

n° 139
janvier
1990

ELEKTOR

électronique

télécommande par téléphone



initiateur
pour
imprimante

relayer FM
multifonctions



M 1531 - 139 - 21,00 F



millivoltmètre alternatif

SONMAIRE



n°139
Janvier 1990

Nous retrouvons dans ce premier numéro de l'année, trois des thèmes majeurs de l'électronique: l'audio/vidéo, la micro-informatique et la mesure, trois des domaines dans lesquels Elektor excelle.

Services

- 16 elektor software service (ESS)
- 16 liste des circuits Imprimés (EPS)
- 39 circuits Imprimés en libre service

Informations

- 30 une enceinte en béton
- 42 fort d'elektor: interface de conversion manche de commande → souris - 10 MHz-étalon - analyseur logique pour l'Atari - minuteur pour chambre noire - bâillon pour chanteur
- 56 les fusibles électroniques
- 58 elekture

RÉALISATIONS

Audio-Vidéo

- 20 relayer FM multifonction bébéphone, prolongateur de sonnette, relais TV
- 52 récepteur FM à 4 transistors

Mesure

- 24 module-fréquence-mètre 8 chiffres et préprogrammation optionnelle
- 43 millivoltmètre alternatif

Micro-informatique

- 34 initiateur pour imprimante
- 48 SCALP en CMOS

Domestique

- 59 télécommande par téléphone

Loisirs

- 64 régulation pour fer à souder ERSA
- 66 fabriquer son fer thermostaté J. Eeckhout

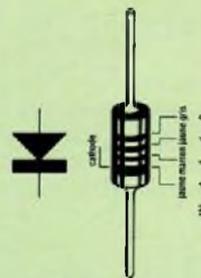
elektor infocarte 165

Les numéros de type selon JEDEC

Pour les diodes, les numéros de type selon la norme JEDEC se composent d'un préfixe "1N" suivi par 3 ou 4 chiffres. Ces chiffres sont rendus par quatre anneaux de couleur. Le premier chiffre prend la forme d'un anneau plus large qui identifie également la cathode de la diode. Si à la suite du numéro de type on trouve encore une lettre, celle-ci est rendue par un cinquième anneau. La signification des couleurs se rapproche beaucoup du code des couleurs utilisé avec les résistances et les condensateurs. Le voici sous la forme d'un tableau.

Chiffre	Suffixe	Couleur
0	-	Noir
1	A	Marron
2	B	Rouge
3	C	Orange
4	D	Jaune
5	E	Vert
6	F	Bleu
7	G	Violet
8	H	Gris
9	J	Blanc

Exemple:



code des couleurs pour les diodes faibles signaux

Standard 28

elektor compocarte

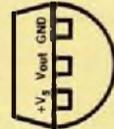
capteurs 6

de température LM35

Description générale

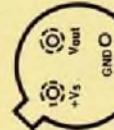
Le LM35 de National Semiconductor est un capteur de température de précision dont la tension de sortie (OUTPUT ou V_{out}) présente une relation linéaire avec la température du capteur exprimée en degrés Celsius. Le capteur est calibré en usine, ce qui élimine la nécessité d'effectuer soi-même un étalonnage. La consommation propre du LM35 n'est que de 60 μ A de sorte que l'auto-échauffement est extrêmement faible. La tension d'alimentation peut prendre n'importe quelle valeur comprise entre 4 et 30 V. L'impédance de sortie du LM35 est faible (0,1 Ω typique); son courant de sortie ne doit pas dépasser 1 mA environ.

TO-92
Boîtier plastique



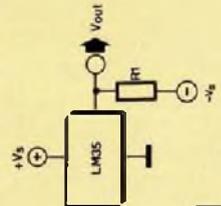
Vu du dessous
LM35CZ ou LM35DZ

TO-46
Boîtier métallique



Vu du dessous
LM35LL, LM35AH, LM35CH,
LM35CAH ou LM35DH

Circuit de principe pour une plage de température supérieure à 2°C



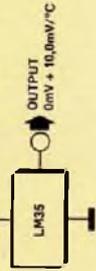
Circuit de principe pour la totalité de la plage de température

$$R1 = -V_s/50 \mu A$$

$$V_{out} = +1500 \text{ mV à } +150^\circ\text{C}$$

$$= +250 \text{ mV à } +25^\circ\text{C}$$

$$= -550 \text{ mV à } -55^\circ\text{C}$$



D49

relayeur FM multifonctions

l'universalité-reine



Comme l'indique son nom, notre relayeur FM multifonctions est un montage actif qui réémet les signaux qu'il capte, soit directement par son micro, soit ceux qui sont appliqués en aval du micro, de manière à ce que vous puissiez les capter sur n'importe quel baladeur ou récepteur FM.

N'avez-vous jamais rêvé de pouvoir suivre le commentaire d'un match de football bien au chaud dans votre lit alors que votre tendre épouse dormait sagement sur ses deux oreilles? ou encore de pouvoir suivre tranquillement depuis chez les voisins ce qui se passait dans la chambre à coucher de votre bambin, sans avoir à tout bout de champ à vous excuser de devoir quitter l'assemblée, ou encore de pouvoir ramasser les feuilles du jardin tout en sachant que vous entendrez la sonnette de l'entrée qui annonce une visite tant attendue, ou encore... nous vous laissons le loisir de rajouter votre application personnelle à celles que nous venons d'énumérer, une fois que vous serez arrivé à la fin de cet article.

Le synoptique

Un coup d'oeil au synoptique de la figure 1 nous montre qu'il s'agit en

fait d'un montage dont la simplicité (relative) est inversement proportionnelle à l'universalité.

Si nous prenons le schéma de la figure 1 de la gauche vers la droite, ce qui est d'ailleurs le trajet suivi par le signal, nous trouvons un amplificateur chargé de donner au signal fourni par le micro un niveau adéquat, un dispositif VOX, (*Voice Operated Switch*) composé lui d'un amplificateur, d'un redresseur et d'un comparateur à hystérésis; la fonction du VOX est d'activer le circuit en présence d'un signal de niveau suffisant et de le mettre hors fonction en l'absence de signal après une certaine durée, temporisation définie ici par un réseau RC et que peut le cas échéant, redéfinir l'utilisateur. Le dernier ensemble est un oscillateur 105 MHz, qui comme vous pouvez sans doute l'imaginer, est destiné à envoyer dans les éthers le signal capté par le micro (ou celui appliqué directe-

ment à l'entrée du VOX) sous la forme de signaux qui puissent être captés par tout récepteur FM.

Nous allons, dans le prochain paragraphe, nous intéresser de plus près à la fonction de chacun de ces sous-ensembles.

L'électronique

Le schéma de la figure 2 reprend la disposition du synoptique de la figure 1, ce qui nous évitera d'être trop dépayés. En haut à gauche, nous retrouvons l'amplificateur de microphone, suivi par le VOX (partie supérieure au centre et à droite). En bas à droite nous retrouvons l'ensemble d'émission.

L'amplificateur de micro

Le micro est alimenté à travers la résistance R1. Le signal capté par le micro est amplifié par un étage à transistor PNP dont le gain est déterminé par les composants connexes. La self L1 sert à mettre cet étage à

l'abri des signaux HF produits par l'émetteur 105 MHz, sous-ensemble auquel nous reviendrons un peu plus loin; c'est ce que l'on appelle un découplage HF. Le signal est maintenant disponible au point "1" du montage. Notons tout de suite qu'il est possible, pour certaines applications, de ne pas utiliser ce sous-ensemble et d'appliquer le signal (audio en général) directement et au VOX et à l'entrée de l'oscillateur (point "3" ou points "4" et "5" selon le cas).

Le VOX

Ceci nous amène tout naturellement au second sous-ensemble de ce montage: le VOX. Comme son nom l'indique, il s'agit d'un dispositif d'activation qui se met en fonction lorsque le signal qui lui est appliqué atteint un niveau suffisant et qui se coupe automatiquement lorsque le signal a disparu. Le bloc du synoptique baptisé VOX comporte en fait trois sous-ensembles: un étage d'amplification se composant d'un amplificateur pur et d'un amplificateur écrêteur, un redresseur et un comparateur à hystérésis.

Le signal en provenance de l'amplificateur de micro disponible au point "1" est appliqué au point "2", par l'intermédiaire d'un pont de câblage reliant ces deux points. S'il ne s'agit pas d'un signal capté par le micro et que le signal en question présente un niveau suffisant, on pourra ne pas utiliser l'étage d'amplification et faire attaquer directement le VOX par le signal en question en l'appliquant tel quel entre la masse et le point "2". La résistance ajustable P1 sert à ajuster le niveau du signal appliqué à l'entrée du VOX, quelle que soit sa provenance et donc à définir le point d'entrée en fonction du VOX.

Le signal d'entrée du VOX attaque N1, le premier des six tampons-inverseurs intégrés dans IC1, un 4049. Cet inverseur amplifie le signal. L'inverseur N2 situé en aval, procède à un écrêtage du signal amplifié.

Les diodes D4 et D5 associées aux composants immédiats effectuent un redressement du signal, les tampons N3 à N5 lui donnent un niveau adéquat lui permettant d'attaquer le transistor de commande T2. A l'image de la self L1, la self L2 remplit elle aussi une fonction de découplage HF, mais pour cette partie-ci du circuit. Lorsque le niveau du signal est suffisant, le transistor T2 est passant et l'émetteur FM, basé sur la diode varicap D2 associée aux composants qui l'entoure, est alimenté.

Il est possible de jouer sur la

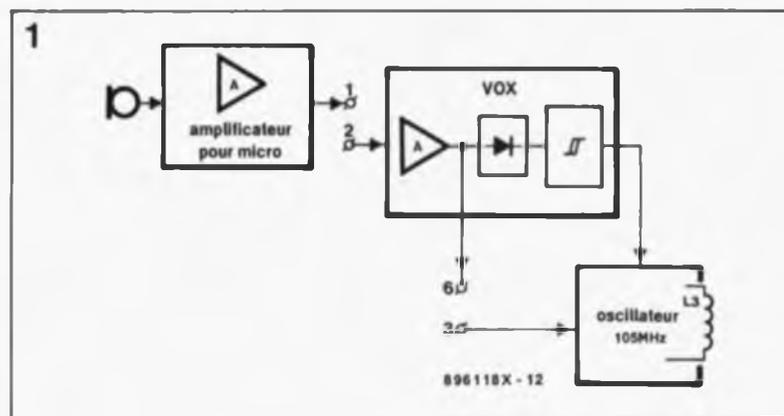
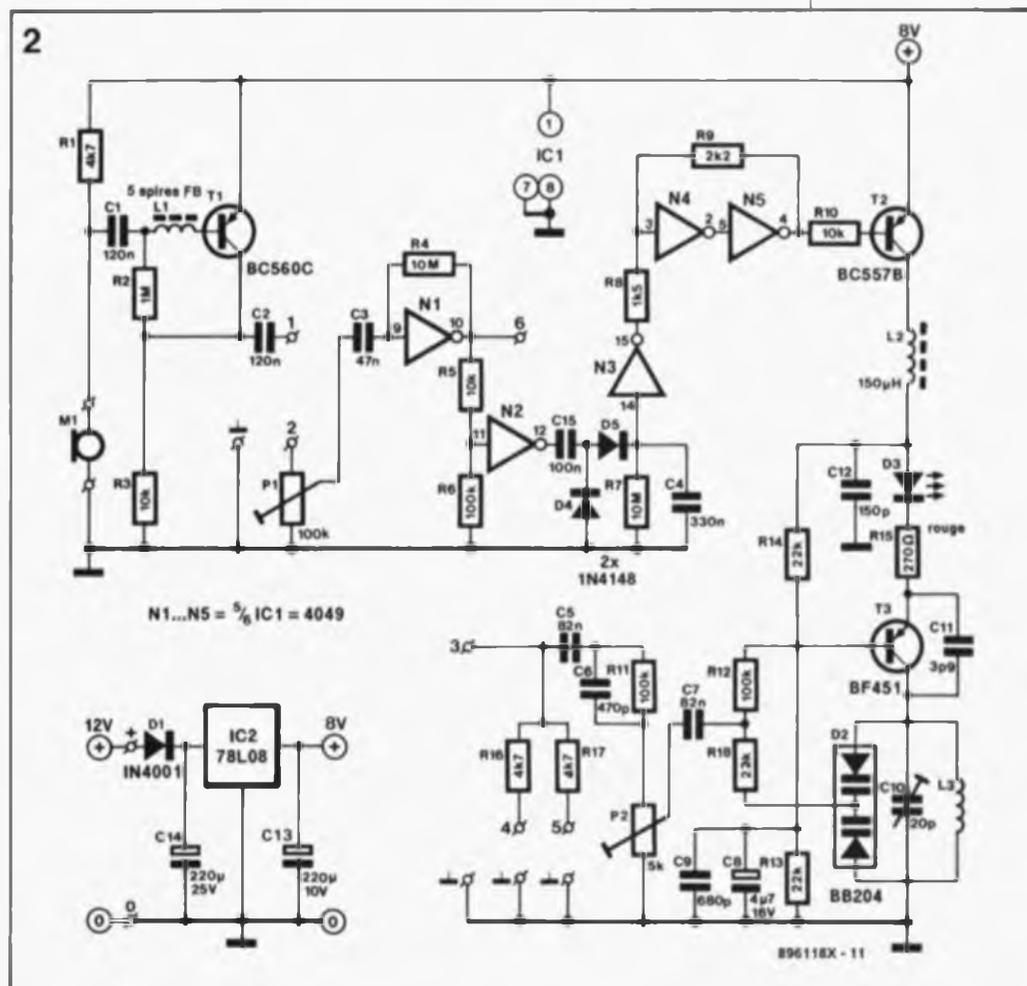


Figure 1. Synoptique du relayeur FM multifonctions. Sa modularité en permet l'utilisation pour de très nombreuses applications.



longueur de la temporisation de maintien en fonction du VOX en modifiant, par exemple, la valeur du condensateur C4.

L'oscillateur 105 MHz

Si l'on passe du VOX à l'oscillateur, auquel nous reviendrons, nous trouvons une diode électroluminescente rouge, une LED selon le terme consacré, qui par son illumination indique que le montage est en fonction et par son extinction qu'il est, bien entendu, en veille, prêt, à l'image de la Belle au Bois Dormant, à se réveiller dès le moindre "souffle".

Le signal audio appliqué au point "3" (ou aux points "4" et "5" s'il s'agit d'un signal stéréo) est filtré par un réseau RC constitué par les

condensateurs C5/C6 et la résistance R11. La résistance ajustable P2 permet de jouer sur l'excursion de la fréquence de modulation. Le condensateur C7 associé aux résistances R12 et R18 sert à définir le réglage en tension continue de la varicap BB204. Le transistor T3 oscille en raison de son couplage par l'intermédiaire du condensateur C11.

Les condensateurs C8 et C9 servent au découplage de cette partie du montage, le condensateur C9 ayant pour fonction de réduire l'inductance de C8, un électrochimique. Et les points "4" et "5", à quoi peuvent-ils bien servir, penseront peut-être certains d'entre vous s'ils n'ont pas lu attentivement le paragraphe précédent (reprenez le texte à rebours et relisez le texte pris entre

Figure 2. L'électronique dans sa splendeur simplifiée.

Liste des composants :

- Résistances :
 R1,R16,R17 = 4kΩ
 R2 = 1 MΩ
 R3,R5,R10 = 10 kΩ
 R4,R7 = 10 MΩ
 R6,R11,R12 = 100 kΩ
 R8 = 1kΩ
 R9 = 2kΩ
 R13,R14,R18 = 22 kΩ
 R15 = 270 Ω
 P1 = 100 kΩ ajust.
 P2 = 5 kΩ ajust.

Condensateurs:

- C1,C2 = 120 nF
 C3 = 47 nF
 C4 = 330 nF
 C5,C7 = 82 nF
 C6 = 470 pF
 C8 = 4μF/7/16 V radial
 C9 = 680 pF
 C10 = 20 pF ajust.
 C11 = 3pF9
 C12 = 150 pF
 C13 = 220 μF/10 V radial
 C14 = 220 μF/25 V radial
 C15 = 100 nF (5 mm)

Semi-conducteurs:

- D1 = 1N4001
 D2 = BB204
 D3 = LED rouge
 D4,D5 = 1N4148
 T1 = BC560C

Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants. Le dessin des deux faces est reproduit dans les pages "SERVICE" au centre de ce magazine.

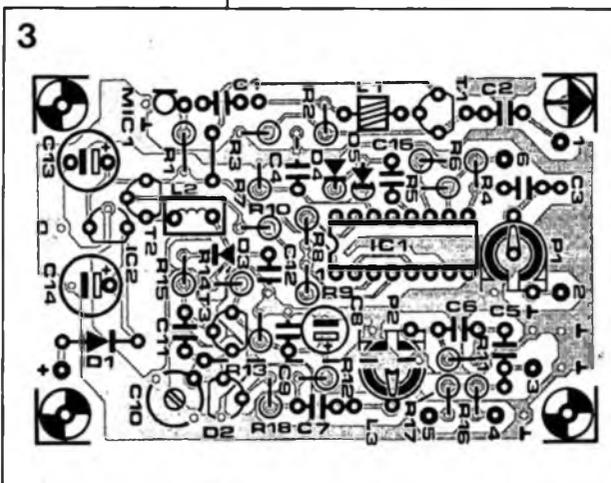


Tableau 1		
Application	Connexions	Appliquer le signal audio au point
Son TV	2 - 3	3
Son Hi-Fi	2 - 3	4,5 (stéréo)
Bébéphone	1 - 2, 3 - 6	utiliser le micro
Prolongateur de sonnette de porte	1 - 2, 3 - 6	utiliser le micro

les premières parenthèses que vous rencontrez). Il s'agit tout simplement des points d'entrée d'un signal stéréo. Les résistances R16 et R17 constituent un mélangeur qui transforme un signal stéréo en un signal monophonique.

Le condensateur variable C10 permet de choisir la fréquence de travail de la porteuse sur l'ensemble de la bande FM (comprise entre 88 et 108 MHz).

L'alimentation

est si rudimentaire, qu'elle mérite à peine d'être mentionnée: un régulateur intégré tripode de faible puissance, IC2, abaisse et régule à 8 V la tension appliquée à son entrée, tension que pourra fournir un module secteur. Si l'on prévoit une utilisation à endroit fixe, on pourra connecter directement le câble de sortie de l'adaptateur secteur aux points prévus pour l'entrée de l'alimentation sur la platine. Après cette partie théorique nous allons passer aux choses amusantes...

La réalisation

Comme il s'agit de HF, il fallait inévitablement prévoir un plan de masse, ce qui implique, si l'on veut garder à ce montage des dimensions compactes, de réaliser un circuit imprimé double face. La figure 3 vous propose le dessin de la sérigraphie de l'implantation des composants du relayeur FM. Rassurez-vous, il n'est pas nécessaire d'effectuer la métallisation d'orifices, il suffira de procéder aux soudures prévues sur l'une et l'autre face. Nous y reviendrons.

Les dimensions de la platine permettent de réaliser un montage très compact, qui trouvera place dans un petit boîtier de plastique dont les dimensions seront au minimum de 8 x 5,5 x 3 cm. Nous avons pour notre part fait appel à un boîtier en plastique auto-porteur et auto-bloquant (C1) de la société Velleman.

En raison de ses faibles dimensions et de son faible poids, on peut même envisager de connecter le relayeur FM doté d'une prise mâle convenable, directement à la prise Péritel d'un téléviseur, si tant est qu'elle ne soit pas utilisée par ailleurs.

Si vous faites votre propre platine à partir des dessins "en miroir" repris dans les pages centrales de ce magazine, il faudra commencer par vérifier l'absence de micro-coupures ou de courts-circuits ainsi que la superposition correcte des deux faces de la platine. Ceci fait, on peut débuter l'implantation des composants. On commencera par la mise en place de l'unique strap que comporte ce montage, situé entre les résistances R1 et R3. On peut utiliser du fil de câblage rigide nu, puisque le plan de masse est supprimé à cet endroit. On passe ensuite à la mise en place du support pour le seul circuit intégré. Vient ensuite le tour de la résistance ajustable P1, dont l'une des bornes est également à souder au plan de masse. Ce point se caractérise par la présence d'un îlot de soudure non gravé dans la surface cuivrée (·). Et P2 direz-vous? Il faudra attendre d'avoir quasiment terminé la réalisation pour pouvoir mettre en place cette seconde résistance ajustable, sachant qu'elle vient se placer au-dessus de l'une des extrémités de la self L3, composant auquel nous reviendrons un peu plus loin.

On s'attaque ensuite à la mise en place du reste des composants, montés pour la quasi-totalité verticalement; pour éviter de se tromper, il faudra travailler de façon systématique, de gauche vers la droite, de haut en bas ou inversement, cela n'a pas d'importance. Attention, il y a un point qui peut devenir critique si l'on ne dispose pas d'un fer à souder de "pointure" correcte: le point de "conjonction" de la résistance R13 et des condensateurs C9 et C12.

Une remarque: comme il s'agit de HF, on évitera les longueurs inutiles en ce qui concerne les extrémités des composants. Attention à ne pas trop échauffer les bornes du condensateur variable à souder des deux côtés du circuit imprimé.

Le reste des composants n'appelle

pas de remarque particulière, exception faite des selfs: L2 est une self fixe de 150 μH, L1 est une perle de ferrite de 3 mm dans laquelle on a effectué 5 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de section. Pour effectuer une soudure correcte de ses extrémités, il faudra enlever l'émail avant d'effectuer la soudure, ce que l'on pourra faire par décapage thermique (avec la pointe du fer à souder dotée d'une goutte de soudure).

Il reste bien entendu la self L3 dont on peut se demander où elle se trouve sur la sérigraphie de l'implantation des composants. Il s'agit du trait en pointillés (normal puisque cette self prendra place côté pistes de la platine) qui s'étire paresseusement entre le condensateur C11 et la résistance ajustable P2. Cette self prend la forme d'un morceau de fil de cuivre argenté rigide spiralé comportant 4 spires de 1 cm de diamètre étirées sur une longueur de 3 cm. Lorsque l'on a réalisé cette self, on pourra la mettre en place en se rappelant que l'une de ses extrémités doit également être soudée côté plan de masse (composants). Ceci fait, on pourra mettre en place (enfin) la résistance ajustable P2. Il restera à effectuer les interconnexions des points "1" à "6" le cas échéant, en fonction de l'application (voir tableau 1).

La LED et le microphone, si tant est que l'on prévoit de l'utiliser, prendront place dans la face avant du boîtier, l'embase d'alimentation pour l'adaptateur secteur dans la face arrière.

Si l'on prévoit d'utiliser ce montage comme relayeur de signal fourni par un téléviseur, on pourra se reporter au paragraphe intitulé "Raccordement à une prise Péritel".

Quelques applications

Remarquons dès à présent que c'est l'application envisagée qui détermine quels sont les sous-ensembles (de composants) à mettre en place. Ainsi, si vous envisagez de connecter le relayeur FM à une chaîne Hi-Fi ou à un téléviseur, ce qu'illustre le synoptique de la figure 4, nous reviendrons à cet aspect des choses dans le paragraphe suivant, il n'est pas nécessaire de mettre en place l'amplificateur pour microphone, ce qui simplifiera encore la réalisation d'un montage que l'on ne peut pas cependant qualifier de compliqué.

Raccordement à une prise Péritel

La figure 5 nous rappelle le brochage de la prise Péritel. Comme il ne s'agit pas d'émettre

des signaux stéréo, on pourra se contenter d'utiliser deux broches de la Péritel: la masse, broche 4, et la sortie son gauche, broche 3. Le niveau du signal disponible à cet endroit, 775 mV est suffisant pour attaquer directement le montage au niveau du VOX. Ces deux lignes seront connectées aux points "2" et "1" correspondants en veillant à respecter la polarité.

La pratique

Le tableau donné dans la marge de la page précédente indique quelles sont les connexions à effectuer, en fonction de l'application envisagée.

Comment effectuer le réglage de la fréquence d'émission du relayeur FM. La solution empirique la plus pratique consiste à rechercher sur la bande FM, à l'aide du baladeur que l'on prévoit d'utiliser par exemple, une plage où l'on ne reçoit pas le moindre signal, à proximité de l'extrémité supérieure de la bande de préférence. On ne risque pas ainsi de perturber l'écoute d'un quelconque autre auditeur, votre voisin de palier en particulier; notons au passage que le rayon d'action de notre relayeur FM est, dans sa configuration actuelle, très limité, ne dépassant guère plus d'une quinzaine de mètres et l'épaisseur d'un mur. C'est très exactement ce que nous recherchions, n'est-ce pas? Pouvoir apprécier un signal quelconque en qualité Hi-Fi, sans importuner qui que se soit d'autre. Il ne saurait être question de modifier les caractéristiques de ce montage sans risquer de polluer les éthers.

Une fois que l'on a trouvé un endroit "tranquille" sur la bande, on met le relayeur en fonction, en lui faisant transmettre un signal TV dont on aura réduit le volume de façon à pouvoir tout juste suivre ce qui se passe et l'on agit progressivement sur le condensateur variable C10 jusqu'à retrouver dans ses écouteurs le signal recherché. Lorsque le relayeur fonctionne, le niveau du signal est suffisant, la LED D3 est illuminée.

Il s'agit sans doute là de l'un des montages les plus efficaces qui soit pour préserver l'harmonie familiale. Il ne permet pas, bien entendu d'écouter le commentaire d'un match de rugby du tournoi des Cinq Nations pendant que l'on regarde Apostrophes sur une autre chaîne, mais fort bien de le suivre en silence, et avec les images, pendant qu'un autre membre de la famille suit le dernier hit-parade à la radio. Il permet également à chaque

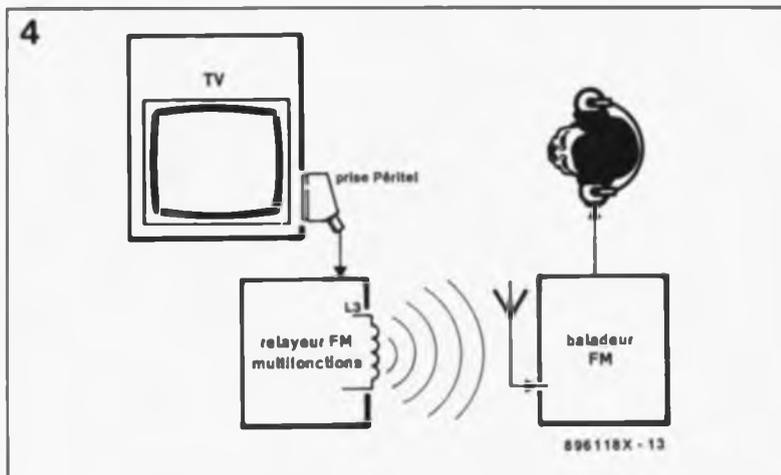


Figure 4. Ce synoptique explique clairement l'application principale du relayeur FM multifonction. Connecté à la prise Péritel d'un téléviseur, il retransmet le signal audio que l'on pourra capter sur un baladeur.

5

broche	signal
1	sortie audio, D ou K2
2	entrée audio, D ou K2
3	sortie audio G, ou K1 (ou mono)
4	masse audio
5	masse Bleu
6	entrée audio, G ou K1 (ou mono)
7	Bleu
8	commutation Pén/TV "0" = TV "1" = Périphérique
9	masse Vert
10	NC
11	Vert
12	NC
13	masse Rouge
14	NC
15	Rouge
16	Synchro trame ("1" actif)
17	masse vidéo
18	masse synchro
19	sortie vidéo
20	entrée vidéo
21	blindage du connecteur et/ou masse

■ en grisé, les broches utilisées pour la connexion de ce montage à un téléviseur doté d'une prise Péritel femelle

896118 - 14

- T2 = BC557B
- T3 = BF451
- IC1 = 4049
- IC2 = 78L08

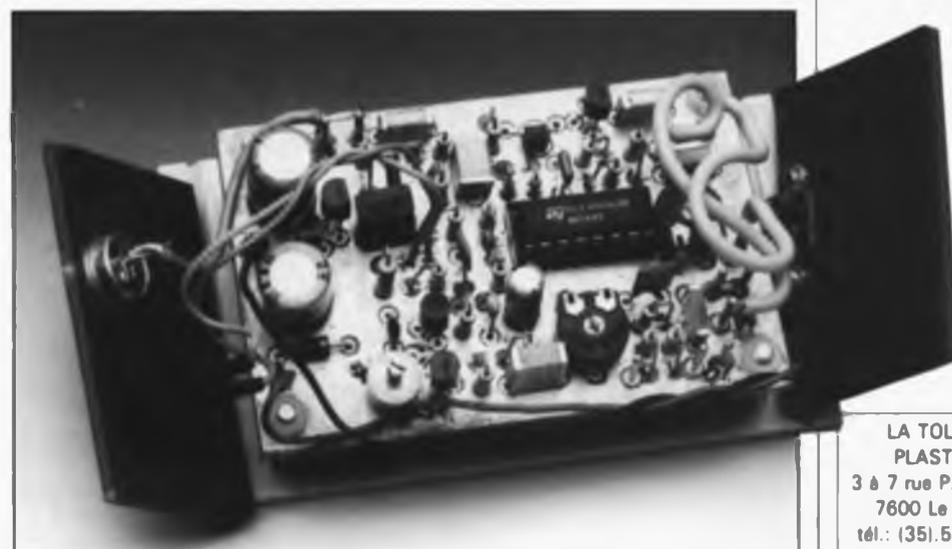
Divers:

- L1 = 5 spires de fil de cuivre de 0,2 mm de section sur perle de ferrite (FB = Ferrite Bead)
 - L2 = self fixe de 150 µH
 - L3 = 4 spires de fil de cuivre argenté de 1 mm de section (longueur de la bobine = 3 cm, diamètre de la bobine = 1 cm)
- éventuellement un coffret plastique, tel que C1 de Velleman (La Tôlerie Plastique)

Figure 5. Brochage de la prise Péritel.

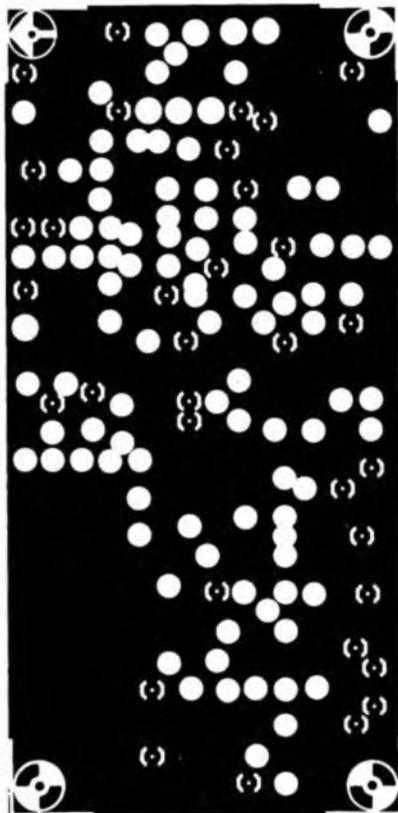
membre de la (grande) famille (grand-papa y compris) de suivre, à son volume propre, la même émission de télévision. Finies les récriminations du genre :
Pépé : "On pourrait pas augmenter

le volume un peu, j'entends rien", Albertine, la petite dernière : "Maman, c'est trop fort, je deviens sourde", etc...
A vous de compléter ce dialogue... de sourds.

