

ELEKTOR

l'électronique créative

mono-carte à 80C535 à émulateur embarqué

+16 PAGES

préamplificateur-égaliseur à bus I²C

tuner VHF/UHF pour câble (II)

station de soudage pour composants CMS

afficheur de fréquence universel à sélection de calibre automatique



appareillage simple et bon marché pour mesures sur antennes

J. Carr

Cet article s'est fixé comme objectif de décrire des instruments et des méthodes à utiliser, tant par les radio-amateurs que les ceux qu'intéresse l'écoute des ondes courtes, pour tirer le meilleur d'une antenne.

Un grand nombre des antennes radio les plus populaires et les plus efficaces sont basées sur des concepts à résonance, nécessitant un réglage correct pour donner le meilleur résultat. Dès que l'on utilise ces antennes hors de leur domaine de résonance leur efficacité s'en ressent considérablement. Il se fait, malheureusement, que de nombreux instruments faciles à trouver dans les cercles amateurs nécessitent un émetteur radio pour les activer. Prenons un exemple : de nombreux instruments de mesure du taux d'ondes stationnaires (TOS-mètres) et la quasi-totalité des instruments de mesure de la puissance HF, nécessitent, pour fonctionner, que l'émetteur rayonne de la puissance. Les radio-amateurs et les opérateurs de stations d'émission radio professionnels utilisent ce type d'instruments dans leur routine de travail quotidienne.

Malheureusement, les propriétaires de récepteurs, s'ils ne sont pas possesseurs d'une licence de radio-amateur, ne sont pas autorisés à brancher un émetteur à leur antenne, ce qui leur interdit l'utilisation des instruments les plus courants. Il existe cependant différents instruments – faciles à réaliser, voire peu onéreux à acheter – que peut utiliser un amateur à l'écoute des ondes courtes et de la VHF/UHF, voire même un amateur de CB, pour tester et, le cas échéant, étalonner, des antennes résonantes. Avant de nous intéresser de plus près à des instruments plus spécifiques, commençons par définir le problème auquel on se trouve confronté lorsque l'on monte une antenne pour la première fois ou lorsque l'on veut tester une antenne de seconde main.

Le problème

La meilleure façon d'appréhender le problème que l'on rencontre avec une antenne est de prendre un exemple. La **figure 1a** montre une antenne dipôle demi-longueur d'onde ($\lambda/2$). Ce type d'antenne se décompose en 2 branches d'un quart de longueur d'onde ($\lambda/4$) alimentées au centre par la ligne de transmission.

Dans l'exemple de la figure 1a, l'alimentation du dipôle se fait par l'intermédiaire d'un générateur, ou émetteur, mais en raison de la loi d'action réciproque en vigueur avec les antennes, il faudrait également que le récepteur soit placé au point d'alimentation. L'antenne se comporte de la même façon dans les 2 cas. La direction du rayonnement (ou de la réception) maximal est perpendiculaire, dans le plan horizontal, c'est-à-dire comme si on la voyait d'en haut, aux éléments rayonnants, prenant la forme d'un 8. On mesure des zéros francs au-delà des extrémités dans le prolongement des éléments rayonnants.

Bien que nous l'ayons ici représenté sous la forme de lignes parallèles il est plus fréquent de trouver la ligne de transmission sous la forme d'un câble coaxial (**figure 1b**).

Bien souvent, l'alimentation du dipôle se fait par l'intermédiaire du câble coaxial et un transformateur balun (**BAL**anced-**UN**balanced) au rapport d'impédance de 1:1 (**figure 1c**). Avec l'utilisation d'un transformateur balun on augmente les chances de voir le diagramme de rayonnement (*radiation pattern*) approcher de plus près la forme idéale d'un 8.

La **figure 2** illustre la situation électrique tout au long de l'antenne.

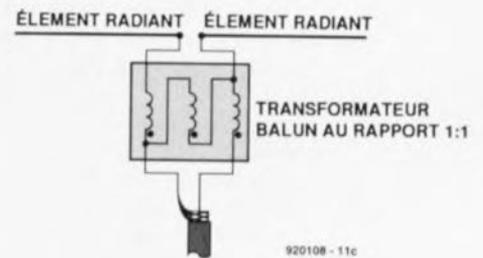
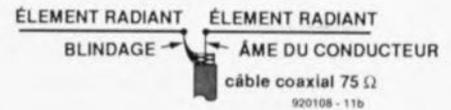
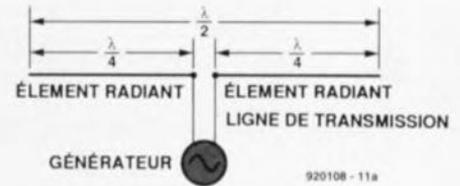


Figure 1. Antenne résonante type. (a) Cette antenne est un dipôle demi-longueur d'onde; (b) une antenne dipôle alimentée par le câble coaxial; (c) l'utilisation d'un transformateur balun 1:1 pris au point d'alimentation améliore le rayonnement du dipôle et le diagramme de réception.

ne. Le centre d'un élément rayonnant de demi-longueur d'onde est un noeud de courant et un ventre de tension (*voltage antinode*) de sorte que le courant, I , est maximum et la tension, U , minimale. L'impédance au point d'alimentation est minimale, de 73Ω , pour

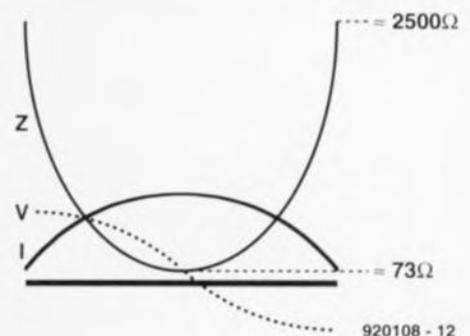


Figure 2. Tension (U), courant (I) et impédance (Z) en fonction de la longueur d'une antenne dipôle

HF & RADIO

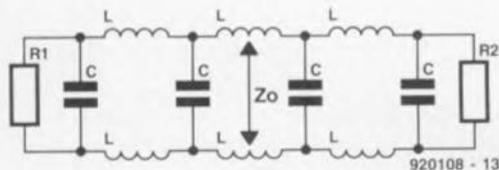


Figure 3. Circuit LC de substitution d'une ligne de transmission.

croître à de l'ordre de $2\,500\ \Omega$ aux extrémités.

On n'observe cette situation qu'à la fréquence de résonance de l'antenne, ce qui implique qu'il faut accorder l'antenne si l'on veut obtenir les performances optimales. La technique d'accord d'une antenne consiste à en modifier la longueur, c'est-à-dire à supprimer ou à ajouter une longueur égale aux 2 extrémités jusqu'à ce que l'on trouve le point de résonance.

L'approche la plus courante consiste à démarrer avec une antenne d'une longueur supérieure à celle exigée par les calculs théoriques pour ensuite en diminuer progressivement la longueur jusqu'à l'obtention de la résonance. Techniquement, il est plus facile de procéder à une réduction de longueur qu'à une augmentation de longueur.

Un autre problème est que l'impédance minimale, à savoir $73\ \Omega$ pour un dipôle idéal placé

hors-sol, voit sa valeur évoluer d'une valeur très faible lorsque l'antenne se trouve à proximité du sol jusqu'à $120\ \Omega$ à une hauteur critique.

Les lignes de transmission

La ligne de transmission n'est pas uniquement un conducteur transmettant de la puissance HF jusqu'à l'antenne. Il s'agit en fait d'un circuit complexe qui simule un réseau LC infini. Il existe une impédance typique (Z_0), que l'on connaît sous le nom d'impédance caractéristique (*surge impedance*), caractérisant chaque ligne de transmission. Cette impédance correspond à la racine carrée du rapport de la capacitance et de l'inductance par unité de longueur.

Lorsqu'une charge ayant une impédance résistive égale à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission est connectée à l'antenne, on observe le taux de transmission de puissance entre la ligne et l'antenne le meilleur.

Nous n'avons pas ici suffisamment de place pour entrer dans le détail de la théorie concernant la ligne de transmission. Il n'est pas mauvais cependant d'avoir une certaine idée de l'aspect du circuit en question. La **figure 3** propose un modèle de ligne de transmission dans lequel Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne, R_2 l'impédance de charge

de l'antenne et R_1 l'impédance de sortie de l'émetteur. Dans le cas d'un système d'antenne bien conçu, ces 3 impédances seront, soit égales ($Z_0 = R_1 = R_2$), soit associées à un réseau d'adaptation qui les fera paraître égales.

Il nous faut considérer la situation électrique le long de la ligne de transmission pour pouvoir comprendre les informations fournies par nos instruments de mesure. La **figure 4** illustre plusieurs situations possibles. Ces graphiques représentent la tension HF le long de la ligne, la tension étant prise en ordonnée, la longueur de la ligne de transmission (exprimée en longueur d'ondes du signal HF) se trouvant elle en abscisse. Lorsque le système est adapté (raccourci audacieux pour dire que les impédances sont égales et que donc $Z_0 = R_2$), la tension est la même tout le long de la ligne (cf. **figure 4a**). On parle alors de ligne plate (*flat*). Si les facteurs Z_0 et R_2 ne sont pas égaux, on a variation de la tension le long de la ligne en fonction de la longueur électrique. Dans le cas d'un système d'antenne mal adapté, on n'aura pas rayonnement de la totalité de la puissance, une certaine partie de cette puissance étant réfléchie vers l'émetteur.

L'onde avant et l'onde réfléchie se combinent algébriquement à chaque point le long de la ligne pour produire des ondes stationnaires (**figure 4b**). Nous pouvons calculer et représenter les tensions maximale, U_{\max} , et minimale, U_{\min} . Gardez ce graphique en mémoire car nous nous y référerons lorsqu'il sera question de la tension d'ondes stationnaires (**VSWR = Voltage Standing Wave Ratio**).

On peut, avec des lignes de transmission et des systèmes d'antennes, se trouver confronté à 2 situations particulières qui donnent des résultats similaires. On a réflexion (absence totale de rayonnement) de la totalité de la puissance avant vers l'émetteur si la charge – c'est-à-dire l'antenne – terminale de la ligne de transmission est, soit ouverte (on dit aussi en l'air), soit en court-circuit. La **figure 4c** représente la tension dans le cas d'une ligne de transmission ouverte (R_2 est infini), le cas d'une ligne en court-circuit étant lui illustré par le graphique de la **figure 4d**. On voit que les 2 graphiques sont

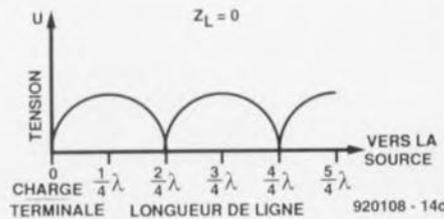
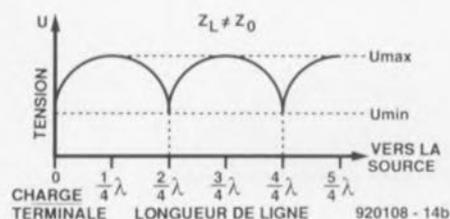
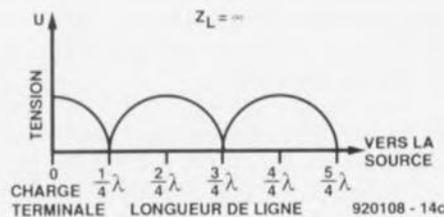
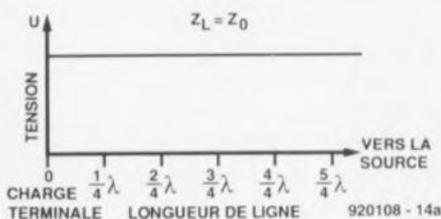


Figure 4. La tension le long d'une ligne de transmission sous différentes conditions : a) une ligne plate ($Z_0 = Z_L$); b) impédances de ligne et de charge différentes ($Z_0 \neq Z_L$); c) ligne ouverte ($Z_L = \infty$); d) ligne en court-circuit ($Z_L = 0$).

très semblables à l'endroit d'apparition du minimum ($U_{\min}=0$) près. Les minima sont déphasés de 90° (c'est-à-dire d'un quart de longueur d'onde) l'un par rapport à l'autre.

Calculons le taux d'ondes stationnaires

Lorsqu'un signal radio descend ou monte la ligne de transmission en direction de l'antenne, on a rayonnement d'une partie de ce signal, une autre partie étant réfléchi vers la source. Il naît, en cas d'interférence entre l'onde avant et l'onde réfléchi, des ondes stationnaires sur la ligne. Le TOS (Taux d'Ondes Stationnaires, SWR en anglais) rend éloquemment l'adaptation de l'antenne, quant à son impédance, avec la ligne de transmission. On peut se servir de cette tension qui devient alors VSWR, comme indicateur de la résonance vu que la VSWR est à son minimum, c'est-à-dire à 1:1, lorsque l'antenne est à la fois en résonance et correctement adaptée à la ligne de transmission.

Il est possible de calculer la tension de taux d'ondes stationnaires à partir de l'un ou l'autre élément disponible. Pour cette raison il est possible de déterminer la VSWR même si l'on ne dispose pas d'un TOS-mètre. Dès l'instant où l'impédance de charge de l'antenne (R_2) n'est pas égale à Z_0 , nous pouvons calculer la VSWR à partir de l'une des formules suivantes :

Si Z_0 est supérieur à R_2 :

$$VSWR = Z_0 / R_2 \quad [1]$$

Si Z_0 est inférieur à R_2 :

$$VSWR = R_2 / Z_0 \quad [2]$$

Nous pouvons également mesurer la puissance avant et la puissance réfléchi et, à partir de ces éléments, calculer la VSWR :

$$VSWR = \frac{1 + \sqrt{P_r / P_f}}{1 - \sqrt{P_r / P_f}} \quad [3]$$

formule dans laquelle : VSWR est la tension de taux d'ondes stationnaires; P_r la puissance réfléchi; P_f la puissance avant (f pour forward).

Nous pouvons, si nous avons la possibilité de mesurer la tension

maximale ou minimale, soit encore le courant maximum ou minimum, calculer la VSWR :

$$VSWR = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} \quad [4]$$

Pour terminer, il est possible, dès lors que l'on peut disposer des facteurs de tensions avant et réfléchies en un point donné de la ligne de transmission, de calculer la VSWR à partir de la formule suivante :

$$VSWR = \frac{U_f + U_r}{U_f - U_r} \quad [5]$$

Où : U_f = la composante de la tension avant; U_r = la composante de la tension réfléchi.

Cette dernière équation, basée sur les tensions avant et réfléchies, sert souvent de principe de calcul de nombreux TOS-mètres et puissance-mètres HF modernes.

Les objectifs de l'instrumentation de mesure pour antennes

Il y a 3 objectifs différents qui amènent tous au même point lorsque l'on fait appel à de l'instrumentation pour antennes pour effectuer des réglages. L'un des objectifs est de trouver la fréquence de résonance de l'antenne quelle que soit l'impédance du point d'alimentation.

L'étape suivante consiste à mesurer l'impédance du point d'alimentation de l'antenne à une fréquence située au milieu de la bande à couvrir, pour ensuite choisir une ligne de transmission ayant une caractéristique d'impédance adaptée.

Prenons un exemple : nous pouvons, lors du réglage d'un dipôle, mesurer l'impédance du point d'alimentation à la fréquence pour laquelle il a été conçu pour à partir de là ajuster les dimensions de l'antenne de façon à se rapprocher le plus possible de ces fameux 73Ω . Troisième approche, on peut mesurer implicitement l'impédance du point d'alimentation en mesurant la tension du TOS (VSWR). Cette VSWR constitue une bonne indication du taux d'impédance caractéristique de la ligne de transmission (Z_0) et de l'impé-



Figure 5. Dip-mètre réalisé à partir d'un kit.

dance du point d'alimentation (Z_L). L'ajustement d'une antenne résonante répond à un double but. Il faut commencer par ajuster sa longueur pour obtenir une résonance au centre de la bande concernée. Supposons, par exemple, que votre intérêt se porte sur la bande de radiodiffusion des 25 mètres, auquel cas il vous faudra accorder la longueur de l'antenne sur 11 750 kHz.

On trouvera la résonance en recherchant la fréquence à laquelle apparaît la VSWR minimale. Lors du réglage de l'antenne on adopte la fréquence désirée et l'on ajuste la longueur de l'antenne de manière à obtenir la VSWR minimum. Le second objectif est de mesurer

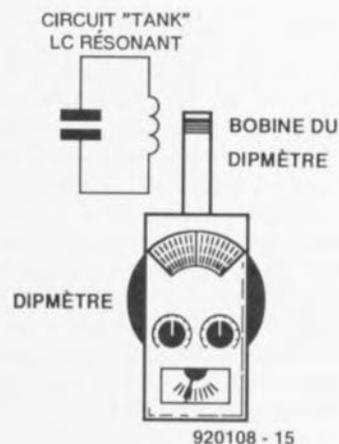


Figure 6. Couplage d'un dip-mètre à un circuit LC accordé.

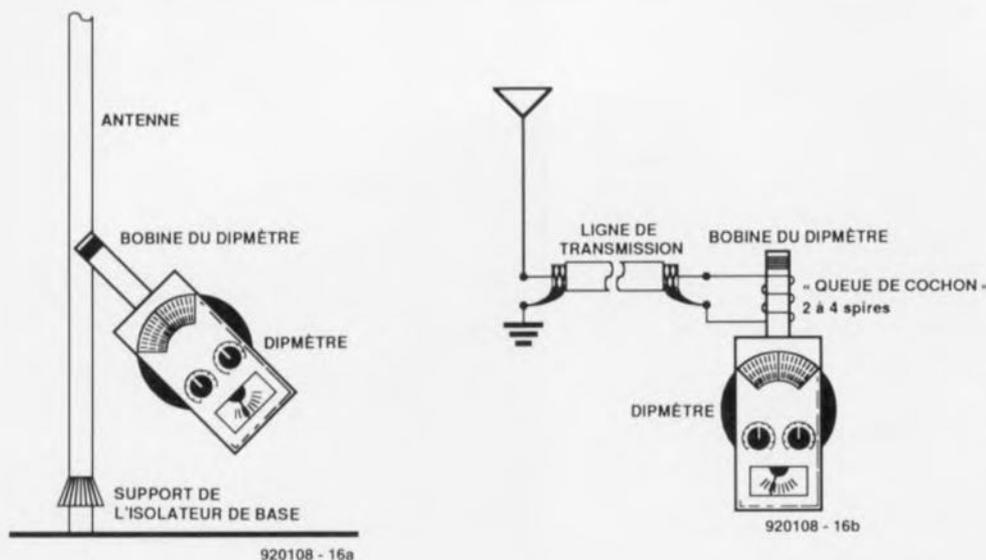


Figure 7. a) Couplage d'un dip-mètre à une antenne verticale; b) couplage d'un dip-mètre à une antenne par l'intermédiaire d'une ligne de transmission.

l'impédance du point d'alimentation, ou du moins sa composante résistive, de façon à réaliser une adaptation d'impédance en s'aidant d'un dispositif d'accord d'antenne ou en faisant appel à une autre technique.

Plusieurs instruments permettent d'arriver à ce résultat : des oscillateurs DIP, des ponts d'impédances, des ponts de bruit, et pour terminer des analyseurs de VSWR autonomes. Nous allons, dans cet article et le suivant, nous intéresser à chacune de ces catégories d'instruments.

Les oscillateurs dip

L'un des instruments les plus courants utilisés pour déterminer la fréquence de résonance d'une antenne est ce que l'on appelle un oscillateur dip ou grid-dipmètre, en raccourci dipmètre. Le principe du grid-dipmètre est que son énergie de sortie peut être absorbée par un circuit résonant (ou une antenne qui, d'un point de vue électrique est identique à un circuit-bouchon LC résonant, un circuit « tank ») placé à proximité. Un dipmètre typique comporte un oscillateur à fréquence variable (VFO = *Variable Frequency Oscillator*) accordé à l'aide d'un réseau LC construit de façon à ce que l'inductance, sous la forme d'une bobine, se trouve à l'extérieur du boîtier et qu'un cadran calibré en fréquence attaque le condensateur variable. La majorité des dip-mètres comporte une embase dans laquelle

on peut enficher un certain nombre de bobines, qui correspondent chacune à une bande de fréquence différente.

La photographie de la **figure 5** montre un dipmètre du marché réalisé à partir d'un kit. Lorsque l'on positionne la bobine du dipmètre (cf. **figure 6**) à proximité immédiate d'un circuit-bouchon en résonance et que l'oscillateur travaille à la fréquence de résonance, on a transfert d'une petite quantité d'énergie. Cette perte d'énergie est visualisée par un débattement franc de l'aiguille de l'instrument. Le creux (*dip*) étant très passager, il est facile de le rater si l'on effectue une rotation trop rapide du cadran de fréquence du dipmètre. Il faudra donc procéder à une action progressive sur le cadran d'accord si l'on ne veut pas rater le « coche ».

Les antennes sont des circuits résonants pouvant être traités de la même façon que les circuits-bouchon à réseau LC.

La **figure 7a** illustre l'une des techniques de couplage d'un dipmètre et d'un élément d'antenne rayonnant vertical. On place la bobine du dipmètre à proximité immédiate de la base de l'élément rayonnant.

En **figure 7b** on voit l'une des techniques utilisables pour le couplage du dipmètre à un système dont l'élément rayonnant est difficilement accessible – comme cela est le cas avec une antenne déployée. On relie à l'extrémité

de la ligne de transmission se trouvant du côté de l'émetteur un ensemble de 2 ou 3 spires dans lequel on glisse la bobine du dipmètre. Une technique meilleure encore consiste à brancher l'enroulement directement au point d'alimentation.

Il faut être conscient, pour en faire le meilleur usage, du fait que l'utilisation d'un dipmètre présente 2 problèmes. Primo, comme nous le disions plus haut, le creux de débattement de l'aiguille est très pentu (et pointu), raison pour laquelle il arrive souvent, pendant les essais d'accord, que l'on passe par-dessus sans le voir. Pour compliquer les choses, il est parfaitement normal de voir le débattement de l'aiguille de l'instrument diminuer progressivement d'une extrémité de la plage d'accord à l'autre; de nombreux débutants identifient par erreur cette chute comme étant le fameux creux.

Si vous recherchez l'accord avec une lenteur suffisante vous ne manquerez pas de noter un creux très franc à l'atteinte du point de résonance. Secundo, se pose le problème de la calibration du cadran de l'instrument. Sur de nombreux dipmètres de prix abordable les repères sont trop rapprochés, et dans certains cas franchement faux. Il vaut mieux suivre l'élément fourni par le dipmètre sur un récepteur que l'on utilisera comme source de valeurs lors du réglage. Rappelez-vous que la syntonisation (accord) du récepteur doit se faire alors que la bobine du dipmètre se trouve encore « en contact » avec le circuit résonant ou l'antenne. Les circuits d'oscillateurs simples qu'utilisent cette famille d'instruments ont souvent tendance de laisser leur fréquence dériver quelque peu dans le cas d'un couplage à un circuit externe, de sorte que la fréquence affichée sera différente si la bobine du dipmètre n'est pas « engagée ».

Permettez-nous une remarque de mise en garde à l'intention de ceux d'entre vous qui auraient pu mettre la main sur des instruments radio de surplus ou de seconde main. Il peut arriver que l'on trouve encore lors de ventes réservées aux radio-amateurs, des dipmètres à tubes. Le concept et le fonctionnement de ce type d'instruments sont sou-

vent très bon, leur seul inconvénient est de devoir être alimentés par le secteur. Il nous est arrivé de voir des instruments franchement dangereux soit en raison de leur âge, soit de par leur concept original. Le problème est exacerbé par le fait que le domaine d'utilisation de ce genre d'instru-

ments est bien souvent le plein air où le risque est grand que l'utilisateur soit en contact avec le sol. On commencera par remplacer le cordon secteur par un cordon secteur neuf prévu pour une utilisation à l'extérieur. Ce sera, un cordon à 3 conducteurs dont le fil de masse (jaune/vert)

est relié au boîtier et au châssis de l'instrument. Pour plus de sécurité encore on préférera n'utiliser en extérieur d'équipement alimenté par le secteur qu'à travers un transformateur d'isolation prévu pour cet usage. ◀

... (À suivre le mois prochain)

Ranger 1

Environnement de saisie de schémas & de dessin de circuits imprimés avec AUTOROUTEUR

NDIR : seuls pourront faire l'objet d'un compte-rendu rédactionnel les logiciels envoyés à la rédaction tels qu'ils le seraient à un éventuel acheteur.

Ranger 1, de Seetrax, est ce que les anglo-saxons appellent un *PCB DESIGN SYSTEM*, dénomination bien plus condensée que sa traduction française de **logiciel de saisie de schéma et de dessin de circuits imprimés**, encore que la notion de saisie de schéma n'y est pas évidente. Il n'en est pas moins vrai que le français rend mieux toute la complexité de la tâche dévolue au dit logiciel, en effet n'est pas programme de saisie de schémas et de dessin de circuits imprimés qui veut.

Que vous faudra-t-il pour travailler avec Ranger 1 ?

Le cahier des charges de l'ordinateur sur lequel doit tourner Ranger 1 n'est pas très sévère. On peut en effet se contenter d'un IBM-PC ou compatible doté d'un disque dur et possédant une mémoire de 640 K. Il faut en outre qu'il dispose d'un moniteur couleur avec sa carte de pilotage. Il est impératif de disposer d'une souris ou d'une boule pour la sélection dans les menus et les manipulations graphiques, mais qui se serait attendu à autre chose. La sortie se fait sur table traçante, photoplotter, ou imprimante (matrice ou laser).

Caractéristiques de Ranger 1

La saisie de schémas

- Tailles de feuilles du A5 au A1
- Jusqu'à 8 feuilles avec interconnexions par dessin
- Jusqu'à 3 500 connexions par feuille
- Jusqu'à 500 symboles par bibliothèque
- Jusqu'à 100 bibliothèques
- Jusqu'à 256 pattes par symbole...
- Génération automatique de la liste de câblage ou « netlist »
- Etc...

Le dessin de circuits imprimés

- Jusqu'à 8 000 pattes de composants par circuit
- Jusqu'à 1 400 composants par circuit
- De 1 à 16 couches de pistes

- Résolution du tracé jusqu'à 0,02 mm
- Etc...

L'autorouteur

- Stratégie de routage des alimentations
- Stratégie de routage des plans mémoires
- Importation de listes de câblage ASCII ou Futurnet®

L'installation de Ranger 1

Comme nous sommes nombreux, depuis la généralisation des programmes de compression, à disposer de plusieurs disques durs (seraient-ils virtuels) l'une des premières manœuvres que l'on tente est d'installer le programme sur le lecteur D. Le programme insiste pour s'installer sur le lecteur C. Une fois que l'on s'est résigné à ce « caprice » le programme s'installe sans problème.

La chronologie

Lorsque l'on sait pourquoi on a acheté ce logiciel, à savoir la saisie de schémas et le dessin de circuits imprimés, on a vite fait de comprendre la chronologie des différentes étapes à parcourir pour arriver au but. On pourra bien entendu commencer par s'amuser quelque temps avec l'exemple accompagnant le logiciel, DEMONSTRATION JOB. Lorsque l'on en arrivera aux choses sérieuses on « Crètera a new job ».

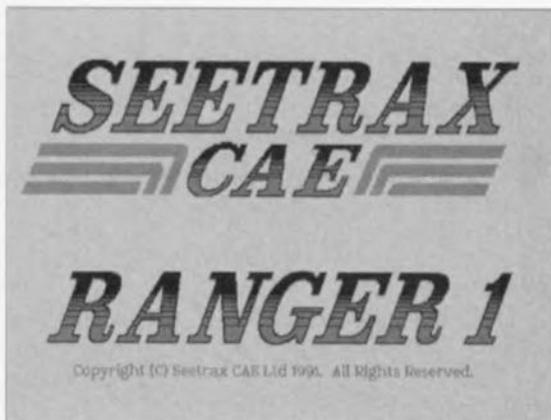
Le logiciel, ainsi que son manuel d'ailleurs, sont en anglais, mais comme par la force des choses il n'y a que peu de micro-informaticiens à être totalement fermés à la langue de Shakespeare, cela ne devrait pas poser de problème insurmontable. Quoiqu'il en soit, il faut bien être conscient que l'assimilation du fonctionnement d'un logiciel de cette complexité demande un certain effort intellectuel que l'on ne peut cependant pas qualifier d'inhumain dès lors que l'on s'intéresse à la question. Ceci dit, l'ordre proposé par le menu est logique de sorte qu'il est temps de passer à la première étape...

La saisie de schéma.

Le menu de cette étape est, pour le moins, un 4 étoiles vu sa richesse. Il faudra se déshabituer d'agir sur le clavier, seule la souris est active dans bien des situations.

La sélection des composants est d'une simplicité remarquable : on choisit les

LOGICIELS



composants requis dans leurs différentes bibliothèques (library) pour les mettre dans ce que l'on pourrait appeler un portfolio. Une fois que l'on est revenu dans le menu de saisie de schéma il suffit de prendre les différents composants pour les placer à l'endroit requis du schéma. On peut ensuite effectuer les interconnexions. Les liaisons se rectifient d'elles-mêmes dans le plan horizontal comme dans le plan vertical (à condition de ne pas se laisser trop de liberté). Il faudra bien entendu faire soi-même le tour des composants lors de la mise en place des interconnexions.

On en arrive ensuite...

suite en page 65

Au dessin du circuit imprimé

L'une des étapes les plus étonnantes de tout le processus est celle du placement automatique des composants. Il faut passer par l'impression de l'une des couches pour pouvoir la visualiser. L'autoplacement se fait de manière à limiter au maximum la longueur des différentes interconnexions d'un composant. Le résultat est très satisfaisant. Un appel à l'autorouteur et l'affaire est jouée.

Remarque importante : La lecture, a priori, du manuel, des appendices en particulier, permet de s'éviter bien du temps perdu, quant à savoir quels sont les composants disponibles par exemple. Quoi qu'il en soit, le manuel est bien rédigé, son style clair, spartiate dans certains cas. Mais un rien de pratique aura vite fait de vous mettre au-dessus de la mêlée.

Nous vous proposons quelques recopies d'écran pour vous permettre de vous faire une idée sur les différents aspects de la question.

En résumé

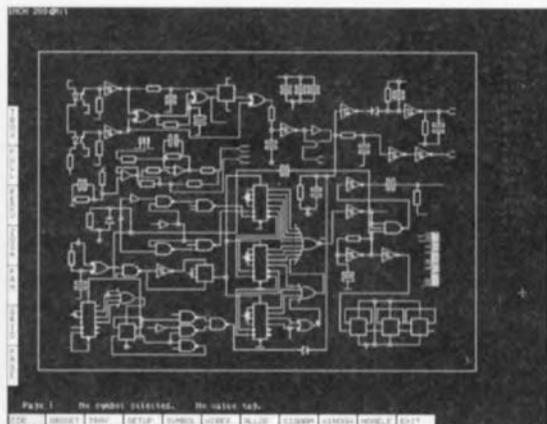
Un logiciel aux possibilités d'ensemble très attrayantes, moins élaboré sur certains points que des concurrents beaucoup plus chers, qui a l'avantage important de constituer un ensemble cohérent. La vitesse de travail est remarquable, même sur

un 286, qui de nos jours oserait encore travailler sur un 286... sur un 486/66 les choses se passent si vite qu'il est difficile de suivre le processus. Ranger 1 constitue un ensemble qui pourrait, vu son prix très abordable, 1 300 FF TTC, intéresser de nombreux amateurs de réalisations électroniques personnelles.

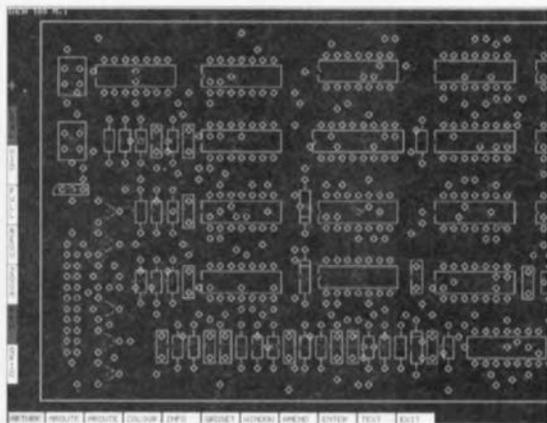
L'identification des différentes couches pourrait être plus loquace pour que l'on imprime bien ce que l'on veut : placement des composants avec leur dénomination, tracé côté pistes, tracé côté composants, ou toute combinaison requise. NdIR : il est vrai que la saisie de schémas et le dessins de circuits imprimés ne sont pas le pain quotidien du rédacteur responsable de cette description.

Le logiciel est vendu avec un dongle qui viendra tenir compagnie aux nombreux autres « ventousés » au port pour imprimante.

Notons, à l'intention des plus fortunés d'entre nos lecteurs, qu'il existe un Ranger 2, dotés de certaines possibilités additionnelles qui justifient son prix sensiblement plus élevé de 4 800 FF : génération automatique des plans de masse et d'alimentation, remplissage automatique des zones cuivrées, échange des pattes et des portes dans les circuits contenant plusieurs fonctions identiques, mise en évidence du tracé du signal de son choix sur le dessin du CI, etc, etc...



Ce logiciel a été gracieusement mis à notre disposition par la société :
TELINDEL à La Garde
 (faites appel à votre mémoire visuelle, le Minitel concerné n'étant pas utilisable.)



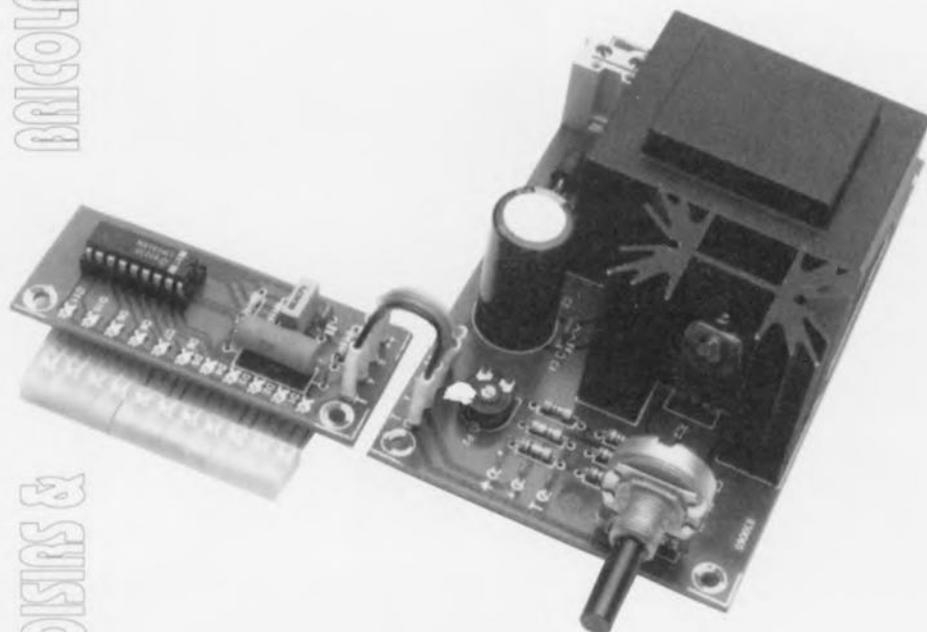
station de soudage pour CMS

réglage de température compact pour le montage de composants en surface

T. Will

BRICOLAGE

LOISIRS &



Avec la vulgarisation des composants pour montage en surface, en raccourci les CMS, le besoin de disposer d'instruments adaptés se fait de plus en plus pressant. Avec la meilleure volonté du monde il est difficile d'arriver à souder proprement les 14 broches d'une EEPROM du type 93LCS66 en version CMS si l'on ne dispose que d'un fer à souder ordinaire. Il existe un certain nombre de stations de soudage sur le marché, leur prix les réservant malheureusement à des industriels ou aux lecteurs d'Elektor les plus fortunés. Elektor ne serait pas Elektor si nous n'avions pas trouvé une réponse, à un prix abordable, à ce problème auquel nous serons de plus en plus souvent confrontés.

Si vous faites partie de ceux qui ont réalisé ou l'émulateur d'EPROM Version I, ou le tampon pour imprimante, 2 fabuleuses réalisations décrites dans Elektor, et ce avec votre matériel de soudage conventionnel, vous aurez sans doute constaté que le fer à souder lambda, qui n'a rien à faire avec les pots d'échappement catalytiques, n'est pas très exactement le matériel idéal pour ce type d'opéra-

tion. Vu que ce type de composants est destiné à devenir de plus en plus courant, il est parfaitement justifié d'envisager l'achat – et pourquoi pas la réalisation personnelle – d'une station de soudage spécialement conçue pour les CMS (Composant pour Montage en Surface).

La station de soudure pour CMS décrite ici fait appel à un fer à sou-

der pour CMS d'une puissance nominale de 8 VA à une tension d'alimentation de 12 V (relativement) bon marché disponible dans le commerce. Ce que nous vous proposons de réaliser ici est l'alimentation régulée nécessaire à son fonctionnement associée à un dispositif de visualisation de la température de la pointe du fer.

Pourquoi faire compliqué

Un coup d'oeil au schéma de la figure 1 montre que l'on se trouve ici en présence d'une électronique d'une simplicité remarquable. Il n'est pas difficile de voir que le circuit se compose en fait de 2 groupes fonctionnels : une source de tension continue et un affichage à LED servant d'indicateur de température. Voyons comment les choses se passent. Le transformateur Tr1 convertit la tension du secteur en une tension alternative de quelque 15 V, tension que redressent les diodes D12 à D15.

Après filtrage par le condensateur C3, la tension continue ainsi obtenue est régulée par le régulateur de tension IC2. Le diviseur de tension constitué par les résistances R5 à R7 associées au potentiomètre P1 déterminent la valeur de la tension de sortie. Le régulateur LM317 se charge de maintenir la tension aux bornes de la résistance R7 à une valeur constante de 1,2 V. Le rapport entre cette résistance d'une part et la résistance de substitution de la combinaison R5/R6/P1 de l'autre détermine la tension de sortie. Avec les valeurs données ici aux différents composants il est possible, par action sur le potentiomètre P1, de faire varier cette tension entre 6,8 et 11,8 V.

La résistance R6 remplit une double fonction dans ce circuit. La première est d'éviter que la tension n'augmente pas inconsidérément au cas où le potentiomètre P1 devenait défectueux. La seconde est d'influencer la caractéristique de ce potentiomètre pour que de linéaire qu'elle était elle devienne logarithmique. Cette conversion constitue un avantage pour le circuit en particulier lorsque l'on veut obtenir un réglage précis d'une valeur de température faible.

Le second bloc fonctionnel du circuit est celui de l'affichage à LED qui visualise en fait la valeur de la tension continue appliquée au fer à souder. Vu qu'il n'existe pas, à notre connaissance, de fer à souder pour CMS à la pointe dotée d'un capteur de température, il est impossible de mesurer sans

autre forme de procès la température de la pointe du fer à souder. Cela n'est pas particulièrement critique vu que la connaissance de la valeur exacte de la température absolue n'a qu'une importance secondaire. D'après les indications du fabricant du fer à souder la température de la pointe se maintient aux alentours de 330°C lorsque la tension qui lui est appliquée est de 12 V. Dès lors que l'on met la pointe en contact avec un composant – ce qui est d'ailleurs la fonction première d'un fer à souder n'est-ce pas – la température chute de sorte qu'une température de 300°C est plus réaliste. 200°C est la température minimale affichable.

Il nous a semblé qu'une dizaine de LED, D2 à D11, serait un nombre adéquat pour réaliser un affichage suffisamment parlant. Cela nous a permis de faire appel à l'un des circuits intégrés spécialisés les plus utilisés pour les dispositifs de visualisation de la modulation sur certains appareils audio, le LM3914 de National Semiconductor. Ce composant intègre 10 comparateurs ainsi que les résistances de limitation de courant pour les LED. Selon le niveau appliqué à son entrée MODE (broche 9) le LM3914 commande l'illumination d'une unique LED (*dot mode* = mode point) ou de toute une série (*bar mode* = mode barre), ensemble dont la longueur varie en fonction du niveau de la tension appliquée à l'entrée de signal (SIG). La mise, comme c'est le cas ici, de l'entrée MODE à la tension d'alimentation positive fait passer le LM3914 en mode barre.

Sachant qu'il circule un courant de l'ordre de 10 mA dans chacune des LED (allumées) la dissipation de IC1 croît de façon notable en cas d'augmentation de la température. Si l'on ne prend pas de précaution particulière il circule dans ce circuit un courant de 100 mA lorsque la tension d'alimentation atteint 12 V.

Vu d'autre part que l'on a aux bornes de chacune des LED une chute de tension de l'ordre de 2 V, notre circuit intégré doit dissiper, sous forme de chaleur, une puissance de près de 1 watt. La fiche de caractéristiques donne 625 mW comme valeur de la puissance maximale admissible, de sorte qu'il nous faut trouver une technique pour réduire la dissipation de ce circuit intégré. C'est la tâche de la résistance de puissance R4. Plus le nombre de LED allumées augmente, plus la chute de tension aux bornes de la dite résistance – et partant la puis-

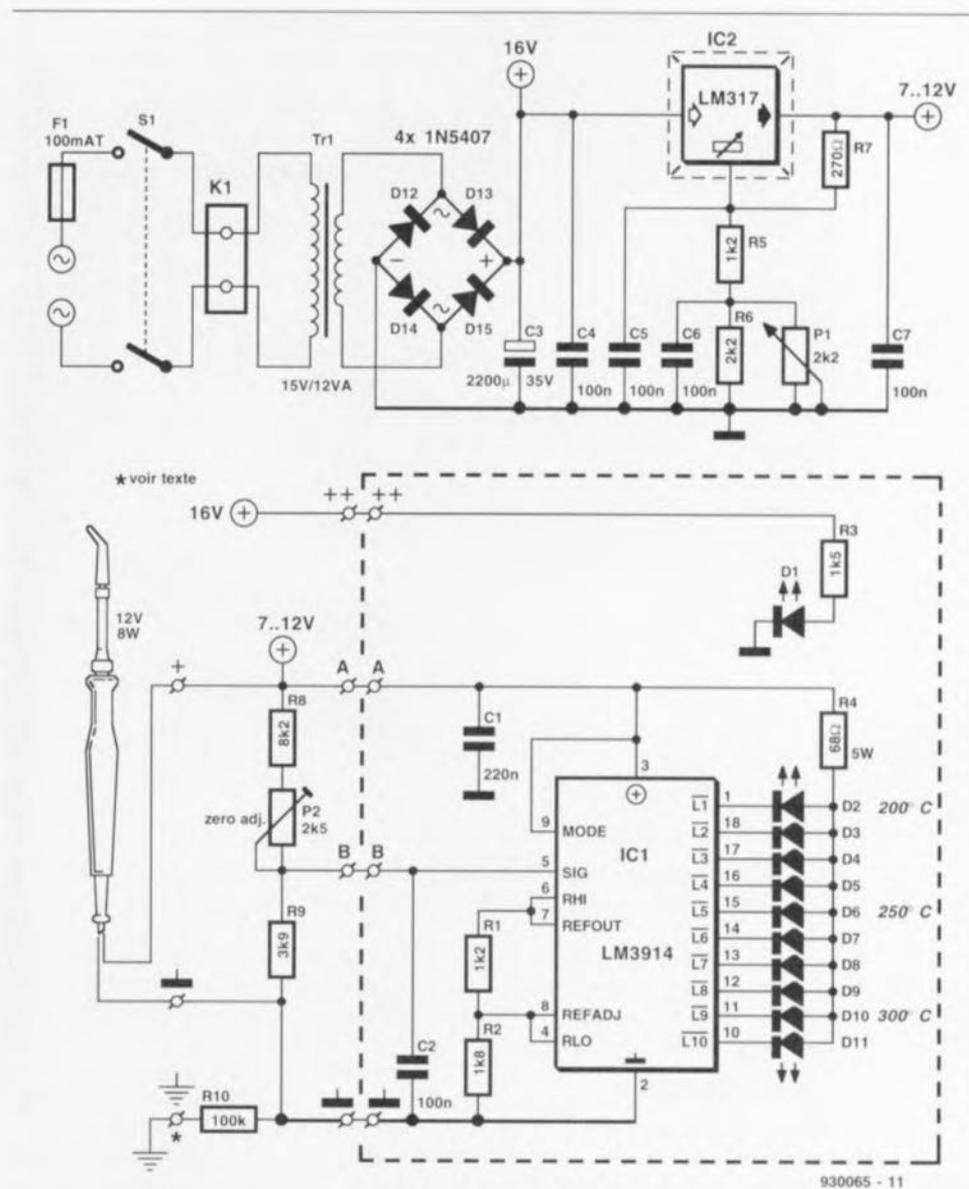


Figure 1. Le schéma de notre station de soudure pour composants CMS.

sance qu'elle dissipe – croît elle aussi. Comme c'est très précisément la puissance qu'IC1 n'a plus à dissiper, le but recherché est atteint. Les résistances R1 et R2 définissent la plage de travail, c'est-à-dire les seuils de commutation inférieur et supérieur de la chaîne de comparateurs présente dans IC1. On se sert aussi, pour ce faire, de la source de tension de référence de 1,25 V (REFOUT, broche 7). Avec les valeurs attribuées ici aux composants les limites en question sont fixées à 1,8 et 3 V.

L'application d'une tension de 1,8 V ou plus sur l'entrée SIG se traduira par l'illumination de la première LED. Si cette tension dépasse 3 V toutes les LED sont allumées. La onzième et dernière LED de ce montage, D1, est illuminée dès que la station de soudage se trouve sous tension, servant du même coup de dispositif de signalisation de mise sous tension.

Le reste des composants sert d'interface entre les 2 sous-ensembles évoqués plus haut et le fer à souder proprement dit. Le fer à souder comporte 2 connexions : l'une d'entre elles est à relier à la masse, l'autre à la tension continue régulée. On trouve en parallèle sur le fer à souder un diviseur de tension ajustable constitué des résistances R8/R9 et de l'ajustable P2. Ce diviseur de tension met à disposition du circuit de mesure, entre la masse et le point B, une tension 4 fois plus faible que celle appliquée au fer à souder. Le circuit de mesure dont fait partie l'entrée SIG se voit ainsi appliquer une tension continue variable comprise entre 1,75 et 3 V, plage définie pour correspondre aux limites de domaine que connaît IC1. Dernier élément intéressant de cette réalisation, une mise à la terre effectuée via la résistance R10. Cette connexion évite la constitution d'une charge

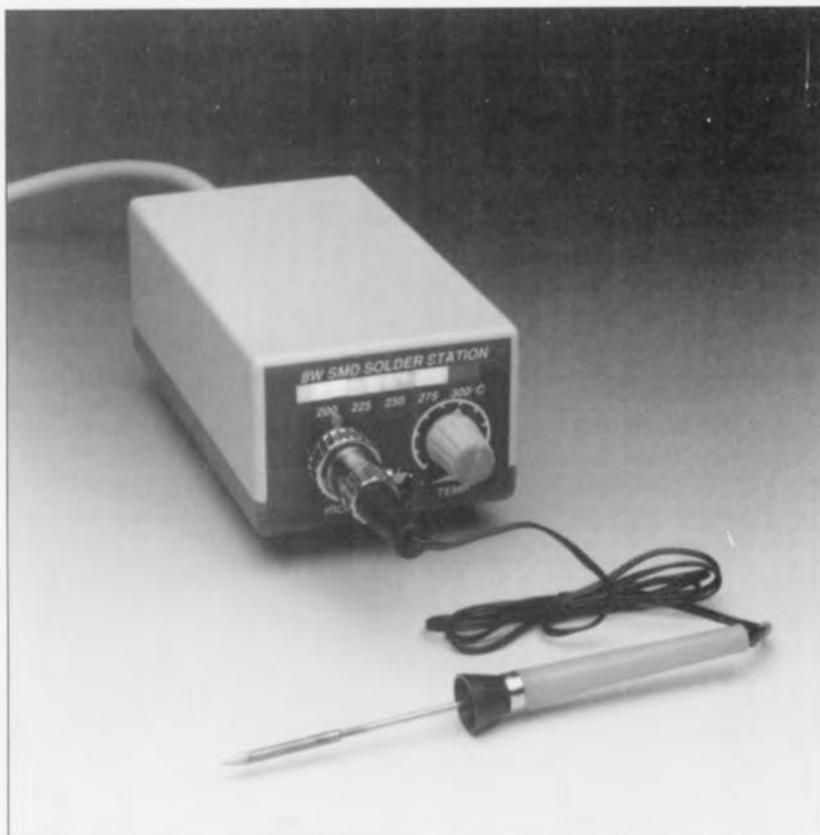


Figure 2. Photographie de l'un des prototypes monté dans son boîtier. Comme on le voit, la compacité de l'ensemble est remarquable.

statique sur le fer à souder, charge électrostatique qui pourrait avoir des conséquences néfastes pour les composants que l'on envisage de souder.

La réalisation

Nous avons dessiné une platine pour ce montage, circuit imprimé dont on retrouve la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 2**. Il faudra, avant de

commencer l'implantation des composants, séparer les 2 sous-platines du circuit principal et de l'affichage à l'aide d'une scie à lame fine.

La mise en place des composants n'appelle pas de remarque particulière, si ce n'est qu'il faut, pour IC2, veiller à un bon contact entre la languette de métal de ce circuit intégré et le radiateur. Il ne saurait être question de se contenter de visser les

2 composants l'un sur l'autre; il faudra impérativement mettre un rien de pâte thermoconductrice entre ces 2 éléments. On peut souder le potentiomètre directement à la platine, mais l'expérience nous a appris qu'il est préférable, dans le cas d'organes de commande, d'effectuer l'interconnexion en question à l'aide de fil de câblage souple soudé à des picots montés dans la platine. L'effort mécanique exercé sur la platine lors de l'action sur le potentiomètre est ainsi annulé.

Comme le signale la liste des composants, les LED seront du type carré; il est possible ainsi de réaliser un joli bandeau multicolore sans qu'il n'y ait lieu de faire appel à des techniques de mise en place spéciales. Il suffit de découper, dans la face avant du boîtier, une fente de dimensions convenables pour ensuite y glisser les LED par l'arrière. Le résultat est sans doute plus photogénique (et partant plus propre) que le perçage dans le plastique d'une rangée de 11 trous qui sera inévitablement plus ou moins sinusoïdale. Les dimensions de la platine en permettent l'implantation dans un boîtier de dimensions 150 x 80 x 55 mm, tel que celui men-

Liste des composants

Résistances :

- R1 = 1k Ω 2
- R2 = 1k Ω 8
- R3 = 1k Ω 5
- R4 = 68 Ω /5 W
- R5 = 1k Ω 2
- R6 = 2k Ω 2
- R7 = 270 Ω

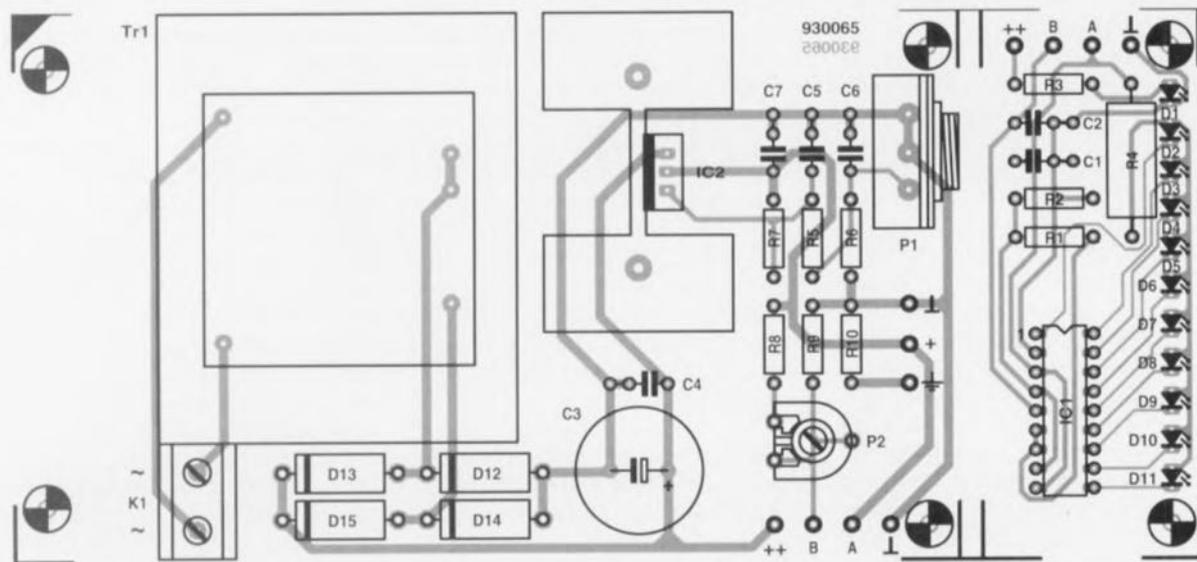


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé conçu pour cette réalisation. Il faudra, penser, avant de se lancer dans l'implantation des composants, à séparer les 2 pièces que comporte cette platine.

tionné dans la liste des composants. La **figure 5** vous propose un dessin de face avant qui donnera à vos amis et collègues électroniciens l'impression que vous avez acquis un appareil en provenance d'un pays de langue anglaise.

Les essais

Dès la mise sous tension on devrait, dans tous les cas de figure, voir s'illuminer l'une des LED au moins, D1. La mise en butée du potentiomètre P1 dans le sens anti-horaire (vers la gauche) devrait se traduire par l'extinction de toutes les autres LED. Si tel n'était pas le cas, il vous faudra jouer sur l'ajustable P2 jusqu'à ce que toutes les LED (exception faite de D1 bien entendu) soient éteintes et que, par légère rotation dans le sens inverse, vers la droite donc, on ait début d'illumination de la LED D2 (réglage du point zéro). Une rotation du potentiomètre P1 dans le sens horaire devrait entraîner l'illumination l'une après l'autre des différentes LED de la rangée. Lorsque l'on en est arrivé là on pourra brancher le fer à souder à l'embase correspondante et mettre la main à la pâte pour la soudure de ses premiers composants CMS.

