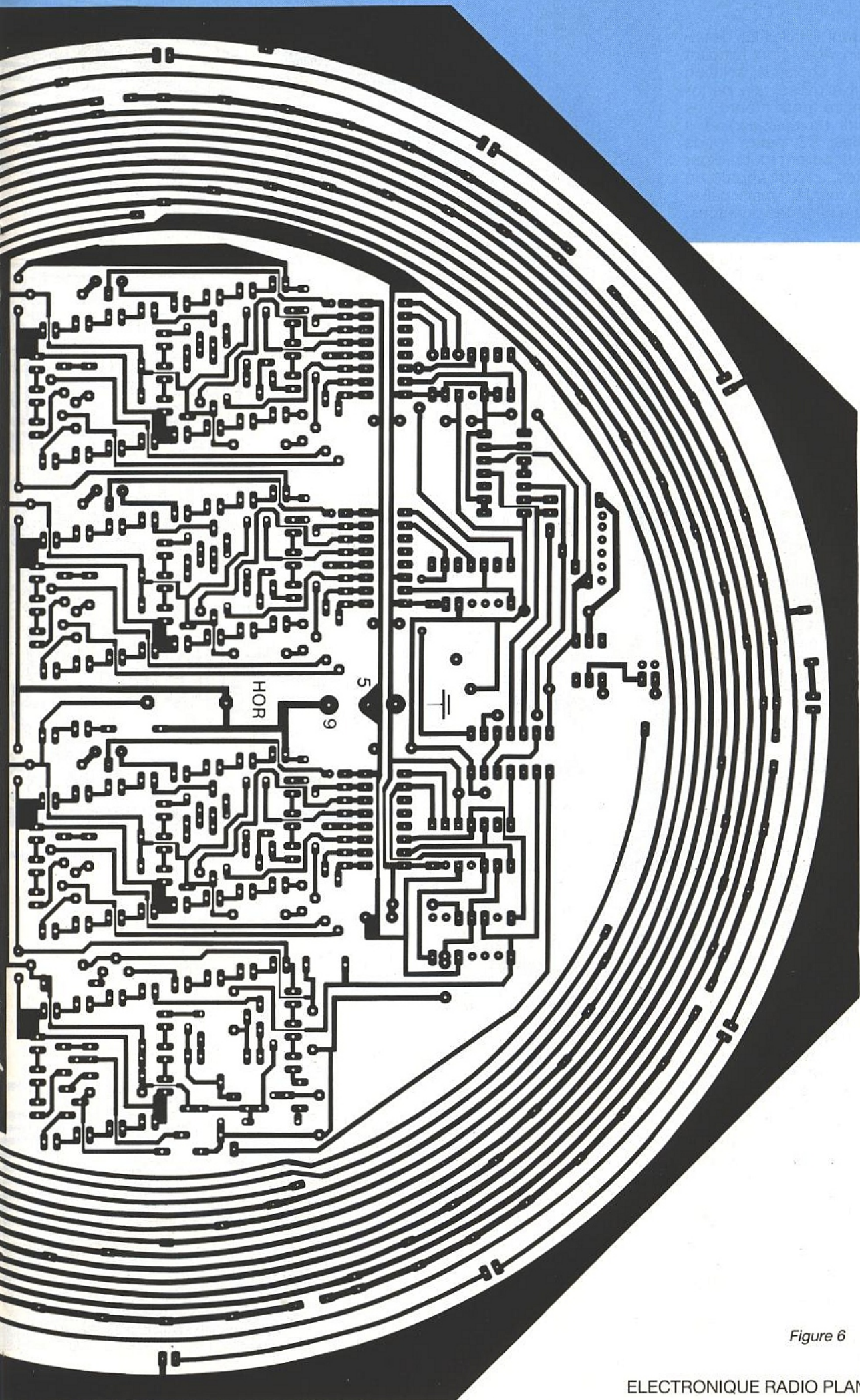


Figure 6

roue et du tour, il fallait les dessiner à la main. Alary étant fainéant de nature, a choisi la solution suivante : il a utilisé une perforuse ordinaire (pour mettre des feuilles dans un classeur) et a embouti ainsi 72 petits ronds dans de l'autocollant rouge. Pour les leds fixes, il s'est efforcé de marquer le méplat, mais celles de la roue ne sont pas orientées.

DONC notez que tous les méplats de la roue sont tournés vers le centre du cercle. D'autre part le pliage des pattes est important. Le dessin et les photographies montrent ce qu'il faut obtenir. La méthode est simple

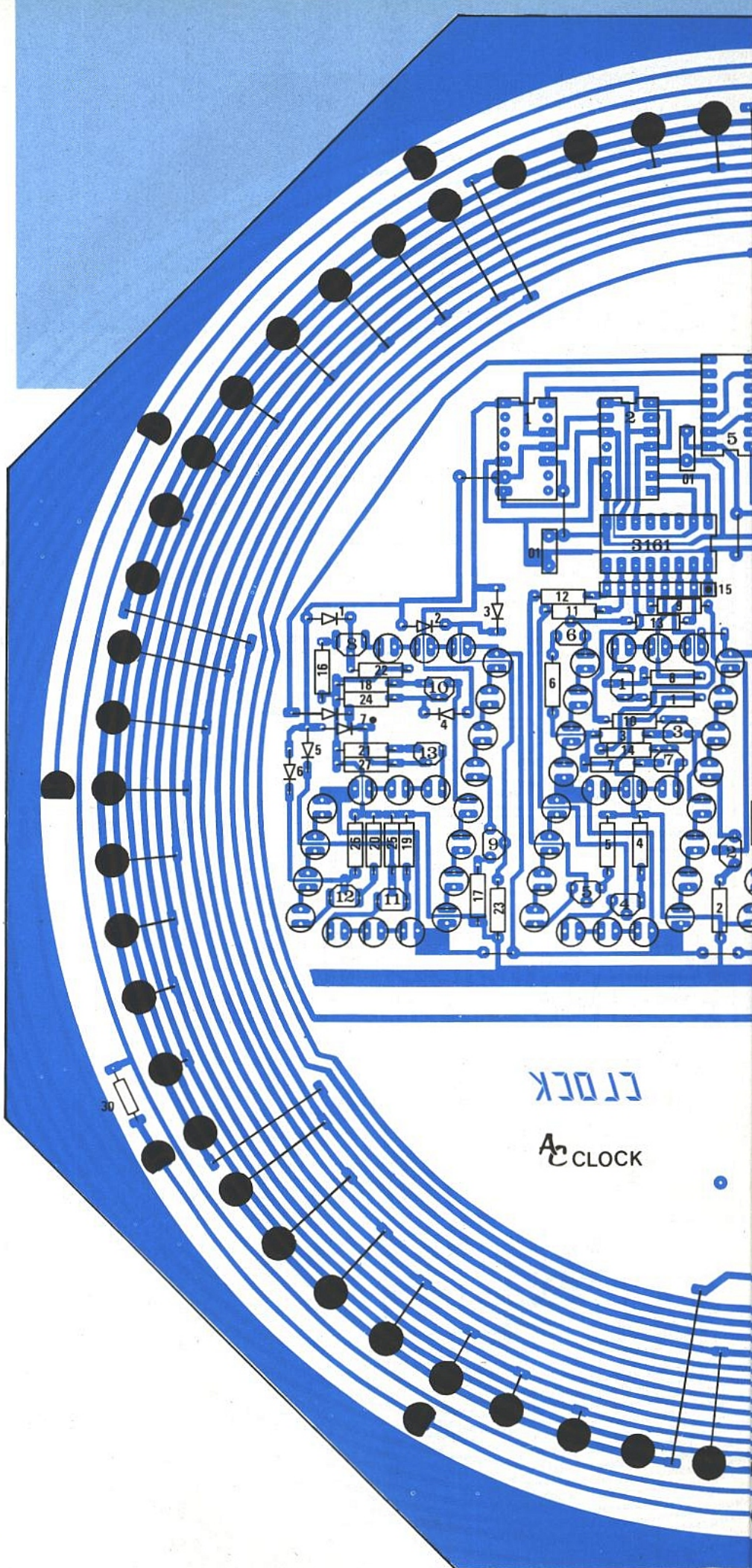
si on dispose d'un petit morceau de carte VEROBOARD. Tout d'abord il faut plier à la pince 60 leds, et mettre la patte courte à l'horizontale. Puis on prend la carte VEROBOARD dont on a pris soin de trancher le bord afin de disposer de demi-trous. Il suffit alors d'engager la led à plier dans le bon trou et de forcer à la main sur le bord pour obtenir un calibrage exact. La **figure 8** montre clairement le principe.

On remarquera également que des fentes sont prévues pour permettre aux diverses nappes de traverser la carte. Des petites pastilles faciliteront l'exercice d'usage.

Quelques trous de diamètre 3 mm sont prévus pour recevoir la carte que nous assemblerons le mois prochain : quatre sur les bords droit et inférieur, un vers C₁ et deux dans la partie basse.

Bien entendu, il ne faudra oublier aucun strap, le mieux étant encore de tout tester. Ainsi, il sera bon de vérifier chaque led de la roue et ce avec une simple pile de 4,5 V et une résistance de 270 Ohm. Il est préférable de repérer une led mise à l'envers, avant de raccorder les nappes.

Vous avez un mois pour vous préparer, profitez-en pour tout vérifier. la tension appelée + 9 V est en fait sur notre maquette, idéale à 8,5 V pour que tous les segments soient allumés de façon identique. Si vous voulez ajuster une tension qui n'est pas variable, pensez éventuellement à mettre des diodes, on a vite fait de chuter deux volts et en plus on protège le montage d'une étourderie de branchement ! A ce sujet, l'auteur a fait une bêtise : il a alimenté accidentellement un 7219 en 7,5 V au lieu de 5 V (maxi 6 V). Il n'y a eu aucun dégât, mais ce n'est pas la peine de vérifier : faites lui seulement confiance...



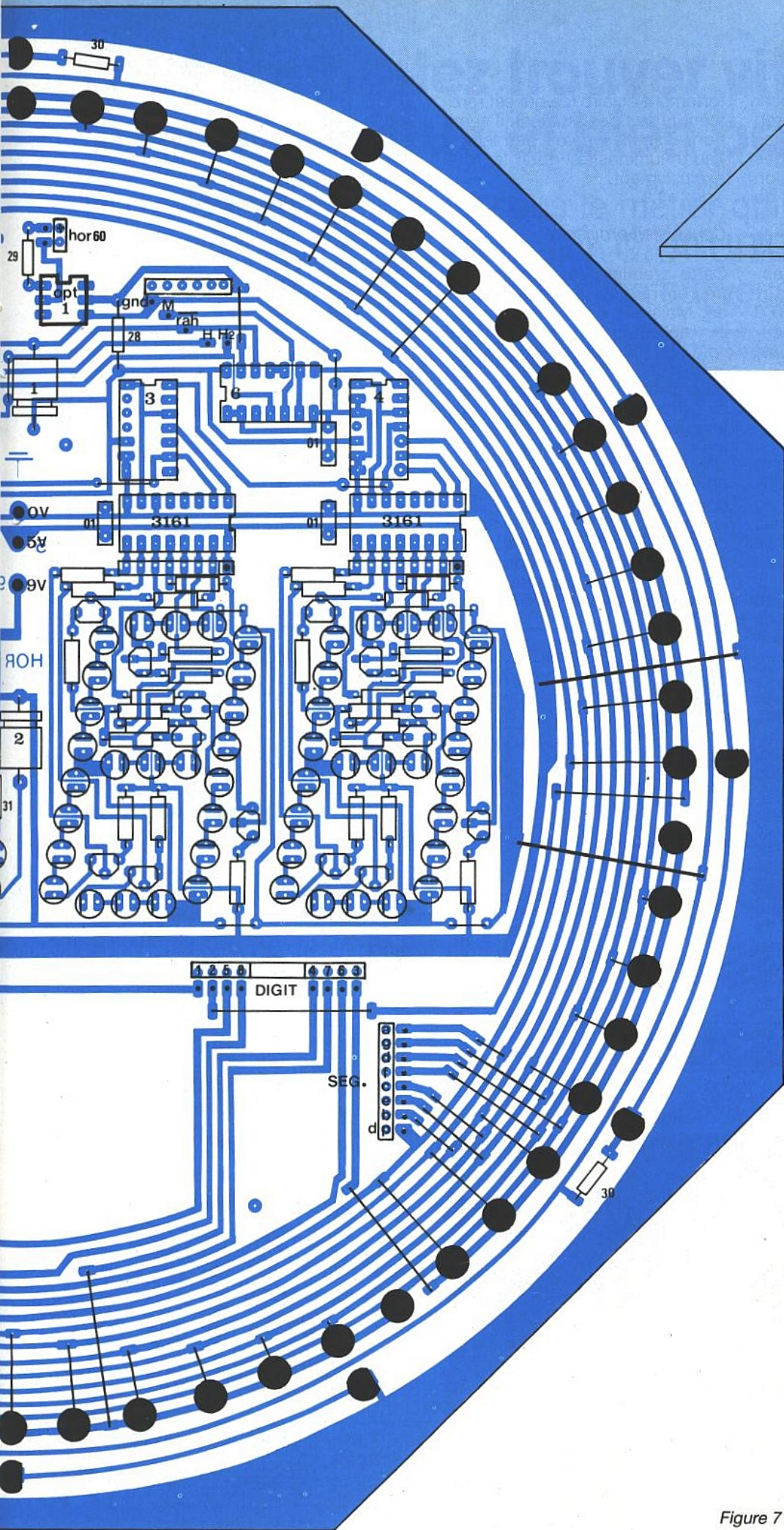


Figure 7

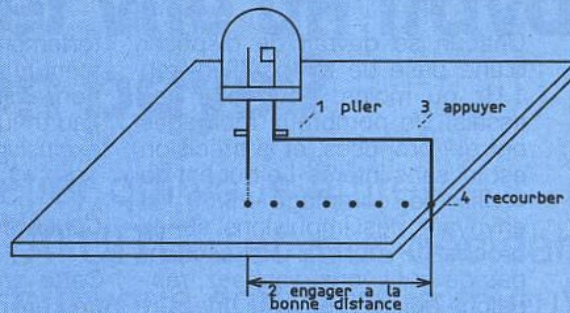


Figure 8

Chacun se devrait de disposer d'une base de temps d'environ 1 Hz ou moins, pour faire des essais. De nombreux montages ont été proposés, et la précision est ici sans intérêt. Le but est de vérifier le comptage 23.59 en envoyant des impulsions sur la broche 13 de IC₆. Ne sachant pas de quoi vous disposez, rappelez-vous que si vous avez une sortie à collecteur ouvert, HORT60 ou 13 de IC₆ (sans OPT1) peuvent être raccordés. Si ce n'est pas le cas, il faudra décâbler R₂₈ et ne pas mettre OPT1 sur son support. La figure 2 indique les conditions de comptage : H et M à 0 et RAH à 1.