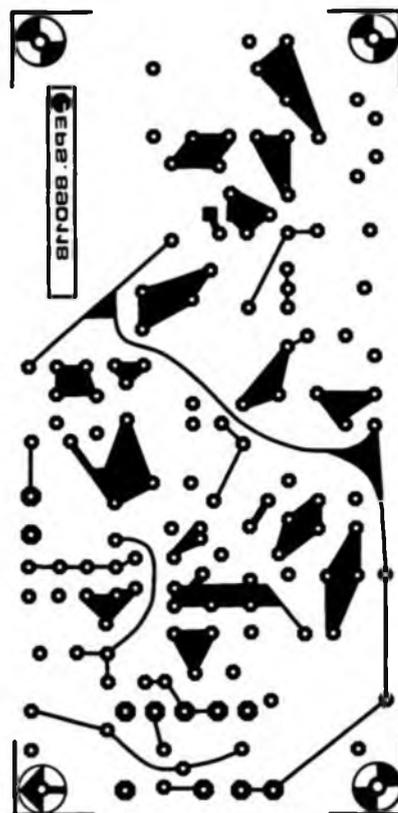


LA TOLERIE
PLASTIQUE
3 à 7 rue P. Semard
7600 Le Havre
tél.: (35).53.10.11

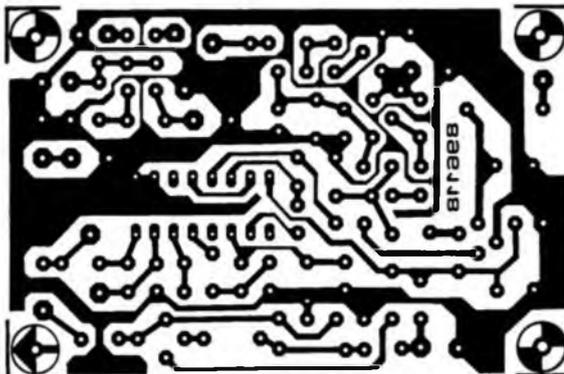
SERVICE



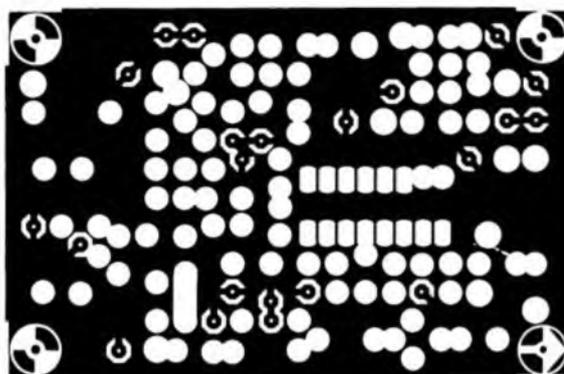
récepteur FM à 4 transistors:
côté pistes



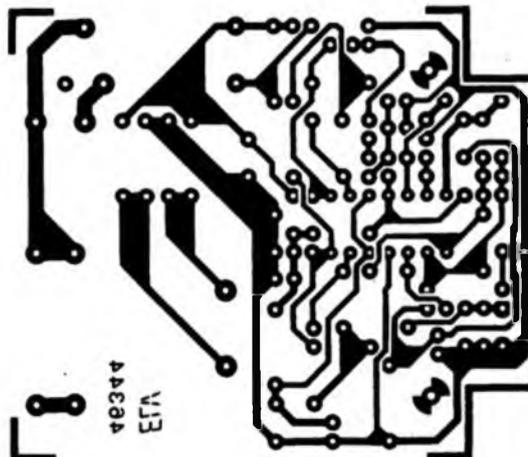
récepteur FM à 4 transistors:
côté composants



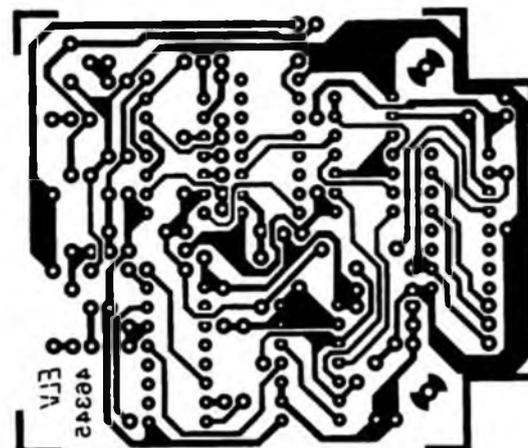
relayer FM multifonctions: côté pistes



relayer FM multifonctions: côté composants



télécommande par téléphone: circuit de l'alimentation



télécommande par téléphone: circuit de commande

MARCHE

Carte à micro-contrôleur universelle en format euro avec MONITEUR/BASIC

Caractéristiques techniques:

- micro-contrôleur SAB80C535 compatible 8051,
- max. 64 K d'EPROM/ max. 62 K de RAM sur la carte,
- Micro complet en technologie classique sur carte euro (160*100 mm),
- zone *wrapping* pour le développement,
- RAM et horloge temps réel sauvegardés,



- Jusqu'à 32 K d'EEPROM à la place de RAM 2,
- Tension d'alimentation unique: 5 V @ 70 mA (CMOS),
- programme moniteur et BASIC de processus en EPROM,
- 56 entrées/sorties parallèles + 8 entrées,
- RS232 programmable,
- 8 entrées A/N 8 bits,
- 3 timer/compteur 16 bits,
- chien de garde,
- interface série imprimante possible,
- 12 sources d'interruption,
- logiciel de communication pour PC,
- tous les outils de développement pour la famille '51 utilisables avec la carte,
- etc. . . etc.. Pour de plus amples informations, voir ci-dessous

PHYTEC-France

32400 Viella

tél.: (62) 69.75.10

fax.: (62) 69.82.23

LE TORT

inductancemètre HF

Elektor n°136, octobre 1989,
page 50 . . .

Le dessin de la sérigraphie de l'implantation des composants, page 52 et donc la sérigraphie que comporte la platine dessinée par Elektor comporte une petite erreur: la résistance située à gauche du commutateur rotatif s'appelle R2 et non pas R12.

Le texte de la fin de la seconde colonne page 51 comporte plusieurs erreurs et quelques omissions:

En ce qui concerne les broches à souder au plan de masse, voici l'énumération correcte:

IC1: broches 3, 7 et 9;

IC2: broches 2, 8 et 14;

IC3: broches 8, 13 et 15;

IC4: broches 1, 4, 6, 8, 10 et 19.

relayeur FM multi-fonctions

Elektor n°139, janvier 1990,
page 20 . . .

Si vous avez des problèmes de positionnement de la fréquence d'émission du relayeur dans la bande FM, vous pourrez essayer de réduire à trois spires la longueur de la self L3.

Remarque: en fonction de la sensibilité du baladeur utilisé, le rayon utile de ce montage peut largement dépasser les 15 mètres indiqués dans l'article. Il est donc inutile et peu apprécié par les services concernés, d'ajouter une antenne au montage.

**Des Questions
Des Problèmes**

3615 + Elektor

Des Informations

module-fréquencemètre

à 8 chiffres et affichage préprogrammable optionnel

Le module fréquence-mètre que nous vous proposons ici fait appel à trois circuits intégrés spécialisés d'Intersil éprouvés et d'un prix de revient abordable. Il atteint une résolution de 10 Hz à une fréquence d'entrée de 3,5 MHz.

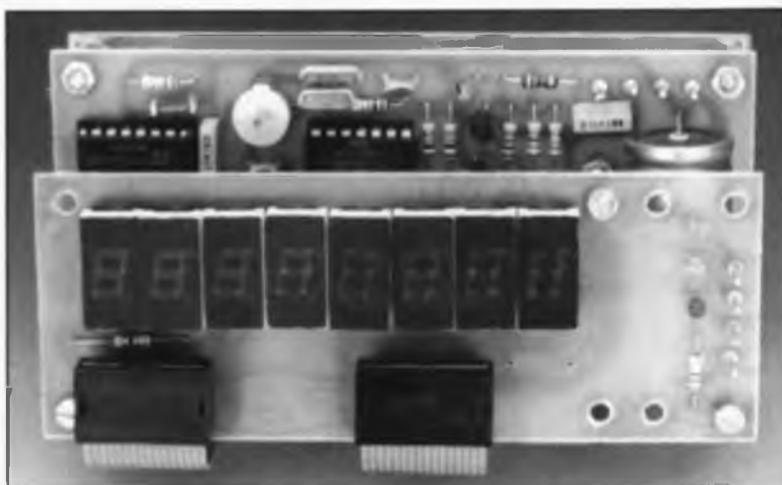
La possibilité d'un décalage préprogrammable de l'affichage en font, en particulier si on l'associe au giga-diviseur décrit ailleurs dans ce numéro, un module convenant tout particulièrement à l'affichage, sur les récepteurs radio, de la fréquence des stations captées.

Le coeur du module fréquence-mètre est constitué par deux ICM7217, des compteurs/décompteurs CMOS préprogrammables d'Intersil (MAXIM en est la seconde source). Les deux circuits intégrés ont été montés en cascade de façon à constituer un affichage à 8 chiffres. IL s'agit d'afficheurs à LED à 7 segments à anode commune.

L'une des caractéristiques les plus intéressantes de ce montage est sa compacité, obtenue par un montage en sandwich des trois circuits imprimés, ce qui facilite la mise en place du module dans un récepteur.

En effet, de par la présence d'un décalage préprogrammable, ce module convient tout particulièrement aux applications de lecture de fréquence sur des récepteurs en toute sorte puisque qu'il est possible de programmer la fréquence intermédiaire, la F.I., (455 kHz ou 9 MHz) sous la forme d'un décalage (un offset). On pourra ainsi faire mesurer au module la fréquence de sortie d'un oscillateur local, s'il est attaqué par un prédiviseur adéquat. Selon que la fréquence de l'oscillateur local est supérieure ou inférieure à la fréquence captée, le décalage de F.I. est divisé par le taux de prédivision et entré ensuite comme valeur de décalage qui est automatiquement ajoutée à (ou soustraite de) la fréquence d'entrée du module de façon à garantir que l'affichage visualise bien la **fréquence de réception**.

Prenons un exemple pour vous permettre de mieux saisir la procé-



dure évoquée dans le paragraphe précédent. Un récepteur radio VHF du type super-hétérodyne possède une F.I. de 10,7 MHz. La fréquence de l'oscillateur local est supérieure à la fréquence de réception. Supposons que le récepteur soit syntonisé sur une station émettant à 100,0 MHz; dans ce cas l'oscillateur local produit une fréquence de 110,7 MHz. Ce signal est appliqué à un prédiviseur par 100 qui attaque le module fréquence-mètre. Pour obtenir que l'affichage indique bien 100 MHz, il faudra programmer le compteur pour un décalage de F.I. de $10,7 \text{ MHz}/100 = 107 \text{ kHz}$. Comme le module fonctionne en compteur, il faudra en faire un décalage négatif, c'est-à-dire un complément à un de cette fréquence, ce que l'on calcule de la façon suivante:

$$10\ 000\ 000 - 0\ 107\ 000 = 09\ 893\ 000.$$

Effectuer un décalage à droite (résolution 10 Hz); retenue soustractive du chiffre le plus significatif; le mot de décalage sera: 99 989 300.

Le module de comptage possède une entrée de comptage/décomptage (UP/DOWN) et un circuit distinct, mais optionnel, pour la programmation du décalage. Il est facile, si nécessaire, d'adopter une

résolution ou une durée de porte différente. La fréquence d'entrée maximale du module fréquence-mètre est de 3,5 MHz environ; la sensibilité est alors de 60 mV_{eff}.

Le ICM7271

(doté du suffixe IJI chez Intersil soit IJI ou IPI chez MAXIM) est un compteur par décade en boîtier à 28 broches (en Plastique pour le P, en céramique pour le J) fabriqué en technologie CMOS, conçu pour commander des afficheurs à LED à anode commune et capable de traiter un décalage préprogrammé à l'aide d'interrupteurs DIL (ou autres), voire par de la logique programmée câblée.

Attention: ce circuit fait partie d'une famille d'une demi-douzaine de membres, du 7217 au 7217C en passant par le A et le B. Seul le 7217 sans suffixe A, B ou C, peut être utilisé ici.

Comme nous le disions, il s'agit d'un compteur/décompteur programmable à 4 bits doté d'un oscillateur à balayage multiplexé à utiliser pour effectuer une commande directe d'un affichage à LED à 7 segments. La figure 1 montre la structure interne d'un ICM7217 qui est, on le constate, loin d'être aussi simple que pourrait le donner à penser le schéma de la figure 3. Ce circuit

Caractéristiques techniques:

Fréquence d'entrée maximale:	3,5 MHz
Sensibilité (1 MHz):	35 mV _{eff}
(3,5 MHz):	60 mV _{eff}
Durée de porte	
(RCNTR à la masse):	100 ms
(RCNTR au +5 V) :	10 ms
Tension d'alimentation:	+5 V
Consommation de courant:	450 mA max.

comporte trois lignes de sortie importantes:

■ **CARRY/BORROW** (retenue et retenue soustractive) pour la mise en cascade de plusieurs compteurs à 4 bits,

■ **ZERO** qui indique que le compteur est arrivé à zéro (0000) et

■ **EQUAL**, utilisée pour indiquer que l'état actuel du compteur est égal à la valeur chargée dans le registre interne par l'intermédiaire des broches d'Entrées/Sorties BCD (BCD I/O).

Les trois sorties et le port BCD sont compatibles TTL et connaissent un multiplexage interne.

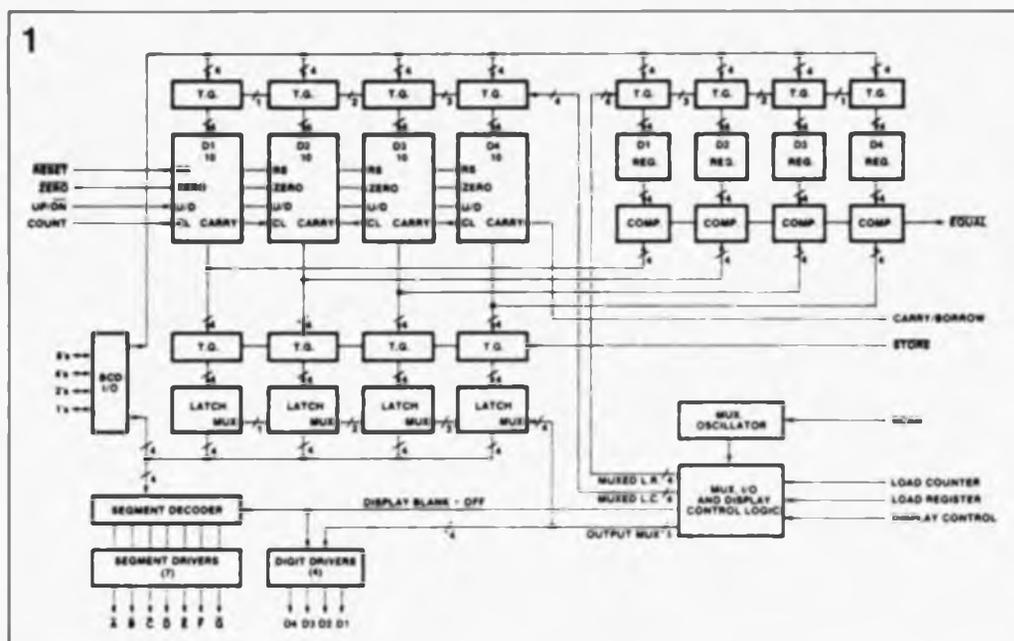
La ligne **CARRY/BORROW** passe au niveau haut lorsque le compteur passe de 9999 à 0000 lors d'un comptage (l'entrée U/D est au niveau logique haut, "1") et de 0000 à 9999 lors d'un décomptage (l'entrée U/D est au niveau bas, "0"). Le trigger de Schmitt placé à l'entrée **COUNT** produit une certaine hystérésis qui évite la prise en compte redoublée d'une impulsion d'horloge si le flanc du signal présente une pente trop plate.

Le contenu du compteur est transmis aux sorties 7 segments multiplexées et BCD lorsque l'entrée **STORE** est mise au niveau bas. L'application d'un niveau bas sur l'entrée **RESET** entraîne une remise à zéro (0000) asynchrone du compteur.

Comme indiqué, le port BCD est bidirectionnel: il peut faire office d'entrée ou de sortie. Le sens de circulation des données est déterminé par les niveaux logiques appliqués aux entrées à trois états **LOAD COUNTER (LC)** et **LOAD REGISTER (LR)**. Lorsque ces deux entrées se trouvent à l'état de haute impédance, le port BCD fournit les signaux BCD multiplexés de sélection d'afficheur, effectuant un balayage depuis l'afficheur de poids fort (**MSD = Most Significant Digit**) jusqu'à celui de poids faible (**LSB = Least Significant Digit**). Si la ligne **LR** ou **LC** est mise au niveau haut, le port BCD devient une entrée à 4 bits pour le chargement de données pour le compteur (**LC**) ou pour le registre (**LR**).

Puisque le **ICM7217** est conçu pour la commande d'afficheurs à anode commune, les niveaux appliqués au port BCD ou qui en proviennent, sont de vrais niveaux hauts.

La mise au niveau bas de l'entrée **LR** fait passer les lignes d'E/S à haute impédance; le chiffre concerné et son circuit de commande (*driver*) sont mis hors-fonction. Le processus de comptage se poursuit cependant et les autres fonctions d'E/S restent fonctionnelles. En mode de fonction-



nement normal, les afficheurs sont éteints à l'aide de l'entrée **LR**, ceci pour réduire la consommation. L'oscillateur de balayage multiplexé embarqué sur le circuit se charge de la chronologie interne du **ICM7217**. Il est possible de diminuer la fréquence nominale de l'oscillateur qui est de 2,5 kHz par l'implantation d'un condensateur entre l'entrée **SCAN** et la ligne d'alimentation positive. Le signal de sortie de l'oscillateur présente un rapport cyclique relativement faible de manière à introduire une certaine temporisation des sorties des circuits de commande des afficheurs et éviter ainsi l'apparition d'indications "fantômes" sur les affichages.

Les circuits de commande de chiffre et de segment intégrés dans le **ICM7217** peuvent attaquer directement des affichages à 7 segments à LED à anode commune à un courant de crête de 40 mA par segment, ce qui correspond, à un rapport cyclique de 0,25, à 10 mA par segment.

L'entrée **DISPLAY CONTROL** est elle aussi une ligne à trois états. La mise au niveau haut de cette ligne entraîne une inhibition des segments. Son passage au niveau bas produit la mise hors-service du dispositif de suppression du zéro non significatif. On obtient un affichage avec élimination du zéro non significatif en laissant cette entrée en l'air (elle se trouve ainsi à haute impédance).

On retrouve en **figure 2** le chronogramme d'un processus de mesure. Le **G-OUT** identifie la sortie du signal de définition de la durée de porte, le **CNT** correspond à l'entrée de comptage.

Le circuit

La **figure 3** donne le schéma complet de l'électronique de ce module fréquencemètre à décalage préprogrammable, dont le coeur est constitué par une paire de **ICM7217** associées par un générateur de chronologie générale du type **ICM7207IPD**, **IC1**. Ce circuit intégré spécialisé contrôle la prise en compte du signal d'entrée. Pour la génération du signal d'horloge, il s'appuie sur le quartz **X1** associé à un transistor inverseur **T1** et à l'amplificateur d'entrée **T2**. Le **ICM7207**, dont on retrouve le synoptique en **figure 5**, fournit en outre les signaux **STORE** et **RESET** pour les compteurs **IC2** et **IC3**. Bien que la sortie **STORE** de ce circuit soit du type à drain ouvert et que les entrées correspondantes des **ICM7217** soient dotées de résistances de forçage au niveau haut (courant de 75 µA), nous avons prévu une résistance externe, **R2**, qui force ces lignes au niveau haut et augmente ainsi leur insensibilité au bruit. Les entrées **U/D** et **RESET**

Figure 1. Structure interne du ICM7217 (source GE-Intell).

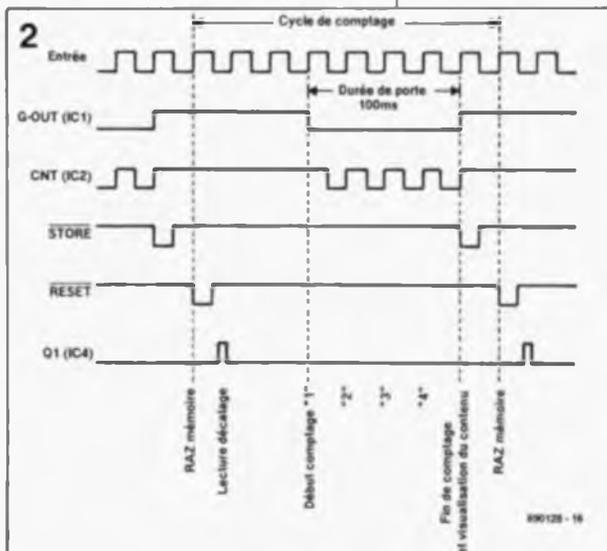


Figure 2. Chronogramme d'un processus de mesure.

possèdent également des résistances internes de forçage au niveau haut, ce qui explique que l'on puisse les laisser en l'air sans danger lors de l'utilisation du circuit en mode de comptage standard. Le multivibrateur monostable IC4 permet au compteur de charger le mot de décalage. L'impulsion LOAD COUNTER est légèrement retardée par rapport à l'impulsion de remise à zéro (RESET) parce que le compteur ne peut être programmé avec des données différentes de 0000 que lorsque la ligne RESET est inactive. On dispose, sur les connecteurs K1 et K3, des lignes du port BCD et des signaux de sélection du chiffre à balayer, ce qui permet une

connexion simple de l'unité de programmation du décalage.

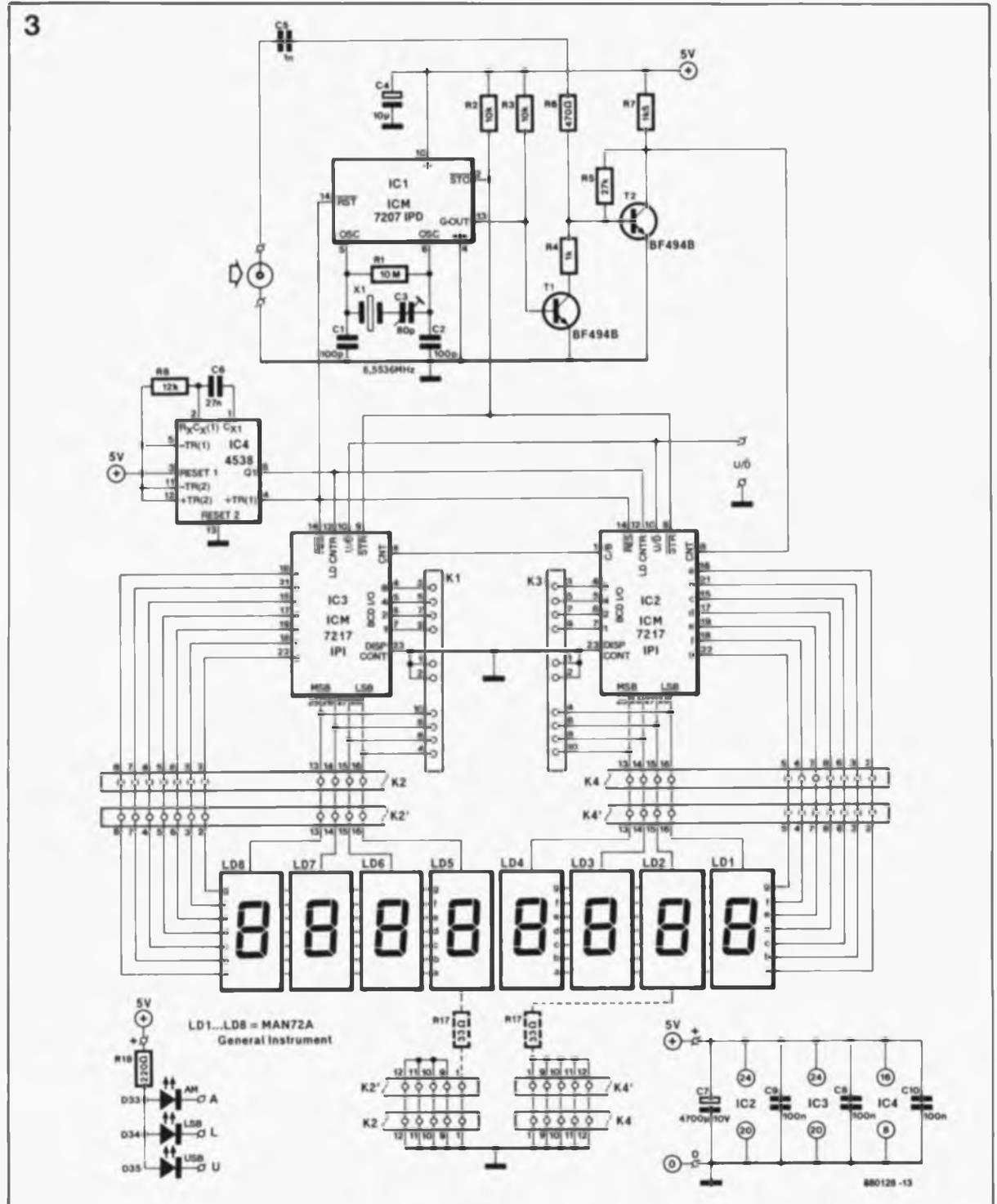
La fréquence de décalage est préprogrammée à l'aide de deux blocs d'interrupteurs DIL quadruples. La figure 4 donne le schéma de ces sous-ensembles (optionnels). Si l'on prévoit des changements fréquents du décalage programmable, on peut fort bien envisager de remplacer les interrupteurs DIL par des roues codeuses, solution plus ergonomique. A l'inverse, on pourra utiliser des ponts de câblage si le fréquencemètre n'utilise qu'une seule fréquence de décalage fixe.

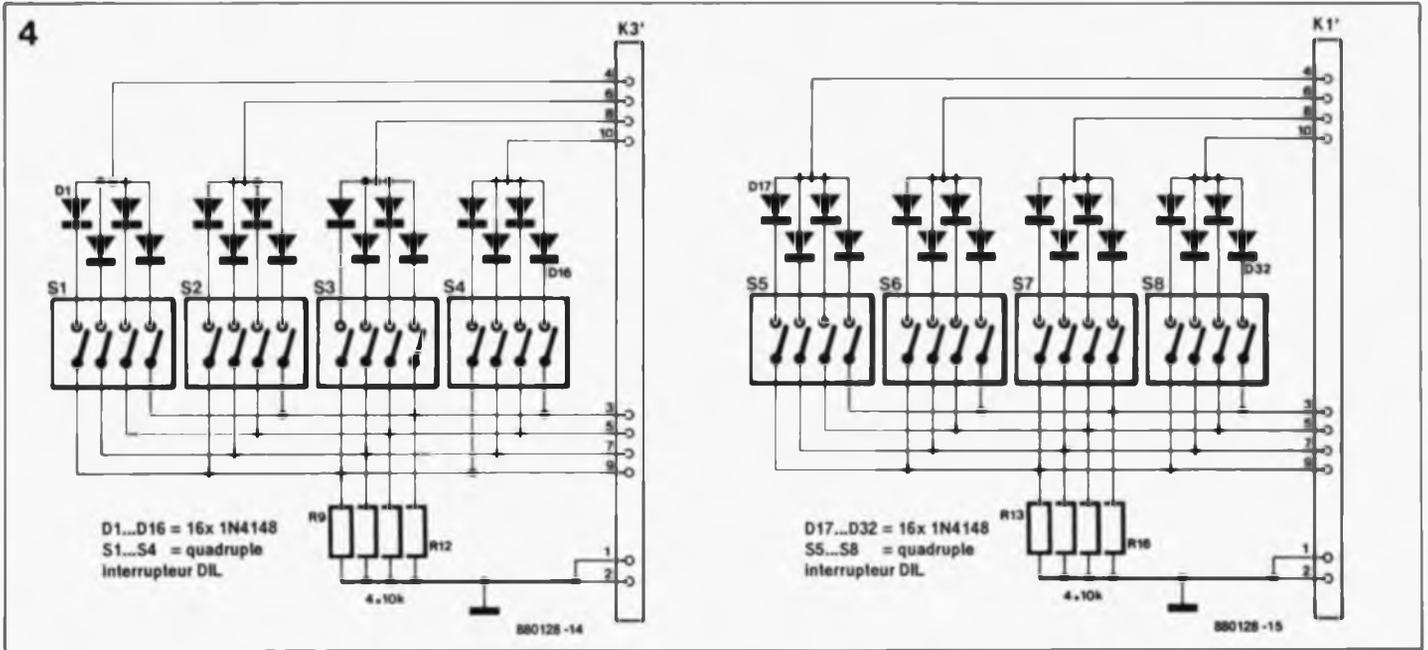
Bien que nous en ayons brièvement

parlé plus haut, nous sommes conscients que la compréhension du principe de programmation du décalage n'est pas aisée. Essayons de la faciliter en reprenant l'exemple donné plus haut.

Un récepteur à Ondes Ultra-Courtes ordinaire possède une F.I. de 10,7 MHz. La fréquence de l'oscillateur est supérieure à celle d'un signal capté qui est, disons, de 100 MHz, ce qui signifie qu'elle se trouve à 110,7 MHz. Nous avons pris, pour nous compliquer la vie, un prédiviseur par 100 ($\div 100$) entre l'étage de l'oscillateur et le module fréquencemètre. Pour obtenir dans ces conditions l'affichage d'une fréquence de 100 MHz il faudra

Figure 3. L'électronique du module fréquencemètre à 8 chiffres à décalage programmable comporte quatre circuits intégrés et huit afficheurs à LED.





programmer un décalage négatif (le module-fréquence-mètre compte!). Voici comment procéder.

Après passage par le prédiviseur, la fréquence de l'oscillateur vaut encore 1,107 MHz. Il faut en soustraire la valeur de la F.I. (divisée par 100 elle aussi), à savoir 107 kHz. Comme cette valeur est divisée une nouvelle fois par 10 en raison de la durée de porte de 100 ms adoptée, on se trouve en présence d'un décalage final de 10 700. Le fréquence-mètre doit donc compter 10 700 impulsions avant d'atteindre 00 000 000 pour ensuite arriver, après 10^5 impulsions, à la valeur 00 100 000 (kHz).

Il faut soustraire de la valeur maximale affichable de 99 999 999 le décalage diminué de un pour obtenir la valeur exacte du décalage à programmer, c'est-à-dire 99 989 300.

Il suffit d'entrer ce nombre à l'aide des interrupteurs DIL (ou de ponts de câblage fixes).

Les modifications

Ajoutons quelques éléments susceptibles d'intéresser ceux d'entre vous qui envisagent d'adapter ce montage. La durée de la porte peut être ramenée de 100 ms à 10 ms par connexion de la broche 11 du ICM7207 (RANGE CONTROL) à la ligne positive de l'alimentation. Cette modification a cependant une conséquence pour la résolution du fréquence-mètre: lorsque la broche 11 se trouve à +5 V, la résolution passe de 10 Hz à 100 Hz. Quel que soit le mode choisi, il faudra utiliser un quartz de 6,5536 MHz ayant si possible une tolérance de 10 ppm (voire moins) si l'on veut avoir une bonne stabilité (la plupart

des quartz de cette valeur récupérés sur des ordinateurs mis au rebut ont une tolérance supérieure à cette spécification et ne conviennent pas).

Si l'on envisage une application exigeant une résolution plus élevée, on pourra multiplier par 10 la durée de la porte (100 ms ou 1 s) en faisant appel à un ICM7207A associé à un quartz de 5,24288 MHz. Le gros problème qui se pose alors est qu'il ne s'agit pas là d'une fréquence standard (il faudra sans doute se faire tailler ce quartz sur commande).