R8 = 8k Ω
R9 = 3k Ω
R10 = 100 k Ω
P1 = 2k Ω linéaire
P1 = 25 k Ω ajustable

Condensateurs

C1 = 220 nF
C2, C4 à C7 = 100 nF
C3 = 2 200 μ F/35 V radial

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = LED rectangulaire rouge
5 x 5 mm rouge
D4 à D7 = LED rectangulaire rouge
5 x 5 mm verte
D8 à D11 = LED rectangulaire rouge
5 x 5 mm orange
D12 à D15 = 1N5407
IC1 = LM3914
IC2 = LM317

Divers :

Tr1 = transformateur 15 V/12 VA tel que, par exemple, VTR12115 de Monacor
radiateur de type SK129/35/SA (Fischer)
K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
S1 = interrupteur secteur double 230 V/3 A
3 douilles « bananes » de couleur rouge, noir et bleu respectivement
éventuellement boîtier de dimensions 150 x 80 x 55 mm tel que, par exemple, 9030087 d'OKW

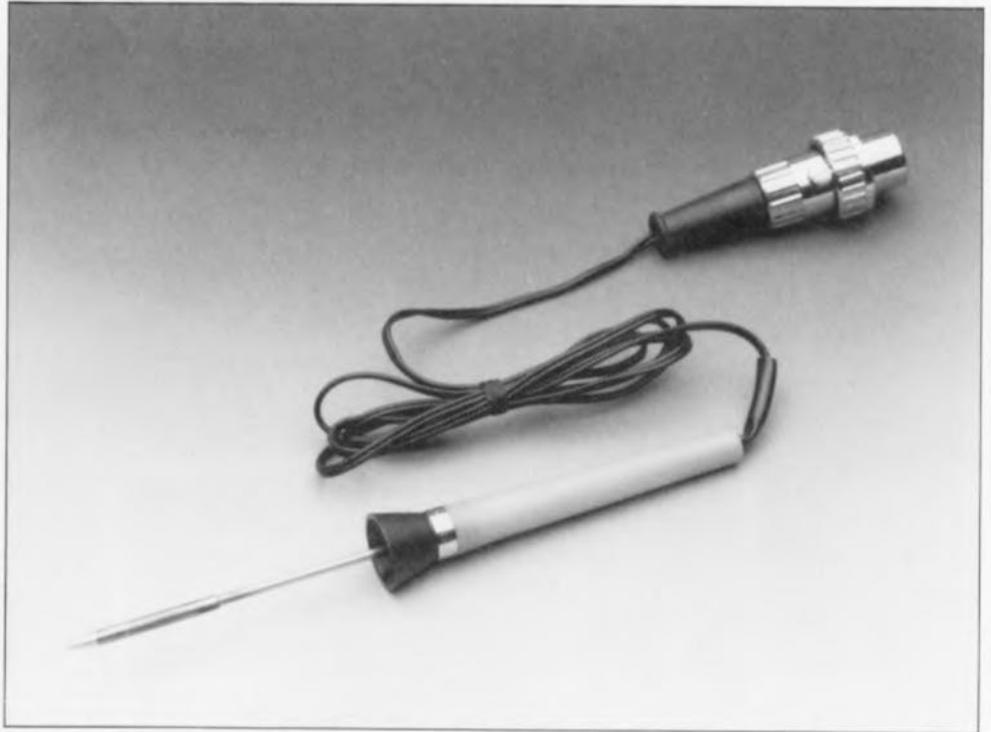


Figure 4. Ce fer à souder miniature d'une puissance de 8watts a été développé spécialement pour les travaux de soudure fine exigés par l'utilisation de composants CMS.

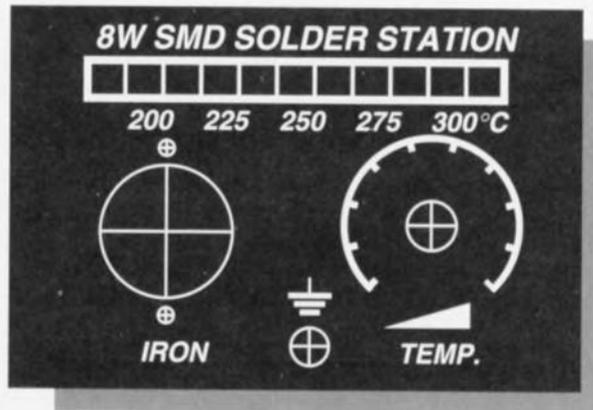
Variations en tous genres

Vu que la station de soudage n'est en fait qu'une alimentation à tension continue adaptée à un cas spécifique, rien n'interdit d'en faire, après quelques rapides modifications, une alimentation fournissant une tension continue. Tout ce qu'il y a à faire est d'extraire les résistances R5 et R6.

On substitue à la résistance R5 un pont de câblage. On abaisse la valeur de la résistance R2 à 100 Ω ainsi que celle de R9 qui passe elle à 1 k Ω .

Avec cette reconstruction on dispose d'une plage de tensions allant de 1,25 à 12 V. L'alimentation peut fournir un courant maximal de 800 mA à la charge connectée à la sortie.

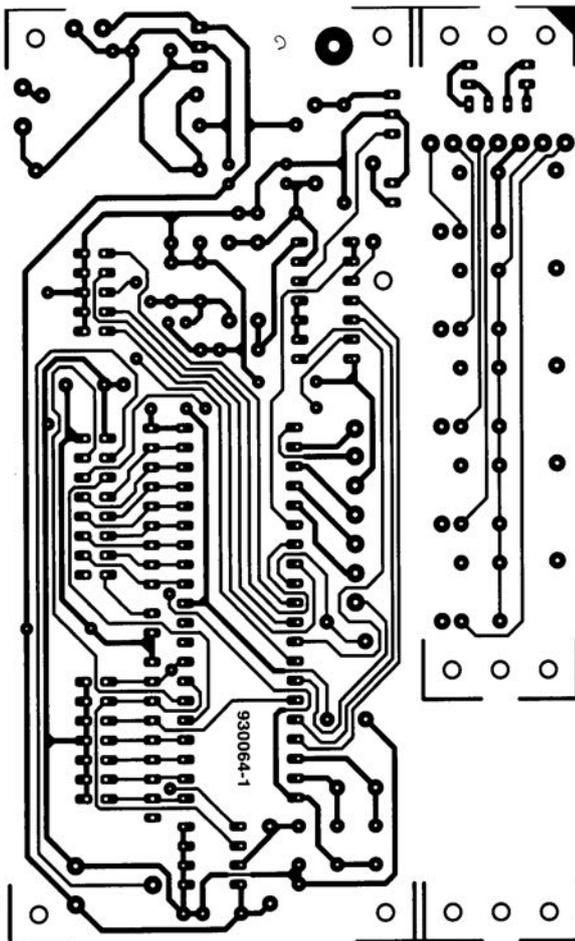
Il faudra, aux tensions de sortie faibles, surveiller la température du radiateur dont les caractéristiques ne sont pas calculées pour cette application et dont la taille pourrait s'avérer quelque peu critique. Cependant, comme IC2 comporte une protection contre des températures trop élevées, il n'y a que peu de risques de voir les choses tourner au vinaigre. ◀



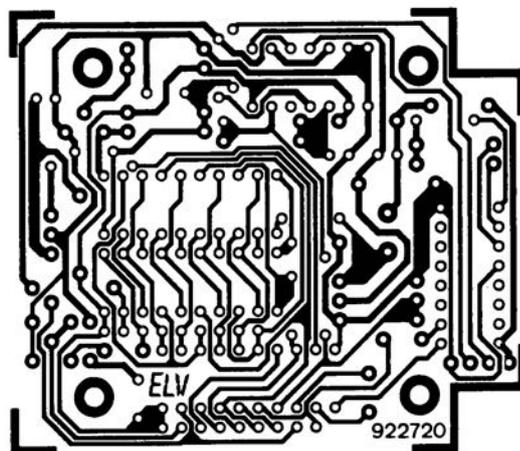
930065 - F

Figure 5. Exemple de face avant pour la station de soudage pour CMS.

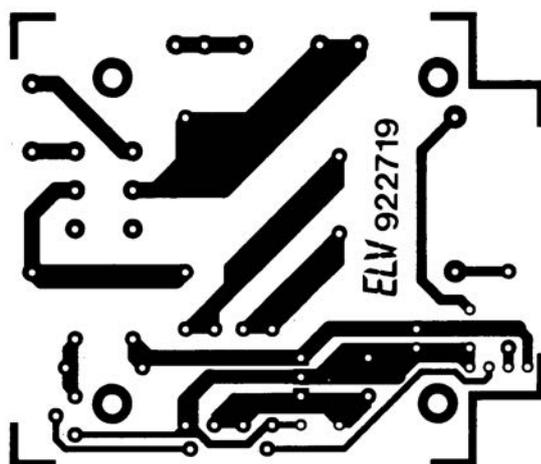
tuner VHF/UHF pour câble
(platine du processeur et du mini-clavier)



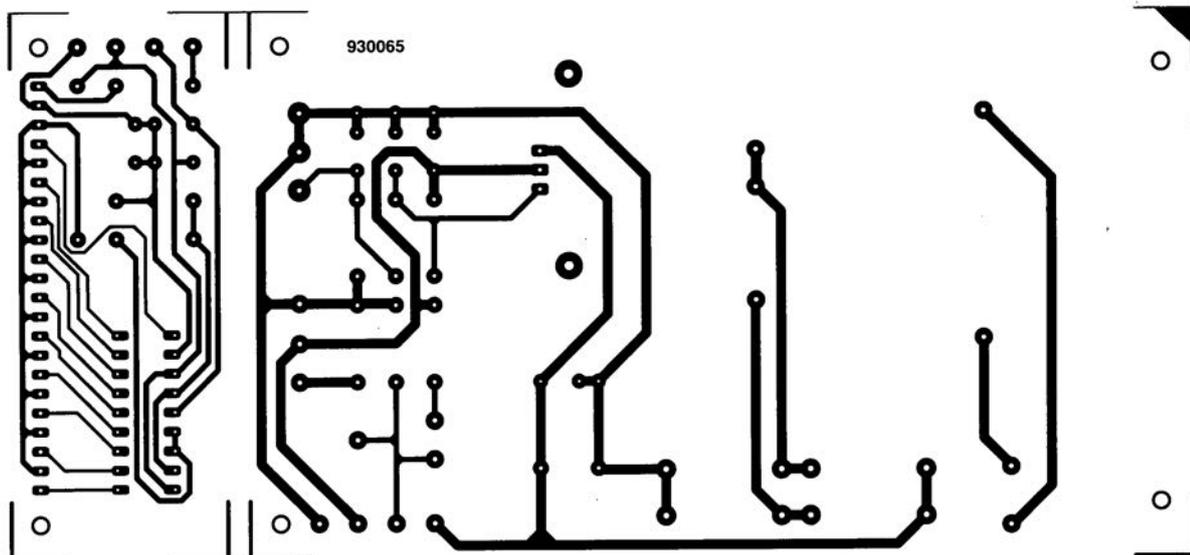
interrupteur téléprogrammable: récepteur



interrupteur téléprogrammable: alimentation

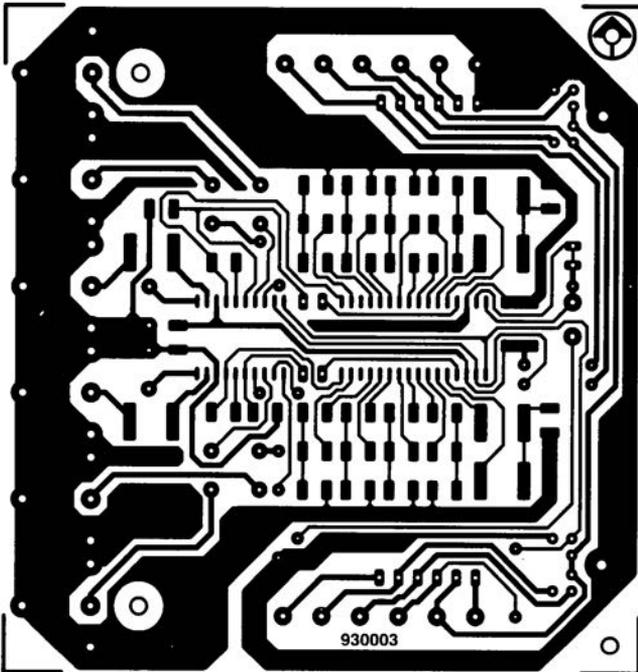


station de soudage pour CMS

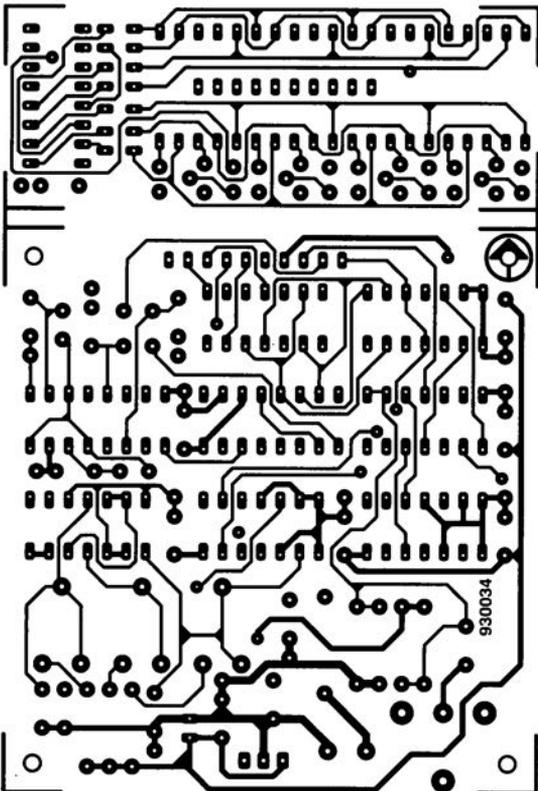


Il ne nous a pas été possible, pour des raisons de place, de vous proposer les dessins des circuits imprimés de la monocarte à 80C535 ni de la platine principale du tuner VHF/UHF.

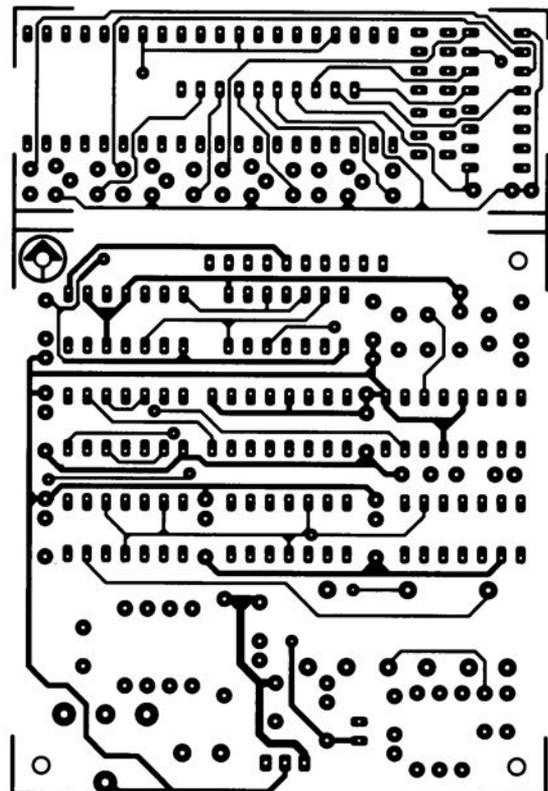
préamplificateur/égaliseur I²C



afficheur de fréquence universel (côté pistes)



afficheur de fréquence universel
(côté composants)

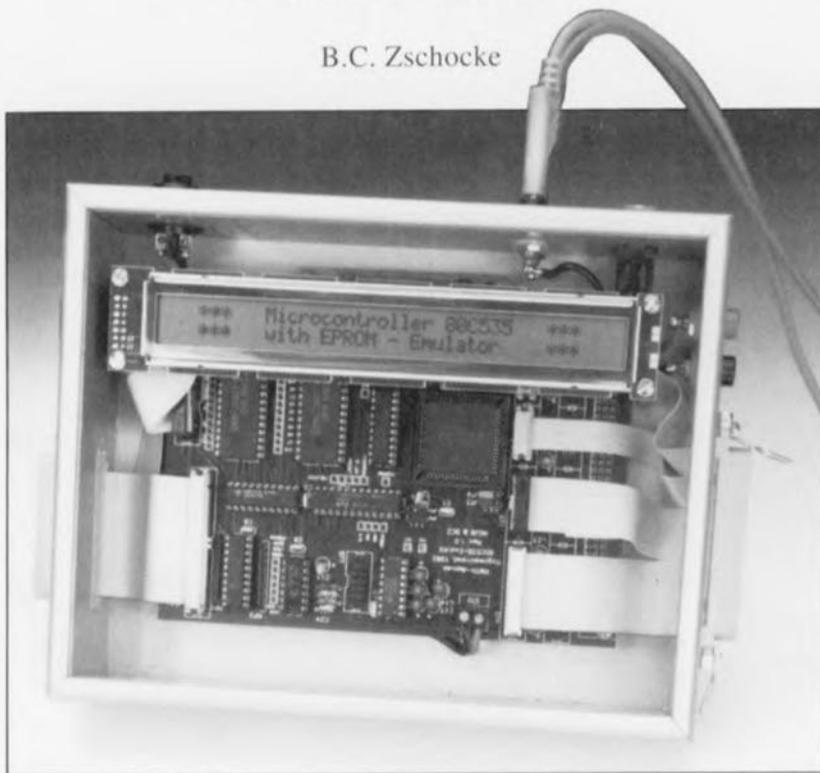


mono-carte à 80C535

à émulateur embarqué

B.C. Zschocke

MICRO-INFORMATIQUE



La quasi-totalité des systèmes mono-carte à microcontrôleur présente le même inconvénient, que l'on peut sans acrimonie qualifier de dramatique, celui d'être parfaitement inutiles dès lors que l'on ne dispose pas de logiciel pour eux. Une fois résolu ce problème, leurs domaines d'application sont aussi vastes et diversifiés que les grandes prairies de l'Ouest américain. Le développement des dits logiciels-sans-qui-rien-ne-va-plus nécessite, au minimum, un programmeur d'EPROM, sans parler d'un émulateur d'EPROM dont l'utilité n'est plus à démontrer. Cette acquisition constitue une charge additionnelle, à caractère unique il est vrai, non négligeable grevant le budget toujours trop serré de tout amateur d'électronique. La mono-carte à 80C535 décrite dans cet article possède son propre émulateur et, vu qu'elle ne nécessite qu'un nombre très faible de composants supplémentaires, son acquisition reste donc d'un prix extrêmement abordable.

S'attaquer au monde des microcontrôleurs demande un certain courage pour ne pas dire un courage certain, car il faut franchir un seuil critique relativement haut placé. Réaliser son système à microcontrôleur ne pose pas de problème, on n'a que l'embaras du choix, et le prix à payer n'est pas exorbitant, loin de là

d'ailleurs. Cependant, vu que l'époque à laquelle on écrivait un programme bit par bit puis octet par octet avant de le griller, manuellement là encore, dans une EPROM, est révolue, (étonnant comme ces 2 lustres ont vite défilé), il nous faut disposer d'un certain « outillage ». Voici la recette au goût du jour :

On prend

- un PC avec son logiciel d'assembleur pour créer un programme en langage machine pour le dit contrôleur,
- un émulateur pour tester le programme que l'on vient d'écrire sur le système à microcontrôleur,
- un programmeur d'EPROM pour griller en EPROM le programme parfaitement débarrassé de ses erreurs de programmation (bogues est le terme improprement consacré).

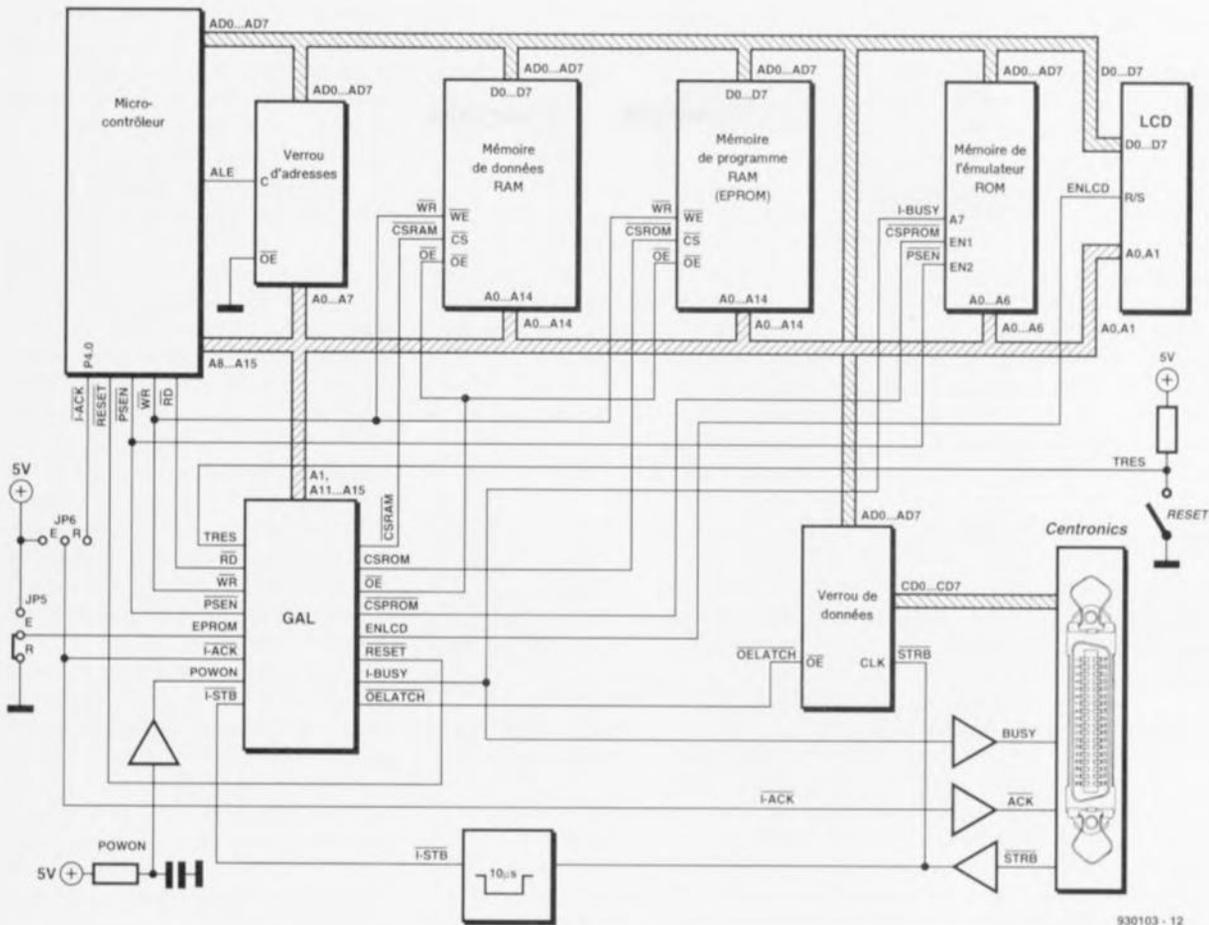
Si l'on doit acquérir simultanément tous les « ingrédients » évoqués ci-dessus, l'addition a de quoi faire reculer. On peut fort bien, dès lors que l'on ne veut rien de plus que de s'essayer aux microcontrôleurs, se passer de programmeur d'EPROM. De même, l'émulateur n'est indispensable que si l'on veut s'épargner la peine d'avoir à reprogrammer une nouvelle EPROM – qui peut être le cas échéant l'une des précédentes effacées – après chaque modification apportée au programme.

Ces restrictions budgétaires sont loin de nous simplifier la vie, bien au contraire. Aucun d'entre nous ne penserait plus aujourd'hui à écrire à l'aide d'un marteau et d'un biseau (pour tailler les caractères bien sûr). Si l'on admet que la plupart des micro-informaticiens amateurs possède un PC – sans que cela n'implique qu'il soit compatible IBM – chez soi, et que l'on se contente d'expérimenter, il faut reconnaître qu'un émulateur est un outil d'une importance capitale.

Le programmeur d'EPROM ne devient nécessaire que lorsque l'on envisage d'installer le programme à demeure sur le système (d'expérimentation) à microcontrôleur. La mono-carte à 80535 objet de cet article présente l'intérêt de comporter, outre le système à microcontrôleur, également un émulateur. Rien ne vous empêche cependant de réaliser la dite mono-carte sans son émulateur, de sorte de ne pas avoir de coûts additionnels lorsque le programme est grillé en EPROM.

Un contrôleur, 2 casquettes

La figure 1 vous propose un synopsis détaillé du système à 80C535, avec un souci du détail tel d'ailleurs qu'il nous est possible d'examiner le fonctionnement de A à Z de cette mono-carte. Comme l'illustre sa place dans le schéma, la GAL remplit un rôle primordial. Ce composant ne sert pas uniquement au décodage d'adresses des circuits



930103 - 12

Figure 1. Ce synoptique relativement détaillé constitue une description pratiquement complète de cette mono-carte à microcontrôleur.

intégrés de mémoire mais encore à la commutation entre les modes de fonctionnement en système à microcontrôleur et en système émulateur. Cette GAL permet en fait au chef de gare, le microcontrôleur en l'occurrence, d'orner son chef de 2 couvre-chefs : à un instant donné le microcontrôleur exécute, comme tout microcontrôleur qui se respecte, le programme stocké dans la mémoire de programme, l'instant d'après il exécute le programme présent dans la mémoire de l'émulateur par l'intermédiaire duquel on a chargement d'un programme dans la mémoire de programme.

Commençons par le début. Au premier abord, le montage ne diffère guère du concept standard utilisé avec les microcontrôleurs de la famille MCS51 dont fait partie le 80C535.

Ce concept de base comporte le microcontrôleur proprement dit, un verrou d'adresses, une mémoire de données et une mémoire de programme. Comme l'indique sa dénomination, on doit trouver, dans la mémoire de programme, le programme à exécuter par le microcontrôleur. Avec ce concept standard la GAL

nous permet de procéder à une sorte de « pousse-composants ». Si l'on met au microcontrôleur, via la GAL, la casquette de contrôleur (*run-mode*), l'électronique est très exactement celle énumérée quelques lignes plus haut – la mémoire de l'émulateur et l'interface Centronics présentes sur le circuit imprimé pourraient tout aussi bien ne pas y

être. Si maintenant on met au microcontrôleur la casquette d'émulateur (*emulator-mode*), c'est à la mémoire de données d'être mise hors-jeu, ce qui résumé succinctement signifie : le contrôleur va exécuter le programme de la mémoire de l'émulateur et le dit programme fait en sorte que les données (le programme) arrivant par l'interface Centronics soient écrites

Tableau 1. Cartographie de la mémoire de la mono-carte à 80C535

Adresse	Mémoire de données	Mémoire de programme	Adresse
0000 7FFF	Mémoire de données (U3) adresse 0000 à 7FFF _{HEX}	Mémoire de programme (U4) adresse 0000 à 7FFF _{HEX}	0000 7FFF
8000	verrou de donnée (U8) à lecture seule	Mémoire de programme (U4) Adresse 0000 à 7FFF	8000
8001 87FF	reflets du verrou de donnée		
8800 8801 8802 8803	Module LCD Écriture d'instruction Écriture de donnée Lecture d'instruction Lecture de donnée		
8804 8FFF	reflets du module LCD		
9000 BFFF	Libre pour E/S situées en mémoire		
C000 FFFF	Mémoire de programme (U4) adresses 4000 _{HEX} à 7FFF _{HEX}		FFFF

dans la mémoire de programme convertie en mémoire de données.

Il apparaît à l'évidence que la GAL remplit un rôle important dans ce montage. Il est de ce fait d'autant plus étonnant que la commande de cette GAL ne soit le fait que d'un unique signal: le signal d'échantillonnage (*Strobe*) de l'interface Centronics. On commence, avant de le transmettre à la GAL, par allonger à 10 μ s la durée d'impulsion de ce signal. Cette opération d'élongation donne à ce signal une longueur suffisante pour pouvoir l'utiliser aussi comme impulsion de remise à zéro (RAZ) pour la GAL. On n'aura

d'ailleurs génération d'une impulsion de RAZ qu'au moment où le système se trouve encore en mode contrôleur (*run-mode*) et que l'impulsion d'échantillonnage signale donc l'émission du premier octet d'un nouveau programme. Les choses se passent alors de la manière suivante: le processeur reçoit un signal de RAZ et le signal d'occupation (*busy*) est mis au niveau logique haut. À partir de cet instant la GAL fait en sorte que le contrôleur prenne la mémoire de programme pour de la mémoire de données et qu'il puisse adresser le programme d'émulation stocké dans la mémoire d'émulateur. Ce programme démarre, en raison de la remise à

zéro, à l'adresse 0000. Le programme d'émulation fait en sorte que les données qui entrent soient stockées dans la mémoire de programme. De manière à permettre au logiciel de détecter la présence de données à prendre en compte, le signal busy est relié au bit d'adresse de poids fort de la mémoire de l'émulateur.

On a, de cette façon, commutation entre 2 moitiés de programme identiques à 1 octet près. Ainsi, on évite de perturber le processeur en cours d'exécution d'un programme, quel que soit l'instant de passage au niveau haut du signal busy – ce signal ne peut d'ailleurs passer à « 1 » que si le processeur ne « regarde » pas dans la mémoire de l'émulateur. Tout ce qui change est que le programme reconnaît, à ce seul octet, qu'il se trouve un nouvel octet dans le verrou de donnée pour y être pris en compte. Une fois que cela a été fait, le programme d'émulation émet, via la sortie P4.0 du contrôleur, une impulsion d'acquiescement (*acknowledge*), impulsion qui a pour effet de faire repasser le signal busy au niveau bas et de signaler à l'ordinateur émetteur des données qu'il peut envoyer l'octet suivant.

Dès lors que le programme d'émulation « tourne », il n'est plus nécessaire de remettre le contrôleur à zéro à l'aide d'une impulsion d'échantillonnage. Il suffit alors que la GAL réagisse par la mise au niveau haut de la ligne busy, le programme se chargeant du reste. Il faut bien évidemment que la GAL fasse passer le circuit en *run-mode* une fois que toutes les données ont été prises en compte. À cet effet, le programme compte le temps s'étant écoulé depuis l'arrivée du dernier octet. Après 1 seconde, le programme d'émulation réinitialise (RAZ) le contrôleur et par un saut à l'adresse 8000_{HEX} indique qu'il est temps de passer en *run-mode*.

Il faut savoir, pour comprendre les effets de ce saut à 8000_{HEX}, que la mémoire de programme possède une taille de 32 Koctets. Il est possible d'adresser ce domaine de mémoire à l'aide de 15 des 16 bits d'adresse. Le seizième bit, A15, ne sert pas, dans ce montage et partant dans la GAL, à l'adressage du programme. De ce fait, un saut vers l'adresse 8000_{HEX} est équivalent à un saut à l'adresse 0000 – l'adresse à laquelle démarre le contrôleur après un RAZ. La seule différence est qu'en cas de saut à l'adresse 8000_{HEX} la ligne A15 passe au niveau haut, changement d'état que détecte la GAL qui commute en *run-mode*. Ceci signifie que

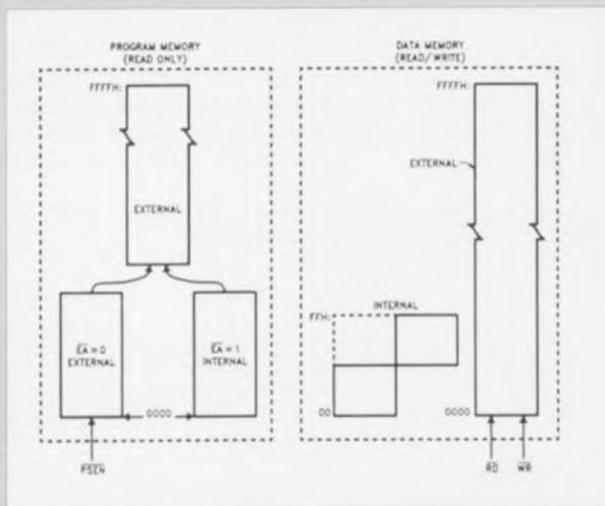
Cartographie de mémoire de la famille MCS51

Le 80C535 est un contrôleur faisant partie de ce que l'on appelle la famille MCS51. Il s'agit d'une série de contrôleurs basés sur le même concept de base mais dotés de circuiteries périphériques différentes. L'un des points communs des différents contrôleurs est la cartographie de la mémoire, c'est-à-dire la structure de la répartition de la mémoire.

Le contrôleur fait la différence entre 2 types de mémoires: la mémoire de programme (PROGRAM MEMORY) et la mémoire de données (DATA MEMORY). Dans le cas de la mémoire de programme, le contrôleur ne peut qu'y lire, le fait qu'il ne puisse pas y écrire est sans importance d'ailleurs puisqu'il s'agit le plus souvent d'une ROM, PROM ou EPROM. Certains des contrôleurs de la famille MCS51 possèdent leur propre ROM, PROM ou EPROM sur la puce. Cette situation est signalée par le niveau logique auquel est mise la broche EA, de manière à ce que le microcontrôleur « sache » que la mémoire de programme est (en partie) interne ou uniquement externe.

La mémoire de données elle comporte toujours une partie interne. C'est dans cette partie « on chip » que se trouvent les fameux RFS (Registres à Fonction Spéciale = SFR, Special Function Registers en anglais). Ces RFS sont en fait des adresses permettant la commande des périphériques du contrôleur (ports d'Entrée/Sortie, temporisateurs, etc...) Une partie de cette mémoire interne se trouve derrière un certain nombre d'adresses accessibles directement. L'accessibilité des données de ces registres indirects se limite au remplacement des dites données par celles présentes dans des registres à accès direct.

Le microcontrôleur peut adresser, outre la mémoire de données interne et la mémoire de programme, 64 Koctets de mémoire de données externe. On utilise pour ce faire des instructions spécifiques et des lignes de sélection spéciales. En règle générale, cette mémoire prend la forme de RAM.



On peut, si tant est que l'on ne dote pas le microcontrôleur de mémoire externe, utiliser comme port d'E/S les broches (des lignes de données et d'adresses) ainsi libérées.

Sachant que le microcontrôleur ne peut extraire de données que de la mémoire de données, il faut bien souvent commencer, par l'intermédiaire d'une routine d'initialisation spéciale, mettre des données dans la mémoire de données. Et c'est très précisément lorsqu'il s'agit de données variables que les choses se compliquent.

C'est la raison pour laquelle on a, sur certains systèmes (et aussi sur la mono-carte à 80C535), rendu visible pour le microcontrôleur, par le subterfuge du décodeur d'adresses, une partie de la mémoire de programme externe sous la forme de mémoire de données.

l'on a remise en circuit de la mémoire de données et que la mémoire de programme fait à nouveau office de mémoire de programme. Le résultat de tout ceci est qu'1 seconde après la réception du dernier octet, le contrôleur entreprend l'exécution de l'instruction présente à l'adresse 0000 de la mémoire de programme.

Ce que nous savons déjà en ce qui concerne la cartographie de la mémoire de la mono-carte à 80C535 est que la mémoire de programme possède une taille de 32 Koctets. Le **tableau 1** se propose d'élucider le reste du détail de la structure de la mémoire. Le choix de cette cartographie est en fait dicté par le concept du décodeur d'adresses tel qu'il est grillé dans la GAL. Une fois de plus, on constate l'importance de ce composant. À l'inverse de ce qui était le cas pour la mémoire de programme, on a bien décodage du seizième bit d'adresse lorsqu'il s'agit de la mémoire de données.

Ceci explique que nous ne rencontrons ce bloc de 32 Koctets de RAM qu'une seule fois dans la cartographie de mémoire. Dans le second bloc de mémoire de données de 32 Koctets nous trouvons l'adresse du verrou de donnée, via lequel se fait l'« impression » du logiciel vers le système. On retrouve plusieurs « reflets » de ce verrou dans la cartographie de mémoire parce que seuls sont décodés les bits A14 et A15 et que tous les autres bits d'adresse sont qualifiés d'indifférents (*don't care*).

Le module LCD (*Liquid Cristal Display* = affichage à cristaux liquides) est le composant suivant pris dans la cartographie de mémoire. Ce module ne constitue pas une partie intégrante de la mono-carte à 80C535, mais est, de par cette prévision, très facile à connecter au système. Le LM093LN de Hitachi est l'un des modules « branchables » au connecteur concerné. Nous aurons l'occasion de revenir à ce module LCD aux applications multiples dans un prochain article intitulé « affichage alphanumérique I²C » à publier très prochainement.

On retrouve dans la cartographie de mémoire – on parle aussi de topogramme – un certain nombre de reflets du module LCD. À la suite de l'affichage on découvre un bloc de mémoire de données libre (11 Koctets). On peut utiliser ces adresses pour des Entrées/Sorties (E/S) additionnelles voire pour de la RAM. Le bloc de 16 Koctets d'adresses les plus élevées présente

des caractéristiques intéressantes. On peut en effet utiliser la moitié supérieure de la mémoire de programme (adresses 4000_{HEX} à 7FFF_{HEX}) comme mémoire de données. Il est possible de cette manière de mettre des données – telles que choix par défaut, matrices – dans la mémoire de programme. Cette option peut s'avérer fort intéressante avec un système opérationnel – et qui ne soit dont plus destiné aux expérimentations – où ces données sont grillées en EPROM. Cette technique offre en outre la possibilité de réaliser un système sans mémoire de données externe. Dans ce cas-là, les registres internes peuvent stocker des données temporaires, les données fixes se trouvant elles dans la mémoire de programme via les adresses de données C000_{HEX} à FFFF_{HEX}.

Comme la remise à zéro du contrôleur sert aussi à la commutation

entre les modes contrôleur (*run-mode*) et émulateur (*emulator-mode*) il n'est pas possible de connecter un petit bouton-poussoir de RAZ à l'entrée de remise à zéro sans autre précaution. Cette remarque vaut également pour le mini-réseau RC chargé de la remise à zéro à la mise sous tension (*Power On Reset*). De manière à éviter tout problème, les 2 RAZ font un détour par la GAL. Ce chef d'orchestre fait en sorte, qu'à l'application de la tension d'alimentation, le montage se retrouve automatiquement en mode émulateur. L'activation du bouton-poussoir de RAZ (sa fermeture donc) entraîne une réaction totalement différente de la GAL. Le circuit reste en mode contrôleur ou émulateur. On a cependant une remise à zéro du contrôleur de sorte que celui-ci redémarre le programme d'application ou le programme d'émulation.

Tableau 2. Brochage des connecteurs d'E/S

		Broche				Broche	
Signal	Broche	Signal		a	ST10	b/c	
				1		1	
				2		2	
ST2				ST2A			
P1.0	2	1	+5 V	3	2	1	3
P1.2	4	3	P1.1	4	4	3	4
P1.4	6	5	P1.3	5	6	5	5
P1.6	8	7	P1.5	6	8	7	6
GND	10	9	P1.7	7	10	9	7
ST9				ST9A			
P3.7	9	10	GND	8	9	10	8
P3.5	7	8	P3.6	9	7	8	9
P3.3	5	6	P3.4	10	5	6	10
P3.1	3	4	P3.2	11	3	4	11
+5 V	1	2	P3.0	12	1	2	12
ST1				ST1A			
AN0	2	1	+5 V	13	2	1	13
AN2	4	3	AN1	14	4	3	14
AN4	6	5	AN3	15	6	5	15
AN6	8	7	AN5	16	8	7	16
GND	10	9	AN7	17	10	9	17
GND	12	11	VAGND	18	12	11	18
GND	14	13	VAREF	19	14	13	19
ST3 ST4				ST3A/ST4A			
P4.7	19	20	GND	20	19	20	20
P4.5	17	18	P4.6	21	17	18	21
P4.3	15	16	P4.4	22	15	16	22
P4.1	13	14	P4.2	23	13	14	23
+5 V	11	12	P4.0	24	11	12	24
P5.0	9	10	+5 V	25	9	10	25
P5.2	7	8	P5.1	26	7	8	26
P5.4	5	6	P5.3	27	5	6	27
P5.6	3	4	P5.5	28	3	4	28
GND	1	2	P5.7	29	1	2	29
				30			30
				31			31
				32			32

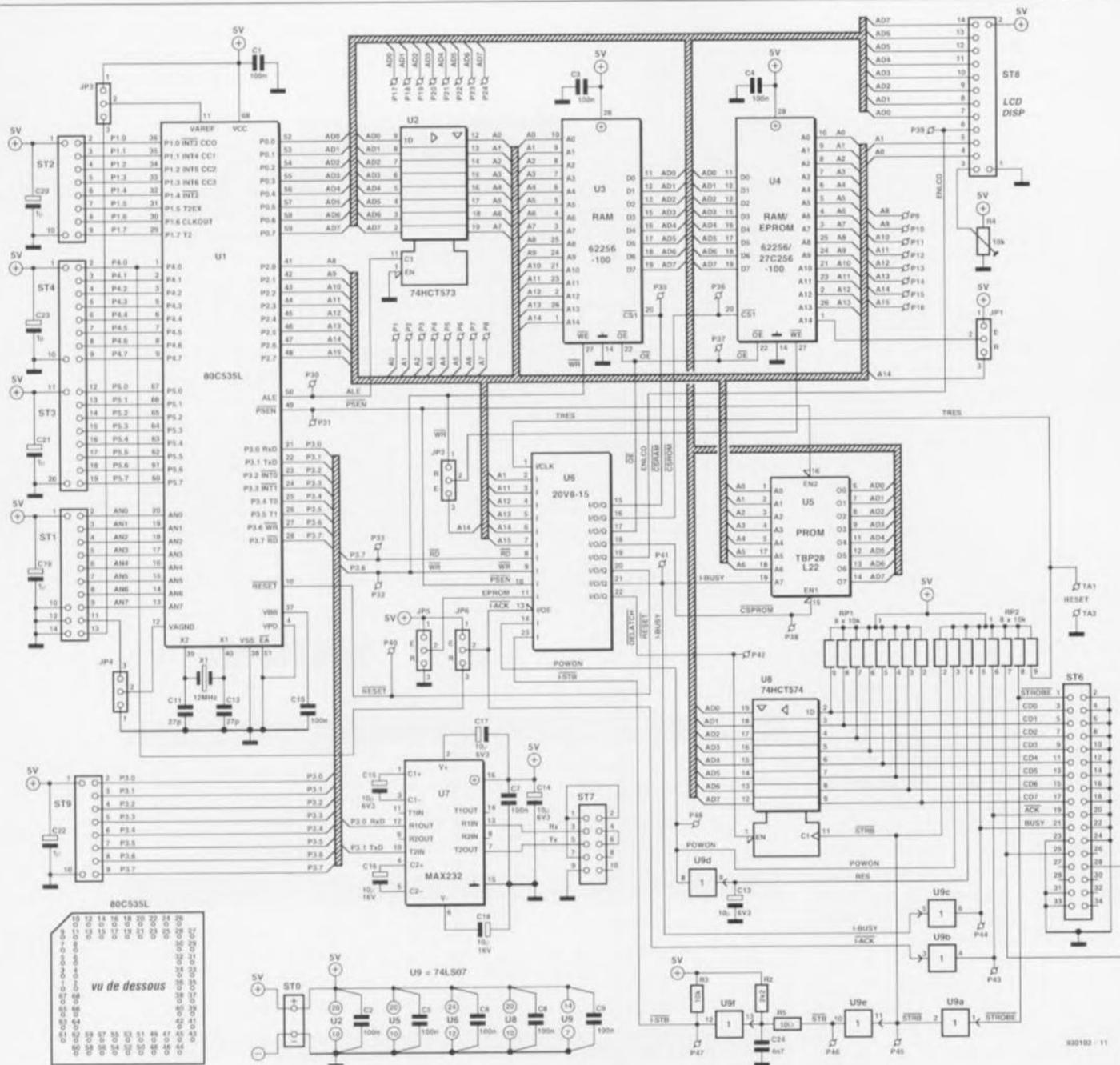


Figure 2. La mono-carte à 80C535 peut, grâce aux différents ports d'E/S dont elle dispose, une embase pour module LCD et une interface RS-232, prendre contact avec le monde extérieur.

Il nous faut faire, avant de passer à l'examen du schéma, une remarque quant à l'utilisation, pour vos besoins propres, du bit d'E/S P4.0 et de l'entrée Centronics. Le bit P4.0 est basé sur une sortie à drain ouvert (à résistance de forçage au niveau haut (*pull-up*) interne) prise en parallèle sur une entrée. Ceci permet d'utiliser ce bit comme port d'E/S pour vos propres applications bien que le dit bit soit utilisé en sortie lorsque l'on travaille en mode émulateur. Il est vrai que l'on a, dans ce cas-là, également présence de signal sur la ligne ACK de l'interface Centronics (à moins que l'on ait changé le cavalier JP6 de position, mais sachant qu'en mode contrôleur la ligne busy se trou-

ve en permanence au niveau haut cela n'a pas de conséquence. Si au contraire vous utilisez P4.0 en entrée, il vous faut vous assurer qu'en mode émulateur le port P4.0 ne mette pas la sortie de votre application en court-circuit. On optera de préférence, pour la commande de P4.0, une sortie à collecteur ou à drain ouvert. On ne court pas de risque alors de court-circuit et l'on peut se passer de résistance pull-up vu que le contrôleur en comporte déjà une.

Il ne faudra pas oublier, si vous envisagez d'utiliser l'entrée Centronics pour une application, que le circuit bascule en mode émulateur dès l'arrivée d'une impulsion d'échantillonnage. Il n'est malheureusement

pas possible de se passer de la dite impulsion étant donné que c'est le seul moyen de transférer les données dans le verrou de donnée. Pour pouvoir vérifier le fonctionnement du programme dans ce cas-là, il vous faudra changer la position du cavalier (JP5) représenté dans le synoptique. Cette modification empêche la GAL de passer en mode émulateur. Notons que l'on met ce cavalier dans cette même position lorsque la mémoire de programme n'est pas constituée de RAM mais d'EPROM.

Le système 535

Nous vous proposons, en figure 2, le schéma complet de l'électronique

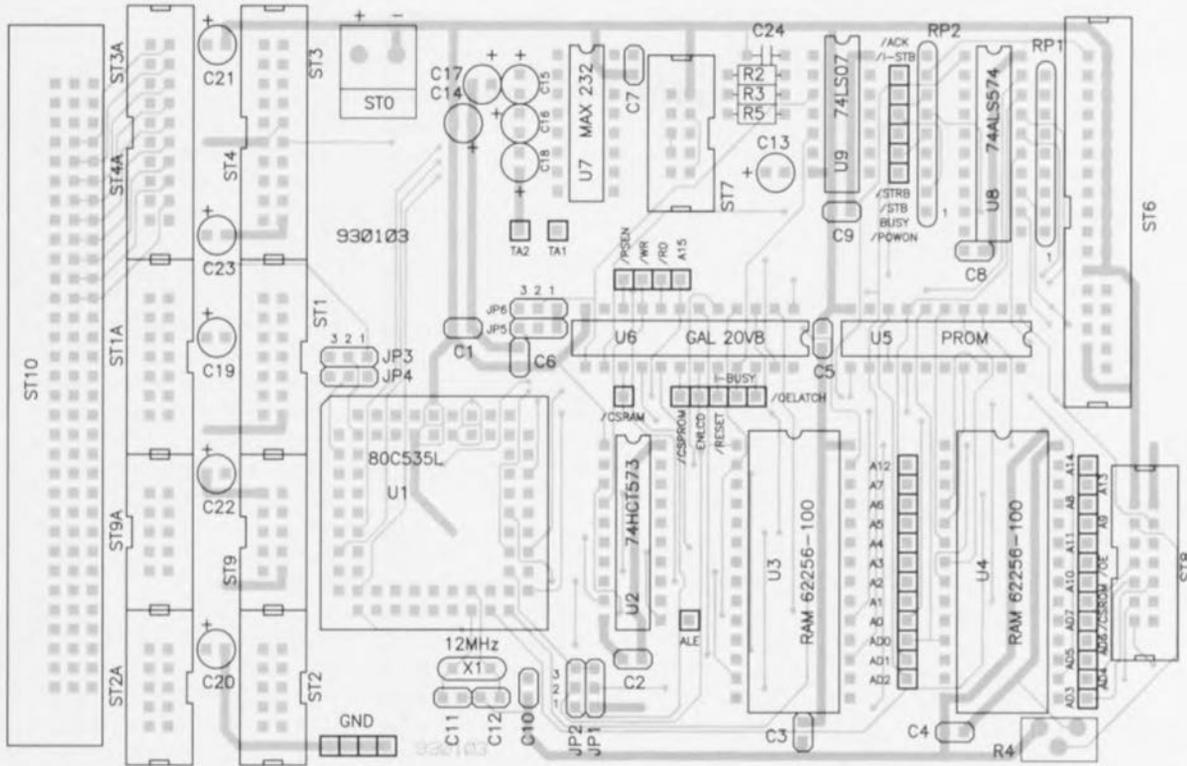


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine au format « europe » dessinée pour cette réalisation. Sa hauteur en permet l'implantation dans un rack 19".

Liste des composants

Résistances :

R2 = 2k Ω
 R3 = 10 k Ω
 R4 = ajustable 10 k Ω
 R5 = 10 Ω
 RP1, RP2 = réseau de 8 résistances de 10 k Ω (SIL)

Semi-conducteurs :

U1 = 80C535L
 U2 = 74HCT573
 U3, U4 = 62256-100
 U5 = TBP28L22
 (PROM programmée)
 U6 = GAL 20V8-15 (programmée)
 U7 = MAX232
 U8 = 74HCT574 (ou 74ALS574)
 U9 = 74LS07

Condensateurs

C1 à C10 = 100 nF
 C11, C12 = 27 pF
 C13 = 10 μ F/6V3 tantale
 C14, C15, C17 = 10 μ F/6V3
 C16, C18 = 10 μ F/16 V
 C19 à C23 = 1 μ F/6V3
 C24 = 4nF7

Divers :

JP1 à JP6 = embase à 3 contacts avec cavalier de court-circuit
 X1 = quartz 12 MHz
 ST0 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm
 ST2, ST2A, ST7, ST9, ST9A = embase encartable à 2 rangées de 5 contacts
 ST1, ST1A, ST8 = embase encartable à 2 rangées de 7 contacts

ST3, ST3A, ST4, ST4A = embase

encartable à 2 rangées de 10 contacts
 ST10 = connecteur DIN41612 coudé mâle à 96 contacts (rangées ab ou ac)
 1 bouton-poussoir à contact travail (touche de RAZ)

Supports :

1 \times PLCCC68, 2 \times DIL28, 1 \times DIL24 de 0,3" de large, 3 \times DIL20, 1 \times DIL16, 1 \times DIL14

En option

module LCD tel que LM093LN de Hitachi ou autre module avec interface compatible
 Logiciel du cours μ C-8051 & assembleur (ESS 1664 version MSDOS, (ESS 1684, version Atari)

mise en oeuvre sur la mono-carte à 80C535. À quelques détails près, ce schéma n'est rien de plus qu'une version « habillée » du synoptique de la figure 1, raison pour laquelle nous nous limiterons à parler des aspects et détails non évoqués jusqu'à présent, tels que, par exemple, les points de test identifiés par la lettre **P**. Sur le circuit imprimé ces points sont identifiés par la dénomination du signal qu'ils véhiculent en réalité.

La mono-carte à 80C535 se laisse réaliser en 2 versions : avec et sans fonction d'émulateur. La version avec émulateur est destinée au déve-

loppement de logiciels et à leur test pour des applications à base de cette carte à microcontrôleur.

Si tous les tests sont concluants et que le développement du logiciel est terminé, le programme en question peut être grillé en EPROM avant d'être placé dans le support correspondant de une mono-carte à 80C535 non dotée d'une fonction d'émulateur.

On aura compris que la seule différence entre les 2 versions tient à la présence ou à l'absence des composants

constituant la fonction d'émulateur. Pour réaliser la version sans émulateur il suffira de ne pas implanter les composants suivants : les circuits intégrés U5, U8, U9, l'ajustable RP1, l'embase ST6, les résistances R2 et R5 ainsi que le condensateur C24. Il faudra de plus implanter un pont de câblage entre les broches 8 et 9 de l'emplacement prévu pour le circuit U9.

Il est temps d'évoquer un petit problème d'organisation. Pour des raisons pratiques la GAL et la PROM sont toujours fournies ensemble. De

Mode d'emploi**Charger la RAM de l'émulateur :**

1. Le port Centronics du PC et la mono-carte à 80C535 sont interconnectés.
2. Une fois appliquée l'a tension d'alimentation de la mono-carte à 80C535, le processeur attend le premier programme.
3. La transmission du programme se fait sous la forme d'une « impression » de fichier binaire vers la mono-carte à 80C535. L'instruction correspondante prend la forme, avec un PC(IBM) de : COPY nomdefichier PRN: /b. Le paramètre /b de cette instruction a pour but d'éviter que l'instruction COPY n'interprète un octet ayant la valeur 1A_{HEX} comme un code de fin de fichier (EOF = *End Of File*).
4. Le programme de l'émulateur place ensuite les données entrantes à partir de l'adresse 0000 de la mémoire de programme.
5. 1 seconde après la réception du dernier octet, le processeur est réinitialisé et le programme chargé lancé à partir de l'adresse de RAZ 0000.
6. Si l'on envoie de nouvelles données depuis le PC, on a interruption, via une RAZ, de l'exécution du programme en cours et lancement du programme d'émulateur en PROM (cf. points 3, 4 et 5).
7. Une action sur la touche de remise à zéro (RAZ) peut avoir 2 conséquences, en fonction du programme que le processeur est en train d'exécuter. S'il se trouve dans le programme d'émulation on a remise à zéro du signal busy de l'interface Centronics et initialisation de la routine de chargement. Le chargement se poursuivra alors à partir de l'adresse 0000. On aura, si le processeur est en train d'exécuter le programme qui se trouve dans la mémoire de programme, réinitialisation (RAZ) normale du système. Après remise à zéro de processeur l'exécution du programme débute à partir de l'adresse 0000.

Options matérielles**Mono-carte à 535 avec émulateur :**

1. Le circuit intégré U4 est une RAM du type 62256.
2. On établit les interconnexions suivantes à l'aide des cavaliers de court-circuit : JP2 1-2, JP1, JP5 et JP6 2-3.

Mono-carte avec EPROM :

1. Le circuit intégré U4 est une EPROM du type 27C256.
2. On établit les interconnexions suivantes à l'aide des cavaliers de court-circuit : JP2 2-3, JP1, JP5 et JP6 1-2.
3. On pourra, si l'on utilise la mono-carte exclusivement avec un programme en EPROM, supprimer les composants suivants : U5, U8, U9, RP2 et ST6. On implantera un pont de câblage entre les broches 8 et 9 de U9.

Tension de référence analogique :

- interne (5 V) : JP3, JP4 1-2
 externe (5 V max) : JP3, JP4 2-3

toutes façons, l'option GAL seule n'aurait guère été meilleur marché que l'option GAL+PROM vu les coûts (relativement) faibles du développement de cette PROM à 256 octets. Le fait qu'il soit possible de réaliser un système avec et sans fonction d'émulateur implique que la mémoire de programme doit pouvoir travailler respectivement comme RAM ou comme (EP)ROM. Sachant que le brochage d'une RAM et d'une EPROM de 32 Koctets diffère pour une grande part de leurs broches, nous avons prévu les cavaliers JP1 et JP2 que l'on peut, tout comme les cavaliers JP5 et JP6 évoqués plus haut, mettre en position RAM ou en position EPROM.