Au pire, un circuit anti-rebond et un poussoir conviendront, mais il faudra s'armer de patience ou ruser, en utilisant non pas HOR60 mais H2 comme base de temps, H et M portés à 1.

Quelle que soit la méthode, il faudra s'assurer que tout est conforme avant de raccorder la seconde carte. C'est indispensable et logique. Pour l'instant ne gaspillez pas le câble en nappe : nous vous dirons comment procéder dans le prochain numéro. Un bon conseil avant de vous laisser travailler : prenez soin d'acheter vos leds chez un revendeur sérieux qui ne disperse pas ses approvisionnements. Il n'est pas indispensable de prendre des modèles à très haute luminosité, par contre il est impératif que toutes soient de même type, et rouges (sauf éventuellement pour les points fixes et le point central). C'est une question de goût, mais primo ce n'est pas carnaval et deuxio le filtre risquera de ne pas aimer le mélange. A noter toutefois que si d'aventure on souhaitait utiliser AC Clock dans un lieu

fortement éclairé (ce qui est rarement le cas des studios), il serait bon alors de prévoir des leds à haute luminosité, pour la roue exclusivement.

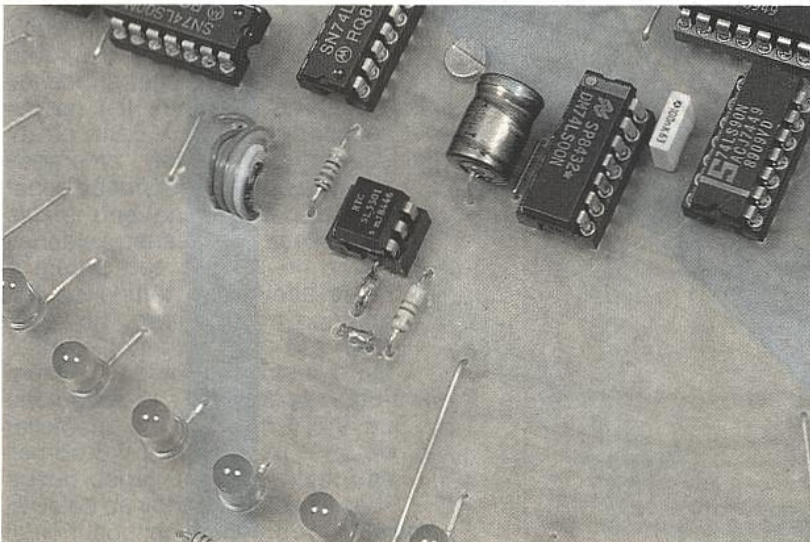
Conclusion provisoire

Cette première étape n'est pas très envoûtante, je vous l'accorde. Mais elle est incontournable et délicate. Prenez-en donc soin ! Le mois prochain sera nettement plus passionnant, c'est garanti, et d'ici là faites-vous plaisir : réfléchissez à la gestion de la roue. Posez-vous par exemple les questions suivantes : la led UN est-elle utile si zéro (RAZ) = 60. Si la led UN est le zéro du comptage, comment traiter alors la transition 60 - 1 ? Avec ou sans EPROM ? Bref "bossez un peu" et on se donne rendez-vous dans un mois, même heure même endroit pour faire le point. OK ?

A la bonne heure...



Jean ALARY.



Nomenclature AC Clock 1

AFFICHEURS 3.59 (prévoir trois exemplaires).

Résistances

R₁, R₄, R₇ : 220 Ω
R₂, R₃, R₅, R₆ : 47 Ω
R₈ à R₁₄ : 1,5 kΩ
R₁₅ : réseau SIL type 2, 10 kΩ

Condensateurs

C₁ : 0,1 μF MILFEUIL

Transistors

T₁ à T₇ : BC 557

IC décodeur

CA 3161 + support 16 broches
25 leds rouges diamètre 5 mm

AFFICHEUR 2

Résistances

R₁₆, R₁₉, R₂₁ : 220 Ω
R₁₇, R₁₈, R₂₀, R₂₅ : 47 Ω
R₂₂, R₂₃, R₂₄, R₂₆, R₂₇ : 27 kΩ

Transistors

T₁₉ à T₁₃ : BC 547

Diodes

D₁ à D₇ : 1N4148
21 leds rouges diamètre 5 mm

LOGIQUE et ROUE

Résistances

R₂₈ : 4,7 kΩ
R₂₉ : 470 Ω
R₃₀ : 2,2 kΩ (× 3)

Condensateurs

C₁, C₂ : 100 μF 25 V
C₀₁ : 0,1 μF MILFEUIL (× 2)

Circuits intégrés

IC₁, IC₃ : 74LS92
IC₂, IC₄ : 74LS90
IC₅, IC₆ : 74LS00
OPT₁ : SL 5501

74 leds rouges diamètre 5 mm, pattes longues.
6 supports 14 broches + 1 de 6 broches.

Le code RC5

Amis de la domotique, nous revoici. Nous vous remercions de votre volumineux courrier et de vos encouragements concernant ce domaine qui n'en est qu'à son envol.

Nous avons donc décidé de continuer de vous documenter sur les systèmes et composants que l'on rencontre dans ce domaine d'activités, plus particulièrement les réseaux locaux tel que le D2Bus, les BATIBUS, les EI Bus, les liaisons via le réseau de distribution d'énergie,... et leurs commandes et télécommandes. Aujourd'hui nous re-ouvrons ce dernier dossier sous un éclairage rarement mis en valeur — celui des standards du marché — et très incidieusement, comme à notre habitude, nous le relierons à des choses connues. Alors nous vous souhaitons une bonne année 1991 et une bonne lecture.



DES STANDARDS

Vous avez vu passer fréquemment dans ces lignes de nombreux montages de télécommande de toutes marques. Ce sujet doit donc vous sembler très commun. Une chose peut-être que vous connaissez un peu moins est le fait que malgré de nombreux circuits intégrés "exotiques", un grand standard est en vigueur dans ces applications et que personne pour l'instant n'a pris son courage à deux mains pour vous l'expliquer.

Nous vous entendons déjà ricainés dans vos chaumières...

Encore un standard, mais ils commencent à nous embêter.

Les divers domaines de la vie vous amènent à être philosophe surtout quand vous apprenez comme certains, que, sans le savoir, vous faites de la prose.

Certains standards sont très sournois et rentrent dans votre vie sans même y avoir été invités officiellement et de plus sans vous prévenir.

Vous voulez des exemples :

Prenons un de nos domaines de prédilections : les bus.

Vous dégustez avec plaisirs vos petits téléviseurs adorés qui (toutes marques confondues) sont bourrés de bus I2C. Vous vous régalez à jouer de la musique sur tous vos claviers chéris (toutes marques confondues) : ils sont bourrés de bus MIDI... Nous vous le disions, nous sommes tous des Mr Jourdain et nous faisons du "standard" sans le savoir.

Mais attention de ne pas nous faire dire (ou écrire) ce que nous ne dirons jamais...

Ces standards ne sont devenus ce qu'ils sont que du fait de leurs qualités intrinsèques et non d'obligations juridiques légales (décrets, lois, etc., comme le procédé SECAM par exemple). Ce sont donc des standards de "terrain".

Et bien figurez-vous qu'il en est pratiquement de même pour les systèmes de télécommande "Grand Public". Surpris...

Avouez quand même que cela peut mériter un article.

Un peu d'histoire

Depuis des années de nombreux systèmes de télécommande ont vu le jour. Les médias de transmission sont passés des fils (et oui il y a eu des télécommandes pour téléviseurs à fils) aux ultrasons (amis des animaux et principalement des chiens bonjour...) puis à l'infra-rouge.

Les codages ont bien entendu évolué en fonction des problèmes que soulevait chaque média considéré et progressivement ont eu des tendances à se rejoindre.

Il reste encore 4 ou 5 types de codages différents sur le marché à ce jour. L'un des "anciens" les plus courants est le RECS-80 dont le principe et le format de

codage sont rappelés **figure 1 a** et **1 b** mais avec la prolifération, d'une part des appareils ou des systèmes à télécommander, et d'autre part du nombre de commandes nécessaires, tout va se normaliser vers un système unique (même les Extrêmes-Orientaux l'ont adopté !).

Son nom peut être ? — "télécommande" — bien sûr !

Evidemment cela ne vous dit rien sauf si l'on s'arrange pour vous le faire comprendre. Vous prenez une dose de langue anglaise et vous dites que "télé" veut dire "à distance" donc "Remote" et que le faux ami bien connu de "commande" en français s'énonce "Control" outre Manche et tout fier de vous, vous aurez créé une série "RC...".

Par les temps qui courent cette famille a fait des petits et elle en est à sa cinquième voire sixième génération, ce qui s'écrit joliment RC5 ou RC6.

Voilà, maintenant vous savez presque tout et si par hasard vos télécommandes de téléviseur, de magnétoscope, de compact disc, d'éclairage... répondent aux noms charmants de RC5 ou de RC6, commencez à vous poser des questions tout de suite.

La **figure 2** vous rappelle si cela est encore nécessaire le schéma synoptique d'un ensemble de codage — émission, réception, décodage — dans une télécommande.

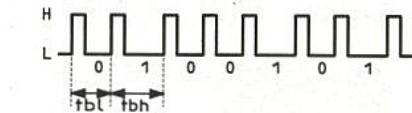
Après ces avant-propos rédigés de façon à vous mettre en train, nous vous proposons de vous décrire maintenant les nombreuses potentialités de ces télécommandes, non pas au niveau des fonctionnalités (vous aurez bien plus d'idées d'applications que nous...) mais au niveau de ce que contient le protocole de ce fameux RC "5" et pourquoi il fait l'unanimité sur le terrain ainsi que toutes les façons de le créer, de le recevoir et de le décoder.

Comme pour l'I2C, ce protocole a été établi par PHILIPS.

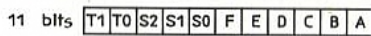
Le média de transmission

Ça y est on recommence à tout mélanger. Il y a 20 secondes à peine on vous promettait de vous parler protocole et nous voilà plongés dans le média de transmission.

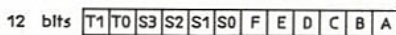
Hélas l'un ne se conçoit pas sans l'autre et, si l'on désire s'immuniser contre les parasites, avoir une bonne portée, de faibles consommations dans les systèmes d'émission et de récep-



a) Subsystem addresses : 1...7



b) Subsystem addresses : 8...20



T1 = Toggle bits
S1 = Subaddress bits
A...F = Command bits

Figure 1

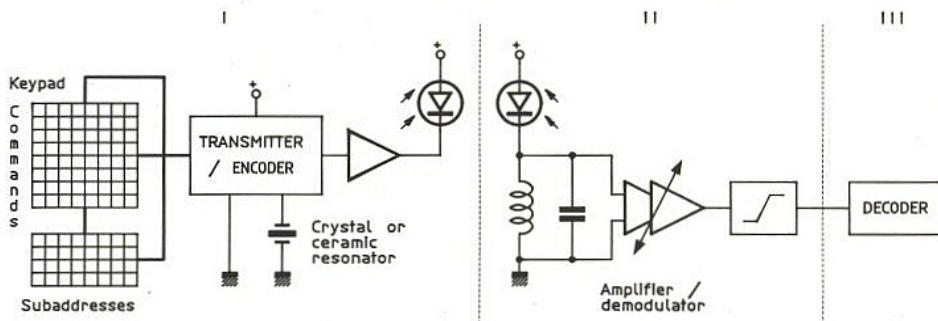


Figure 2

tion..., il faut dès le début du concept prévoir le type de codage, puis le type de modulation pour un média de transport choisi...

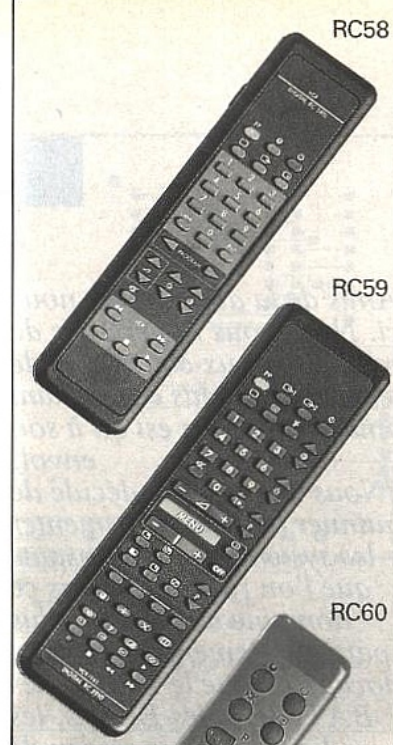
Ce qui fut fait à l'époque en quittant les ondes ultra-sonores et en adoptant le support que constitue l'infra-rouge.

Nous consacrerons par la suite quelques paragraphes pour vous commenter ce choix mais bref, nous en arrivons au protocole et au type de codage.

LE PROTOCOLE ADOPTÉ

Depuis son origine, au début des années 80, il a bien évolué puisqu'il en est arrivé depuis quelques temps au "n° 5" puis au "n° 5 étendu" voire au "n° 6". Comme dans tout système devant posséder (ou ayant eu) des "releases" (des mises à jour en bon français), il est normal de concevoir et prévoir des compatibilités "ascendantes" et "descendantes" des fonctionnalités à commander (qui peut le plus peut le moins et le moins est toujours inclus dans le plus, faute de quoi attention aux crises de nerfs de tout genre).

Il est vrai, comme d'autres l'auraient certainement mieux écrit, qu'au niveau des possibilités des



ordres de commande nous par-tîmes 512 et par un prompt renfort nous nous retrouvâmes 4 096 en arrivant au port (... du micro-contrôleur bien sûr).

Remarque technologique préliminaire

Avant d'aller plus loin nous voudrions vous faire part d'une petite remarque technologique.

Les réalisations concrètes, tant au niveau de l'émission du code que de sa réception sont supportées par des composants tantôt dédiés (circuits spécifiques) tantôt par des micro-contrôleurs. Nous pratiquons le terrain depuis bien trop longtemps pour savoir que chacun voit midi à sa porte et, selon son application et/ou son budget, choisira sa propre solution selon ses critères particuliers.

Tout au long de cet article nous tenterons donc de vous évoquer les différentes possibilités et embûches que soulèvent ces choix.

Pour des raisons de facilité nous allons reprendre tout cela par le détail en nous aidant d'exemples précis représentés par certains circuits dédiés de codage ren-

trant généralement dans les boîtiers d'émission.

LE CODE RC5

Nous avons affaire à un message de type "série", "asynchrone", "multiplexé temporellement horloge/données", ce qui va nous amener à vous parler rapidement d'une "trame" qui constitue le message.