La broche 23 des deux compteurs est connectée à la masse, de sorte que le dispositif d'élimination du zéro non significatif est hors-fonction. Comme nous l'avons évoqué plus haut, cette caractéristique peut être intéressante pour certaines applications spécifiques. On pourra donc, si nécessaire, laisser la broche 23 de IC3 en l'air, ce qui donnera une suppression du zéro non significatif sur le groupe d'afficheurs de poids fort. On peut obtenir une suppression du zéro non significatif pour l'ensemble de l'affichage à 8 chiffres en attaquant la

broche d'entrée DISPLAY CONTROL du circuit de commande de poids faible, IC2, par le signal de collecteur d'un transistor n-p-n dont la base est commandée par la sortie ZERO du circuit de commande de poids fort, IC3. Pour certaines applications particulières les deux afficheurs de poids fort peuvent fort bien ne pas être implantés.

La mise en place de la résistance R17 n'est nécessaire que si l'on utilise ce module fréquence-mètre seul, c'est-à-dire sans le doter de prédiviseur. Selon que l'affichage doit se faire en MHz ou en kHz, cette résistance entraîne l'illumination du point décimal de l'afficheur correspondant, LD5 (unité: MHz) ou LD2 (kHz).

On dispose en outre sur la platine d'affichage de trois indicateurs de mode de réception, D33 à D35. Ces LED (D33 = Modulation d'Amplitude, D34 = Bande Latérale Inférieure et D35 = Bande Latérale Supérieure) peuvent être commandées par le sélecteur de mode du récepteur.

Figure 4. Schéma du sous-ensemble de décalage programmable (optionnel).

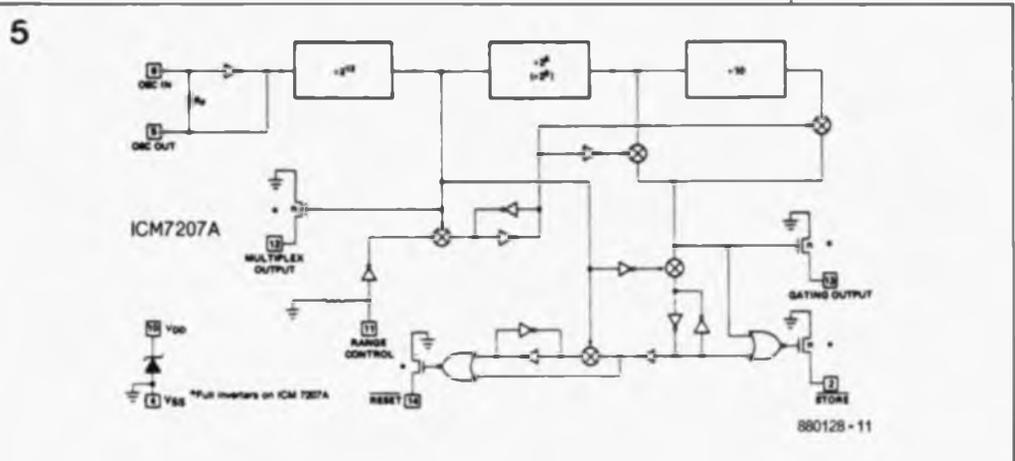


Figure 5. Structure interne du ICM7207A (source GE-Interall).

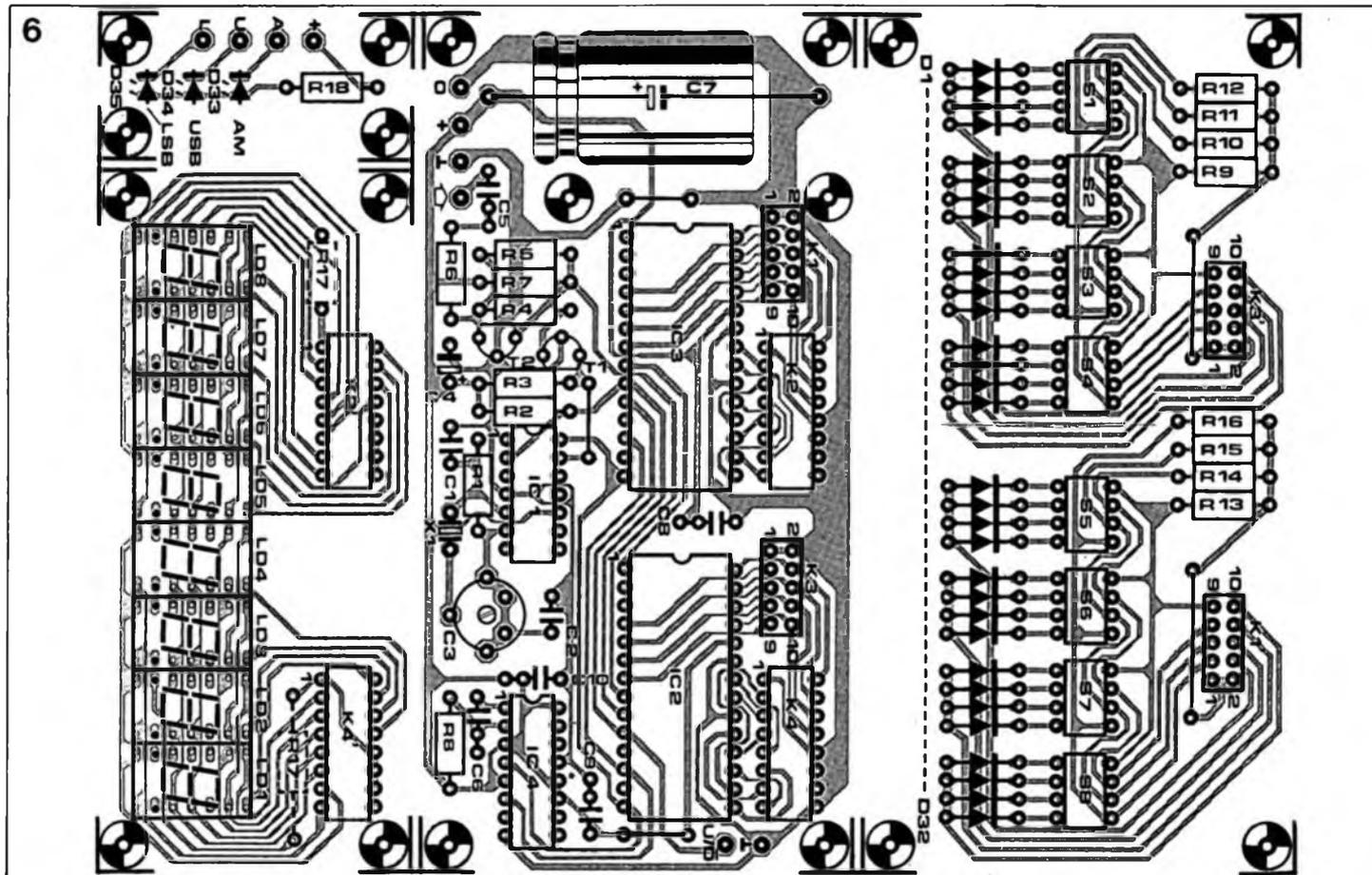


Figure 6. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé que l'on peut subdiviser en trois ou quatre platines. Après leur montage en sandwich on dispose d'un module très compact.

Trois platines en gigogne

La figure 6 vous propose le dessin de la sérigraphie de l'implantation des composants des trois platines



Vue en diagonale d'un module-frequencemètre terminé.

nécessaires à la réalisation du module-frequencemètre. Elles sont disponibles, auprès des sources habituelles, sous la forme d'un unique circuit imprimé. Il faudra séparer le sous-ensemble de programmation du décalage (à droite) du circuit principal (le compteur au centre) pour disposer de la platine d'affichage (à gauche). La petite platine d'indication de mode de fonctionnement du récepteur (en haut à gauche) constitue un circuit distinct qu'il n'est pas indispensable de séparer de la platine d'affichage. Par le choix d'un montage en sandwich des trois circuits imprimés le constituant, nous obtenons un module compact.

L'implantation des composants est à la portée de n'importe lequel d'entre nos lecteurs — soudeur-sachant-souder-avec-son-fer-à-souder — et n'appelle pas de commentaire particulier. Nous vous recommandons d'utiliser des supports pour les circuits intégrés, les afficheurs et les interrupteurs DIL. Les embases K2' et K4' de la platine d'affichage et K2 et K4 de la platine principale sont des supports-tulipe à 16 broches dans lesquels viendront s'enficher des connecteurs DIP mâles placés aux extrémités d'un morceau de câble plat de 6 cm de long. L'interconnexion entre les embases K1 et K3 de la platine principale et K1' et K3' du circuit de préprogrammation

se fera à l'aide de deux câbles multibrin dotés de deux connecteurs autodénudants femelles à 10 broches.

Attention: les embases K1 et K3 du circuit imprimé principal sont à implanter côté composants; les embases K1' et K3' du circuit de préprogrammation le sont elles, côté pistes.

Un coup d'oeil à la photo en début d'article permet de comprendre le principe d'interconnexion par câbles plats adopté.

La technique de réalisation de ces deux types de câbles est illustrée en figure 7.

Contrairement à ce que l'on pourrait penser ou vous faire croire, la mise en place de tels connecteurs sur un morceau de câble multibrin est facile pour peu que l'on dispose d'un étau (voire d'un petit marteau) et de deux petites plaquettes de bois; elle demande cependant un certain doigté et un zeste de soin. On fait passer l'extrémité du câble entre le connecteur et son capuchon et on aligne les brins du câble avec les broches autodénudantes du connecteur. On verrouille ensuite le connecteur en pressant progressivement mais fermement l'une contre l'autre les deux parties qui le constituent à l'aide d'un petit étau. Pour éviter d'abîmer le connecteur, on intercalera deux plaquettes de bois entre celui-ci et les mâchoires de

l'état. Il ne restera plus ensuite qu'à vérifier à l'ohmmètre la continuité des interconnexions (sonner).

La réalisation

Une fois terminées, les platines que l'on aura vérifiées sous l'angle de la qualité des soudures et celui de l'absence d'erreur dans l'implantation des composants pourront être montées en gigogne. La platine de l'affichage est fixée sur le circuit principal à l'aide de trois entretoises de plastique de 25 mm de long associées aux vis et écrous adéquats, voire encore d'entretoises métalliques M3 autovissantes. Il faudra s'assurer que les connexions des LED et les extrémités des picots n'entrent pas en contact avec le condensateur électrochimique, C7 de la platine principale. La platine de préprogrammation est fixée, à la platine principale à l'aide d'entretoises métalliques autovissantes de 20 mm de long, son côté pistes tourné vers le côté pistes de la platine principale. La photographie ci-contre montre clairement la disposition adoptée.

Après avoir effectué les interconnexions, on pourra doter le module fréquencemètre de son alimentation si on en envisage une utilisation en module de mesure distinct. Si au contraire on prévoit de l'utiliser dans un récepteur, application qui justifie d'ailleurs la présence d'un dispositif de programmation du décalage, il va falloir voir où le placer dans le récepteur. Il faudra y trouver une tension régulée de +5 V parfaitement découplée. Il peut être nécessaire de devoir blinder le module pour éviter toute interférence avec l'électronique du récepteur. La mise en place d'un filtre rouge devant les afficheurs peut contribuer à en augmenter la lisibilité.

L'étalonnage

est simple si tant est que l'on dispose d'un fréquencemètre de référence. Jouer sur la position du condensateur ajustable C3 jusqu'à mesurer une fréquence de 6,5536 MHz sur la broche 5 du ICM7207. Si l'on ne dispose pas d'un fréquencemètre de référence, on pourra connecter le montage à un récepteur que l'on aura ajusté à fréquence de battement zéro (*zero beat frequency*) et par action sur l'ajustable C3 on fera en sorte de lire sur l'affichage la fréquence correcte de la station captée.

Notre prototype présentait une sensibilité de 35 mV_{eff} entre 200 kHz et 1 MHz et de 60 mV_{eff} à une fréquence de 3 MHz.

La consommation moyenne du

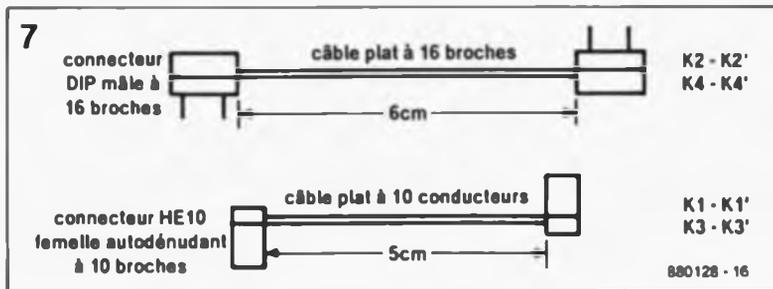


Figure 7. Voici comment réaliser les quatre câbles plats reliant les platines montées en sandwich constituant le module fréquencemètre.

montage, affichage en fonction (8 x "8"), les LED de mode étant éteintes, atteint de l'ordre de 450 mA.

La programmation du décalage

Revenons-y. Supposons que le module fréquencemètre soit en mode de comptage (UP) et que la fréquence de l'oscillateur local (f_{LO}) soit supérieure à la fréquence reçue; il faudra dans ces conditions convertir la valeur de décalage à son complément à 1 sur 8 chiffres.

Ensuite on positionne les interrupteurs DIL correspondants jusqu'à lire le décalage sur l'affichage. Le tableau 1 donne trois exemples de programmation, pour 455 kHz, 900 kHz (9 MHz avec prédiviseur par

10) et 107 kHz (10,7 MHz avec prédiviseur par 100).

Il ne faudra jamais perdre de vue que la fréquence d'entrée maximale que ce module est capable de mesurer est de 3,5 MHz, de sorte que le décalage réellement programmé correspond à la fréquence F.I. divisée par le facteur de prédivision. Pour la plupart des récepteurs Ondes Courtes (SW = *Short Waves*) et de couverture générale, un prédiviseur par 10 ($\div 10$) fera parfaitement l'affaire; pour des récepteurs VHF, on utilisera un prédiviseur par 100 ($\div 100$). ■

Littérature: Prescaler pour fréquencemètre, Elektor n°121/122, Juillet/Août 1988, page 72

Interrupteur DIL	Résolution (Hz)	Facteur de multiplication	Exemple 1: F.I. = 455 kHz; $f_{LO} > f_i$; pas de prédiviseur; mode de comptage UP. Décalage à programmer = 99 954 500 Interrupteurs à placer sur "ON": S3(1) et (4); S4(4); S5(1) et (4); S6(1) et (8); S7(1) et (8); S8(1) et (8).
S1	1	x 10	Pour $f_{LO} < f_i$: Décalage à programmer = 45 500 Interrupteurs à placer sur "ON": S3(1) et (4); S4(1) et (4); S5(4).
	2		
	4		
	8		
S2	1	x 10 ²	Exemple 2: F.I. = 9 MHz; $f_{LO} > f_i$; prédiviseur par 10; mode de comptage UP. Décalage à programmer = 99 910 000 Interrupteurs à placer sur "ON": S5(1); S6(1) et (8); S7(1) et (8); S8(1) et (8).
	2		
	4		
	8		
S3	1	x 10 ³	Exemple 3: F.I. = 10,7 MHz; $f_{LO} > f_i$; prédiviseur par 100; mode de comptage UP. Décalage à programmer = 99 989 300 Interrupteurs à placer sur "ON": S3(1) et (2); S4(1) et (8); S5(8); S6(1) et (8); S7(1) et (8); S8(1) et (8).
	2		
	4		
	8		
S4	1	x 10 ⁴	Pour $f_{LO} < f_i$: Décalage à programmer = 90 000 Interrupteurs à placer sur "ON": S5(1) et (8).
	2		
	4		
	8		
S5	1	x 10 ⁵	Exemple 1: F.I. = 455 kHz; $f_{LO} > f_i$; pas de prédiviseur; mode de comptage UP. Décalage à programmer = 99 954 500 Interrupteurs à placer sur "ON": S3(1) et (4); S4(4); S5(1) et (4); S6(1) et (8); S7(1) et (8); S8(1) et (8).
	2		
	4		
	8		
S6	1	x 10 ⁶	Exemple 2: F.I. = 9 MHz; $f_{LO} > f_i$; prédiviseur par 10; mode de comptage UP. Décalage à programmer = 99 910 000 Interrupteurs à placer sur "ON": S5(1); S6(1) et (8); S7(1) et (8); S8(1) et (8).
	2		
	4		
	8		
S7	1	x 10 ⁷	Exemple 3: F.I. = 10,7 MHz; $f_{LO} > f_i$; prédiviseur par 100; mode de comptage UP. Décalage à programmer = 99 989 300 Interrupteurs à placer sur "ON": S3(1) et (2); S4(1) et (8); S5(8); S6(1) et (8); S7(1) et (8); S8(1) et (8).
	2		
	4		
	8		
S8	1	x 10 ⁸	Pour $f_{LO} < f_i$: Décalage à programmer = 10 700 Interrupteurs à placer sur "ON": S3(1) et (2) et (4); S5(1).
	2		
	4		
	8		

Liste des composants:

- Résistances:
R1 = 10 MΩ
R2, R3, R9 à R16 = 10 kΩ
R4 = 1 kΩ
R5 = 27 kΩ
R6 = 470 Ω
R7 = 1 kΩ
R8 = 12 kΩ
R17 = 33 Ω
R18 = 220 Ω

Condensateurs:

- C1, C2 = 100 pF
C3 = 80 pF ajust.
C4 = 10 μF/16 V tantale
C5 = 1 nF
C6 = 27 nF
C7 = 4 700 μF/10 V
C8 à C10 = 100 nF

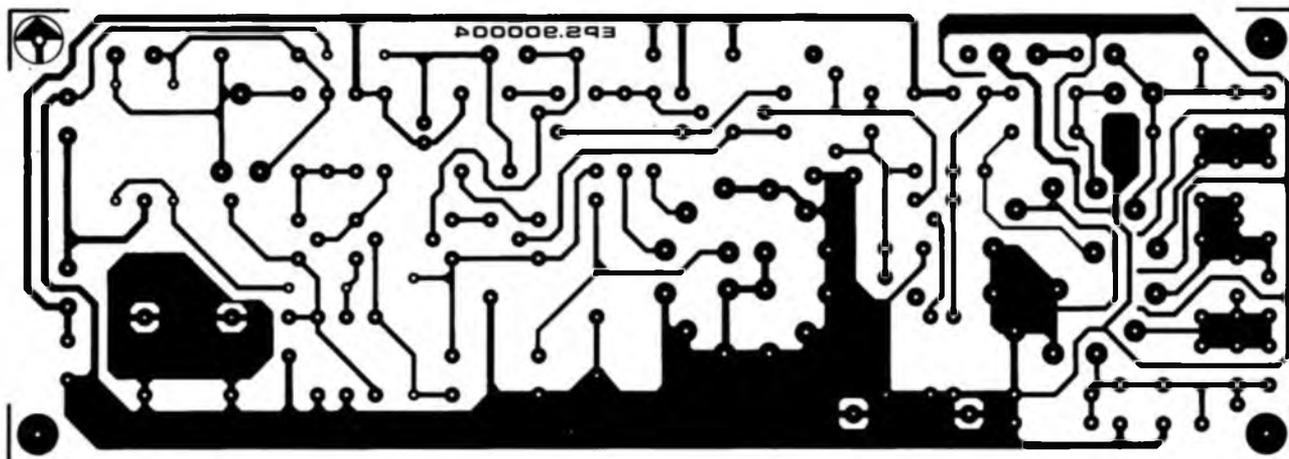
Semi-conducteurs:

- D1 à D32 = 1N4148
D33 à D35 = LED
T1, T2 = BF 4948
IC1 = ICM 7207IPD (Intersil)
IC2, IC3 = ICM 7217IJ (Intersil), ICM 7217PI ou IJ (MAXIM)
IC4 = 4538

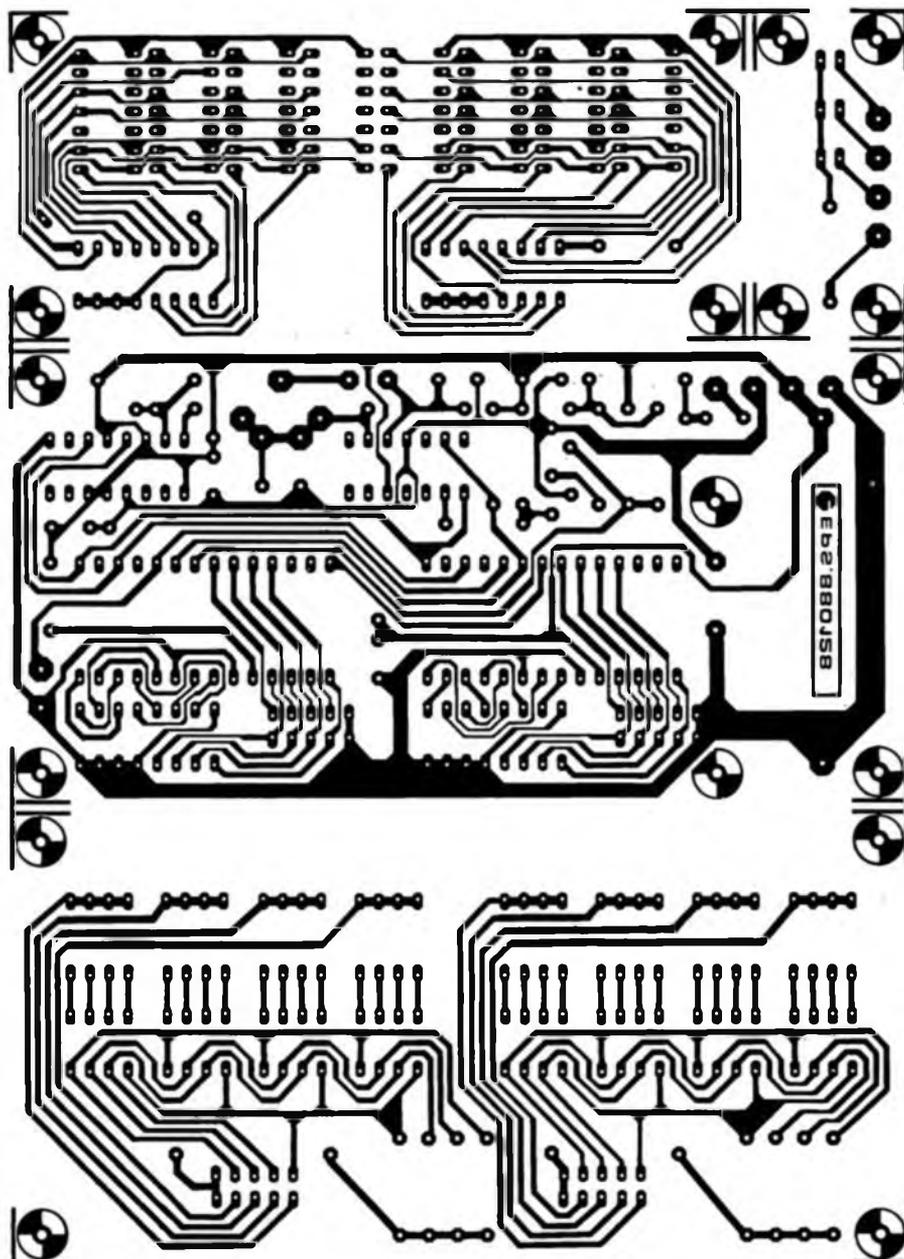
Divers:

- X1 = quartz 6,5536 MHz
K1, K1', K3, K3' = embase HE10 à 10 broches
K2, K2', K4, K4' = connecteur DIL mâle à 16 broches
4 connecteurs femelle autodébrayants à 10 broches pour câble plat (pour K1, K1', K3 et K3')
8 afficheurs à 7 segments à LED (au maximum) à anode commune MAN 72A (General Instruments) éventuellement 8 interrupteurs DIL quadruples

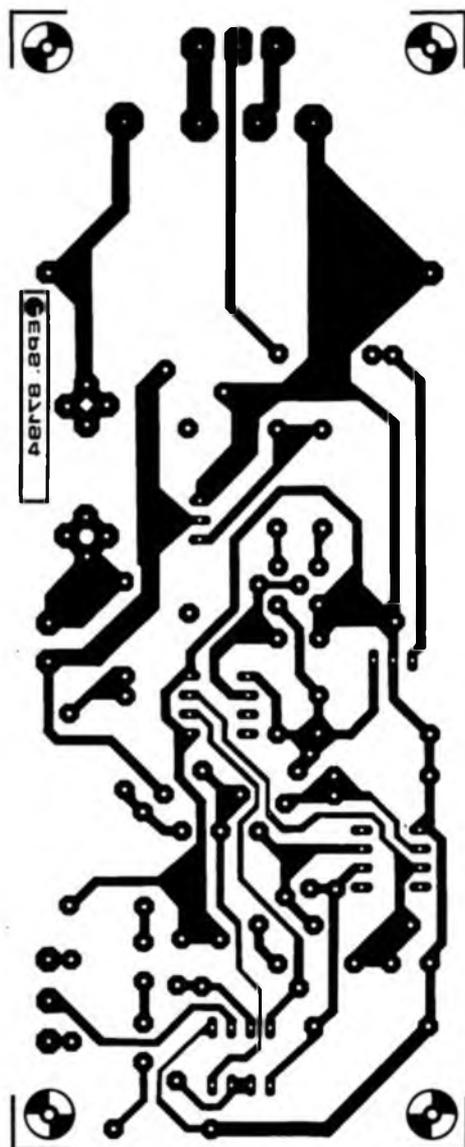
SERVICE



millivoltmètre alternatif



module-fréquence



régulation pour fer à souder ERSA

une enceinte en "béton"

le ciment de la discorde

Le nombre d'articles consacrés aux matériaux à utiliser pour la construction des enceintes acoustiques ne se compte plus. La France se situe, contrairement à d'autres pays, à l'avant-garde en ce qui concerne l'utilisation, pour la fabrication d'enceintes, de matériaux autres que le bois, tels que, par exemple, les matériaux synthétiques (plastique), le béton, voire l'aluminium en nid d'abeille. Nous avons eu la chance de pouvoir procéder au test dans nos laboratoires de l'un des tout premiers prototypes d'une enceinte en béton. Les résultats sont impressionnants au point que nous ne pouvions pas ne pas vous en faire part. Que promet la solidité d'un tel matériau, et l'utilisation du béton a-t-elle vraiment un sens ?

Que faut-il faire si l'on reçoit un coup de téléphone annonçant un colis très spécial: une paire d'enceintes en béton ? Avant même que nous n'ayons eu le temps de répondre à la question précédente, quatre de nos rédacteurs étaient en train de s'échiner à monter au premier étage, c'est là que se trouve (malheureusement) les labos, une enceinte qui ne faisait guère plus d'un mètre de haut. Tant pis pour eux, les nouveautés nous intéressent toujours et... il y a pas de mal à perdre quelques gouttes de sueur au nom de la science, n'est-ce pas ?

Le choix du matériau convenant le mieux à la réalisation d'une enceinte est le sujet de nombreux articles, théoriques pour la plupart. Le matériau utilisé — irrespectueusement dénommé "béton" — et la construction de cette enceinte sont pourtant tellement intéressants que nous avons pensé, après en avoir parlé avec des spécialistes à Componic, qu'il nous fallait vous en donner tous les détails.

Une tâche délicate

Après des années d'expérimentations avec des mélanges de béton de toutes sortes et des techniques de coulée diverses, deux amateurs irréductibles, réalisateurs d'enceintes, sont enfin arrivés à couler, d'un seul bloc, un coffret de structure homogène. Le résultat de l'utilisation d'un mélange de ciment associé à plusieurs additifs est un coffret ayant



des parois d'une très grande rigidité, présentant une atténuation interne importante et une densité considérable. Le moulage des coffrets fait appel à un moule externe durable et à un moule interne dit "perdu" (puisqu'utilisé une fois seulement) en mousse de polystyrène expansé de dimensions adaptées, flottant à l'intérieur le moule extérieur. Pendant la coulée, plusieurs moteurs générateurs d'oscillations à haute fréquence

densifient le mélange de béton pour le rendre plus compact et assurer une densité égale à toutes les parois. Le moulage est effectué en tenant compte de toutes les entailles nécessaires au montage des haut-parleurs, des filtres et autres embases. Même les chevilles filetées nécessaires au montage des haut-parleurs sont déjà mises en places. Le durcissement achevé, on enlève, morceau par morceau, le moule intérieur.

Trouver un processus de fabrication dont le résultat répondait aux exigences posées par le cahier des charges a constitué un exercice périlleux d'une précision extrême au cours duquel il a fallu maîtriser un tas de problèmes.

Les parois extérieures du coffret sont passées à la meule, polies et astiquées ce qui leur donne une apparence "terrazzo" ne rappelant plus le moins du monde le "béton".

Il ne reste plus qu'à réaliser le revêtement intérieur avec un matériau d'amortissement (pour éviter des ondes stationnaires) et à monter le filtre d'aiguillage, les haut-parleurs et la plaque des embases de connexion. Le résultat de tous ces efforts est un coffret d'une rigidité extraordinaire dont le poids surprend... agréablement. La précision de la fabrication et la composition du matériau permettent de réaliser un coffret dont l'épaisseur des parois est la même que celle d'un coffret construit avec de l'aggloméré (il serait même possible de fabriquer un coffret avec des parois plus minces !).

Un tel ouvrage achevé, on est, c'est parfaitement compréhensible n'est-ce pas, impatient de vérifier le résultat en soumettant l'enceinte à des essais. Au bout de quelques sessions d'écoute il était évident que les enceintes en "béton" produisaient un son proprement "inouï", tout à fait différent de celui produit par leurs

"homologues" en bois. Pourtant, les "écoutes subjectives" ne rendent pas la mesure de la différence de qualité entre ce nouveau matériau et son application, par rapport à une enceinte en bois de construction conventionnelle.

Le hasard a voulu que nous ayons au laboratoire deux enceintes Vivace-87 construites en multiplex dont les prototypes des enceintes en "béton" étaient en fait des copies. Il n'y a rien de tel, évidemment, que de faire subir les mêmes tests à des enceintes de formes identiques dotées des mêmes hauts-parleurs et filtres d'aiguillage, pour en avoir le coeur net.

La vibration des parois

La construction d'une enceinte acoustique doit être telle qu'à part les cônes des hauts-parleurs rien ne bouge. Malheureusement cela est plus vite dit que fait. Tout matériau, quel qu'il soit, possède un amortissement interne et entre en oscillation, en fonction de sa structure, de sa composition, de ses dimensions et de la fréquence à laquelle il est soumis. Le matériau idéal pour la construction d'un coffret d'enceinte doit posséder une grande rigidité, présenter un amortissement interne important et n'être ébranlé que difficilement. Si les parois d'une enceinte bougent, elles constituent, comparées à celle du cône du haut-parleur

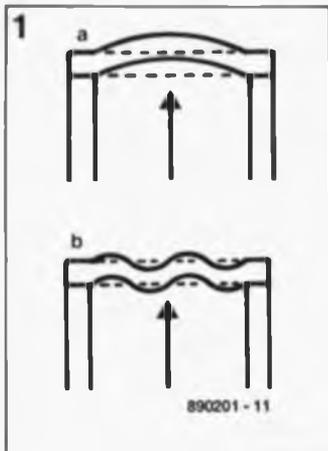


Figure 1. La production acoustique de la paroi d'enceinte peut se faire de deux façons: par flexion (a) ou par oscillation (b).

de grave (le boomer), une surface importante.

Ce rapport, hors de proportion, rend audible le moindre mouvement des parois et cela de façon très nette. La figure 1 nous montre les deux mouvements les plus courants des parois d'une enceinte.