La mono-carte à 80C535 utilisant l'interface Centronics comme entrée pour la fonction d'émulateur, l'interface sérielle du contrôleur reste à la disposition de l'utilisateur pour les applications qu'il imaginera. Le contrôleur proprement dit ne fournit et ne traite que des signaux de niveau TTL, niveau qui est loin d'être optimal pour l'établissement d'une liaison RS-232. La conversion des signaux d'un niveau TTL à un niveau RS-232 est la tâche de U7, un MAX232 le bien nommé, circuit qui intègre, outre les tampons pour le décalage de niveau, un doubleur de tension et un inverseur de tension, de sorte qu'il n'est pas nécessaire de disposer d'une alimentation additionnelle pour obtenir les tensions RS-232.

Le microcontrôleur comporte, outre des ports d'E/S numériques, 8 entrées analogiques reliées à un convertisseur A/N à 12 bits. L'utilisateur peut, par l'intermédiaire des cavaliers JP3 et JP4, choisir comme tension de référence soit la tension d'alimentation soit une tension externe (5 V maximum) appliquée via l'embase ST1. Il nous reste à mentionner le potentiomètre R4 dont la fonction est de permettre le réglage du contraste de l'affichage éventuellement connecté au système via l'embase ST8.

La mono-carte

L'ensemble du montage prend place sur un circuit imprimé de format « europe » (160 x 100 mm) où il reste suffisamment d'espace pour l'adjonction d'un certain nombre d'embases et d'un connecteur additionnels. La figure 3 vous propose la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de cette platine. Les embases ST1 à ST4 et ST9 sont montées en double

exemplaire, le connecteur en équerre ST10 étant destiné à permettre le montage de la mono-carte dans un rack 19" ou sa connexion facile à toute autre extension. Les embases ST1A à ST4A et ST9A sont destinées à permettre le transfert, en fonction des besoins, des signaux présents sur les embases ST1 à ST4 et ST9, vers le connecteur DIN ST10. Cette option s'avérera pratique le jour où l'on veut relier la mono-carte à 80C535 à un système existant. Si vous n'avez pas à résoudre de problèmes d'adaptation, la solution d'interconnexion la plus simple consiste à relier, 2 à 2, les embases de même dénomination à l'aide d'un morceau de câble en nappe de 5 à 6 cm de long doté à ses 2 extrémités d'un connecteur femelle auto-dénudant.

Le tableau 2 indique la correspondance entre les différentes broches des embases ST1 à ST4 et ST10 et les signaux qu'elles véhiculent. La moitié droite du tableau permet de se faire une bonne idée sur la relation entre les embases ST1A à ST4A et ST9A. Il ne faudra pas oublier, si vous avez l'intention de mettre cette platine dans un rack 19", que les embases ST2, ST2A, ST3, ST3A et ST8 se trouvent sur le bord de la platine, le bornier ST0, l'embase ST8 et l'ajustable R4 se trouvant eux très près du bord, de sorte qu'il n'est pas possible d'utiliser de rail de guidage pour cette carte. Si les derniers composants nommés ne risquent pas de poser trop de problème lors du glissement de la carte dans le rack, il faudra impérativement utiliser des connecteurs femelles bas profil sans éjecteur, vu qu'il n'y a pas la place pour ce faire. On pourra, si nécessaire, faire faire une rotation de 180° au bornier ST0, de sorte que les lignes d'alimentation y arrivent via le centre de la platine.

L'ordre des broches de l'embase ST8 respecte le brochage du connecteur Centronics, à ceci près qu'elle comporte 2 contacts de moins, pour la simple et bonne raison qu'il n'existe pas de connecteur HE10 à 36 broches!!! Si l'on utilise, comme l'illustre la photo de couverture et la photo en début d'article, un morceau de câble plat pour relier l'embase ST8 et le connecteur Centronics femelle, il suffit de veiller à ce que la broche 1 de l'embase soit bien reliée à la broche 1 du connecteur Centronics, le reste des interconnexions étant dans ce cas établi automatiquement correctement. Il n'est pas nécessaire de connecter les broches 18 et 36 du connecteur

Centronics. À l'inverse, l'établissement d'une connexion en câble en nappe entre ST8 et un connecteur sub D à 25 contacts n'est pas possible directement; il faudra alors interchanger un certain nombre de liaisons.

Le logiciel de la mono-carte à 80C535

Comme cela est toujours le cas des systèmes mono-cartes, cette mono-carte à 80C535 n'est ni plus ni moins que la base d'un montage ou d'un autre qui, associé au logiciel adéquat, remplit une tâche spécifique. Cela a très exactement été le cas des différents appareils de mesure à microcontrôleur décrit au cours des mois derniers tels que le wattmètre, l'alimentation à μC et le fréquencesmètre compteur universel 1,2 GHz par exemple. Cette mono-carte n'est en fait rien de plus que le matériel de base avec son contrôleur. Les périphériques et le logiciel sont du ressort de l'utilisateur potentiel. Il vous faudra, entre autres outils, un assembleur lors du développement de vos logiciels. Il en existe de toutes sortes sur le marché, mais rien ne vous interdit d'utiliser l'assembleur proposé lors du cours μC -8051 & assembleur publié entre novembre 1991 et juin 1992 dans *Elektor*, (cf. ref [4] de la bibliographie). Ce programme connaît une version pour PC et une version pour Atari. La disquette en question comporte également un certain nombre d'exemples écrits en assembleur mais il ne faudra pas perdre de vue qu'ils ont été écrits pour un système à contrôleur différent, de sorte que la cartographie de mémoire est sans rapport. Il n'en reste pas moins que ce sont de bons exemples.

Nous vous proposons, en **figure 4**, un exemple de code écrit spécialement pour la mono-carte à 80C535. Il s'agit d'une routine de commande de l'affichage LCD. Elle permet, par exemple, l'affichage d'un message décrivant l'évolution d'une phase d'un programme en cours de test. Notons en passant qu'il est également possible d'envoyer les dits messages vers un autre ordinateur via l'interface RS-232.

Les plus expérimentés d'entre nos lecteurs n'auront pas manqué de noter que le sous-programme listé en figure 4 était écrit à l'aide d'un macro-assembleur. Ce type d'assembleur permet de ne définir qu'une fois des courtes séquences de programme (de quelques instructions de long seu-

```

segment code
;-----;
LCD_Base equ #800h
LCD_IWR equ LCD_Base+0
LCD_DWR equ LCD_Base+1
LCD_IRD equ LCD_Base+2
LCD_DRD equ LCD_Base+3
;-----;

LCD_Wait      macro
Busy:         mov   DPTR, #LCD_IRD
              movx  A, @DPTR
              jb   ACC.7, Busy
              enda
;-----;
; *****;
; LCD_Init
;
; Initiated the LC-Display
; Call without parameter at the beginning of the program
; *****;
LCD_Init:
  push DPH
  push DPL
  push ACC
  mov  DPH, #01Eh          ; wait > 15ms
  mov  DPL, #000H
LCD_K_wait0:
  djnz DPL, $
  djnz DPH, LCD_K_wait0
  mov  DPTR, #LCD_IWR
  mov  A, #0011000b       ; Function Set
  movx @DPTR, A
  mov  DPH, #008h        ; wait > 4,1ms
  mov  DPL, #000H
LCD_K_wait1:
  djnz DPL, $
  djnz DPH, LCD_K_wait1
  mov  DPTR, #LCD_IWR
  mov  A, #0011000b       ;Function Set
  movx @DPTR, A
  mov  DPH, #001H        ; wait > 100us
  mov  DPL, #033H
LCD_K_wait2:
  djnz DPL, $
  djnz DPH, LCD_K_wait2
  mov  DPTR, #LCD_IWR
  mov  A, #0011000b       ;Function Set
  movx @DPTR, A
  LCD_Wait                ;LCD busy?
  mov  A, #00000110b      ;Entry Mode Set
  mov  DPTR, #LCD_IWR    ;Instruction Write
  movx @DPTR, A
  LCD_Wait                ;LCD busy?
  mov  A, #00001100b      ;Display ON/OFF
  mov  DPTR, #LCD_IWR    ;Instruction Write
  movx @DPTR, A
  LCD_Wait                ;LCD busy?
  mov  A, #00000001b      ;Clear Display
  mov  DPTR, #LCD_IWR    ;Instruction Write
  movx @DPTR, A
  LCD_Wait                ;LCD busy?
  mov  A, #10000000b      ;Set DD RAM Address
  mov  DPTR, #LCD_IWR    ;Instruction Write
  movx @DPTR, A
  pop  ACC
  pop  DPL
  pop  DPH
  ret
; *****;
; LCD_Write_Char
;
; Writes a"Character on the LC-Display
; Call with Parameter (Character) in ACC
; *****;
LCD_Write_Char:
  push DPH
  push DPL
  push ACC                ;LCD busy?
  pop  ACC
  mov  DPTR, #LCD_DWR    ;Data Write
  movx @DPTR, A
  pop  DPL
  pop  DPH
  ret

```

930103 - 13

Figure 4. Vous pouvez utiliser cette routine dans vos logiciels lorsqu'il faudra assurer la commande d'un affichage LCD.

lement) souvent réutilisées. Tout au début du listing on trouve une macro de ce genre. Vous ne pourrez pas, si vous utilisez l'assembleur du cours μC -8051 & assembleur, définir de macros(-instructions). Il vous faudra dans ce cas-là reprendre ces 3 instructions de la macro partout dans le programme où l'on fait appel au nom de la dite macro (LCD Wait).

Maintenant que vous êtes en possession d'une mono-carte au processeur des plus modernes nous attendons

avec impatience de savoir quelles sont les applications à laquelle vous la « soumettez ». À vos plumes! **◀**

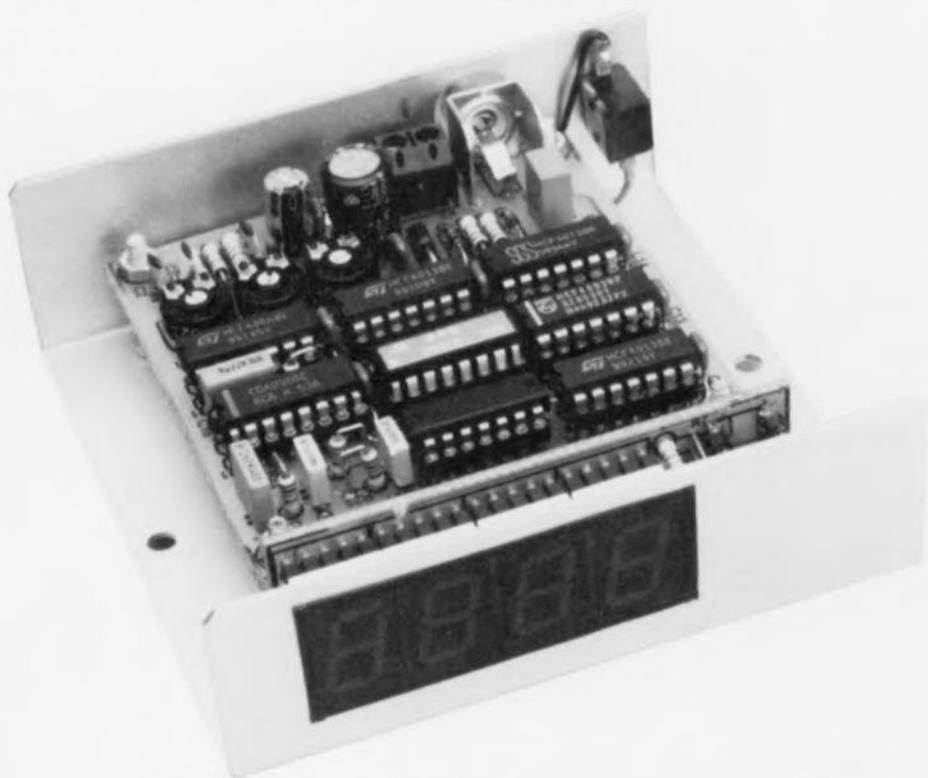
Bibliographie:

- [1] *Infocartes 221 et 225 : Set d'instructions des membres de la famille MCS-51*
- [2] *Infocarte 220 : Adresses des registres des μC de la famille du 8051*
- [3] *Infocartes 222 et 223 : Adresses des registres du 80X535*
- [4] *cours μC -8051 & assembleur, n° 161 à 168, novembre 1991 à juin 1992*

afficheur de fréquence universel

à sélection de calibre automatique

H. Kühne



Il arrive très souvent, lors de l'utilisation d'un générateur de fréquence ou de tout autre appareil produisant un signal quelconque, que l'on se serve d'un fréquencemètre, branché en parallèle sur les sorties du dit générateur. Cette disposition de mesure permet de régler la fréquence de sortie d'une façon sensiblement plus précise que ne le permet le bouton de réglage gradué que comporte, en général, tout générateur de fréquence digne de ce nom.

L'afficheur de fréquence universel, décrit dans cet article, permet de se passer d'un instrument onéreux, tel qu'un fréquencemètre, pour déterminer la fréquence du signal disponible à la sortie d'un générateur.

Les caractéristiques électroniques et mécaniques de ce montage en permettent une réalisation telle qu'il est facile ensuite de l'intégrer dans un instrument existant.

Caractéristiques techniques de l'afficheur de fréquence universel :

affichage :	4 chiffres
choix de calibre :	automatique
plage de mesure :	1 Hz à ≥ 2 MHz
précision :	$\pm(5 \text{ ppm de l'affichage} + 1 \text{ chiffre})$
dérive de la précision (vieillessement) :	+3 ppm par an
sensibilité d'entrée :	1,7 V _{cc}

En règle générale, les échelles de fréquence, couplées mécaniquement au bouton de réglage des générateurs de fréquence, d'impulsions, de fonctions et d'autres signaux sinusoïdaux, ne peuvent pas prétendre se caractériser par une précision impressionnante. Même si l'appareil en question possède une échelle bien distincte, parfaitement étalonnée, le réglage exact de la fréquence de sortie requise est une opération de longue haleine. Il n'est pas étonnant, de ce fait, que, de plus en plus, ces générateurs soient dotées d'un fréquencemètre numérique, servant d'échelle de fréquence. Pour peu que l'on fasse appel aux moyens de l'électronique moderne, cette adjonction est une tâche à la portée de la grande majorité de nos lecteurs.

Il n'en est pas moins vrai pourtant qu'il est sensiblement plus compliqué d'intégrer un tel accessoire dans un instrument existant. Le manque d'espace libre (dans la face avant par exemple) oblige à limiter le nombre de chiffres à afficher (c'est la raison pour laquelle notre montage n'en compte que 4). Ceci implique automatiquement que la plage de mesure est, elle aussi, moins étendue. On pourra, pour contourner cette limitation, faire appel à un circuit de commutation pour choisir les différents domaines de mesure (calibres). Mais, comment faire ? Le commutateur de calibre, présent sur un générateur de signaux, ne possède presque jamais une série de contacts additionnels qui de plus soient libres. Il faudra, de ce fait, faire en sorte que le circuit d'affichage fonctionne en complète indépendance de l'autre instrument.

La solution

La méthode la plus classique, utilisée dans les instruments de mesure pour obtenir un choix de calibre automatique, fait appel au(x) chiffre(s) de poids fort de l'affichage. Si ce chiffre est trop grand, il faudra aller vers un domaine de mesure plus élevé. Si par contre, le chiffre est trop petit, il faudra utiliser un domaine plus bas. Il est possible, en faisant appel à cette technique, qu'il faille prendre patience pendant 1 cycle de mesure, voire plus, avant que le circuit n'ait trouvé le calibre correct. L'inconvénient le plus grave de cette approche est sans doute, outre le fait que le principe du chiffre de poids fort exige de vaincre un certain nombre d'obstacles pratiques (les circuits intégrés de comptage de fréquence ne sont pas faits pour cela et il est de ce fait nécessaire de doter le circuit d'une électronique de décodage complexe), le fait

que les durées d'attente peuvent devenir très longues. Si l'on tourne le bouton de réglage d'un générateur de signaux, on aimerait bien voir apparaître, le plus vite possible, la valeur de la fréquence choisie.

Nous avons de ce fait opté, pour l'afficheur de fréquence universel, pour une technique qui utilise directement le signal d'entrée pour déterminer dans quel domaine se trouve le dit signal. Pour ce faire le circuit compare la durée de période du signal d'entrée avec 3 durées RC fixes. Le résultat de cette comparaison permet de faire la distinction entre 4 plages de mesures et de choisir l'une d'entre elles. L'électro-

nique de l'afficheur a été conçue de façon à ce que la comparaison de la durée de période et des durées RC se fasse à chaque seconde période du signal d'entrée. Le circuit « sait » donc quasi-instantanément quelle est la fréquence d'entrée et choisit donc automatiquement le calibre requis.

L'électronique

Le signal d'entrée arrive tout d'abord à un trigger de Schmitt, IC1a. Grâce à la présence de cette porte il n'est plus important que le signal d'entrée soit rectangulaire, sinusoïdal ou triangulaire. À condition que la tension d'entrée soit supérieure à 1,7 V_{cc} environ, le trigger de Schmitt transformera

le signal en une onde parfaitement rectangulaire, que nous pourrons traiter avec le reste de l'électronique de l'afficheur universel.

Pour pouvoir déterminer sa durée de période, IC3a divise ce signal d'entrée par 2. Le signal de sortie de cette bascule bistable reste au niveau haut la durée d'1 période du signal d'entrée pour ensuite prendre un niveau bas pendant 1 nouvelle période du signal d'entrée. Le signal de sortie de IC3a sert à la commande du circuit chargé de déterminer quel est le calibre à activer. Ce circuit de choix de calibre automatique prend la forme des bascules bistables IC3b, IC4a et IC4b associées aux interrup-

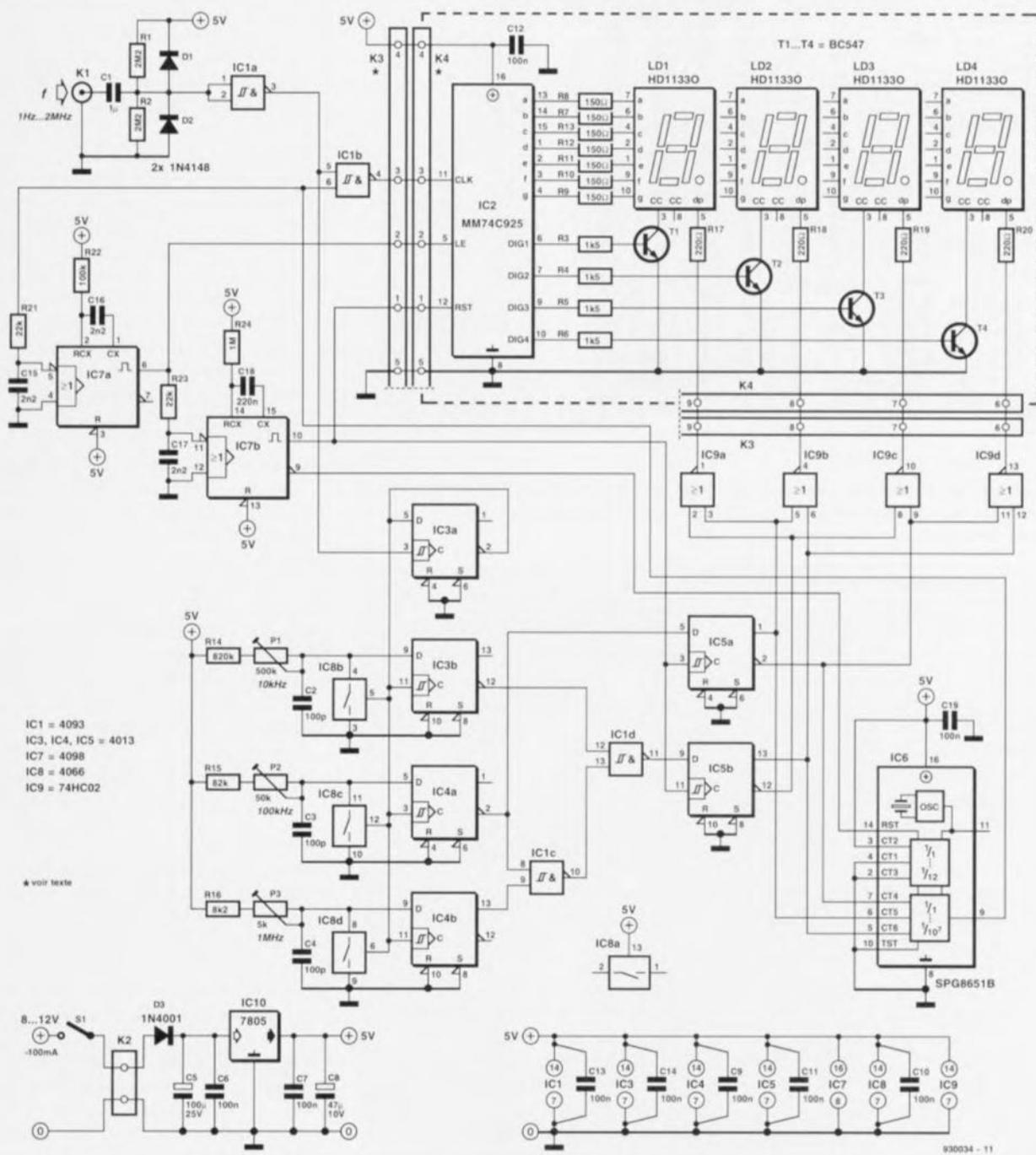


Figure 1. Schéma de l'afficheur de fréquence universel.

teurs électroniques IC8b à IC8d et aux réseaux RC P1/C2, P2/C3 et P3/C4. Lorsque le signal de sortie de IC3a se trouve au niveau haut, les interrupteurs électroniques sont fermés et les 3 condensateurs (C2 à C4) sont déchargés (ou en cours de décharge). Dès que le signal de sortie de IC3a passe au niveau bas, les interrupteurs IC8b à IC8d s'ouvrent et les condensateurs entrent en charge, chacun à une vitesse différente. On aura, en fonction de la durée de période du signal d'entrée, différentes possibilités d'état de charge des dits condensateurs : dans le cas extrême aucun de ces condensateurs

ne sera chargé, dans l'autre cas extrême il le seront tous les 3; si le condensateur concerné est chargé, l'entrée de données de la bascule qui lui est connectée interprète le niveau de tension comme un niveau logique haut. À la fin de la période – quand le signal de sortie de IC3a passe au niveau haut – les bascules bistables reçoivent un signal d'horloge (ou une impulsion de synchronisation si l'on veut) qui enregistre l'état de charge des condensateurs. IC1c et IC1d combinent ensuite les 3 signaux de sortie des bascules pour en faire 2 signaux de commande servant à la sélection de la plage de mesure.

Il faut, pour changer la plage de mesure d'un compteur de fréquence – notre afficheur de fréquence n'est en effet rien de plus qu'un compteur – adapter en conséquence la durée de porte (*gate time*) définie par la base de temps. Cette durée de porte définit, primo, la durée pendant laquelle le compteur de fréquence prend en compte les périodes du signal d'entrée et, secundo, la fréquence maximale mesurable.

La base de temps ne fait appel qu'à un seul circuit intégré (IC6). Ce composant, le SPG8651B de Seiko/Epson que nous avons déjà eu l'occasion de vous présenter, comporte un oscillateur à quartz très précis et un diviseur programmable. La programmation de ce circuit intégré est relativement facile et ne demande que les 2 signaux de commande, fournis par le sous-ensemble de détection de plage de mesure décrit plus haut.

Il est essentiel cependant d'éviter, en faisant appel à cette technique de commutation de plage de mesure automatique, qu'une mesure lancée ne soit interrompue à un moment quelconque vu que dans ce cas-là le circuit de détection signalerait la nécessité de changer de plage de mesure. Cette situation pourrait se présenter dans le cas de la mesure d'une fréquence proche du point de recoupement de 2 plages de mesure. C'est là la raison de la présence, entre le sous-ensemble de détection automatique et les entrées de commande de la base de temps, de 2 autres bascules bistables. Ces bascules, IC5a et IC5b, ne transmettent les (nouvelles) données du circuit de détection que si la mesure de fréquence est redémarrée. Les sorties des bascules sont connectées à IC6 de façon à ce qu'elles fournissent, en fonction de la plage de mesure requise, une durée de porte de :

1 ms (≥ 1 MHz),
10 ms (100 kHz à 1 MHz),
100 ms (10 kHz à 100 kHz) ou
1 s (≤ 10 kHz).

Les sorties de IC5a et de IC5b commandent également les point décimaux des afficheurs numériques 7 segments à LED, LD1 à LD4. La commande de point décimal, fait en sorte, via les 4 portes NON/OU, IC9a à IC9d, que la valeur affichée soit toujours exprimée en kHz.

Le signal de porte attaque la porte IC1b qui sert de porte (*gate*) pour le compteur de fréquence. Tant que cette porte est ouverte, le signal d'entrée arrive jusqu'à IC2. Ce circuit intégré, un MM74C925 de National Semiconductor, comporte

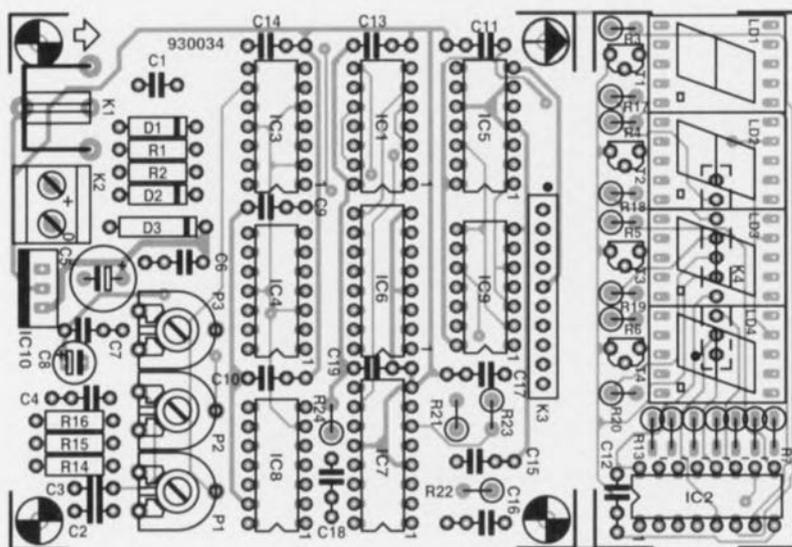


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de l'afficheur de fréquence universel sur un circuit imprimé double face à trous métallisés

Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 2M Ω
R3 à R6 = 1k Ω
R7 à R13 = 150 Ω
R14 = 820 k Ω
R15 = 82 k Ω
R16 = 8k Ω
R17 à R20 = 220 Ω
R21, R23 = 22 k Ω
R22 = 100 k Ω
R24 = 1 M Ω
P1 = ajustable 500 k Ω
P2 = ajustable 50 k Ω
P3 = ajustable 5 k Ω

Semi-conducteurs :

D1, D2 = 1N4148
D3 = 1N4001
T1 à T4 = BC547
IC1 = 4093
IC2 = MM74C925 (National Semiconductor)
IC3 à IC5 = 4013
IC6 = SPG8651B (Seiko/Epson)

IC7 = 4098

IC8 = 4066

IC9 = 74HC02

IC10 = 7805

LD1 à LD4 = HD11330, afficheur LED à 7 segments (Siemens)

Condensateurs

C1 = 1 μ F MKT
C2 à C4 = 100 pF
C5 = 100 μ F/25 V radial
C6, C7, C9 à C14, C19 = 100 nF
C8 = 47 μ F/10 V radial
C15 à C17 = 2nF2
C18 = 220 nF

Divers :

K1 = embase cinch encartable
K2 = bornier encartable, 2 contacts au pas de 5 mm
K3/K4 = connecteur pour circuit imprimé mâle à simple rangé coudé de 10 contacts
S1 = interrupteur simple éventuellement boîtier de 100 x 100 x 30 mm environ

toute électronique nécessaire :

- un compteur à 4 chiffres,
- un verrou pour enregistrer le résultat de mesure le plus récent et
- un multiplexeur/circuit de commande destiné à l'affichage du résultat de mesure sur 4 afficheurs 7 segments à LED.

La circuiterie externe requise par IC2 se limite à 7 résistances-série (pour les segments des afficheurs) et à 4 transistors de commutation (pour la commande du multiplexage).

Pour mieux comprendre les relations entre les différents sous-ensembles de l'afficheur de fréquence universel, nous allons examiner successivement tous les événements prenant place au cours d'un cycle de mesure. Un cycle de mesure est démarré et terminé par une impulsion de remise à zéro, fournie par la bascule monostable IC7b. Cette impulsion remet à zéro le compteur de IC2 et les diviseurs intégrés dans la base de temps, IC6. Simultanément avec cette remise à zéro, on a, primo, enregistrement du dernier calibre utilisé dans les bascules bistables IC5a et IC5b et, secundo, sa transmission vers la base de temps. Immédiatement après l'impulsion de remise à zéro, le circuit intégré de la base de temps entre en fonction et dès que sa sortie passe au niveau haut, la porte IC1b fera passer le signal d'entrée vers IC2.

Après écoulement de la durée de mesure, la sortie de IC6 passe au niveau bas. Dans ces conditions IC1b bloque le signal d'entrée et IC2 cesse de compter. Le passage au niveau bas de la sortie de la base de temps – légèrement retardé par le réseau R21/C15 – constitue le signal pour la bascule monostable IC7a de générer une impulsion. L'apparition du flanc ascendant de cette impulsion se traduit par l'enregistrement, dans le verrou de ce même circuit intégré, de la valeur du compteur IC2. Le flanc descendant de l'impulsion déclenche – retardé cette fois-ci par le réseau R23/C17 – la bascule IC7b. Ce circuit génère alors une impulsion de remise à zéro et le cycle de mesure est bouclé.

L'idéal serait de pouvoir dériver la tension d'alimentation de l'afficheur de l'appareil dans lequel on envisage de l'intégrer. De par la présence d'un régulateur de tension (IC10) sur la platine de l'afficheur, l'obtention de la tension ne posera, en général, pas de problème. C'est plutôt la consommation de l'afficheur (quelque 100 mA) qui pourrait s'avérer être bien trop élevée pour l'alimentation de l'instrument existant.

Il est recommandé, dans ces conditions, d'alimenter l'afficheur à l'aide d'un petit module d'alimentation secteur. L'intégration dans un instrument existant, d'une alimentation secteur additionnelle, répondant à toutes les exigences de sécurité, est en effet loin d'être facile !

Le circuit imprimé

Du fait que l'afficheur de fréquence universel est destiné à une intégration dans un appareil existant, il fallait réduire au strict minimum les dimensions de la platine. Ceci explique pourquoi nous avons opté pour un circuit imprimé double face à trous métallisés. Le circuit imprimé comporte de plus 2 parties permettant, après séparation, de monter la platine des afficheurs en équerre sur le circuit imprimé comportant le reste de l'électronique. Cette approche a l'avantage additionnel de permettre de monter les afficheurs à une distance plus importante de la platine principale : il suffit d'un morceau de câble plat pour les interconnecter.

Si l'on choisi la réalisation « standard » (montage en équerre des 2 platines) il faudra utiliser pour K3 une embase mâle encartable à simple rangée de 10 contacts en équerre et laisser libre les îlots de soudure de K4. Il est possible, pour le montage des afficheurs LED à 7 segments, d'utiliser un support pour CI à 40 contacts. Les afficheurs dépassent ainsi tous les autres composants et peuvent être montés, ultérieurement, au ras de la face avant de l'instrument dans lequel on envisage d'intégrer l'afficheur de fréquence. Après la mise en place de tous les composants sur les 2 platines, on fixera la platine des afficheurs contre le circuit imprimé principal de façon à ce que les contacts du connecteur K3 se glissent dans les orifices destinés au connecteur K4. Après avoir soudé ces 10 contacts on aura établi un bon contact et réalisé une construction mécanique relativement solide (grâce à l'utilisation de 2 platines double face à trous métallisés).

On pourra, après une ultime vérification des soudures et un dernier examen des composants, procéder à un premier test du circuit. On commence par mettre les curseurs des ajustables P1 à P3 en butée dans le sens anti-horaire. Si le reste du circuit fonctionne correctement il ne reste qu'à définir, à l'aide des ajustables, les points de commutation du circuit de choix de calibre automatique.

Pour le réglage de P1, on applique un signal de 9,5 kHz à l'entrée du circuit. Il faudra ensuite tourner le curseur de P1 dans le sens horaire jusqu'à ce que la tension présente sur la broche 13 de IC3 passe au niveau haut. Au moment exact de ce passage au niveau haut le curseur de P1 se trouve dans la bonne position. S'il devait se faire, par malheur, que vous tourniez le curseur de P1 trop loin, il vous faudra le remettre dans une position telle que la tension sur la broche 13 de IC3 soit repassée au niveau bas pour recommencer le processus de réglage.

La procédure de réglage pour l'ajustable P2 est identique : il faudra utiliser un signal d'entrée de 95 kHz et surveiller la tension présente sur la broche 1 de IC4. Le réglage de l'ajustable P3 se fait avec un signal d'entrée de 950 kHz en surveillant la tension sur la broche 13 de IC4.

Sachant que l'étalonnage de la base de temps a été faite par le fabricant, la réalisation de l'afficheur de fréquence universel est terminée et vous pourrez procéder à son intégration dans votre générateur de fonctions, de signaux sinusoïdaux ou tout autre appareil générateur d'impulsions en tous genres, voire encore de le mettre dans un petit coffret de dimensions convenables (voir photo en début d'article). Cette dernière option permettra de l'utiliser comme un instrument indépendant. Une jolie face avant – dont nous vous proposons un exemple en **figure 3** – donnera une finition professionnelle à ce petit montage fort pratique. ◀

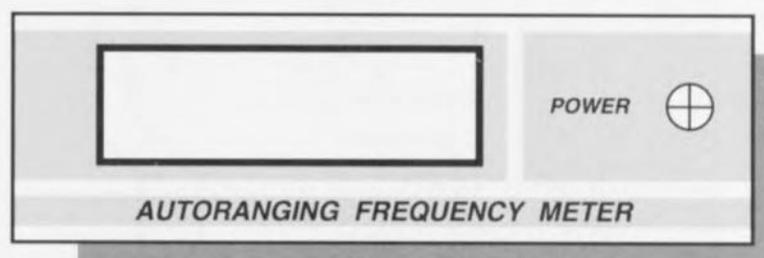
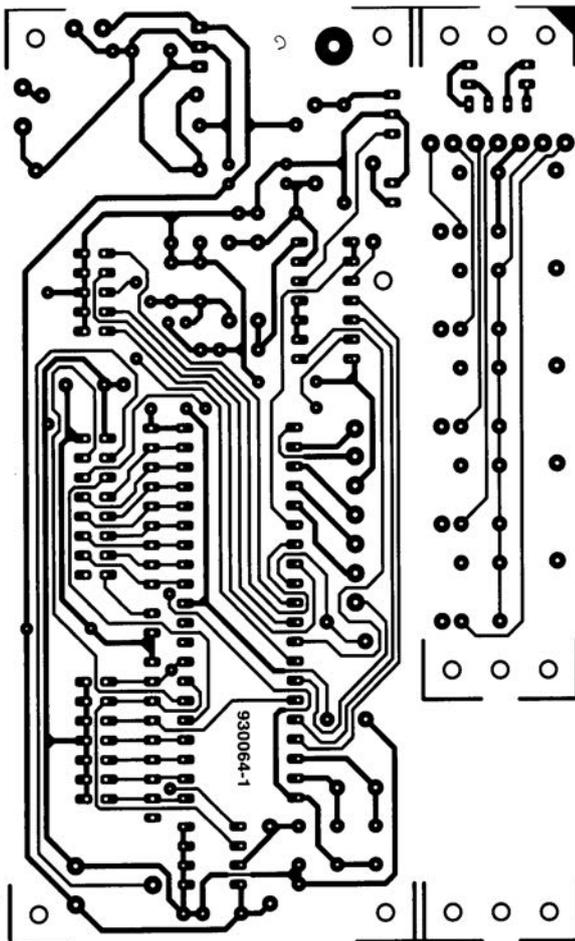
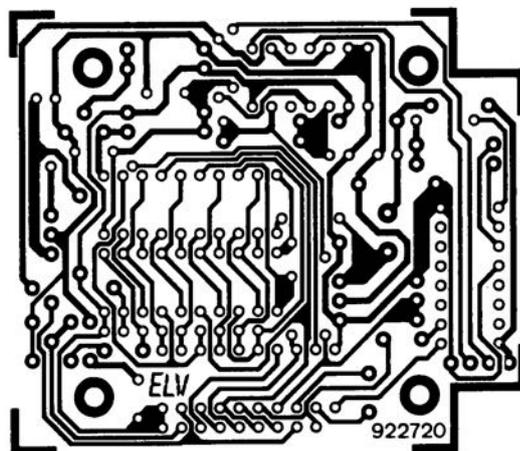


Figure 3. Exemple d'une face avant pour l'afficheur de fréquence.

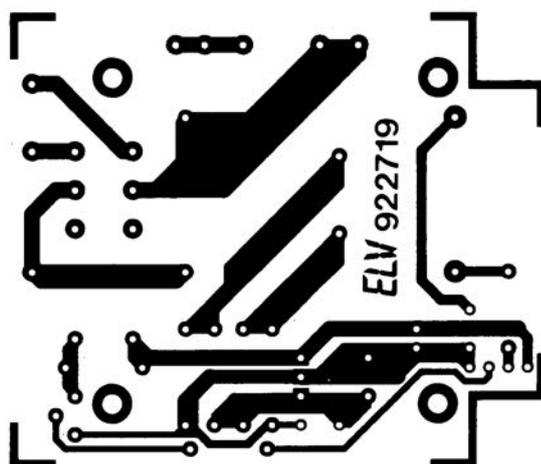
tuner VHF/UHF pour câble
(platine du processeur et du mini-clavier)



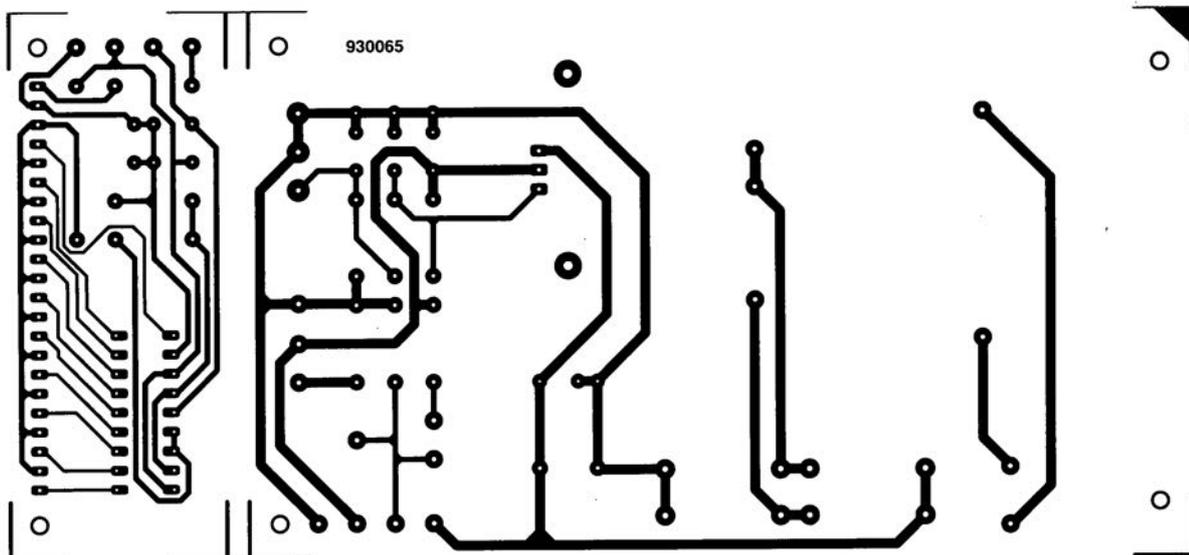
interrupteur téléprogrammable: récepteur



interrupteur téléprogrammable: alimentation

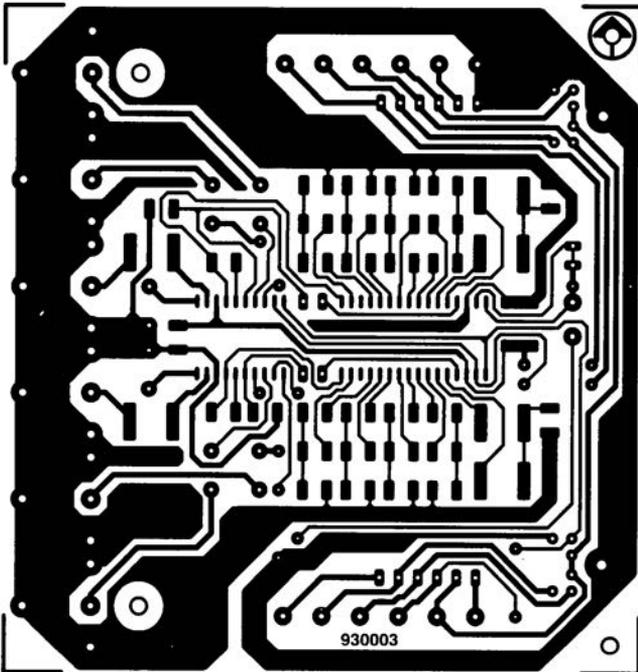


station de soudage pour CMS

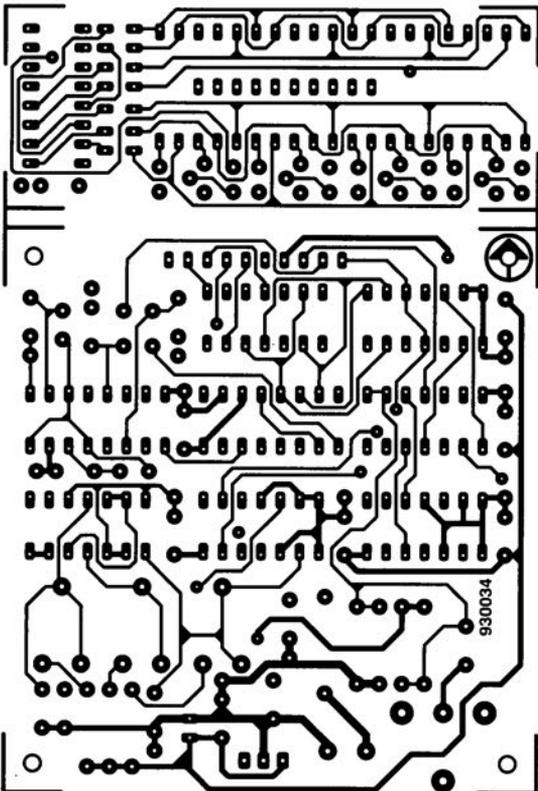


Il ne nous a pas été possible, pour des raisons de place, de vous proposer les dessins des circuits imprimés de la monocarte à 80C535 ni de la platine principale du tuner VHF/UHF.

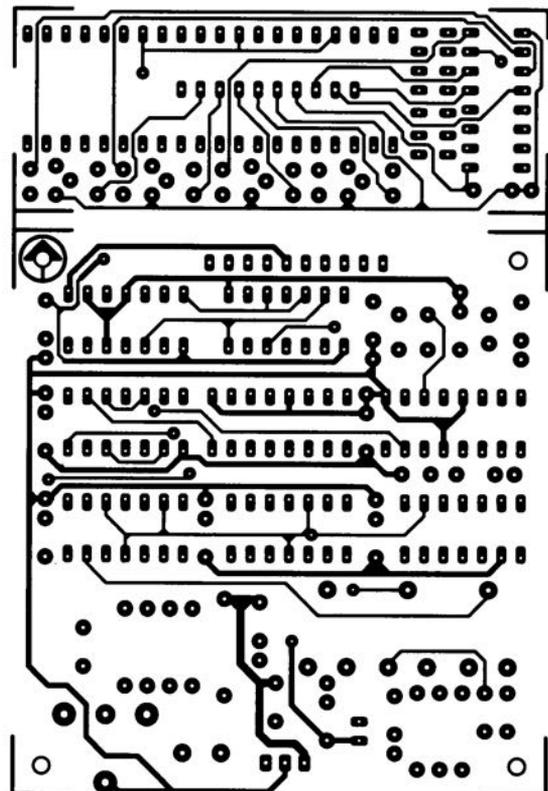
préamplificateur/égaliseur I²C



afficheur de fréquence universel (côté pistes)

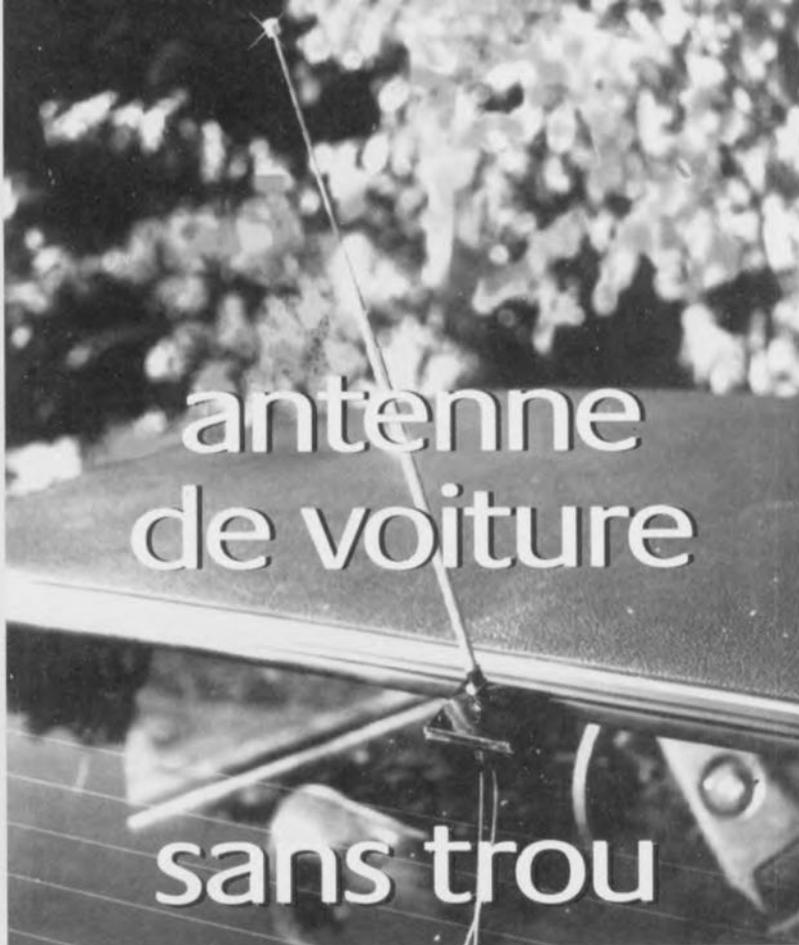


afficheur de fréquence universel
(côté composants)



antenne à couplage capacitif

Avec la CiBi et le téléphone de voiture, on se retrouve vite avec deux ou trois antennes sur le toit. Cela signifie qu'il y a autant de trous à percer dans le pavillon et que la valeur de la voiture à la revente diminue. Il existe différents systèmes d'antenne qui peuvent être montés sans trous dans la carrosserie, comme les antennes de CiBi magnétiques qui se posent simplement sur le toit. Celle que nous décrivons ici se pose sur le pare-brise et n'a pas besoin de trou pour le passage du câble.



Comme la plupart des voitures ont une carrosserie métallique, il n'est pas possible d'installer une antenne à l'intérieur. La tôle constitue une cage de Faraday qui empêche le rayonnement électro-magnétique de parvenir à l'antenne ou au cadre en ferrite d'un récepteur ordinaire. Pour recevoir la radio, pour émettre, pour faire fonctionner un radio-téléphone, il faut impérativement installer une antenne à l'extérieur de la carrosserie et ramener à l'intérieur le signal capté. La meilleure solution reste le câble coaxial qui passe par le trou de fixation de l'antenne. Si vous voulez éviter le trou, vous pouvez utiliser une antenne à embase magnétique, mais l'antenne fixée, il reste à passer le câble à l'intérieur. Si le câble passe simplement par la portière, sa durée de vie diminue, avec celle du joint. Cette solution n'est pas idéale, mais heureusement il en existe une autre. Elle tire profit du fait que le signal de l'antenne est une tension alternative à haute fréquence, c'est-à-dire qu'il peut se transporter sans contact physique, par un condensateur. Il nous reste à fabriquer un condensateur dont une armature sera à l'extérieur, reliée à l'antenne, l'autre à l'intérieur, reliée au récepteur.

*à travers le pare-brise
ou la lunette arrière*

Pour amener le signal à l'intérieur, nous ne pouvons pas utiliser le pre-

mier condensateur venu, car il faudrait de toute façon lui percer un passage dans la carrosserie. Nous allons devoir le fabriquer nous-mêmes, non sans avoir examiné auparavant le principe de ce composant.

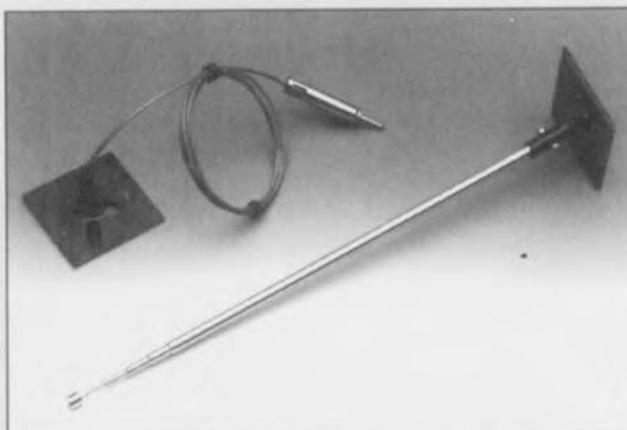
En général, un condensateur est constitué de deux surfaces métalliques dites armatures séparées par un isolant ou diélectrique. Le premier point, trouver des surfaces conductrices, n'est pas le plus difficile. Ce qu'il nous faut pour fabriquer notre condensateur, c'est l'isolant ou diélectrique. Nous disposons d'un isolant parfait, et en grande quantité ; il s'agit du verre de la lunette arrière et du pare-brise.

le schéma, si l'on peut dire

La figure 1 montre les composants de l'antenne et leur disposition théorique. La fiche, le câble coaxial et le fouet sont ceux d'un anten-

ne ordinaire. Le seul composant spécial est le condensateur interposé entre le fouet et le câble. Le fouet, quant à lui, doit être un peu plus long qu'un fouet ordinaire. Du fait de la présence du condensateur en série, la longueur « électrique » apparente du fouet est diminuée. En compensation, il faut donc la rallonger physiquement si on veut lui garder la même plage de fréquence de résonance. On peut considérer une antenne comme un assemblage en série d'un condensateur et d'une inductance. Le circuit ainsi constitué doit résonner sur la gamme de fréquences à recevoir. Si nous diminuons la capacité en insérant un autre condensateur en série, il faut augmenter l'inductance proportionnellement pour garder la même fréquence de résonance. C'est ce que nous ferons en allongeant le fouet.

la réalisation



En fait, deux points seulement sont importants pour notre antenne : la longueur du fouet et la surface des armatures du condensateur. Si vous avez vos idées pour la construction, libre à vous, mais veillez à la solidité mécanique de l'ensemble. Il vaut mieux éviter que l'antenne décolle à une vitesse de 10 km/h. Pour ne pas vous laisser dans le vide complet, nous vous indiquons en détail comment nous avons construit notre prototype. Tout est

liste des composants

- 2 chutes d'époxy cuivré de 7 × 7 cm
- tôle de cuivre fine, 7 × 14 cm
- tôle de cuivre épaisse, environ 5 × 5 cm
- tube de cuivre
- de diamètre intérieur égal à celui du fouet
- antenne télescopique de 95 cm
- vis de 3 mm avec écrou papillon
- ressort
- tube de plastique
- de diamètre égal à celui du câble coaxial
- mastic silicone



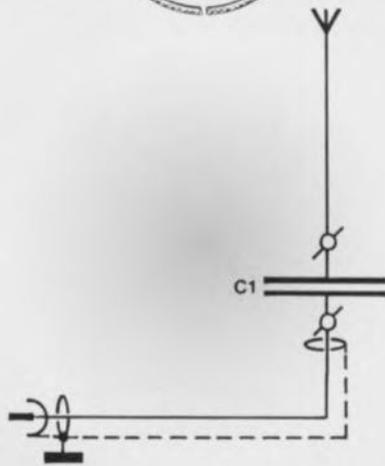
Figure 1 – La construction schématique de l'antenne. Du fait de la présence du condensateur en série, la longueur totale doit être plus longue que dans un montage normal.

Figure 2 – Toute la construction de l'antenne est résumée sur ce dessin. Les plus imaginatifs peuvent modifier le système à leur guise, à la seule condition de respecter la longueur du fouet et la surface des armatures du condensateur.

visible sur la figure 2. Nous utilisons deux plaquettes d'époxy de 7 cm de côté. Le fouet est monté sur l'une d'elles, de la façon suivante : commencez par plier une feuille de cuivre mince de 7 cm × 14 cm. Soudez ensuite tous les côtés, et enfin lissez les soudures à la lime. Dans une deuxième plaquette de cuivre, un peu plus épaisse, percez un trou pour souder un tube de cuivre. Avant de souder le tube, percez-y en travers un trou pour une vis M3 qui servira à fixer le fouet. Lors de la fixation du tube, tenez compte de l'angle que doit faire l'antenne avec la verticale. Si vous fixez l'ensemble sur le pare-brise et que le tube est perpendiculaire au support, l'antenne pointera vers l'avant ; non seulement c'est laid, mais en plus c'est interdit : aucun objet pointu ne doit se trouver à l'avant d'une voiture.

Le tube solidement fixé, il faut aplanir parfaitement à la lime le dessous de la plaquette de cuivre, et ensuite la souder sur la plaquette d'époxy cuivré. Après cela, vous pouvez monter l'antenne télescopique, en ajoutant un petit ressort pour garantir le contact électrique entre le fouet et le tube. L'antenne sera un fouet télescopique ordinaire de 95 cm de longueur au moins.

La phase suivante du travail consiste à fabriquer la partie de l'antenne qui vient à l'inté-



rieur de la voiture. Elle est formée aussi d'une plaquette d'époxy cuivré de 7 cm de côté. Percez un trou d'environ 1 mm au milieu, puis fraisez une cavité avec un foret. Cette fossette doit être assez profonde pour que l'âme du câble puisse être soudée au cuivre tout en laissant la surface parfaitement plane. Vous la limerez éventuellement.

Comme le coaxial est relativement fragile, vous collerez un petit tube de plastique sur l'époxy avant de souder l'âme. Une fois l'âme soudée, vous collerez le câble au tube, pour éviter les tractions sur la soudure. En principe, l'antenne est prête à être montée, mais il faut d'abord peindre les deux parties. Non seulement cela améliore l'aspect, mais cela évitera que le cuivre s'oxyde. Avant le collage, il faut dégraisser parfaitement les deux côtés du verre. Collez les deux plaques avec du mastic silicone et laissez sécher 24 heures. Vous pouvez maintenant installer le fouet, et votre antenne est enfin prête. Si vous voulez en tirer le maximum, il faut l'accorder sur 98 MHz, le milieu de la bande de radiodiffusion en modulation de fréquence. Cherchez sur le récepteur une station relativement faible aux environs de cette fréquence et réglez la longueur du fouet pour obtenir la réception la plus forte possible.