Rappelons à ce sujet qu'une trame n'est rien d'autre qu'un ensemble d'informations (dans notre cas binaires) constituant ce type de message.

Dans notre cas cette trame représentera "un code" de commande.

Evidemment si l'on ne souhaite pas mélanger les codes, il est bon de séparer ou espacer les trames les unes des autres par des intervalles de temps minima afin de les différencier.

Revenons maintenant à l'architecture de la trame elle-même.

Elle est constituée de bits, de mots,... ayant leurs sens bien précis, mais il y a bit et bit.

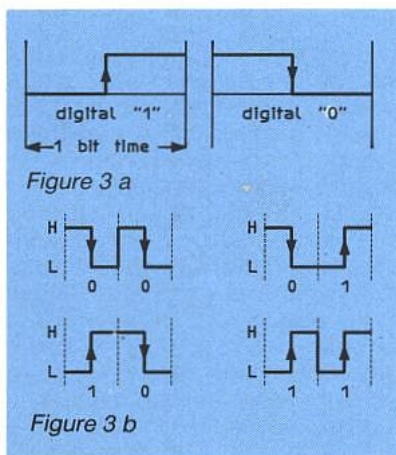
Définition du bit dans le message

En effet les bits se suivent mais ne se ressemblent pas toujours et c'est le cas aujourd'hui.

L'information supportée par un "bit" présente souvent des aspects physiques différents quant à son concept électronique :

- présence ou non du niveau électrique pendant un temps déterminé
- variation de la durée active d'un signal pendant un temps déterminé
- changement du niveau électrique pendant un temps déterminé
- modulation de la position d'un signal pendant un temps déterminé
- etc.

La figure 3 (a, b) vous indique



ce que l'on a décidé d'appeler "bit" dans ce protocole. Contrairement à un grand nombre de ses frères, vous remarquerez l'étrangeté de son aspect, surtout dans la position de la transition par rapport à l'espace de temps qui définit sa durée.

Nous sentons déjà vos questions du style : comment peut-on savoir que c'est un "un", je n'étais même pas prêt à le recevoir... ?

Et bien comme cela, vous allez enfin avoir la joie de découvrir le mystère des bus complètement asynchrones, des bus que l'on attend pas, dont on ne connaît pas le contenu... mais que l'on réussit quand même à lire. Bref ce bit est défini par une transition montante ou descendante pendant (et au milieu) de sa durée.



Ce principe, bien connu quand même, est dit biphase. Il permet notamment de mieux se protéger envers de nombreux types d'interférences, plus particulièrement dans le cas qui nous touche aujourd'hui les perturbations provenant de sources infra-rouges diverses (soleil, lampes d'éclairage, portes de four ouvertes, radiateurs électriques...).

Architecture d'une trame RC5

Les ennuis commencent déjà car il y a différentes trames RC5, RC5 étendues... qui diffèrent entre elles par quelques nuances subtiles.

Pour rester très concrets nous allons limiter tout d'abord notre explication au cas du RC5 "pur et dur" sachant qu'il représente la plus grande partie du marché. L'aspect général de la trame RC5 est donnée figure 4.

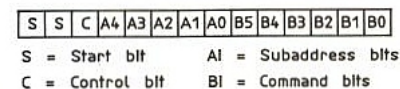


Figure 4

Son véritable format se décompose de deux parties distinctes, mais très légèrement en amont du réel démarrage de la trame RC5, un intervalle de temps occupant une durée de 2 bits a été réservé pour s'affranchir des problèmes de rebonds des touches des claviers.

1) Une zone de "service" qui occupe une durée de trois bits.

Les deux premiers :

Ceci est une nécessité car en effet, dès l'élaboration d'un protocole "soft", il est préférable de se renseigner auprès de ses petits camarades "hard" pour avoir quelques idées des problèmes que cela ne manquera pas de poser concrètement. Du fait qu'une télécommande n'a d'intérêt que lorsque l'utilisateur est physiquement déporté du récepteur, il y aura donc (tôt ou tard) un étage d'entrée comportant un amplificateur avant de présenter le message reçu au circuit de décodage. Or comment voulez-vous qu'une "chose" inerte puisse deviner/inventer que l'on désire communiquer avec elle. Elle est donc surprise (mais aussi perturbée) à chaque fois par cette nouveauté. Aussi, afin de pallier ce problème, il a été décidé d'instaurer dans le protocole deux bits dits de "Start" dont le but principal est d'annihiler les effets parasites et secondaires de type : "établissement de la valeur moyenne de la tension de la commande automatique de gain (C.A.G. ou A.G.C. pour d'autres) de l'amplificateur de réception", "... "régénération de l'horloge", "synchronisation de l'horloge",...

- Dans le cas du RC5 ces deux premiers bits sont des "un" logiques.

- Dans le cas du RC5 étendu, le premier est un "un" logique, le second un "zéro".

Le dernier :

Ce bit "de commande" a pour fonction d'initialiser une nouvelle transmission, ce qui peut-être par exemple hypocritement commenté de la façon suivante :

Beaucoup de touches ont des fonctions à répétitions ou flip-flop (toggle en anglais — "un coup je te vois, un coup je ne te vois pas" en français). Citons par exemple : 1) la touche "son +" et 2) la touche "coupure son".

Dans le premier cas c'est en "re"-appuyant sur physiquement la même touche que le son doit augmenter, mais cette touche mécaniquement n'a pas changé de place entre les deux commandes (qui peuvent être successives), donc la valeur du code émis n'a pas de raison d'avoir changé. Il en est de même dans le second cas où après avoir appuyé une fois vous avez coupé le son mais c'est en "re"-appuyant sur strictement la même touche donc le même code que le son ré-apparaît.

Vous venez de comprendre que ce bit a donc pour mission de signaler soit : "c'est une nouvelle transmission !" soit : "'re" bla-bla !"

Il en serait de même si vous désiriez passer sur le canal "22" par exemple puisqu'ici aussi il n'y a pas de raison que le code soit différent entre le premier deux et le suivant.

A dire vrai c'est en fait au moment précis où l'on relâche la touche que le bit de "commande" est incrémenté — c'est-à-dire qu'il passe de l'état 0 à l'état 1 et ainsi de suite à chaque fois que l'utilisateur se sert de sa télécommande.

Des exemples ! des exemples !...

code RC5	Adresses			Commandes										
	S	S	C	X	X	X	X	X	Y	Y	Y	Y	Y	Y
Envoi du chiffre "2" au TV	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
re- " " " " " "	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
Envoi du chiffre "1" au VCR	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1
re- " " " " " "	1	1	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1

2) Une zone de bits à utilité directe qui se décompose en deux champs :

— Cinq bits d'adresse de systèmes, ce qui veut donc dire que le protocole RC5, dès son origine, a été conçu pour permettre d'adresser 2 puissance 5 (32) systèmes : téléviseur, chaîne audio, compact disc vidéo, éclairage...

— Six bits de commande de fonctionnalités soit 2 puissance 6 (64) commandes différentes par système - son plus fort, avance rapide,...

Ce qui ne fait que $32 \times 64 = 2\,048$ codes de commandes !! et re-2 048 commandes de plus avec le RC5 étendu.

L'anarchie faisant partie intégrante de notre beau monde, il a fallu rapidement réagir et s'astreindre à établir une table (homogène) des Systèmes/Commandes afin que chacun ne fasse pas n'importe quoi et qu'on puisse retrouver ses petits.

A cette occasion un comité a été créé pour établir et distribuer et/ou attribuer les nouveaux codes en fonction des besoins spécifiques individuels ou corporatifs de chacun, que ce soit pour des applications industrielles, des démonstrations...

La **figure 5** donne un exemple d'état des lieux à une date déterminée.







system address	system code					symbol (IEC417)	equipment type allocation
	S4	S3	S2	S1	S0		
0	0	0	0	0	0		television receiver
1	0	0	0	0	1	—	reserved for future standardisation
2	0	0	0	1	0		teletext mode
3	0	0	0	1	1		viewdata mode
4	0	0	1	0	0		pick up/VLP mode
5	0	0	1	0	1		video tape recorder (colour)
6	0	0	1	1	0	—	reserved for future standardisation
7	0	0	1	1	1	—	free for experimental use
8	0	1	0	0	0	----	video tuner
9	0	1	0	0	1		video camera
10	0	1	0	1	0	—	reserved for future standardisation
11	0	1	0	1	1	—	reserved for future standardisation
12	0	1	1	0	0	—	reserved for future standardisation
13	0	1	1	0	1	—	reserved for future standardisation
14	0	1	1	1	0	—	reserved for future standardisation
15	0	1	1	1	1	—	reserved for future standardisation
16	1	0	0	0	0	audio pre-amp

Figure 5 a














command address	command code						command allocation	
	C5	C4	C3	C2	C1	C0		
30	0	1	1	1	1	0	--- search forward to next marker	
31	0	1	1	1	1	1	--- search reverse to next marker	
34	1	0	0	0	1	0		picture slow run reverse
37	1	0	0	1	0	1		picture frame by frame reverse
38	1	0	0	1	1	0		slow run forward
39	1	0	0	1	1	1		slow run reverse
40	1	0	1	0	0	0		picture slow run forward
41	1	0	1	0	0	0		picture frame by frame forward
42	1	0	1	0	1	0		picture fast run forward
44	1	0	1	1	0	0		picture moderate run reverse
45	1	0	1	1	0	1		eject
46	1	0	1	1	1	0		picture moderate run forward
47	1	0	1	1	1	1		picture normal run reverse
48	1	1	0	0	0	0		pause
50	1	1	0	0	1	0		fast run reverse

Figure 5 b

Examinons maintenant en détail l'aspect temporel de notre code.

Un peu de temporel et de fréquentiel

La durée du bit a été choisie à 1,778 ms (environ 562 Hertz) et, aussi longtemps que l'on appuie sur une touche de commande, le même message (de $(2 + 1) + 5 + 6 = 14$ bits soit 24,89 ms) est retransmis (dans son intégralité) à des périodes régulières de temps égales à 64 périodes de bit (113,778 ms) comme l'indique la figure 6.

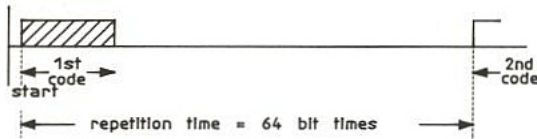


Figure 6

Drôles de valeurs, n'est-ce pas ! Ici aussi le contexte économique et historique a fait son œuvre. En fait ces valeurs sont le fruit de bien des considérations. Tout d'abord l'émetteur doit consommer le moins possible d'énergie et donc son horloge interne doit être la plus basse possible. De plus il ne doit pas utiliser de composants onéreux, alors pouah, beurk les quartz et bienvenu aux résonateurs céramiques, aux réseaux L-C dont les performances sont presque aussi bonnes mais dont les prix sont bien plus bas surtout lorsqu'on les choisit soigneusement parmi ceux qui sont utilisés en grande quantité.

Evidemment la durée du bit est dérivée de la valeur de l'horloge interne d'un circuit intégré, citons pour exemples :
 les SAA 3006 et 3010 :
 $1,778 \text{ ms} = 3 \times 28 \times \text{Tosc}$
 $\text{fosc} = 432 \text{ kHz}$

De la sous-porteuse

Mais ce n'est pas encore fini... Afin d'obtenir la plus grande portée possible tout en ne consommant que le minimum d'énergie et de plus sans être trop perturbé par de vilains et horribles parasites de toutes natures, il est recommandé d'effectuer un savant conditionnement du signal avant de le transmettre réellement (moduler une porteuse à l'aide du code directement reviendrait à exposer celui-ci à beaucoup de problèmes de transmission), alors voici ce qui est effectué.

Après avoir finement choisi une porteuse infra-rouge de longueur d'onde de l'ordre de 940–950nm, on crée une sous-porteuse de fréquence 36 kHz, laquelle sera vraiment modulée par le code RC5 qui est très lent (562 Hz). Pourquoi toutes ces complications ?

Et bien, plus on fait compliqué au départ plus cela sera simple à l'arrivée ! Et oui, grâce à cet artifice, la partie de réception qui recevra l'onde incidente à 950 nm se mettra un petit filtre devant les yeux et ne cherchera à ne faire passer que ce qui sera dans une bande très étroite de 36 kHz et non pas tout et surtout n'importe quoi.

Evidemment il faut être sûr que dans cette bande de 36 kHz il n'y a pas de perturbateur notoire. Citons quelques-uns des principaux vilains empêcheurs de tourner en rond que nous pratiquons quotidiennement :

- le soleil
- les lampes incandescentes et fluorescentes
- les casques stéréophoniques
- les bases de temps des téléviseurs et des moniteurs

A titre d'exemples les figure 7 et 8 donnent des idées des spectres de ces types de lampes dont les harmoniques sont relativement bas en fréquence.

Le problème se corse lorsque l'on examine les transmissions des casques infra-rouges et des bases de temps des téléviseurs et des moniteurs.

Les casques :

En principe ceux-ci émettent sur les mêmes longueurs d'ondes infra-rouges mais avec des valeurs de sous-porteuses de 95 et 250 kHz modulées en fréquence avec des déviations de l'ordre de 50 kHz.

Les bases de temps

Tout le monde le sait, un téléviseur balaye son écran (lorsqu'il est synchronisé) en 625/50/2 c'est-à-dire en 625 lignes, 50 trames par seconde entrelacées, soit en 15 625 Hz dont la deuxième harmonique se situe à 31 250 Hz. Il en est pratiquement de même en ce qui concerne les moniteurs de type VGA, CGA,...

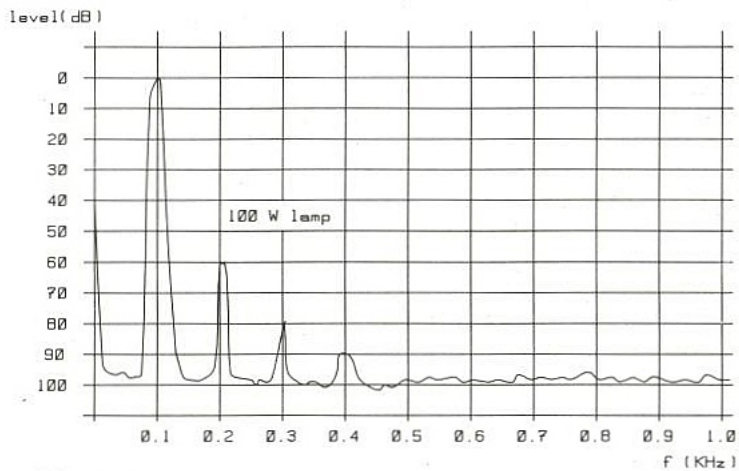


Figure 7

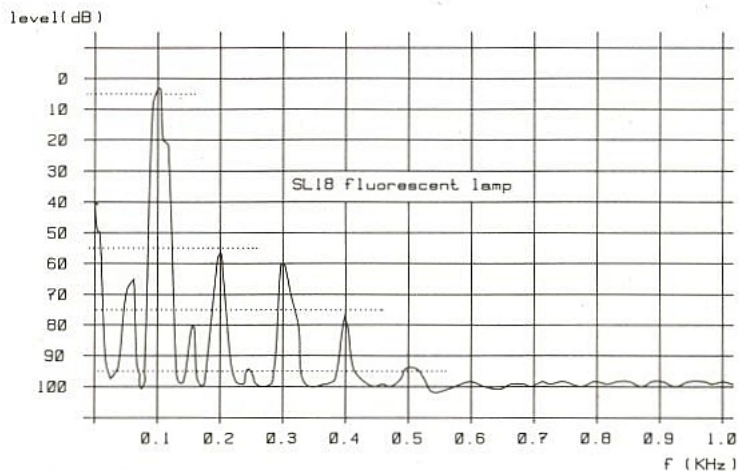


Figure 8

Comme vous pouvez le constater en ayant adopté cette valeur de sous-porteuse (36 kHz), nous ne soulèverons pas de problèmes particuliers.