Le plus répandu est l'effet de flexion des parois de l'enceinte (figure 1a), en particulier lorsque la rigidification est insuffisante voire totalement absente. Une surpression ou une dépression à l'intérieur du coffret, produite par le haut-parleur, entraîne un déplacement important vers l'extérieur ou l'intérieur d'une paroi de rigidité insuffisante. Comme la surface de la totalité d'une paroi est beaucoup plus grande que celle du cône du haut-parleur, il est évident que les moindres mouvements suffisent à produire un bruit énorme.

Les ondes transversales sont à la base d'une autre production de bruits inutiles. Le haut-parleur cogne contre la paroi qui, par la suite, produit des résonances ouatées. Ainsi naît une ondulation qui se propage dans le matériau en produisant évidemment un bruit assez important. La fréquence produite dépend des dimensions, de l'épaisseur et du type de matériau constituant la paroi.

Le tableau 1 donne la liste de quelques-uns des matériaux convenant à la construction des enceintes acoustiques, avec leurs caractéristiques les plus importantes. Le nom du matériau utilisé pour la fabrication de notre enceinte en "béton" est *Polycrète*: une contraction du mot "polymère" et du mot anglais "concrete" (= béton). Le module E de ce tableau donne la force nécessaire ($N/m^2 = \text{Newton par } m^2$) pour produire des flexions; sa valeur doit être aussi élevée que possible. La densité d'un matériau fournit une indication quant à l'inertie et cette valeur aussi doit être élevée. Pour être complet nous avons ajouté la résistance à la compression et la

Tableau 1.

Les caractéristiques les plus importantes de quelques matériaux convenant à la réalisation d'enceintes acoustiques.

matériau	module-E [$10^9 N/m^2$]	densité [kg/m^3]	résistance à la compression [N/mm^2]	résistance à la traction/rupture [N/mm^2]
aluminium	70	2800		
béton	5 à 50*	2400	15 à 70***	4 à 8
verre	70	2500		2000
marbre	60 max.	2250	80 à 240	4 à 16
multiplex	1,5 max.	700	< 10	
Polycrète	70	2350	≥ 90	15
polyester	5 à 50**	1200		
acier	210	7800	> 310	
*	en fonction de la qualité			
**	en fonction du pourcentage de verre			
***	35 N/mm^2 pour le béton le plus courant			

résistance à la traction ou à la rupture. Ces deux valeurs n'ont pas de relation directe avec la "qualité sonore" du matériau.

Qu'allons-nous mesurer ?

Le problème le plus grand lors de tests comparatifs entre une enceinte en bois et une enceinte en béton est le suivant: que faut-il mesurer et comment procéder ?

Une méthode parfaitement adéquate consiste à effectuer la mesure des vibrations d'une paroi — provoquées par l'arrivée en butée d'un haut-parleur — dans des conditions telles que ce haut-parleur ne peut diffuser son énergie qu'à travers cette paroi. Les mesures doivent s'effectuer dans une chambre "sourde" où l'énergie totale diffusée par la paroi peut être captée à l'aide d'un microphone de mesure. Nous n'avons malheureusement pas à notre disposition de chambre "sourde" (ou anéchoïde) pour procéder à de telles mesures.

Pour avoir de toute façon des résultats de mesure dignes de ce nom nous avons utilisé un capteur de vibrations à fixer directement sur la paroi, dispositif qui transforme des vibrations en tensions électriques. De cette manière les résultats de mesure sont pratiquement insensibles aux influences de leur environnement direct et par conséquent (assez) fiables. Cette technique de mesure présente pourtant des inconvénients. Le capteur n'est capable de transformer les vibrations qu'à l'endroit exact

de sa fixation. En plus il n'y a pas de rapport entre le taux d'énergie diffusé par le haut-parleur d'une part et des parois d'autre part puisque le capteur de vibrations est incapable de tenir compte des dimensions (les proportions) des parois. Dans la pratique pourtant nous n'avons pas été gênés par ces inconvénients mineurs.

Nous avons procédé à une comparaison entre les résultats de mesures effectuées selon cette technique sur une enceinte Visaton en bois et la fiche de caractéristiques proposée par le fabricant. Nous n'avons constaté que de toutes petites différences négligeables, ce qui nous donnait à penser que notre méthode de mesure était convenable.

Des différences frappantes

Toutes nos mesures sont effectuées à l'aide d'un microphone de mesure, d'un capteur de vibrations, d'un traceur Neutrik et d'un analyseur MLSSA-FFT (*Fast Fourier Transformation* = transformation rapide de séries Fourier). Ce dernier est indispensable aux mesures de ce genre parce qu'il permet l'application d'une impulsion de bruit "complet" aux hauts-parleurs. Cette impulsion peut être utilisée par un ordinateur pour calculer le comportement impulsionnel de l'enceinte et son comportement face aux oscillations décroissantes.

La figure 2 vous montre les premiers résultats de mesures — sous forme de diagrammes en cascade — effectués

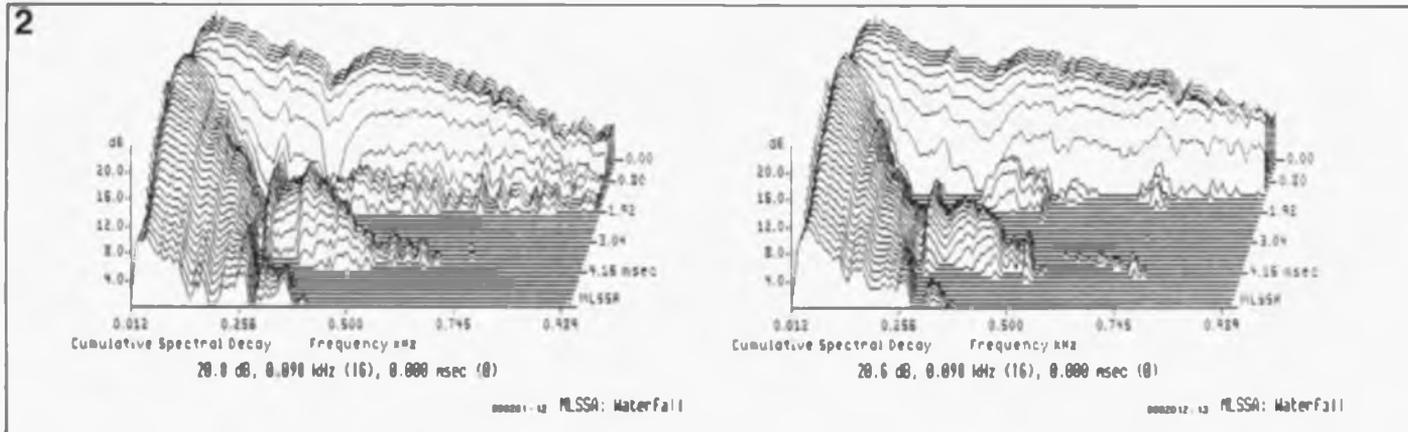


Figure 2. Le comportement d'un haut-parleur de grave d'une enceinte Vivace 87 en bois (a) et d'une Vivace 87 en béton (b), face aux oscillations décroissantes.

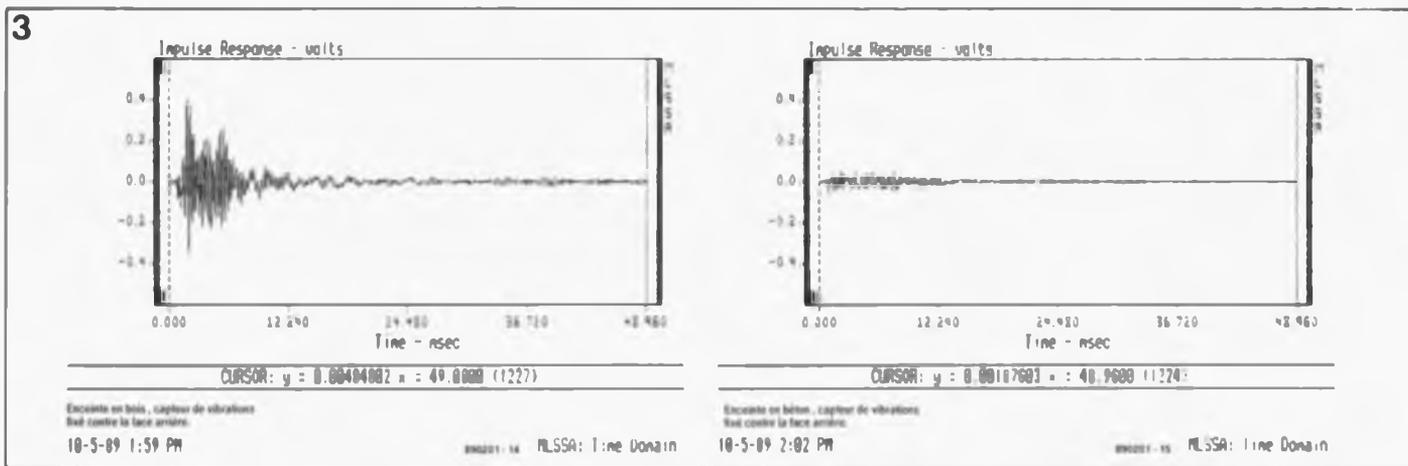


Figure 3. Ces deux graphiques montrent la réaction de la face arrière de l'enceinte au moment de la production d'une impulsion par le haut-parleur de grave. (a: enceinte en bois, b: enceinte en béton).

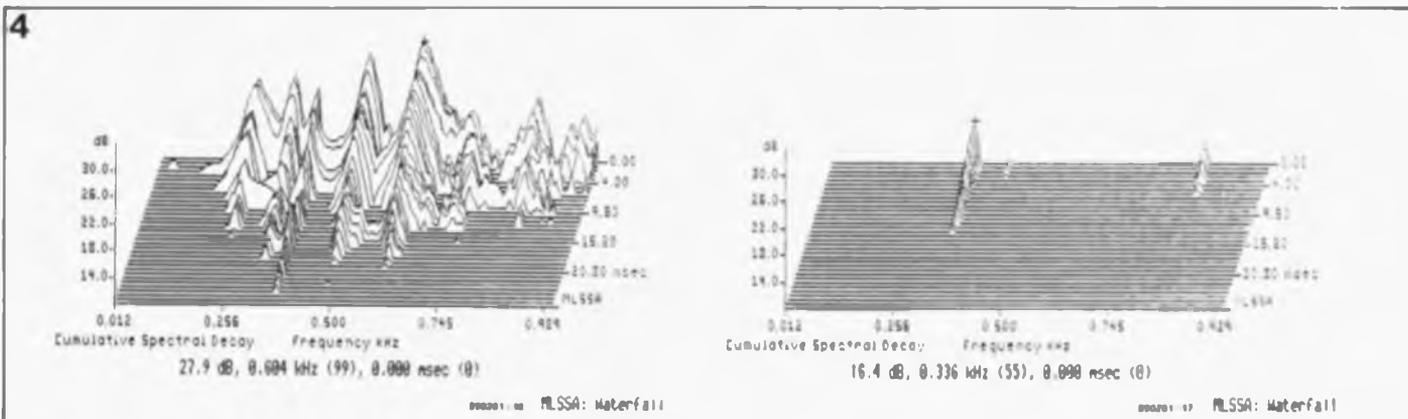


Figure 4. Les différences du comportement de la paroi arrière face aux oscillations décroissantes de l'enceinte en bois (a) et de l'enceinte en béton (b) sont encore plus évidentes qu'en figure 3.

avec un microphone de mesure placé à un centimètre du cône. Un diagramme en cascade visualise le comportement du haut-parleur face aux oscillations décroissantes et cela sur une plage de fréquences définie. La courbe du fond est celle de la réponse en fréquence produite par des moyens "classiques". Comme les deux enceintes comportent des haut-parleurs et des filtres d'aiguillage identiques, les deux diagrammes auraient dû être

identiques eux aussi. Il y a pourtant des différences dans les courbes de fréquence et également dans les parties des diagrammes représentant le comportement face aux oscillations décroissantes. Les mesures "standard" faites à l'aide du traceur Neutrik démontraient néanmoins qu'il n'y avait de divergences entre les deux courbes de fréquences qu'en cas de fréquences entraînant des résonances importantes des coffrets. Ces données nous amènent à conclure que

le comportement de reproduction des graves peut être influencé par les caractéristiques des parois du coffret. Les mouvements des parois sont probablement retransmis au cône de grave par l'air présent à l'intérieur du coffret. Ceci explique le comportement plus désordonné face aux oscillations décroissantes de l'enceinte en bois illustré par la figure 2a, entre les fréquences de 250 et de 1 000 Hz notamment. Nous avons fixé ensuite un

capteur de vibrations au centre de la face arrière des coffrets. Les mesures dévoilaient alors des différences très importantes entre l'enceinte en bois (figure 3a) et l'enceinte en béton (figure 3b). Il est inutile de nous perdre dans les détails des deux graphiques qui représentent la réponse impulsionnelle des deux enceintes. Il est évident que l'enceinte en béton est de loin la meilleure. Les deux diagrammes en cascade de la figure 4 concer-

nent eux aussi des mesures du comportement impulsionnel. Dans la figure 4b vous voyez mieux encore que l'enceinte en béton ne produit que très peu de vibrations et que ces vibrations sont amorties beaucoup plus rapidement que dans le cas d'une enceinte en bois. (Cette caractéristique est propre au Polycrète et n'est certainement pas celle du béton ordinaire.)

Il est intéressant d'étudier la composition des signaux. La première crête produite par l'enceinte en bois est une indication nette du fait que la paroi subit une flexion dans le sens longitudinal. En raison de la présence de quelques cloisons de renforcement il s'y ajoute des effets de flexion dûs à la seconde harmonique de la fréquence, à la largeur de la face arrière et aux structures mixtes diverses. On y retrouve en plus des résonances de la paroi qui ne sont pas très importantes et qui décroissent rapidement. L'ensemble du diagramme ressemble plutôt à un massif montagneux. La part des fréquences plus élevées est

remarquable sachant qu'on s'attend à ce qu'elles soient absorbées aisément par le bois. Cela implique que le coffret joue également un rôle important quant au rendu du médium.

L'enceinte en béton, au contraire, ne montre que très peu d'effets de flexion (figure 4b). Les ondes transversales provenant de la longueur et de la largeur de la face arrière sont à l'origine des deux petites crêtes présentes sur le diagramme. Nous avons vu maintenant que l'enceinte en béton présente un comportement beaucoup plus neutre que celui d'une enceinte en bois. Comme nous l'avons déjà précisé, il est très difficile — lors de tests effectués à l'aide d'un capteur de vibrations — d'établir les relations réciproques des parois et des hauts-parleurs. Nous avons pourtant fait une tentative. Les courbes dans les deux graphiques de la figure 5 montrent ce qui se passe quand on effectue des mesures avec le capteur de vibrations fixé d'une part sur le cône de grave (courbe

supérieure de chaque graphique) et d'autre part sur la face arrière du coffret (courbe inférieure des graphiques). A cause de la masse qu'ajoute le capteur au cône, la courbe indiquant les valeurs mesurées sur le cône de grave n'est pas tout à fait exacte. Elle nous fournit pourtant une impression de la relation qui existe entre les mouvements du cône de grave et les mouvements de la face arrière. Afin d'avoir une indication de la contribution acoustique réelle du coffret entier, il faut comparer l'ensemble de la production acoustique de toutes les parois à celle du haut-parleur des graves. En étudiant les valeurs de vibrations absolues de la figure 5 on s'aperçoit que, pour certaines fréquences, la contribution de la face arrière à la production sonore totale atteint pratiquement 2%. Du point de vue acoustique cela serait certainement pire.

Nos mesures ont démontré nettement que le matériau utilisé pour la construction d'une enceinte est déterminant quant à sa qualité acous-

tique finale. De ce point de vue, les enceintes en Polycrète possèdent des avantages considérables. Dans les plages du grave et du médium ce matériau semble constituer une solution parfaite.

Pour améliorer le comportement d'une enceinte en bois par diminution des vibrations des parois, on pourrait envisager la mise en place de tasseaux ou de cloisons de rigidification et le revêtement des parois à l'aide de plaques bitumineuses.

Nous pensons, un de ces jours si le temps nous le permet, voir s'il est possible de modifier une enceinte en bois de manière à ce que ses qualités acoustiques se rapprochent de celles d'une enceinte en béton. ■

Si vous désirez obtenir de plus amples informations sur les enceintes en Polycrète, vous pouvez vous adresser à:
T.A.F. (Terrazzo Art Fidelity),
Zwingelstraat 23,
NL 5345 XE Oss,
Pays-Bas,
tél.: 04120-34170

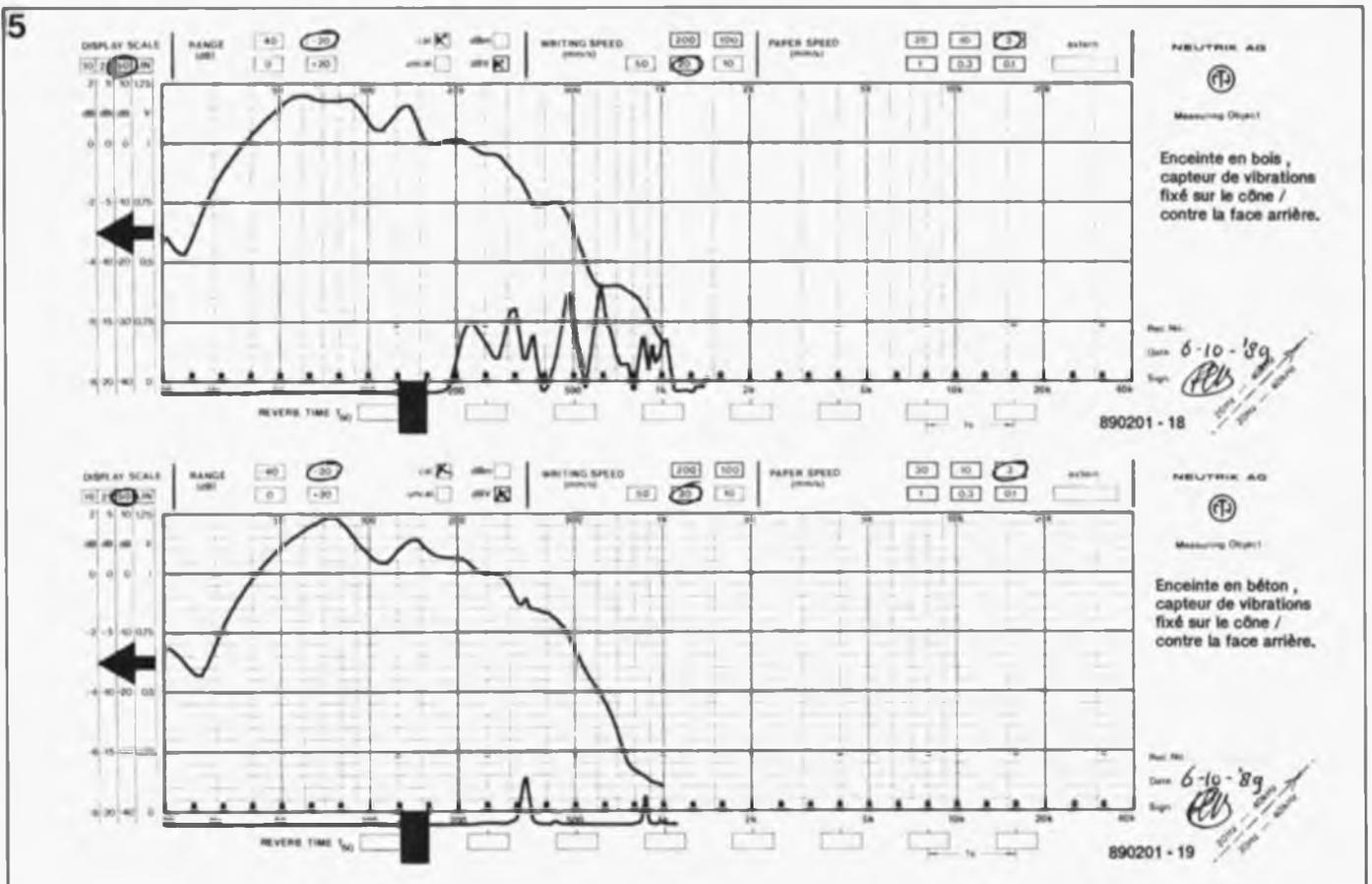


Figure 5. Pour obtenir une indication de la relation entre la contribution sonore de la face arrière et celle du haut-parleur de grave, nous avons fixé le capteur de vibrations sur le cône du grave (courbe du haut) et ensuite contre la paroi arrière (courbes du bas).

initiateur pour imprimante

l'initialisation de votre imprimante au bout du doigt



Les possibilités des imprimantes modernes deviennent de plus en plus variées. Ceci a cependant une conséquence désagréable: changer de but en blanc le statut préalablement défini d'une imprimante sans faire appel au manuel qui l'accompagne est devenu, pour l'utilisateur moyen, une tâche quasi-impossible. L'initiateur, un auxiliaire d'initialisation pour imprimante, objet de cet article permet d'appeler seize réglages de base préprogrammés, par action sur une touche, solution de facilité que ne manqueront pas d'apprécier tous les possesseurs d'imprimantes rustiques aux possibilités de commande par clavier externe limitées.

Supposons, par exemple, que vous veuillez imprimer un logiciel de plusieurs centaines de lignes, écrit en BASIC. Pour apaiser votre conscience d'écologiste convaincu, vous aimeriez gaspiller le moins de papier possible et donc passer en mode "condensé" avec 8 lignes par

pouce: vous pourrez ainsi mettre sur une même ligne toute une série d'instructions. Si vous vous trouvez en mode interpréteur (GWBASIC par exemple) il suffira d'entrer tout simplement l'instruction suivante, à condition que votre imprimante connaisse les codes EPSON :

```
LPRINT CHR$(15);CHR$(27);"0";
```

Le CHR\$(15) représente le passage en mode condensé, le CHR\$(27);"0" (ESCAPE ZERO) correspond à un espacement de 1/8 de pouce entre les lignes.

Vous l'avouerez, une brève action

sur une touche c'est quand même plus simple! N'allez cependant pas vous plaindre, car dans le cas d'un interpréteur l'envoi d'instructions de commande de ce genre directement à l'imprimante reste possible, ce qui est loin d'être le cas pour de très nombreux autres logiciels d'où il est strictement impossible de modifier le réglage de l'imprimante: D.A.O., P.A.O. etc. Dans ces conditions-là, l'initiateur pour imprimante constituera "la" solution à tous vos tracas, ceci à condition, bien entendu, que le programme ne procède pas à une réinitialisation de l'imprimante avant chaque processus d'impression.

Le montage sous forme d'organigramme

Pour une fois, nous n'allons pas, pour vous expliquer dans les grandes lignes le fonctionnement de ce montage, vous proposer de synoptique ou de chronodiagramme; c'est un organigramme auquel nous allons faire appel (figure 1). En l'examinant de près vous constaterez que cet organigramme est en fait une combinaison des deux autres possibilités évoquées plus haut, puisque l'on y donne et la nomenclature des composants et la chronologie des événements.

Le montage prend vie lors... de sa mise sous tension, ce dont vous vous doutiez bien entendu. Très peu de temps après sa mise sous tension le circuit est remis à zéro: dans ces conditions, il se comporte comme une interconnexion physique à 36 lignes pure et simple. L'imprimante garde son statut d'origine défini à sa mise sous tension et l'ordinateur peut envoyer ses données vers l'imprimante sans rencontrer le moindre obstacle. Cette situation ne changera qu'après une action sur la touche S2, qui démarre l'initialisation de l'imprimante. Le flot de données en provenance de l'ordinateur est alors bloqué par le tampon de données IC8 et l'initiateur fait savoir à l'imprimante, au travers de la ligne BUSY, qu'il ne faut plus envoyer de donnée.

Parallèlement, les sorties de données de l'EPR0M (IC7) sont libérées de sorte que l'octet adressé à ce moment précis dans l'EPR0M aboutit à l'entrée de l'imprimante. Il faut également produire une impulsion de validation (STROBE) pour indiquer à l'imprimante que l'octet à émettre est prêt. Comme le début de la première impulsion de validation tombe à l'instant précis de la validation de la donnée en provenance de l'EPR0M, on retarde l'impulsion de validation d'une microseconde pour

être certain que les niveaux appliqués aux lignes de données sont parfaitement stables. Après cette émission de l'impulsion de validation le circuit entre dans une boucle d'attente, puisqu'en fait c'est l'imprimante qui détermine maintenant à quelle vitesse sera traité l'octet qui vient de lui être envoyé. Selon la position donnée au cavalier de court-circuit JP1, le circuit attend le flanc descendant du signal BUSY ou ACK. L'arrivée de ce flanc provoque l'incréméntation du compteur d'adresse de l'EPR0M. Ce compteur démarre toujours son comptage à zéro en raison d'une part de la présence d'un réseau RC de remise à zéro à la mise sous tension (*power up reset*) et d'autre part du fait que le circuit cesse de travailler dès l'instant où le compteur revient à zéro. Dans ce second cas, nous allons suivre la sortie "oui" du bloc

"Les 16 octets ont-ils été envoyés?" et l'électronique retrouve sa fonction de montage de transfert pur et simple qu'elle garde jusqu'à une nouvelle action sur la touche S2. Cependant, tant que le dernier des 16 octets en provenance de l'EPR0M n'a pas encore été envoyé vers l'imprimante, il est possible de produire une nouvelle impulsion de validation. Cette impulsion est déclenchée par l'intermédiaire du signal BUSY ou ACK retardé. Cette courte temporisation donne le temps au compteur d'adresses et à l'EPR0M de prendre le nouvel état — à moins que tous les octets n'aient été envoyés, auquel cas cette temporisation sert à remettre le circuit dans la situation de départ.

16 × 16

Une partie non négligeable de l'électronique, dont on retrouve le

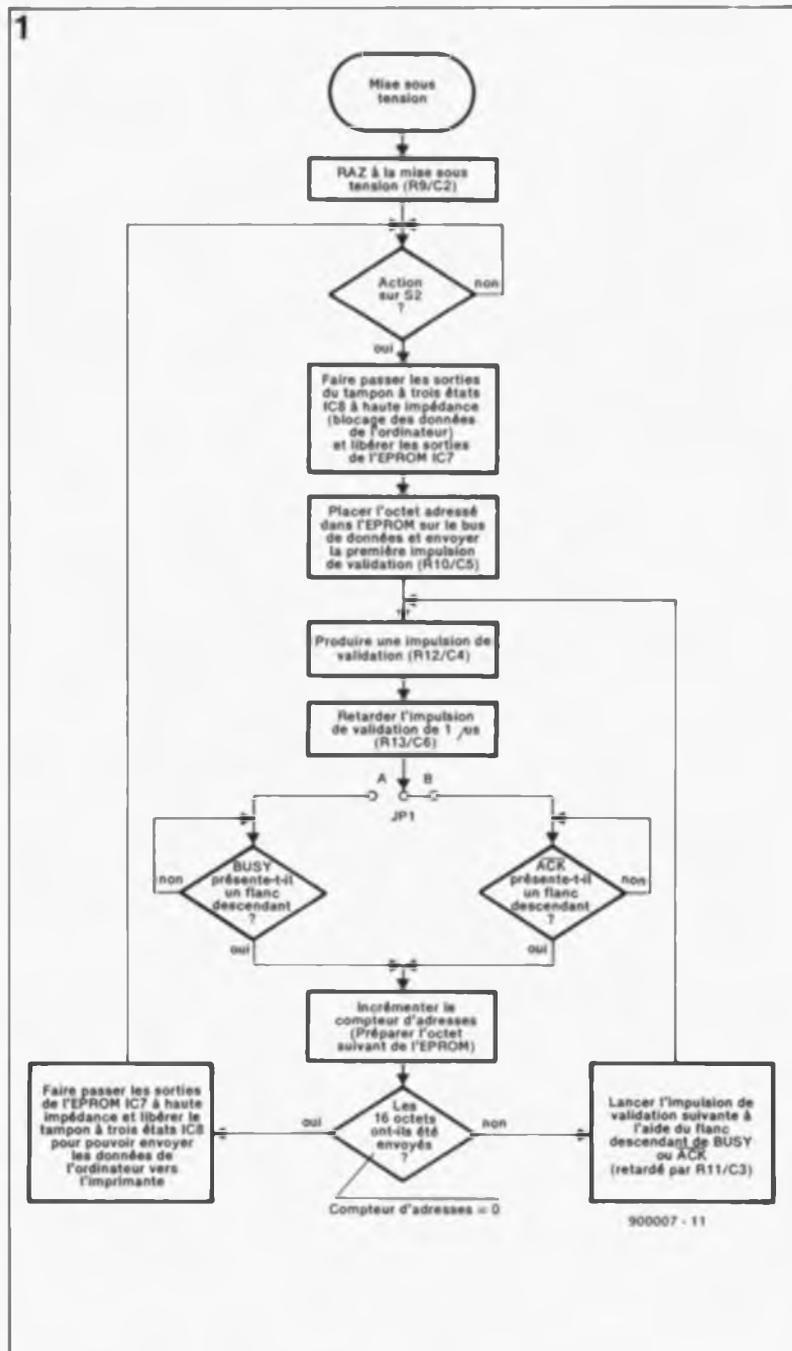
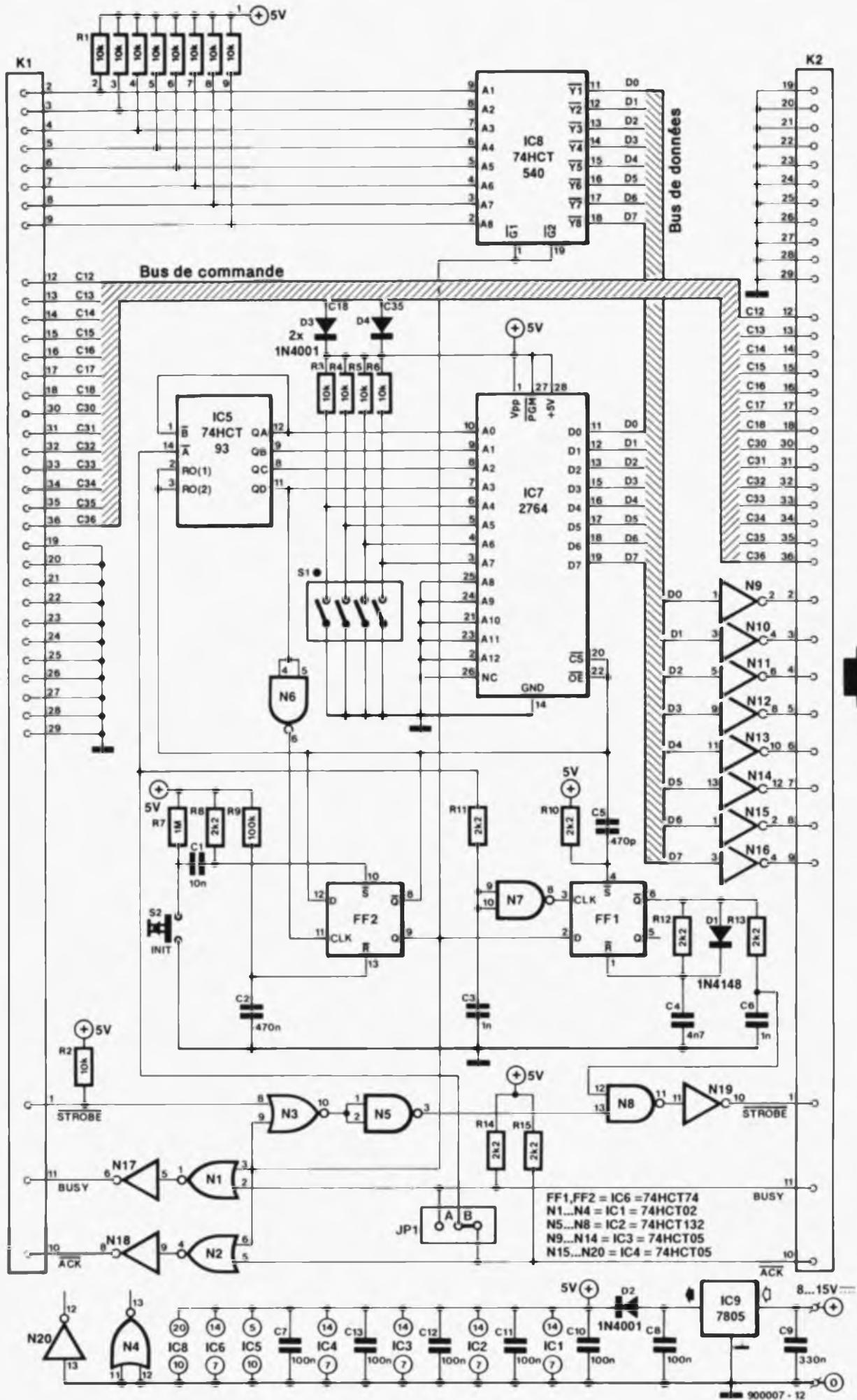


Figure 1. Le fonctionnement de l'initiateur pour imprimante sous la forme d'un organigramme.