896163

elex-abc

cage de Faraday

Au siècle dernier, le physicien anglais Michael Faraday a découvert que dans un espace entouré de métal aucun champ électrique ne peut pénétrer. Depuis, on appelle cage de Faraday un espace « imperméable » aux champs électriques, que ce soit volontaire comme pour un laboratoire de haute fréquence ou indésirable comme l'habitable d'une voiture.

l'horloge
à 1 MHz

La base de temps incorporée sur la platine de base de l'oscilloscope à LED est prévue pour des applications dans lesquelles il s'agit plus de restituer la forme d'un signal donné que de mesurer précisément sa fréquence. Si l'on veut connaître la fréquence (ou la période) en plus de la forme d'onde, il faut disposer d'une base de temps précise. Avec un oscilloscope, tout comme avec un fréquencemètre, on mesure la fréquence inconnue en la comparant d'une manière ou d'une autre à une fréquence connue. Dans un oscilloscope, cette fréquence de référence est produite par le générateur de la base de temps ; dans un fréquencemètre elle est fournie par un oscillateur à quartz. Il va de soi que le générateur de la base de temps doit fournir une fréquence déterminée précisément, faute de quoi il est impossible de l'utiliser comme fréquence de référence pour une mesure précise.

La base de temps de l'oscilloscope à LED est pourvue d'un générateur d'horloge à la fréquence fixe de 1 MHz. L'horloge est suivie d'un diviseur réglable qui nous permet de disposer d'une série d'impulsions de longueur supérieure à 1 μ s (microseconde).

Le schéma complet de la base de temps est celui de la figure 1. L'horloge utilise la porte NAND à trigger de Schmitt IC13a, C14 et P4/R47. Le condensateur C14 est chargé ou déchargé à travers P4/R47 suivant l'état de la sortie de la porte IC13a. Dès que la tension sur le condensateur dépasse le seuil de basculement, la sortie change d'état et le courant dans le condensateur change de sens. Si le condensateur était en train de se charger au moment du basculement, il commence à se décharger. Dès qu'il est presque déchargé, la sortie passe du niveau bas au niveau haut, et c'est la charge qui recommence. La tension aux bornes du condensateur est donc une tension triangulaire. La sortie, elle, ne connaît que deux états, haut et bas, la tension est un créneau. Le choix de la valeur des composants et le réglage du potentiomètre P4 font que la fréquence de ce créneau est de 1 MHz, ou que sa période est de 1 μ s.

Le signal en créneau à 1 MHz est utilisé comme horloge pour la base de temps. Quand l'entrée *start* du circuit de la base de temps est mise à 1 par la platine de base de l'oscilloscope à LED, les impulsions à 1 MHz peuvent franchir la porte IC13d et parvenir à l'entrée d'horloge du diviseur IC12.

Le circuit intégré IC12 comporte 11 diviseurs internes. Ils sont connectés l'un à la suite de l'autre de telle façon que l'entrée de l'un reçoit des impulsions d'horloge de la sortie du précédent. Les diviseurs sont conçus de telle façon que leur sortie change de niveau à chaque front descendant de l'entrée. Après le premier niveau haut sur l'entrée d'un diviseur, sa sortie est mise à 1, après le deuxième elle est remise à zéro, après le troisième elle est remise à 1, et ainsi de suite. Un créneau sur une entrée est donc restitué par un créneau en sortie, mais sa fréquence est divisée par deux.

Si nous utilisons le diviseur IC12 sans la partie représentée à sa gauche, nous obtenons sur Q0 une fréquence divisée par 2, sur Q1 une fréquence divisée par 4, sur Q2 divisée par 8, etc. C'est ce que nous pouvons attendre d'une série de diviseurs par 2. Les sorties Q sont alternativement hautes puis basses, chacun à une fréquence deux fois plus basse que la précédente. La fréquence la plus haute est celle de la sortie Q0, la plus basse celle de la sortie Q10.

En supposant hors circuit toute la partie gauche du schéma, nous obtenons sur les sorties du diviseur

Les numéros de septembre et octobre nous ont présenté l'affichage et l'amplificateur-atténuateur de l'oscilloscope à LED. Voici, pour finir, la base de temps qui permettra de mesurer précisément la fréquence des phénomènes observés. La résolution va de 1 microseconde à 2 millisecondes par LED.



pour des mesures de
fréquence précises

base de temps

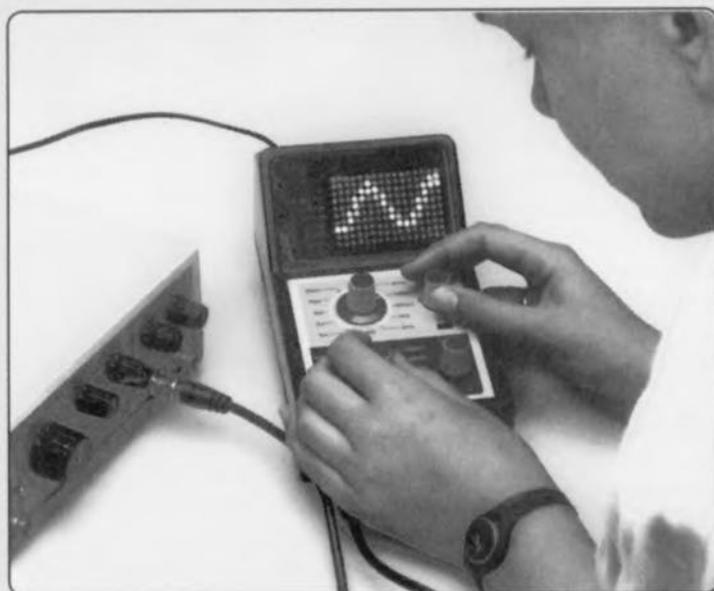


Figure 2 - Veillez à ne pas monter les diodes à l'envers sur le circuit imprimé de la base de temps.

la matrice de diodes

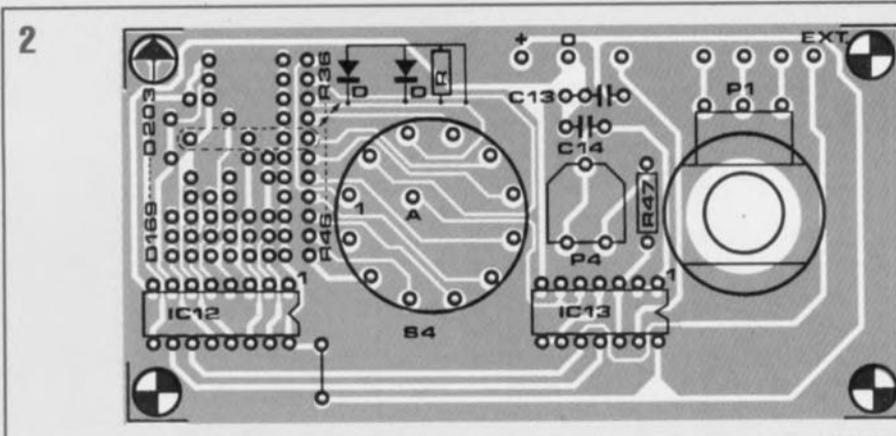
L'entrée du circuit de retard n'est pas reliée directement à une sortie du compteur, mais par l'intermédiaire d'une matrice de diodes, qui détermine la durée de la période entre les impulsions de remise à zéro.

Prenons comme exemple la position 11 du commutateur S4. L'entrée de la porte IC13b ne pourra passer à 1 que quand les sorties Q10, Q9, Q8, Q7, Q6 et Q4 seront à 1. Il faudra pour cela que le compteur ait compté jusqu'à 111 1101 0000 en binaire, soit $2^{10} + 2^9 + 2^8 + 2^7 + 2^6 + 2^4$, ou encore 2000 en système décimal. L'intervalle entre les impulsions de remise à zéro sera donc de 2000 périodes de l'horloge, soit de 2000 μ s ou encore de 0,002 s. Toutes les autres positions du commutateur donnent des durées étagées suivant la progression 1, 2, 5 de la figure 6. Pour tous les états du compteur qui ne correspondent pas à une remise à zéro, il y a au moins une sortie qui maintient à zéro par une diode l'entrée du circuit de retard.

En résumé, nous avons un diviseur réglable qui donne à la platine de base des impulsions séparées par les périodes: 1 μ s, 2 μ s, 5 μ s, 10 μ s, 20 μ s, 50 μ s, 100 μ s, 200 μ s, 500 μ s, 1 ms et 2 ms.

la construction

Comme pour les platines précédentes, nous avons prévu un circuit imprimé, visible en figure 2 avec l'implantation des composants. Les photos 3 et 4 montrent l'aspect de la platine terminée. Attention à la disposition des diodes de la matrice!



- R36 à R46 = 3,3 k Ω
 R47 = 330 Ω
 P4 = 2,5 k Ω ajustable
- C13 = 100 nF
 C14 = 560 pF
- D169 à D203 = 1N4148
 IC12 = 4040
 IC13 = 4093

S4 = commutateur rotatif à 1 circuit et 12 positions

liste des composants

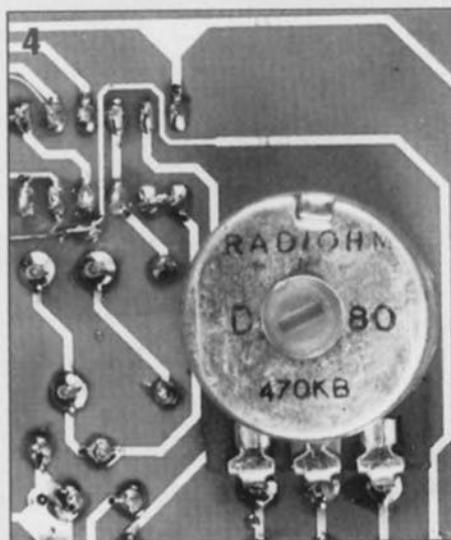
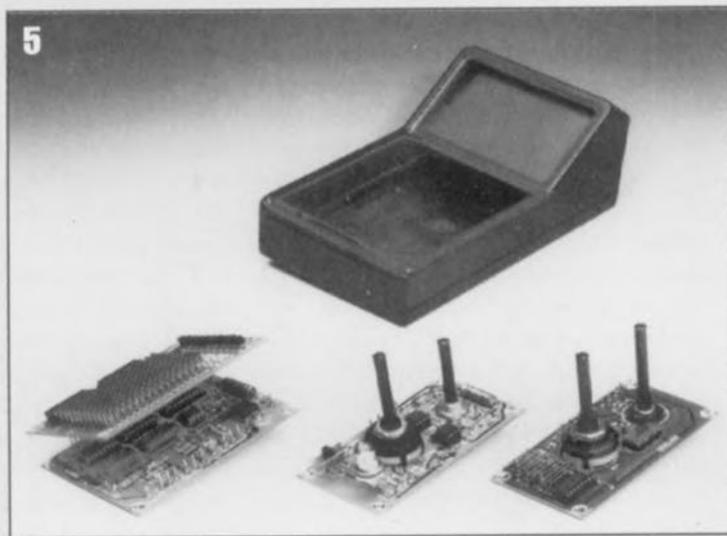
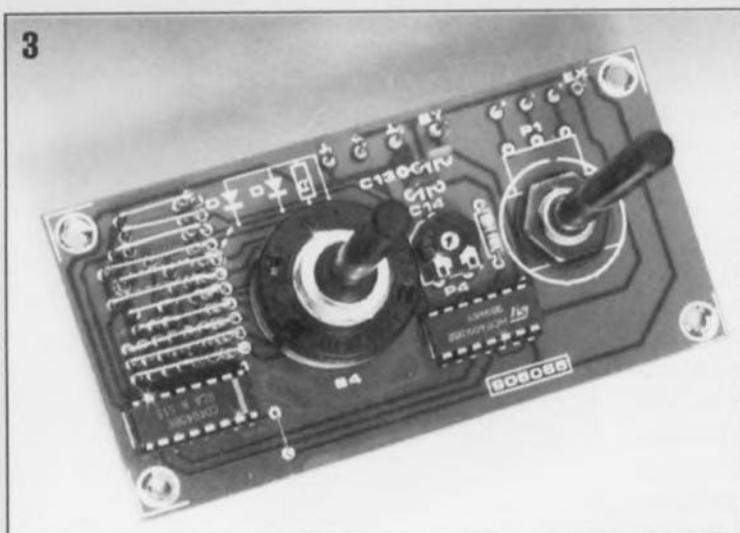
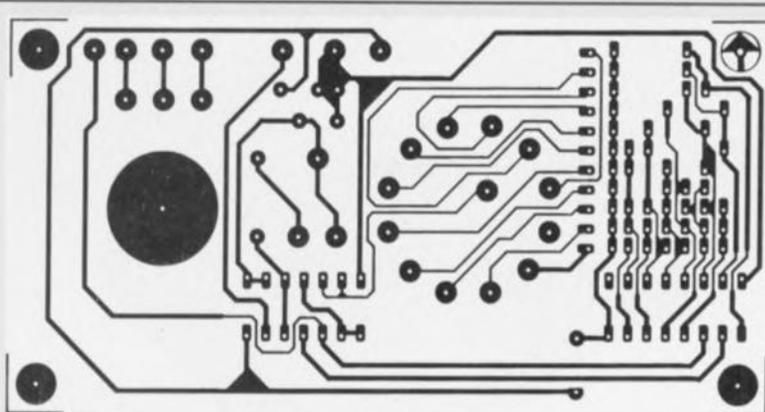


Figure 3 - Le potentiomètre P1, qui fait partie de l'affichage décrit dans le premier article, trouve sa place sur la platine de la base de temps.

Figure 4 - Le montage des potentiomètres du côté cuivre doit vous être devenu familier.

Figure 5 - Les quatre platines seront installées dans le coffret avant d'être reliées entre elles.





N'installez pas les platines dans le coffret avant de les avoir reliées provisoirement pour tester complètement le fonctionnement et procéder aux quelques réglages nécessaires. Raccordez une source de tension continue de 10 V pour vérifier si le générateur d'horloge fonctionne. Vous pouvez détecter le signal à 1 MHz, faute d'autre appareil de mesure, avec un récepteur de radio accordé sur 300 m dans la gamme des petites ondes (ou ondes moyennes).

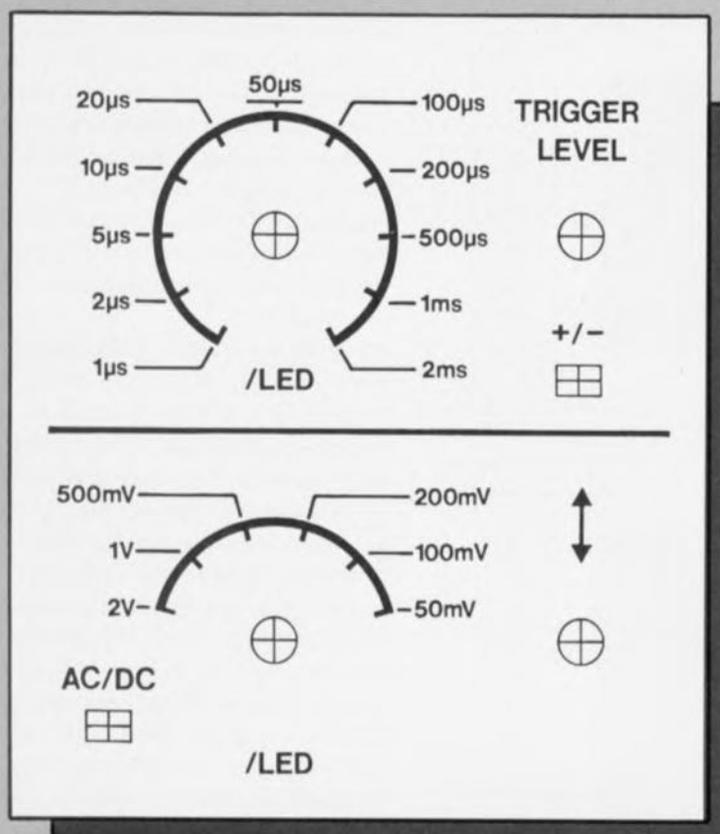
Vous trouvez sur le schéma de la base de temps un potentiomètre dont nous n'avons encore rien dit, P1. En fait, nous l'avons déjà rencontré, dans le schéma de la platine principale, c'est lui qui règle le niveau de déclenchement. Il n'appartient pas au circuit de la

base de temps, mais s'y trouve lié logiquement par l'usage qu'on en fait. C'est pourquoi il se trouve sur le même circuit imprimé; voyez aussi le dessin de la face avant, figure 6. Pour le raccordement des platines entre elles, vous pouvez vous reporter soit aux différents schémas des platines, soit au schéma de câblage global de la figure 7.

Le plus pratique, pour la construction et le test, est de vous conformer à l'ordre de parution des trois articles. Ainsi vous pourrez utiliser l'affichage pour tester l'atténuateur et la base de temps.

La figure 8 montre la disposition des platines dans la base du coffret. L'affichage est monté en position inclinée à l'aide de barrettes en aluminium. Vous pouvez recourir à une autre

Figure 6 - La face avant de l'oscilloscope à LED.



COMPOSIUM

ELECTRONIC

CHOLET
6, rue Nantaise
Tél. 41.58.63.64
Fax 41.58.21.14

MORLAIX
16, rue Gambetta
Tél. 98.88.60.53
Fax 98.63.84.55

VANNES
35, Rue De La Fontaine
Tél. 97.47.46.35
Fax 97.47.55.46

QUIMPER
33, rue Régalires
Tél. 98.95.23.48
Fax 98.95.91.29

**4 SPÉCIALISTES PRETS A SE METTRE
EN 4 POUR VOUS SERVIR
GRAND PUBLIC AU PROFESSIONNEL.**

Des milliers d'ingénieurs et de professeurs considèrent le tandem de FCAO logique et d'autoroutage

Schéma III - Layol

Comme étant le meilleur sur le marché.

Pour vous permettre de les maîtriser à cent pour cent nous vous proposons une K7 d'apprentissage pas à pas. Prix : LayoI E : 180 F, schéma III E : 255 F, K7 vidéo 275 F.

Toutes ces versions sont opérationnelles à 100 %.

Layo France, Château Garamache-Sauvebonne,
83400 Hyères

Tél. : 94 28 22 59, Fax : 94 48 22 16,
Minitel 3617 code LAYO

à BESANÇON

NOUVELLE ADRESSE

29, Bd J.F. Kennedy

Tél. : 81 80 72 13 - Fax : 81 80 72 24

P microprocessor

Composants Electroniques
Point traçage CIAO-LABOTEC - Perçage

ELEX, c'est pas fini:

3615

CODE

ELEX

c'est encore

ELEX!

Figure 7 - Les liaisons à établir entre les différentes platines. Sur la platine principale, installez un pont en fil à l'entrée « EXT » dans la position B. Le potentiomètre P2 de la base de temps d'origine peut être supprimé.



Figure 8 - Cette photo remplace un dessin et un long discours sur la façon de fixer les platines dans le coffret. L'affichage à LED doit être monté incliné dans le coffret en forme de pupitre que nous avons choisi.

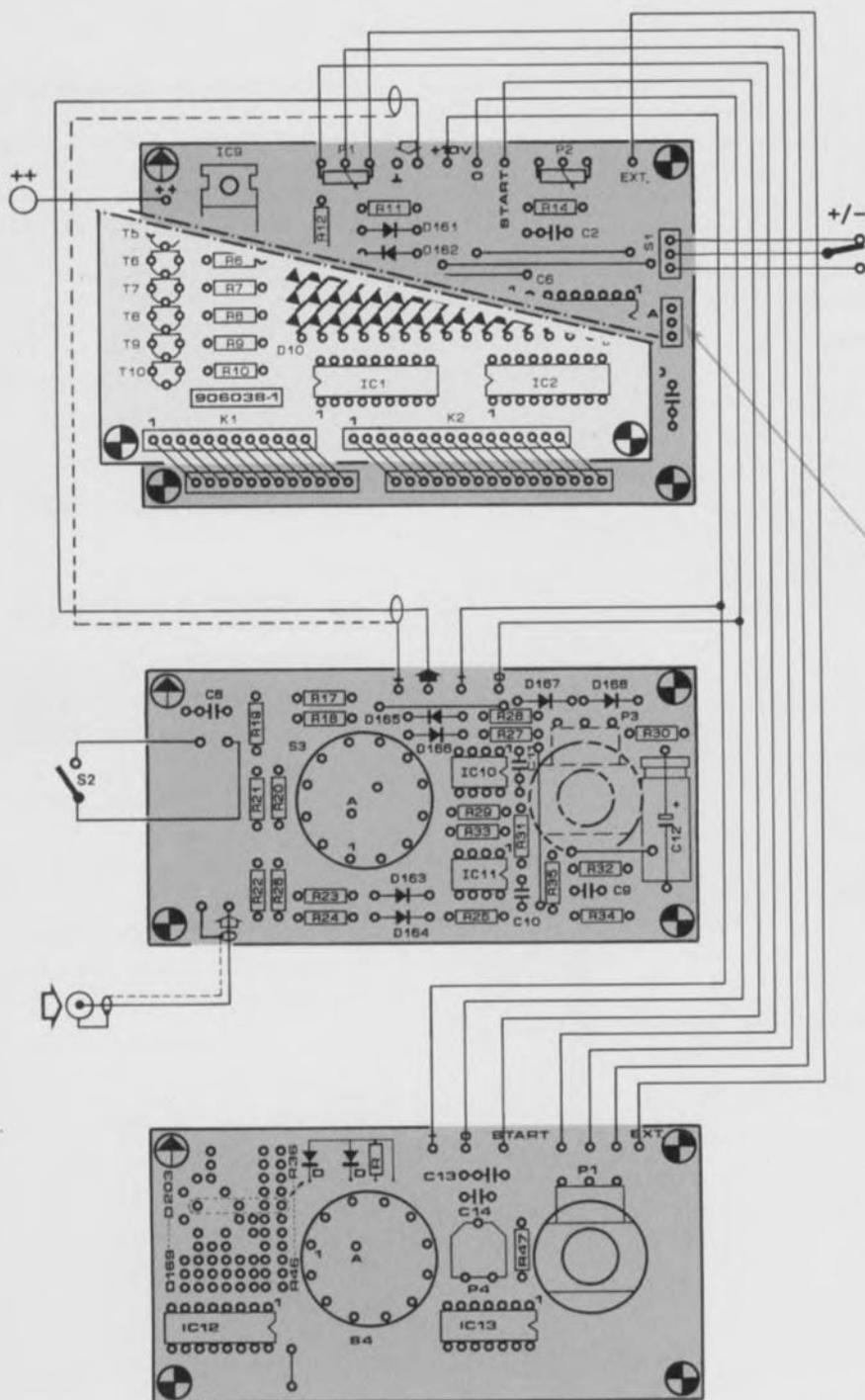


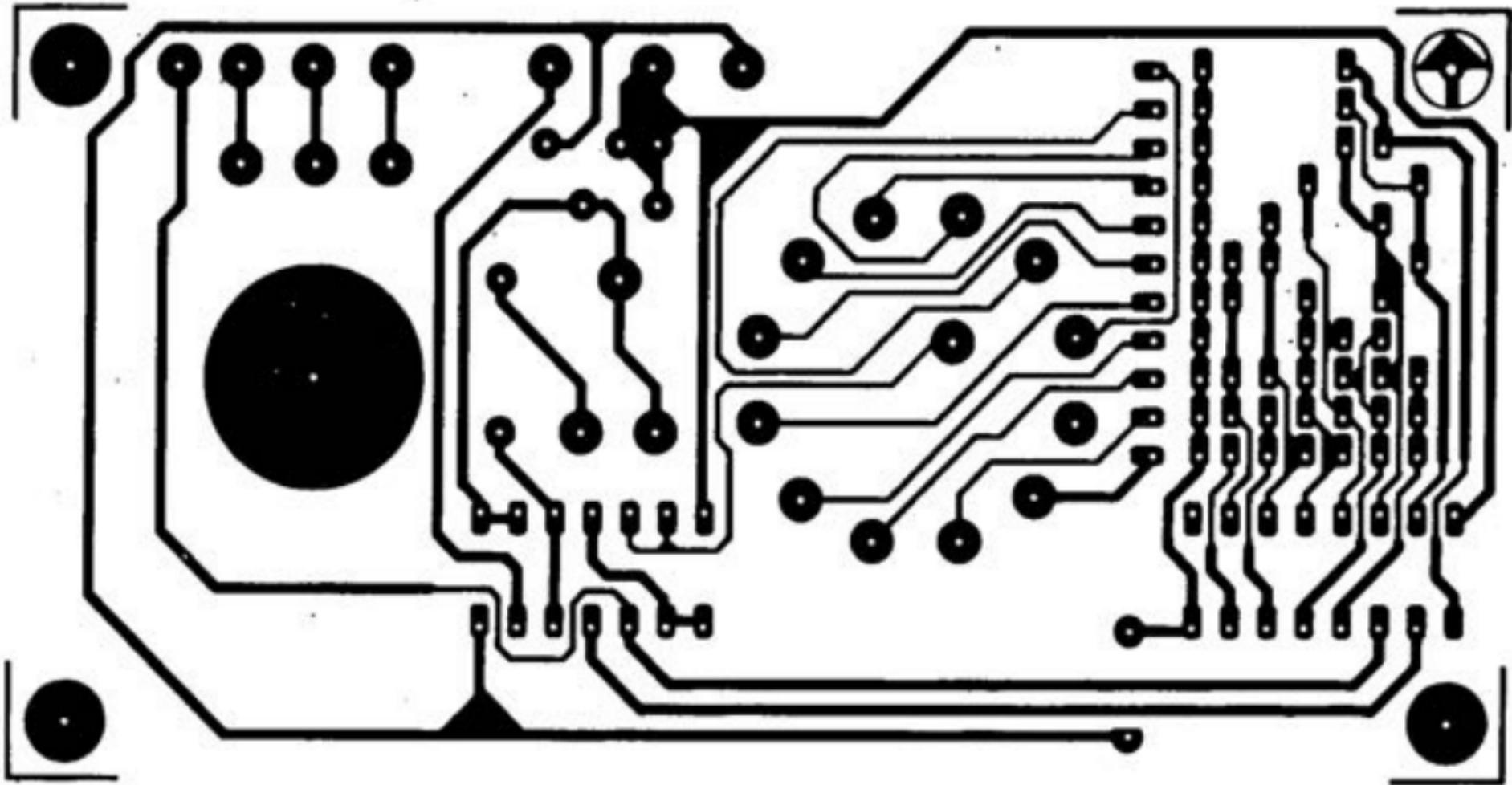
méthode de fixation si vous choisissez un autre type de coffret. Avant de fermer le coffret, il faut régler la fréquence à 1 MHz.

L'idéal est de disposer d'un fréquencemètre, mais c'est possible aussi avec un récepteur de radio en gamme petites ondes. Réglez-le sur 1000 kHz, s'il a un affichage numérique de la fréquence. Sinon, vous pouvez vérifier la concordance de la fréquence reçue et de la fréquence affichée grâce aux émetteurs locaux de fréquence proche. Sur 990 kHz, vous pouvez capter un émetteur allemand de 300 kW de puissance, sur 1008 kHz un émetteur néerlandais de 400 kW. Suivant votre position géographique, vous capterez d'autres postes moins puissants. Il faudra ensuite chercher une fréquence de battement égale à la différence entre la fréquence reçue et 1 MHz. Le réglage de l'oscillateur de la base de temps se fait avec le potentiomètre P4.

Il existe une autre méthode, moins précise, qui consiste à afficher sur l'écran de l'oscilloscope une période de la tension à 50 Hz du secteur, prélevée au secondaire d'un transformateur abaisseur (comme un transformateur de sonnette). Si l'horloge est réglée précisément à 1 MHz, la période du secteur, dont la durée est de 20 ms, est représentée par 10 LED, le commutateur de la base de temps en position 2 ms.

N'oubliez pas d'établir la liaison B avec la borne « EXT » sur la carte principale. Si vous n'utilisez plus la base de temps d'origine, vous pouvez supprimer le potentiomètre P2. Réalisez avec du fil blindé toutes les liaisons qui véhiculent des signaux analogiques, c'est-à-dire les liaisons entre la douille d'entrée et l'atténuateur et entre l'atténuateur et la platine principale. Le câblage est susceptible de capter un « bruit » numérique produit par la base de temps et l'affichage. Le blindage du câble ne sera connecté qu'à une extrémité, du côté de l'atténuateur, la liaison de masse sera établie séparément par un fil ordinaire, comme toutes les autres. La platine d'entrée ne sera pas installée près de la platine de l'affichage, toujours pour éviter les perturbations.





le multivibrateur astable, un générateur de signaux rectangulaires

Le multivibrateur astable est le plus connu des générateurs de signaux rectangulaires. Il est, sous sa forme la plus simple, apte à produire des signaux dont la fréquence correspond, avec une bonne approximation, aux prévisions d'un calcul élémentaire. Il est possible de le perfectionner à peu de frais.

Revenons sur les membres de la famille, à commencer par la bascule ou bistable. C'est un des composants élémentaires de l'électronique numérique. Voyez-le sur la figure 1. Il connaît deux états stables: la tension de collecteur de chacun des transistors peut correspondre à un niveau logique bas ou haut, l'inverse en tout cas de celle de l'autre transistor. Les niveaux logiques sont toujours opposés (du moins tant que le circuit fonctionne). Pour faire basculer le circuit dans l'un ou l'autre état, autrement dit pour commuter, il suffit d'appliquer sur la base du transistor bloqué une impulsion positive. La saturation d'un des transistors bloque l'autre, lequel se sature à nouveau que s'il est sollicité de l'extérieur, ce qui a pour résultat de rebloquer le premier. C'est une image électronique de l'interrupteur à bascule.

Le second membre de la famille, comme le bouton poussoir, n'a plus qu'un état stable et s'appelle pour cela monostable (figure 2). Au repos, le collecteur du transistor de gauche est au niveau logique bas puisque R est choisie de telle façon qu'il soit saturé, celui du transistor de gauche est au niveau logique haut (blocage). Le condensateur est chargé sous $U_{bat} - 0,6 V$. Si nous portons la base du transistor de droite au niveau logique haut, "artificiellement", par l'intermédiaire de l'entrée de déclenchement (*trigger*), celui-ci conduit. Son collecteur passe alors au niveau logique bas, niveau répercuté par le condensateur sur la base du transistor de gauche qui, en conséquence, se bloque: le condensateur porte la base de ce transistor à un niveau bien inférieur à celui de la masse. C'est un état instable puisque le condensateur, qui se charge, dans l'autre sens, par l'intermédiaire de la résistance R et du transistor nouvellement

saturé, voit son armature de gauche, et la base du transistor bloqué, retrouver le potentiel qui ramène le circuit dans sa position de départ. Le transistor de droite, pour autant qu'il ne bénéficie plus de la tension de déclenchement, est alors à nouveau bloqué et le dispositif reste au repos. Ce circuit, une fois déclenché, produit une impulsion unique et calibrée, d'une amplitude suffisante, et d'une durée déterminée par la résistance de R et la capacité du condensateur, puis revient à son état de repos. Il se fait aussi appeler *one-shot* (monocoup) au Far West.

Le troisième, et dernier, membre de la tribu est le multivibrateur astable. Il n'a pas une, ni deux positions stables, mais aucune (ou une infinité, si vous insistez): quelle que soit la position dans laquelle nous le trouverons, c'est l'autre qu'il préférera. Voyons cet oscillateur à la loupe.

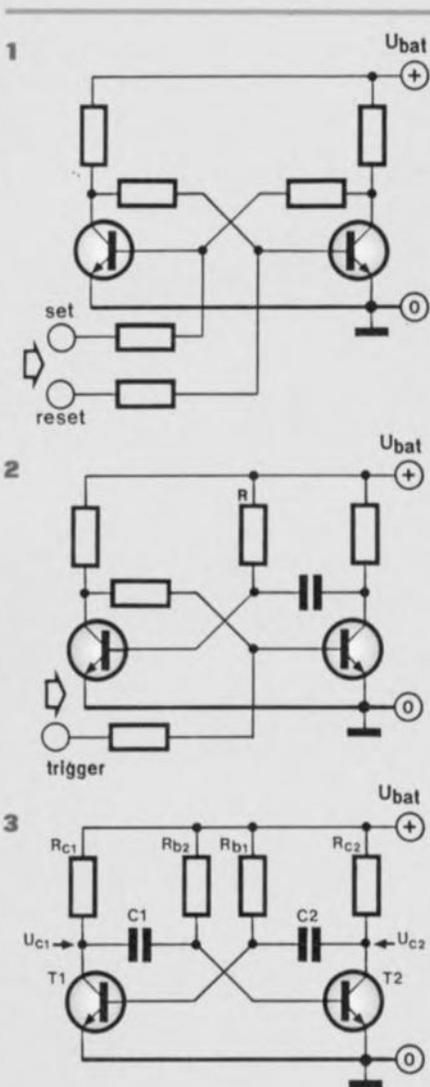
Figure 1 – Un exemple de multivibrateur, la bascule. Une impulsion de mise à un (*Set*) ou de remise à zéro (*Reset*) appliquée sur la base de l'un ou l'autre des transistors modifie le niveau logique des sorties, sur les collecteurs.

Figure 2 – Le monostable, sous l'effet d'une impulsion d'amplitude suffisante sur son entrée de déclenchement (*trigger*), en produit une autre de durée déterminée par la résistance R et la capacité du condensateur, puis retrouve sa position d'équilibre.

Figure 3 – Les tensions de collecteur U_{C1} et U_{C2} du multivibrateur astable, oscillent, en opposition de phase, entre U_{bat} et 0 V. Ce générateur de signaux rectangulaires a de nombreuses applications.

le multivibrateur astable

Prenez la figure 1, supprimez-en les entrées et remplacez les deux résistances de base par deux condensateurs. Remplacez les résistances, de façon à ne pas laisser "en l'air" les bases des transistors et vous obtiendrez le multivibrateur astable de la figure 3. Alimentez-le sous une différence de potentiel U_{bat} : les deux transistors se saturent puisque les résistances de base sont calculées de façon qu'il en soit ainsi. Et après? Plus rien ne bouge: c'est l'oscillateur dit des Sargasses, un circuit aussi vain qu'inutile, difficile à fabriquer... En



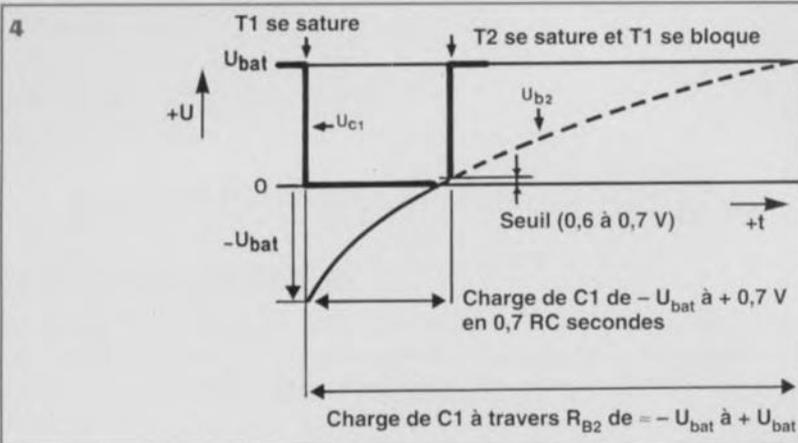


Figure 4 - Variations des tensions de collecteur de T1 et de base de T2 en fonction du temps. Lorsque T1 se sature, U_{B2} chute jusqu'à (presque) $-U_{bat}$, puis remonte progressivement au fur et à mesure de la charge de C1 à travers R_{B2} . A "mi-parcours" (plus 0,3 V) U_{B2} atteint 0,6 V et T2 se sature à son tour, provoquant le blocage de T1 par l'intermédiaire de C2.

fait, les choses se passent un peu différemment. À la mise sous tension, les condensateurs se chargent, par l'intermédiaire des résistances de collecteur et les jonctions des transistors : un transistor se sature plus vite que l'autre, T1 par exemple. Si T1 conduit, U_{C1} est très peu différente de 0 V et l'armature de droite de C1 est à un potentiel inférieur à celui de la référence : T2 reste bloqué et U_{C2} est égale à U_{bat} une fois que C2, dont l'armature de gauche est à 0,7 V, est chargé. Pendant ce temps-là, C1 d'abord chargé dans un sens à travers R_{C1} , se charge dans l'autre à travers R_{B2} , puisque pratiquement tout le courant qui traverse la résistance de collecteur est tiré par le transistor. Cette charge se poursuit jusqu'à ce que T2 voie sur sa base une tension de près de 0,7 V qui lui permet de conduire. Si T2 conduit, U_{C2} tombe à 0 V et l'armature de gauche de C2, dont le potentiel est inférieur à celle de droite à la suite de sa charge à travers R_{C2} , donc inférieur à 0 V, bloque T1. Le condensateur se charge dans l'autre sens à travers R_{B1} jusqu'à ce que le potentiel de son armature de gauche dépasse le seuil de conduction de T1 qui se sature etc.

La figure 4 décrit ce balancement incessant du circuit au cours du temps d'une autre manière. Lorsque la tension U_{C1} sur le collecteur de T1 tombe de U_{bat} à 0 V, la tension U_{B2} sur l'armature droite de C1 diminue également d'une quantité U_{bat} . En principe, C1 se rechar-

ge, par l'intermédiaire de R_{B2} de presque (à un coude de diode près) $-U_{bat}$ à $+U_{bat}$. En principe, parce qu'à mi-charge, environ, après une durée évaluée à $0,7 RC$, lorsque la tension U_{B2} atteint 0,6 V, la situation change, comme nous l'avons vu, avec la saturation de T2 qui provoque le blocage de T1. Nous pouvons en conclure que l'instant où T1 se sature est séparé de l'instant où T2 se sature et le bloque, d'un intervalle de temps égal, en secondes si la capacité est exprimée en farads et la résistance en ohms, à :

$$0,7 \cdot R_{B2} \cdot C1$$

durée pendant laquelle, en d'autres termes, U_{C1} est au niveau logique bas.

De même, U_{C2} est au niveau logique bas, et U_{C1} au niveau logique haut pendant :

$$0,7 \cdot R_{B1} \cdot C2$$

Si les résistances de base et les condensateurs sont identiques, les sorties du circuit, sur les collecteurs des transistors, fournissent des

créneaux rectangulaires symétriques dont la fréquence F est de :

$$F = 1/1,4 \cdot R_B \cdot C$$

Cette fréquence en hertz ou, si la résistance est en k Ω et la capacité en μF , en kHz.

perfectible ?

Ces circuits ne sont pas sans poser quelques problèmes. Pour commencer, la fréquence d'un multivibrateur dépend de la différence de potentiel sous laquelle il fonctionne. La formule donnée plus haut n'en tient pas compte mais elle ne prétend pas être très précise. Revenons à la figure 4. Le transistor T2 ne se sature que lorsque sa tension de base est de l'ordre de 0,6 V. Sur la courbe, qui débute en fait à $-U_{bat} + 0,6 V$, cela correspond à peu près à la moitié de la charge du condensateur (à 0,3 V près). Si la tension d'alimentation est assez élevée, de 12 V par exemple, ça

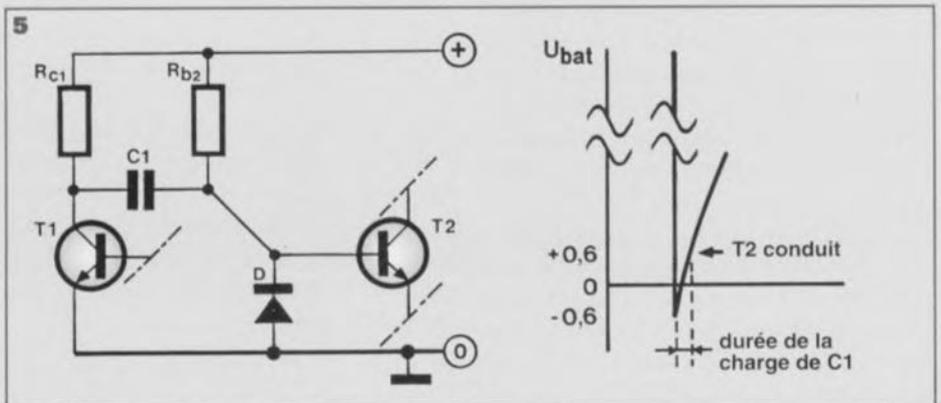


Figure 5 - La protection du transistor par sa base à l'aide d'une diode réduit l'amplitude de l'impulsion de tension à $-0,6 V$ mais augmente la fréquence de l'astable dans des proportions difficiles à définir puisque la charge du condensateur se fait entre $-0,6$ et $+0,6 V$ en un intervalle de temps très bref.

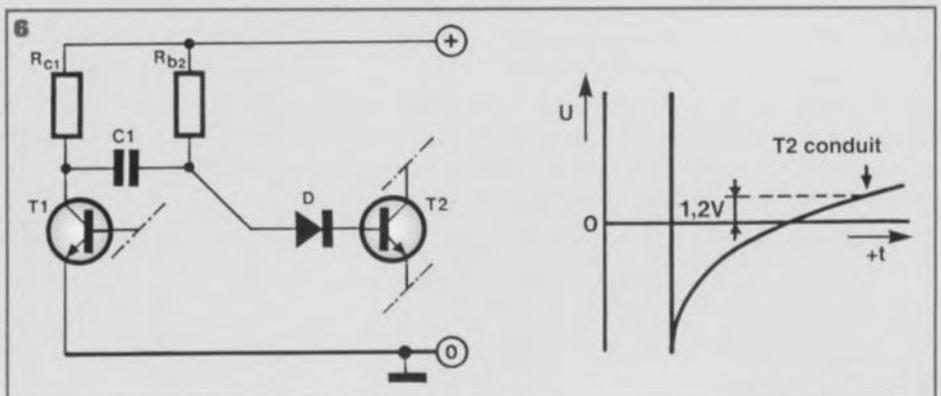


Figure 6 - Une meilleure solution consiste à introduire la diode en série entre le condensateur et la base du transistor. Elle a pour seul défaut de repousser le seuil de commutation de 0,6 V à 1,2 V.

amélioration des flancs

n'a pas grande importance relative. Pour une tension d'alimentation de 3 V en revanche, la charge s'effectue entre -2,4 V et 0,6 V et les 0,3 V dont la formule ne tient pas compte, font 10% de la tension d'alimentation, dans une portion de la courbe où la pente est encore raide. Les transistors ne se satureront qu'un peu plus tard et la fréquence diminuera.

Indépendamment de cela, une mesure de fréquence montre que ce que laissait prévoir le calcul est inférieur à la réalité. Comment est-ce possible? Pour une tension d'alimentation de 12 V par exemple, la base de T2 passe à -12 V (à un seuil de diode près) aussitôt que T1 se sature et que sa tension de collecteur tombe à 0 V. Cette tension de -11,4 V ne sera pas atteinte pour la raison qu'un courant va traverser la jonction base-émetteur du transistor en inverse et la limiter, comme une zener, à -6 V. L'avalanche est cependant contrôlée et la jonction n'en souffre pas puisque les capacités de C1 et C2 sont, la plupart du temps et à dessein, limitées (inférieures à 10 μ F). Si le condensateur est chargé à partir de -5,4 V (6 - 0,6 V pour une alimen-

tation de 6 V) au lieu de -11,4 V (alimentation de 12 V) le seuil à partir duquel T2 conduit est plus vite atteint: la période est raccourcie et la fréquence est plus élevée. Ce n'est pas en soi une catastrophe mais il est bon de savoir qu'il ne faut pas augmenter outre mesure la tension d'alimentation ou la capacité des condensateurs... à moins de perfectionner le dispositif de telle façon que les jonctions base-émetteur des transistors ne soient plus soumises à des tensions inverses trop élevées.

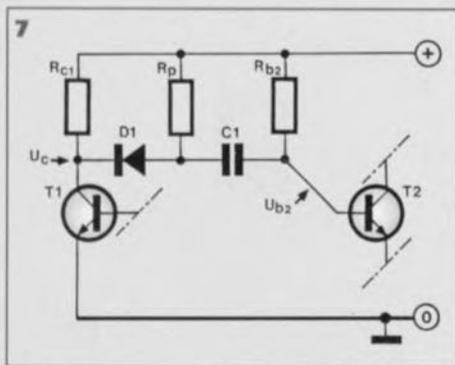
C'est possible et de deux façons différentes. Une diode peut limiter ces pointes de tension, comme le montre la figure 5. L'inconvénient ici est que la charge commence à -0,6 V si bien que le niveau de 0,6 V qui correspond au seuil de conduction du transistor sera très vite atteint, d'autant plus rapidement que sa charge s'effectuera sur une toute petite portion de la partie la plus raide de la courbe. Résultat des courses: une fréquence indéfiniment grande que l'adjonction d'une zener, en série avec chaque diode ne permettrait ni de diminuer ni de définir de façon suffisamment économique.

Il y a mieux à faire, comme le montre la figure 6 où l'impulsion de tension négative n'est plus limitée par la diode, qui protège le transistor sur ses arrières. C'est la meilleure solution, avec l'inconvénient cependant que le seuil de conduction est repoussé d'un coude de diode. Il est maintenant de 1,2 V. L'influence du niveau de la tension d'alimentation sur la fréquence sera(it) donc alors plus importante.

L'astable tel qu'il vient d'être décrit, n'est pas très convaincant. Aux fréquences élevées en particulier, les flancs du signal de sortie ne seront pas aussi verticaux que nous les souhaitons mais prendront un tour penché qui ne satisferait qu'un architecte de Pise. Revenons à la figure 3 pour plus d'explication. Lorsque T1 se bloque, sa tension de collecteur passe de 0 à U_{bat} . Si le passage est « instantané », la montée est bien sûr verticale. Le problème cependant est que la résistance de collecteur R_{C1} n'a pas seulement à sa charge de "tirer vers le haut" le collecteur, il faut en plus qu'elle charge C1 à travers la jonction base-émetteur de T2. Ceci prend un temps qui n'est pas négligeable puisqu'on est allé jusqu'à lui donner un nom, c'est le temps de recouvrement. L'instantanéité du changement d'état de la tension de collecteur en souffre, c'est une instantanéité pour le moins progressive. En haute fréquence, même si R_C est relativement très petite, il est exclu que nous ne fassions rien pour redresser la situation.

La figure 7 propose une solution. Dès que T1 se sature, la chute de la tension de collecteur est transmise, par l'intermédiaire de D1 et C1, à la base de T2. La base de T2 la voit cependant amputée des 0,6 V du coude de diode. Quand T1 se bloquera, U_{C1} croîtra plus rapidement puisque cette partie du circuit est soulagée de la charge de C1 par D1 qui la confie à R_p , résistance de tirage nouvellement embauchée. Il faut évidemment choisir R_p de telle façon que la charge de C1 ne dure pas plus qu'il ne faut. Ainsi sont redressés les flancs et amélioré le comportement de l'astable aux fréquences élevées.

Figure 7 - Le déplacement et le branchement dans l'autre sens de la diode, l'introduction d'une résistance de "tirage" (pull-up) R_p , déchargent R_c de la charge de C1, dont R_p prend le relais et réduisent en conséquence le temps de montée de la tension de collecteur, donc redressent les flancs du signal.



pour finir

La figure 8 regroupe toutes les améliorations proposées et quelques autres: les résistances de décharge R_{BE1} et R_{BE2} sont là, comme leur nom le laisse supposer, pour l'évacuation rapide des charges stockées dans les jonctions base-émetteur des transistors lors des flancs de commutation négatifs (elles ont une capacité qui n'est pas négligeable). L'astable est enfin pourvu d'un étage de sortie, un émetteur-suiveur, auquel est confié le soin d'adapter son impédance à celle de la charge, qui, ainsi, ne le perturbera pas.

906067

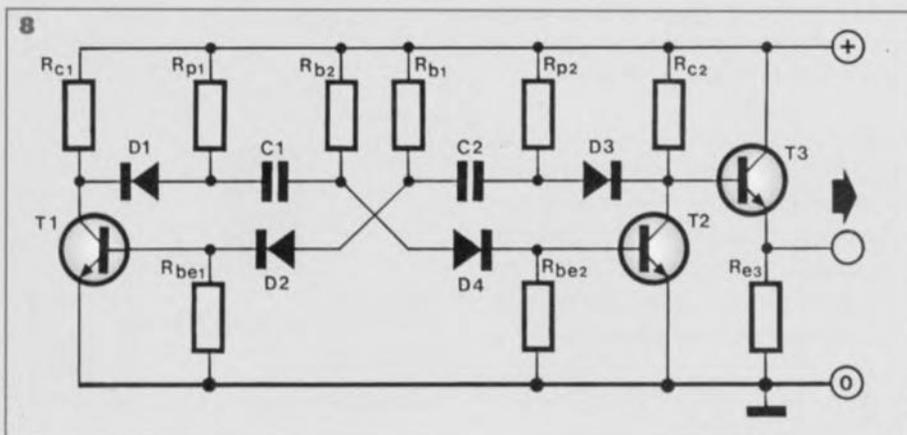


Figure 8 - L'astable amélioré et pourvu d'un étage de sortie, adaptateur d'impédance.

Nous commencerons cette partie par des mesures d'intensité. Suivra la description d'une méthode de mesure qui limite le danger lors de l'étude de circuits connectés au secteur. L'utilité et l'utilisation des bases de temps retardées seront ensuite abordées et nous terminerons par une visite guidée au rayon des "oscilloscopes de luxe" à mémoire et à échantillonnage.

mesures à l'oscilloscope

cinquième partie: techniques de mesure et circuits auxiliaires

mesure de tension flottante

À qui sait mesurer des différences de potentiel, les mesures d'intensité ne posent pas de difficultés, insurmontables en tout cas. Suivre le courant dans un circuit, en mesurer l'intensité en divers points stratégiques pour avoir une idée précise de ce qui se passe est donc possible. L'oscilloscope est alors l'instrument idéal pour montrer, (d)écrire* la forme des courants.

Illustrons par un simple exemple ce que nous venons de dire. Nous désirons savoir comment se comporte le courant de sortie d'un amplificateur à travers un haut-parleur, savoir s'il y a saturation par exemple ou déterminer l'impédance du transducteur. Un protocole de mesure est représenté sur la figure 1. Une résistance de mesure (un *shunt*) de faible valeur ($0,1 \Omega$) est mise en série avec le haut-parleur. Elle est assez petite pour que son influence soit négligeable. Nous mesurons à l'aide de l'oscilloscope la chute de tension qu'elle provoque: les masses des appareils sont connectées entre elles et l'entrée Y voit l'autre extrémité de la résistance. Si nous sommes sur le calibre 100 mV/division , une division de l'écran correspond à 1 A (pour le shunt de $100 \text{ m}\Omega$ que nous avons choisi).

En revanche, la mesure du courant délivré par l'alimentation à l'amplificateur n'est pas sans poser de problème. Un branchement comme celui représenté sur la figure 2a n'est en effet pas permis puisqu'alors la masse de l'oscilloscope est portée au même potentiel que le pôle + de l'alimentation! Si les masses de l'appareil de mesure et celle de l'amplificateur sont à la terre, le court-circuit est garanti. Mais même s'il n'en est pas ainsi, l'utilisateur risque de se sonner s'il touche les deux appareils en même temps. On met donc en œuvre une autre méthode, dite mesure de "tension flottante" ou mesure d'une différence de potentiel entre deux points "chauds".

Une mesure de tension flottante nécessite, en principe, nous verrons qu'il est aussi possible de se débrouiller autrement, un oscilloscope à deux voies. Dans ce cas (2b), les masses des deux appareils, étudiant et étudié, font cause commune, et chacune des entrées Y1 et Y2 (ou CH.I et II ou A et B) voit une extrémité de la résistance de mesure. Comme les entrées de la plupart des oscilloscopes tolèrent plus de 250 V , il n'y a pas de souci à se faire, elles

supporteront la différence de potentiel que délivre l'alimentation. Chaque canal voit la différence de potentiel entre l'une des bornes de la résistance et la référence commune, ce que montre la figure 2c: U_b pour une voie et $U_b - U_r$ pour l'autre, auxquelles correspondent les deux traces, en mode haché ou alterné. Ce qui nous intéresse est cependant U_r . Comment y accéder plus directement? C'est simple, un oscilloscope à deux voies offre, d'une part, la possibilité de faire la somme

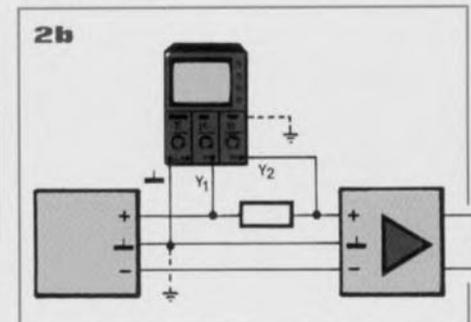
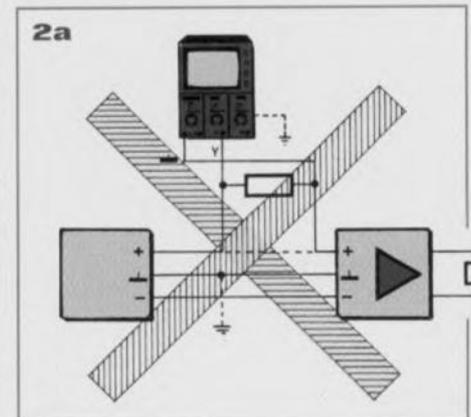
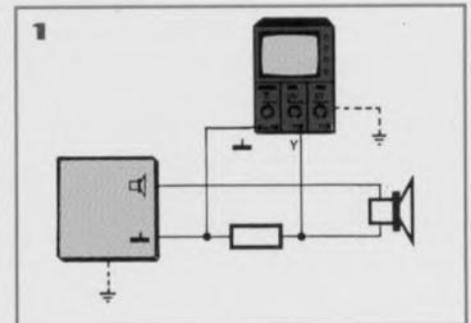
Figure 1 – La mesure de l'intensité du courant qui traverse un haut-parleur à la sortie d'un amplificateur peut se pratiquer de cette manière.

Figure 2a – Une mesure de courant pratiquée de cette manière conduit presque inévitablement au court-circuit ou au choc électrique.

Figure 2b – Mesure, sans risque, de potentiels "flottants", et donc, dans le cas présent, mesure de l'intensité, à l'aide d'un oscilloscope bicourbe.

Figure 2c – Le principe de la mesure de l'intensité d'un courant I : la trace qu'affiche l'écran correspond à la différence de potentiel $U_r = U_b - (U_b - U_r)$ où U_b représente la tension d'alimentation et U_r la chute de tension provoquée par la résistance (le *shunt* de mesure).