Nous voici arrivés pratiquement à la fin de la partie fondamentale ne concernant que la formation du code RC5 (non étendu), mais puisqu'aujourd'hui nous avons la chance de parler télécommande, nous allons rentrer un peu plus dans le détail de quelques points qui sont souvent escamotés.

En examinant une télécommande de plus près il est nécessaire de s'intéresser à tous les "micro"-éléments qui la composent :

pour l'émetteur :

- le clavier, ses contacts, ses rebonds,...
 - sa portée
 - sa consommation
 - son type de pile,
- pour le récepteur :
- sa sensibilité
 - ses protections
 - son temps de réponse
 - la façon de décoder
 - les possibilités de transcodage
 - les possibilités de claviers locaux simultanés
 - les extensions au monde environnant
 - ...

L'ÉMETTEUR

Des relations entre le code et le clavier

Vous qui nous connaissez, vous vous doutez bien que nous vous avons menti, par omission bien sûr, pour ne pas compliquer les choses inconsidérément dès le début mais maintenant nous allons compléter tous ces points de détail.

Il est certain que l'émission du code est provoquée par l'appui du doigt sur une touche.

Ces malheureuses touches possèdent simultanément toutes les qualités et tous les défauts du monde. Nous ne tiendrons pas des propos de marchands de claviers mais il faut savoir qu'il n'est pas inintelligent de prévoir un dispositif électronique gérant les rebonds possibles des claviers et, dans le protocole du code RC5, il a été prévu que juste avant l'émission concrète des 14 bits précédemment décrits, de perdre (façon de parler) un temps égal à deux bits en tête de la séquence afin d'effectuer les procédures de traitement anti-rebonds (debounce in english).

Ce laps de temps est donc prévu pour s'immuniser contre l'émission de faux codes et/ou éviter de perdre du temps à retransmettre plusieurs fois la même chose. Bien évidemment pendant ce temps là rien n'est issu ni transmis (donc le récepteur est totalement transparent à cette action de "debounce" à l'exception près de commencer à recevoir du code avec un certain retard correspondant à la durée de deux bits).

Pourquoi ce temps si particulier ? Parce qu'il en fallait bien un ! Trêves de plaisanteries, le circuit dédié (ou le micro-contrôleur) passe sa vie à dormir (pour des raisons d'économie) en attendant sagement que quelqu'un se décide à appuyer sur l'une des touches du clavier et, dès que cela arrive, c'est le grand branle-bas de combat : l'oscillateur redémarre, les compteurs commencent leurs cycles etc.

Prolongeons notre visite encore quelques temps du côté de l'émetteur et continuons en examinant maintenant "l'étage de puissance", car c'en est bien un !

L'étage de puissance

Deux principes de modulation de la lumière (infra-rouge) émise par les LED's sont souvent applicables dans le cas des télécommandes :

- le mode "flash"
- le mode "pulsé" ou "modulé" selon les goûts.

La **figure 9** indique nettement les

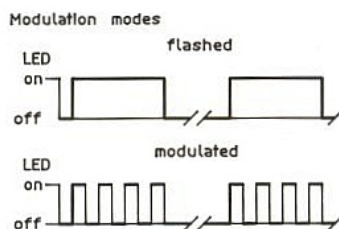


Figure 9

différences sans que soient nécessaires de grandes explications et, quel que soit le type de modulation utilisé, la configuration électronique de l'étage de puissance d'attaque de ces diodes demeure inchangée.

La **figure 10** donne un exemple de configuration de schéma d'étage de puissance servant à commander les diodes émettrices.

Ce schéma présente les particularités suivantes :

Le courant crête circulant dans les diodes émissives traverse aussi la résistance R₄ (1 ohm) et la chute de tension ainsi créée à ses bornes est appliquée sous forme d'une contre-réaction sur l'émetteur du transistor TR₁.

L'une des principales caractéristiques d'une contre-réaction est son aspect "stabilisation". C'est bien le cas de notre application où l'on souhaite réguler le courant circulant dans les diodes afin de maintenir une portée identique le plus longtemps possible indépendamment d'une grande variation de l'état des piles, en effet :

$(VD_1 + VD_2) = V_{be}(TR_1) + (I_{LED} \times R_4)$
d'où l'expression de I_{LED} indépendante de l'alimentation VDD. Malgré son effet régulateur le montage ne sait pas tout faire (si vous n'en êtes pas convaincu retirez donc la pile pour voir... !)

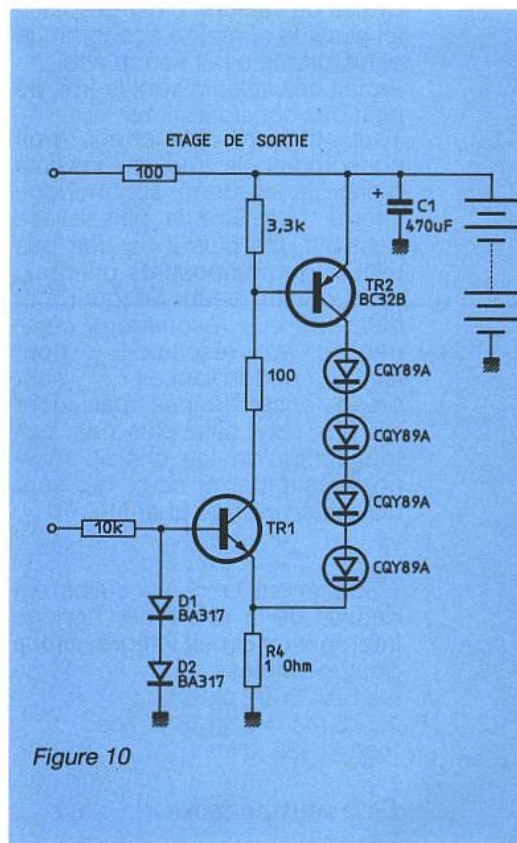


Figure 10

donc,... la **figure 11** vous indique quelles sont les variations de I_{LED} en fonction de grandes variations de VDD compte tenu du nombre de diodes et de la valeur de R₄ précédemment nommée.

De façon à être complet, sur ces courbes ont été aussi indiquées les plages de tension de certains types de piles et les plages de fonctionnement de certains circuits intégrés dédiés (SAA 3027 et 3006).

EXEMPLES DE CONCEPTION

Prenons un exemple, le SAA 3006 ou mieux son successeur le SAA 3010 et estimons la durée de vie de la pile, les valeurs des composants et la portée du boîtier "émetteur" de la télécommande ainsi réalisée.

Petits calculs préliminaires

Le fonctionnement de ces circuits est garanti pour des tensions allant de 7 V max. à 2 V min.

En première approche on pourrait conclure que l'émission des LEDs devrait s'arrêter à deux volts or, pour alimenter ces circuits sous la plus haute tension nominale possible (6 volts), on peut choisir d'utiliser 4 piles de 1,5 volt de type RO3P qui ont une tension de fin de vie garantie d'environ 3,6 volts (c'est en fait cette dernière valeur qui sera la raison principale de la limite inférieure de fonctionnement).

Parallèlement il est intéressant de remarquer qu'au-dessous de cette valeur le courant dans les diodes diminue rapidement et que, du fait des caractéristiques intrinsèques de ces composants, la directivité du faisceau infrarouge va s'accroître (l'angle va diminuer), la télécommande devenant alors moins aisée.

Remarquer en passant qu'il est toujours intéressant de signaler ce phénomène à l'utilisateur potentiel pour que cela lui serve d'indicateur et lui fasse penser à changer les piles.

Après ce préambule, examinons comment se comporte la pile.

Le courant issu de la pile est formé de deux composantes (en supposant que lorsque la télécommande n'est pas sollicitée, celle-ci ne consomme presque rien, et c'est vrai — quelques μA —) :

– Un courant moyen qui est tiré par le circuit intégré (voir **figure 12**) I_{dc} qui est de l'ordre de 1 mA dans notre cas,

– Et un courant pulsé (en mode modulé) qui parcourt les diodes LED dont les crêtes sont choisies à 400 mA et dont le facteur d'occupation est savamment indiqué sur la **figure 13**. Dans laquelle tout le monde a évidemment noté la présence du 36 kHz et le rapport cyclique de 25 % de celui-ci comme nous nous sommes bien gardés de vous le signaler avant (c'est pour voir ceux qui suivent comme auraient dit certains...), consommation oblige.

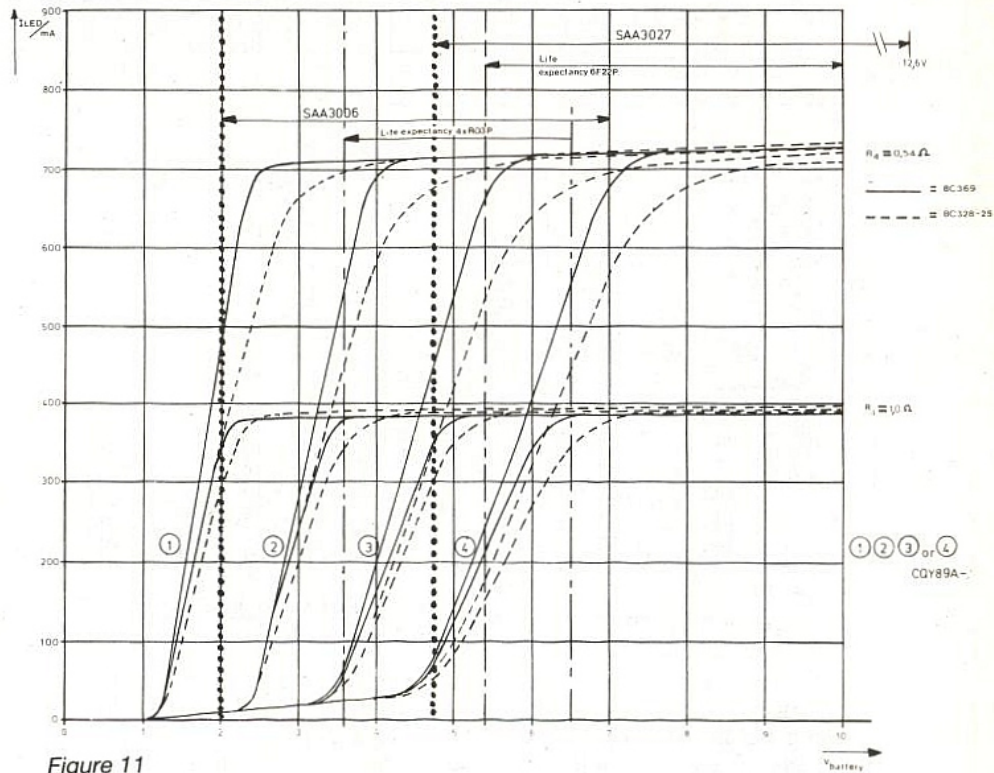


Figure 11

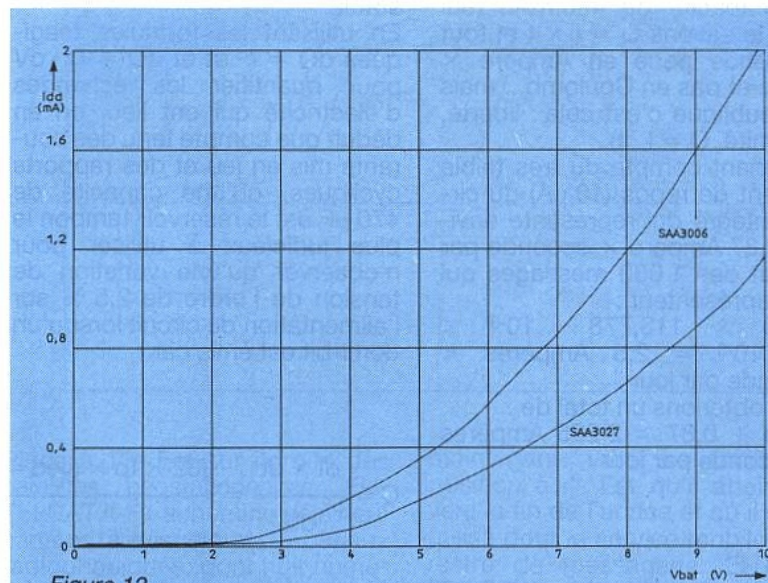


Figure 12

Durée de vie des piles

De fines statistiques indiquent que dans le cas d'applications de type Grand Public le nombre de messages émis est de l'ordre du millier par jour.

Attention vous n'êtes pas tous des fous (ooh... oui), ni des zappeurs invétérés mais vous laissez trainer vos "gros" doigts environ 1 seconde et demie à 2 secondes sur ces pauvres petites touches qui pendant ce temps envoient toutes les 113,778 ms un beau message tout neuf, donc vous ne changez de chaîne qu'environ 60 à 85 fois par jour (ouf ! on a eu peur !).

Bref le taux d'occupation global d'un message est de :

$$\left(\frac{1}{4} \times \frac{1}{2} \times \frac{14}{64} \right) = 0,0273$$

soit un courant moyen total tiré sur la pile de : $(0,0273 \times 400 \text{ mA}) + 1 \text{ mA} \approx 12 \text{ mA}$ par message.