Figure 2. L'électronique d'un montage qui ne manquera pas d'intéresser de nombreux possesseurs d'ordinateurs amenés à utiliser fréquemment des formats d'impression différents.

2



FF1, FF2 = IC6 = 74HCT74
 N1...N4 = IC1 = 74HCT02
 N5...N8 = IC2 = 74HCT132
 N9...N14 = IC3 = 74HCT05
 N15...N20 = IC4 = 74HCT05

schéma en figure 2, n'est rien de plus qu'un ensemble de pistes auquel nous pourrions donner l'appellation de bus de commande. Ce bus sert à la transmission, directement d'un connecteur à l'autre, des différents signaux de commande que connaît l'interface Centronics mais dont le montage n'a que faire. Deux de ces lignes, C18 et C35, font exception à cette règle. Elles peuvent être utilisées pour l'alimentation de notre montage. L'utilisation effective de ces lignes dépend du type de l'imprimante utilisée, car elle sous-entend bien évidemment la présence d'une tension positive de 5 V sur la ligne concernée. Cette situation explique la présence des diodes D2, D3 et D4; montées en fonction logique OU, elles servent à la sélection d'un mode d'alimentation ou d'un autre. Via la diode D2, le circuit peut être alimenté par le régulateur de tension IC9 auquel est appliqué la tension fournie par un module d'alimentation par le secteur, ceci dans le cas où l'imprimante ne disposerait pas

d'une broche +5 V sur son connecteur. Le montage est alimenté par l'intermédiaire de la diode D3 si c'est la ligne (broche) C18 qui véhicule la tension d'alimentation, soit par D4 si la tension d'alimentation est disponible en broche C35 du connecteur. Les diodes effectuent un aiguillage automatique du choix de la source d'alimentation disponible. La consommation de courant de l'ensemble du montage ne dépasse pas 50 mA, intensité qui ne devrait pas poser de problème à un module d'alimentation par le secteur quel qu'il soit.

Après mise sous tension de l'alimentation, on aura, comme nous l'a appris l'ordinogramme, une remise à zéro automatique du circuit. Cette fonction est remplie par la résistance R9 et le condensateur C2 qui remettent la bascule FF2 à zéro; cette bascule remet à son tour à zéro le compteur d'adresses, IC5. Le bascule FF1 montée en monostable peut se passer de dispositif de remise à zéro à la mise sous tension puisqu'elle retrouve d'elle-même sa position de repos. Dès cet instant, le montage fait office de simple câble d'interconnexion à 36 lignes. L'ordinateur est relié directement à l'imprimante par l'intermédiaire du tampon/inverseur à sorties trois états IC8, des inverseurs N9 à N16 et des portes prises dans les lignes d'acquiescement BUSY, STROBE et ACK. Les choses ne changeront radicalement que, répétons-le, lors d'une action sur la touche S2.

Cette touche comporte un dispositif anti-rebond, constitué par la résistance R7 et le condensateur C1 et dont la fonction consiste à éliminer les rebonds des contacts de S2. Ce même condensateur associé à la résistance R8 convertit l'action sur la touche S2 en une brève impulsion

destinée à éviter que le cycle d'initialisation ne redémarre immédiatement lorsqu'il est arrivé à sa fin, au cas où l'utilisateur n'aurait pas encore relâché la touche. Une action sur la touche S2 entraîne un positionnement de la bascule FF2, action qui produit une commutation de fonction de l'ensemble de l'électronique concernée. Les sorties du tampon à trois états IC8 sont portées à haute impédance par l'intermédiaire de la sortie Q de la bascule FF2, la bascule FF1 est libérée, l'entrée BUSY de l'ordinateur passe au niveau haut (porte N1 associée à l'inverseur N17), ce qui est également le cas de la ligne ACK (N2/N18). La sortie Q de notre bascule FF2 fait quitter l'état de haute impédance dans lequel elles se trouvaient aux sorties de donnée de l'EPROM et le compteur IC5 est libéré après avoir été remis à zéro. Simultanément, le passage au niveau bas de la sortie Q de FF2 produit, via le réseau RC R10/C5, une courte impulsion qui attaque l'entrée de positionnement de FF1; ceci se traduit par la production de la première impulsion de validation. La durée de cette impulsion est déterminée par la valeur de la résistance R12 et du condensateur C4. Après le positionnement de la bascule FF1, le condensateur C4 se décharge progressivement jusqu'à ce qu'il y ait remise à zéro de la bascule FF1. La sortie Q passe au niveau haut, ce qui entraîne une recharge quasi-instantanée du condensateur C4 à travers la diode D1 de sorte que la bascule FF1 est à nouveau prête à fournir l'impulsion de validation suivante. L'impulsion de validation produite subit un retard d'une microseconde environ, de façon à laisser le temps aux données en provenance de l'EPROM d'atteindre le connecteur K2. L'impulsion est ensuite transmise à l'imprimante par

Liste des composants:

- Résistances:
 R1 = réseau de 8 résistances de 10 kΩ (SIL) ou 8 résistances discrètes distinctes de 10 kΩ
 R2 à R6 = 10 kΩ
 R7 = 1 MΩ
 R8, R10 à R15 = 2KΩ
 R9 = 100 kΩ

- Condensateurs:
 C1 = 10 nF
 C2 = 470 nF
 C3, C6 = 1 nF
 C4 = 4nF7
 C5 = 470 pF
 C7, C8, C10 à C13 = 100 nF
 C9 = 330 nF

- Semi-conducteurs:
 D1 = 1N4148
 D2 à D4 = 1N4001
 IC1 = 74HCT02
 IC2 = 74HCT132
 IC3, IC4 = 74HCT05
 IC5 = 74HCT93
 IC6 = 74HCT74
 IC7 = 2764 (à programmer soi-même)
 IC8 = 74HCT540
 IC9 = 7805

- Divers:
 K1 = embase Centronics femelle à 36 broches
 K2 = connecteur Centronics mâle à 36 broches
 S1 = quadruple interrupteur DIL
 S2 = touche à contact travail telle que Dataswitch (ITW) ou Digitast par exemple

Figure 3. Brochage du connecteur Centronics.

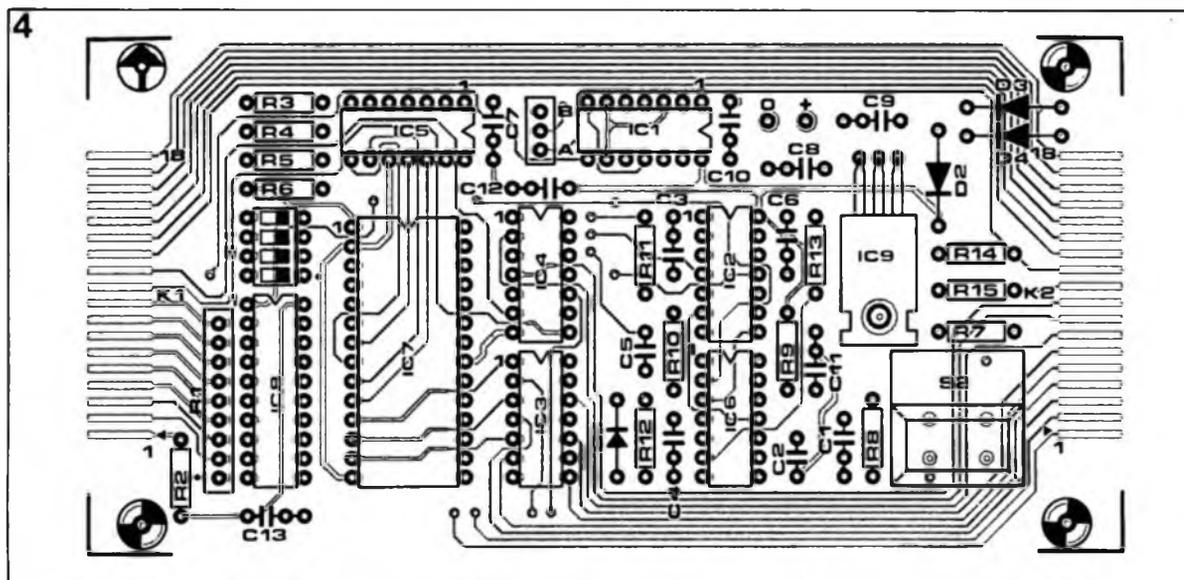
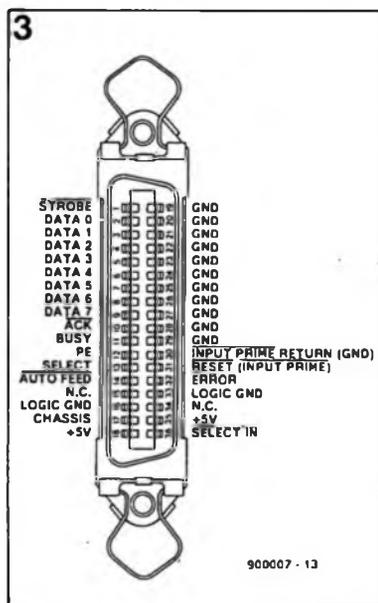


Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants d'une platine dessinée pour l'initiateur pour imprimante.

l'intermédiaire de la porte NAND N8 et de l'inverseur N19.

L'initiateur pour imprimante conserve alors l'état dans lequel il se trouve, dans l'attente des signaux en provenance de l'imprimante. Ce n'est qu'après avoir été informé par l'intermédiaire de la ligne BUSY ou ACK que l'imprimante a terminé le traitement des données que le circuit passe à l'étape suivante.

Le cavalier de court-circuit JPI permet de définir quel est le signal auquel doit réagir le montage. En fait cette sélection n'a qu'une importance relative dès lors que l'imprimante fournit le signal que l'on aura choisi. Dans les deux cas, le flanc descendant indique que l'imprimante a traité les données qui lui ont été envoyées et qu'elle est prête pour l'octet suivant. Ce flanc descendant constitue un signal d'horloge pour le compteur d'adresses IC5 et déclenche une nouvelle impulsion de validation. Pour éviter cependant qu'après l'émission du seizième octet, qui est

également le dernier, il y ait une fois encore production d'une impulsion de validation, le début de cette impulsion subit un léger retard, introduit par le réseau RC R11/C3. Le montage utilise ce bref intervalle pour bloquer la bascule FF1 avant que n'arrive à celle-ci de nouvelle impulsion d'horloge. La fin du cycle d'initialisation est indiquée par le passage au niveau bas de la sortie Q_D du compteur d'adresses (le compteur saute de 16 à 0). Ce changement d'état produit l'application d'une impulsion d'horloge à la bascule FF2 ce qui a pour effet de bloquer la bascule FF1 — l'impulsion d'horloge en cours et transmise par la combinaison R11/C3 reste sans effet. Le changement d'état de la bascule FF2 se traduit enfin par le retour du montage dans sa position de départ.

En vue d'assurer une compatibilité totale du montage avec les normes Centronics, nous avons fait en sorte que toutes les sorties du montage soient à collecteur ouvert; nous avons en outre doté toutes les entrées d'une résistance de forçage au niveau haut (pull-up) de façon à en permettre la commande par des sorties à collecteur ouvert. Le montage comporte en outre quatre résistances de forçage au niveau haut (R3 à R6) et un quadruple interrupteur DIL que l'on utilise pour la sélection de l'une des 16 procédures d'initialisation préprogrammées. S'il est dans vos intentions d'utiliser assez fréquemment différentes procédures d'initialisation, il vaudra peut-être la peine d'envisager le remplacement du quadruple interrupteur par un (ou plusieurs) commutateur(s) présentant un meilleur confort d'utilisation (quatre interrupteurs individuels ou un commutateur à roue codeuse). Vous pourrez alors, par exemple, d'un simple coup de pouce, passer du mode d'impression rapide (*draft quality*) au mode d'impression "qualité courrier" (*near letter quality*).

Les données

Si vous avez terminé la réalisation du montage, par mise en place des composants sur la platine dont on retrouve le dessin de la sérigraphie en figure 4, opération qui n'appelle pas de remarque particulière, il vous restera à programmer les données convenables dans l'EPROM. Le choix de ces données est fonction de vos desiderata et des caractéristiques de votre imprimante. Il vous faudra en tous cas appeler le manuel d'emploi de votre imprimante à votre

rescousse. Le programmeur d'EPROM pourra, s'il est impossible de faire autrement, prendre la forme du **mini-programmateur d'EPROM** décrit dans le numéro précédent d'Elektor (décembre 89). Dans le pire des cas on aura 16 x 16 = 256 octets à programmer. La longueur maximale de chaque procédure d'initialisation est de 16 octets, sachant que c'est là la capacité maximale du compteur d'adresses utilisé sur ce montage. Le quadruple interrupteur DIL permet de choisir un nouveau domaine d'adresses dans l'EPROM. On pourra y programmer une nouvelle procédure d'initialisation. IL est possible de mettre un maximum de 16 procédures d'initialisation l'une à la suite de l'autre. Avant de programmer les données dans l'EPROM il est sage de vérifier l'absence d'erreur et le résultat qu'elles produisent à l'aide d'un petit programme en GWBASIC par exemple, tel celui donné en figure 5. Si le test est satisfaisant, vous pourrez griller les données des instructions DATA en EPROM, après en avoir calculé le complément à FF_{HEX} (FF_{HEX} - donnée_{HEX}; il faut se rappeler que les tampons sont inverseurs; on peut bien entendu travailler en décimal, 255_{DEC} - donnée_{DEC}, sans oublier cependant que la plupart du temps les données seront programmées en format hexadécimal et qu'il faudra donc procéder à une reconversion). Souvenez-vous également que l'initiateur pour imprimante envoie l'ensemble du bloc de 16 octets vers l'imprimante. Si donc la procédure d'initialisation proprement dite est plus courte que ces 16 octets, il faudra mettre dans les octets excédentaires une instruction sans effet sur le réglage de l'imprimante (la valeur zéro convient dans la plupart des cas). On pourra également envisager de remplir l'espace excédentaire d'une procédure en la faisant précéder d'une (ou plusieurs) instruction(s) de remise à zéro, de sorte que l'on se trouve dans une situation de départ parfaitement définie. ■

Figure 5. Il est recommandé, avant de les "griller" en EPROM, de vérifier la correction des données correspondantes à une procédure, en vérifiant qu'elles produisent bien l'effet escompté. On pourra pour cela utiliser un programme simple écrit en GWBASIC par exemple, comme celui-ci. Ici un texte, nous vous en laissons découvrir le libellé, est écrit pour moitié en gras et pour l'autre en condensé.

5

```
10 RESTORE
12 OPEN 'lpt1:' FOR OUTPUT AS #1
20 FOR N=1 TO 16
30 READ X
40 PRINT #1,CHR$(X);
50 NEXT N
55 CLOSE
60 DATA &H1B,&H47,&H00,&H00
65 DATA &H45,&H4C,&H45,&H4B
70 DATA &H0F,&H54,&H4F,&H52
75 DATA &H00,&H00,&H00,&H00
```

Tableau 1. La position de S1 détermine le domaine d'adresses utilisé dans l'EPROM

	Domaine d'adresses des données d'initialisation
0000	00...0F
0001	10...1F
0010	20...2F
0011	30...3F
0100	40...4F
0101	50...5F
0110	60...6F
0111	70...7F
1000	80...8F
1001	90...9F
1010	A0...AF
1011	B0...BF
1100	C0...CF
1101	D0...DF
1110	E0...EF
1111	F0...FF

0 = interrupteur fermé
1 = interrupteur ouvert

Le mois prochain:

- un mini-capacimètre à LCD,
 - un convertisseur A/N à 12 bits encartable dans un PC,
 - PC-radio, un récepteur FM à enficher dans votre PC: confort de commande garanti...
- et le début d'une série d'articles consacrés à l'analogique: le ba.-ba de l'analogique, sans parler de quelques autres articles qui ne manqueront pas d'intérêt.

millivoltmètre alternatif



à bande passante étendue et pas (trop) cher

Lorsqu'il s'agit d'effectuer des mesures en tension continue (D.C. = *Direct Current* disent les Anglais), les multimètres numériques actuels répondent pratiquement à toutes les exigences que puisse poser un utilisateur exigeant. Cependant, dès qu'il s'agit de tensions alternatives (A.C. = *Alternative . . . Current*, cela vous vous en seriez douté), la plupart arrivent à leurs limites dès que la fréquence dépasse 400 Hz. Tout amateur d'électronique se doit de disposer, pour la mesure de signaux alternatifs, d'un millivoltmètre à sensibilité élevée. L'appareil réalisé à l'aide de composants discrets, nous réservons les CMS pour d'autres occasions, que nous vous proposons ici ne coûte pas cher et permet des mesures sur un domaine de fréquences qui s'étend de 20 Hz à plus de 2 MHz.

Soyons honnêtes. Dès que l'on a besoin d'effectuer des mesures dans le domaine audio (au sens large du terme), il est pratiquement impossible de se passer d'un millivoltmètre. Même si l'on fait partie des chanceux, possesseurs d'un oscilloscope, un tel instrument est indispensable. Il simplifie notablement les mesures de niveaux et de fréquences ainsi que les processus délicats d'étalonnage. La lecture précise des amplitudes devient un jeu d'enfant, puisqu'il n'est plus nécessaire de compter le nombre de divisions sur un écran comme c'est le cas avec un oscilloscope, et la nécessité de convertir la valeur de crête disparaît. Un millivoltmètre est plus compact, plus léger et, s'il est alimenté par pile(s), utilisable loin de toute prise secteur. Et, pour finir, il possède une sensibilité nettement supérieure à celle que présente la plupart des oscilloscopes courants.

Lors de sa définition, le cahier de charge de cet appareil posait

comme caractéristiques principales, entre autres exigences, l'utilisation d'un nombre de composants aussi faible que possible, une sensibilité d'entrée élevée de 0,2 mV (200 μ V !) dans son calibre le plus sensible, une parfaite juxtaposition des calibres (pas moins de $2 \times 6 = 12$ calibres !) et une résistance d'entrée suffisamment importante, de 1 M Ω . Le calibre le plus élevé, 60 V, permet de procéder à des mesures de la tension à la sortie d'étages de puissance "costauds", le calibre le plus bas permet lui de s'attaquer aux signaux très faibles fournis par des microphones ou des têtes de lecture.

Pour ne pas en faire un "vilain petit canard" (c'est-à-dire un orphelin, pour ceux d'entre vous à qui l'on a jamais raconté cette jolie histoire), nous l'avons doté du même type de boîtier que les deux premiers rejets de la nouvelle série d'appareils de mesure d'Elektor, l'**inductance-mètre HF** (n°136), et le **traceur de signal BF/HF** (n°138).

Caractéristiques techniques

Calibres de mesure: En tension alternative:	0,2 mV, 2 mV, 20 mV, 200 mV, 2 V, 20 V 0,6 mV, 6 mV, 60 mV, 600 mV, 6 V, 60 V;
Précision: (Avec diviseur de tension à condensateurs de compensation à tolérance serrés) (Avec condensateurs MKT standard (non triés))	1 5 % environ à 2 MHz et 2-3 % à 100 kHz (fonction de l'erreur introduite par le galvanomètre); 2 % env. jusqu'à 15 kHz, jusqu'à 10 % au-delà;
Largeur de la bande passante:	de 17 Hz à 2 MHz (-0,5 db);
Impédance d'entrée:	1 M Ω /10 pF;
Alimentation par pile:	nominale: 9 V maximale: 10 V minimale: 7,5 V;
Consommation de courant:	7,5 mA typique à 9 V.

Amplification discrète

Comme il s'agit d'un appareil de mesure en alternatif uniquement, il n'existe de problème ni de dérive

(drift) ni de compensation (offset). Il n'est pas indispensable, dans ces conditions, de faire appel à des amplificateurs différentiels intégrés prenant la forme d'amplificateurs opérationnels intégrés dans un petit boîtier noir: on peut fort bien arriver à d'excellents résultats avec un montage à transistors réalisé uniquement à l'aide de composants discrets (c'est-à-dire sans le moindre circuit intégré). L'avantage majeur de cette approche est l'absence de problème pour l'alimentation, qui peut se faire à l'aide d'une tension de 9 V; ceci garantit une largeur de bande passante plus qu'acceptable sans que l'on ne rencontre de problème de stabilité ou de progressivité des calibres (qui se juxtaposent parfaitement). Ceci ne peut bien entendu être obtenu qu'à condition de faire appel à un diviseur de tension compensé soigneusement et d'utiliser un dessin de circuit imprimé bien "équilibré".

Le diviseur de tension

est disposé à proximité immédiate

d'un commutateur à six positions monté directement sur la platine. En raison de son excellente disponibilité, nous avons repris le même type de commutateur rotatif 2 circuits/6 positions que pour les deux autres appareils de mesure évoqués plus haut, à la différence près que nous n'utilisons ici que l'un des deux circuits; les contacts du second circuit sont purement et simplement reliés à la masse.

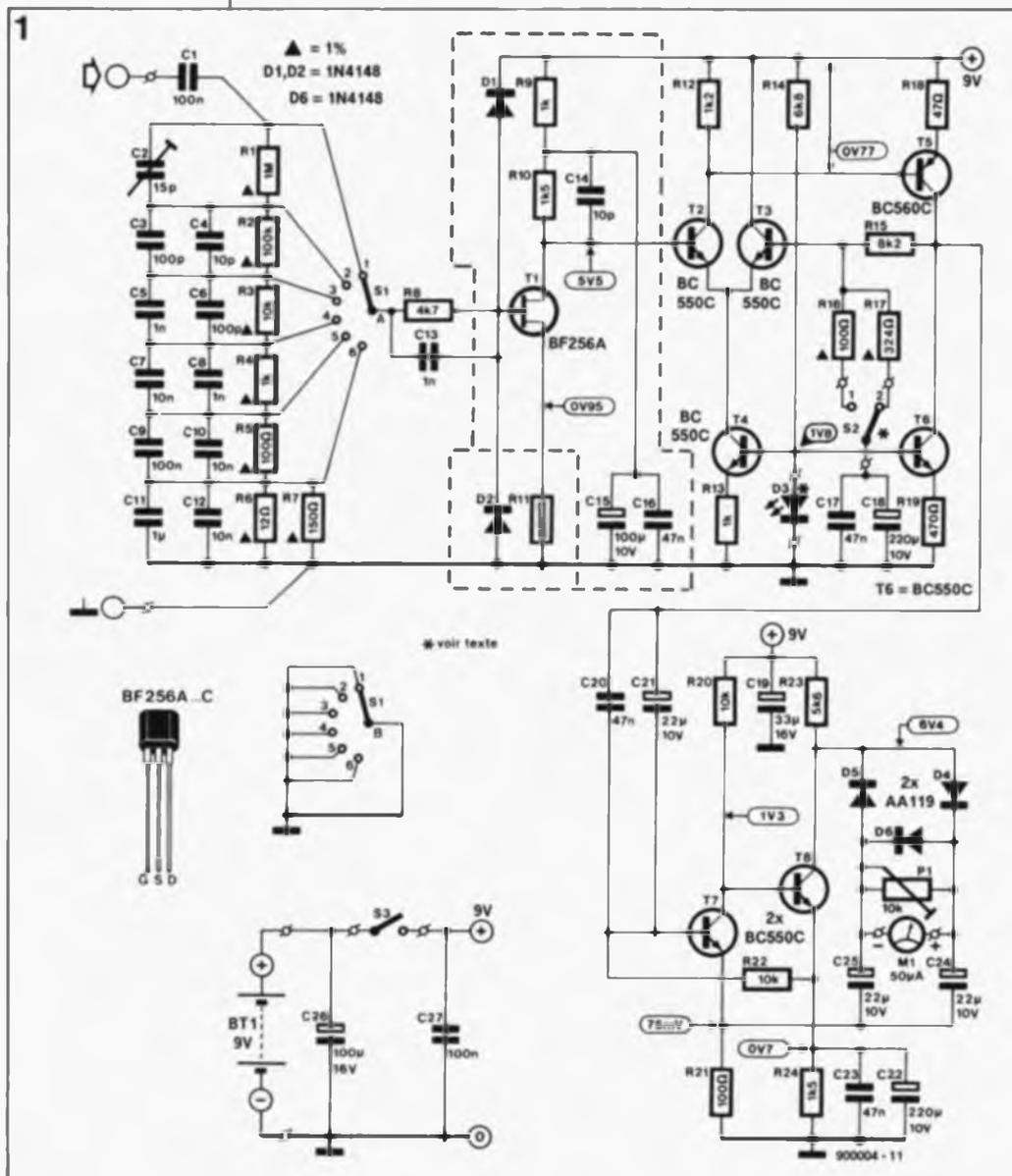
Les condensateurs montés en parallèle sur les résistances du diviseur de tension servent à effectuer une compensation de façon à ce que l'évolution de l'impédance aux fréquences supérieures à 500 kHz soit linéaire. Les condensateurs MKT présentent aux fréquences plus élevées une évolution que l'on ne peut pas qualifier de parfaitement linéaire, ce qui explique la présence d'un condensateur céramique additionnel monté en parallèle sur le premier. Si l'on veut obtenir la compensation optimale, il faudra sélectionner des condensateurs

présentant une tolérance aussi faible que possible. Si vous disposez d'un capacimètre précis à résolution élevée, profitez-en pour vérifier la valeur des combinaisons. La valeur mesurée devrait définir, en combinaison avec la résistance du diviseur de tension correspondante, une constante de temps de 11 μ s.

L'amplificateur d'entrée

basé sur le FET T1, un transistor à effet de champ (FET = *Field Effect Transistor*), reçoit un signal en provenance du contact-mère du commutateur, parfaitement débarrassé de sa composante continue par le condensateur C1. La valeur des composants constituant le diviseur de tension est telle que la tension en ce point atteint, pour un débattement pleine échelle du galvanomètre, soit 0,2 mV, soit 0,6 mV, en fonction de la position de l'inverseur S2 de l'amplificateur de mesure. En raison de l'impédance très élevée que présente la grille d'entrée du FET, celui-ci constitue une charge extrêmement faible pour le diviseur de tension.

Figure 1. Même s'il ne s'agit pas d'audio, le choix de la technologie discrète pour fabriquer un amplificateur présente des avantages lors de la réalisation d'appareils de mesure peu complexes.



Les diodes D1/D2 et la résistance R8 constituent un dispositif destiné à protéger la grille contre une éventuelle surtension; les diodes D1/D2 se trouvent normalement à l'état bloquant et ne deviennent passantes que lorsque la tension présente à la grille atteint quelque +9,6 V ou -0,6 V respectivement. Sur le calibre le plus faible (0,2 mV pour une débattement pleine échelle), cette protection est suffisante jusqu'à une tension de l'ordre de 50 V. Si l'on veut pouvoir affronter des tensions plus élevées encore, il faudrait donner à la résistance R8 une valeur plus importante. Il faut cependant savoir que cette résistance, associée à des capacités parasites (celle de la grille du FET par exemple, ou encore celle des diodes ou des pistes cuivrées), constitue un filtre passe-bas qui limitera la largeur de la bande passante. Pour remédier à cette situation, il existe un condensateur monté en parallèle sur la résistance R8, C13, qui aux fréquences élevées, présente une résistance moindre; cette approche a cependant l'inconvénient de limiter quelque peu l'efficacité du dispositif de protection aux surtensions à fréquence élevée (au-delà de 40 kHz).

La combinaison des valeurs données dans le schéma à la résistance R8 et au condensateur C13 constitue le meilleur compromis entre une largeur de bande passante satisfaisante et une protection convenable contre les surtensions, d'autant plus

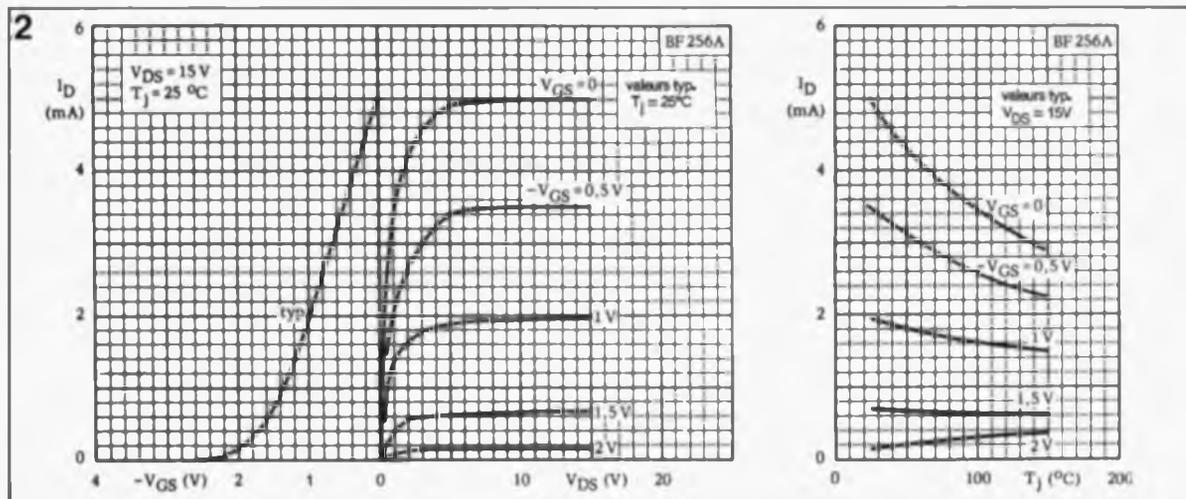


Figure 2. Courbes caractéristiques du FET à canal-n utilisé dans l'étage d'entrée.

que la probabilité est grande que la surtension importante, si surtension il y a, ait lieu à une fréquence inférieure à 40 kHz.

Le FET d'entrée n'est pas pris dans la ligne de réaction de l'amplificateur de mesure monté en aval, mais doté lui-même d'une réinjection, sous la forme de la résistance de source R11. Le gain de cet étage est de 1,5 (fois) environ. La résistance R9 ne remplit de fonction comme résistance de drain que pour le réglage en tension continue; en présence d'une tension alternative, elle se trouve mise, par l'intermédiaire des condensateurs C15 et C16, à la masse et sert alors au découplage de la tension d'alimentation et à l'élimination d'impulsions parasites qui pourraient gêner le fonctionnement de l'étage préamplificateur, dont la caractéristique majeure est une sensibilité très élevée.