Figure 3 – Des mesures sur des circuits raccordés directement au secteur sont aussi possibles si l'on prend quelques précautions. Pour se protéger efficacement, il est impératif de ne les pratiquer qu'avec un transformateur d'isolement.



* Se dit *graphein* en grec, le nom le plus propre à cet appareil est effectivement « oscillographe », comme nous le fait aimablement remarquer Monsieur Bostryche (typographe de son état).

des signaux présents sur chacune des entrées, d'autre part, celle de représenter l'opposé d'un des deux signaux (l'opposé et non l'inverse encore moins l'inverti; si l'on fait l'addition d'une tension, qui représente un signal, et de son opposée, le résultat est une tension nulle). Additionner l'opposé, c'est proprement soustraire. Nous aurons ainsi à l'écran une trace correspondant à la différence de potentiel aux bornes de la résistance, c'est-à-dire une image de l'intensité du courant qui la traverse, peu différente de ce que la ligne positive de l'amplificateur de sortie délivre au haut-parleur.

Si nous voulons savoir ce que consomme un montage dans sa totalité, nous câblerons la résistance de mesure en amont du pont redresseur, en série sur une ligne de l'alimentation alternative. Il est donc possible de connaître les caractéristiques - forme et intensité - du courant dans un circuit sans avoir à se préoccuper de la façon dont l'oscilloscope est relié à la terre. C'est aussi possible avec un oscilloscope à une seule voie comme le *Torg*, nous le verrons la prochaine fois, à l'aide d'un petit montage auxiliaire.

Cette technique a d'autres emplois. Si l'on veut savoir comment varie la différence de potentiel aux bornes d'un triac ou déterminer les causes de dysfonctionnement de sa commande, on utilise de même les deux voies de l'appareil. On observe soit les variations de la tension de gâchette (par rapport à la référence) soit la différence de potentiel entre les bornes de la charge.

Le procédé est aussi valable pour la mesure de tensions et de courants sur un (vieux) téléviseur alimenté directement sur le secteur. N'oublions cependant pas dans ce cas de tenir compte de la tension maximale que l'oscilloscope supporte sur ses entrées pour ne bien sûr pas la dépasser.

Un mot encore à ce propos: des mesures de cet ordre, sur des circuits en liaison directe avec le secteur, vous mettent bien sûr en danger de mort. Utilisez, si vous devez absolument en passer par là, un transformateur d'isolement et gardez votre multimètre à portée de la main pour avoir toujours une idée de l'ordre de grandeur de ce que vous mesurez.

ligne à retard (delay)

Tous les oscilloscopes disposent d'une ligne à retard. Celle-ci peut n'être qu'une simple longueur de câble coaxial. Il peut s'agir aussi d'une ligne de transmission plus élaborée dont les caractéristiques selfiques et capacitives sont bien déterminées, voire variables en fonction des besoins de l'utilisateur. Le signal - nous parlons de signal, mais répétons-le, il s'agit d'une tension ou mieux d'une différence de potentiel qui rend compte des variations d'un signal - donc le signal appliqué à l'entrée de cette ligne la voit comme un filtre constitué de selfs en série et de condensateurs en parallèle dont l'ensemble manifeste une certaine inertie: il ne répond à des

variations de la tension appliquée sur son entrée qu'avec retard. La variation de tension "court" le long de la ligne comme l'onde se propage le long d'une corde (pesante) agitée à l'une de ses extrémités.

La figure 4 montre l'inconvénient (à gauche) et l'intérêt (à droite) d'un tel dispositif. Soit à étudier la portion de signal représentée sur la première ligne. Comme nous le voyons sur la seconde, l'impulsion de déclenchement fabriquée à partir de lui démarre pratiquement au commencement de son flanc ascendant. Cette impulsion déclenche la base de temps avec un certain retard t_1 , retard accentué d'une durée t_2 par le circuit de déviation horizontale. Le retard total t_{tot} avec lequel le balayage se présente sur les plaques X fait que n'apparaît à l'écran qu'une fraction seulement de la portion du signal que nous voulons observer. Le retard t_3 , dû à la circuiterie (amplification) avec lequel il apparaît lui-même sur les plaques Y est inférieur à t_{tot} et ne le compense pas: qu'il arrive plus tôt n'avance à rien, son amputation n'est pas retardée. Que faire pour y remédier? Faire prendre au signal à étudier le chemin des écoliers, c'est-à-dire introduire sur son trajet un retard artificiel t_d tel qu'il se présente aux plaques de déviation verticale à l'instant même où la tension de balayage alimente les plaques de déviation horizontale. Ce retard, ce délai (*delay* si vous préférez) permet d'afficher correctement la trace.

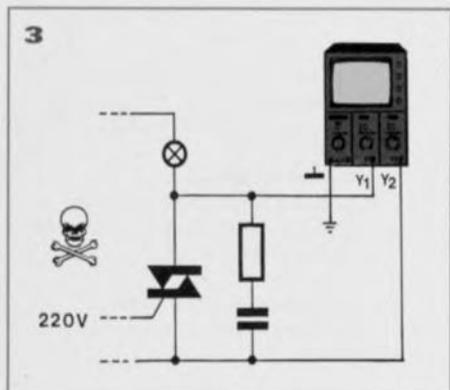
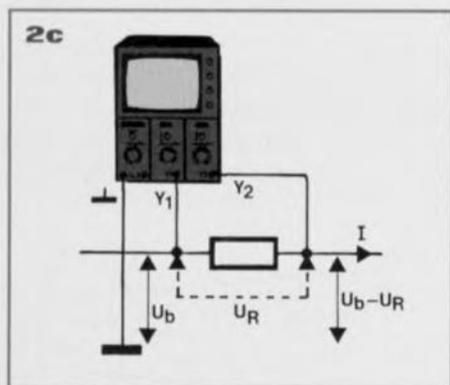
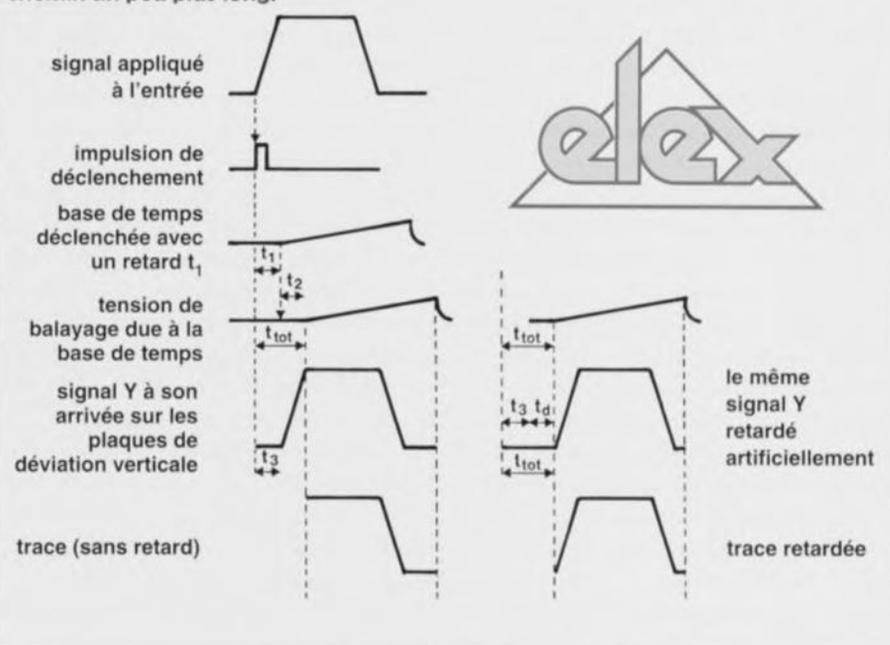


Figure 4 - Ici est démontré l'intérêt d'une ligne à retard qui permet de compenser l'avance qu'a le signal appliqué aux plaques de déviation verticale sur celui appliqué aux plaques de déviation horizontale. On fait prendre au premier un chemin un peu plus long.



balayage à retard

Les oscilloscopes les plus élaborés (les plus chers évidemment) offrent encore la possibilité d'un *delayed sweep* qui n'est pas un balayage "décalé" mais un balayage "secondaire" retardé. Ces appareils proposent deux bases de temps, dites respectivement, "générateur retardant" pour la première et "générateur retardé" pour la seconde. Le principe, simple, est illustré sur la figure 5. La première base de temps est déclenchée sur l'impulsion fabriquée à partir du signal présent à l'entrée et s'arrête après un intervalle de temps, qui correspond à un certain niveau de tension, réglé à l'aide de la commande *division-delay*. Elle ne provoque pas de balayage. En mode *Auto* le second générateur se déclenche à ce moment-là, et commande le balayage. Dans l'autre mode (souvent appelé *arming*), c'est l'impulsion suivant l'avortement provoqué de la fin de la première dent de scie qui déclenche ce balayage : la première base de temps "arme" la seconde.

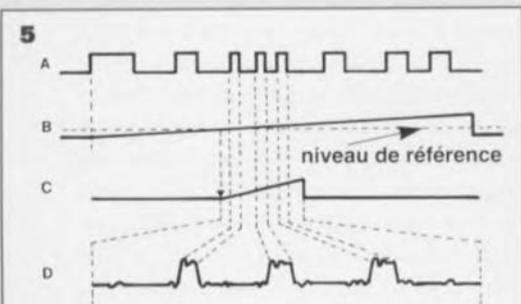


Figure 5 - La sélection, comme par une loupe, de la partie intéressante d'un phénomène est aussi permise à l'aide d'une base de temps retardée.

À quoi sert-ce ? Supposons, comme le représente la figure 5, que d'un train d'impulsions qui se répète, la figure n'en représente qu'une période, nous désirions en observer quelques unes en détail. Le flanc ascendant de la première impulsion déclenche la base de temps principale (B) mais non le balayage : l'écran reste vide pendant un délai réglé avec une excellente précision à l'aide de la commande *division-delay*. Le signal en provenance de la base de temps principale est appliqué à une entrée d'un comparateur. L'autre entrée du comparateur voit une tension de référence dont le niveau peut varier en fonction des besoins. C'est lorsque la dent de scie de la base de temps principale atteint ce niveau que la base de temps secondaire (C) peut se déclencher. Appliquée à l'entrée de l'amplificateur de déviation horizontale, elle permet le balayage de l'écran et l'apparition de la trace qui correspond, si le réglage est bien fait, à l'aide d'un potentiomètre multitour associé à un vernier le plus souvent, aux trois impul-

sions dont nous désirons le détail. Ces trois impulsions occupent alors tout l'écran, dans sa largeur (D), et la mesure de leur durée en est grandement facilitée.

Pour les appareils qui ne sont pas dotés de ce dispositif, de telles mesures, bien que moins faciles, ne sont pas impossibles. Soit qu'on utilise la commande *hold-off* et par un réglage minutieux du temps d'inhibition, on arrive à afficher la partie de la trace qui nous intéresse. Soit qu'on fasse appel à la "loupe" (*X-Mag*) dont beaucoup d'appareils sont dotés. Les phénomènes ainsi étudiés sont bien sûr répétitifs. Si l'on a affaire à des phénomènes uniques, on n'a pas d'autre ressource que leur enregistrement. C'est ce que permettent les oscilloscopes à mémoire dont nous allons maintenant brièvement traiter.

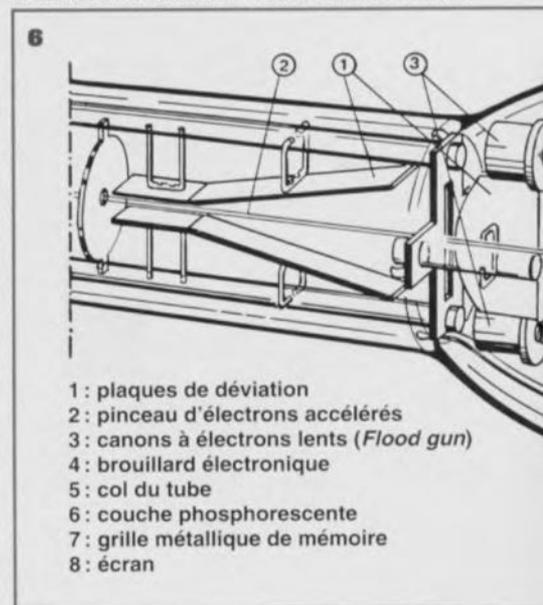
oscilloscope à mémoire

Une impulsion qui ne survient que de temps à autre, sans vraie périodicité, a une durée trop brève pour que son étude soit permise. Des phénomènes à évolution lente sont aussi difficiles à étudier avec un oscilloscope ordinaire dont la base de temps est trop courte : l'œil doit reconstituer la trajectoire d'un point qui se déplace lentement sur l'écran sans laisser de trace continue, ce qui ne facilite pas l'étude. Que faire ? « Geler » la trace pour en conserver la forme. C'est dans ce but qu'ont été conçus des tubes cathodiques particuliers doués de mémoire : un peu comme le papier qui garde le "souvenir" du passage du crayon, ceux-ci se souviennent du passage du spot. Comment cela ? C'est une assez longue histoire. La couche de "phosphore" qui recouvre l'intérieur de l'écran se charge positivement là où elle reçoit des électrons en provenance du canon. Comme elle est isolée, les charges persistent. Il reste donc, après chaque balayage, une trace positive à la face interne de l'écran qui ne disparaît qu'au bout d'un certain temps. La "route" est tracée, il reste alors à la fixer d'une façon lumineuse. Si l'on installe dans la partie la plus large du tube, de petits canons à électrons lents (*flood gun*, *flood*, *flot*, *flux*, opposé à *spot*, *tache*) et que l'on recouvre la face interne de l'écran d'une grille métallique très fine qui fonctionne en anode, la couche de phosphore sera continuellement arrosée d'électrons. Ceux-ci attirés vers les points chargés positivement en entretiendront la phosphorescence : la trace restera visible plus longtemps. Cette technique de mémorisation dite "à persistance variable" n'est pas la seule dans son genre. Nous ne nous y attarderons cependant pas plus puisque les techniques numériques, dues au développement prodigieux des semi-

conducteurs, ont fait rapidement régresser le marché des tubes à mémoire dont la figure 6 vous montre un spécimen.

Dans les oscilloscopes à mémoire numérique, le signal étudié n'est plus appliqué directement à l'amplificateur de déviation verticale mais numérisé et stocké pendant la durée d'un balayage, dans une mémoire volatile (*Random Access Memory*, mémoire à accès aléatoire, RAM, ou mémoire vive). Lorsque le contenu de la RAM est lu, les données qu'elle contient sont reconverties en un signal analogique appliqué à l'entrée de l'amplificateur Y, autant de fois que le désire l'utilisateur. La lecture et la conversion de numérique à analogique sont bien sûr rythmées par la base de temps. Par la répétition continue de ce processus on obtient à l'écran la trace de la dernière portion du signal d'entrée enregistré.

Prenons l'exemple d'un signal sinusoïdal dont nous voulons observer une période (figure 7). La base de temps a été définie en conséquence. Huit échantillons de la courbe (A) sont prélevés, convertis en huit nombres, de trois chiffres (des bits, 0 ou 1) dans notre cas, qui correspondent approximativement à des niveaux définis par construction, et stockés aux adresses représentées sur la figure par des rectangles (B). Les échantillons (*samples*) sont évidemment plus nombreux dans la réalité. À la lecture, la conversion inverse a lieu. Le signal numérique est à nouveau converti en un signal analogique dont la ligne C donne une représentation. Il va de soi que la précision de la représentation augmente avec le nombre de mesures (nombre d'échantillons) effectuées par unité de temps. Des dispositifs d'interpolation viennent dans certains appareils compléter les espaces entre les points de façon à reconstituer le signal d'entrée dont ils donnent une trace continue.



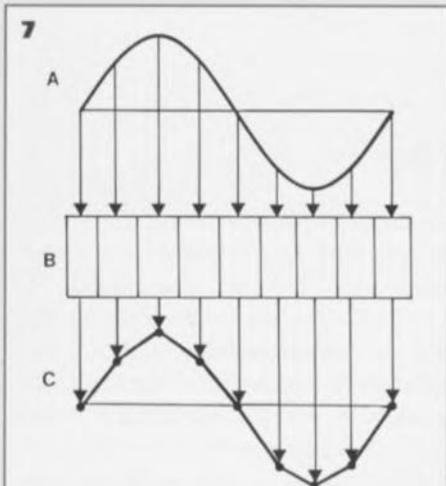
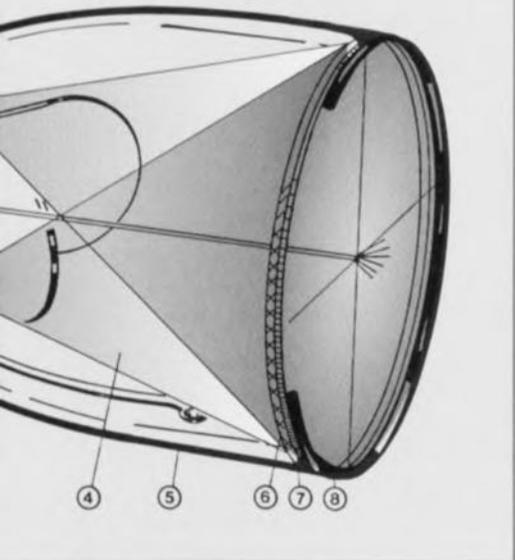


Figure 7 - Dans un oscilloscope à mémoire numérique, le signal étudié est échantillonné, c'est-à-dire "lu" à intervalles réguliers pendant une durée correspondant à un balayage. Ces mesures sont converties par un circuit spécialisé (CAN, Convertisseur Analogique Numérique) en nombres codés en binaire et stockés dans une mémoire volatile (RAM). La lecture répétée du contenu de cette mémoire et la conversion inverse, de numérique en analogique, fournit un signal appliqué à l'amplificateur de déviation verticale, qui est très proche du signal d'origine.

Figure 6 - Un tube cathodique à mémoire contient un ou plusieurs émetteurs d'électrons lents (*flood gun*) qui créent au voisinage de la surface sensible de l'écran et grâce à une grille portée à un potentiel positif, un brouillard d'électrons qui finissent par se concentrer sur la trace positive laissée sur le phosphore lors du dernier balayage par les électrons du canon principal déviés par le signal.



Ces appareils, c'est le moins que l'on puisse dire, sont chers. Il est cependant possible de pourvoir un oscilloscope bon marché d'une mémoire, limitée et surtout conçue pour l'observation de phénomènes de basse fréquence (le numéro d'ELEKTOR de février 1987 décrivait un dispositif de ce genre). Pour des événements plus rapides, compte tenu du très grand nombre d'échantillons à prélever par unité de temps, l'investissement nécessaire prend des proportions considérables et les résultats sont, la plupart du temps, décevants: on n'obtient que des représentations en pointillés... ce qui est aussi quelquefois le cas avec des oscilloscopes à mémoire d'un bon prix...

oscilloscope à échantillonnage

Supposons par exemple que nous ayons à étudier un signal dont la fréquence est beaucoup trop élevée pour l'appareil dont nous disposons, ou supérieure au gigahertz (10^3 MHz), quelque soit l'appareil: c'est la limite supérieure que ne peuvent franchir des amplificateurs d'entrée. Si le signal est répétitif, et seulement dans ce cas, il est possible d'en obtenir une représentation satisfaisante au moyen d'une technique d'échantillonnage. On prélève aussi des échantillons sur le signal à étudier, la plupart du temps cependant sans les stocker, et avec d'autres objectifs que dans le cas des oscilloscopes à mémoire. Comme le signal se répète identique à lui-même à intervalles réguliers (ligne A de la figure 8), l'appareil prend la mesure à chacune de ses périodes d'un point différent. Ceci n'est pas sans analogie avec l'observation de mouvements périodiques rapides au stroboscope qui en ralentit la vitesse apparente (voyez les roues à rayons des voitures au cinéma). La succession de points, prélevés à intervalles de temps déterminés, fournit un signal dont la fréquence,

inférieure à celle du signal d'origine, permet le traitement par l'amplificateur de déviation verticale. On obtient en fin de compte à l'écran une trace (B) dont la fréquence et la forme sont en rapport avec celles du signal que l'on désire connaître. Un oscilloscope de haut de gamme permet ainsi l'observation de signaux, avec les restrictions que nous avons données, dont la fréquence est supérieure à 10 GHz!

à suivre

Nous avons ainsi passé en revue l'essentiel des commandes de l'oscilloscope. Dans une dernière partie, nous parlerons des caractéristiques auxquelles il faut prêter attention lors de l'achat de ce type d'appareil. Nous terminerons par un "dessert" constitué d'un certain nombre d'exemples de mesures et d'essais, et de la description d'un montage qui permette la mesure de potentiels "flottants" à ceux qui ne disposent que d'appareils monocourbes comme le *Torg*. 906072

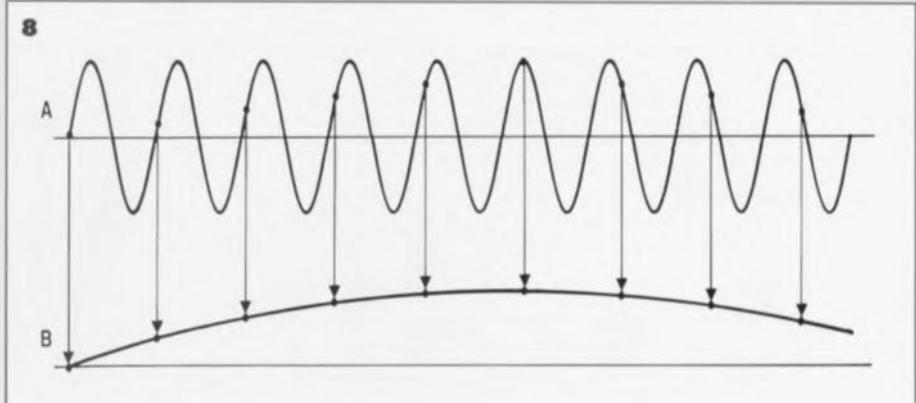


Figure 8 - Un oscilloscope à échantillonnage ne prend d'un signal trop rapide qu'une valeur par période. Ces échantillons successifs forment un signal que l'appareil peut exploiter. La trace qui en rend compte donne de la forme et de la fréquence du signal d'origine une image tout à fait acceptable.



« Alors, sagace ? »



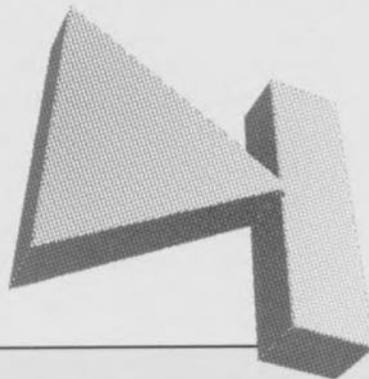
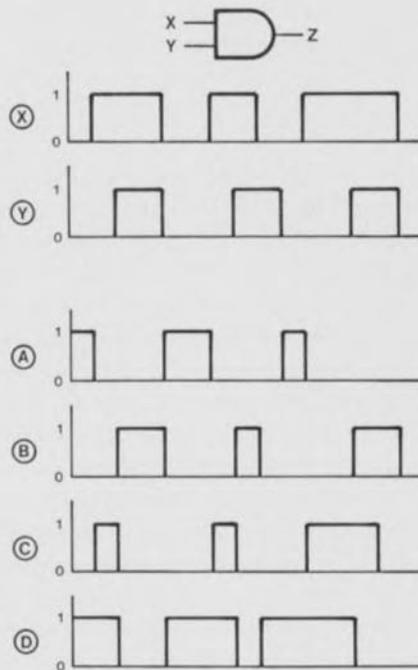
Avez-vous trouvé lequel des montages de la figure 1 peut être remplacé par un condensateur de 20 nF, ou deux de 10 nF en parallèle. La capacité C_{tot} du condensateur équivalent à plusieurs condensateurs C_n en parallèle est en effet égale à la somme des capacités de chacun des condensateurs. Nous pouvons écrire :

$$C_{tot} = C_1 + C_2 + \dots + C_n$$

De telle sorte qu'avec un million de condensateurs de 1 μ F nous pourrions fabriquer, en les câblant en parallèle, un condensateur de 1 F, très cher, volumineux et certainement de mauvaise qualité... Et si, riches et désœuvrés et disposant d'un grand espace, nous les mettions "au bout l'bout", comme on dit à Vesoul, c'est-à-dire en série, l'un à la suite de l'autre, nous n'aurions plus qu'un condensateur dont la capacité serait d'un milliardième de microfarad, soit d'un picofarad, (un millième de nanofarad) puisqu'en série :

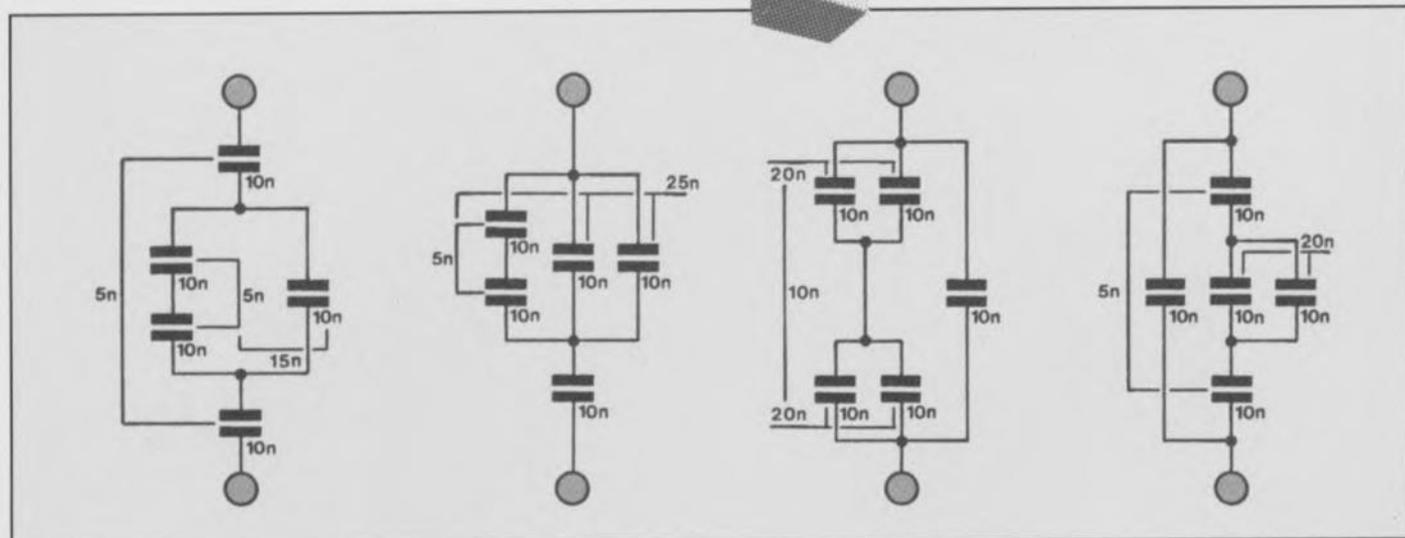
$$1/C_{tot} = 1/C_1 + 1/C_2 + \dots + 1/C_n$$

Or nous disposons de condensateurs de 10 nF (dix milliardièmes de farad), soit en série - auquel cas la capacité équivalente à deux d'entre eux est de 5 nF - soit en parallèle, et le condensateur équivalent à deux d'entre eux est de 20 nF. Les calculs en sont facilités. Comment procéder pour déterminer lequel des montages a, b, c et d est celui qui peut être remplacé par un condensateur de 20 nF ? Avec méthode. On commence par simplifier en remplaçant les associations de deux condensateurs en série (a, ou b, à gauche) par un condensateur équivalent de 5 nF ou celles de deux condensateurs en parallèle (b à droite) par un condensateur unique de 20 nF. Dans le cas a (comme on dit à Rabat), le condensateur



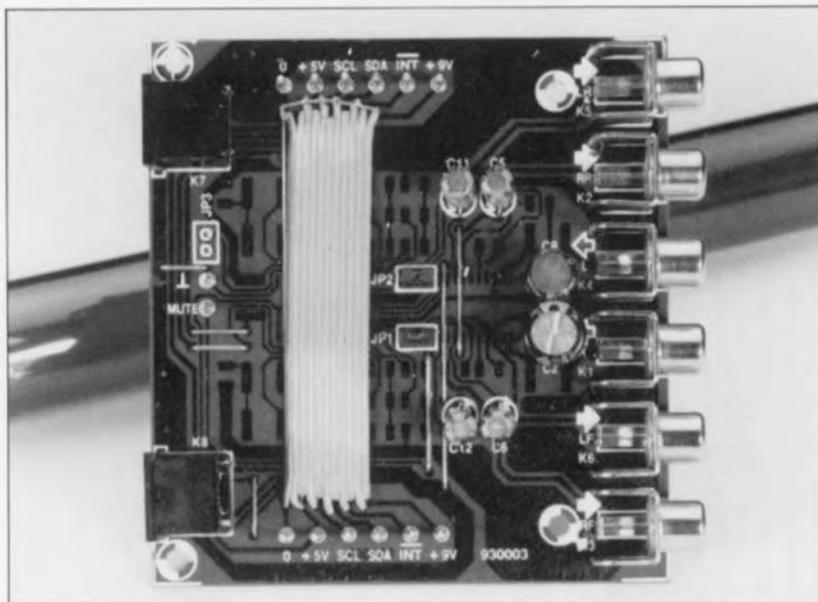
de 5 nF obtenu est en parallèle sur un condensateur de 10 nF : un condensateur de 5 + 10 = 15 nF remplace l'ensemble, en série avec deux condensateurs de 10 nF (5 nF pour cette association). Arrêtons-nous ici pour éviter un calcul : un condensateur de 5 nF en série avec un condensateur de 15 nF ne peut être remplacé que par un condensateur de capacité inférieure à celle du plus petit, donc bien inférieure à 20 nF. L'association a n'est pas la bonne... L'association c en revanche, est bien équivalente à un condensateur de 20 nF. Après un temps de réflexion plus ou moins long, cette réponse, la bonne, dite "réponse à cocher" en souvenir du temps des diligences, vous sautera aux yeux, vous aveuglera, pour vous prouver que vous n'êtes plus aveugles. Arrêtons là l'analogique pour nous plonger dans la logique ou le numérique, si vous préférez.

Le problème est très simple : l'opérateur dont les entrées sont X et Y, et la sortie Z est un opérateur ET. Son symbole (importé des USA) n'est plus tout à fait orthodoxe mais il effectue encore ce pourquoi nous l'utilisons : sa sortie est à zéro (ou au niveau logique bas) si l'une de ses entrées au moins est à zéro ; ou à un (niveau logique haut) si les deux entrées sont à un (en même temps bien sûr). Autrement dit, lorsqu'une entrée est à un, c'est le niveau présent sur l'autre qui détermine l'état de la sortie. Les signaux présents sur les deux entrées en fonction du temps (chronogrammes) sont donnés sur les deux premières lignes ; l'état de la sortie pendant le même temps est représenté sur une des quatre lignes du bas. Lequel de ces chronogrammes A, B, C ou D est-il celui de Z ? Réponse, le mois prochain ? 896086



préamplificateur-égaliseur I²C

de la Hi-Fi pilotée par ordinateur



De plus en plus nombreux sont les appareils audio à commande numérique (*Computer Controlled*). Il n'est donc pas étonnant que l'on trouve de nos jours sur le marché des circuits intégrés spécialement conçus à cette intention. Il s'agit en fait de circuits intégrés analogiques dotés d'une interface leur permettant de communiquer avec un ordinateur. Vu de plus la tendance, irréversible semble-t-il, de miniaturisation qui caractérise l'appareillage Hi-Fi moderne, la seule forme sous laquelle on les trouve est celle de CMS.

Les 2 circuits intégrés auxquels nous allons nous intéresser dans cet article sont un préamplificateur stéréophonique et un égaliseur à 5 bandes, stéréophonique lui aussi. Les 2 circuits intégrés en question faisant partie de « l'écurie » Philips, on n'est guère surpris d'apprendre que l'interface pour ordinateur soit l'interface I²C qu'il n'est plus nécessaire de vous présenter ici.

C'est via cette interface que se fait la commande de toutes les fonctions que peuvent remplir les dits circuits intégrés, de sorte qu'il ne faut pas trop s'étonner de l'absence totale d'organes de commande classiques tels que potentiomètres.

Ces circuits intégrés doivent être associés à un système micro-informatique – à base de microcontrôleur par exemple – pour être d'une utilité quelconque. Cependant, de manière à permettre une évaluation de ces composants par un utilisateur potentiel, Philips a écrit un programme d'évaluation, tournant sur PC. Ce programme permet la commande de toutes les fonctions par l'intermédiaire de la souris ou des touches du curseur.

Il n'est pas même nécessaire de disposer d'une interface I²C, vu qu'elle est simulée par le port imprimante. Sachant d'autre part que le programme utilise un affichage de texte à 80 colonnes, il n'y a pas la moindre raison de se faire de soucis quant au type de carte graphique que comporte votre PC.

Le préamplificateur TEA6330T

Nous retrouvons en **figure 1** le synoptique de la structure interne du circuit constituant le préamplificateur. Le premier « obstacle » que rencontre le signal audio est l'étagage de réglage du volume (VOLUME). Via l'interface I²C, l'ordinateur – l'utilisateur en fait – peut ajuster individuellement le gain des canaux gauche et droit sur une plage allant de -66 à +22 dB. De par cette totale indépendance des canaux, on peut également utiliser les organes de réglage de volume pour régir la balance (BALANCE) entre les voies gauche et droite.

Dans le cas des organes de réglage des Graves (BASS) et des Aigus (TREBLE) la commande des voies gauche et droite se fait elle simultanément. On dispose, pour les Graves, d'une plage allant d'une atténuation de 12 dB à une accentua-

Caractéristiques techniques :

Préamplificateur TEA6330T :

Tension d'entrée (sinus) maximale :	2 Veff
Tension de sortie (sinus) maximale :	1 Veff
Plage du réglage de volume :	-66 à +20 dB
Plage du réglage des Graves :	+15 à -12 dB
Plage du réglage des Aigus :	±12 dB
Distorsion harmonique :	0,2% maximum
Rapport signal/bruit :	-67 dB minimum
Séparation des canaux :	90 dB
Bande passante (-1 dB) :	35 Hz à 20 kHz
Tension d'alimentation :	7 à 10 V (=26 mA à 8,5 V)

Égaliseur TEA6360 :

Tension d'entrée :	2,1 V à Ub - 1
Tension de sortie (sinus) maximale :	1,1 Veff
Bande passante (-1 dB, filtres au centre) :	CC à 20 kHz
Distorsion harmonique :	Usor = 1 Veff = 20 Hz à 12,5 kHz filtres au centre 0,5% max; filtres en accentuation max 1% max; filtres en atténuation max 0,5% max.
Séparation des canaux :	75 dB
Tension d'alimentation :	7 à 13,2 V (=24,5 mA à 8,5 V)

Prototype (TEA6330T + TEA6360) :

Séparation des canaux :	>70 dB (entrée terminée à 560 Ω) >80 dB (entrée en l'air)
Distorsion harmonique :	0,05% (Usor = 1 Veff, f = 1 kHz)

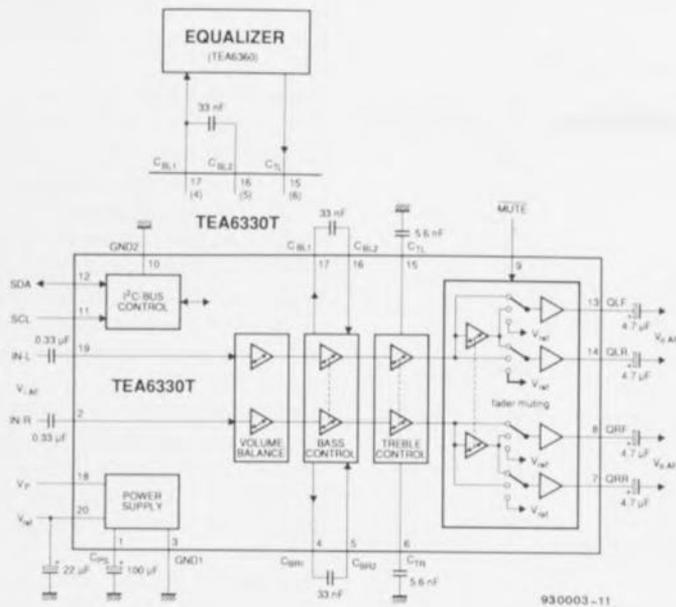


Figure 1. Synoptique de la structure interne du préamplificateur de réglage de tonalité TEA6330 et représentation des composants externes nécessaires à son fonctionnement.

tion (augmentation) de 15 dB, cette plage n'étant plus que de +12 à -12 dB en ce qui concerne les Aigus. Le logiciel est en mesure de jouer, en fonction de la position du réglage de volume, sur le réglage de tonalité de telle sorte que l'on ait un réglage de volume physiologique (réglage contour).

On peut également, comme l'illustre l'appendice présent dans la partie supérieure gauche de la figure 1, connecter un égaliseur au dispositif de préamplificateur. Dans ce cas-là le système de réglage des Aigus

devient inutilisable et le dispositif de réglage des Graves peut uniquement encore introduire une atténuation, de sorte que la fonction de réglage physiologique reste conservée.

Le circuit de sortie comporte 2 paires d'étages de sortie. C'est en particulier dans les applications d'auto-radios (une paire d'enceintes à l'avant et une autre à l'arrière, qu'il est intéressant, comme c'est alors le cas ici, de pouvoir jouer sur la balance entre les 2 paires à l'aide d'une paire de potentiomètres panoramiques (*fader*), et ce, indépendam-

ment du volume. Il est en outre possible de mettre les 2 paires hors-circuit (silencieux ou mute en anglais), indépendamment ou simultanément. Remarquons qu'il est également possible d'obtenir, par l'intermédiaire d'une entrée additionnelle, une mise hors-fonction simultanée des 2 sorties, sans qu'il ne soit nécessaire de passer par l'interface I²C.

Le synoptique de la structure interne du circuit de réglage des Graves fait l'objet de la figure 2. Les croquis 2a, b et c illustrent successivement les situations correspondant à une accentuation (augmentation) des Graves, une mise au centre (en position neutre) des filtres et une mise en mode d'atténuation. Le schéma de la figure 2d comment transformer le petit réseau RC des figures a, b et c, en un filtre réglable.

Le circuit intégré lui-même ne comporte pas les commutateurs nécessaires, raison pour laquelle on fait appel à des amplificateurs opérationnels « pluri-entrées » (*multi-input*) pour la commutation d'une résistance à l'autre. Le fabricant prétend que cette approche donne de meilleurs résultats en ce qui concerne le bruit, la distorsion et la plage de dynamique que les autres solutions envisageables.

La figure 3 donne les mêmes informations que la figure 2, mais pour le dispositif de réglage des Aigus. Son fonctionnement est, dans les grandes lignes, similaire à celui du circuit de réglage des Graves, à ceci près que le condensateur C1 se trouve à une position différente dans le réseau RC.

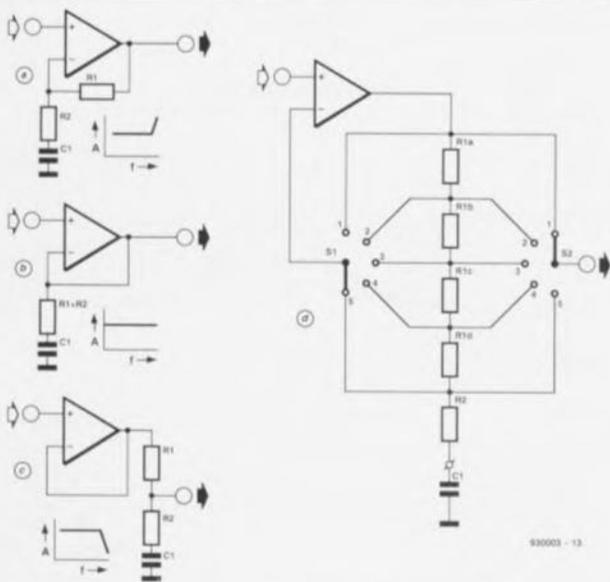


Figure 2. Concept de principe du réglage des Graves. On le retrouvera dans celui du réglage des Aigus ci-contre.

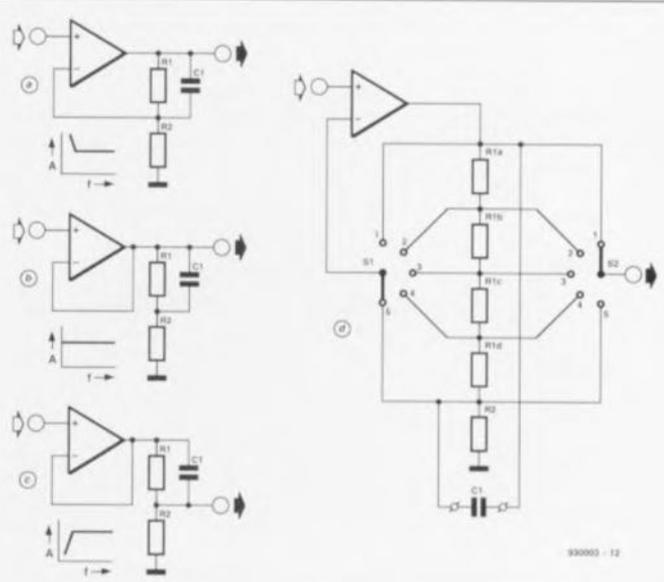


Figure 3. Le réglage des Aigus repose sur le même concept de principe que celui du réglage des Graves.

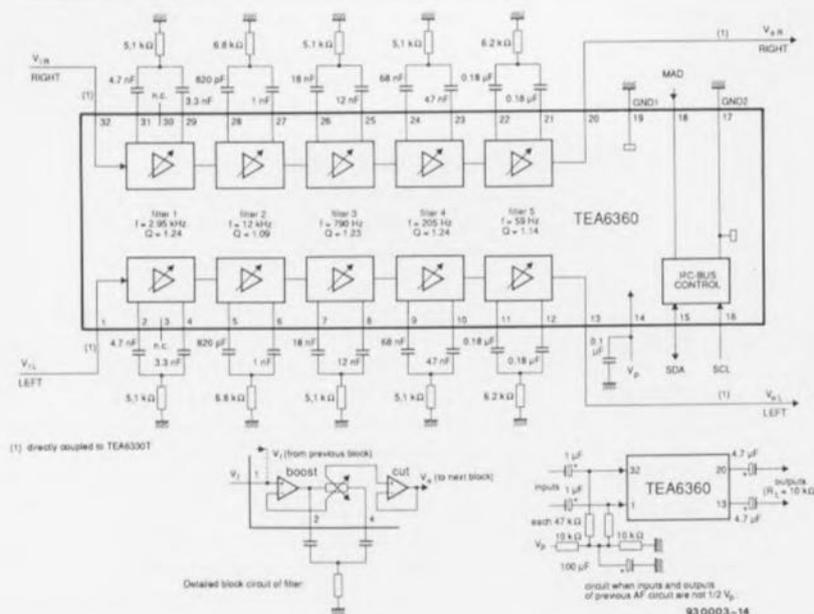
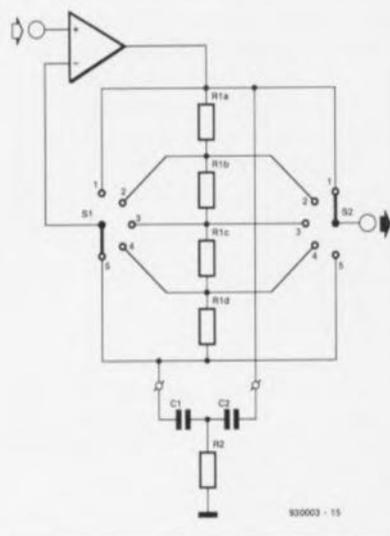


Figure 4. Synoptique de la structure interne du circuit intégré égaliseur, un TEA6360.



L'égaliseur TEA6360

La figure 2 nous a montré comment relier l'égaliseur au circuit de réglage de tonalité du préamplificateur. L'examen du synoptique de la structure interne du TEA6360 représenté en figure 4 montre qu'il ne s'agit en fait de presque rien de plus que d'une série de sections de filtres associée à une interface I²C.

Les composants servant à la définition de la fréquence sont connectés au circuit sous la forme d'un filtre en T externe. Cette approche permet à un utilisateur potentiel d'adapter à son gré des paramètres aussi diffé-

Figure 5. Les sections de filtrage de l'égaliseur font appel à un filtre en T.

rents que l'accentuation ou l'atténuation maximale, la fréquence de résonance et/ou le facteur de qualité (Q) de chacune des sections de filtre.

Dans la pratique les choses sont moins simples. Le fabricant a optimisé la structure interne du circuit pour une accentuation/atténuation de 12 dB. De plus, l'étude d'un égaliseur à 5 bandes amène assez rapidement à une fréquence de résonance et des facteurs Q identiques aux éléments de l'application standard, alors pourquoi faire différemment.

Bien que le schéma ne l'indique pas, il existe une possibilité, par logiciel, de mise hors-fonction de l'égaliseur. L'entrée et la sortie sont dans ce cas-là interconnectées directement.

La figure 5 illustre la structure de chaque section de filtre. Nous ne serions pas le moins du monde étonnés que vous nous fassiez remarquer que ce schéma ressemble beaucoup à la section de réglage de tonalité du TEA6330. L'élément de filtrage est ici un filtre en T (C1/C2/R2) ponté par une résistance, R1, de manière à disposer d'un filtre à accentuation (gain), via S1, ou à atténuation, via S2, réglable.

Il existe, avec ce concept de filtre, 2 façons possibles de régler le gain/l'atténuation du filtre : avec un facteur Q fixe ou avec un facteur Q variable. En effet c'est cette seconde approche de facteur Q variable que l'on retrouve en général dans le cas de filtres réglables. Plus le gain/l'atténuation maximal diminue, plus le facteur Q baisse lui aussi, le filtre devenant moins pointu.

On voit en figure 6 la différence

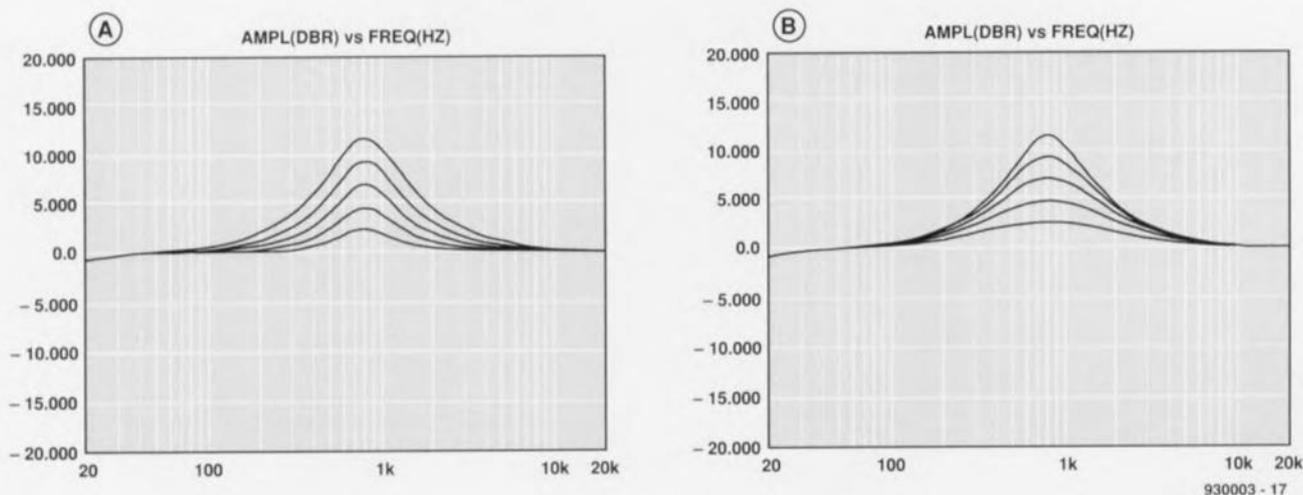


Figure 6. La mise en circuit des composants du filtre d'une manière ou d'une autre permet un filtrage à facteur Q constant (courbe a) ou à facteur de qualité variable (courbe b).

entre un facteur Q fixe et un facteur Q variable telle que nous l'avons mesurée sur notre prototype.

Les 2 techniques de filtrage sont obtenues par une méthode commandée par différents commutateurs S1 et S2. Nous optons, dans le cas d'un facteur Q variable, pour l'approche la plus logique. Nous mettons, pour obtenir une accentuation de l'étroite bande de fréquences, le commutateur S2 en position 1 (absence d'atténuation) et choisissons à l'aide du commutateur S1 le gain requis. Pour atténuer le signal nous plaçons, bien évidemment, S1 en position « absence d'accentuation » et le commutateur S2 sur le taux d'atténuation désiré.

Dans le cas d'un facteur Q constant au contraire nous plaçons l'un des 2 commutateurs en position gain/atténuation maximal, le second commutateur servant à diminuer l'effet ainsi mis en jeu. Cette technique peut présenter l'un ou l'autre inconvénient lors de l'accentuation d'une étroite plage de fréquences. On peut en effet, vu que l'on commence par opter par un gain maximal avant d'introduire une atténuation, se trouver confronté à des problèmes de surmodulation dans le cas de signaux de niveau important.

On pourra, pour éviter ce genre de problèmes, opter pour une méthode de régulation sise à mi-chemin entre les 2 techniques évoquées quelques lignes plus haut. Le filtre se trouve ainsi doté d'un facteur Q quasi-constant. Le gain maximal n'est plus alors choisi que lorsque cela est réellement nécessaire. Nous reviendrons aux différentes méthodes de commande de l'égaliseur lorsque nous examinerons la programmation du circuit intégré.

Un mini-schéma

Dès lors que les circuits intégrés mis en oeuvre ne nécessitent qu'un nombre de composants externes ridiculement faible et que le montage ne comporte, en tout et pour tout, qu'une paire de ces circuits intégrés, il est évident que la description du schéma se limite à la partie congrue (figure 7). Outre l'adjonction des composants externes évoqués, ce seront donc plutôt des aspects de réalisation pratique qui constitueront la substantifique moëlle de ce paragraphe. Les premiers éléments visibles sont les connecteurs. Le montage n'en comporte pas moins de 8. 3 embases Cinch pour les Entrées Audio et autant pour les sorties auxquelles s'ajoutent une paire

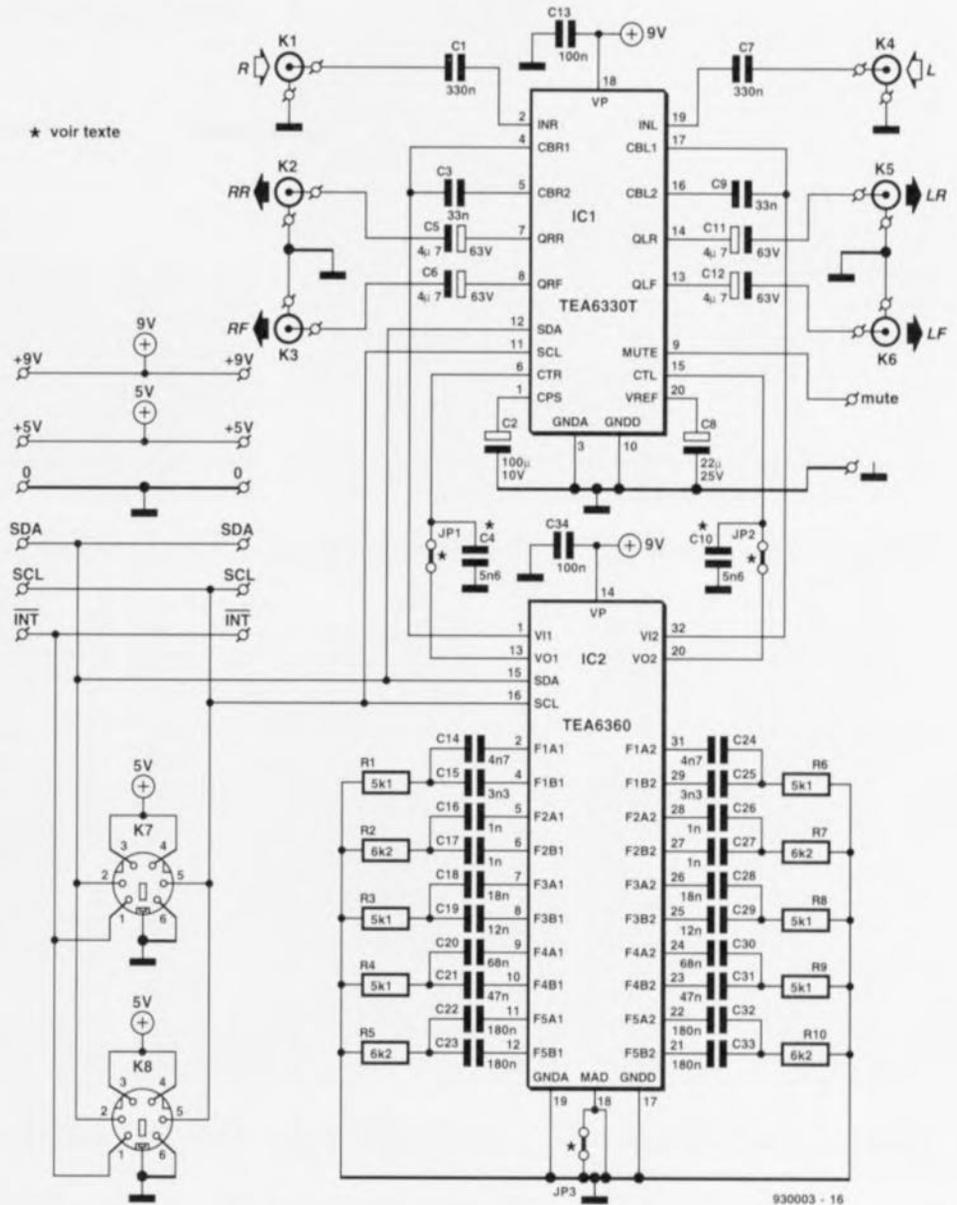


Figure 7. Avec l'intégration de la quasi-totalité de l'électronique il ne reste plus guère de composants à faire apparaître dans le schéma.

d'embases mini-DIN pour l'interface I²C. L'interface I²C respecte le même concept que celui se trouvant à la base des différents projets utilisant le bus I²C décrit dans Elektor au cours des dernières années.

La dénomination des différentes embases permet d'associer entre elles les 2 sorties audio (Left/Right) : un F (Front) pour l'avant, un R (Rear) pour l'arrière. Si vous décidez de ne pas utiliser l'entrée de silencieux (Mute) que comporte IC1, vous pouvez, sans inquiétude, la laisser en l'air. Le silencieux externe est alors hors-fonction. L'activation de la fonction de silencieux s'obtient par la mise au niveau bas ($\leq 1,5$ V) de la dite entrée. Le silencieux est désactivé non seulement lorsque l'entrée correspondante se trouve en

l'air mais encore lorsque la tension que l'on y applique est supérieure à 3 V (à condition de ne pas dépasser la tension d'alimentation). Il est donc possible de piloter l'entrée de silencieux externe non seulement à l'aide de sorties en collecteur ouvert ou de transistors mais encore par l'intermédiaire de sorties TTL « normales ».