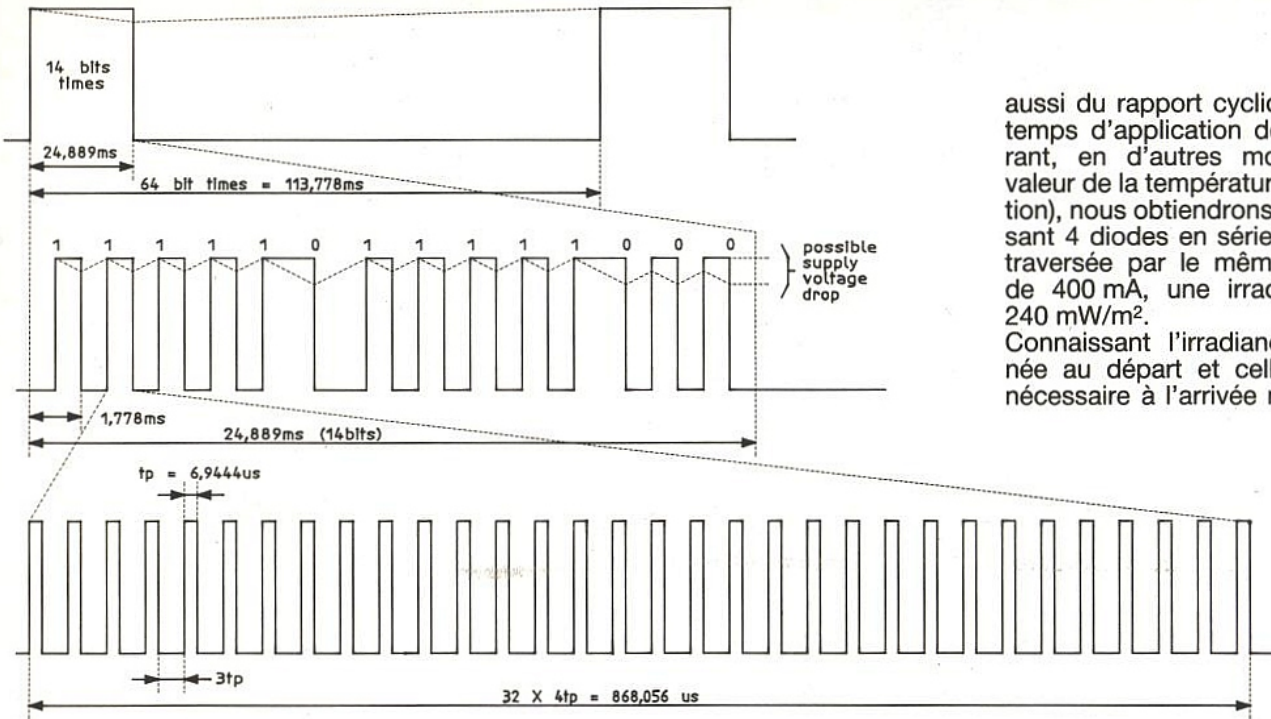


Figure 13

aussi du rapport cyclique ou du temps d'application de ce courant, en d'autres mots de la valeur de la température de jonction), nous obtiendrons en disposant 4 diodes en série, chacune traversée par le même courant de 400 mA, une irradiance de 240 mW/m².
 Connaissant l'irradiance rayonnée au départ et celle qui est nécessaire à l'arrivée nous pou-

Maintenant il ne reste plus qu'à compter nos Coulombs pour savoir s'ils vont bien rentrer dans la pile. A ce sujet notre choix de 4 piles, de type par exemple R03P, lors de son achat présente une capacité de 480 mAh (oui nous le savons $Q = I \times t$ et tout le monde parle en Ampère × Heure et pas en Coulomb... mais la république c'est cela : liberté, fraternité, $Q = I \cdot t$).
 En tenant compte du très faible courant de repos (10 µA) du circuit intégré qui représente environ 0,87 Ampère × seconde par jour et des 1 000 messages qui eux représentent :
 $1\,000 \times 113,778 \cdot 10^{-3} \times 12 \cdot 10^{-3} = 2,5$ Ampères × seconde par jour
 nous obtenons un total de :
 $1,365 + 0,87 = 2,225$ Ampères × seconde par jour

ce qui, ramené au niveau de la pile, en heure puis en jour donne :

$$\frac{0,48 \times 3\,600}{2,225} \approx 775 \text{ jours}$$

soit presque 2 ans de durée de vie de la pile dans ce type d'utilisation.
 Les piles sont des composants délicats et, de façon à ne pas leur faire trop de violence lors d'un appel de courant élevé (400 mA par exemple) pendant lequel elles exposeraient leur vilain caractère en montrant une forte résistance série qui limiterait le courant crête disponible, on a pris l'habitude, pour les narguer, de disposer en parallèle sur leurs

broches une capacité de forte valeur qui se fait un malin plaisir de suppléer à ces sautes d'humeur intempestives afin de fournir le courant demandé et conserver une tension à peu près stable.
 En utilisant les formules magiques $dQ = i \cdot dt$ et $dQ = C \cdot dV$ pour quantifier les échanges d'électricité qui ont lieu, on en déduit que compte tenu des courants mis en jeu et des rapports cycliques, qu'une capacité de 470 µF est le réservoir tampon le plus judicieux à utiliser pour n'observer qu'une variation de tension de l'ordre de 2,5 % sur l'alimentation de circuit lorsqu'un demi-bit est émis car :

$$C = \frac{dI \times dt}{dV} = \frac{(32 \times tp \times (I_{led} = 400 \text{ mA})) - (31 \times 3 tp \times (I_{bat} = 12 \text{ mA}))}{(2,5/100) \times 6 \text{ V}}$$

Nous voici presque au bout de nos peines en ce qui concerne l'émetteur.
 Nous avons en fait choisi un courant et un nombre de diodes pour avoir une certaine portée. La portée n'est rien si on ne sait pas récupérer le signal, mais ceci est l'histoire du récepteur.
 Pour l'instant nous vous demandons de nous faire confiance en vous déclarant que pour fonctionner correctement la diode de réception a besoin d'une irradiance E_e de 0,12 mW/m².
 Si l'on utilise des diodes émissives (par exemples des CQY89A) qui pour un courant de 100 mA donne une intensité de rayonnement de 15 mW/sr (cette valeur dépend simultanément du courant qui traverse la diode mais

vons en déduire un ordre de grandeur de la portée selon l'expression :

$$d = \sqrt{\frac{240}{0,12}} = 44,7 \text{ mètres}$$

Et maintenant que nous venons de réussir à émettre un code sur une porteuse, nous voici enfin prêt à parler de réception du signal, le décodage c'est pour plus tard, et comme vous pouvez vous en rendre compte on ne vous avait pas tout dit en ce qui concerne les télécommandes !

Dominique PARET



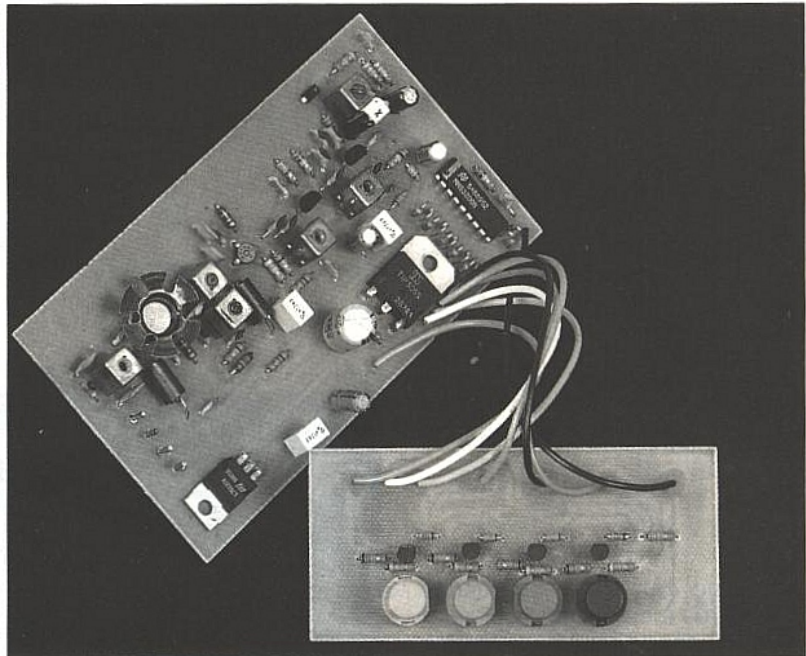
Petit résumé temporel du code RC5

Fréquence oscillateur :	432 kHz	
divisé par 3 :	144 kHz	
re-divisé par 4 :	36 kHz	période T : = 27,777 µs
durée du temps d'impulsion :		
$tp = 25 \% \times T$		= 6,944 µs
durée d'un demi-bit		
$T_{bit/2} = 32 \times 4 \cdot tp$		= 868,056 µs
durée du bit		
$T_{bit} = T_{bit/2} \times 2$		= 1,778 ms
durée d'une trame		
= 14 × T bit		= 24,889 ms
intervalle entre 2 trames successives		
= 64 × T bit		= 113,778 ms

Recherche de personnes sur 27 MHz

Considérée comme la lanterne rouge des fréquences radioélectriques, le 27 MHz offre des possibilités intéressantes. Pourquoi toujours réaliser des montages dans cette bande ? Les raisons de ce choix tiennent en une grande facilité de mise au point et des prix de revient modiques. Notre bonne vieille bande 27 MHz apportera donc encore la solution idéale pour cette application dans la mesure où les autorités compétentes font preuve d'une grande mansuétude.

Pour ne pas gêner nos amis modélistes nous rejetons toutes tentations d'employer le 41,72 ou le 144 MHz réservées entre autres pour l'usage de radiocommandes.



RAPPELS SUR LES FILTRES UTILISÉS

Un filtre, quel que soit son type (passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande), favorise toujours une certaine gamme de fréquences. En général la tension de sortie U_s vaut la tension d'entrée U_e dans la bande passante grâce à l'impédance du réseau complexe :

$$\sqrt{Z_1 \cdot Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}}$$

Celle-ci s'appelle impédance itérative puisqu'elle se reproduit de proche en proche tout au long du réseau, **figure 1**. Dans tous les cas pour que $U_s = U_e$ à une fréquence donnée il faut et il suffit que :

$$\left(\frac{Z_1}{4 Z_2}\right)$$

soit un réel négatif et supérieur à -1 . Lorsque Z_1 et Z_2 présentent une réactance de même nature (capacitive, inductive), nous obtenons $(Z_1 / 4 Z_2)$, réel positif qui introduit une atténuation pour toutes les fréquences. Au contraire si Z_1 diffère de Z_2 (capacitive et inductive) nous obtenons :

$(Z_1 / 4 Z_2)$ réel négatif et 2 cas se présentent :

$$\frac{Z_1}{4 Z_2} > -1 :$$

pas d'atténuation pour certaines bandes de fréquences : filtre passe-bas, passe-haut, passe-bande.

$$\frac{Z_1}{4 Z_2} < -1 :$$

atténuation pour une bande de fréquence, filtre à crevasse, trappe ou T-Notch.

Applications aux filtres passe-bas

Nous savons que la représentation de la réactance $JL\omega$ d'une inductance en fonction de la fréquence prend la forme d'une droite et celle d'une capacité correspond à une hyperbole équilatère dans la région négative du plan complexe comme le montre la **figure 2**. Pour un circuit LC série nous obtiendrons l'impédance :

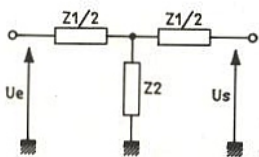


Figure 1

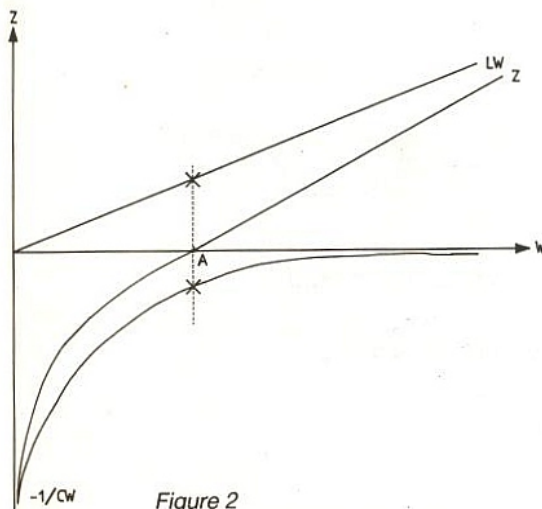


Figure 2

$$j(L\omega - \frac{1}{C\omega})$$

par la somme des ordonnées des 2 courbes pour qu'au point A la condition de résonance donne :

$$L\omega = \frac{1}{C\omega}$$

Prenons l'exemple de la **figure 3** et posons $Z_1 = j L \omega_c$ et

$$Z_2 = - \frac{j}{C \omega_c}$$

la relation $\frac{Z_1}{4 Z_2}$

devient

$$- \frac{LC\omega_c^2}{4}$$

Il faut et suffit que $LC\omega_c^2 \leq 4$ ou

$$\text{que } \omega_c = \frac{2}{\sqrt{LC}}$$

pour que toutes les fréquences inférieures à cette limite puissent passer sans atténuation. Toutes les fréquences supérieures subiront un affaiblissement d'autant plus important que l'ordre du filtre sera grand. D'une façon générale l'ordre d'un filtre correspond au nombre des éléments réactifs le constituant ; l'atténuation croît de 20.n.dB par décade au-delà de n (n étant l'ordre du filtre), voir la **figure 4**. Dans la bande passante l'impédance moyenne :

$$\sqrt{\frac{L}{C} \left(1 - \frac{LC\omega_c^2}{4}\right)}$$

devra correspondre à l'impédance de la charge Z_c ainsi qu'à celle de la source Z_s . Nous constatons que l'impédance itérative se modifie en fonction de la pulsation ω . Pour toute fréquence comprise dans la bande passante, l'impédance équivaut à une résistance, alors qu'en dehors de celle-ci elle est soit inductive soit capacitive. La valeur de la résistance pure correspond à la moyenne géométrique ω_0 des pulsations ω_1 et ω_2 . En posant :

$$\text{et } \omega_2 = \frac{2}{\sqrt{C.L}}$$

nous obtenons :

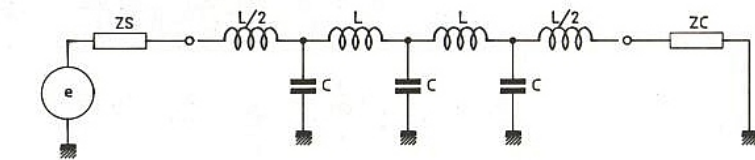


Figure 3

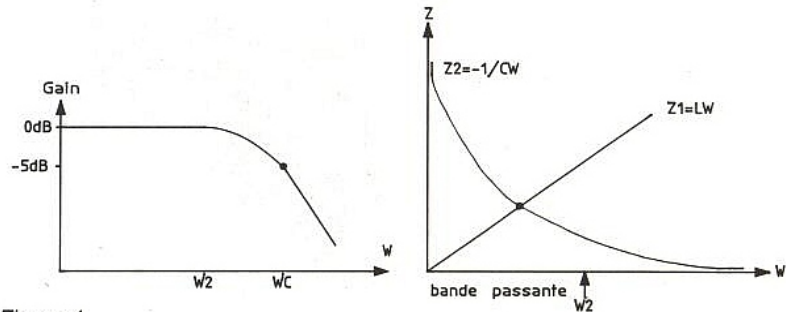


Figure 4

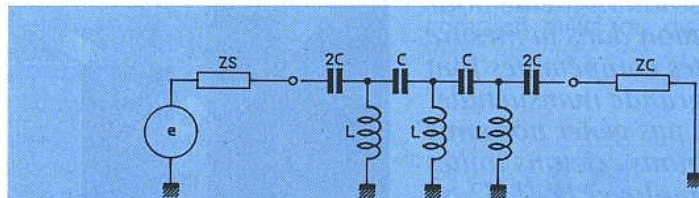


Figure 5

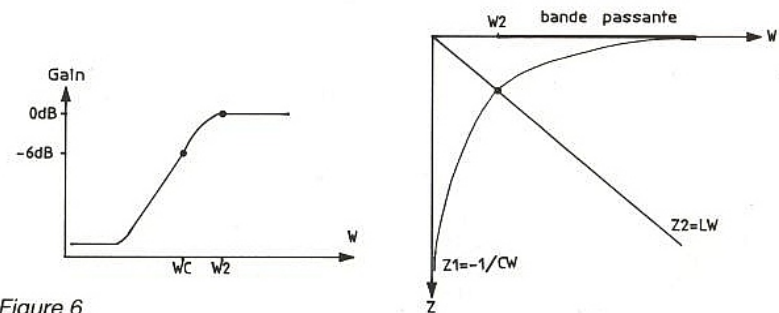


Figure 6

$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} = 0$, il reste donc

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{L^2 \omega_0^2}{4}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Par transformation des relations précédentes nous obtenons les valeurs de L et de C avec :

$$C = \frac{2}{Z \cdot \omega_2}$$

et

$$L = \frac{2Z}{\omega_2}$$

Dans la pratique les valeurs calculées pour L et C donnent une fréquence exprimée par :

$$f = f_c / 2$$

procurant ainsi sur la première octave 6 dB d'affaiblissement et 42 dB au-delà pour un filtre du septième ordre.