Le réglage en tension continue s'effectue par le choix de la valeur de la résistance de source, où la grille se trouve au potentiel de la masse continue à travers le diviseur de tension. Dans ces conditions, la chute de tension sur la résistance de source R11 constitue pour la grille une tension grille-source négative ($-U_{GS}$) qui détermine le courant de drain qui circule par l'intermédiaire des résistances de drain et de source. Cet élément se déduit de la fiche de caractéristique du FET utilisé (figure 2). Comme il nous faut disposer d'une tension de quelque 5,5 V au drain, nous avons, en donnant à la résistance R11 une valeur de 680 Ω , défini à 1,5 mA environ le courant de drain à une tension grille-source $-U_{GS}$ de 1 V approximativement. Il nous faut remarquer cependant que ces valeurs peuvent varier d'un FET à l'autre, même s'il s'agit de transistors FET du même groupe I_{DSS}/U_p ("A" dans le cas présent). En raison de la faible valeur (< 1 mV) de la tension de commande concernée,

cette dispersion de caractéristiques est sans importance.

L'amplificateur de mesure

se compose d'un amplificateur différentiel, constitué par les transistors T2 et T3, et suivi par une sorte d'étage de sortie en classe A. Ces transistors utilisent tous deux, comme résistance d'émetteur, une source de courant qui prend la forme du transistor T4. La source de courant se voit appliquer une tension de polarisation de 1,8 V fournie par un élément de référence, la LED (D3). Sachant qu'une LED rouge ordinaire présente une tension de fonctionnement de 1,5 V seulement, il faudra utiliser ici une LED à haut rendement (*high efficiency*) ou une LED de couleur jaune-orange qui toutes deux connaissent une tension de service proche de 1,8 V. Si la résistance R13 prend une valeur de 1 k Ω , il circulera à travers le transistor T4 un courant constant de 1,2 mA environ. L'étage de sortie utilise lui aussi une source de courant comme résistance-ballast (de charge); il s'agit ici du transistor T6 pris dans la ligne de collecteur de T5. Du point de vue du courant alternatif, cette source de courant représente, pour le transistor T5, une impédance de collecteur importante, de sorte que le gain en boucle ouverte est notablement plus élevé qu'il ne le serait

si l'on faisait appel à une résistance de collecteur ordinaire.

La diode D3 sert à produire la tension de polarisation de la seconde source de tension, de sorte que les transistors T5 et T6 sont traversés par un courant de 2,5 mA environ (tension de 1,2 V divisée par R19, une résistance de 470 Ω).

De par le couplage en tension continue, la tension de drain du FET, comprise entre 4 et 5 V, détermine également le réglage en tension continue de l'amplificateur de mesure. Du point de vue de la tension continue, la contre-réaction se fait de la sortie vers la base du transistor T3 par l'intermédiaire de la résistance R15; ce transistor constitue l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel "discret" que forment les transistors T2 à T6.

L'amplificateur différentiel règle de ce fait la tension continue de la sortie (collecteur T5/T6) à une valeur qui est celle de la tension présente sur la base du transistor T2 (entrée non-inverseuse de l'"amplificateur opérationnel").

Le réglage du gain se fait par rapport à la masse par l'intermédiaire des résistances de contre-réaction R15 et R16 (et R17 si l'inverseur S2 se trouve dans l'autre position); les condensateurs C17 et C18 restreignent, aux tensions alternatives seulement, l'efficacité de ce trajet de contre-réaction. Nous n'avons pas prévu de condensateur pour la compensation en fréquence

Liste des composants:

Résistances:

- R1 = 1 M Ω /1%
- R2 = 100 k Ω /1%
- R3 = 10 k Ω /1%
- R4 = 1 k Ω /1%
- R5,R16 = 100 Ω /1%
- R6 = 12 Ω /1%
- R7 = 150 Ω /1%
- R8 = 4k Ω
- R9,R13 = 1 k Ω
- R10 = 1k Ω 5
- R11 = 680 Ω
- R12 = 1k Ω 2
- R14 = 6k Ω 8
- R15 = 8k Ω 2
- R17 = 324 Ω /1%
- R18 = 47 Ω
- R19 = 470 Ω
- R20,R21 = 10 k Ω
- R21 = 100 Ω
- R23 = 5k Ω 6
- R24 = 1k Ω 5
- P1 = ajust. 10 k Ω

Condensateurs:

- C1,C27 = 100 nF céramique
- C2 = 15 pF ajust.
- C3 = 100 pF styroflex
- C4,C14 = 10 pF
- C5 = 1 nF
- C6 = 100 pF
- C7 = 10 nF
- C8,C13 = 1 nF céramique
- C9 = 100 nF
- C10,C12 = 10 nF céramique
- C11 = 1 μ F
- C15 = 100 μ F/10 V
- C16,C17,C20,C23 = 47 nF céramique
- C18,C22 = 220 μ F/10 V
- C19 = 33 μ F/16 V tantale
- C21,C24,C25 = 22 μ F/10 V
- C26 = 100 μ F/16 V



3

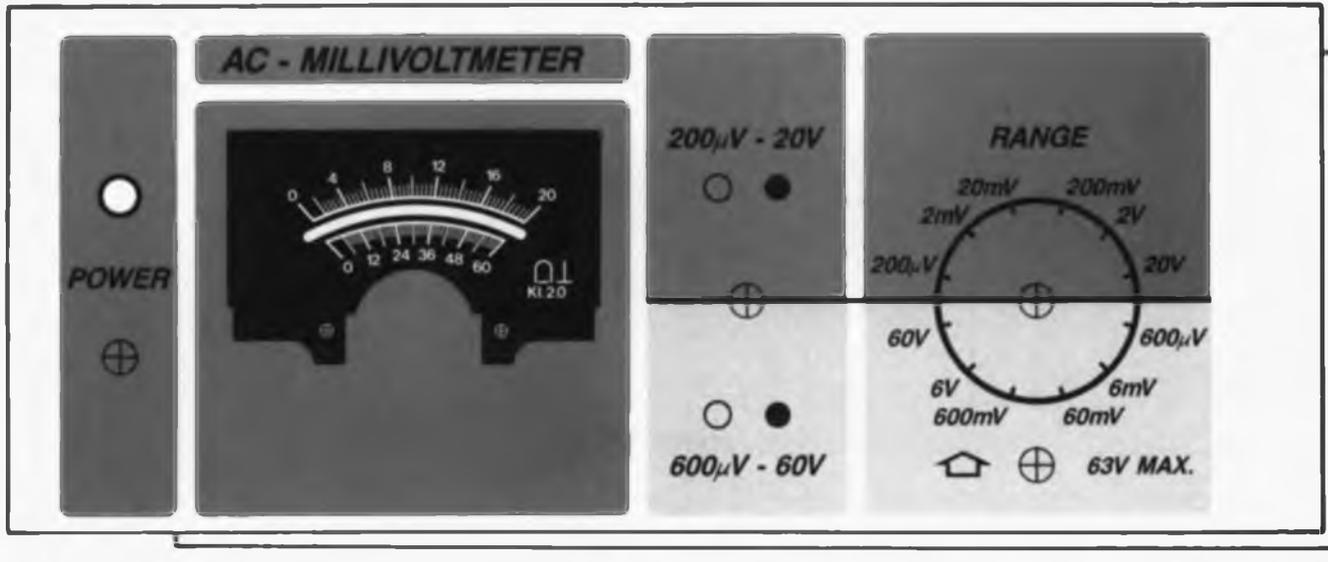


Figure 3. Représentation à l'échelle 1 d'un dessin de face avant pour le millivoltmètre. On notera la double échelle des deux commutateurs.

(hormis le condensateur C14 pris à l'entrée), sachant qu'aux gains élevés normalement rencontrés en fonctionnement, les transistors sont parfaitement stables même en l'absence d'un tel condensateur.

L'inverseur S2 se trouvant en position 1, le gain est de 83; il tombe à 26 (fois) seulement lorsque l'on met cet inverseur en position 2. Cette commutation simple permet, d'une manière à la fois peu complexe et efficace, de doubler le nombre de calibres disponible.

Redressement actif

Le redresseur de mesure est couplé capacitivement par l'intermédiaire des condensateurs C20 et C21. La partie active de ce redresseur prend la forme d'un amplificateur bi-étagé constitué, entre autres composants, par les transistors T7 et T8; dans ce circuit le redresseur et l'instrument de mesure sont pris dans la ligne de contre-réaction de façon à garantir une bonne linéarité. Le résultat de ces mesures préventives est une sensibilité très élevée de 21 mV à l'entrée du redresseur pour un débattement à pleine échelle du galvanomètre. La linéarité de l'échelle reste cependant excellente, comme l'illustre son dessin représenté en figure 3. La possibilité de doubler le nombre de calibres par action sur l'inverseur S2 explique la présence d'une double échelle. Le gain d'ensemble élevé et stable permet de disposer pour le calibre le plus faible d'un calibre de 200 µV. La limite de sensibilité est définie par le niveau de bruit; il est bon de savoir que l'alimentation peut contribuer à ce bruit à concurrence de plusieurs microvolts, ce qui explique, que sur le calibre le plus faible, l'aiguille ne revienne jamais parfaitement à zéro. Les condensateurs C26 et C27 ont

comme fonction de limiter le bruit produit par l'alimentation et de découpler la résistance interne dont la valeur croît rapidement lors de la décharge de la pile.

Le redresseur actif permet en fait une visualisation par l'instrument de la valeur crête à crête (V_{cc}) de la tension d'entrée; avec la résistance ajustable P1 il nous est possible cependant d'appliquer un facteur de correction de forme, de façon à obtenir la visualisation de la valeur efficace. Comme il ne s'agit pas d'une mesure "vraie" de la valeur efficace (ce qui est d'ailleurs également le cas avec n'importe quel multimètre, exception faite de ceux qui peuvent se targuer de l'appellation "efficace vraie" (*true RMS*)), cette conversion n'est exacte que dans le cas de tensions sinusoïdales. Notons que le redresseur proprement dit prend la forme des deux diodes au germanium D4 et D5, la diode D6 ne servant elle en fait qu'à la protection de l'instrument contre d'éventuelles surtensions.

La réalisation et la platine

Si vous avez lu les articles consacrés au **traceur de signal BF/HF** et à l'**inductancemètre HF** publiés ces derniers mois, le millivoltmètre décrit ici devrait vous rappeler quelques souvenirs: dimensions identiques de la platine (figure 4), montage du commutateur directement sur le circuit imprimé, connexions extrêmement courtes entre la platine et le galvanomètre, l'interrupteur S3, et tout particulièrement les embases d'entrée disposées sur la face avant.

Si, pour le "simple" inverseur S2, nous avons également fait appel à un commutateur rotatif, ce n'est pas pour le plaisir sadique de "faire compliqué quand on peut faire simple", mais tout simplement pour

réaliser les connexions les plus courtes possibles par implantation de ce composant directement sur la platine, nous nous mettons ainsi à l'abri des problèmes de stabilité et de largeur de bande passante.

Les commutateurs rotatifs (Lorlin entre autres) comportent une bague de blocage qui permet de limiter, à deux dans le cas de S2, le nombre de positions qu'ils peuvent "balayer". Le commutateur rotatif S1 ne nécessite pas de blocage, il possède 6 positions (doubles). Les axes des deux commutateurs seront dotés de boutons à embase cachécrou et à calotte; l'embase cachécrou sera positionnée de façon à correspondre aux calibres indiqués sur la face avant. Il est alors possible, à l'aide de S2, de voir si c'est l'échelle supérieure ou inférieure du galvanomètre et du commutateur S1 qui est en fonction.

L'entrée prend la forme standard d'une embase BNC; si vos mesures se limitent principalement au domaine audio, vous pouvez fort bien envisager d'utiliser une embase cinch.

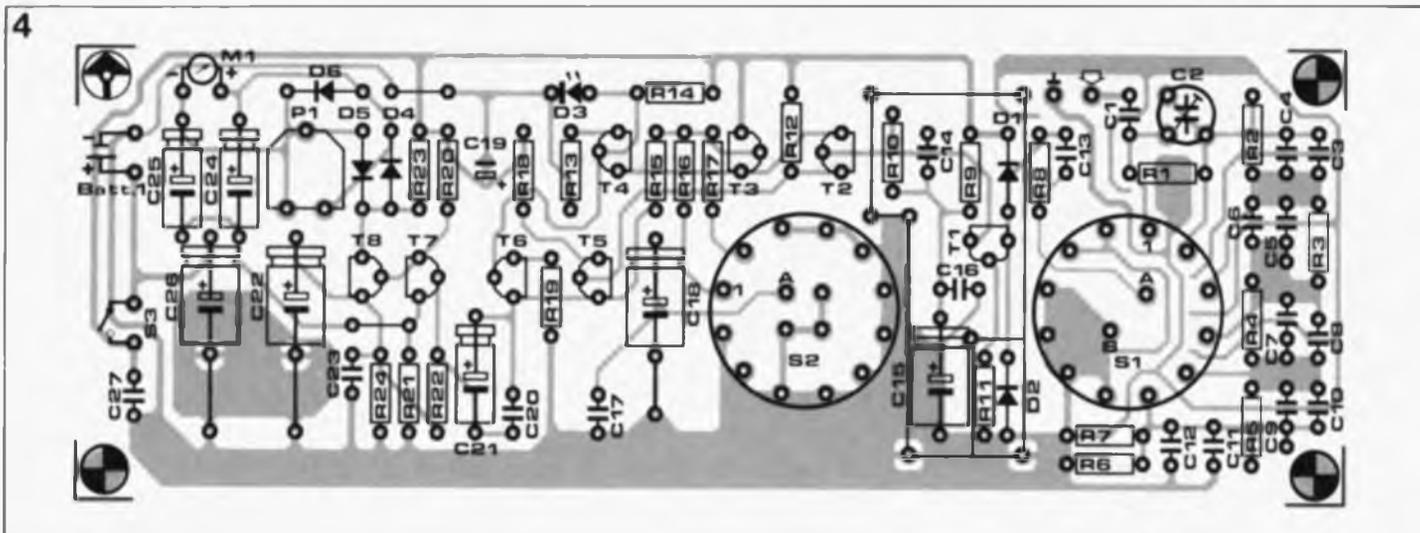
La mise en place des composants sur la platine demande, comme à l'accoutumée, un certain soin, suivi par un contrôle sérieux de la réalisation; il vaut mieux passer quelques minutes à vérifier l'absence d'erreurs que des heures à essayer d'en éliminer l'une ou l'autre. L'utilisation d'un plan de masse intégré sur le côté des pistes de cuivre a permis de réaliser un circuit imprimé à simple face peu coûteux. Il est impératif de veiller à raccourcir le plus possible (sans excès cependant) les connexions des différents composants, en particulier celles des transistors. Après mise sous tension de l'appareil on commencera par vérifier la consommation de courant qui devrait être comprise entre 7 et 8 mA. On

Semi-conducteurs:

- D1, D2, D6 = 1N4148
- D3 = LED (haut rendement ou jaune-orange)
- D4, D5 = AA119 (BAT 85 éventuellement)
- T1 = BF256A
- T2 à T4, T6 à T8 = BC550C
- T5 = BC560C

Divers:

- S1 = commutateur 2 circuits 6 positions, tel que Lorlin 2RSW6 par exemple
- S2 = commutateur 1 circuit 12 positions ou 2 circuits 6 positions ou 3 circuits 4 positions, tel que 1RSW12, 2RSW6 ou 4RSW3, limité à 2 positions *
- S3 = interrupteur miniature simple
- M1 = galvanomètre à bobine 50 µA (tel que Monacor PM2 par exemple) éventuellement boîtier tel que par exemple le LC850 de Elbomec/Telet * voir texte



contrôle ensuite la valeur des tensions aux points indiqués sur le schéma: à l'anode de D3, au point nodal du collecteur des transistors T5/T6 (= pôle positif du condensateur C21) et au collecteur du transistor T8. La tension au point nodal de T5/T6 devrait être de 5 à 6 V, et pratiquement égale à la tension de drain du FET T1. Si la tension relevée s'éloigne beaucoup de la valeur indiquée, il est fort probable que cela soit dû aux tolérances trop larges du FET: la solution à ce problème consiste, soit à remplacer le FET, soit à adapter la résistance de source R11 de façon à mesurer sur le drain de T11 la tension prévue. La tension au collecteur de T8 devrait être de 6,4 V environ; est-il nécessaire de préciser que toutes les tensions sont relevées à la tension d'alimentation prévue, à savoir 9 V. Il y a suffisamment de place dans le boîtier pour y mettre une pile compacte de 9 V avec interrupteur marche/arrêt. Si l'on prévoit une utilisation intensive de cet appareil, on pourra utiliser un coupleur pour 6 piles de 1,5 V, voire, en prévision d'une utilisation permanente au laboratoire, implanter dans la face arrière une embase mâle dans laquelle viendra s'enficher le jack d'un (bon) module d'alimentation secteur fournissant une tension régulée de 9 V.

L'étalonnage

ne fait appel qu'à une seule valeur de tension; les autres calibres resteront alors automatiquement dans la fourchette définie par la précision des résistances du diviseur de tension (1 %).

La première étape de l'étalonnage consiste à ajuster le point zéro du galvanomètre; ce réglage se fait sans application de signal et après avoir mis le commutateur en calibre 60 V. Si l'on dispose d'un générateur de signal sinusoïdal ou d'un générateur de fonction, on lui fera produire une

fréquence comprise entre 100 et 200 Hz, de manière à pouvoir faire appel à un multimètre ordinaire pour effectuer les comparaisons, et l'on joue sur la position de la résistance ajustable P1, en calibre 0,6 mV de préférence, de façon à ce que la valeur affichée corresponde à celle visualisée par l'instrument de référence. Comme il est fort probable que le multimètre utilisé n'ait pas une sensibilité suffisante, il faudra sans doute implanter entre la tension appliquée à l'instrument de référence (0,6 V) et l'entrée du millivoltmètre (0,6 mV) un diviseur de tension de rapport 1000:1 réalisé à l'aide d'une paire de résistances, l'une de 10 k Ω et l'autre de 10 Ω (1 %).

On applique ensuite quelques tensions de valeur située à l'intérieur des limites du calibre concerné pour vérifier la précision de l'échelle. Si l'évolution de l'échelle diffère sensiblement des valeurs de consigne, on commencera par remplacer les diodes D4 et D5. Si vous avez des problèmes pour mettre la main sur les diodes au germanium, vous pourrez tenter votre chance avec des BAT 85 (Philips/Composants/RTC). S'il est, cas extrême et peu probable, impos-

sible d'arriver à un résultat satisfaisant, il restera la solution radicale consistant à adapter l'échelle des diodes.

Comme nous le disions plus haut, si l'échelle des calibres est bonne, les autres calibres dérivent au pire de 1 % l'un par rapport à l'autre - ce qui est une valeur excellente qui ferait honneur à n'importe quel millivoltmètre.

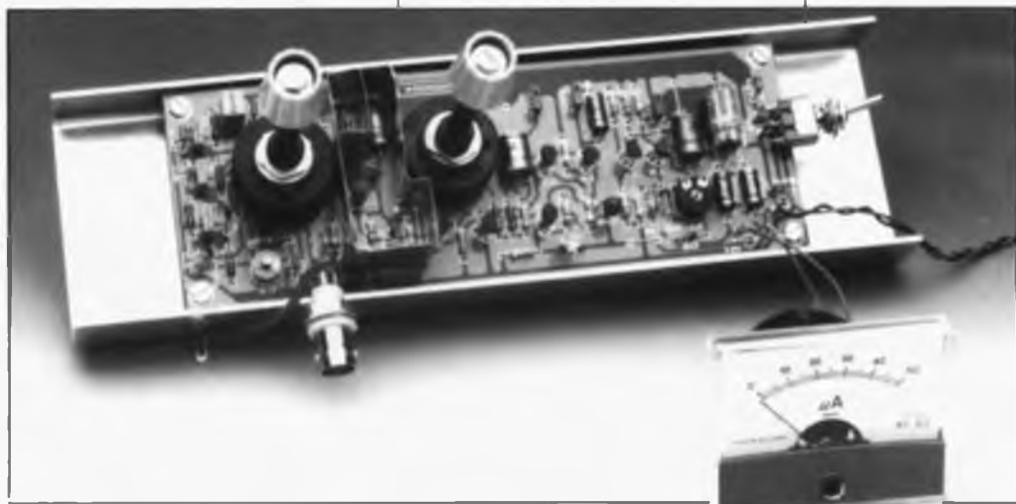
Le condensateur ajustable C2 ne peut être réglé correctement qu'à une fréquence élevée (100, voire, mieux encore, 200 kHz); il faudra donc faire appel à un signal sinusoïdal adéquat ayant une amplitude se situant dans la plage des 200 mV et à un oscilloscope pour effectuer la comparaison. Si l'on ne dispose pas de ce matériel, on pourra ajuster visuellement le condensateur aux 2/3 de sa valeur maximale de 15 pF (entre 10 et 12 pF).

Notons que sur notre prototype nous avons relevé une bande passante -1 dB de plus de 4 MHz et à 2 MHz une erreur de mesure inférieure à 5 %.

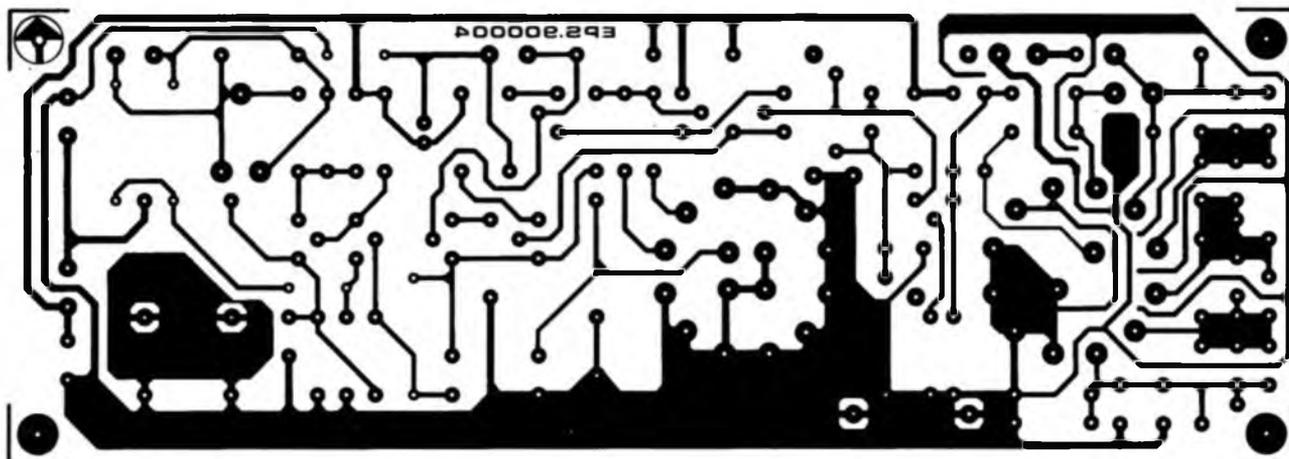
Vous voici armé d'un appareil de mesure supplémentaire qui prouvera son utilité lors de mesures en toutes sortes, audio plus particulièrement. **M**

Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants d'un circuit imprimé conçu pour le millivoltmètre. La combinaison astucieuse des pistes et du plan de masse a permis d'en faire un simple face. On respectera les recommandations données dans le texte.

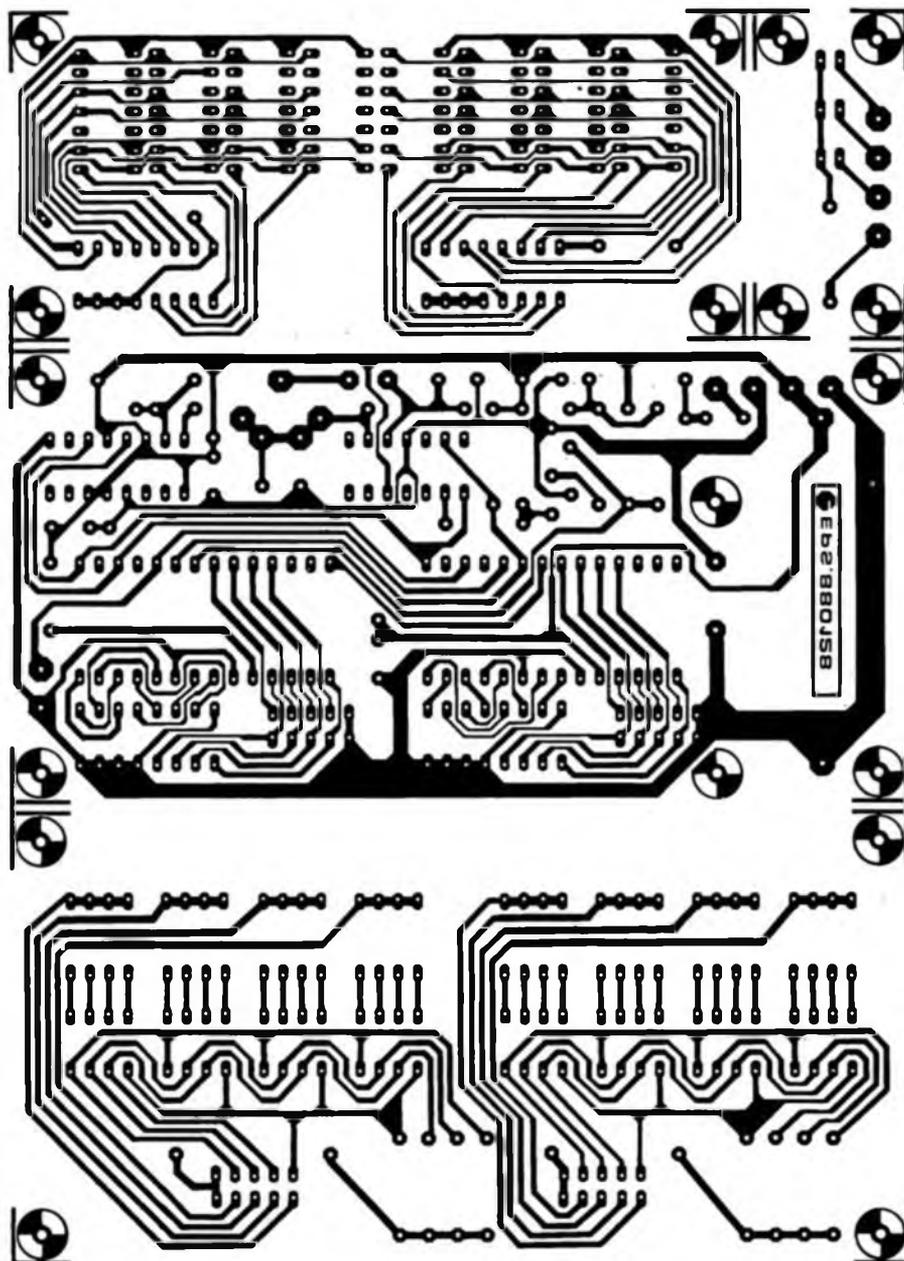
ELBOMEC/TELET
Est représenté en
France par:
ISKRA-FRANCE
27, rue des Peupliers
Zone industrielle des
Peupliers
9200 Nanterres
tél.: (1).47.60.00.29
fax.: (1).47.81.49.16



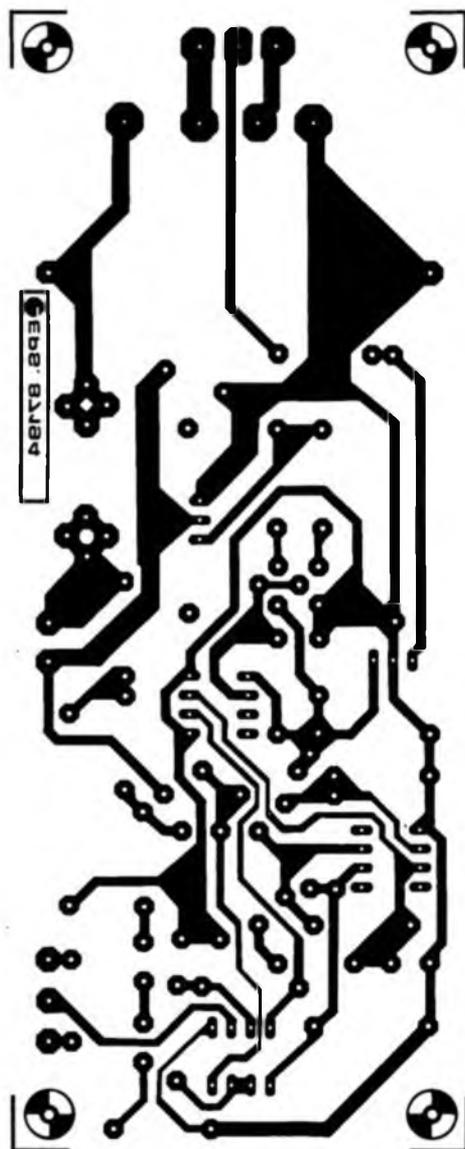
SERVICE



millivoltmètre alternatif



module-fréquence



régulation pour fer à souder ERSA

Le 1^o Mai - ELEKTOR DÉMÉNAGE

Nouvelle adresse



ELEKTOR
Les Trois Tilleuls
BP 59
59850 - NIEPPE
Tél: 20-48-68-04

millivoltmètre alternatif

Elektror n°139, janvier 1990,
page 43...

Le condensateur C1 et la paire R8/C13 sont très (trop) proches l'un de l'autre, ce qui peut se traduire par un transfert, aux fréquences élevées, d'une partie du signal à l'atténuateur. Le résultat est une indication erronée.

Solution du problème:

Ne pas utiliser pour C13 le condensateur aux dimensions les plus importantes que l'on puisse trouver, prendre des composants miniatures. Il faudra en outre placer une petite tôle de blindage entre C1 et C13, tôle que l'on reliera à la masse.

On mettra autant que faire se

LE TORT

peut la paire R8/C13 à l'abri dans un enclos de blindage.

logiciel de commande pour la RAM-CMOS d'un AT

Elektron n°140, février 1990, page 34...

Le diabolin de la composition s'est permis de supprimer tous les " _ " du programme de la figure 1. Heureusement il n'y en avait que neuf. Dans la première ligne le nom du programme est RTC__NVR; la fonction cb_hex et la procédure lecture_RAM

sont les trois sources d'erreur que vous aurez peut-être rencontré lors de la compilation du programme. Désolés!