Si vous préférez ne pas utiliser d'égaliseur bien qu'il soit possible, comme expliqué plus haut, de le ponter de façon interne, vous pourrez laisser ouverts les embases JP1 et JP2 et implanter les condensateurs C4 et C10. Dans ces conditions l'égaliseur est mis hors-circuit et le réglage de tonalité des aigus est actif. Il reste, pour finir, à parler de la sous-adresse que peut prendre l'égaliseur sur le bus I²C. Un troisiè-

Tableau 1. Le format du bus I²C

D	ADRESSE ESCLAVE	A	SOUS-ADRESSE	A	DONNÉES	S
---	-----------------	---	--------------	---	---------	---

D = Condition de début

A = Bit d'acquiescement

S = Condition d'arrêt

Données = cf. tableaux 2 à 4

Sous-adresse = cf. tableau 2

Adresse-esclave = TEA6330 : 1000000x, x = Bit de lecture/écriture (R/W) à 1/0

TEA6360 : 1000100, broche 18 = niveau bas

1000110, broche 18 = niveau haut ou en l'air

En cas d'émission de plus d'un octet de donnée l'adresse est incrémentée automatiquement après chaque octet.

Tableau 2. Fonctions de commande du TEA6330

Fonction	Octet de sous-adresse	Octet de donnée							
		D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Volume Gauche	0 0 0 0 0 0 0 0	0	0	VL5	VL4	VL3	VL2	VL1	VL0
Volume Droite	0 0 0 0 0 0 0 1	0	0	VR5	VR4	VR3	VR2	VR1	VR0
Graves	0 0 0 0 0 0 1 0	0	0	0	0	BA3	BA2	BA1	BA0
Aigus	0 0 0 0 0 0 1 1	0	0	0	0	TR3	TR2	TR1	TR0
Panoramique	0 0 0 0 0 1 0 0	0	0	MFN	FCH	FA3	FA2	FA1	FA0
Commutateur Audio	0 0 0 0 0 1 0 1	GMU	EQN	0	0	0	0	0	0

VLx = Volume/Balance du Canal Gauche (Left)

VRx = Volume/Balance du Canal Droit (Right)

BAx = Commande des Graves (Bass) des 2 canaux

TRx = Commande des Aigus (Treble) des 2 canaux

FAX = Commande de l'effet Panoramique (Fader) Avant/Arrière

FCH = Sélection Canal Panoramique (Fader Channel), 1 = Avant, 0 = Arrière

MFN = Sélection Silencieux (Mute) pour Canal Panoramique Numéro (silencieux avant ou arrière)

GMU = Silencieux général (General MUTE)

EQN = Égaliseur externe (External Equalizer) Numéro, 0 = connecté, 1 = absent

Tableau 3. Réglage du volume gauche/droite

Gv (dB)	Données						
	VL5	VL4	VL3	VL2	VL1	VL0	VRO
+20	1	1	1	1	1	1	1
+18	1	1	1	1	1	1	0
•			•				
•			•				
•			•				
+2	1	1	0	1	1	0	0
0	1	1	0	1	0	1	0
-2	1	1	0	1	0	0	0
•			•				
•			•				
•			•				
-64	0	1	0	1	0	1	0
-66	0	1	0	1	0	0	0
Mute	0	1	0	0	1	1	0
•			•				
•			•				
•			•				
Mute	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 4. Réglage de tonalité

Gv (dB)	Données							
	BAss				TReble			
	EQN=1	EQN=0	EQN=1	EQN=0	TR3	TR2	TR1	TR0
+15	+15	+12	0	1	1	1	1	1
+15	+15	+12	0	1	1	1	0	0
+15	+15	+12	0	1	1	0	1	1
+15	+15	+12	0	1	1	0	0	0
+12	+12	+12	0	1	0	1	1	1
+9	+9	+9	0	1	0	1	0	0
+6	+6	+6	0	1	0	0	1	1
+3	+3	+3	0	1	0	0	0	0
0	0	0	0	0	1	1	1	1
-3	0	-3	0	0	1	1	0	0
-6	0	-6	0	0	1	0	1	1
-9	0	-9	0	0	1	0	0	0
-12	0	-12	0	0	0	1	1	1
-12	0	-12	0	0	0	1	0	0
-12	0	-12	0	0	0	0	0	0

Tableau 5. Réglage de panoramique

Gv (dB)	Données								
	MFN = 1				MFN = 0				
	FCH = 1	Avant	Arrière	Avant	Arrière	FA3	FA2	FA1	FA0
FCH = 0	Arrière	Avant	Arrière	Avant	Arrière	FA3	FA2	FA1	FA0
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
-2	•	-84	•	•	•	1	1	1	0
-4	•	•	•	•	•	1	1	0	1
-6	•	•	•	•	•	1	1	0	0
-8	•	•	•	•	•	1	0	1	1
-10	•	•	•	•	•	1	0	1	0
-12	•	•	•	•	•	1	0	0	1
-14	•	•	•	•	•	1	0	0	0
-16	•	•	•	•	•	0	1	1	1
-18	•	•	•	•	•	0	1	1	0
-20	•	•	•	•	•	0	1	0	1
-22	•	•	•	•	•	0	1	0	0
-24	•	•	•	•	•	0	0	1	1
-26	•	•	•	•	•	0	0	1	0
-28	•	•	•	•	•	0	0	0	1
-30	0	-84	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 6. Fonctions de commande du TEA6360

Fonction	Octet de sous-adresse	Octet de donnée							
		D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Filtre1/Defeat	0 0 0 0 0 0 0 0	DEF	1B2	1B1	1B0	0	1C2	1C1	1C0
Filtre2	0 0 0 0 0 0 0 1	0	2B2	2B1	2B0	0	2C2	2C1	2C0
Filtre3	0 0 0 0 0 0 1 0	0	3B2	3B1	3B0	0	3C2	3C1	3C0
Filtre4	0 0 0 0 0 0 1 1	0	4B2	4B1	4B0	0	4C2	4C1	4C0
Filtre5	0 0 0 0 0 1 0 0	0	5B2	5B1	5B0	0	5C2	5C1	5C0

nB0 à nB2 = boost-control du filtre n

nC0 à nC2 = cut-control du filtre n

DEF = Bit de Defeat (mise hors circuit) : DEF = 0, égaliseur en fonction; DEF = 1, égaliseur ponté (l'entrée et la sortie sont reliées directement); les définitions des filtres sont conservées.

Tableau 7. Filtre à facteur Q variable

Gv (dB)	Données						
	nB2	nB1	nB0	nC2	nC1	nC0	
+12	1	0	1	0	0	0	12 - 0
+9,6	1	0	0	0	0	0	9,6 - 0
+7,2	0	1	1	0	0	0	7,2 - 0
+4,8	0	1	0	0	0	0	4,8 - 0
+2,4	0	0	1	0	0	0	2,4 - 0
0	0	0	0	0	0	0	0 - 0
-2,4	0	0	0	0	0	1	0 - 2,4
-4,8	0	0	0	0	1	0	0 - 4,8
-7,2	0	0	0	0	1	1	0 - 7,2
-9,6	0	0	0	1	0	0	0 - 9,6
-12	0	0	0	1	0	1	0 - 12

Tableau 8. Filtre à facteur Q constant

Gv (dB)	Données						
	nB2	nB1	nB0	nC2	nC1	nC0	
+12	1	0	1	0	0	0	12 - 0
+9,6	1	0	1	0	0	1	12 - 2,4
+7,2	1	0	1	0	1	0	12 - 4,8
+4,8	1	0	1	0	1	1	12 - 7,2
+2,4	1	0	1	1	0	0	12 - 9,6
0	0	0	0	0	0	0	0 - 0
-2,4	1	0	0	1	0	1	9,6 - 12
-4,8	0	1	1	1	0	1	7,2 - 12
-7,2	0	1	0	1	0	1	4,8 - 12
-9,6	0	0	1	1	0	1	2,4 - 12
-12	0	0	0	1	0	1	0 - 12

Tableau 9. Filtre à facteur Q quasi-constant

Gv (dB)	Données						
	nB2	nB1	nB0	nC2	nC1	nC0	
+12	1	0	1	0	0	0	12 - 0
+9,6	1	0	1	0	0	1	12 - 2,4
+7,2	1	0	1	0	1	0	12 - 4,8
+4,8	1	0	0	0	1	0	9,6 - 4,8
+2,4	0	1	1	0	1	0	7,2 - 4,8
0	0	0	0	0	0	0	0 - 0
-2,4	0	1	0	0	1	1	4,8 - 7,2
-4,8	0	1	0	1	0	0	4,8 - 9,6
-7,2	0	1	0	1	0	1	4,8 - 12
-9,6	0	0	1	1	0	1	2,4 - 12
-12	0	0	0	1	0	1	0 - 12

me « cavalier de court-circuit », qui prend en fait la forme d'une piste très fine reliant 2 flots, permet de choisir comme sous-adresse de l'égaliseur sur le bus I²C soit l'adresse 10000100_{BIN} ou 10000110_{BIN} (cf. **tableau 1**). Sur le dessin du circuit imprimé les 2 bornes de l'embase **JP3** sont interconnectées. Si l'on veut mettre la broche 18 de IC1 au niveau « 1 » il faudra interrompre la dite interconnexion. Le simple fait d'implanter le cavalier sur l'embase **JP3** remettra cette broche au niveau « 0 ».

Le circuit imprimé

Une fois n'est pas coutume. Nous vous proposons cette fois une platine ne comportant pas de pistes des 2 côtés, mais des composants à implanter sur les 2 faces. Côté

« pistes », nous implanterons les 2 circuits intégrés CMS, les résistances et les condensateurs exception faite des électrochimiques. Ces derniers composants, ainsi que les connecteurs, les embases pour cavaliers de court-circuit et les ponts de câblage, prennent place sur l'autre face du circuit imprimé. Il va sans dire que tous les composants à souder sur le côté « pistes » sont des CMS. La sérigraphie des résistances et condensateurs CMS est « plus grande que nature » – ce qui nous a permis d'y mentionner la dénomination de ces composants. Dans la réalité, les dits composants sont plus petits de sorte que l'on dispose de suffisamment de place pour les y placer. Il n'en reste pas moins vrai qu'il faudra impérativement utiliser un fer à souder à pointe fine de puissance raisonnable – pour éviter la

destruction des composants ou des pistes. Une fois le circuit intégré positionné à l'emplacement prévu on commencera par souder 2 de ses pattes en diagonale avant de passer aux autres. N'oubliez pas que les condensateurs C4 et C10 ne sont à mettre en place que si l'on n'utilise pas l'égaliseur – les embases **JP1** et **JP2** restent ouvertes. Vous pouvez, dans ce cas-là, ne pas implanter non plus ni le circuit intégré de l'égaliseur ni les composants connexes.

L'interface ordinateur

Le préamplificateur-égaliseur décrit ici ne présente pas d'intérêt, si ce n'est informatif, si l'on ne dispose pas d'un ordinateur pour en assurer la commande. Après l'application de la tension d'alimentation le circuit de sortie passe en mode silencieux,

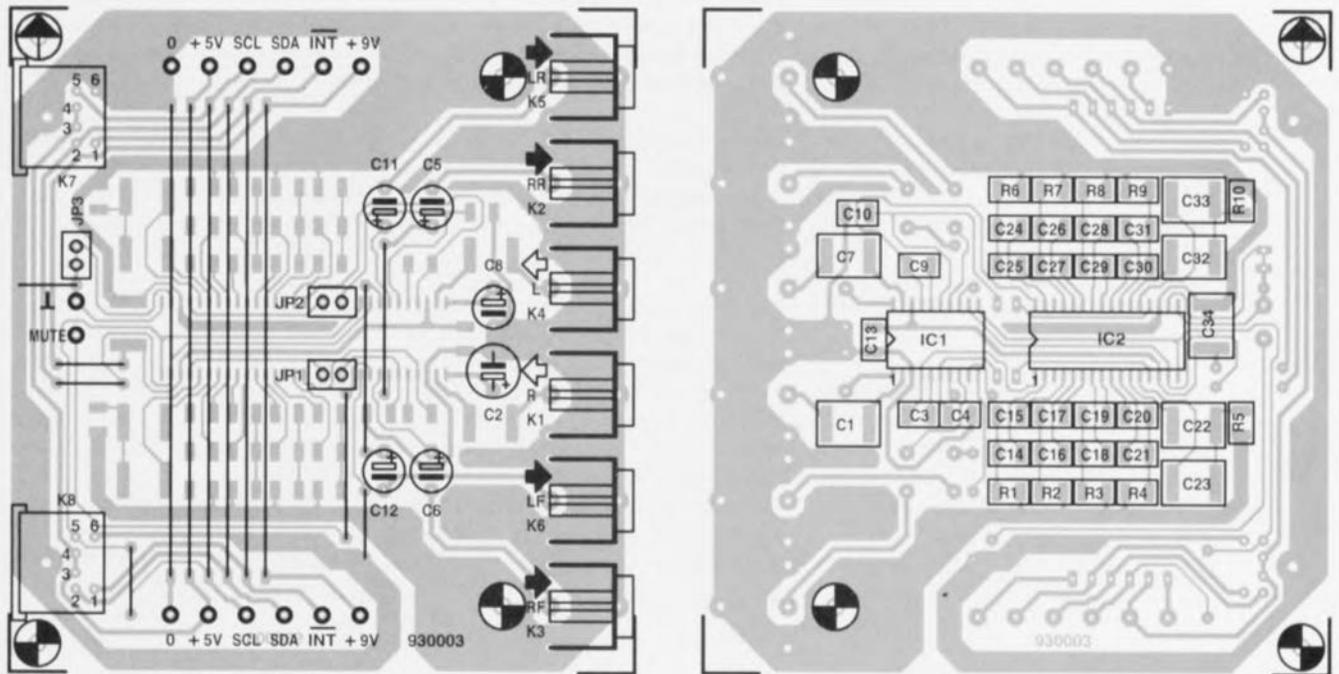


Figure 8. Une fois n'est pas coutume; cette fois, bien que la platine ne possède qu'un côté « pistes » elle n'en comporte pas moins 2 côtés « composants ». On retrouve ici la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants des 2 faces.

Liste des composants

(Tous les composants, exception faite des condensateurs électrochimiques, sont du type CMS)

Résistances :

R1, R3, R4, R6, R8, R9 = 5kΩ1
R2, R5, R7, R10 = 6kΩ2

Condensateurs

C1, C7 = 330 nF
C2 = 100 μF/10 V radial
C3, C9 = 33 nF

C4, C10 = 5nF6 (cf. texte)
C5, C6, C11, C12 = 4μF7/63 V radial
C8 = 22 μF/25 V radial
C13, C34 = 100 nF
C14, C24 = 4nF7
C15, C25 = 3nF3
C16, C17, C26, C27 = 1 nF
C18, C28 = 18 nF
C19, C29 = 12 nF
C20, C30 = 68 nF
C21, C31 = 47 nF
C22, C23, C32, C33 = 180 nF

Semi-conducteurs :

IC1 = TEA6330T (Philips)
IC2 = TEA6360 (Philips)

Divers :

JP1 à JP3 = embase autosécable encartable à 2 contacts avec cavalier de court-circuit
K1 à K6 = embase Cinch encartable telle que, par exemple, T-709G de Monacor
K7, K8 = embase mini-DIN à 6 contacts

sommeil dont seul pourra le tirer le transfert, via l'interface pour ordinateur, de données convenables.

L'idéal serait bien entendu de disposer d'un microcontrôleur chargé de convertir les signaux en provenance des organes de commandes en données destinées au préamplificateur et à l'égaliseur. L'utilisation d'un microcontrôleur (tel que le 80C552, cf. [1] de la bibliographie) constitue bien évidemment la solution du moindre effort, mais n'est en rien indispensable, vu la facilité avec laquelle les signaux I²C se laissent émuler par logiciel – si vous voulez en savoir plus nous ne pouvons que vous recommander la lecture des articles décrivant les projets à interface I²C précédents.

La société Philips utilise quant à elle l'interface Centronics à des fins d'expérimentation. On tire parti du fait que cette interface possède **et** des sorties à collecteur ouvert **et** des entrées dotées de résistances de rappel au niveau haut (c'est du moins ce que demande les normes de la dite interface). La **figure 9a** montre le câblage dont il faut doter le connecteur Centronics d'un PC (IBM). La **figure 9b** donne le schéma du câblage à effectuer lorsque l'on se trouve confronté à un PC dont l'interface Centronics ne possède pas de sortie à collecteur ouvert.

Le logiciel d'évaluation (**ESS1684** sur disquette 5"1/4) suppose que l'interface est connectée au port pour imprimante LPT1. Il est possible d'opter pour le port LPT2: si tant est que ce soit sur ce dernier qu'est branchée l'interface en

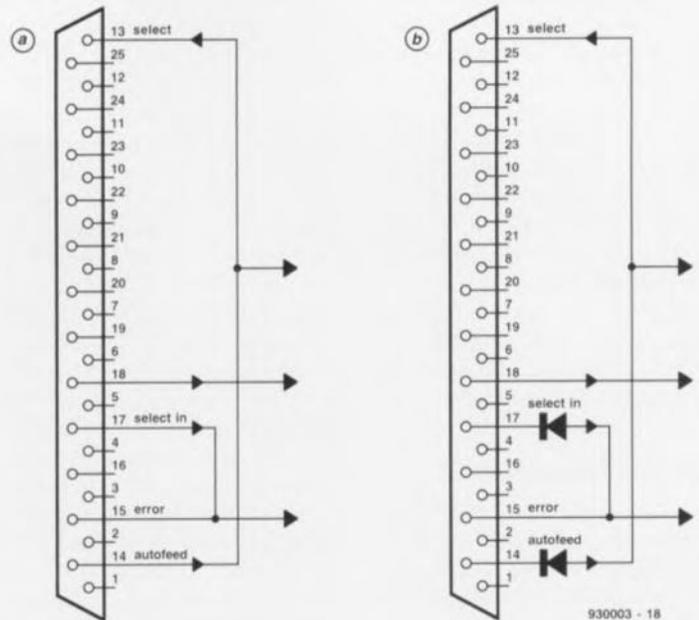


Figure 9. Il est possible, le cas échéant, d'utiliser le port Centronics pour la commande de l'interface I²C. Le schéma de la figure 9a est à utiliser dans le cas d'une interface Centronics standard dotée de sorties à collecteur ouvert. La figure 9b représente le câblage à utiliser avec un port pour imprimante ne possédant pas de sorties à collecteur ouvert.

entrant à la suite de l'invite DOS (>) l'instruction SET IICPORT = 2. La vitesse maximale de transfert admissible avec l'interface I²C ne doit pas dépasser 100 Kbits/s.

On peut, pour éviter que l'on ait, avec un PC rapide, dépassement de cette vitesse, on peut définir une temporisation avec une variable de l'environnement DOS (SET IICSPPEED = 4, par exemple). L'utilisateur dispose des valeurs allant de 0 (pas de retard) à 9, sachant que la valeur 4 est la valeur par défaut. Voici, à titre d'exemple, quelques

vitesse de transfert obtenues en fonction de la taille de cette temporisation, chiffres relevés sur un PC/AT-03 IBM tournant à 8 MHz : IICSPPEED = 0 donne 0,43 ms/octet, = 1 donne 0,68 ms/octet, = 2 0,98 ms/octet, = 3 1,28 ms/octet et avec = 4 on a 1,58 ms/octet. Ce n'est qu'avec des machines à 386 et mieux, tournant à 25 MHz et plus, que l'on aura besoin de valeurs de temporisation supérieures à 4.

Les tableaux 1 à 9 récapitulent les données à envoyer via le bus I²C. Le **tableau 1** donne l'ordre d'émission

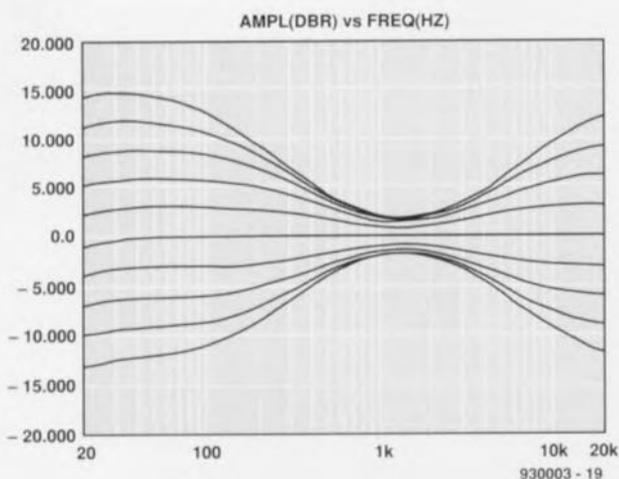


Figure 10. En l'absence de mise en circuit de l'égaliseur le gain du réglage de tonalité du préamplificateur présente la réponse en fréquence telle que représentée par ces courbes.

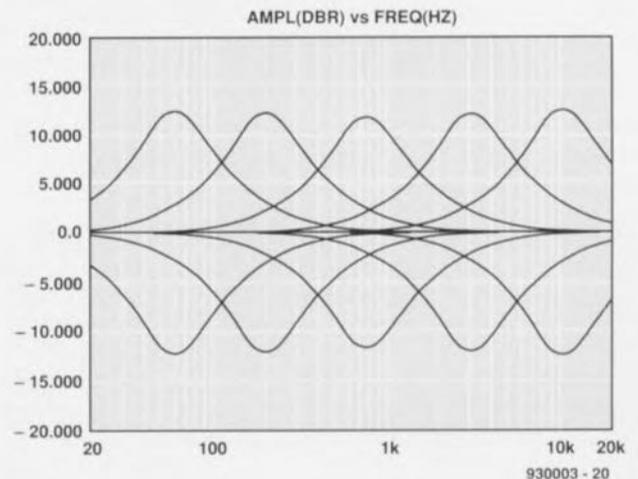


Figure 11. Cette série de courbes montre les effets de chaque section de filtrage prise individuellement, c'est-à-dire l'un des filtres mis au maximum (minimum) et les autres à zéro.

des octets. L'adresse-esclave permet de définir quel est le circuit intégré auquel sont destinées les données. Si le circuit intégré concerné est bien relié au bus il renvoie un signal d'acquiescement (*Acknowledge*) en direction de l'ordinateur de commande. L'embase JP3 permet de définir, à l'intention du circuit intégré de l'égaliseur, l'une des 2 adresses disponibles. À la suite de l'adresse du circuit intégré on envoie une sous-adresse qui indique à quel « département » du dit circuit intégré sont destinées les données.

On retrouve ce « département » (fonction) dans les **tableaux 2** et **6** où est également indiquée la structure

des données pour les fonctions correspondantes.

Il faudra réaliser logiquement des fonctions telles que balance et réglage physiologique (contour). Pour ce qui est de la balance on pourra opter pour un réglage individuel des volumes gauche et droit, le réglage contour s'obtenant par accentuation des graves au fur et à mesure de la diminution du volume.

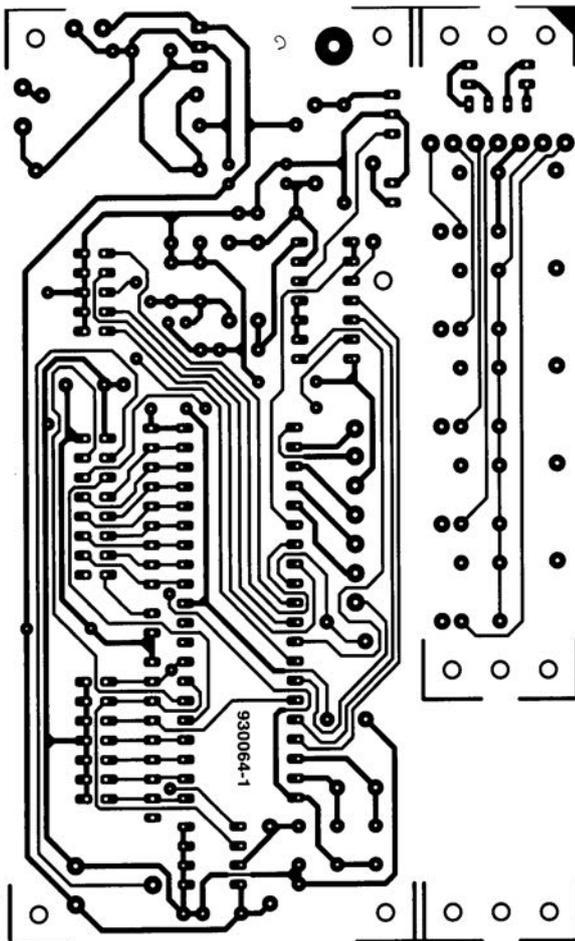
Les **tableaux 3** à **5** donnent les valeurs à attribuer aux différents bits pour le préamplificateur de réglage de tonalité, les **tableaux 7** à **9** indiquant comment s'y prendre pour effectuer la commande de l'égaliseur

à divers comportements du facteur Q du filtre. Dans la dernière colonne de ces tableaux on trouve les sommes de gain et d'atténuation se traduisant par des comportements caractéristiques de filtres de types divers (facteur Q variable, constant et quasi-constant). On y voit clairement que, lors du choix d'un facteur Q quasi-constant, le gain est moindre qu'en cas de choix d'un facteur Q constant, de sorte que l'égaliseur arrive moins vite en surmodulation. ◀

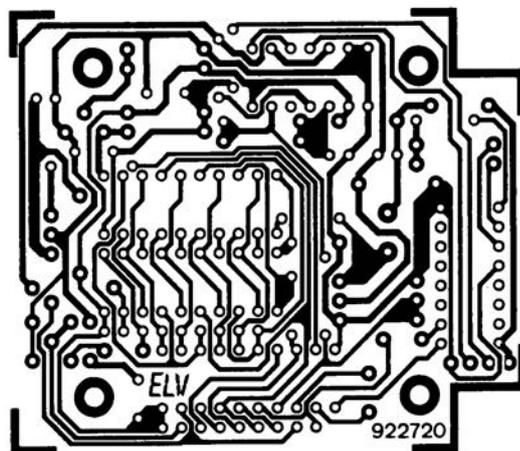
Bibliographie

[1] *Système à μ C-80C552*, Elektor n° 169/170, page 46 et suivantes;

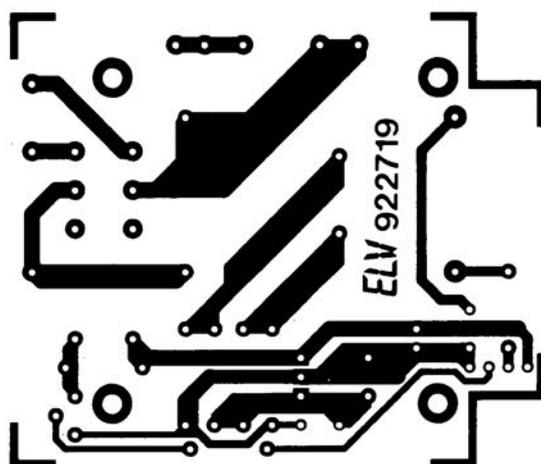
tuner VHF/UHF pour câble
(platine du processeur et du mini-clavier)



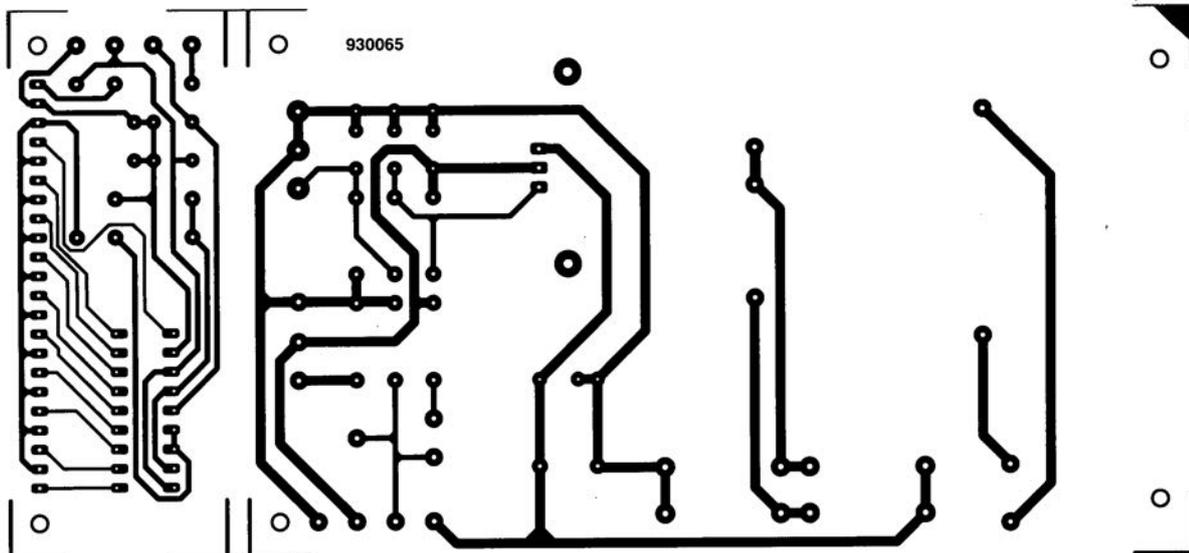
interrupteur téléprogrammable: récepteur



interrupteur téléprogrammable: alimentation

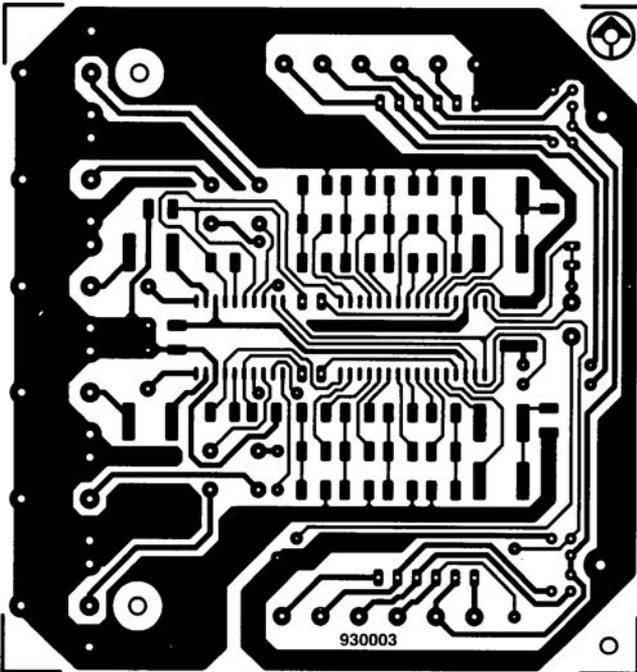


station de soudage pour CMS

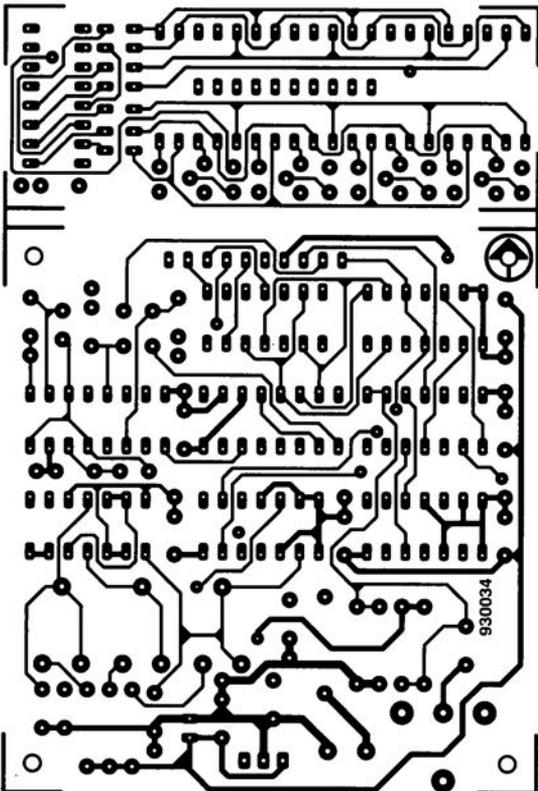


Il ne nous a pas été possible, pour des raisons de place, de vous proposer les dessins des circuits imprimés de la monocarte à 80C535 ni de la platine principale du tuner VHF/UHF.

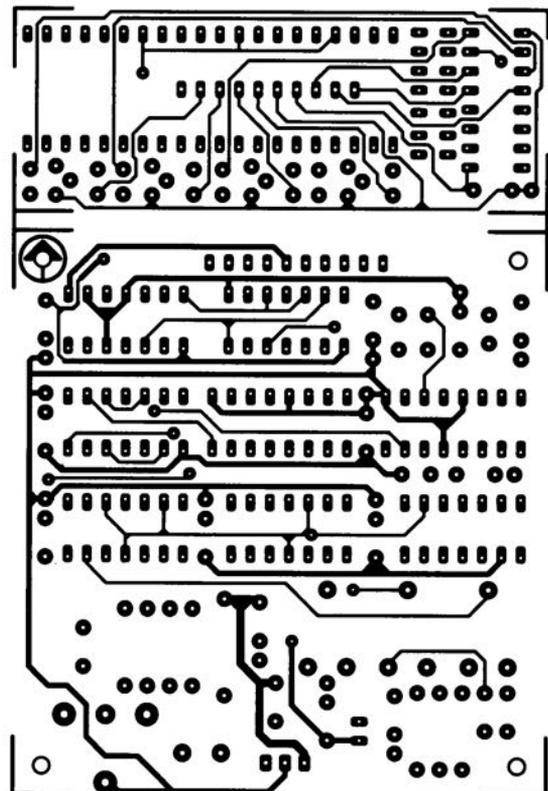
préamplificateur/égaliseur I²C



afficheur de fréquence universel (côté pistes)



afficheur de fréquence universel
(côté composants)



**préamplificateur-égaliseur I²C, n°185,
novembre 1993, page 58 et suivantes**

La référence de la disquette du logiciel d'évaluation du préamplificateur-égaliseur I²C n'est malheureusement pas 1684 comme écrit par erreur dans le texte, mais 1864...

**réducteur de factures d'électricité,
n°181/182, juillet/août 1993, page 85**

En dépit de la grosseur des ficelles utilisées par l'auteur de ce montage-bidon, Mr Bo.Nneblague, tous nos lecteurs n'ont pas été sensibles à l'énormité de ses affirmations. Une fois n'est pas coutume, nous

dévoilons donc nos batteries quant au montage-bidon du numéro Hors-Gabarit '93: le réducteur de factures d'électricité est bien le montage-bidon de ce numéro.

HDTMOS™ FET

Nouveaux MOSFET de puissance « HCD » de Motorola

Motorola introduit des nouveaux MOSFET de puissance dits « HCD » (High Cell Density = à densité de cellules élevée) offrant la résistance passante la plus basse connue actuellement pour ce type de produits. Disponibles respectivement en boîtier plastique TO220 et dans son équivalent en montage de surface D2PAK, les MTP75N05HD et MTB75N05HD sont

des produits canal N 7 mΩ, 75 A, 50 V, la valeur maximale Rds(on) étant garantie à 9,5 mΩ.

Ces performances sont atteintes grâce à un procédé de fabrication MOS utilisé pour les microcontrôleurs de ce fabricant du type 68HC06/68HC11 ou les mémoires RAM statiques permettant d'atteindre des densité de cellules de 6 millions/inch² (1 million/cm²), tout en incluant des protections aux charges électrostatiques ESD ou des tenues en avalanche UIS supérieures à 500 mJoules.

Les produits HCD sont plus particulièrement destinés au remplacement de relais électromécaniques dans les applications automobiles telles que les systèmes de freinage ou d'éclairage, le remplacement de produits en parallèle pour la commande de moteurs, la gestion de puissance dans les systèmes portables grâce à la plus faible Rds(on) possible pour un boîtier donné.

Les mois prochains verront l'introduction de versions 30 V ainsi que des canal P.

CHIP SELECT

the Realizer

produire du « hard » à l'aide de « soft »

Le développement et la mise au point d'un circuit électronique quel qu'il soit est, en général, une opération de longue haleine qui consiste, en partie, à réaliser un (ou de préférence plusieurs) prototype et – lorsque l'on fait appel à un processeur – à concevoir et à tester un logiciel. Il est possible, de nos jours, de faire appel à un programme pour ordinateur, dit logiciel de développement de « hard », pour intégrer dans un ordinogramme (ou diagramme d'états), toutes les fonctions requises d'un circuit. Le logiciel permet de simuler toutes les possibilités et ensuite on choisit, par l'intermédiaire du programme, le contrôleur ou le processeur qui convient le



mieux au circuit en cours de développement. Un tel programme de simulation est même capable de générer le logiciel de programmation requis pour le processeur choisi.

Il existe plusieurs approches pour réaliser un circuit électronique. On peut choisir, soit une solution qui soit entièrement matérielle, soit une réalisation basée, partiellement, sur l'utilisation de sous-circuits convenables, associés à un processeur. Les 2 solutions se caractérisent chacune bien entendu par un certain nombre d'avantages et d'inconvénients.

La solution la plus rapide et la plus facile à transmettre à un tiers, est bien souvent celle qui ne fait appel qu'à du matériel.

L'adjonction à posteriori d'une fonction supplémentaire à un tel circuit – 100% « hard » – implique presque toujours des modifications surhumaines à effectuer sur le dit matériel.

Si l'on opte, au contraire, pour le développement d'un circuit piloté par processeur, la réalisation de fonctions complexes demande sensiblement moins de matériel. L'adjonction au circuit existant d'une fonction supplémentaire se limite souvent à une adaptation du logiciel de commande sans

qu'il ne soit nécessaire de changer quoi que ce soit au matériel. L'inconvénient majeur du choix de la réalisation d'un circuit à commande par processeur est sans aucun doute son trajet de développement sensiblement plus long, dû à la conception et à la mise au point du logiciel de commande. Ceci explique pourquoi la quasi-totalité des « petits » circuits électroniques naît d'une réalisation à 100% matérielle.

Le logiciel de développement « The Realizer » est l'outil par excellence pour changer l'approche purement matérielle d'une réalisation électronique.

Une table à dessin électronique

« The Realizer » est un logiciel qui permet de bien structurer le développement d'un projet.

L'ordinogramme de la **figure 1** illustre le trajet suivi par le logiciel. On commence par le développement du logiciel de commande requis. Un programme de dessin – faisant appel à un certain nombre de symboles – sert à saisir, via un ordinateur bien entendu, et ce sous la forme d'un diagramme d'états le fonctionnement complet du circuit à développer. Une fois la saisie des conditions terminée, le programme vérifie l'absence d'erreurs de syntaxe dans les dessins.

L'étape suivante, c'est-à-dire après une saisie correcte – ou corrigée – consiste en une simulation du logiciel développé. Le programme permet, lors de la simulation, d'appliquer (logiciellement bien entendu) les différents signaux d'entrée et de vérifier que tout fonctionne comme prévu. Il est également possible, lors de cette simulation, de vérifier les résultats et les (éventuels) résultats d'étapes intermédiaires.

On dispose, en cas de constatation d'une erreur, de la possibilité d'adapter le schéma de base pour corriger l'erreur avant de redémarrer une nouvelle simulation. En règle générale, on répète ce cycle (simulation-vérification-correction-simulation) jusqu'à ce que l'on obtienne les résultats requis, pour passer ensuite à la phase suivante du trajet : la sélection du processeur.

Le choix du processeur dépend d'une part du nombre d'entrées et de sorties utilisées dans le logiciel de simulation et de l'autre du fait si l'on a fait appel ou non, par exemple, à des convertisseurs A/N (dans les ordinateurs on trouve l'abréviation A/D, de la dénomination anglaise *Analog/Digital*). Cette technique de développement permet de faire un choix optimal du processeur à utiliser lors de phase de développement final.

Les symboles utilisés pour faire le « dessin » correspondent à une fonction du logiciel à la description très précise. Une fois effectuée la sélection du processeur, The Realizer est capable de générer le logiciel de commande nécessaire à ce genre de processeur.

Une fois la génération du logiciel de commande terminée, il ne reste plus, pour en avoir terminé avec le développement du circuit électronique, qu'à programmer une EPROM ou un contrôleur et à l'implanter au cœur de la nouvelle réalisation.

Une vue d'ensemble claire et limpide

L'un des problèmes majeurs auxquels on se trouve confronté lors du développement d'un logiciel est la difficulté de conserver une vue claire sur l'ensemble du fonctionnement. Plus le programme en cours de développement prend de l'importance, plus ce problème prend de l'importance. En règle générale, le programmeur conserve lui-même une vue (relativement) claire de l'ensemble, mais tout nouveau-venu, non-initié aux arcanes de la programmation, a invariablement énormément de peine à trouver d'abord, puis à suivre, dans un programme écrit par quelqu'un d'autre, le fameux « fil d'Ariane ». Le degré de facilité de compréhension dépend, d'une part, de la présence de la documentation accumulée au sujet du logiciel en question et, si tant est qu'elle existe, de sa précision de l'autre.

On essaie, avec le programme de développement « The Realizer », de développer des logiciels en suivant un trajet universel. Pour ce faire on ne se base pas sur un langage de programmation spécifique, plus fort encore, on ne choisit même pas de processeur

au départ. Il faut, à un « vrai » dessinateur de circuits électroniques qui, en général, définit d'abord les fonctions nécessaires, choisit ensuite un processeur convenable et écrit pour finir le logiciel de commande nécessaire, un certain goût de l'aventure pour « assimiler » l'approche adoptée par « The Realizer ».

On commence, avec ce programme, par développer la fonction d'ensemble de l'appareil concerné, non pas sous forme de logiciel, mais à l'aide d'un programme de « dessin ». Ce programme de « dessin » donne à son utilisateur la possibilité de développer un logiciel à l'aide de symboles. Avec ces symboles on dessine un ordigramme dans lequel est intégrée l'organisation d'un certain nombre de « choses » ainsi que toutes les différentes interrelations existant entre elles. Les symboles utilisés permettent en outre d'indiquer ce qui devrait se passer après atteinte des différents états.

Un exemple pratique

Si l'on n'a pas l'habitude du sujet, ce qui sera malheureusement l'appanage de la plupart d'entre nos lecteurs, la description faite dans les paragraphes précédents peut sembler relativement vague. Nous avons, pour cette raison, préparé un exemple qui montre, de façon claire, les possibilités de « The Realizer ». Il s'agit, dans cet exemple pratique, de réaliser un interrupteur crépusculaire « intelligent ».

La **figure 2** montre comment nous avons saisi, à l'aide du logiciel de dessin, l'ordinogramme (ou diagramme d'états). Comme il est de coutume dans un ordigramme, les cercles représentent les différents états et les flèches indiquent les conditions de transition d'un état vers un autre. Le double cercle représente l'état initial lors de la mise en fonction du circuit.

Dans le cas d'un interrupteur crépusculaire, il existe 4 états importants, ayant chacun une relation spécifique avec un moment donné de la journée. On distingue donc, dans l'ordre chronologique, les situations suivantes : jour, soir, nuit et matin. En effet, chronologiquement, une journée se déroule dans cet ordre et, en fonction de l'intensité lumineuse,

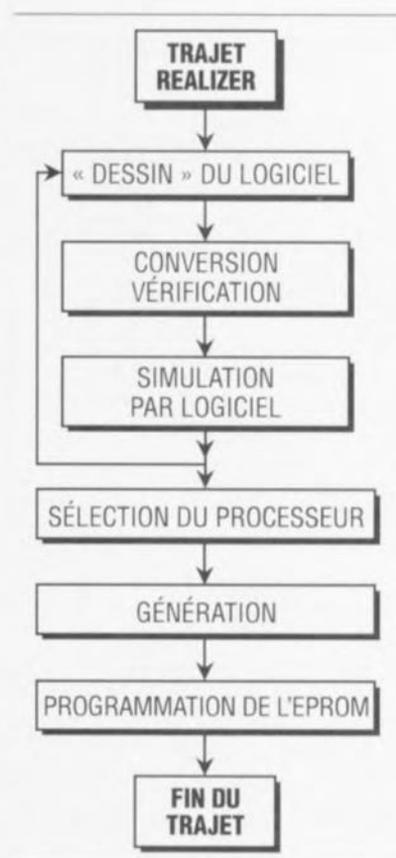


Figure 1. Organigramme illustrant les différentes phases du trajet de développement « The Realizer ».

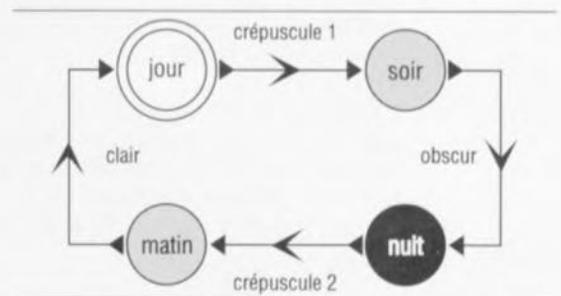


Figure 2. L'ordinogramme pour l'interrupteur crépusculaire intelligent est simple: il ne comporte que 4 états différents.

on peut utiliser les conditions de transition indiquées en figure 2. On passe donc, lorsque le jour décline, de l'état « jour » à l'état « soir »: c'est le crépuscule donc. Dès qu'il fait suffisamment noir on passe à l'état « nuit », etc. Tout cela ne devrait pas présenter la moindre difficulté de compréhension.

Il y a pourtant anguille sous roche! Le circuit doit être capable de détecter la présence d'une condition de transition. Le synoptique de la **figure 3** montre comment on pourra réaliser cette détection. 3 convertisseurs A/N permettent de « lire » un certain nombre de paramètres d'entrée.

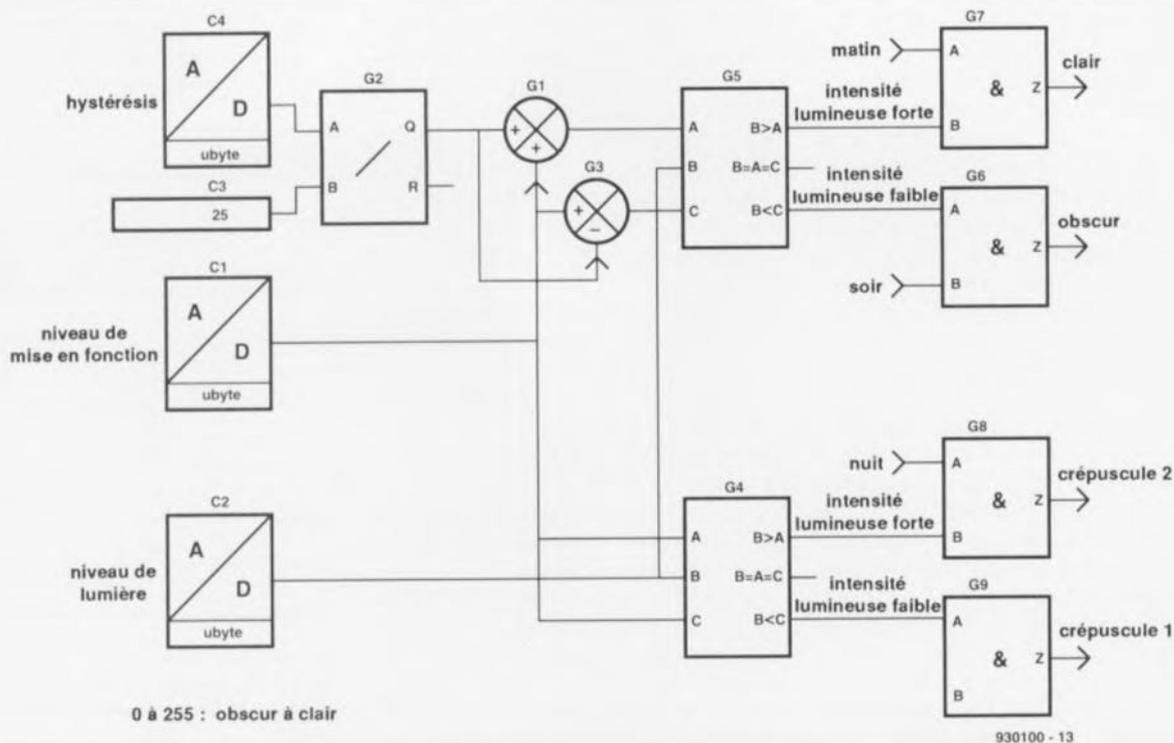


Figure 3. Conception de base de la partie de détection pour les 4 états avec les transitions associées.

Les paramètres utilisés dans le montage sont : le niveau de lumière, le niveau de mise en fonction (luminosité ambiante à laquelle l'ampoule doit être allumée) et une hystérésis (pour éviter un clignotement de l'ampoule).

Le niveau de la lumière ambiante est comparé au niveau de mise en fonction. Si le niveau de la lumière ambiante est supérieur à l'autre on parle d'une « intensité

lumineuse forte », si ce niveau lui est inférieur on a une « intensité lumineuse faible ». La grandeur « niveau de lumière » ne peut pourtant être utilisée qu'après son « couplage » à la période journalière correcte. Si l'on se trouve dans l'état « jour » le fait que l'intensité lumineuse soit forte est sans le moindre intérêt. Dans ces conditions il est plus intéressant de détecter une intensité lumineuse faible, état qui indique la transi-

tion du jour vers le soir. Ceci explique que le résultat de la comparaison des intensités lumineuses soit traité par une fonction logique ET dont le second paramètre d'entrée est la condition déterminant la transition. Cette approche permet de déterminer facilement de quel crépuscule il s'agit. Dans le cas du crépuscule 1 – transition du jour vers le soir – on aura donc une intensité lumineuse faible. Dans le cas du crépuscule 2 – transition de la nuit vers le matin – l'intensité lumineuse sera forte.

Nous venons de voir qu'il est possible, dans le schéma, de saisir un état à l'aide d'un symbole ouvert doté du nom de l'état désiré. Les conditions déterminant les transitions seront identifiées également par leur propre symbole avec le nom de la transition. Tout comme les différents états, les conditions se trouvent au niveau logique haut (« 1 ») donc si elles sont vraies et, est-il nécessaire de le spécifier, au niveau logique bas (« 0 ») lorsqu'elles sont fausses. Cette approche permet donc de réaliser des blocs logiques très simples.

Lorsque l'on se trouve dans l'état crépuscule 1 ou 2, c'est le réglage de l'hystérésis qui détermine quand on passe à l'état suivant. De la manière à obtenir une résolution plus petite de la

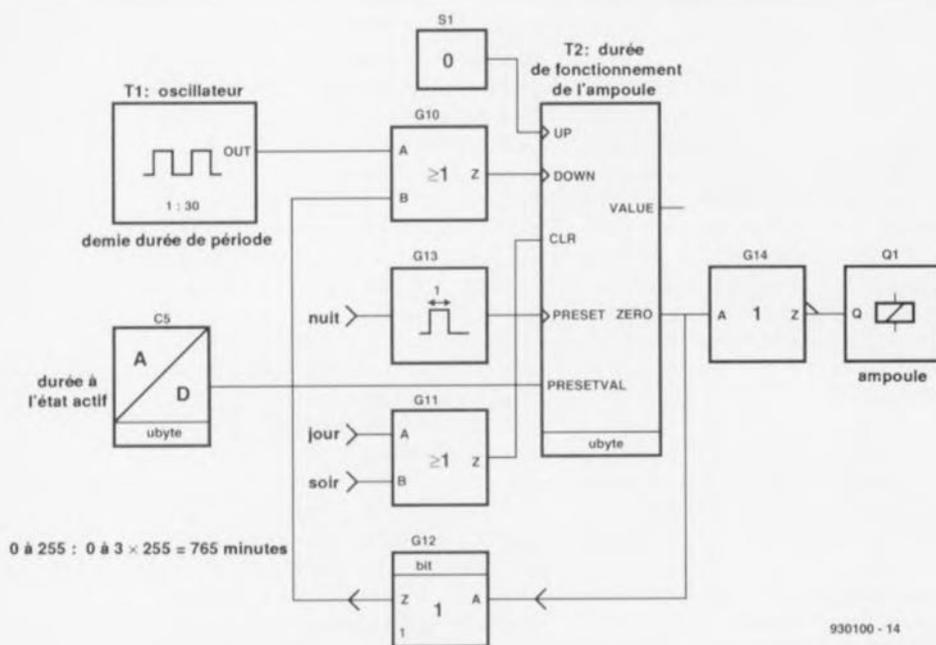


Figure 4. Une section à compteur distincte donne la possibilité de régler, à l'aide d'un potentiomètre, la durée minimale de fonctionnement de l'ampoule.

```
; ST62 Professional Realizing Unit V1.02 (c) 1990-1992 Actum solutions
; Assembly listing of project SCHEMER (1) V1.03, for ST6210.
; Configuration file : C:\REAL\CFG\SCHEMER.CFG
; Schematic timestamp : Tue Jan 12 15:58:36 1993
; Listing timestamp : Wed Jan 13 09:00:21 1993
```

```
.VERS "ST6210"
.ROMSIZE 2
```

```
A .DEF 0FFH,0FFH,0FFH ; accumulator
X .DEF 080H,0FFH,0FFH ; x register
Y .DEF 081H,0FFH,0FFH ; y register
V .DEF 082H,0FFH,0FFH ; v register
W .DEF 083H,0FFH,0FFH ; w register
DRA .DEF 0C0H,0FFH,0FFH ; data register port A
DRB .DEF 0C1H,0FFH,0FFH ; data register port B
DRC .DEF 0C2H,0FFH,0FFH ; data register port C
DDRA .DEF 0C4H,0FFH,0FFH ; data direction register port A
DDRB .DEF 0C5H,0FFH,0FFH ; data direction register port B
DDRC .DEF 0C6H,0FFH,0FFH ; data direction register port C
IOR .DEF 0C8H,0FFH,0FFH ; interrupt option register
RDW .DEF 0C9H,000H,0FFH ; data rom window register
ORA .DEF 0CCH,0FFH,0FFH ; data option register port A
ORB .DEF 0CDH,0FFH,0FFH ; data option register port B
ORC .DEF 0CEH,0FFH,0FFH ; data option register port C
ADR .DEF 0D0H,0FFH,000H ; A/D data register
ADCR .DEF 0D1H,0FFH,0FFH ; A/D control register
PSC .DEF 0D2H,0FFH,0FFH ; prescaler register
TCR .DEF 0D3H,0FFH,0FFH ; timer counter register
TSCR .DEF 0D4H,0FFH,0FFH ; timer status control register
HWDR .DEF 0D8H,0FFH,0FFH ; watchdog register
```

```
.ORG 0880H
```

```
.
.
; General RAM initialization.
```

```
.
.
```

```
REALMAIN:
```

```
LD A,08AH
```

```
.
.
; Realizing ADC (C1), symbolic name = AANNIVO, H/W-name = PB.1
```

```
LD A,086H
```

```
LD 08EH,A
```

```
; Realizing ADC (C2), symbolic name = LICHTNIVO, H/W-name = PB.3
```

```
LD A,088H
```

```
LD 08FH,A
```

```
; Realizing ADC (C4), symbolic name = HYSTERESIS, H/W-name = PB.2
```

```
LD A,087H
```

```
LD 090H,A
```

```
.
.
.
JP REALMAIN
```

```
930100 - T1
```

```
ST62 Professional Realizing Unit V1.02 (c) 1990-1992 Actum solutions
Report file of project SCHEMER (1) V1.03, for ST6210.
Schematic timestamp : Tue Jan 12 15:58:36 1993
Report timestamp : Wed Jan 13 09:00:21 1993
```

```
-----
List of all I/O sorted on the hardware name.
```

H/W name	Type	Address	Bit	Symbolic name	Comment
PB.0	Anin	0C1H	0	AANTIJD	.
PB.1	Anin	0C1H	1	AANNIVO	.
PB.2	Anin	0C1H	2	HYSTERESIS	.
PB.3	Anin	0C1H	3	LICHTNIVO	.
PB.5	Digout, push-pull	0C1H	5	TRIAC	.

```
List of all I/O sorted on the symbolic name.
```

Symbolic name	H/W name	Type	Address	Bit	Comment
AANNIVO	PB.1	Anin	0C1H	1	.
AANTIJD	PB.0	Anin	0C1H	0	.
HYSTERESIS	PB.2	Anin	0C1H	2	.
LICHTNIVO	PB.3	Anin	0C1H	3	.
TRIAC	PB.5	Digout, push-pull	0C1H	5	.

```
List of used timers.
```

Label	Refdes	Type	Address	Comment
oscillator	T1(VAL)	UBYTE	091H	halve periodetijd

```
List of used counters.
```

Label	Refdes	Type	Address	Comment
lamp_aan_tijd	T2(CNT)	UBYTE	096H	.

```
Total used bits : 26.
Total used unsigned bytes : 8.
Total used signed bytes : 0.
Total used unsigned integers : 0.
Total used signed integers : 0.
Total used signed longs : 0.
Total used unsigned byte timers : 1.
Total used unsigned integer timers : 0.
Total used unsigned long timers : 0.
Total used unsigned byte counters : 1.
Total used signed byte counters : 0.
Total used unsigned integer counters : 0.
Total used signed integer counters : 0.
Total used signed long counters : 0.
Total used RAM : 20 byte (085H -> 098H).
Total generated code : 524 byte (0880H -> 0A8BH).
Best case looptime : 744 cycles.
Worst case looptime : 1175 cycles.
```

```
930100 - T2
```

Tableau 1. Documentation concernant l'utilisation des E/S, de la RAM et de la ROM, générée par «The Realizer».

conversion A/N, la valeur saisie par G2 est divisée par 25 à l'aide du bloc C3. La valeur de sortie maximale de ce bloc est donc 10. Par l'intermédiaire du bloc d'addition G1 et du bloc de soustraction G3, on obtient ainsi un décalage de ± 10 par rapport au niveau de lumière présent. Le circuit compare ensuite les résultats avec le niveau de mise en fonction prédéfini. Cette comparaison résulte, selon la situation, en un signal d'intensité lumineuse forte ou faible. Après avoir « ponté » l'hystérésis définie, le circuit passe donc à l'état suivant (jour ou nuit donc).