Les filtres passe-haut

Prenons l'exemple du filtre de la **figure 5** et posons :

$$Z_1 = - \frac{j}{C \omega}$$

et $Z_2 = j L \omega$, la relation :

$$Z_1 / 4 Z_2$$

vaut

$$-\frac{1}{4 LC \omega c^2}$$

réelle et négative. Il faut que :

$$\frac{1}{4 LC \omega c^2}$$

reste inférieure à 1 pour :

$$\omega c = \frac{1}{2 \sqrt{L \cdot C}}$$

voir la courbe de la **figure 6**. Ici la moyenne géométrique ω_0 tend vers l'infini et l'impédance équivalente à :

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{1}{4 C^2 \cdot \omega^2}}$$

$$\text{donc toujours } Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Par déductions L et C prennent les valeurs suivantes :

$$C = \frac{1}{2 \cdot Z \cdot \omega_1}$$

$$\text{et } L = \frac{Z}{2 \cdot \omega_1}$$

Cette fois les valeurs de L et C donnent une fréquence $f = 2 f_c$ ($f = (2 \pi \sqrt{LC})^{-1}$). Entre f et f_c la pente décroît de 6 dB et de 140 dB au-delà sur une décade pour un filtre d'ordre 7.

Les filtres passe-bande

La **figure 7** donne le schéma de principe d'un filtre passe-bande du cinquième ordre avec

$$Z_1 = j \left(L\omega - \frac{j}{C\omega} \right)$$

et $Z_2 = j L\omega$. Pour obtenir la fonction passe-bande, il faut que la relation suivante soit remplie :

$$-LC\omega^2 + 1 < 4 LC\omega^2$$

ou $LC\omega^2 < \frac{1}{5}$

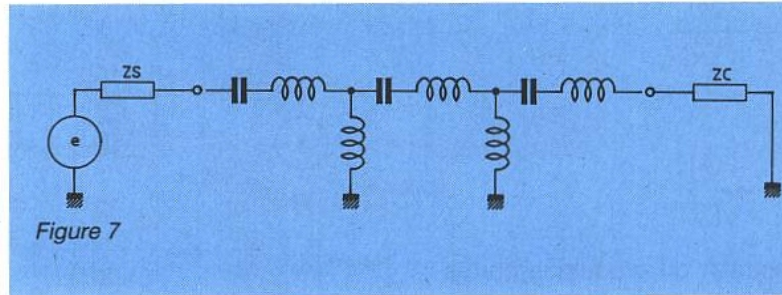


Figure 7

La gamme des fréquences non atténuées correspond à :

$$\frac{1}{5} < LC\omega^2 < 1,$$

dans la pratique :

$$\omega^2 = \frac{0,6}{LC}$$

la **figure 8** représente la fonction gain-fréquence du filtre. La condition de transmission maximum de tension dans la bande passante correspond toujours à une impédance purement ohmique de la source, du filtre et de la charge de celui-ci. Dans tous les autres cas où l'un des éléments considérés ci-dessus présente une valeur réactive, la tension de la source se retrouve fortement atténuée. Une autre structure de filtre donnée à la **figure 9** repré-

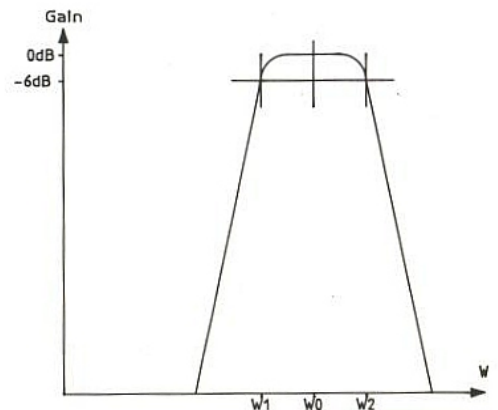


Figure 8

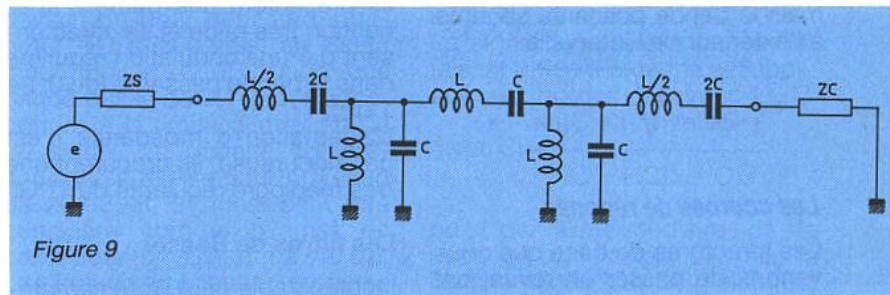


Figure 9

sente la forme quasi-idéale du passe-bande. En posant :

$$Z_1 = j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

$$\text{et } Z_2 = j \left(\frac{L\omega}{1 - LC\omega^2} \right)$$

Nous remarquons que le produit $Z_1 \cdot Z_2$ vaut : L/C

et reste constant dans la bande passante. Nous donnons à la **figure 10** le graphique des courbes d'impédance de ce filtre.

Après les transformations d'usage, $Z_1 = -4 Z_2$, nous obtenons une équation du second degré :

$$LC\omega^2 = \pm 2 \omega \sqrt{L \cdot C}$$

et les deux solutions donnent :

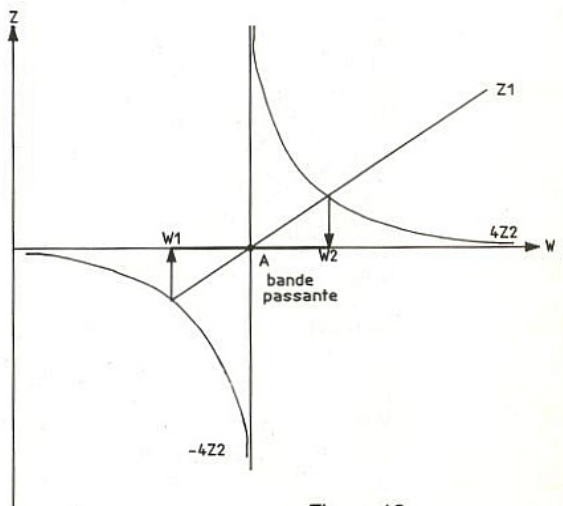


Figure 10

$$\omega_1 = \frac{0,41}{\sqrt{L.C}}$$

et

$$\omega_2 = \frac{2,41}{\sqrt{L.C}}$$

le point A du graphique correspond à :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} = \frac{1}{\sqrt{L.C}}$$

Les filtres coupe-bande

La figure 11 donne la structure de ces filtres et les raisonnements précédents s'appliquent également ici pour $Z_1 = -4 Z_2$. La figure 12 représente

$$\omega_1 = \frac{1,28}{\sqrt{L.C}}$$

$$\text{et } \omega_2 = \frac{0,78}{\sqrt{L.C}}$$

Le point A correspond toujours à

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L.C}}$$

mais la bande passante se situe à l'extérieur de l'intervalle

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$$

Les courbes de réponse

Les structures de base que nous venons de passer en revue, ont été optimisées par des physiciens qui leur ont donné leur nom : Butterworth, Tchébichev, Cauer, Bessel pour les plus connus. Chacun de ces filtres donnent une courbe de réponse en fréquence particulière adaptée à chaque type d'applications. Les caractéristiques de chaque filtre portent sur la pente d'atténuation, l'adaptation des impédances, la régularité du temps de propagation de groupe et l'ondulation dans la bande passante.

Les filtres de Butterworth

Ils présentent l'ondulation minimale du gain dans la bande passante et une réponse transitoire convenable, toutefois la raideur de la pente d'atténuation reste modeste. La pente décroît uni-

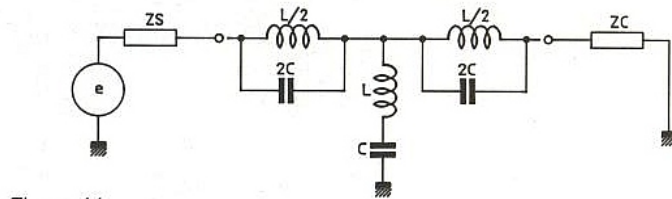


Figure 11

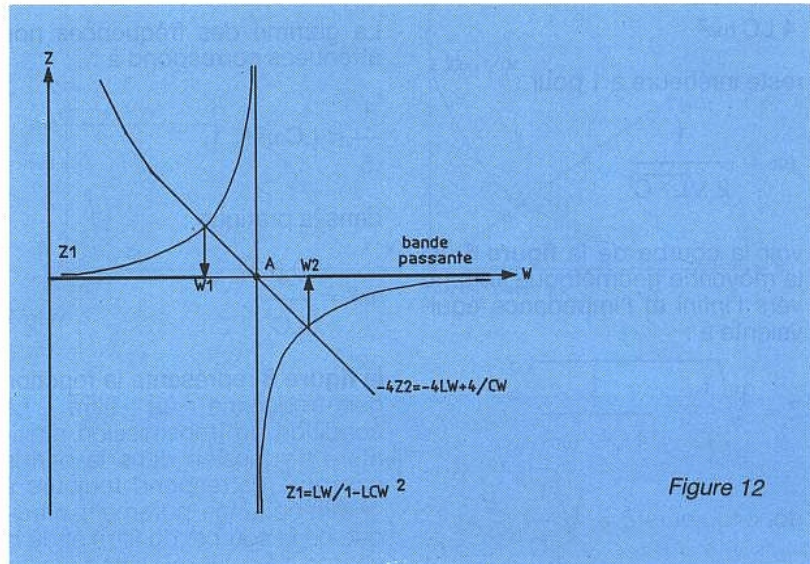


Figure 12

formément au-delà de ω_0 , la régularité du temps de propagation de groupe est assez bonne.

Les filtres de Tchébichev

Ils présentent une pente d'atténuation très raide et se caractérisent par une ondulation régulière dans la bande passante (de 0,1 à 1 dB).

L'adaptation d'impédance n'est pas rigoureuse, ils procurent une très médiocre régularité du TPG.

Les filtres de Bessel

Incontestablement ils se caractérisent par la meilleure régularité du TPG mais souffrent de la plus mauvaise pente d'atténuation.

Les filtres de Cauer

Pour les montages à haute sélectivité, ces filtres conviennent le mieux grâce à leur pente d'atténuation plus forte. Leur conception requiert un certain nombre de zéros de transmission qui donnent une atténuation infinie pour certaines fréquences mais la régularité du TPG est très médiocre.

SCHÉMA THÉORIQUE DU RÉCEPTEUR

La figure 13 dévoile son schéma. Il utilise un circuit intégré



très répandu, le MC 3361 fabriqué pour Motorola et fréquemment employé pour la seconde moyenne fréquence de la plupart des récepteurs de radiocommunications conçus il y a peu de temps. Il procure une sensibilité d'entrée de $4 \mu\text{V}$ pour 10 dB de rapport S.B-1. Profitons-en pour aborder un sujet que nous n'avons pas encore développé : il s'agit de la sensibilité utile d'un récepteur.