SESAME

Elektron n°126, décembre 1988, page 26...

tableau 2

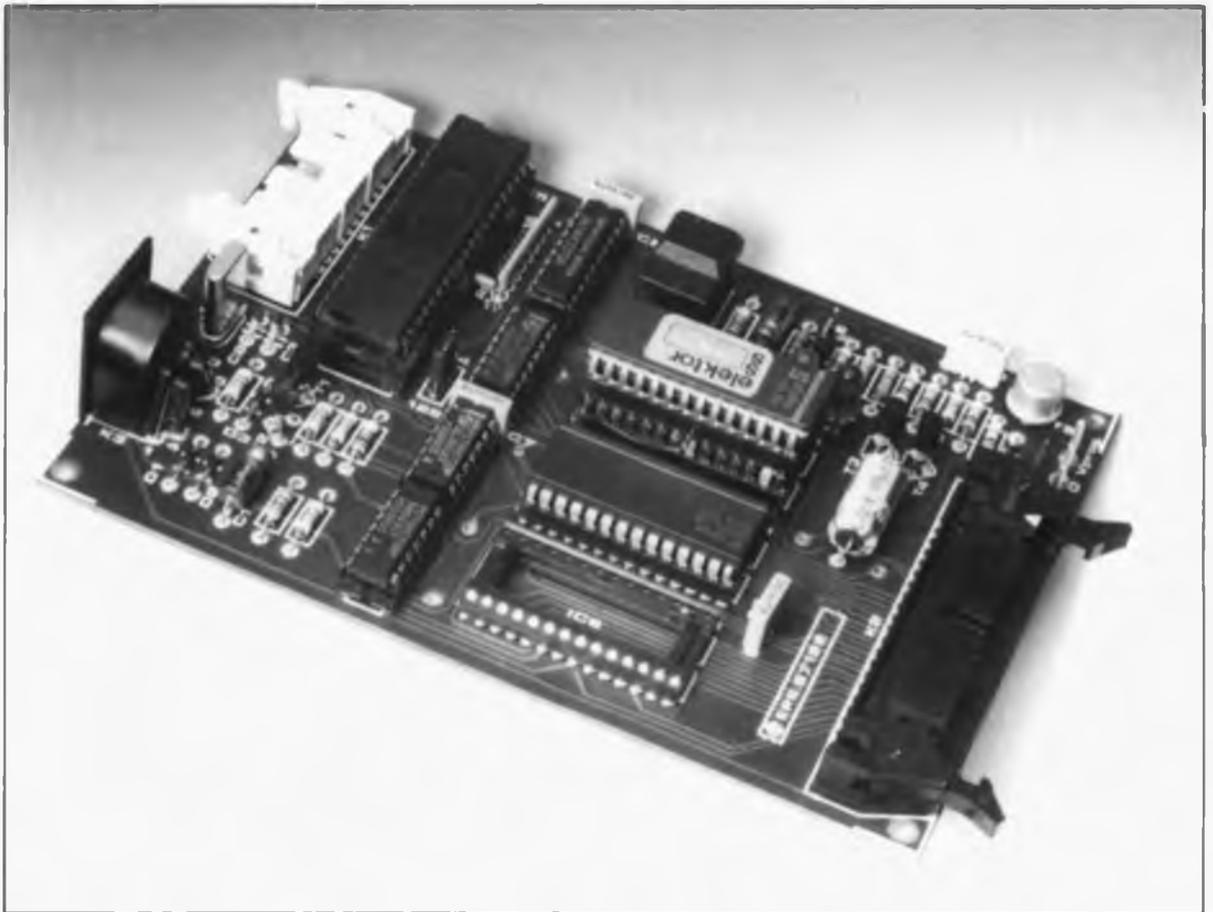
D1	D2	listen	quit
o	o	150	151
i	o	148	149
o	i	146	147
i	i	144	145

o = omise i = implantée

SCALP en CMOS

pour en permettre une alimentation par pile

De tous les montages consacrés à la micro-informatique que nous avons décrits ces dernières années, SCALP, dont l'acronyme signifie (tout simplement) **S**ystème de **C**onception **A**ssistée par un **L**angage **P**opulaire, a été l'un de ceux qui a connu, et qui continue de connaître, le plus grand succès. Des centaines, pour ne pas dire des milliers, de lecteurs d'Elektor ont réalisé ce montage. Ce n'est pas sans raison. En effet, de par son universalité, ce système peut servir à de très nombreuses applications, du contrôle de processus de fabrication, de celui d'appareils en tous genres, de véhicules à hautes performances, souvenez-vous d'AUDACE, au Minitel etc. . . L'objet de cet article est de vous proposer une modification permettant de réaliser l'ensemble du montage en CMOS; dans ces conditions, plus rien ne s'oppose à alimenter le SCALP par pile. . .



Pensons quelques-instants à tous ceux d'entre nos lecteurs qui ont découvert Elektor depuis moins de deux ans. Pourquoi précisément cette période? direz-vous. Tout simplement parce qu'il s'agit du temps qui s'est écoulé depuis la publication des deux articles consacrés à SCALP (voir la bibliographie citée en référence).

Le 8052AH-BASIC est un système de conception micro-informatique complet, un véritable micro-

ordinateur au sens qu'avait ce terme voici moins d'un lustre, basé sur un microprocesseur spécial du type 8052 fabriqué par Intel, qui, comme son nom le laisse supposer, peut être programmé en BASIC. La compacité du système en a permis la mise en place sur une unique carte de format "europe". Nous n'allons pas revenir ici sur les applications et les possibilités de ce système, qui ont été largement développées dans les deux articles cités en référence.

À de nombreuses reprises, il nous a été demandé s'il n'était pas possible d'acheter une version du 8052AH-BASIC en technologie CMOS (*Complementary Metal On Silicium*) pour réaliser une application spécifique. Tous les autres composants du montage existent en effet en version CMOS. Le 8052AH-BASIC n'existe malheureusement pas en version CMOS, lui, et il est fort peu probable que cela ne soit jamais le cas. Nous avons imaginé une solution à

ce problème permettant de disposer d'une version CMOS d'un micro-contrôleur programmable en BASIC. Sachant qu'il s'agit d'un microprocesseur "ordinaire" de la famille MCS-51 d'Intel, "ordinaire" à la différence près qu'il a été doté d'un interpréteur BASIC en ROM, il est possible, en principe, d'utiliser ce logiciel avec tous les processeurs de cette famille. Cette constatation nous a permis d'imaginer une construction permettant de disposer d'un SCALP 100 % CMOS. La consommation totale du SCALP (exception faite de la LED de visualisation de la présence de la tension d'alimentation) tombe ainsi de 150 à quelque 38 mA. Autre avantage de cette solution, un 80C32 associé à une EPROM est sensiblement meilleur marché que le microprocesseur à BASIC intégré.

BASIC en CMOS

La solution au problème évoqué plus haut est à la fois simple et évidente. A l'aide d'un petit programme, dont on retrouve le détail en figure 1, nous allons convertir le contenu de la ROM interne de 8 Koctets en un fichier respectant le format Intel-Intellec, l'un des formats les plus utilisés pour ce genre d'opérations. A travers le canal sériel du SCALP, nous allons transmettre ce fichier vers le terminal auquel le micro-ordinateur BASIC est connecté, un PC avec logiciel d'émulation de terminal par exemple (PROCOMM[®]). Ensuite, à l'aide d'un programmeur d'EPROM, on peut "griller" ce fichier (l'interpréteur BASIC) dans une EPROM (27C64). Le contenu de cette EPROM est alors très exactement le même que celui de la ROM d'un microprocesseur 8502AH-BASIC. Si l'on connecte cette EPROM à un 80C32 (qui est en fait une version CMOS, sans ROM cependant, du 8052), nous disposons d'un ensemble possédant presque les mêmes possibilités que le micro-contrôleur BASIC d'origine. Comme il existe une version CMOS tant du 80(C)32 que de l'EPROM 27(C)64, nous nous trouvons en présence d'une version CMOS de SCALP.

A l'exception des instructions BASIC pour la programmation d'une EPROM, le micro-contrôleur obtenu par cette hybridation possède toutes les possibilités du 8052AH-BASIC.

L'absence de cette capacité de programmation ne devrait pas, à notre avis, constituer de problème, sachant qu'en pratique on fera plutôt appel à un SCALP doté d'un vrai 8052AH-BASIC pour le développe-

ment de logiciel, système qui permet lui, la programmation en EPROM des différentes versions de logiciel nécessaires à un système en cours de mise au point. Une fois le développement terminé et que l'on se trouve en présence de la version définitive du logiciel à embarquer sur le système, la fonction de programmation est devenue inutile, ce qui explique que nous jugions parfaitement acceptable son absence sur la combinaison de substitution (80C32 + 27C64).

Passons aux actes

Jusqu'à présent, notre approche est restée parfaitement théorique; il est temps de retrousser les manches. Que nous faut-il pour pouvoir remplacer un processeur du type 8052AH-BASIC par un ensemble 80C32 + 27C64?

Il nous faut tout d'abord un ordinateur (PC) et un programme de communication lui permettant de fonctionner en terminal, qu'il s'agisse d'un programme de domaine public ou non, tel que le programme PROCOMM[®] 2.4.2 (notons que les versions ultérieures de ce programme ne font plus partie du domaine de la *shareware*). On peut fort bien envisager d'utiliser un

autre type d'ordinateur à condition qu'il puisse remplir une fonction équivalente. Tout ce qu'il nous faut pour cette opération est un programme de terminal (VT52, VT100, ANSI etc.) avec une fonction *log* et *spool*.

Lancer le programme de terminal sur le PC et saisir le programme de BASIC de la figure 1. Attention à ne pas faire d'erreur sur la présence ou l'absence de virgule à la fin des diverses instructions d'impression. Cette virgule sert à supprimer le CR/LF que l'on trouve normalement à la fin de la ligne. Après avoir saisi le programme dans SCALP, on peut le lancer. On pourrait fort bien envisager de le programmer dans l'EPROM implantée sur SCALP. On met ensuite le terminal en fonction de transfert (*log*) et l'on entre l'instruction RUN. Si tout se passe bien, les caractères sont transmis en format Intel de SCALP vers le terminal où ils sont engrangés dans le fichier de transfert (*log-file*). Lorsque tout le fichier a été transmis, il est possible d'en effectuer l'examen à l'aide d'un éditeur. Il faudra commencer par éliminer l'instruction RUN du fichier qui se trouve au début du fichier. Cette opération peut, dans certains cas,

```

1
100 REM .....
110 REM ** INTERPRETER UPLOADER 8052AH-BASIC V1.1 **
120 REM ** OUTPUT FORMAT: INTEL INTELLEC 8/RDS **
130 REM **          : 16 (10H) BYTES/RECORD **
140 REM ** VERSION      : PJR1.0 **
150 REM ** DATE        : 11/10/89 **
160 REM .....

170 STRING 2500,11
180 REM STRINGS FOR DECIMAL TO HEX CONVERSION
190 $( 0)="-0": $( 1)="-1": $( 2)="-2": $( 3)="-3"
200 $( 4)="-4": $( 5)="-5": $( 6)="-6": $( 7)="-7"
210 $( 8)="-8": $( 9)="-9": $(10)="-A": $(11)="-B"
220 $(12)="-C": $(13)="-D": $(14)="-E": $(15)="-F"
230 REM HEADER AND NUMBER OF BYTES PER RECORD
240 $(16)="-10"
250 REM NORMAL RECORDTYPE
260 $(17)="-00"
270 REM LAST RECORD
280 $(18)="-00000001FF"

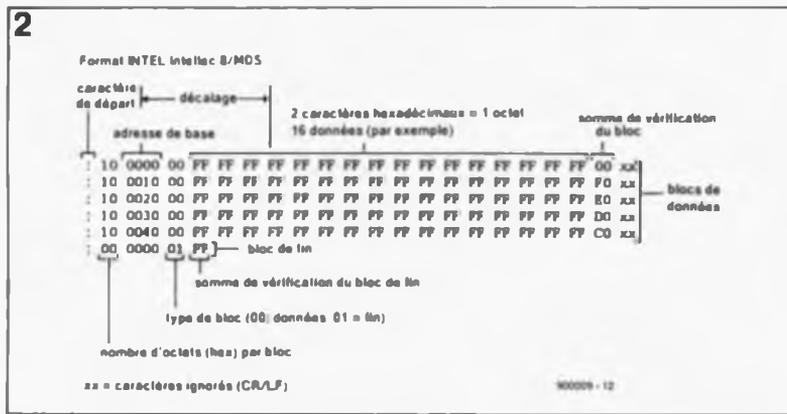
300 REM START UPLOADER
310 FOR BASEADDR=0000H TO 1FF0H STEP 10H
320 REM OUTPUT HEADER AND NUMBER OF BYTES PER RECORD
330 PRINT $(16),
340 REM SPLIT BASE ADDRESS IN HIGHBYTE AND LOWBYTE
350 HIGHBYTE=(BASEADDR.AND.0FF00H)/256
360 LOWBYTE -(BASEADDR.AND.00FFH)
370 REM OUTPUT BASE ADDRESS
380 OUT-HIGHBYTE:GOSUB 1000
390 OUT-LOWBYTE:GOSUB 1000
400 REM OUTPUT RECORDTYPE
410 PRINT $(17),
420 REM INITIATE CHECKSUM
430 SUM=10H+HIGHBYTE+LOWBYTE
440 REM READ 16 INTERPRETER BYTES STARTING FROM BASE ADDRESS
450 FOR OFFSET=00H TO 0FH
460 REM READ AND OUTPUT BYTE
470 OUT-CBY:(BASEADDR+OFFSET):GOSUB 1000
480 REM UPDATE CHECKSUM
490 SUM=SUM+OUT
500 NEXT OFFSET
510 REM CALCULATE AND OUTPUT CHECKSUM
520 SUM=(NOT(SUM)+1).AND.00FFH
530 OUT-SUM:GOSUB 1000
540 REM PREPARE NEXT RECORD
550 PRINT
560 NEXT BASEADDR
570 REM OUTPUT LAST RECORD
580 PRINT $(18)
590 END

1000 REM HEX OUTPUT ROUTINE
1010 REM .....
1020 REM CONVERT OUT INTO A HEX PAIR (HIGH,LOW) AND OUTPUT THE CHARACTERS
1030 HIGH=INT(OUT/16)
1040 LOW=OUT-HIGH*16
1050 PRINT $(HIGH),$(LOW),
1060 RETURN
000008-11

```

Figure 1. Listage du programme, UPLOADER.BAS, qui permet la conversion du contenu de la ROM intégrée du 8052AH-BASIC en un fichier de format Intel-hex disponible sur le canal sériel.

Figure 2. Structure d'un fichier en format Intel que nous avons adopté ici. La majorité des terminaux sont en mesure de traiter ce type de format.



poser quelques problèmes. Le terme RUN se trouve inclus dans le fichier parce que la fonction de transfert est déjà activée lorsque cette instruction est donnée au SCALP.

Le fichier obtenu à l'issue de cette opération possède une longueur de 23 054 octets très exactement; on pourra le griller dans l'EPROM-cible à l'aide d'un programmeur d'EPROM.

Pour vous permettre de vérifier que le transfert du fichier s'est effectué correctement, nous vous en proposons dans le tableau 1 le début et la fin. Il vous suffira de vérifier le fichier que vous avez obtenu correspond à cet exemple. Il est fort probable que si le début et la fin du fichier sont corrects le reste le soit aussi.

Le format Intel-hex

En pratique, les programmeurs d'EPROM peuvent travailler avec différents formats de données dont les plus connus sont l'Intel Intellec, le Tektronix, l'hexadécimal et le binaire. Le format d'Intel est un format que la quasi-totalité des programmeurs du commerce sont en état de traiter, ce qui explique que nous l'ayons choisi. La conversion du contenu de l'EPROM du micro-contrôleur en un fichier hexadécimal Intel se fait à l'aide de quelques routines du programme "UPLOADER.BAS". La structure de base d'un fichier en format Intel est le bloc de 16 octets de données (10_H). Comme on en a l'habitude

dans le monde de la micro-informatique, les nombres en question sont tous hexadécimaux. Chaque début de bloc comporte un caractère de départ (header), un double point (":"). Le nombre placé ensuite donne le nombre d'octets de données que comporte le bloc. Seul le dernier bloc peut comporter moins de 16 octets (10_H). À la suite de cette indication de nombre d'octets on trouve l'adresse du bloc. Lors du passage d'un bloc au suivant, le compteur d'adresse est incrémenté de 16_{DEC}. On peut fort bien sauter des parties complètes du domaine d'adresses. Pour finir, on indique après l'adresse du bloc son type, à savoir s'il s'agit d'un bloc normal ou d'un bloc (tronqué ou pas) de fin. À la fin de chaque ligne de 16 données on trouve une somme de vérification de tous les octets, exception faite du caractère de départ (:). On déduit à raison de la dernière affirmation que les octets de données correspondant à l'adresse et au type de bloc sont eux aussi pris en compte pour déterminer la somme de vérification; celle-ci est en fait le complément à deux de la somme de tous les caractères; seul l'octet de poids le moins significatif du nombre hexadécimal obtenu est utilisé.

Le dernier bloc termine le fichier et présente une structure compacte comme le montre l'exemple. Ceux d'entre vous qui disposeraient d'un programmeur d'EPROM ne comprenant que les formats binaires, peuvent toujours utiliser la possibilité de convertir un format Intel en format binaire.

Le matériel

Nous supposons, à ce point de l'article, que chacun d'entre vous a réussi à transférer le contenu de la ROM interne du micro-contrôleur dans une EPROM. Il ne nous reste plus qu'à réussir la connexion de l'EPROM au micro-contrôleur. Ce transfert d'intelligence nécessite une petite intervention chirurgicale sur le circuit imprimé du SCALP.

Le figure 4 montre le schéma du

SCALP CMOS avec les modifications nécessaires. Le 8052AH-BASIC a fait place à un 80C32 dont la broche 31 a été mise à la masse. Cette modification prend la forme d'un petit morceau de fil de câblage isolé. Avant d'effectuer la connexion de la broche 31 à la masse, il faut interrompre la piste qui, à l'origine, relie sur le circuit imprimé, cette broche à la ligne positive de l'alimentation. À deux lignes près, l'EPROM contenant l'interpréteur BASIC respecte la connexion d'origine des RAM utilisées sur ce montage. Cette situation simplifie notablement l'adaptation car il suffit d'utiliser un support pour circuit intégré que l'on implantera dans le support prévu à l'origine pour la RAM 1, IC4. Avant d'implanter ce nouveau support à l'emplacement prévu (RAM 1) il faudra en replier les broches 22 et 27 à 90°, vers l'extérieur est-il nécessaire de le préciser, (ces broches ne seront donc pas introduites dans les broches correspondantes du support prévu pour la RAM). La broche 27 du support additionnel est reliée à sa broche 28. Ces deux broches sont ensuite reliées à la broche 28 de IC4, RAM 1. On soude un petit morceau de fil de câblage à la broche 22 du support (que l'on a repliée); l'autre extrémité de cette liaison est soudée à la broche 29 (PSEN) du micro-contrôleur. Il faut ensuite relier la broche 1 de IC4 à la ligne positive de l'alimentation (au +5 V). Cette interconnexion est simple: il suffit de relier cette broche, par une technique ou une autre, petit morceau de fil, gros pâte de soudure, sans faire de court-circuit avec la broche adjacente cependant, à la grande surface de cuivre qui passe tout à proximité.

Mise en service

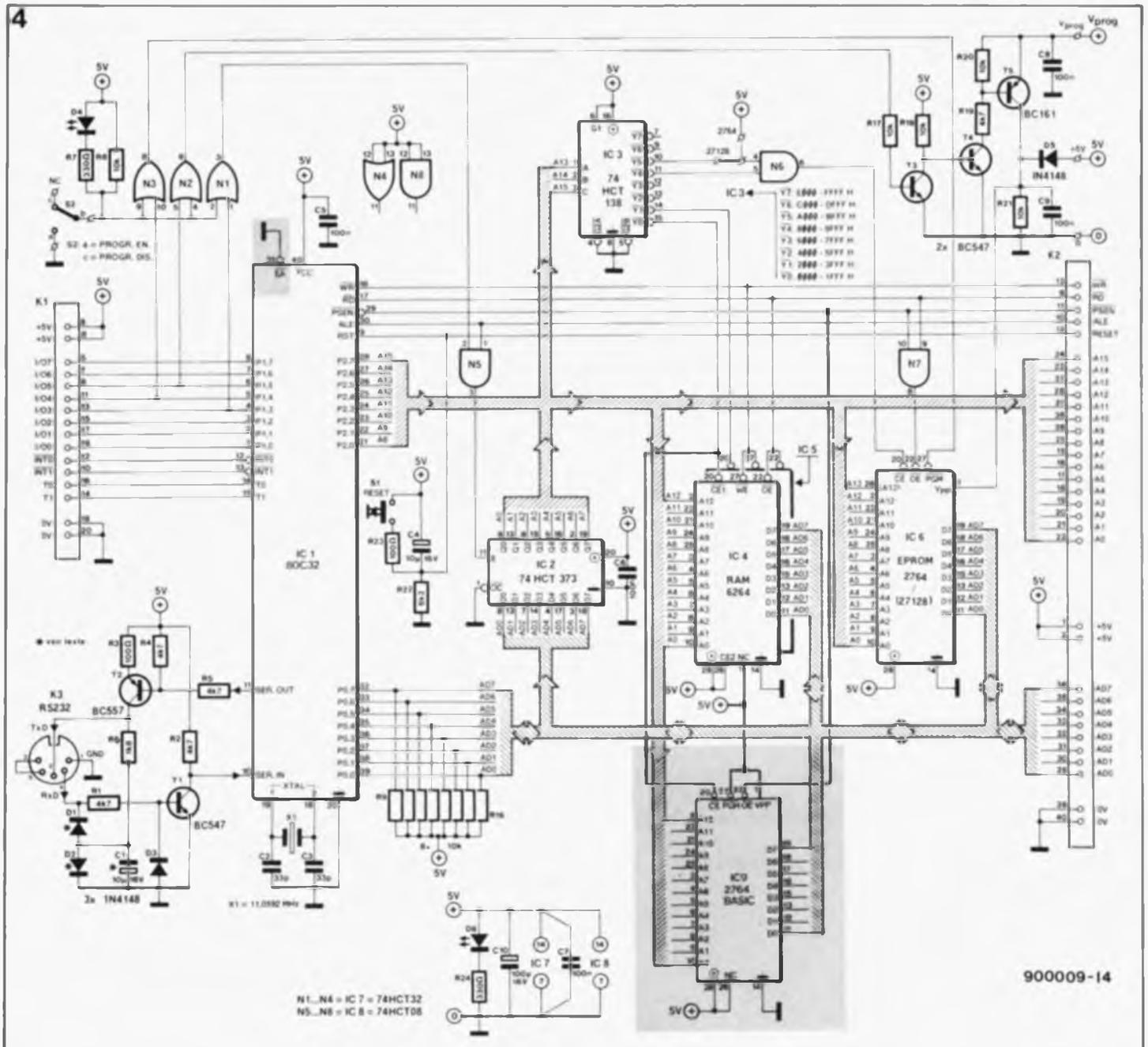
Une fois que vous aurez implanté l'EPROM programmée dans le support prévu à son intention et le 80C32 dans le support destiné à ICI, le montage est prêt à fonctionner. Il reste à fabriquer le câble de liaison entre ce SCALP en CMOS et l'ordinateur servant de terminal, en s'aidant des informations données dans le second article cité en référence.

L'interconnexion établie, il suffit de mettre notre SCALP en "technologie réactualisée" sous tension, d'appuyer sur la touche de remise à zéro, SI, et d'actionner la touche espace. Si l'opération-détrepanation-à-la-Frankenstein a réussi, votre SCALP "seconde génération" devrait fonctionner exactement comme il le ferait avec un 8052AH-BASIC, exception faite, nous l'avons mentionné plus haut, de la

Figure 3. Pour vous permettre de vérifier que tout s'est bien passé lors de la conversion, nous vous proposons ici le début et la fin du fichier obtenu. Il vous suffira de comparer ces informations avec vos propres données.

```

3
:1000000061873720312DC0D0024003C0D0202E1090
:100100002400B20122BC0D0024013C0D0021F7028
:100020000218FCC0D0201F1C024023C0D002402B6D
:10003000021936202608C29630B2FDD2963202202E
:1000400040D216320220501778120E0FE00FD60457
:100050009506D206B9069F139713161198173813EE
:10006000F517131483146F1478138C13C613D2135B
.....
.....
.....
:101FC00045204E554D4245522250524F4D204D4FC7
:101FD0004445222A4D43532D153128746D29204222
:101FE000415349432056312E312A22B16CB41A0074
:101FF000400122B43000B3224552524F523A2022BF
.00000001FF
000000 - 13
    
```



900009-14

possibilité de programmation d'une EPROM. Vous devriez lire sur l'écran de votre terminal:

*MCS-51(tm) BASIC V1.1
READY

>
En ce qui concerne la fonction de programmation d'EPROM, il faudra mettre l'inverseur S2 en permanence en position "PROGRaMming DISable" ce que l'on pourra réaliser simplement en remplaçant cet inverseur S2 par un pont de câblage établi entre les points "b" et "c" ou plus simplement encore en évitant toute intervention au niveau de S2. ■

Littérature:
8052AH-BASIC (V1.1) 1^{ère} et 2^{ème} parties, *Elektor* n°113 et 114, novembre et décembre 1988
L'AUDACE de SCALP, *Elektor* n°123, septembre 1988

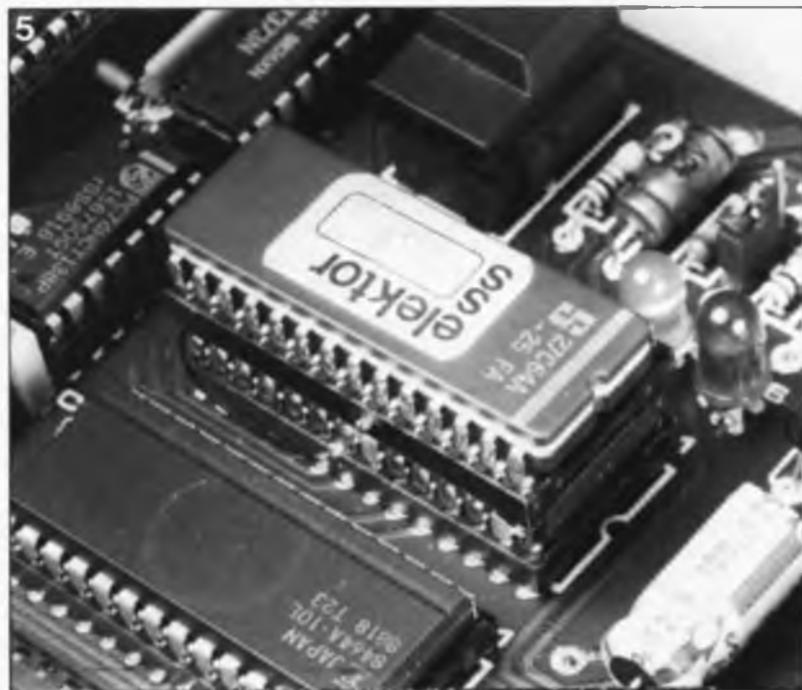


Figure 4. Schéma du SCALP "nouvelle technologie". Les modifications apportées sont rendues en gris et en gras. Associé à une EPROM convenablement programmée, un 80C32 peut maintenant remplacer un 8052AH-BASIC "énergie-vorace".

Figure 5. Vue rapprochée du montage en gigogne nécessaire pour pouvoir mettre l'EPROM à un emplacement prévu à l'origine pour une RAM.

récepteur FM à 4 transistors

réalisation d'un "super" simple

Les récepteurs couvrant la plage des fréquences au-delà des 30 MHz comportent en général un nombre important de semi-conducteurs. Il existe pourtant des récepteurs construits à l'aide de quelques transistors seulement, que l'on appelle "superregs" (de super-régénérateur). Les performances de ces récepteurs se limitent, hélas, au strict minimum.

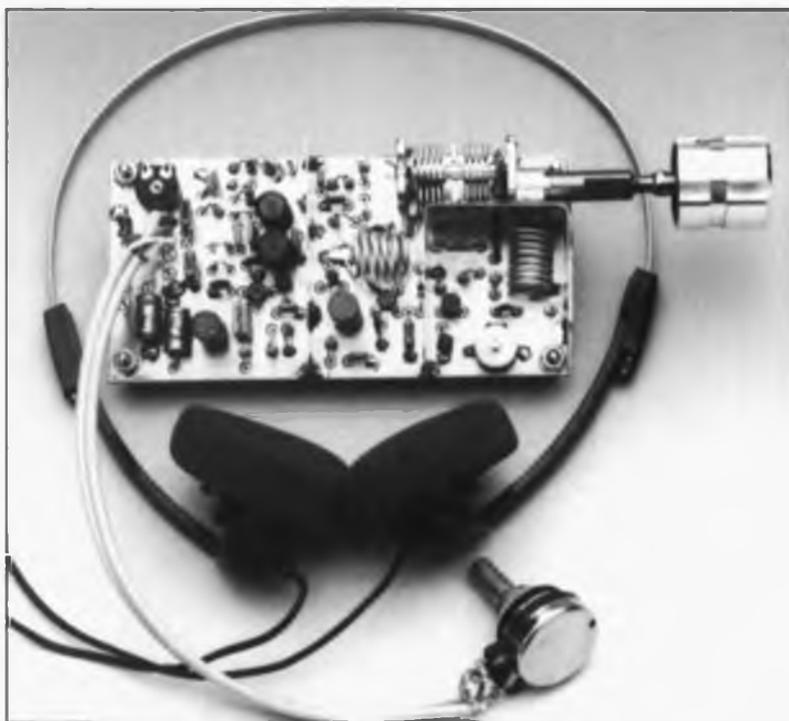
Il est possible néanmoins de construire un récepteur de bonne qualité et d'une sensibilité de réception satisfaisante en faisant appel à un nombre de composants très limité: un vrai récepteur FM ne comportant que 4 transistors.

Le type de récepteur qui convient le mieux à la plage des fréquences très très (ou ultra) hautes (U.H.F. = *Ultra High Frequencies*) est le superhétérodyne, en raccourci, un "super". Le nombre important de circuits modulaires que comporte en règle générale ce type de récepteur constitue son unique inconvénient.

Examinons un superhétérodyne en commençant par l'étage d'entrée. Pour obtenir un signal suffisamment puissant à l'entrée du mélangeur (qui combine la fréquence de l'émetteur et celle de l'oscillateur en une fréquence intermédiaire, la F.I.) il faut amplifier le signal arrivant de l'antenne. Un filtrage du signal est nécessaire pour supprimer les fréquences-miroir qui naissent, qu'on le veuille ou non, à la suite du mélange des deux fréquences mentionnées ci-dessus. La présence d'un oscillateur — de préférence réglable — est indispensable au fonctionnement de l'étage du mélangeur. Pour achever cette énumération il faut encore ajouter un amplificateur de fréquences intermédiaires avec démodulateur, dont la bande passante n'est pas plus large qu'il n'est absolument nécessaire et dont le gain est au contraire le plus important possible.

La structure physique de la plupart des récepteurs superhétérodynes est telle que nous y retrouvons au moins un transistor pour chaque circuit modulaire et, neuf fois sur dix, plusieurs même pour l'amplificateur de F.I.

En faisant appel à toutes sortes d'astuces, nous sommes arrivés à réaliser un récepteur "super" qui ne comporte qu'un minimum absolu de composants, choisis soigneusement.