Tableau 2. Exemple d'une partie d'un listing en assembleur.

Le processus décrit dans les paragraphes précédents a, comme seul résultat, une réalisation du diagramme d'états avec ses conditions de transition. Le but de l'opération est et reste, cependant, de réaliser un interrupteur crépusculaire qui commande une ampoule de façon à ce qu'elle soit allumée lorsqu'il fait nuit. L'approche la plus simple est sans doute de la laisser brûler toute la nuit. Notre but n'étant cependant, rappelez-vous, pas de réaliser un interrupteur crépusculaire « intelligent ». C'est pour cette raison que nous avons doté le circuit de cet

exemple d'un dispositif permettant de définir la durée (durant la nuit bien entendu) de fonctionnement ou non de l'ampoule.

Le synoptique de la **figure 4** montre l'une des façons de résoudre ce problème.

La durée de fonctionnement de l'ampoule est sujette à un décomptage effectué par le compteur/décompteur T2.

Lorsque le circuit arrive à l'état « nuit », l'entrée PRESET passe au niveau haut pendant 1 cycle (bloc G13). Cette action se traduit par le chargement de la valeur PRESETVAL. La valeur exacte de

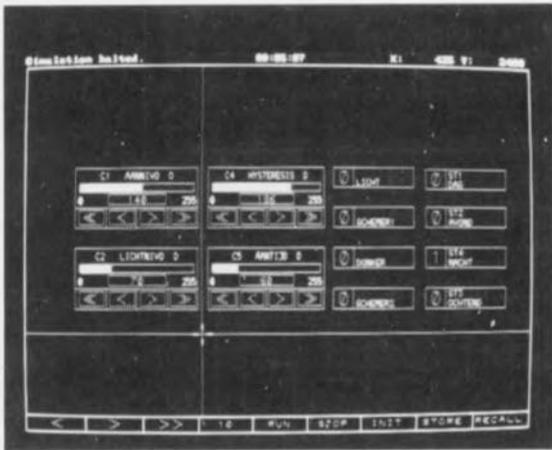


Figure 5. Recopie d'écran de simulation fait lors du développement du prototype (néerlandais) de l'interrupteur crépusculaire intelligent.

PRESETVAL dépend de la position du curseur d'un potentiomètre connecté au bloc D/A C5. Chaque fois que l'entrée DOWN passe au niveau haut, le contenu est décrémenté. Ce décomptage se poursuit jusqu'à ce que le compteur arrive à 0. Dans ces conditions la sortie ZERO bloque l'oscillateur via la porte OU arrêtant ainsi le décomptage. Nous utilisons la sortie ZERO également pour la mise en ou hors-fonction de l'ampoule.

Lors des états « jour » et « soir » le compteur est forcé à l'état de remise à zéro, évitant que l'ampoule ne s'allume à un moment inopportun. Sachant que le compteur ne peut compter jusqu'à 255 et que l'on veut « pointer » une durée minimum de 10 heures, nous avons opté ici pour un oscillateur dont la durée de période est de 3 minutes. En faisant appel à l'entrée A/N on obtient donc une durée de fonctionnement de l'ampoule de, au maximum, $255 \times 3 = 765$ minutes. Cette valeur est légèrement supérieure à 12 heures et permet donc, sous nos latitudes, de laisser l'ampoule brûler toute la nuit.

Le mode de simulation intégré de « The Realizer » nous donne la possibilité de tester le logiciel conçu de la façon décrite plus haut. Pour ce faire le programme permet d'entrer – et de modifier si nécessaire – non seulement les paramètres d'entrée et de sortie, mais également toutes les autres variables du dessin.

La figure 5 donne un exemple d'un écran de simulation (utilisé pour le test d'une version néerlandaise du circuit donné en

exemple). Il est possible de représenter les entrées A/D sous la forme de barre-graphe réglable, reproduisant le niveau analogique d'entrée. On dispose donc d'un outil précieux permettant de vérifier, jusqu'aux plus infimes détails, le fonctionnement correct de l'ensemble du logiciel. Rien de plus facile donc que d'apporter une éventuelle correction et, ensuite, de redémarrer la simulation pour un nouveau test.

On peut procéder, après la phase de simulation, à la sélection du processeur à utiliser, un choix qui est également fonction, nous l'avons déjà mentionné, du nombre d'entrées et de sorties requises.

Le programme de « The Realizer » nous donne ici un coup de main en indiquant quelles sorties et entrées de tel ou tel type de processeur peuvent être utilisées pour la fonction requise. Ceci implique que l'on dispose, après la sélection du processeur, d'une documentation d'entrée/sortie détaillée (voir tableau 1).

La dernière phase du développement consiste en la génération, basée sur les phases précédentes, d'un logiciel de commande pour le processeur choisi. Lors de cette génération « The Realizer » produit un *assembly-listing* (un listing en assembleur donc, comme le montre le tableau 2) et un fichier en format hexadécimal (voir tableau 3) servant, ultérieurement, à la programmation d'une EPROM ou d'un contrôleur à EPROM intégrée. Le listing en assembleur comporte, sous la forme de commentaire, les mêmes textes que ceux que l'on trouve dans l'ordinogramme.

Nous avons choisi, pour la réalisation de l'interrupteur crépusculaire intelligent – qui ne demande que des options d'E/S limitées – un contrôleur de la série ST62. Le ST6210 se trouve dans un boîtier DIL à 20 broches et convient de ce fait parfaitement au fonctionnement simple prévu.

La figure 6 propose l'un des schémas électroniques pour l'interrupteur crépusculaire intelligent. Le processeur « lit » et « traite » directement les réglages introduits par le positionnement des curseurs des 3 potentiomètres. La commande de l'ampoule est l'affaire d'un triac.

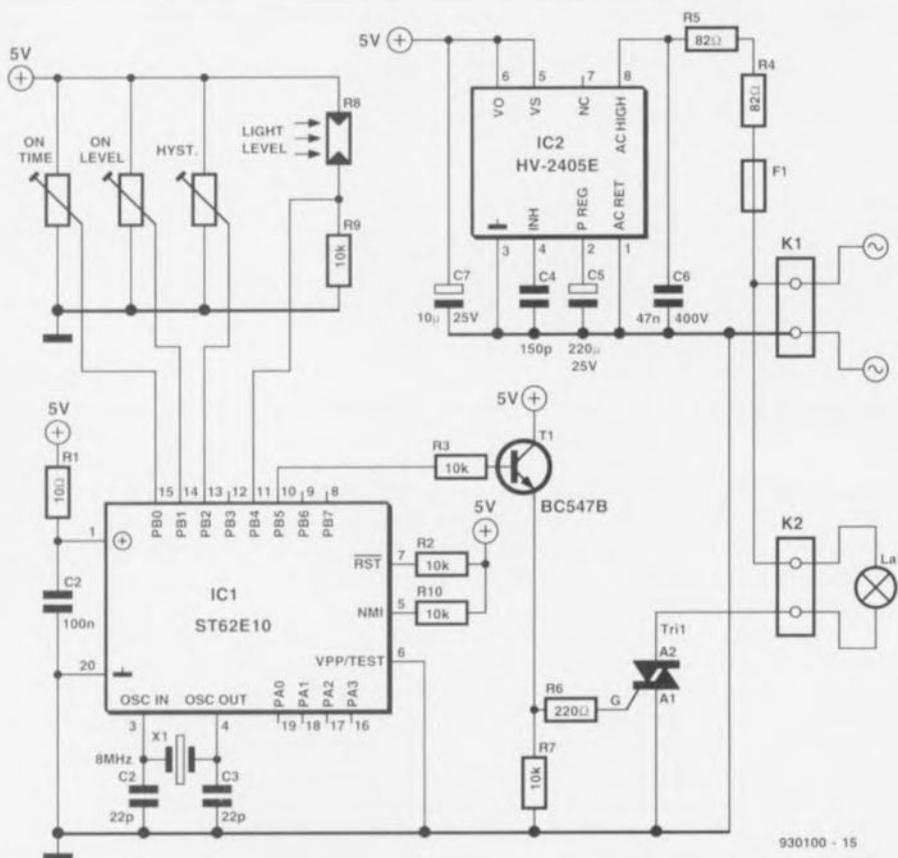


Figure 6. La réalisation pratique de l'interrupteur crépusculaire intelligent ne demande pas plus qu'un micro-contrôleur, un circuit intégré d'alimentation et une bonne poignée de composants standard.

Comme l'ampoule est connectée directement au secteur, nous utilisons ici un régulateur de tension spécial qui génère, à partir de la tension du secteur, une tension de 5 V servant à l'alimentation directe du processeur par le secteur sans nécessiter de régulateur et de transformateur.

Signalons, en guise de conclusion à cet article que quelques-uns des montages les plus récents, tels que « **Hi-Tec, chargeur d'accus CdNi à μ P** », la « **comtoise multifonction GM** » et la « **pendulette multifonction** », décrits respectivement dans *Elektor* n°175 de janvier 1993, n°180 de juin 1993 et dans un numéro à paraître très prochainement, ont été développés entièrement à l'aide du programme « The Realizer ».

L'adresse du distributeur européen de ce programme est à votre disposition auprès de la rédaction. 

```
:200880000DC8000DD8FF0D8AFF0DD1100DC4FF0DCCFF0DC0000DC5F00DCDF00DC10F0D89A7
:2008A0000F0DD46E0DD3680DD20A0DC8104D0D8B0017000D808C0D813487155DE01B8C7BF2
:2008C0008C1F8A37FF481BCD0D8A10BBD1FBD16BD41F8B9F840D8B007BD41F869F8E1F8812
:2008E0009F8F1F879F901F91370014998F0D91C8538D045B8D998F4B8D1F91DF849F911647
:2009000059900D91001F859F921F903D0D82000D8308355FFF3DB5ADB371926D719BD1541
:20092000DD142991359F931F8EDF939F94DB8D1F8F3F8E16CB8D3B8D1F8E3F8F162B8DAB46
:200940008D838D05238D02BB8D6B8DC38D05638C027B8DF8D538D05138C02EB8D1B95730C
:200960008C05F38C020B958B95838D05938C029B950395050D96001999839509338C061F48
:20098000929F961999E38D09D38C061F96D7019F964B951F963700105B951F935F8E9F979D
:2009A000DB951F8F3F9416CB953B951F973F8F162B95AB95C39505E38C02BB956B95038DB8
:2009C000052395027B95EB95539502FB95AB89E39502BB894B8C2B8C83950238CCB8CE3B3
:2009E0008D02DB8C8B8C838D029B8CB38C0C038D096395060B8D7B8CBB8CB38C0C638C09A6
:200A0000638D066B8CFB8CB8CB38C0C838D09A38D068B8D1B8DBB8CB38C0CE38C09A3957F
:200A200006EB8C9B8DB8CB8C8C0B8C4395021B8C1F899FC10DD8FF198C7F8EB8D40DD368D9
:200A4000DD20A4D9F981F8A3710781FD09F850BCD9BCD0D8A11BBD199A83711781FD09FAB
:200A6000868BCD5BCD0D8A12BBD199A83712781FD09F874BCDDBCD0D8A13BBD199A81FD0FE
:0C0A80009F88EBD10D8AFFC8CD1F984D55
:020FF00049A412
:020FF20099A3C1
:020FFE00098860
:00000001FF
```

930100 - T3

Tableau 3. Exemple d'un fichier en format hexadécimal, généré par « The Realizer » et destiné à la programmation d'une EPROM ou d'un contrôleur.

LES MAGNÉTOSCOPES VHS

Fonctionnement et maintenance

Jean Herben

Le magnétoscope reste, avec le caméscope, l'un des appareils électroniques les plus complexes. Il est vrai que l'utilisateur-type de ce genre d'appareils peut fort bien arriver à ses fins sans avoir à connaître le fin mot de ce leur structure interne ou être un expert quant à leur technique.

Cet ouvrage de DUNOD TECH est destiné à tous les autres, ceux qui aimeraient en savoir plus pour pouvoir résoudre les problèmes posés par l'enregistrement des images vidéo grand public. Il fait l'étude détaillée des magnétoscopes VHS et SVHS tant sur le plan mécanique qu'électronique. Aucune connaissance préalable n'est requise - en dehors des

bases d'électronique générale - pour aborder cet ouvrage.

Ce livre bien structuré aborde, dans sa première moitié, les aspects théoriques du magnétoscope VHS et SVHS grand public avec ses différents standards, passant en revue les blocs de base le constituant. Dans la seconde partie le lecteur entre de plain-pied dans la pratique : exécution des entretiens, des réglages, des mises au point et des dépannages tant d'ordre mécanique qu'électronique, pour la quasi-totalité des marques rencontrées en Europe.

L'auteur n'a pas omis de donner une description détaillée des versions Hi-Fi, LP, MESECAM, et aborde succinctement les autres standards (VCR, Betamax, V200, Vidéo-8 et Hi-8). Tout technicien, ou futur technicien de maintenance des magnétoscopes, voire tout amateur éclairé même, trouveront dans cet ouvrage une réponse aux différentes questions qu'ils sont amenés à se poser

RÉCEPTION TV PAR SATELLITES

R. Besson

S'il est un sujet à la mode aujourd'hui c'est bien celui de la RDS, réception d'émissions diffusées par satellite, surtout après la mise sur orbite d'ASTRA-1C. C'est également à ce sujet qu'est consacré cet ouvrage. Rendez-vous compte pas moins de 50 programmes disponibles pour le simple prix d'une installation de réception d'émissions relayées par satellite.



Ce livre de Dunod Tech aborde, comme le suggère son titre, tous les aspects de la réception TV par satellites depuis le lancement du porteur à l'installation d'un système de réception en passant par la mise sur orbite géostationnaire du satellite, l'orientation de l'antenne parabolique et autres spécificités du matériel de réception. L'auteur a des dons de prémonition, n'hésitant pas à prévoir la mise sur orbite réussie des Astra-1C et 1D, les faits lui ayant donné raison en ce qui concerne la première manche de ce double pari.

L'un des inconvénients majeurs de ce type d'ouvrages est qu'ils vieillissent rapidement, la technique ne faisant pas de surplace, mais les principes qu'ils décrivent restent eux heureusement parfaitement valables.



description d'un kit ELV

PRS 1000

interrupteur téléprogrammable



La quasi-totalité des télécommandes possède, outre les touches de commande standard, un certain nombre de touches destinées à la commande d'un autre appareil de la même marque. Nombreuses sont par exemple les télécommandes de télévision qui comportent également les touches de commande pour un magnétoscope. Si tant est que l'on possède un magnétoscope d'une autre marque, ces touches restent inutilisées et, de ce fait, conviennent parfaitement à la télécommande de l'interrupteur que nous proposons dans cet article.

Il n'y a pas que les télécommandes standard à comporter des touches non utilisées. La quasi-totalité des télécommandes universelles possède également un certain nombre de dispositifs de commande « en chômage ». L'interrupteur téléprogrammable permet de mettre en ou hors-fonction un appareil alimenté par le secteur à l'aide de l'une de ces touches sans fonction. Si tant est que vous envisagiez de faire appel, pour une raison ou une autre, à un nombre relativement important d'interrupteurs téléprogrammables et que donc vous ne disposiez pas de suffisam-

ment de touches libres, il vous suffira de vous procurer une télécommande spéciale(ment) pour ce genre de dispositifs.

On notera qu'il est indispensable, pour que le système fonctionne, que la télécommande utilisée fasse appel soit au code RC5, soit au code - plus antique - RECS80. Les 2 codes de télécommande ont été développés par Philips et sont (ou ont été) utilisés - bien évidemment - dans les appareils de cette marque. Il existe cependant un nombre d'autres fabricants qui ont fait appel, pour la télé-

commande de leurs appareils, à ces mêmes codes.

L'utilisation du PRS 1000 est très simple. Il suffit d'enficher le boîtier à fiche et prises incorporées de l'interrupteur dans une prise secteur et le cordon secteur de l'appareil à commander dans la prise intégrée de l'interrupteur. On active ensuite la touche choisie de la télécommande.

Il faut appuyer, après une pause de quelques secondes, sur la touche de mémorisation (*Store*) du PRS 1000. Si tant est que le PRS 1000 ait bien reçu et stocké dans sa mémoire le code transmis, l'appareil connecté est mis en fonction. Dès lors, le code est stocké dans la mémoire du PRS 1000 jusqu'à ce que l'on procède à une reprogrammation à l'aide d'un code différent. Le PRS 1000 étant doté d'une pile de sauvegarde, le code programmé restera en mémoire, même en cas de débranchement du PRS 1000 de sa prise secteur ou encore en cas de la disparition (momentanée) de la tension secteur.

L'électronique

La figure 1 montre le schéma complet de l'interrupteur téléprogrammable PRS 1000. Le capteur à infrarouge, IR1, est un circuit intégré du type SFH505A de Siemens, doté, à la demande d'ELV, d'une lentille qui focalise la lumière infrarouge émise par la télécommande et qui augmente l'angle de sensibilité du capteur. Cette lentille facilite en outre le montage du capteur dans le boîtier. Quittant le capteur IR IR1, le signal reçu arrive au décodeur IC5.

Il s'agit là d'un décodeur universel pour codes RC5 et RECS80. En règle générale, ce circuit est configuré pour le décodage soit de codes RC5, soit de codes RECS80. Pour vous faciliter la vie, les ingénieurs de chez ELV ont doté le montage d'un circuit intégré additionnel, IC4. À l'aide des résistances R6 et R7 et du condensateur C7 la fréquence de l'oscillateur présent dans ce circuit intégré est fixée à une valeur de l'ordre de 14 kHz. Ceci signifie donc, qu'à l'aide de ses sorties de division Q12 et Q13, IC4 force IC5 à changer, toutes les 150 ms, de mode de décodage. Dans le pire des cas il faudra donc patienter 0,6 s avant que le circuit ne reconnaisse le code émis par la télécommande. La ligne Q12 sert à la commutation entre le mode RC5 et le mode RECS80. La sortie Q13 n'entre en ligne de compte que lorsque IC5 fonctionne en

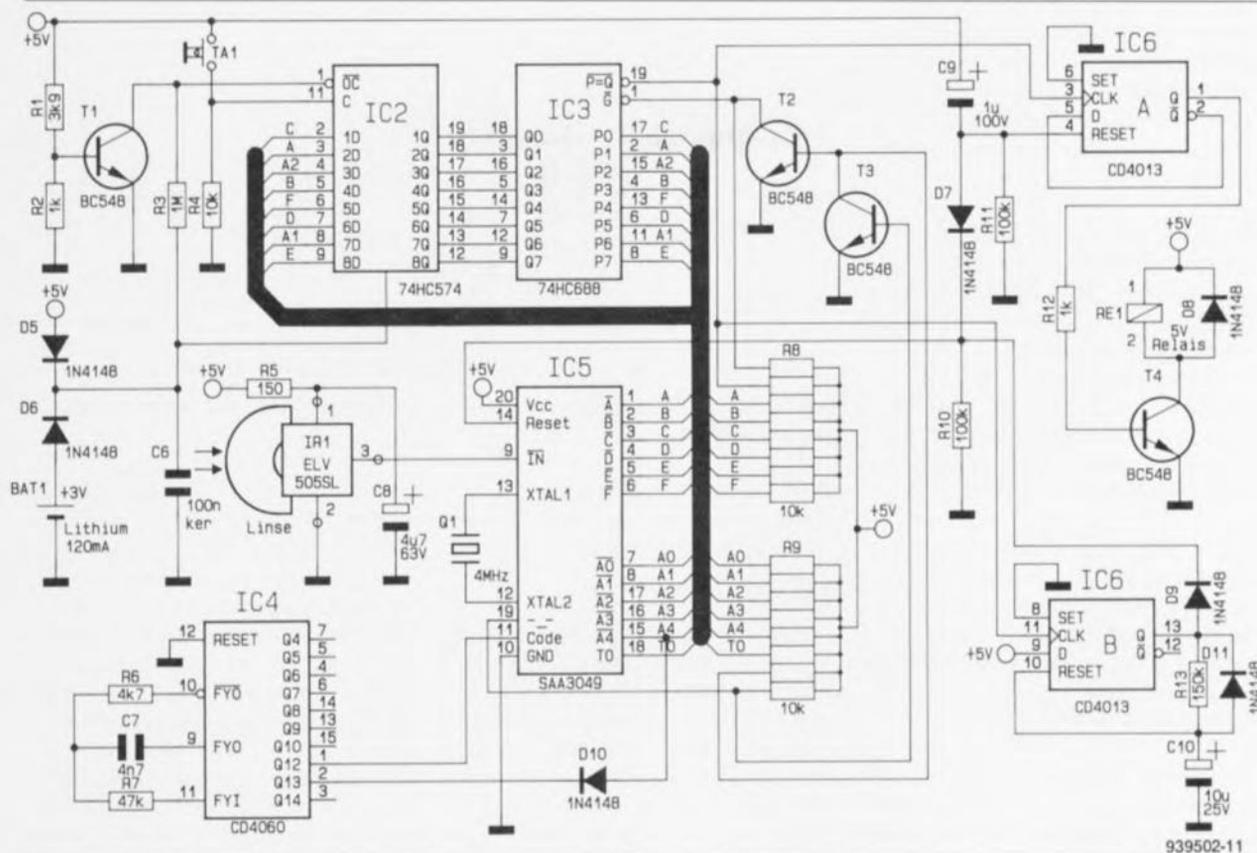


Figure 1. L'interrupteur téléprogrammable, PRS 1000, se compose, en gros, d'un récepteur/décodeur à infrarouge, d'une mémoire et d'un relais.

mode RECS80. Dans ces conditions la ligne Q13 détermine si IC5 doit traiter la variante à 11 bits du code RECS80 ou sa variante à 12 bits.

Après reconnaissance d'un code, IC5 applique ce code aux sorties \bar{A} à \bar{F} et $\bar{A}0$ à $\bar{A}4$. Simultanément, IC5 transmet, à travers sa broche 19, une impulsion qui arrive, via les transistors T3 et T2, au circuit intégré IC3. Ce petit détour par les 2 transistors est nécessaire sachant que la broche 19 de IC5 fait également office d'entrée. En fonction du niveau de la tension présente sur cette broche au repos, le circuit intégré peut fonctionner selon 2 modes différents. En raison de la présence du transistor T3, le niveau de la tension présente sur la broche 19 ne peut jamais dépasser 0,6 V et le décodeur restera donc toujours dans le mode de fonctionnement requis pour cette application.

Le signal fourni par T3 sert à valider le circuit intégré IC3 qui compare le code reçu avec celui stocké dans la mémoire, IC2. Si les 2 codes sont identiques il se produit, simultanément à l'apparition de l'impulsion de IC5, une impulsion sur la sortie de comparaison de IC3. Cette dernière impulsion déclenche la bascule bistable IC6A de sorte que sa sortie Q se met au niveau haut. En fonction

de l'état précédent (ou préexistant si l'on préfère) le transistor T4 excite ou relâche les contacts du relais Re1, action se traduisant (logiquement) par la mise en ou hors-fonction de l'appareil connecté.

Simultanément avec celui de IC6A, on a également déclenchement du sous-ensemble de remise à zéro, centré sur IC6B. Pendant 1 s environ IC6B force le décodeur en mode de remise à zéro. Cette durée est définie par la constante de temps introduite par la paire R13/C10. Cette temporisation empêche qu'une émission répétitive d'un code - plusieurs actions rapides sur la même touche - n'annule l'action de commutation du PRS 1000.

Pour garantir l'obtention d'un état initial parfaitement défini lors de la connexion du PRS 1000 au secteur, l'électronique comporte un dispositif de remise à zéro initiale (*Power On Reset*) réalisé à l'aide du condensateur C9 et de la résistance R11. Ces composants entraînent, à la première mise sous tension du circuit, un décollage des contacts du relais et une remise à zéro du décodeur (IC5) via la diode D7.

La mémoire du PRS 1000 prend la forme d'un registre de données à 8 bits (IC2). Pour éviter qu'en l'absence de la tension d'alimenta-

tion du secteur, ce registre n'oublie le code défini, le PRS 1000 comporte une petite pile de sauvegarde au lithium. Sachant qu'en l'absence de la tension du secteur le transistor T1 fait passer, les sorties de IC2 à l'état de haute impédance, il est virtuellement impossible que la tension fournie par la pile puisse fuir vers la partie du circuit se trouvant hors-tension (évitant ainsi toute décharge).

La consommation de courant se limite de ce fait à une valeur inférieure à 10 nA ! Il ne faut donc pas même 1 mAh à un PRS 1000 mis hors-tension pendant une période de 10 ans ! Ceci signifie que la durée de vie pratique de la pile ne dépend en fait que de sa durée de conservation qui est, pour des piles au lithium, de 10 ans environ.

Il suffit, pour stocker dans IC2 le code reçu, tout simplement de fermer les contacts de la touche TA1, action se traduisant par le transfert vers IC2 de 8 bits du code tout juste reçu. Il arrive cependant un total de 12 bits à IC5 ! Lesquels de ces bits faut-il stocker donc ?

Le code reçu se compose de 6 bits de commande (\bar{A} à \bar{F}), de 5 bits d'adresse ($\bar{A}0$ à $\bar{A}4$) et (dans certaines conditions) de 1 bit de commutation ($TO = TOogle$). Tous les bits de commande sont stockés dans la

mémoire. Quant aux bits d'adresse, on se contente de n'en stocker que 2. Cette approche permet de faire l'économie de 2 circuits intégrés supplémentaires et gagner, sur la platine, l'espace qu'ils auraient nécessité.

En règle générale, l'adresse sert à identifier l'appareil destinataire. Le PRS 1000 ne pouvant pas vérifier tous les bits d'adresse, il peut se faire que l'interrupteur à télécommande soit incapable de faire la distinction entre 2 codes (souvent quasi-identiques) destinés à 2 appareils distincts et en provenance de 2 télécommandes distinctes.

Si jamais cela devait vous arriver (ce dont vous aurez sans doute vite fait de vous apercevoir) il ne vous reste qu'à changer le code de commande du PRS 1000 en faisant appel à l'une des autres touches non utilisées de la télécommande concernée.

La **figure 2** montre le circuit de l'alimentation du PRS 1000. On voit que le transformateur TR1 introduit une séparation galvanique entre la partie du circuit véhiculant la tension secteur et le reste du montage. Ceci n'implique en rien qu'il s'agisse dans le cas présent d'un circuit « sûr » dans lequel on peut « farfouiller » sans le moindre risque alors qu'il se trouve relié au secteur.

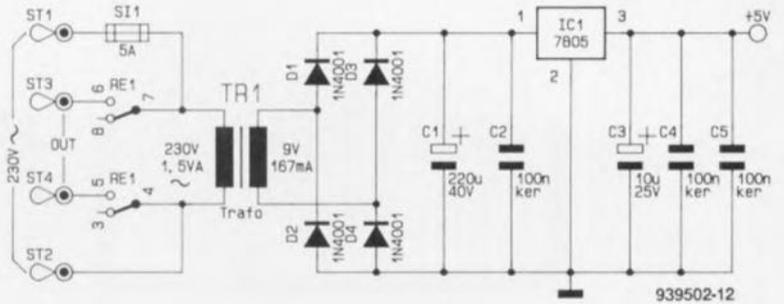


Figure 2. L'alimentation du circuit se caractérise par une simplicité remarquable.

On prendra donc toutes les précautions nécessaires lors des premiers essais effectués à « boîtier ouvert ».

La réalisation

L'électronique se répartit, comme le montre la **figure 3**, sur 2 circuits imprimés qui seront placés, ultérieurement, dans un boîtier plastique doté d'une fiche et d'une prise secteur équipées d'un contact de terre. (On notera que le prototype de la photo est pourvu d'un contact de terre tel qu'il est utilisé aux Pays-Bas, en Allemagne et bien d'autres pays d'Europe encore, ...

... mais pas en France où l'on connaît le contact de terre sous la forme d'un ergot.)

Avant de se lancer dans la soudure des composants, il est recom-

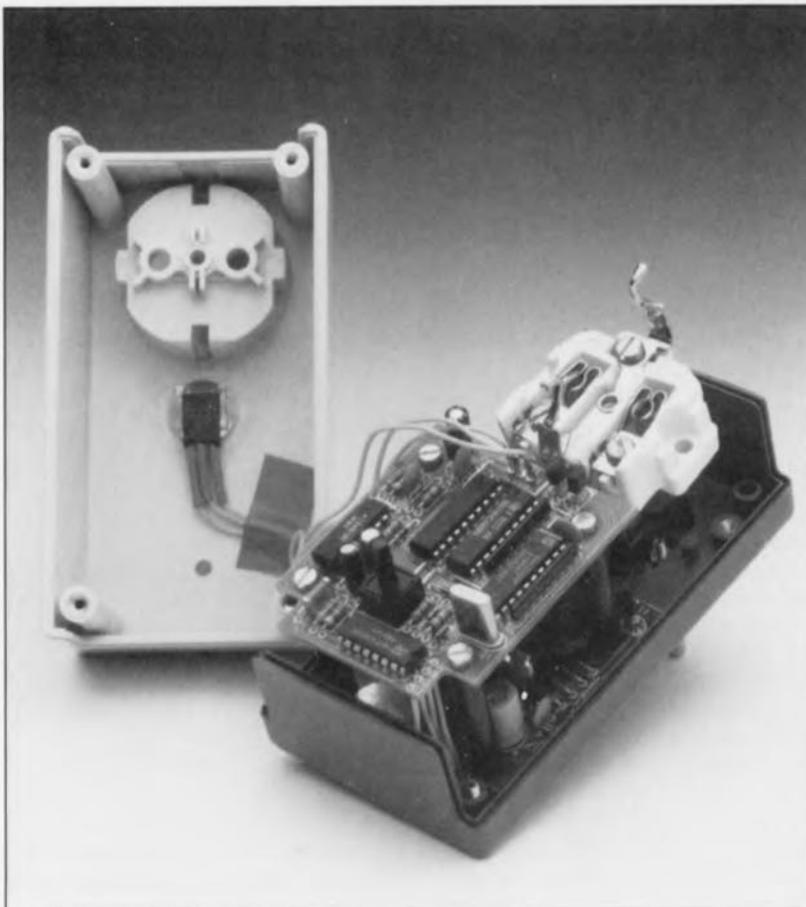
mandé – comme d'habitude – de commencer avec la mise en place des ponts de câblage, à savoir 11 sur la platine du récepteur et 1 sur celle de l'alimentation et du relais. De par la présence du capteur IR1 dans la face avant du boîtier et la nécessité de le doter de 3 câbles de connexion de longueur adéquate (permettant une ouverture du boîtier) il nous semble impossible de faire appel, pour le montage des circuits intégrés, à des supports. Il n'y a pas l'espace suffisant !

Les câbles de connexion du capteur viennent se fixer sur 3 picots de soudure disposés sur la platine du récepteur/décodeur. Les points de connexion de la tension secteur sont dotés de cosses poignards mâles.

Après avoir terminé la mise en place de tous les composants on procède à l'interconnexion des 2 circuits à l'aide de 4 morceaux de fil de câblage isolé de 5 cm de longueur environ dont les extrémités viennent s'enficher, 2 à 2, dans les orifices A à D présents sur chacune des platines. À l'aide de 4 vis, écrous et entretoises, on mettra en place les 2 circuits imprimés pour procéder, pour finir, au câblage des points de connexion véhiculant la tension secteur, opération effectuée à l'aide de câble souple isolé de 0,75 mm² de section.

Il est recommandé, pour la fixation des câbles aux cosses poignards sur la platine et aux points de fixation de la fiche secteur, d'enfiler la partie dénudée du conducteur dans l'orifice (voire sous l'écrou et sa rondelle) et de le plier avant de procéder à la soudure. On notera qu'il vaut mieux, pour des raisons de sécurité, ne pas étamer les extrémités dénudées des câbles qui viennent se fixer aux points de connexion de la prise secteur incorporée au boîtier.

Il ne faudra en aucun cas oublier d'interconnecter directement – à



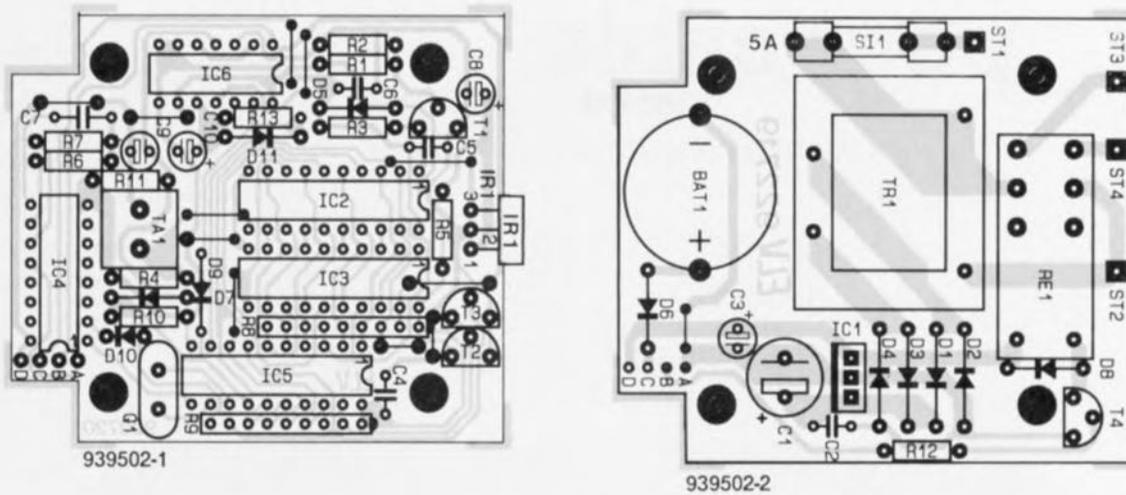


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants des platines du récepteur/décodeur et de l'alimentation avec relais.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 3k Ω 9
 R2, R12 = 1 k Ω
 R3 = 1 M Ω
 R4 = 10 k Ω
 R5 = 150 Ω
 R6 = 4k Ω 7
 R7 = 47 k Ω
 R8, R9 = réseau résistif, 8 x 10 k Ω
 R10, R11 = 100 k Ω
 R13 = 150 k Ω

Condensateurs

C1 = 220 μ F/40 V
 C2, C4 à C6 = 100 nF céramique
 C3, C10 = 10 μ F/25 V
 C7 = 4nF7
 C8 = 4 μ F7/63 V
 C9 = 1 μ F/100 V

Semi-conducteurs :

D1 à D4 = 1N4001

D5 à D11 = 1N4148

T1 à T4 = BC548

IC1 = 7805

IC2 = 74HC574

IC3 = 74HC688

IC4 = CD4060

IC5 = SAA3049

IC6 = CD4013

IR1 = ELV505SL (voir texte)

Divers :

Q1 = quartz 4 MHz
 Re1 = relais encartable 5 V, contacts 250 V~/5 A
 TA1 = touche de contact, contact travail
 BAT1 = pile au lithium, 3 V/120 mAh (CR2032) avec broches de soudure
 SI1 = porte-fusible encartable avec son fusible, 5 A temporisé
 TR1 = transformateur encartable, 9 V/1,5 VA (tel que Gerth 3109-1 par exemple)



939502-13

Figure 4. Brochage du capteur à infrarouge IR1.

tout se passe comme il le faut, on observera l'activation du relais.

Dans le cas contraire (quel malheur) il vous faudra débrancher immédiatement le PRS 1000 et (re)vérifier tout le montage – il est fort probable alors que vous ayez commis une erreur de montage ou encore que vous tentiez d'utiliser une télécommande faisant appel à un codage autre que les codes RC5 ou RECS80.

En règle générale l'interrupteur télé-programmable fonctionnera parfaitement dès le premier essai et il ne restera plus qu'à y brancher l'appareil que l'on commande à distance. ◀

l'aide d'un morceau de câble à isolation jaune/verte – les contacts de terre de la fiche et de la prise secteur.

Il suffit de quelques gouttes de colle cyanolite pour fixer le capteur à infrarouge avec sa lentille dans la face avant du boîtier.

La photo montre que les 3 broches de IR1 sont tournées vers l'orifice de la touche TA1 (Store).

La figure 4 montre le brochage du capteur IR1 dont la numérotation correspond à celle des picots de soudure présents sur la platine du récepteur/décodeur.

La photo montre également qu'il est recommandé de faire appel à 3 morceaux de câble de quelque 10 cm

pour la connexion du capteur au circuit imprimé. Un morceau de ruban adhésif évitera que ces câbles ne tentent de s'échapper du boîtier lors de sa fermeture.

Une fois le boîtier fermé, on notera que l'extrémité de la touche TA1 se trouve au ras de la face avant, solution adoptée à dessein pour éviter toute activation malencontreuse.

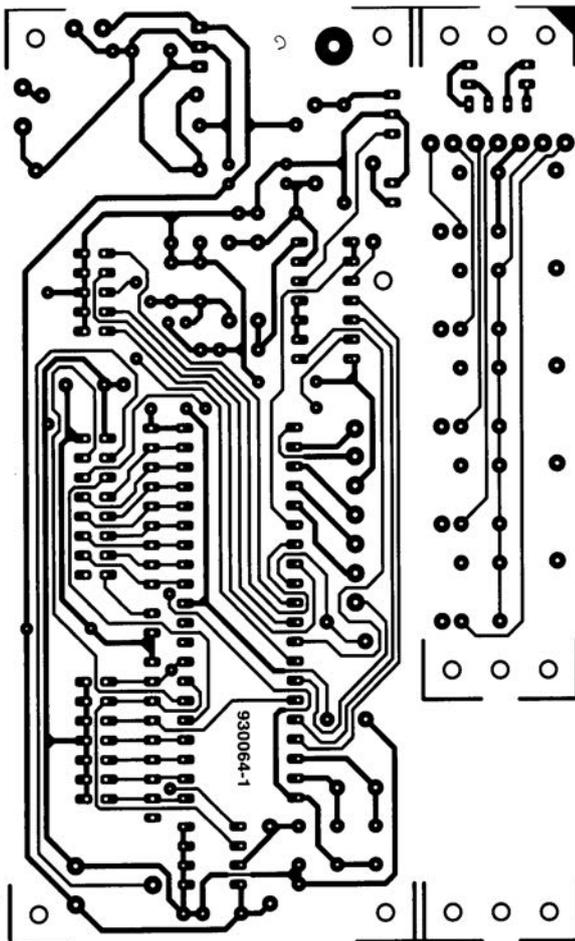
On pourra, une fois le montage terminé, procéder à un premier test de notre interrupteur télé-programmable. Pour ce faire, on l'enfiche dans une prise secteur pour ensuite programmer (à l'aide de la télécommande) un code de commande que l'on mémorise par une action sur la touche de mémorisation (store). Si

LE MOIS PROCHAIN :

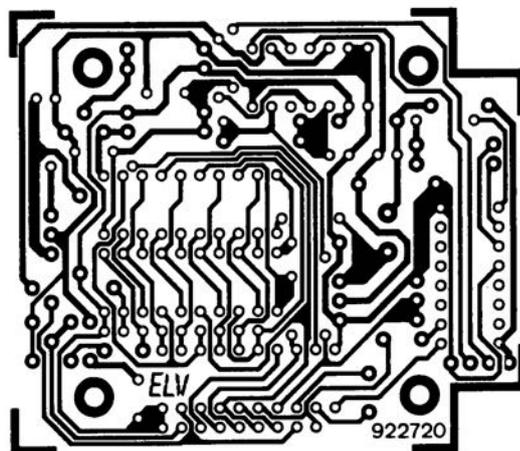
Vous pourrez découvrir dans Elektor de nouveaux montages tels que :

- ◆ un nouvel amplificateur de puissance HEXFET,
 - ◆ une pendulette multi-fonction,
 - ◆ un chargeur d'accus CdNi intelligent,
 - ◆ un testeur de FETMOS de puissance,
 - ◆ un récepteur VHF/UHF multibande allant de 47 à 860 MHz
- et bien d'autres informations. À très bientôt ...

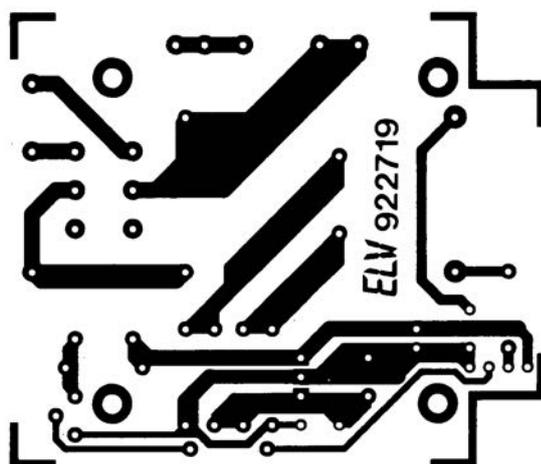
tuner VHF/UHF pour câble
(platine du processeur et du mini-clavier)



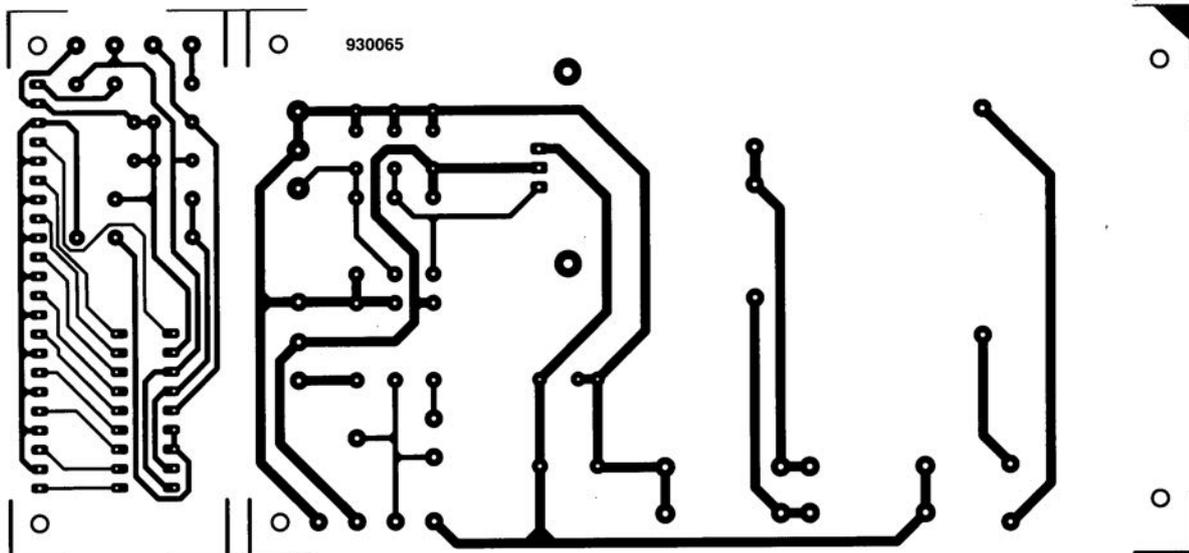
interrupteur téléprogrammable: récepteur



interrupteur téléprogrammable: alimentation

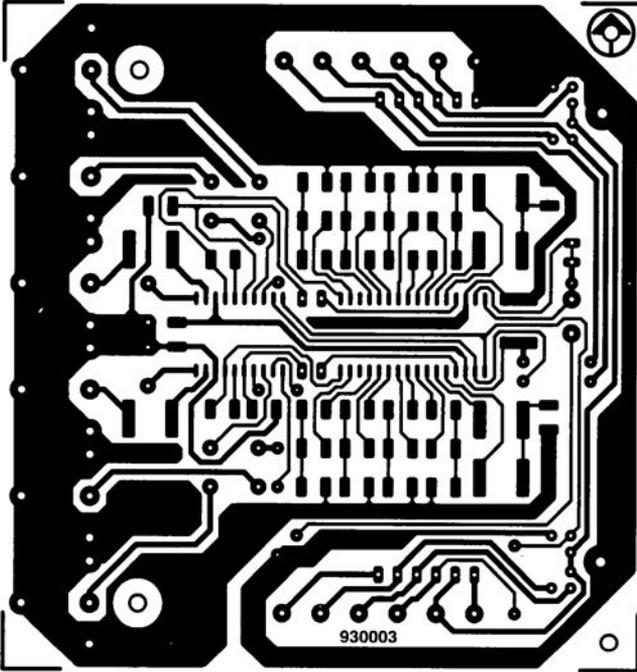


station de soudage pour CMS

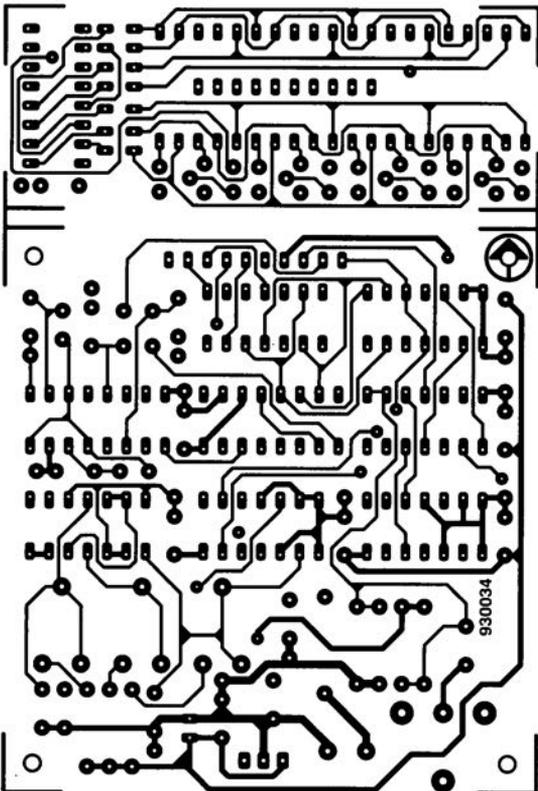


Il ne nous a pas été possible, pour des raisons de place, de vous proposer les dessins des circuits imprimés de la monocarte à 80C535 ni de la platine principale du tuner VHF/UHF.

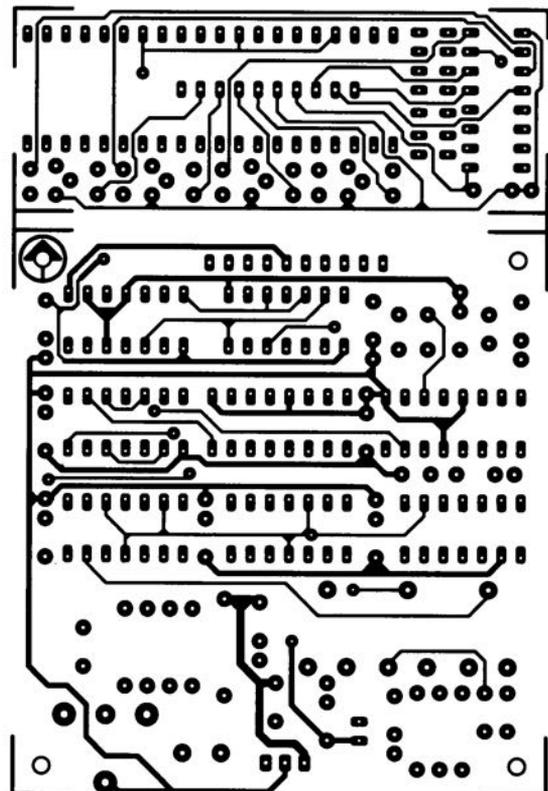
préamplificateur/égaliseur I²C



afficheur de fréquence universel (côté pistes)



afficheur de fréquence universel
(côté composants)



tuner VHF/UHF pour câble

à syntonisation numérique

2^e partie

W. Sevenheck



Dans ce second article consacré au tuner VHF/UHF pour câble nous allons nous intéresser à l'aspect de sa réalisation pratique. Nous n'examinerons pas uniquement la construction des différentes platines mais aussi le mode d'emploi de ce nouvel « instrument de découvertes ». Nous verrons également comment lui donner un aspect tout professionnel en le dotant d'un coffret de « bonne maison ».

de fixation. Si ce nombre vous paraît excessif vous pourrez découper à l'aide d'une scie à lame fine la partie de la platine se trouvant sur la gauche des touches. La mise en place des 5 touches et des 2 LED devraient servir « d'amuse-gueule » en attendant les choses plus sérieuses. On pourra se référer au dessin de la face avant pour déterminer le positionnement exact des LED. Après l'implantation de l'embase mâle à 4 contacts K4, un

morceau de barrette autosécable en fait, on pourra mettre ce petit montage de côté et s'intéresser à la platine du microcontrôleur, où l'amateur de montages bien faits aura de quoi se régaler.

Le dessin du circuit imprimé du processeur n'appelle pas de remarque particulière : de la belle ouvrage sans plus. S'agissant d'un circuit imprimé simple face il comporte un certain nombre de ponts de câblage dont l'implantation constituera la première étape de la réalisation de cette platine. Il est recommandé d'utiliser un support à 40 broches (de bonne qualité) pour le microcontrôleur, ceci pour une double raison. On évite ainsi de lui faire courir les risques inhérents à toute soudure et l'on se réserve la possibilité d'une éventuelle actualisation aisée du logiciel – ne sait-on jamais.

Attention à leur orientation lors de la mise en place des embases HE10 K1, K2 et K3. Pour vous éviter des problèmes de polarité nous avons représenté sur la sérigraphie la numérotation des broches des dites embases. Les ergots de détrompage des différentes embases encartables sont tournés vers l'intérieur des différentes platines. On pourra, une fois mise en place la paire de contacts destinée au cavalier de court-circuit JPI, implanter les réseaux de résistances R6 et R7. La mise en place du reste des composants ne devrait pas poser de problèmes aux experts de la

Caractéristiques techniques du tuner VHF/UHF :

Bandes :	VHF et UHF 47 à 170 MHz 170 à 450 MHz 450 à 860 MHz
Canaux TV :	2 à 120 (hyperbande comprise)
Normes TV :	PAL, SECAM et NTSC
Nombre de Presélections :	100
Son :	Mono, Stéréo et Bilingue
Télécommande :	compatible RC5
Affichage :	LCD à 2 lignes de caractères
Sorties :	CVBS, Audio gauche et droite (embases Cinch)
Entrée :	coaxiale, 75 Ω
Langue du menu :	celle de Shakespeare ou de Goethe

Vous ne serez guère étonné d'apprendre qu'un projet de cette envergure repose sur tout un set de circuits imprimés. L'ensemble ne comporte pas moins de 4 platines regroupées 2 à 2, comme autant de soeurs siamoises. La figure 7 vous propose la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine du processeur et de celle du mini-clavier à 5 touches. La figure suivante, affublée du numéro 8, vous propose la sérigraphie de l'implantation des composants et le dessin des pistes

(en grisé) de la platine principale, un circuit imprimé double face à trous métallisés, et de la platine de l'alimentation. Bien qu'en pratique la réalisation de ces différentes platines n'ait aucune raison de poser de problèmes, il nous semble nécessaire de définir un certain nombre de règles du jeu qui vous permettront d'éviter les écueils classiques auxquels on se trouve confronté lors de la réalisation de montages de cette complexité. Prenons en main l'une après l'autre chacune des circuits imprimés et commençons par...

...La platine du processeur et du mini-clavier

Il faudra commencer, avant de se lancer dans l'implantation des composants, par séparer physiquement, par une légère torsion dans le sens longitudinal, la platine du mini-clavier de celle du processeur. Un ou 2 coups de lime bien placés et l'on dispose d'une paire de très belles platines. La platine du mini-clavier ne comporte pas moins de 9 orifices

réalisation personnelle que sont la plupart de nos lecteurs. Le positionnement de la LED D1 montée en équerre sera fonction de la distance entre la platine et la face avant. Cette LED visualisera ultérieurement la réception d'un code RC5 valide émis par la télécommande IR. L'interconnexion entre la platine du processeur et du mini-clavier se fait à l'aide d'un morceau de câble plat à 7 conducteurs, ou encore de 7 petits morceaux de câble souple. Nous reviendrons à cet aspect spécifique des choses lorsque nous en serons à l'implantation des différents circuits imprimés dans le coffret. L'interconnexion entre l'affichage LCD et la platine du processeur se fera elle aussi en fin de réalisation, lors de l'assemblage des différents modules.