Le bruit atmosphérique et ses effets

Ce bruit fausse les mesures réalisées sur banc de test. En réalité pour une bande passante (sélectivité) de 2 kHz, un récepteur calé sur une fréquence de 10 MHz verra à son entrée un bruit atmosphérique moyen de $0,6 \mu\text{V}$ qui fixe le seuil de réception d'un

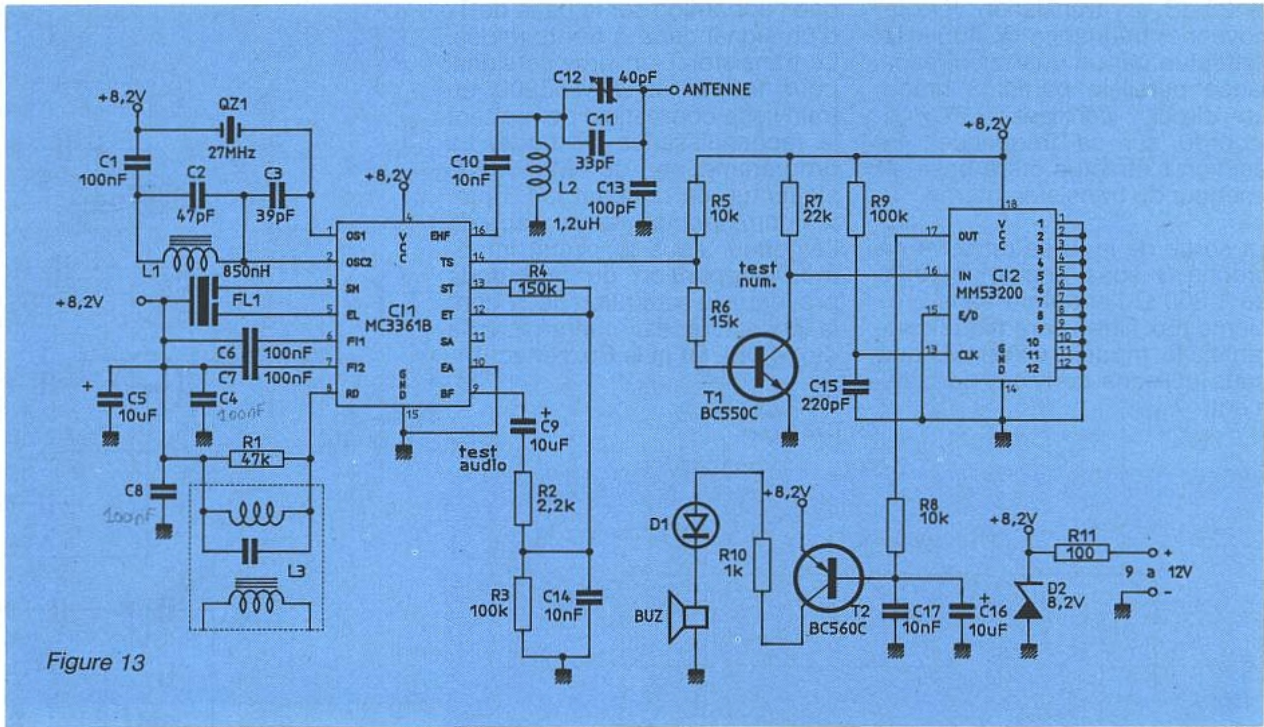


Figure 13

signal BLU soit 0 dB de S.B⁻¹, alors que ce même récepteur a donné sur banc de test une sensibilité de, par exemple, 0,4 µV pour 10 dB de rapport signal sur bruit. Une intelligibilité minimale s'obtient pour 10 dB de rapport S.B⁻¹, c'est-à-dire pour un signal 3,2 fois supérieur en niveau au bruit. Dans l'exemple précédent il s'agirait d'un signal de 1,9 µV à l'entrée du récepteur.

Le terme de bruit atmosphérique que nous utilisons est en fait la somme du bruit galactique et interstellaire (étoiles et soleil) avec bien sûr les différentes sources radioélectriques dues à notre monde (allumages des voitures et appareils industriels divers); son intensité décroît avec la fréquence pour devenir négligeable au-dessus de 50 MHz.

L'expression de la sensibilité d'un récepteur correspond à des normes en terme de rapport exprimées en dB. Le rapport S.B⁻¹ que nous avons l'habitude de citer dans nos lignes est en fait l'expression du signal utile plus le bruit divisé par le bruit :

$$\left(\frac{S + B}{B} \right)$$

mais les récepteurs introduisent des distorsions sur le signal incident et on parle aussi en dB Sinad.

Le dB Sinad correspond à la somme du bruit, du signal utile et des distorsions divisée par le bruit plus les distorsions :

$$\left(\frac{S + B + D}{B + D} \right)$$

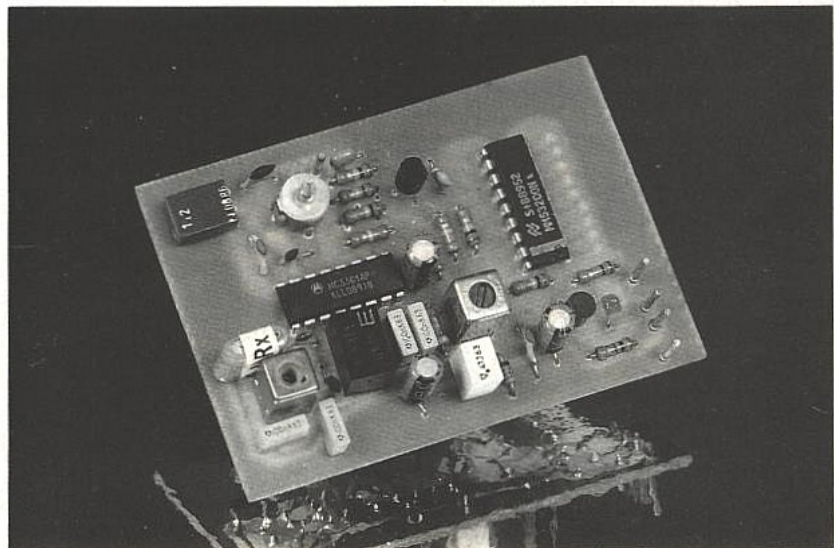
Comme chacun le sait une forte sélectivité diminue l'emprise du bruit et dans ces conditions un signal à porteuse pure nécessite un niveau de 2 dB minimum au-dessus du bruit pour être interprété. Pour la parole, un Sinad d'au moins 12 dB pour une bande passante de 2,1 kHz, correspondra à la limite d'intelligibilité du signal. La parfaite compréhension se réalise pour un Sinad de 26 dB et le signal peut être considéré comme exempt de bruit pour un Sinad de 40 dB. Lorsqu'une porteuse modulée demande un filtre de bande large

de 6 kHz pour 1 µV à 10 dB de rapport signal-bruit, la même porteuse pure passant dans un filtre de 600 Hz demandera toujours pour le même rapport signal sur bruit, un niveau de 0,3 µV !! Fermons cette parenthèse et passons au schéma théorique du récepteur. Pour une meilleure compréhension nous proposons en annexe le schéma synoptique interne du MC 3361.

Le signal HF prélevé par le "fil" faisant office d'antenne est appliqué aux bornes du circuit L₂, C₁

$$\text{avec } C_1 = \frac{(C_{11} + C_{12}) \cdot C_{13}}{C_{11} + C_{12} + C_{13}}$$

puis par l'intermédiaire de la capacité de liaison C₁₀ sur la broche 16 de IC₁. Le mélangeur procure un gain de conversion

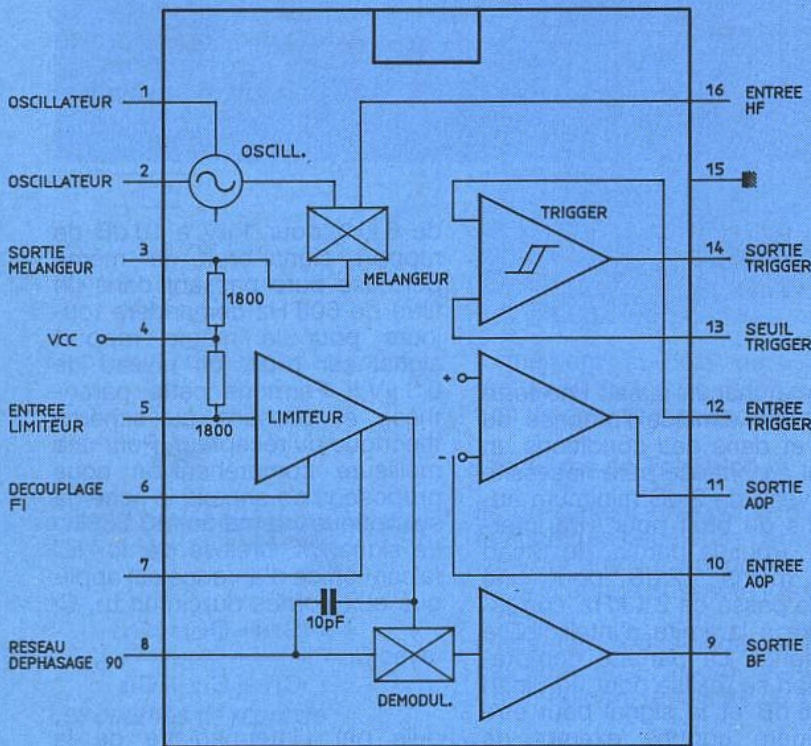


de 28 dB. La translation vers la moyenne fréquence à 455 kHz s'effectue par un quartz en résonance parallèle partiel 3 grâce au circuit oscillant L₁/C₂/C₃ accordé sur sa fréquence ; la réaction s'effectue entre base et émetteur du transistor interne.

La sortie de la FI se retrouve en broche 3 sous une impédance de 1 800 Ω l'adaptant sans problème aux filtres céramique courants ; le modèle CFW 455 que nous utilisons convient parfaitement.

que l'apparition sur la base de T₁ d'un signal carré à fronts raides. Le transistor T₁ inverse ce signal pour fournir au MM 53200 un train série compatible permettant la reconnaissance du code. La programmation du MM 53200 s'effectue en coupant les 3 pistes correspondantes au code de l'émetteur sous le circuit imprimé. L'apparition du bon code provoque la saturation de T₂ dont le collecteur est chargé par la diode DEL D₁ et le Buzzer actif.

Annexe 1



Le MC 3361 dispose d'une chaîne de 5 étages amplificateurs-limiteurs offrant un gain global de 60 dB. La démodulation du signal numérique est réalisée par un classique démodulateur à quadrature chargé par un non moins classique pot LMC 4102 prévu pour cet usage. Sur la broche 9 nous obtenons un signal d'une amplitude crête de 100 mV. L'alimentation du récepteur par une pile de 9 volts voit sa tension régulée par D₂.

Mise en forme du signal numérique et décodage

Le signal numérique disponible aux bornes de R₃ et appliqué à l'entrée du trigger de IC₁ provo-

L'ÉMETTEUR

Représenté par le schéma de la figure 14, il dispose d'un oscillateur à quartz sur 26 MHz. Le quartz résonne en mode parallèle. Les oscillations entretenues par les capacités C₂₂ et C₂₃ engendrent un signal disponible aux bornes du circuit constitué par L₅/C₂₄/C₂₅ puis amplifié par le transistor à effet de champ T₄. Après un filtrage succinct, le signal HF modulé en fréquence est appliqué sur la base d'un BFR 91 polarisé en classe AB ; un léger courant de repos circule dans le transistor ce qui à l'inverse de la classe C demande tout de même un rendement voisin de 50 %. Le collecteur

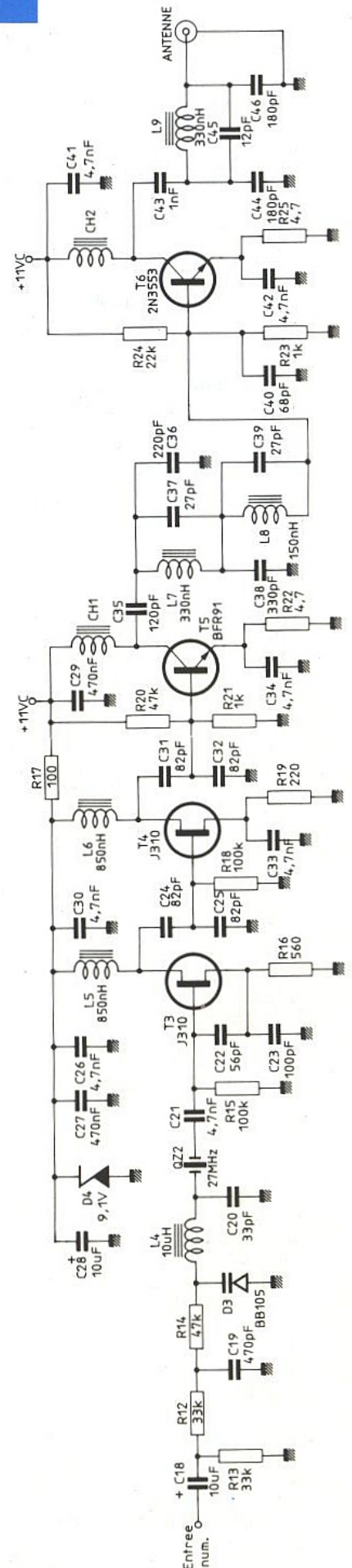


Figure 14

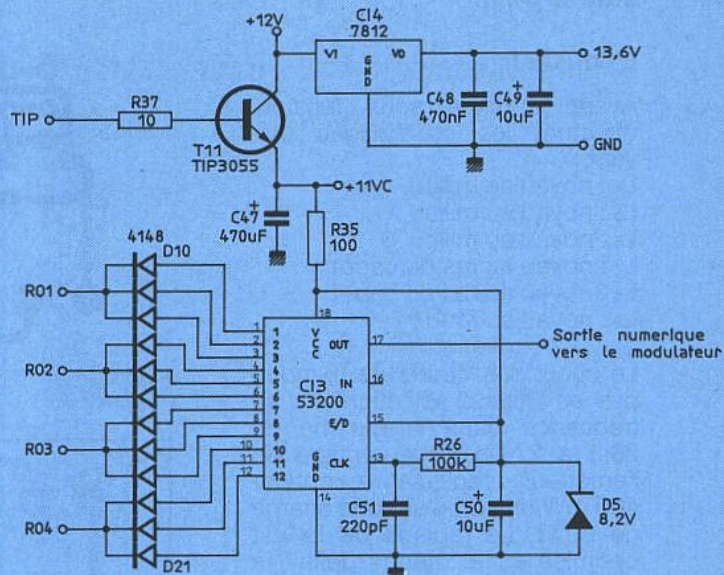
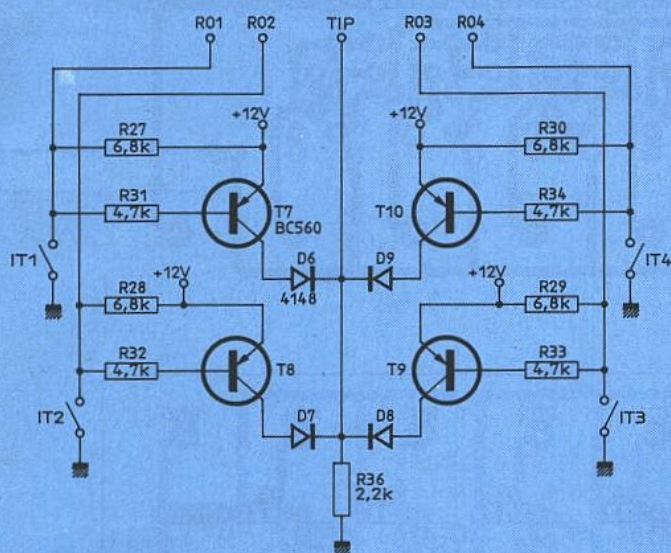


Figure 15

chargé par une self de choc transmet le signal via C35 à un filtre elliptique (Cauer) composé de 2 zéros de transmission ajustés sur les harmoniques 2 et 3 du signal HF à transmettre. Dans ce filtre toutes les fréquences supérieures à 30 MHz sont atténuées de 30 dB par octave. Le transistor final (un 2N 3553) augmente la puissance de 10 dB et compense en partie les pertes des filtres présents à son entrée et à sa sortie. Il porte la puissance à environ 26 dBm sous 50 Ω.