La platine principale, sans qui rien ne va

Ici à nouveau il vous faudra séparer physiquement la platine principale de celle de l'alimentation, opération grandement facilitée par la présence d'une « ligne de fracture » entre ces 2 sous-ensembles. Si les dimensions du coffret dans lequel vous envisagez de placer le montage le permettent rien ne vous force de procéder à la

séparation de ces platines. Le maintien en un seul bloc de ces 2 platines ne supprime pas la nécessité de poser un certain nombre de lignes pour en effectuer l'interconnexion.

Les régulateurs intégrés, IC5 et IC6, sont vissés à l'endroit prévu après avoir été dotés de leur radiateur en U. Ce n'est qu'ensuite que l'on pourra procéder à leur soudure. Une technique de montage dans l'ordre inverse se traduit par des tensions mécaniques qui peuvent entraîner des micro-fissures dans les pistes de cuivres ou les points de soudure. La mise en place du reste des composants de l'alimentation ne demande pas – encore que certains d'entre vous nous reprochent de leur faire trop d'honneur – d'explication particulière. Venons-en à la platine principale.

Attention à la polarité des filtres SAW FL1 et FL2. Nous avons dessiné un point sur la sérigraphie pour mettre le maximum de chances de votre côté. Une fois terminée l'implantation des composants on pourra procéder à la mise en place des 2 enclos de blindage distincts (avec blindage séparé pour le filtre SAW) aux endroits identifiés

par une ligne pointillée. On utilisera pour le blindage de la tôle de fer blanc d'une largeur comprise entre 15 et 20 mm. Le but de ce blindage est bien évidemment de faire en sorte que les différentes parties du circuit n'aient pas d'influence néfaste l'une sur l'autre.

Attention à bien s'assurer que le blindage entoure bien chacun des filtres SAW et à vérifier l'absence de court-circuit entre un îlot de métallisation, voire un picot, et lui. Un morceau de câble blindé dont l'une des extrémités est soudée aux points \rightarrow (âme) et \perp (blindage) à proximité de la résistance R28 sert au transfert du signal vidéo fourni par la section de fréquence intermédiaire jusqu'aux points identifiés par les mêmes symboles reliés à l'embase Cinch K2, ceci pour éviter l'audio ne subisse l'influence de la vidéo. Il n'y a pas de risque ainsi à faire de la « corde raide » par dessus de l'étage de son.

Attention lors du montage des filtres céramiques et des bobinages HF à ne pas vous tromper de numéro de type. Croyez-en notre expérience, une erreur est si vite faite vu l'aspect identique des différents types de filtres et de bobinages utilisés.

Liste des composants de la platine du processeur :

Résistances :

R1 = 150 Ω
R2 = 8k Ω 2
R3 = 4 Ω 7
R4 = 47 k Ω
R5 = 390 Ω
R6 = réseau de 8 x 10 k Ω
R7 = réseau de 8 x 4k Ω 7
R8 = 10 Ω
R9 = 6 Ω 8/5 W
P1 = 10 k Ω ajustable

Condensateurs

C1 = 4 μ F7/63 V
C2, C12 = 10 μ F/63 V
C3, C4 = 22 pF
C5, C7, C10, C13 = 100 nF céramique
C6 = 220 nF
C8 = 3nF3
C9, C11 = 47 nF céramique
C14 = 470 μ F/25 V

Semi-conducteurs :

D1 = LED haut rendement
IC1 = 87C51H (ESS 7144)
IC2 = PCF8582A (Philips Semiconductors)
IC3 = 74HCT00
IC4 = SFH505A (Siemens)
IC5 = 7805
module d'affichage (LCD) 2 x
16 caractères avec rétro-éclairage
tel que, Hitachi LM086ALN, par ex.

Divers :

JP1 = cavalier de court-circuit
K1 = embase encartable verticale mâle à 14 broches
K2 = embase encartable verticale mâle à 16 broches
K3 = embase encartable verticale mâle à 10 broches
X1 = quartz 10 MHz

Liste des composants de la platine du mini-clavier :

Semi-conducteurs :

D2, D3 = type fonction de l'application

Divers :

K4 = barrette autosécable mâle de 1 x 4 broches
S1 à S5 = touche Digitast à capuchon étroit

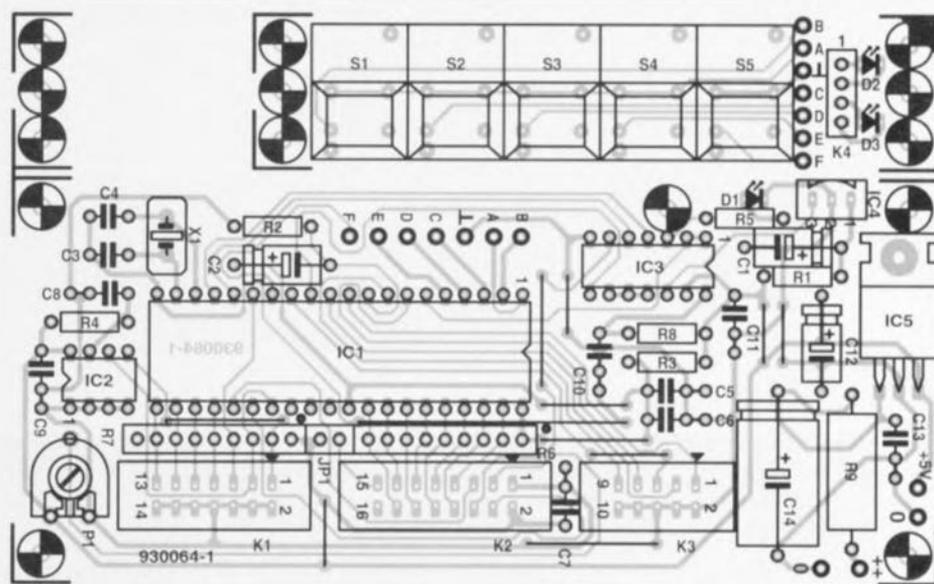


Figure 7. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine double du processeur et du mini-clavier. Il faudra, en tous cas, les séparer avant de se lancer dans l'implantation des composants.

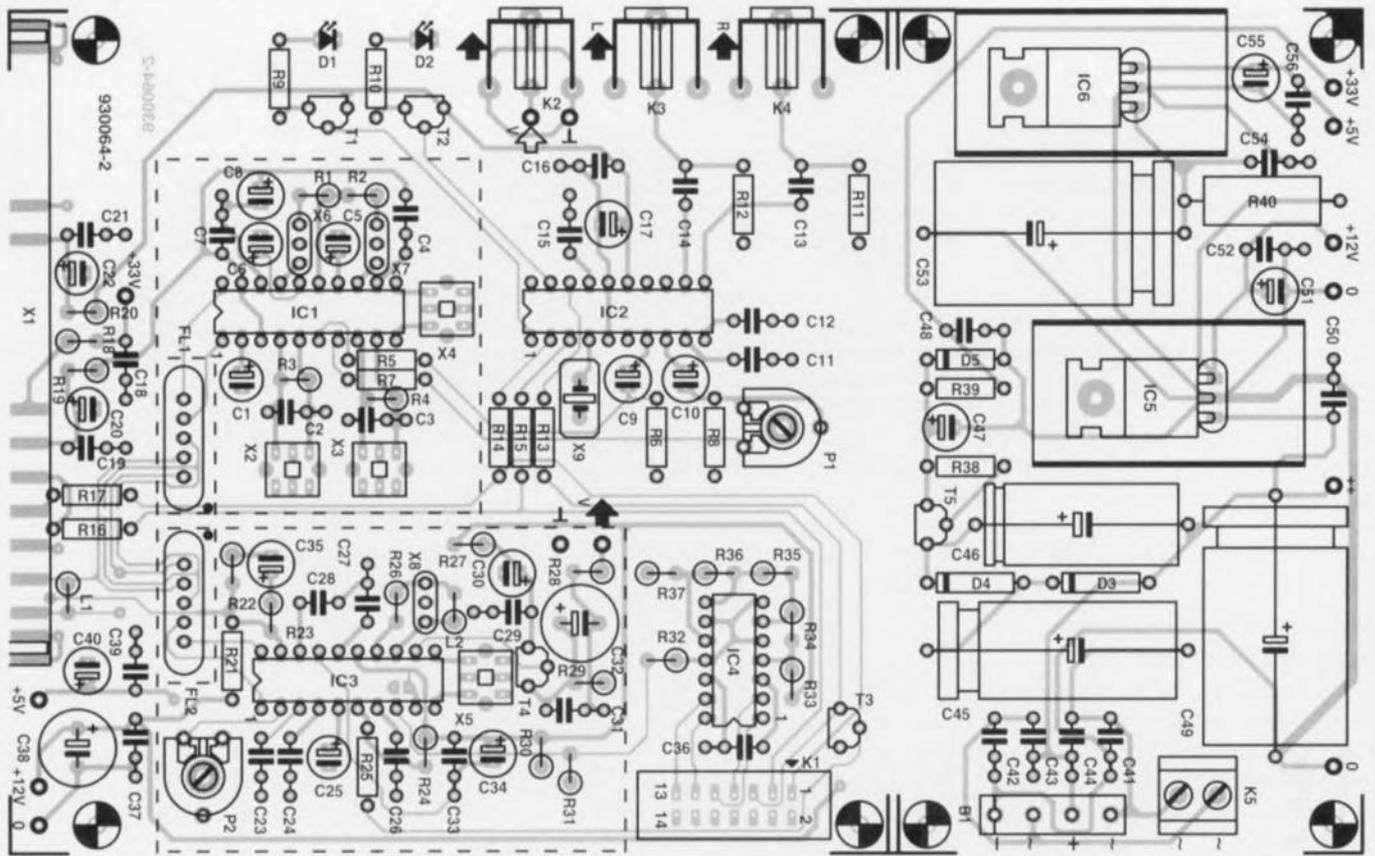


Figure 8. Le second circuit imprimé double dont on retrouve ici la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants est celle de l'alimentation et de la platine principale.

Liste des composants de la platine principale :

Résistances :

R1, R2 = 560 Ω
 R3 = 510 Ω
 R4 = 470 Ω
 R5, R6, R8 = 4kΩ7
 R7 = 2kΩ2
 R9, R10 = 390 Ω
 R11, R12 = 1 MΩ
 R13 = 5kΩ6
 R14 à R17 = 47 Ω
 R18, R22 = 22 kΩ
 R19, R20 = 2Ω2
 R21 = 6kΩ8
 R23 = 1kΩ2
 R24 = 15 kΩ
 R25, R33, R37 = 1 kΩ
 R26 = 220 Ω
 R27 = 10 Ω
 R28 = 68 Ω
 R29 = 150 Ω

R30, R31 = 22kΩ1/1%
 R32 = 100 Ω
 R34, R36 = 820 Ω
 R35 = 1kΩ5
 P1 = 5 kΩ ajustable
 P2 = 25 kΩ ajustable

Condensateurs

C1, C20, C22 = 4μF7/63 V radial
 C2, C3 = 1 nF
 C4 = 100 nF
 C5, C6, C25 = 2μF2/63 V radial
 C7 = 10 nF céramique
 C8, C34 = 22 μF/25 V radial
 C9, C10 = 10 μF/63 V radial
 C11, C12, C26 = 47 nF
 C13, C14 = 2μF2
 C15, C18, C23 = 220 nF
 C16 = 47 nF céramique
 C17, C35 = 47 μF/25 V radial
 C19, C21, C29, C31, C33, C36, C37,
 C39 = 100 nF céramique
 C24 = 330 nF

C27 = 10 nF

C28 = 1 μF
 C30, C40 = 100 μF/10 V radial
 C32 = 220 μF/10 V radial
 C38 = 220 μF/25 V radial

Bobines :

L1 = 4μH7
 L2 = 15 μH

Semi-conducteurs :

D1, D2 = LED haut rendement
 T1 à T4 = BC547B
 IC1 = TDA3857 (Philips)
 IC2 = TDA8415 (Philips)
 IC3 = TDA3842 (Philips)
 IC4 = LM339

Divers :

FL1 = OFWG9250 (Siemens) (ou OFWK9253*)
 FL2 = OFWG1963 (Siemens) (ou OFWG1962*)

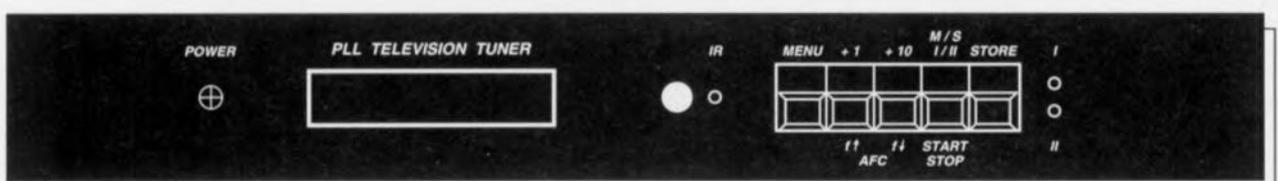


Figure 9. Exemple de face avant pour le tuner VHF/UHF (proposé à une échelle de 50%).

X1 = tuner UV816PLL (Philips)
 X2, X3 = filtre 113CNS-K1272HM-81091 (Toko) (ou 07202-342*)
 X4, X5 = filtre 199KCAS-A359HM-81088 (Toko) (ou 199KCS-A877-2C*)
 X6 = filtre SFE5.74 (Stettner-Murata)
 X7 = filtre SFE5.5 (Stettner-Murata)
 X8 = filtre TPS5.5MB* (Stettner-Murata)
 X9 = quartz 10 MHz
 K1 = embase encartable à 14 broches verticale mâle
 K2 à K4 = embase Cinch encartable tel que, par exemple, type T-709G de Monacor
 Boîtier tel que type ET32/04 d'ESM (21 cm de profondeur)
 * voir texte

Liste des composants de la platine de l'alimentation :

Résistances :

R38 = 120 Ω
 R39 = 100 Ω
 R40 = 5 Ω 6/5 W

Condensateurs

C41 à C44, C56 = 47 nF céramique
 C45 = 470 μ F/40 V
 C46 = 220 μ F/40 V
 C47, C51, C55 = 10 μ F/63 V radial
 C48, C54 = 100 nF céramique
 C49 = 1 000 μ F/35 V
 C50 = 470 nF
 C52 = 330 nF
 C53 = 1 000 μ F/16 V

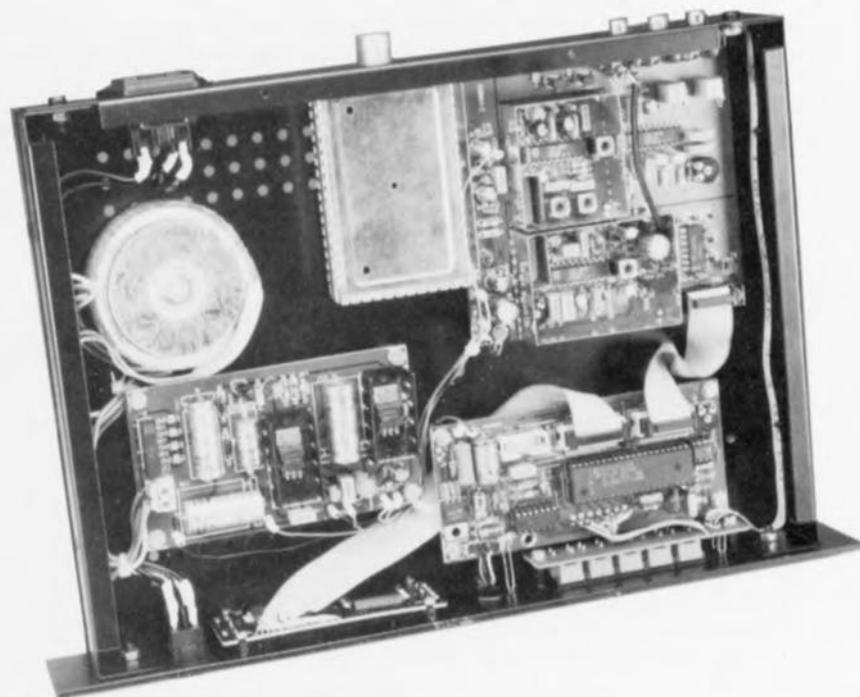
Semi-conducteurs :

B1 = pont de redressement
 B80C1500
 D3, D4 = 1N4001
 D5 = ZTK33 (ITT)
 T5 = BF256B
 IC5 = 7812
 IC6 = 7805

Divers :

K5 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
 Petit radiateur pour IC5 et IC6
 Transfo 15 V/15 VA (hors circuit imprimé) tel que, par exemple, type 01013 (Amplimo ou ILP)
 Embase secteur à porte-fusible intégré
 Interrupteur secteur miniature double

Le tuner X1 dans son boîtier métallique est soudé aux différents îlots prévus à son intention côté « pistes ». Les 2 languettes présentes aux extrémités du boîtier métallique sont à souder aux îlots de masse prévus à cet effet côté « composants ». Il se peut que cette opération nécessite de disposer d'un fer à souder d'une puissance quelque peu plus importante que d'habitude, voire qu'il vous faille opter pour la tempé-



rature maximale qu'il puisse fournir. La mise en place et la soudure du reste des composants sont à effectuer comme d'habitude. Seule la polarité de l'embase encartable K1 peut amener à se poser une question, anxiété à laquelle met fin, la présence sur la sérigraphie d'un petit triangle identifiant le contact 1 de l'embase.

Une dernière remarque concernant les LED D1 et D2 présentes sur la platine principale. En fait elles n'existent pas sachant qu'on les retrouve sous la forme des LED D1 et D2 de la platine du mini-clavier. À l'aide de 4 fils de câble souple, ou mieux encore, d'un morceau de câble en nappe à 4 conducteurs, on relie les 4 îlots de soudure de la platine principale correspondant à ces 2 LED à l'embase mâle à 4 contacts K4 de la platine du mini-clavier.

La liste des composants donne des alternatives aux bobinages X2 à X5. Les secondes options pouvant remplacer X4 et X5 sont compatibles broche à broche et peuvent donc être implantées sans autre forme de procès; il n'en va pas de même pour les remplaçants des bobinages X2 et X3 dont il faudra souder les contacts 4 et 6 au lieu de 1 et 3.

Si vous deviez vous trouver dans l'impossibilité de mettre la main sur le filtre X8, vous pouvez vous résoudre à le remplacer par une résistance de 270 Ω prise entre l'entrée et la sortie. Il se peut que vous ayez quelque difficulté à trou-

ver les filtres SAW. Lors de la conception de cette réalisation nous avons à notre disposition les modèles OFWG9250 et OFWG1963, que nous avons de ce fait utilisés.

Ces filtres ne font cependant pas partie de l'assortiment préférentiel du dit fabricant. Une série de ces filtres est produite à la demande de certains clients et ils restent donc disponibles un certain temps. Il peut donc se faire qu'ils ne soient plus en stock et qu'il faille attendre un certain temps avant qu'ils ne soient à nouveau disponibles. Ce n'est que si la demande atteint un nombre suffisant que le fabricant relance une série. Si donc la disponibilité de ces filtres devait poser un problème on pourra se rabattre sur les alternatives suivantes : on pourra remplacer l'OFWG9250 par un OFWK9253 et l'OFWG1963 par un OFWG1962. L'expérience nous a prouvé que la disponibilité de ces seconds types de filtres est meilleure et qu'ils fonctionnent fort bien avec ce montage.

Ces remarques constituent la conclusion de l'étape de réalisation des différents circuits imprimés. Il nous reste à préparer le coffret, à y placer les platines, à en effectuer le câblage et à régler l'ensemble ainsi constitué.

Un coffret à la hauteur

Il va sans dire qu'un projet de ce niveau implique le choix d'un coffret « B.S.T.R » (bien sous tous rapports). Nous avons opté pour un

coffret très élégant dont les caractéristiques sont données dans la liste des composants. Sa faible hauteur donne un aspect professionnel indiscutable à cette réalisation, comme le témoignent les photographies illustrant les 2 articles consacrés au sujet. Nous avons dessiné une face avant à l'intention de cette réalisation, face avant que représente, à échelle réduite, la **figure 9**. La photographie du tuner VHF/UHF terminé montre la disposition que nous avons adoptée pour les différents éléments constituant le montage.

La face arrière du coffret sera percée de 5 orifices : un (± 15 mm) pour l'entrée d'antenne, 3 (± 10 mm) pour les sorties vidéo et audio et un dernier, plus important, 30 x 30 mm, pour la prise secteur à fusible incorporé. La face avant sera elle dotée d'une fente de 63 x 13 mm pour l'affichage LCD, d'une autre fente

de 63 x 17 mm pour les 5 touches Digitast. On y percera en outre les orifices (rectangulaire 12 x 18 mm) pour l'interrupteur secteur, (circulaire 8 mm conique) pour le détecteur IR et (circulaire ± 3 mm) pour les 3 LED.

Une fois que les différentes platines sont positionnées et fixées sur le fond du coffret on pourra se lancer dans le câblage du total en s'aidant du plan de câblage représenté en **figure 10**. On portera une attention particulière au câblage des lignes véhiculant la tension du secteur, en vue de garantir sa propre sécurité et celle d'autrui. Une ultime inspection avant la mise sous tension de l'appareil n'a jamais fait de mal à personne. Il ne reste plus qu'à prendre son courage à 2 mains et à basculer l'interrupteur secteur présent sur la face avant du tuner VHF/UHF. Si tout se passe comme prévu vous

devriez voir s'allumer (durablement) l'affichage LCD et (très brièvement) la LED (de visualisation de réception de signaux) IR. Si vous avez utilisé un type d'affichage à rétroéclairage différent de celui mentionné dans la liste des composants et qu'il ne s'allume pas vous pourrez tenter d'activer son éclairage par l'implantation du cavalier **JPI**.

Essais et réglages

Si vous en êtes arrivés là et que tout se passe comme prévu, il est temps de débiter la procédure de réglage de cet appareil. Pour ce faire on commence par mettre l'ajustable de la CAG (P2) à mi-course. On prend ensuite un multimètre entre la broche 8 du TDA3842 (IC3) et la masse. Après avoir mis la CAF hors-fonction à l'aide du mini-clavier on syntonise le tuner sur une station située entre les

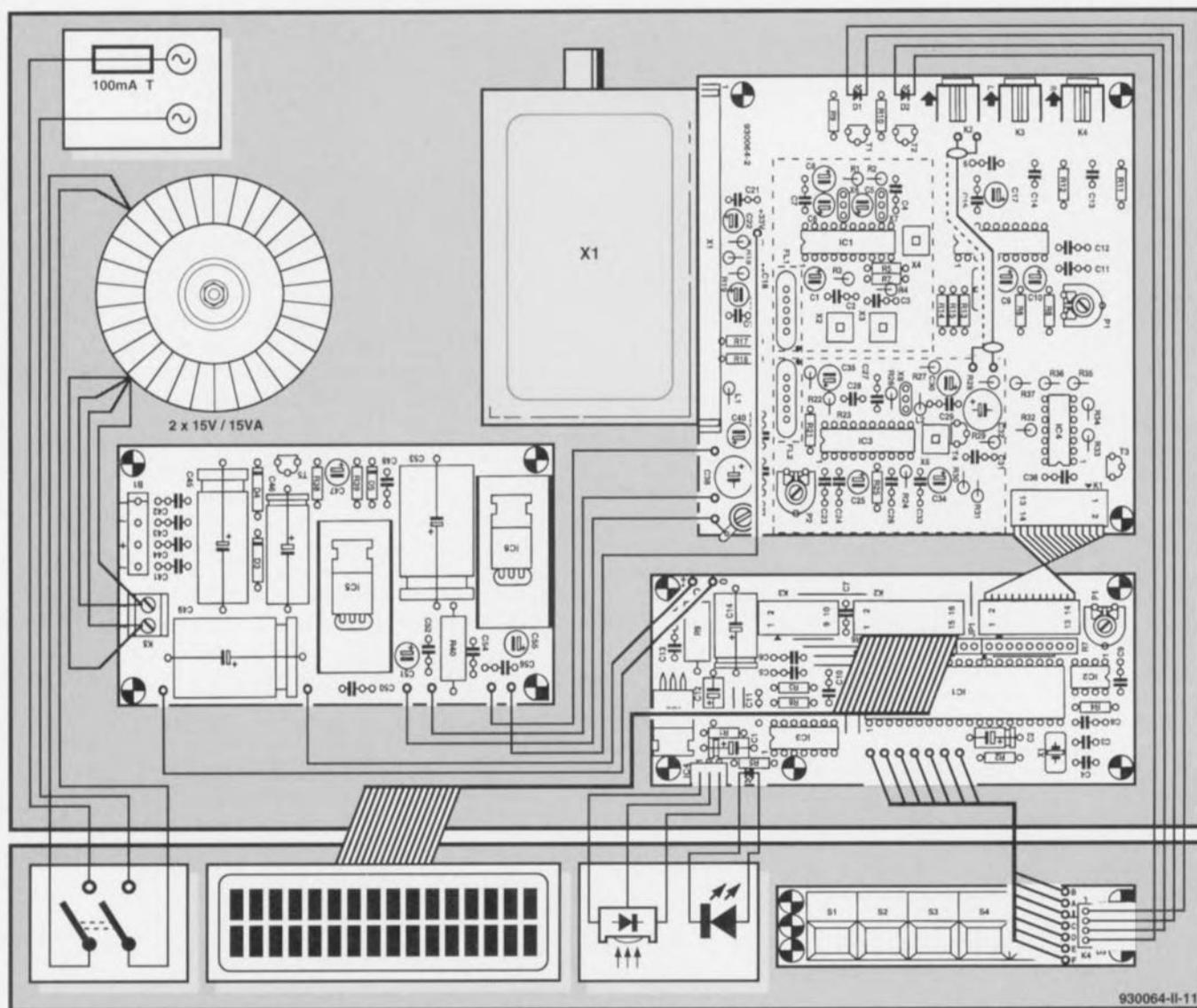


Figure 10. Ce plan de câblage montre quelles sont les interconnexions à effectuer entre les différentes platines et quelles sont les autres liaisons à poser avec le reste des pièces constitutives de ce montage haut de gamme.

canaux 2 et 12. Cette recherche d'accord doit se faire par la sélection directe d'un canal et non pas par une recherche continue – nous verrons un peu plus loin le mode d'emploi de l'appareil.

On fera attention à ce que la station se trouve bien sur un numéro de canal standard (ce qui n'est pas le cas du canal 7+ par exemple). On connecte ensuite un moniteur ou un téléviseur à la sortie vidéo. À l'aide d'un tournevis en plastique ou en céramique (matériaux amagnétiques) on joue ensuite sur le noyau du filtre de fréquence intermédiaire (FI), X5. On ajuste la FI à 38,90 MHz très précisément, ce facteur étant d'une importance capitale pour la fonction de recherche et la CAF (Commande Automatique de Fréquence).

On aura trouvé le bon réglage lorsque le multimètre indique une tension comprise entre 2,4 et 2,6 V et que l'image visible sur l'écran est de bonne qualité. Si l'image comporte du bruit il faudra modifier le positionnement de la CAG (Commande Automatique de Gain) par action sur l'ajustable P2. On pourra vérifier la correction du réglage en passant sur un autre canal et en vérifiant que l'image y est également satisfaisante. Si tout se passe bien on pourra déconnecter le multimètre.

Il est temps maintenant de nous intéresser à la partie son du tuner VHF/UHF. À nouveau nous allons commencer par régler le sous-ensemble de FI de la section audio. Il est important dans le cas présent de syntoniser le tuner sur une émission stéréophonique ou bilingue. Ceci fait on branche un oscilloscope à la broche 15 du TDA3857, IC1. Il faut alors ajuster le filtre de 38,90 MHz de manière à ce que les 2 signaux de FI (5,5 et 5,74 MHz) soient en phase.

On pourra, s'il est difficile de le voir à l'image, faire en sorte que le niveau des signaux présents aux broches 5 et 17 soient les plus élevés possible. On passe ensuite aux filtres X2 et X3. On connecte un oscilloscope à la broche 5 de IC1 et l'on joue sur le noyau du filtre X2 de manière à avoir le signal maximal possible en broche 5.

Ceci fait, la sonde de l'oscilloscope est branchée à la broche 9 de IC1 et l'on joue sur X3 pour avoir le niveau de signal maximal sur la dite broche. Un coup d'oeil à la face avant devrait confirmer la syntonisation sur une station stéréophonique ou bilingue. Dans le cas d'une émission

stéréo on aura illumination des 2 LED (I et II) alors qu'en cas d'émission bilingue l'une d'entre elles seulement (I ou II) sera allumée en fonction du canal choisi.

Il reste à ajuster la diaphonie (séparation entre les canaux). On joue sur l'ajustable P1 de manière à avoir, avec une émission stéréo, la diaphonie optimale. Il s'avère que dans la pratique la mise de l'ajustable P1 à mi-course donne de bons résultats. Cette manipulation termine la procédure de réglage du tuner VHF/UHF.

Mode d'emploi

Dans ce dernier paragraphe nous allons examiner d'un peu plus près le mise en oeuvre du tuner. De par la présence d'un microcontrôleur 5 touches donnent un nombre insoupçonné de possibilités et permettent de très nombreuses sélections.

Les touches remplissent les fonctions suivantes :

Touche 1 :	Choix du menu (MENU)
Touche 2 :	Fonction du menu
Touche 3 :	Fonction du menu
Touche 4 :	Fonction du menu
Touche 5 :	Sauvegarde (STORE)

Le menu principal

Touche 1 :	Choix du menu
Touche 2 :	Incréméntation du numéro de programme (+1)
Touche 3 :	Incréméntation par pas de 10 du numéro de programme (+10)
Touche 4 :	Commutation entre Stéréo et Mono (M/S); dans le cas d'émissions Bilingues passage du canal 1 (I) au canal 2 (II) (I/II) et inversement
Touche 5 :	Sans fonction

L'affichage indique : le numéro de programme, la CAF et mono/stéréo ou bi-canal

Le menu de canal

Touche 1 :	Choix du menu
Touche 2 :	Incréméntation du numéro de canal
Touche 3 :	Incréméntation par pas de 10 du numéro de canal
Touche 4 :	Sans fonction
Touche 5 :	Sauvegarde du numéro de canal et de programme (STORE) La sauvegarde se fait sous un numéro de programme présélectionné

L'affichage visualise : le numéro de canal et de programme, la ligne du bas donnant la fréquence.

Le menu de balayage de recherche

Touche 1 :	Choix du menu
Touche 2 :	Incréméntation de 62,5 kHz de la fréquence de syntonisation (f)
Touche 3 :	Décréméntation de 62,5 kHz de la fréquence de syntonisation (f)
Touche 4 :	Début/Arrêt du balayage de recherche (START/STOP)
Touche 5 :	Sauvegarde du numéro de canal avec maintien de tout décalage (à une résolution de 62,5 kHz) (STORE)

L'affichage visualise : un « Search » clignotant lors du début de recherche, puis indique le numéro de canal et de programme, la ligne du bas donnant la fréquence.

Le menu de langue

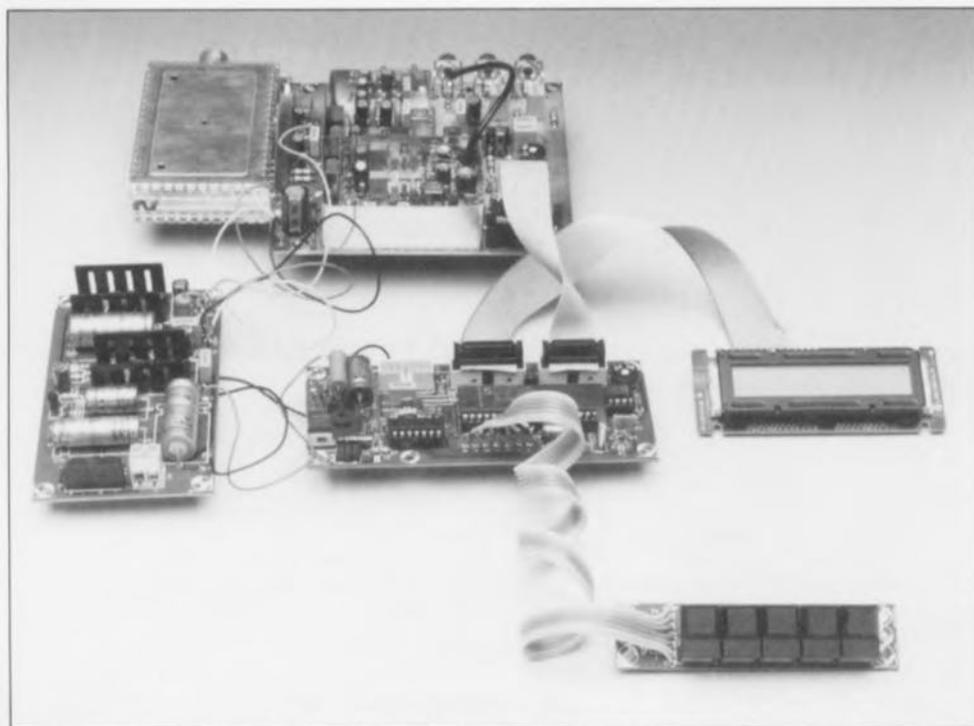
Touche 1 :	Choix du menu
Touche 2 :	Mise en fonction de la CAF (AFC)
Touche 3 :	Mise hors-fonction de la CAF (AFC)
Touche 4 :	Choix entre l'Anglais et l'Allemand
Touche 5 :	Sauvegarde de la sélection

L'affichage montre : la langue choisie (English ou Deutsch) ainsi que le mode de CAF choisi.

Informations générales de mise en oeuvre

Une action sur la touche de sauvegarde « STORE » lorsque l'on se trouve en mode de recherche « Search » non démarrée, de sélection de canal « Chann. » ou de langue « Installation » ramène automatiquement le programme dans le menu principal « Prog ». Pendant le balayage des bandes HF la sortie audio est mise hors-circuit tant que le tuner n'a pas accroché une station. Le balayage (*scanning*) des bandes se fait à 2 vitesses. Tant qu'il n'y a pas eu détection de signaux émis par une station le tuner se trouve en recherche rapide pour passer en vitesse plus lente lors de la détection d'un signal d'émission.

S'il devait apparaître que ce signal ne correspondait pas à une station le balayage repasse en vitesse rapide. Si, en menu principal, on syntonise sur une station, ce choix est transféré au bout de 12 secondes à la mémoire du tuner. À la mise sous tension suivante du tuner cette même station est directement disponible.



Exemplaire terminé du tuner VHF/UHF avant sa mise en coffret. Les différents éléments qui le composent sont ici aisément reconnaissables.

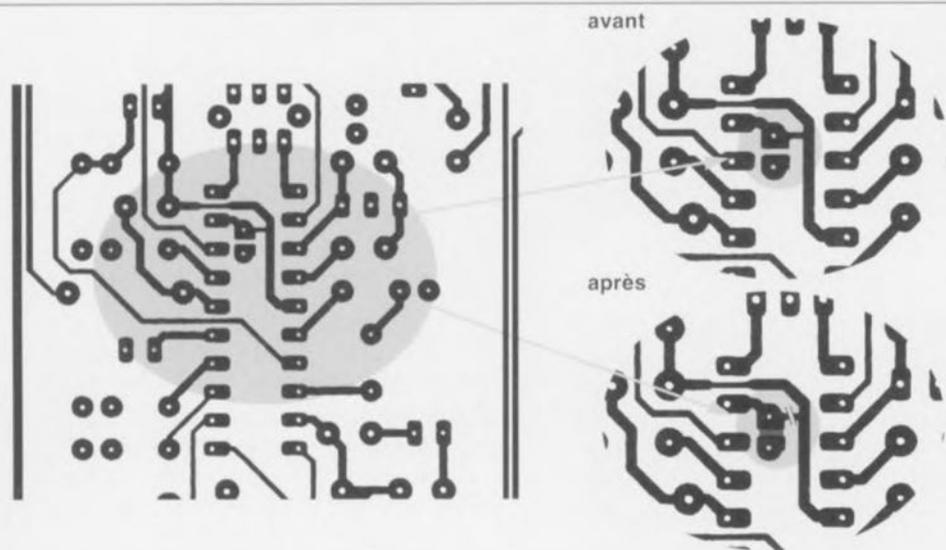


Figure 11. Vue sous la loupe des 2 modifications à effectuer pour pouvoir travailler en Secam : interrompre une piste et poser une interconnexion à l'aide d'une goutte de soudure reliant 2 îlots.

La commande de CAF est uniquement active lorsque l'on se trouve en menu principal et cela bien entendu que si l'on a opté, via le menu « Installation », pour le mode

« AFC=on ». La plage de la CAF est de ± 375 kHz. L'affichage montre l'efficacité de la fonction de CAF. L'apparition d'un « < » sur l'affichage à côté du numéro de programme

indique que la CAF a ajusté la fréquence vers le bas, celle d'un « > » qu'elle l'a modifié vers le haut, un « * » signalant que la fréquence correspond à la grille. L'activation de la CAF se fait à retardement, c'est-à-dire qu'elle n'est activée qu'un certain temps après le choix d'un numéro de programme ou la mise sous tension du tuner. Le tuner VHF/UHF dispose de 100 préprogrammes (*preset*) numérotés de 0 à 99, dans lesquels on pourra sauvegarder les canaux de télévision compris entre 2 et 120 (ceci inclut donc les canaux-S S1 à S20 et la hyperbande H1 à H21).

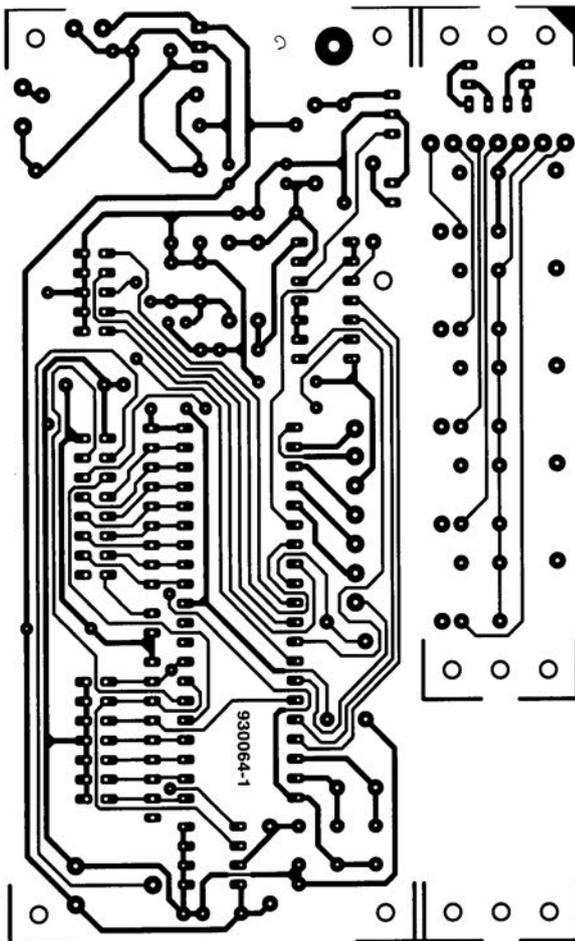
Il nous reste à mentionner, pour en avoir terminé, qu'il est possible d'utiliser une télécommande à code RC5 qui offre alors les fonctions suivantes : incrémentation et décrémentation du numéro de programme, marche/arrêt du son, stéréophonique Mono, canal 1 ou canal 2, saisie des chiffres 0 à 9, saisie de nombres à 1 ou 2 chiffres, commutation entre les 2 derniers programmes sélectionnés.

Nous nous sommes intéressés jusqu'à présent au réglage selon les normes PAL. Si l'on veut travailler Secam il faudra procéder à une petite modification sur le circuit imprimé au niveau de IC3. Comme l'illustre l'agrandissement de la figure 11, il faudra, primo, interrompre la piste qui relie la broche 9 de IC3 à la broche 15 de ce même circuit, et secundo, à l'aide d'un petit pâte de soudure, interconnecter les 2 îlots proches de cette fameuse broche 9.

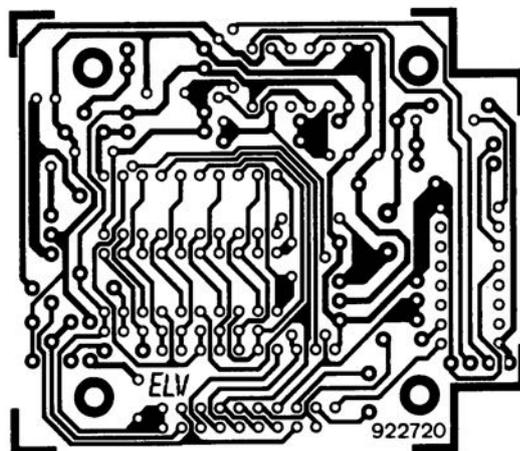
Les plus entreprenants d'entre vous pourraient imaginer l'utilisation d'un inverseur bipolaire permettant de passer d'une mode PAL (modulation négative) au mode Secam (modulation positive) par simple basculement d'un levier.

Nous en sommes arrivés à la fin de la description de cette réalisation hors-paire qui ne manquera pas d'intéresser les plus entreprenants d'entre nos lecteurs dans le domaine de la télévision. Nous leur souhaitons beaucoup de plaisir à l'utilisation de ce tuner VHF/UHF. ◀

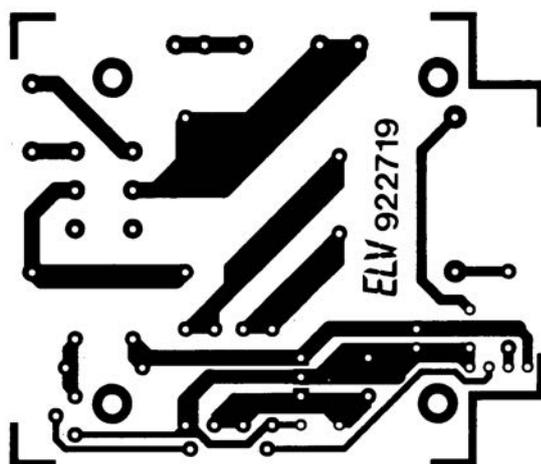
tuner VHF/UHF pour câble
(platine du processeur et du mini-clavier)



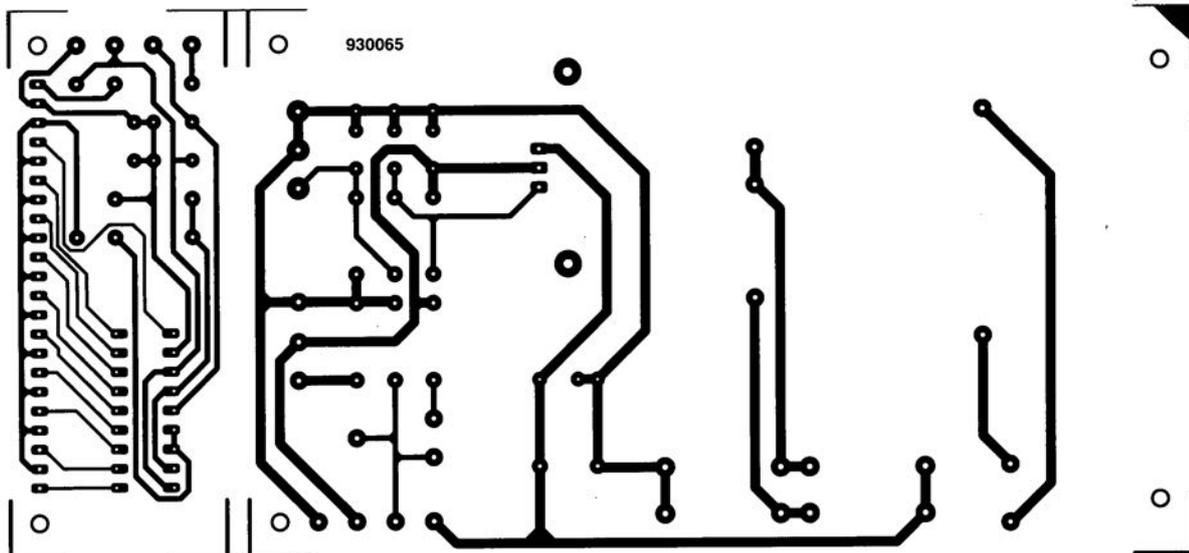
interrupteur téléprogrammable: récepteur



interrupteur téléprogrammable: alimentation

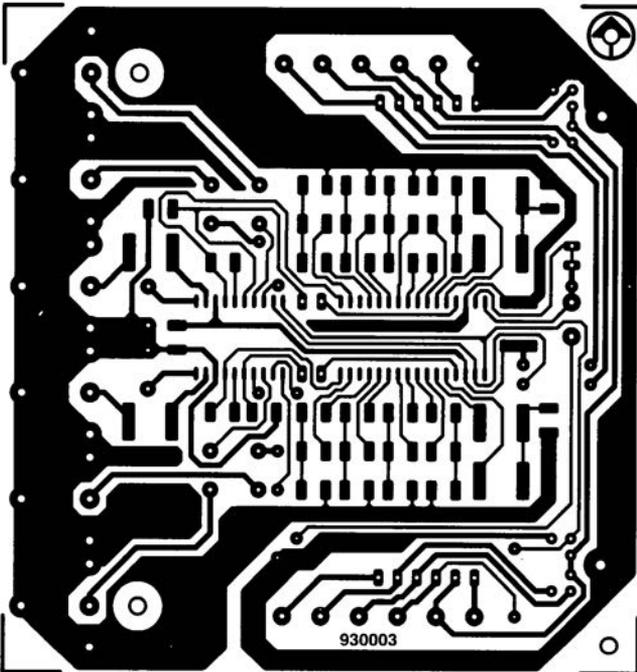


station de soudage pour CMS

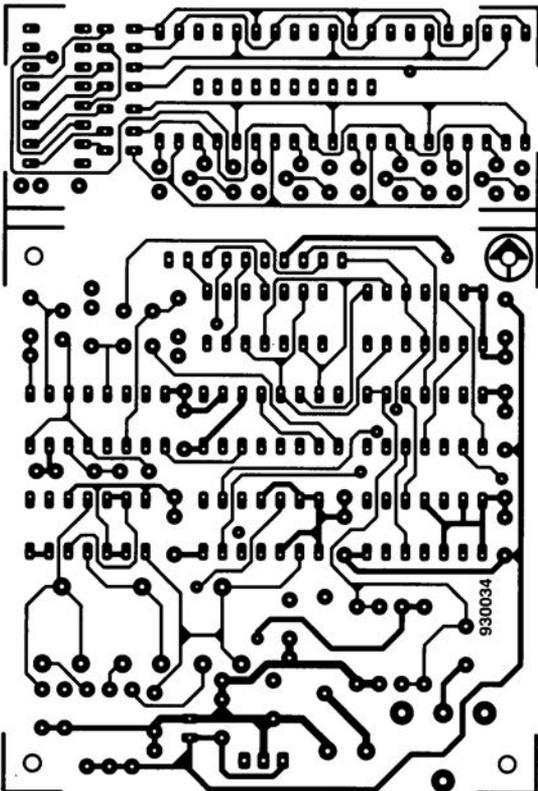


Il ne nous a pas été possible, pour des raisons de place, de vous proposer les dessins des circuits imprimés de la monocarte à 80C535 ni de la platine principale du tuner VHF/UHF.

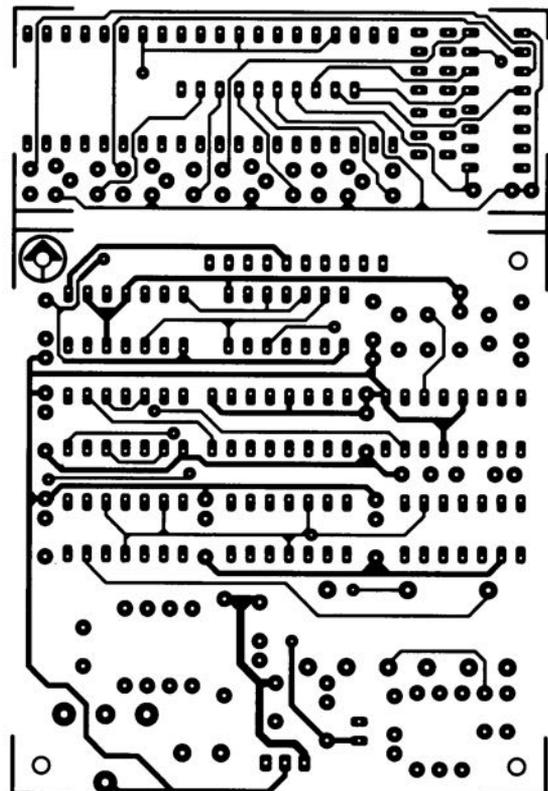
préamplificateur/égaliseur I²C



afficheur de fréquence universel (côté pistes)



afficheur de fréquence universel
(côté composants)



SC5Z3 series

Chuteur de tension tripode

Semtech propose un convertisseur de tension permettant de faire chuter à 3 V, 3,3 V ou à une valeur ajustable à l'aide d'une résistance, une tension d'entrée de 5 V. Ce composant ne demande pas de composant externe, se passe de radiateur, ne produit ni radiations élec-

tromagnétiques ni pics de tension, proposé en boîtier TO220, utilise, selon le cas 2 ou 3 de ses broches, fait chuter la tension de 5 V à 3 V et supporte des courants allant de 100 mA à 1 A.

Sa dissipation maximale de puissance atteint 4 W et le courant maximal admissible 2 A.. Le domaine de ces composants innovatifs est celui de processeurs

et autres circuits périphériques à très faible consommation de la nouvelle génération travaillant à une tension de 3, voire 3,3 V.

Le SC5Z3 existe en 3 versions : -T3.0, T-3.3 et TADJ. Cette dernière version permet d'ajuster la tension de sortie à 2,7 ou 3,3 V à l'aide d'une unique résistance prise entre 2 des broches du composant.

symbole	description	adresse directe	adresse de bit/symbole								valeur de remise à zéro	
			bit7	bit6	bit5	bit4	bit3	bit2	bit1	bit0		
S1ADR	serial 1 address	DB	SLAVE ADDRESS								GC	00
S1CON	serial 1 control	D8	DF CR2	DE ENS1	DD STA	DC ST0	DB SI	DA AA	D9 CR1	D8 CR0	00	
S1DAT	serial 1 data	DA									00	
S1STA	serial 1 status	D9	SC4	SC3	SC2	SC1	SC0	0	0	0	F8	
SP	stack pointer	81									07	
STE	set enable	EE	TG4.7	TG4.6	SP4.5	SP4.4	SP4.3	SP4.2	SP4.1	SP4.0	C0	
T3	timer 3	FF									00	
TCON	timer control	88	8F TF1	8E TR1	8D TF0	8C TR0	8B IE1	8A IT1	89 IE0	88 IT0	00	
TH0	timer high 0	8C									00	
TH1	timer high 1	8D									00	
TL0	timer low 0	8A									00	
TL1	timer low 1	8B									00	
TM2CON	timer 2 control	EA	T2IS1	T2IS0	T2ER	T2B0	T2P1	T2P0	T2MS1	T2MS0	00	
TM2IR	timer 2 interrupt flag register	C8	CF T2OV	CE CMI2	CD CMI1	CC CMI0	CB CTI3	CA CTI2	C9 CTI1	C8 CTI0	00	
TMH2	timer high 2	ED									00	
TML2	timer low 2	EC									00	
TMOD	timer mode	89	GATE	C/T	M1	M0	GATE	C/T	M1	M0	00	

symbole	description	adresse directe	adresse de bit/symbole								valeur de remise à zéro
			bit7	bit6	bit5	bit4	bit3	bit2	bit1	bit0	
<i>P2</i>	port 2	A0	A7 <i>P2.7</i>	A6 <i>P2.6</i>	A5 <i>P2.5</i>	A4 <i>P2.4</i>	A3 <i>P2.3</i>	A2 <i>P2.2</i>	A1 <i>P2.1</i>	A0 <i>P2.0</i>	FF
<i>P3</i>	port 3	B0	B7 <i>P3.7</i> <i>RD</i>	B6 <i>P3.6</i> <i>WR</i>	B5 <i>P3.5</i> <i>T1</i>	B4 <i>P3.4</i> <i>T0</i>	B3 <i>P3.3</i> <i>INT1</i>	B2 <i>P3.2</i> <i>INT0</i>	B1 <i>P3.1</i> <i>TxD</i>	B0 <i>P3.0</i> <i>RxD</i>	FF
<i>P4'</i>	port 4	C0	C7 <i>P4.7</i> <i>CMT1</i>	C6 <i>P4.6</i> <i>CMT0</i>	C5 <i>P4.5</i> <i>CMSR5</i>	C4 <i>P4.4</i> <i>CMSR4</i>	C3 <i>P4.3</i> <i>CMSR3</i>	C2 <i>P4.2</i> <i>CMSR2</i>	C1 <i>P4.1</i> <i>CMSR1</i>	C0 <i>P4.0</i> <i>CMSR0</i>	FF
<i>P5'</i>	port 5	C4	<i>P5.7</i> <i>ADC7</i>	<i>P5.6</i> <i>ADC6</i>	<i>P5.5</i> <i>ADC5</i>	<i>P5.4</i> <i>ADC4</i>	<i>P5.3</i> <i>ADC3</i>	<i>P5.2</i> <i>ADC2</i>	<i>P5.1</i> <i>ADC1</i>	<i>P5.0</i> <i>ADC0</i>	xx
<i>PCON'</i>	power control	87	<i>SMOD</i>	–	–	<i>WLE</i>	<i>GF1</i>	<i>GF0</i>	<i>PD</i>	<i>IDL</i>	00xx0000B
<i>PSW'</i>	program status word	D0	D7 <i>CY</i>	D6 <i>AC</i>	D5 <i>F0</i>	D4 <i>RS1</i>	D3 <i>RS0</i>	D2 <i>OV</i>	D1 <i>F1</i>	D0 <i>P</i>	00
<i>PWM0'</i>	PWM register 0	FC									00
<i>PWM1'</i>	PWM register 1	FD									00
<i>PWMP1'</i>	PWM prescaler	FF									00
<i>RTE'</i>	reset/toggle enable	EF	<i>TP4.7</i>	<i>TP4.6</i>	<i>RP4.5</i>	<i>RP4.4</i>	<i>RP4.3</i>	<i>RP4.2</i>	<i>RP4.1</i>	<i>RP4.0</i>	00
<i>S0BUF</i>	serial 0 data buffer	99									xx
<i>S0CON</i>	serial 0 control	98	9F <i>SM0</i>	9E <i>SM1</i>	9D <i>SM2</i>	9C <i>REN</i>	9B <i>TB8</i>	9A <i>RB8</i>	99 <i>TI</i>	98 <i>RI</i>	00