Le codage 4 voies

Le codeur représenté à la figure 15 se compose d'un circuit très connu, le MM 53200. La programmation s'effectue par 4 triplets de diodes mises à la masse par les poussoirs. Ces poussoirs actionnent également les transistors PNP pour venir saturer le TIP 3055. Cette fonction assure la mise en service de l'émetteur. La platine est régulée à 12 volts par un 7812 pour l'ensemble et 8,2 volts pour la partie codage.

RÉALISATION PRATIQUE

La réalisation de l'ensemble requiert au moins 3 circuits imprimés pour 1 récepteur. Les dessins des circuits imprimés réalisés en verre époxy vous sont proposés aux figures 16 à 18. Les capots des inductances seront reliés à la masse par un point de soudure. Les récepteurs peuvent prendre place dans des boîtiers Heiland HE222.

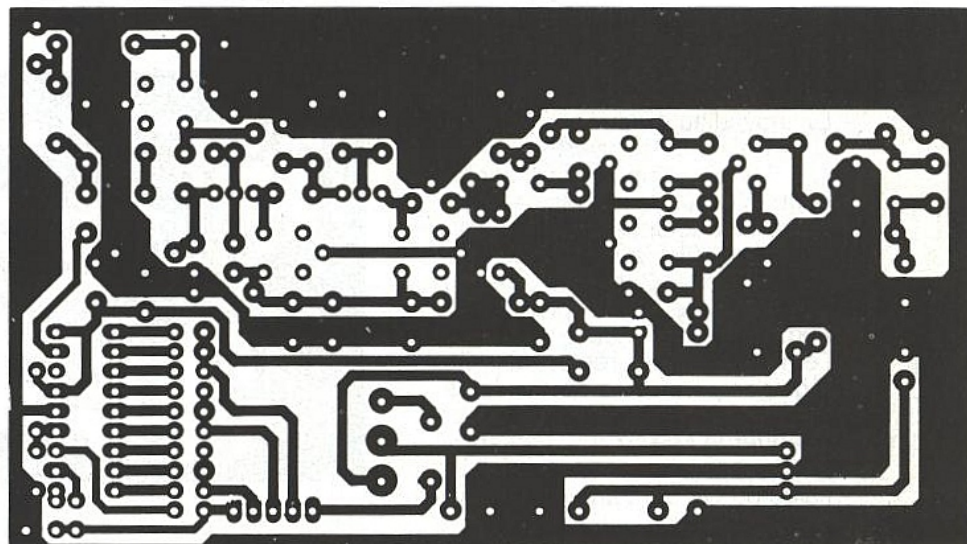


Figure 16 a

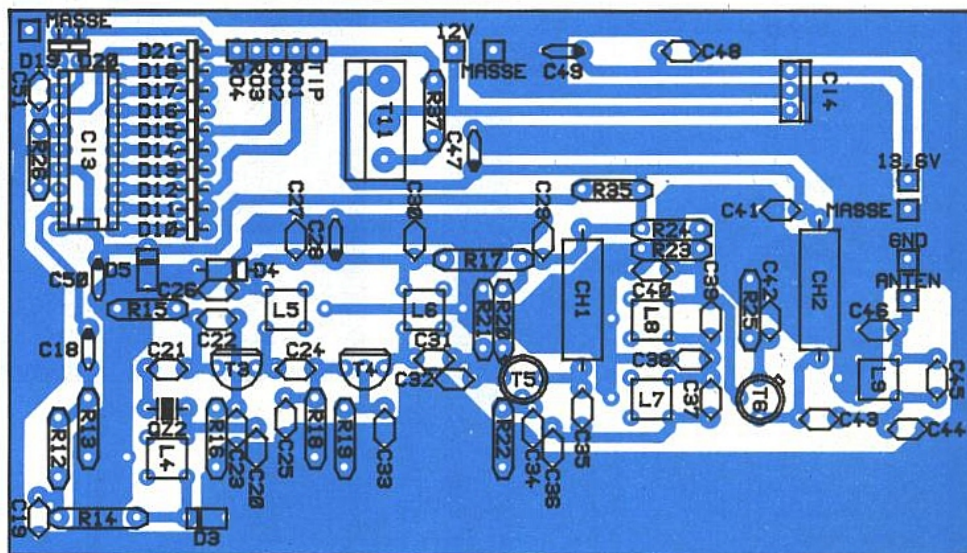


Figure 16 b

Mise au point

L'émetteur

Avant la mise sous tension, effectuer les pré-réglages suivants :

- L₄ : noyau au milieu
- L₅ : noyau au milieu
- L₆ : noyau au milieu
- L₇ : noyau au ras du capot
- L₈ : noyau au ras du capot
- L₉ : noyau au fond

Le choix des quartz ne manque pas et chacun sélectionnera sa fréquence dans la gamme de 26,8 à 27 MHz. Le réglage de l'émetteur consiste à obtenir 400 mW en sortie sur une charge de 50 Ω. Le réglage de L₉ est optimisé sur l'antenne définitive pour un maximum de champ rayonné à une distance de 1 mètre en utilisant une mesureur à entrée sélective. L'accord en fréquence s'ajuste par l'inductance L₄ que l'on accorde sur la fréquence du quartz.

Le récepteur

L₁ : noyau au fond
L₃ : noyau au milieu
C₁₂ : trois quarts ouvert
A l'aide d'un oscilloscope connecté au point "test audio", régler l'inductance L₁ pour obtenir du souffle, à ce moment le quartz oscille. Connecter ensuite l'oscilloscope sur le point "test numérique" et mettre en route l'émetteur pour régler L₃. Ce réglage permet d'obtenir des signaux carrés propres pour attaquer le MM 53200. La sensibilité optimale sera obtenue à l'aide de C₁₂ sur l'antenne définitive.

L'utilisation de toute antenne CB convient pour l'émetteur. La portée du système dépendra du dégagement et de l'environnement.

Ph. B

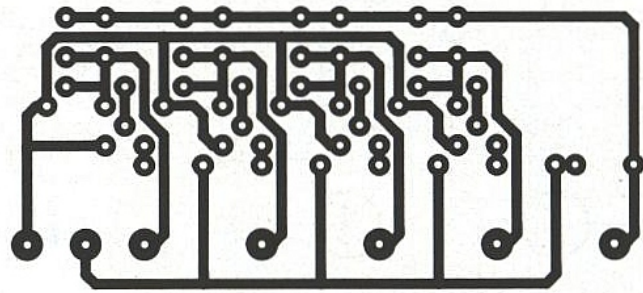


Figure 17 a

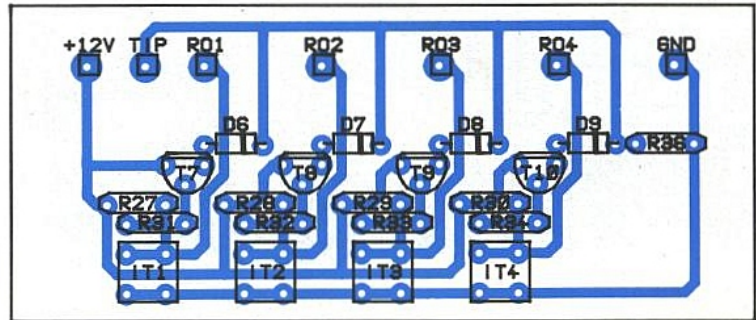


Figure 17 b

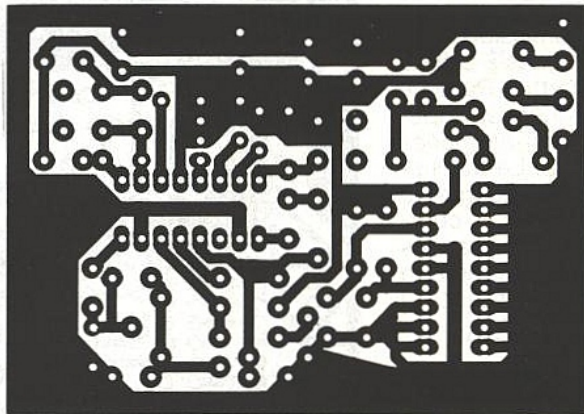


Figure 18 a

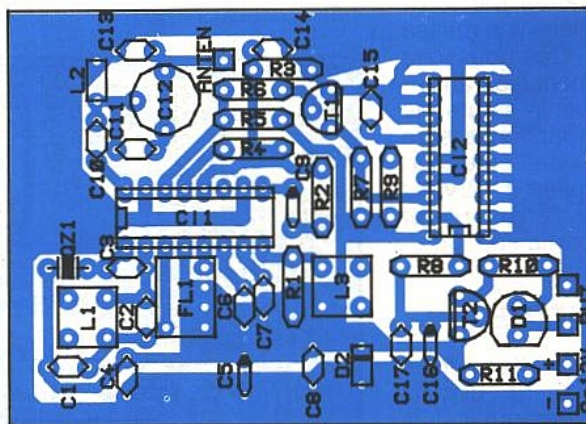


Figure 18 b

Nomenclature

Emetteur

Résistances

R₁₂ : 33 kΩ
R₁₃ : 33 kΩ
R₁₄ : 47 kΩ
R₁₅ : 100 kΩ
R₁₆ : 560 Ω
R₁₇ : 100 Ω
R₁₈ : 100 kΩ
R₁₉ : 220 Ω
R₂₀ : 47 kΩ
R₂₁ : 1 kΩ
R₂₂ : de 2,2 à 4,7 Ω
R₂₃ : 1 kΩ
R₂₄ : 22 kΩ
R₂₅ : 2,2 à 4,7 Ω
R₂₆ : 100 kΩ
R₂₇ : 6,8 kΩ
R₂₈ : 6,8 kΩ
R₂₉ : 6,8 kΩ
R₃₀ : 6,8 kΩ
R₃₁ : 4,7 kΩ
R₃₂ : 4,7 kΩ
R₃₃ : 4,7 kΩ
R₃₄ : 4,7 kΩ
R₃₅ : 100 Ω
R₃₆ : 2,2 kΩ
R₃₇ : 10 Ω

C₄₆ : 180 pF
C₄₇ : 470 μF
C₄₈ : 470 nF
C₄₉ : 10 μF
C₅₀ : 10 μF
C₅₁ : 220 pF

Quartz

QZ₂ : Tout quartz d'émission dans la gamme 26,8 MHz à 27 MHz.

Inductances

L₄ : Néosid 10 μH réf. 531313
L₅ : Néosid 680 nH réf. 5262
L₆ : Néosid 850 nH réf. 509810
L₇ : Néosid 680 nH réf. 5262
L₈ : Néosid 850 nH réf. 509810
L₉ : 150 nH 3 spires 3/4 fil 9/10
L₁₀ : 370 nH 6 spires fil 9/10
L₁₁ : 300 nH 5 spires 3/4 fil 9/10
L₁₂ : 440 nH 7 spires fil 9/10
L₁₃ : 510 nH 8 spires fil 9/10
L₁₄ : 440 nH 7 spires fil 9/10

CH₁ : VK 200
CH₂ : VK 200
CH₃ : VK 200
CH₄ : VK 200
CH₅ : VK 200
ou 2 spires 1/2 sur perle ferrite 6 trous en matériau F15, réf. : 350131

Condensateurs

C₁₈ : 10 μF 16 Volts
C₁₉ : 470 pF
C₂₀ : 33 pF
C₂₁ : 4,7 nF
C₂₂ : 56 pF
C₂₃ : 100 pF
C₂₄ : 82 pF
C₂₅ : 82 pF
C₂₆ : 4,7 nF
C₂₇ : 470 nF
C₂₈ : 10 μF
C₂₉ : 470 nF
C₃₀ : 4,7 nF
C₃₁ : 82 pF
C₃₂ : 82 pF
C₃₃ : 4,7 nF
C₃₄ : 4,7 nF
C₃₅ : 120 pF
C₃₆ : 220 pF
C₃₇ : 27 pF
C₃₈ : 330 pF
C₃₉ : 27 pF
C₄₀ : 68 pF
C₄₁ : 4,7 nF
C₄₂ : 4,7 nF
C₄₃ : 1 nF
C₄₄ : 180 pF
C₄₅ : 12 pF

Nomenclature

Récepteur

Résistances

R₁ : 47 kΩ
R₂ : 2,2 kΩ
R₃ : 100 kΩ
R₄ : 150 kΩ
R₅ : 10 kΩ
R₆ : 15 kΩ
R₇ : 22 kΩ
R₈ : 10 kΩ
R₉ : 100 kΩ
R₁₀ : 1 kΩ
R₁₁ : 100 Ω

Condensateurs

C₁ : 100 nF
C₂ : 47 pF
C₃ : 39 pF
C₄ : 100 nF
C₅ : 10 μF 16 volts
C₆ : 100 nF
C₇ : 100 nF
C₈ : 100 nF
C₉ : 10 μF 16 Volts
C₁₀ : 10 nF
C₁₁ : 33 pF
C₁₂ : 20 pF ajustable
C₁₃ : 100 pF
C₁₄ : 10 nF
C₁₅ : 220 pF
C₁₆ : 10 μF 16 volts
C₁₇ : 10 nF

Filtres céramiques et quartz

FLZ₁ : CFW 455
QZ₁ : Tout quartz de réception dans la gamme 26,8 MHz à 27 MHz.

Inductances

L₁ : Pot néosid 850 nH réf. 509810
L₂ : 1,2 μH Néosid
L₃ : Pot 455 kHz LMCS 4102

Semiconducteurs

IC₁ : MC 3361 B Motorola
IC₂ : MM 53200 National SMC
T₁ : BC 550 C
T₂ : BC 560 C
D₁ : DEL rouge petit diamètre
D₂ : Diode zener 8,2 V

Divers

1 buzzer actif.
1 coupleur pile 9 volts.
1 boîtier Heiland HE 222.

Nomenclature

Codeur

Semiconducteurs

D₃ : Varicap BB 105
D₄ : Zener 9,1 volt
D₅ à D₂₀ : 1N4148
T₃ : J 310 Siliconix
T₄ : J 310 Siliconix
T₅ : 2N2369 Motorola
T₆ : 2N3866 Motorola
T₇ : BC 560 C
T₈ : BC 560 C
T₉ : BC 560 C
T₁₀ : BC 560 C
T₁₁ : TIP 3055
IC₃ : MM 53200 National SMC
IC₄ : Pont de diode 1 ampère
IC₅ : Régulateur 7812

Divers

4 poussoirs Isostat
1 boîtier métal
1 fiche PL chassis
1 transformateur 220 V - 15 V 1 ampère



TEKO
ENCLOSURES

FRANCLAIR ELECTRONIQUE - BP 42 - 92133 ISSY-LES-MOULINEAUX
Tél. : (1) 45.54.80.01 - Télex : 201 286 F - Télécopieur : (1) 45.54.25.68