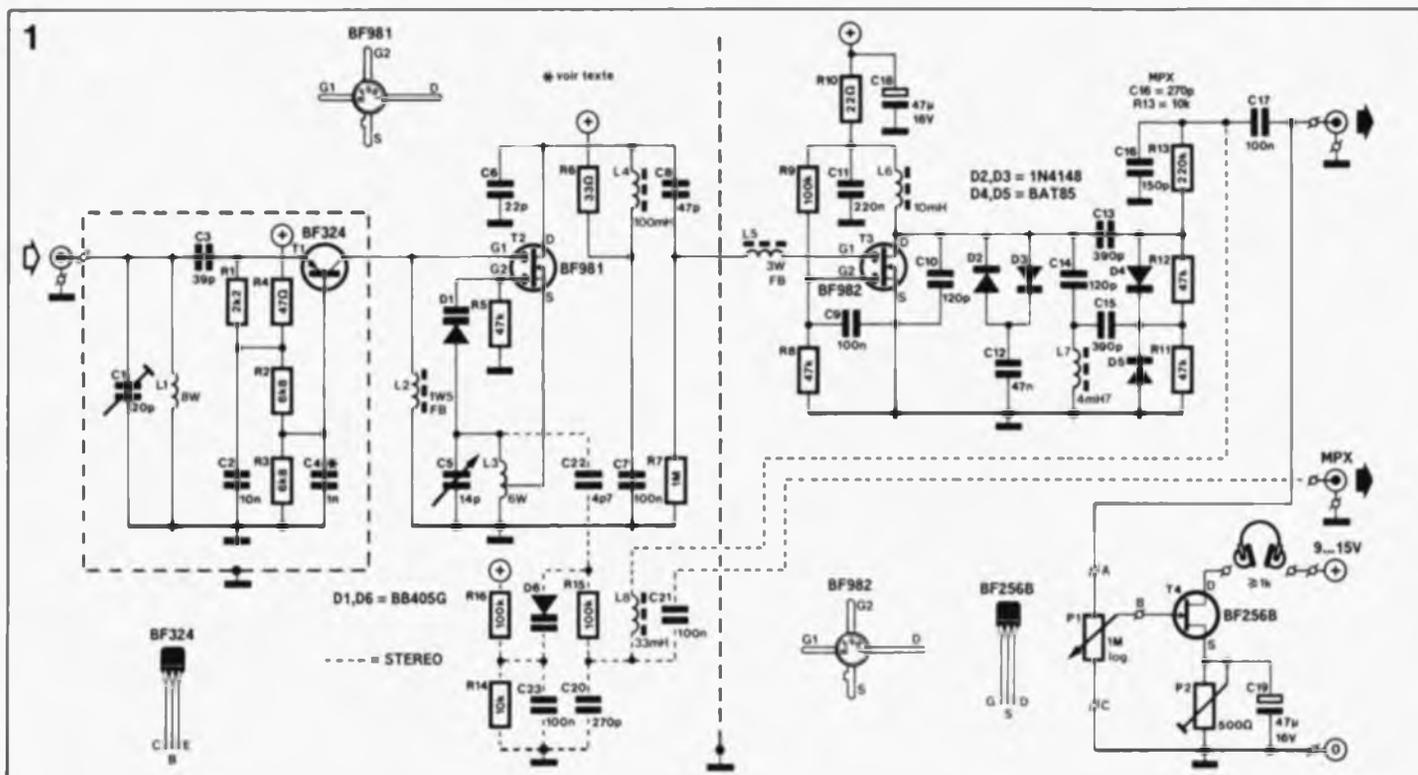


Mieux vaut passif qu'actif

La figure 1 montre nettement que nous avons réalisé une économie importante de composants actifs. Vous n'y retrouvez que 3 transistors pour la prise en charge de toutes les modifications que doivent subir les hautes fréquences; l'étage audio ne comporte quant à lui qu'un seul transistor.

Regardons ce schéma d'un peu plus près. Le transistor T1 et les composants qui l'entourent constituent un préamplificateur chargé d'effectuer une amplification initiale du signal capté. Pour assurer une adaptation adéquate à une antenne ou un câble coaxial de résistance faible (50 à 75 Ω), la base du transistor T1 est

reliée à la masse. Puisque cela entraîne une atténuation importante du réseau LC constitué par le condensateur C1 et la self L1, le facteur Q (de qualité) est relativement faible. Ceci pourrait bien vous paraître un peu bizarre. En général il faut essayer d'obtenir un facteur Q qui soit aussi élevé que possible pour obtenir une réjection maximale des fréquences-miroir. La fréquence intermédiaire de 200 kHz utilisée dans ce circuit est très basse et ceci rend presque irréalisable, comme le savent bien les surdoués des filtres HF, une réjection correcte des fréquences-miroir. Par conséquent nous recevons simultanément deux fréquences espacées de 400 kHz environ. Dans la pratique vous ne vous rendez compte de rien, si ce n'est que, lors des réglages, vous



rencontrez chaque émetteur deux fois.

Le préamplificateur HF se caractérise par l'utilisation d'un transistor PNP. L'avantage présenté par ce choix — un niveau en tension continue de 0 V au collecteur — permet de connecter le signal de sortie à la première grille du transistor T2 sans passer par un condensateur de découplage.

Étage de mélange auto-oscillant

Puisque les étages mélangeurs de ce genre ont mauvaise réputation, le titre de ce paragraphe ne manquera pas de donner des frissons à un grand nombre de nos lecteurs grands-connaisseurs-de-la-HF-devant-le-Grand-Electronicien. Nous vous encourageons pourtant à continuer la lecture de cet article pour constater par vous-même que nous avons réussi à fabriquer un mélangeur sans aucun des inconvénients que présentent les exemplaires à transistors "d'autrefois", à savoir un comportement de mélange peu satisfaisant, la production de bruit, une réaction sur l'entrée pour ne citer que les plus importants.

Le schéma vous montre qu'il s'agit d'un étage mélangeur conventionnel équipé d'un transistor MOSFET (*Metal On Silicon FET*) à deux grilles, dont la grille G1 constitue l'entrée de la fréquence captée et la grille G2 celle du signal de l'oscillateur. La seule différence par rapport au circuit standard est le couplage à réinjection de la source du transistor T2 vers l'entrée G2 par l'intermédiaire du réseau constitué par la self

L3, le condensateur C5 et la diode D1. Cette disposition a en outre l'avantage de permettre une meilleure oscillation du transistor FET (*Field Effect Transistor* = transistor à effet de champ).

Nous comprenons très bien que la fonction de la diode-varicap D1 vous échappe puisqu'elle ne sert pas au réglage de la fréquence. Ce réglage est effectué par le condensateur ajustable C5. Dans notre application ce n'est pas le fonctionnement capacitif de la diode D1 que nous utilisons — nonobstant son importance vis à vis du couplage — mais plutôt son fonctionnement comme diode ordinaire, servant au redressement de la tension alternative HF au point "chaud" du circuit: la self L3. Cette tension redressée rend légèrement positive l'entrée G2 du transistor T2 par rapport à la masse. La capacité grille/source constitue une mémoire intermédiaire de la tension continue, qui entraîne une augmentation de la transconductance (tension après amplification du courant) du signal à la grille G1 et simultanément son affaiblissement à la grille G2. Cette dernière caractéristique fait en sorte que le gain en boucle de l'oscillateur reste constant, ce qui nous donne un signal de mélange "propre" sans harmoniques.

Ce que nous retrouvons à la sortie du transistor FET après le mélange est une gamme complète de signaux dont seule nous intéresse la fréquence de différence qui existe entre la fréquence d'entrée et celle de l'oscillateur. Heureusement la fréquence de la plupart des signaux

est si élevée qu'un simple condensateur, C6, suffit à les supprimer. Ce filtrage ne peut pas être effectué à lui seul par le réseau constitué par le condensateur C6 et la self L4. La résistance interne de la self entraîne une chute si importante du facteur Q de ce réseau — qui pourtant constitue une boucle parallèle — que le filtrage est peu efficace.

Un filtrage additionnel est effectué par la self de couplage enfilée sur une ferrite, L5, afin de fournir à l'amplificateur de F.I. un signal impeccable de 200 kHz.

Amplificateur F.I. à un étage

Grâce au gain important présenté par le transistor T2, il nous suffit d'un seul de ces composants pour réaliser un amplificateur de fréquence intermédiaire. Nous avons utilisé un transistor MOSFET à double grille, le BF982, dont les caractéristiques sont proches de celles du BF981 (T2) utilisé dans le mélangeur. Le BF982 présente toutefois une pente plus raide.

Comme vous le voyez sur le schéma, le circuit autour du transistor T3 est très conventionnel. Nous avons dit plus haut que le réseau L4/C6 ne sert pratiquement pas au filtrage. Il en est de même quant au réseau constitué par le condensateur C10 et la self L6. Cela veut dire que jusqu'à ce point-ci le signal de fréquences intermédiaires n'a pratiquement pas subi de filtrage. Le réglage peut, par conséquent, être réalisé plus aisément. Ce n'est qu'en aval du réseau limiteur des diodes D2 et D3 que nous rencontrons la self L7 et le

Figure 1. Le circuit de notre récepteur FM superhétérodyne simple ne comporte que 4 transistors.

Liste des composants :

Résistances :

- R1 = 2kΩ
- R2,R3 = 6kΩ
- R4 = 47 Ω
- R5,R8,R11,R12 = 47 kΩ
- R6 = 33 Ω
- R7 = 1 MΩ
- R9,R15, R16 = 100 kΩ
- R10 = 22 Ω
- R13 = 220 kΩ (10 kΩ^{**})
- R14 = 10 kΩ^{**}
- P1 = 1 MΩ log.
- P2 = 500 Ω ajust.

Condensateurs:

- C1 = condensateur ajust. 20 pF
- C2 = 10 nF céramique
- C3 = 39 pF
- C4 = 1 nF (CMS)
- C5 = condensateur d'accord à cage de 14 pF
- C6 = 22 pF
- C7,C9,C17,C21^{**}, C23^{**} = 100 nF céramique
- C8 = 47 pF
- C10,C14 = 120 pF
- C11 = 220 nF
- C12 = 47 nF
- C13,C15 = 390 pF
- C16 = 150 pF (270 pF^{**})
- C18,C19 = 47 μF/16 V
- C20 = 270 pF^{**}
- C22 = 4pF7^{**}

Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du récepteur FM. Les lignes pointillées indiquent la position des cloisons de blindage.

condensateur D3 qui constitue le premier filtre accordé pour les fréquences intermédiaires. Puisqu'il n'y a pas d'autre filtre, un réglage de l'amplificateur de fréquences intermédiaires devient superflu.

Discriminateur

Outre leur fonction de filtre de fréquences intermédiaires, la self L7 et le condensateur C14 remplissent une autre tâche. Ils constituent la partie la plus importante du discriminateur FM. Ces deux composants constituent un réseau-série qui présente — en cas de résonance — une tension aux bornes de la self identique, à celle disponible aux bornes du condensateur, à la différence près d'un déphasage de 180°. Si toutefois le signal possède une fréquence supérieure à la fréquence de résonance du réseau-série, la réactance de la self sera plus forte que celle du condensateur. Dans le cas contraire, la tension du condensateur sera plus importante que la tension de la self, sans que cela n'ait de conséquence pour le déphasage de 180° qui reste maintenu.

Vous supposez sans doute où nous voulons en arriver. Nous recevons un signal FM et les modifications de la tension effectuées dans ce réseau — provoquées par le changement de fréquence — nous fournissent la majeure portion de la démodulation. Il ne nous reste qu'à réaliser la modification des fluctuations du signal de fréquences intermédiaires aux bornes du condensateur et de la self d'une manière telle qu'une tension alternative basse fréquence en soit le résultat. Nous y arrivons à l'aide de deux circuits de redressement simples.

La diode D4 redresse la tension aux bornes de condensateur C14 et la diode D5 en fait de même pour la tension aux bornes de la self L7. Comme les diodes sont interconnectées par leurs cathodes, la tension continue totale à leurs bornes est

égale à la différence des deux tensions partielles. La fréquence de résonance du réseau fixe cette tension à 0 V alors que toute autre fréquence se traduira par une tension positive ou négative.

Lors les demi-périodes d'oscillation conductrices des diodes D4 et D5, le courant à travers ces diodes chargera les condensateurs C13 et C15. Pour assurer la décharge de ces condensateurs, nous avons monté les résistances R11 et R12 en parallèle sur les diodes.

Les Basses Fréquences

Il est nécessaire de faire passer le signal basse fréquence (B.F.) par un filtre de désaccentuation. Puisque le but recherché n'est pas de la Hi-Fi, le réseau constitué par la résistance R13 et le condensateur C16, qui atténue fortement toute fréquence dépassant 5 kHz, fait parfaitement l'affaire.

Le signal audio est amené ensuite au circuit du transistor T4, un amplificateur B.F., à travers le condensateur C17. Comme nous avons cherché à le rendre aussi compact que possible, cet amplificateur ne peut attaquer qu'un casque à haute impédance. Ceux d'entre nos lecteurs qui voudraient plus de puissance devront remplacer cette partie du circuit par un amplificateur audio tel que le LM386 par exemple.

CAF et stéréophonie

La version simple de notre récepteur ne comporte pas de commande automatique de fréquence (CAF, AFC = *Automatic Frequency Control*, en grand-breton). Il est facile pourtant de porter remède à cela, en ajoutant les composants dont les liaisons sont représentées en pointillés sur le schéma de la figure 1. Ces composants constituent un couplage réactif du signal audio vers le réglage de la fréquence (la diode varicap D6); dans ces conditions, le récepteur restera réglé à la fréquence requise même en cas de dérive de cette fréquence,

pour quelque raison que ce soit, suite à un changement de température par exemple. L'adjonction de cette partie du circuit présente un avantage supplémentaire: une meilleure linéarité du signal audio, en particulier dans les aigus.

Grâce à cette amélioration du spectre audio nous avons la possibilité d'ajouter à notre circuit un décodeur de signal stéréo, qu'il faudra connecter à la sortie "MPX". Dans le cas d'un système multiplex stéréo, le signal "gauche moins droite" se situe en effet hors du domaine de l'audible et c'est surtout cette composante du signal qui bénéficie de l'adjonction d'une CAF.

Remarquez qu'il ne suffit pas uniquement d'ajouter les composants de la partie pointillée. Il est primordial de modifier la fréquence de coupure du filtre de désaccentuation en donnant à la résistance R13 et au condensateur C16 la valeur indiquée dans le schéma sous l'abréviation "MPX".

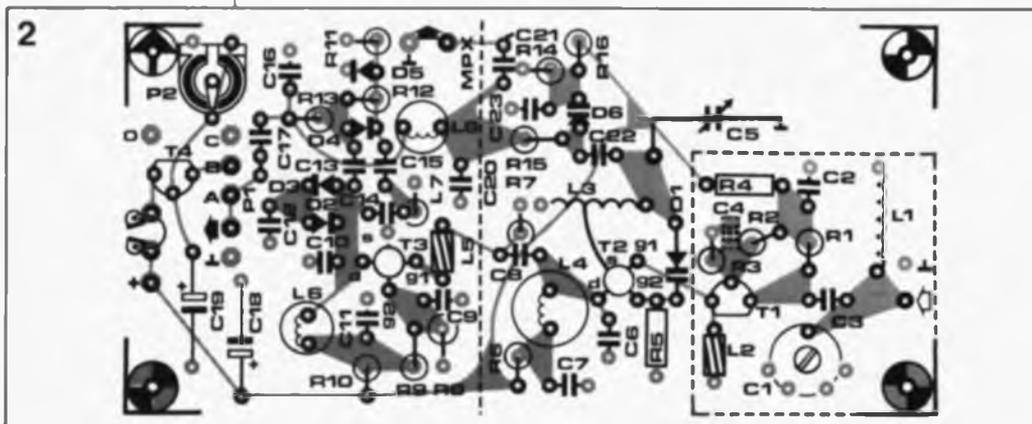
Un circuit imprimé double face

Dans le cas d'un circuit HF il est préférable d'utiliser une platine à double face, dont l'une est pratiquement recouverte de cuivre. Ce plan de masse assure un blindage parfait entre les composants et les pistes, évitant ainsi tout risque de couplage indésirable. Pour cette raison nous vous proposons un circuit imprimé à double face dont la figure 2 représente la sérigraphie de l'implantation des composants. Son dessin est donné dans les pages centrales de ce magazine.

Après gravure du circuit imprimé et le perçage des trous nécessaires vous pouvez procéder à la mise en place des composants, à leur soudure, puis au montage du blindage. Ces opérations n'ont rien de bien difficile. Néanmoins nous attirons votre attention sur le fait que de nombreux composants sont également à souder sur le plan de masse (côté composants). Il s'agit de tous les composants pour lesquels sont prévus des îlots de soudure (·) coté pistes.

La nécessité d'éviter que certaines connexions ne deviennent trop longues explique le choix d'un montage vertical pour la plupart des résistances et des diodes. Le montage de ces composants, très serré, exige un grand soin pour éviter la création de courts-circuits.

La mise en place du condensateur C4, un CMS (Composant pour Montage en Surface) s'effectue entre



les flots de soudure de la résistance R3, coté pistes de la platine (figure 3). En fait, ce condensateur est mis en parallèle sur la résistance R3. Nous avons opté pour un montage inhabituel du transistor T2. Sa source est connectée directement à la prise d'intermédiaire prévue sur la bobine L3. Les autres connexions de ce transistor sont soudées comme d'habitude sur la platine.

Normalement vous ne devriez pas avoir de difficulté pour trouver tous les composants nécessaires à ce montage, exception faite du condensateur d'accord. Sur notre prototype de récepteur nous avons utilisé un condensateur variable à cage de récupération (de marque Schwaiger). Vous êtes libres, bien sûr, de remplacer ce condensateur par un condensateur d'une autre marque en veillant cependant à ce que sa valeur soit proche des 14 pF indiqués. Si vous avez pu mettre la main sur un Schwaiger il vous faudra lui faire subir un rien de chirurgie plastique pour en modifier les bornes de connexion. Ses connexions (fils longs) se trouvent du mauvais côté; il faudra donc les couper. Ensuite vous soudez de nouveaux fils de l'autre côté en veillant à ne pas échauffer le composant. En cas d'échauffement excessif le paquet de tôles du stator se détache, provoquant ainsi un court-circuit entre le stator et le rotor. Il faut ensuite gratter les panneaux latéraux de la cage du condensateur pour pouvoir étamer les points mis à nu. Le condensateur d'accord C5 est prêt maintenant à être mis en place sur le circuit imprimé.

Une fois achevé le montage de tous les composants, il faut mettre en place sur le circuit imprimé des cloisons de blindage aux endroits indiqués par les lignes pointillées de la figure 2. On utilisera pour cela de fins rubans en tôle, auxquels on aura donné la forme convenable.

Les selfs

De nombreux électroniciens pâlisent à l'idée de devoir bobiner eux-mêmes des selfs. En réalité ce travail est bien moins pénible qu'il n'y semble à première vue. La réalisation de notre récepteur demande quatre selfs dont nous allons vous expliquer la fabrication, étape par étape.

La fabrication des selfs L1 et L3 fait appel à du fil de cuivre argenté de 1 mm de diamètre. On embobine ce fil autour d'un foret de 8 mm de diamètre. La self L1 comporte huit spires; la self L3 n'en comporte que

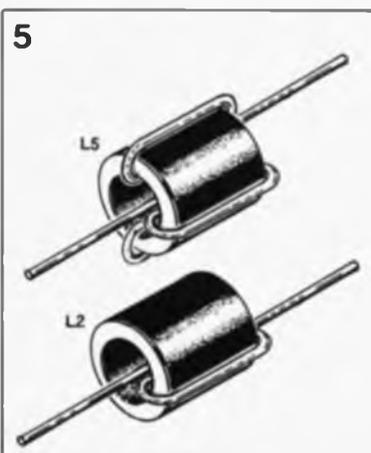
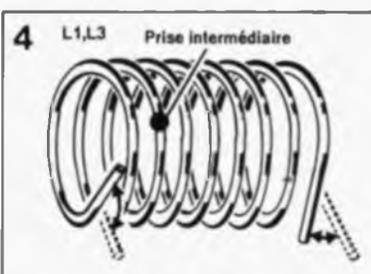


Figure 3. Un condensateur CMS de 1 nF est soudé entre les flots de soudure de la résistance R3.

six. On veillera à bien serrer les spires (figure 4) et à mettre les deux extrémités de la self dans le même plan. Les extrémités de la bobine sont ensuite découpées de façon à être parfaitement disposées à la verticale de la self, c'est ce qu'essayent d'indiquer les extrémités pointillées de la figure 4. La dernière étape de ce petit "chef d'oeuvre" consiste à étirer la bobine pour faire en sorte que ses deux extrémités tombent parfaitement dans les trous prévus du circuit imprimé.

La figure 4 vous montre également l'endroit exact où est effectuée la prise d'intermédiaire sur la self auquel arrive la source du transistor T2.

Notez cependant que la self L3 ne comporte que 6 spires, alors que L1 en comporte 8, comme l'illustre la figure 4.



Selfs :

- L1 = 8 spires de fil de cuivre argenté de 1 mm Ø, sur corps de 8 mm, longueur 12 mm
- L2 = 1 1/2 spire de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm Ø, sur perle de ferrite noire
- L3 = 6 spires de fil de cuivre argenté de 1 mm Ø, sur corps de 8 mm, avec prise intermédiaire à 1 1/2 spire de la masse
- L4 = 100 mH
- L5 = 3 1/2 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm Ø sur perle de ferrite noire
- L6 = 10 mH
- L7 = 4mH7
- L8 = 33 mH

Semi-conducteurs :

- D1, D6** = BB405G
- D2, D3 = 1N4148
- D4, D5 = BAT85
- T1 = BF324
- T2 = BF981
- T3 = BF982
- T4 = BF256B

Divers :

- Casque à haute impédance ou écouteur à cristaux
- Embase pour antenne
- Embase pour alimentation
- Boltier métallique
- Tôle pour cloisons de blindage

* = avec capot de ferrite
** = pour la CAF (voir texte)

Il ne vous reste plus qu'à réaliser les selfs L2 et L5 par enfilage d'un fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de diamètre dans une perle de ferrite. La self L2 comporte deux boucles passant par l'orifice de la perle (voir figure 5a); la self L5 en comporte quatre. Un point c'est tout !

Le réglage

En accord avec la simplicité du circuit, le réglage, qui ne comporte que trois points, ne pose guère de problème.

Commençons par la self L3. Après avoir fait disparaître le rotor du condensateur d'accord C5 dans son stator, on accorde l'oscillateur sur 88 MHz en jouant sur la self L3 — par étirage ou resserrement de ses spires. Il est possible de contrôler cette fréquence en s'aidant d'un autre récepteur FM. Si ce réglage s'avère impossible, il faudra diminuer le nombre de spires de cette self.

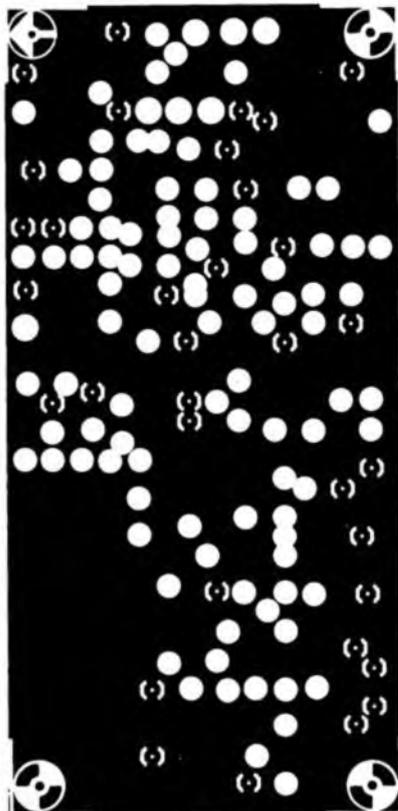
Après avoir terminé ce premier réglage vous pourrez sans doute capter un certain nombre d'émetteurs. Accordez votre récepteur sur une station faible et jouez sur le condensateur ajustable C1 jusqu'à obtenir le volume maximal. Pour terminer la mise au point de notre récepteur il restera à régler le potentiomètre ajustable P2 de manière à ce que la distorsion soit la plus faible possible et que le volume soit aussi important que possible.

On pourra utiliser ce récepteur pour l'écoute d'autres fréquences (celles de la bande des 2 mètres par exemple). Il faut, dans ce cas, changer le nombre de spires des selfs L1 et L3. Il est possible qu'il soit nécessaire, pour rétrécir la plage d'accord, de placer un condensateur de quelques pF en série sur le condensateur C5.

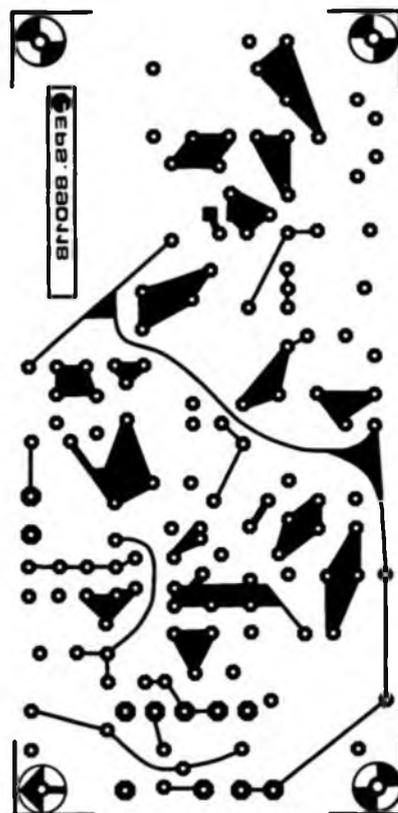
Figure 4. La fabrication-maison d'une self n'est pas un tour de force.

Figure 5. Les selfs L2 et L5 se composent d'une perle de ferrite dans laquelle ont été enfilées des spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de section.

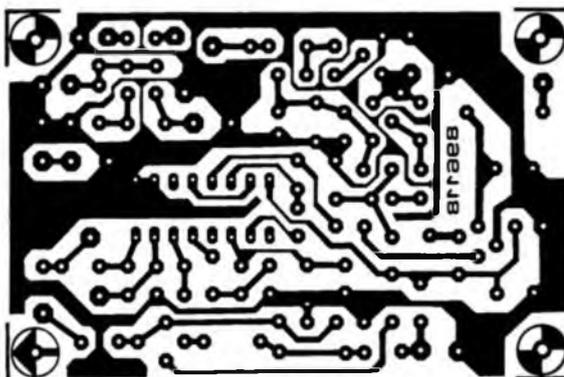
SERVICE



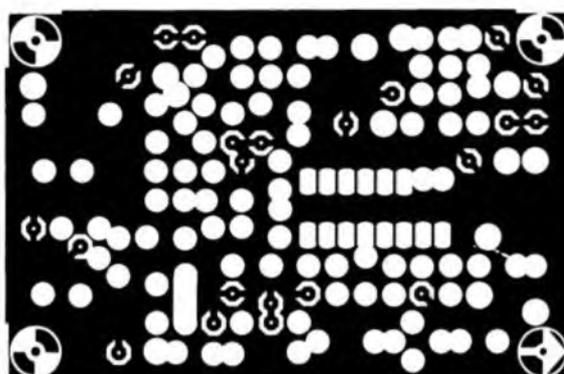
récepteur FM à 4 transistors:
côté pistes



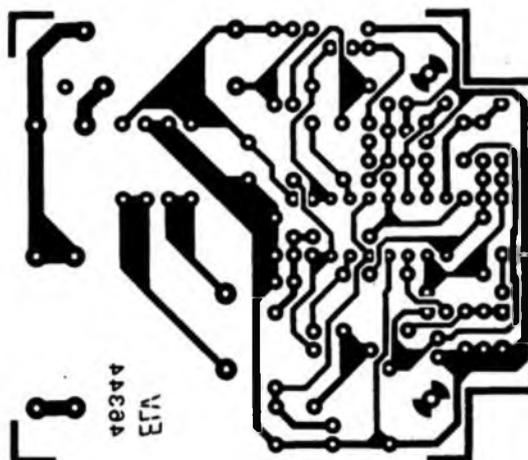
récepteur FM à 4 transistors:
côté composants



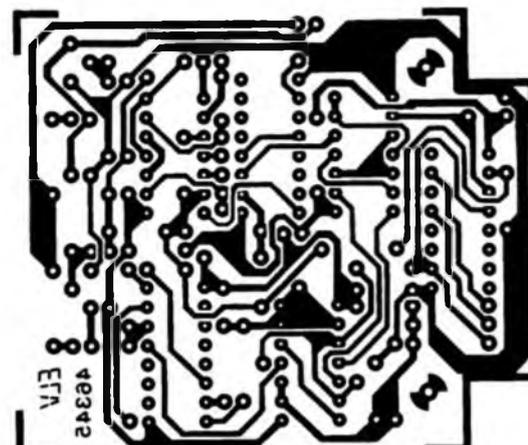
relayer FM multifonctions: côté pistes



relayer FM multifonctions: côté composants



télécommande par téléphone: circuit de l'alimentation



télécommande par téléphone: circuit de commande

les fusibles électroniques

l'électronique succède au verre et au presspahn



Depuis quelque temps la société Bourns propose une série de composants, baptisés MultiFuse[®], qui peuvent remplacer — pour certaines réalisations — les fusibles sous verre que nous connaissons tous. L'avantage important des MultiFuse — utilisés comme fusibles — est la période de refroidissement très courte qu'ils nécessitent pour se remettre en état, après leur entrée en fonction (coupure de tension). Un appareil mis hors fonction par un MultiFuse peut être utilisé très rapidement ensuite sans nécessiter l'intervention d'un technicien (électricien ou électronicien).

Les protections à rétablissement automatique existent depuis longtemps. Très connus sont les coupe-circuits thermiques dans les cafetières et les friteuses qui coupent la tension de l'élément de chauffage lors d'un échauffement excessif de l'appareil. Après une période de refroidissement, le bimétal ayant provoqué la coupure de tension se redresse et l'appareil est remis en service.

Le nouveau coupe-circuit MultiFuse présente un fonctionnement comparable.

Quand le courant traversant le MultiFuse dépasse une valeur limite, la résistance interne de celui-ci augmente progressivement, provoquant ainsi une chute importante du courant à travers le MultiFuse ce qui entraîne la mise hors fonction de l'appareil (ou de la charge) en question. La protection ainsi activée met le circuit connecté, quel qu'il soit, à l'abri de dommages. Contrairement au coupe-circuit mécanique décrit plus haut, le MultiFuse est un composant électronique sans la moindre pièce mobile.

Cette solution présente des avantages évidents. Un coupe-circuit mécanique est sensible aux vibrations; lors de son entrée en fonction il produit des étincelles; en outre, le temps passant, il naîtra des résistances de transfert dues à la corrosion des contacts.

Les résistances PTC (*Positive Temperature Coefficient* = à coefficient de température positif) céramiques, utilisées souvent comme protection, ont un fonctionnement comparable à celui du MultiFuse. Cependant l'utilisation

des PTC présente quelques inconvénients: leur temps de réaction est plus long et, en cas d'application d'une tension trop élevée, leur résistance interne peut diminuer progressivement au risque d'entraîner un court-circuit franc de la PTC. Une telle situation fait perdre à la PTC sa fonction de protection et pourrait entraîner la destruction du circuit connecté.

Un principe simple

On peut comparer le fonctionnement du MultiFuse à celui

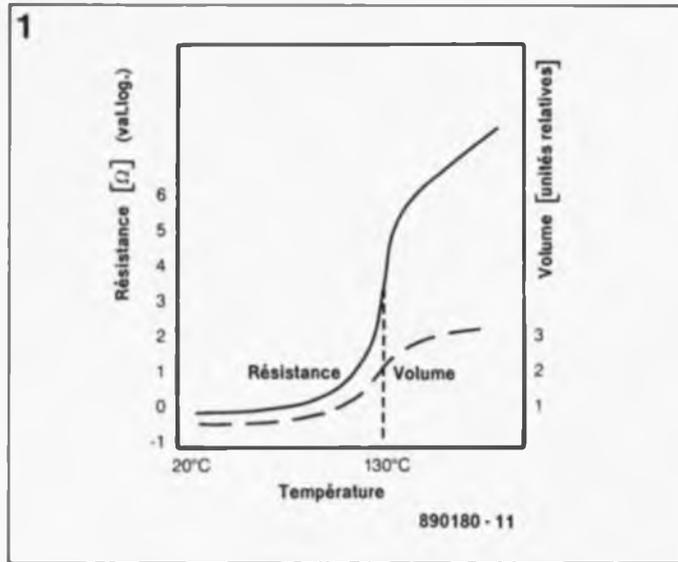


Figure 1. Représentation de l'évolution de la résistance et du volume d'un MultiFuse en fonction de sa température. Le temps nécessaire pour passer de la valeur faible à la valeur élevée de la résistance est du même ordre que le temps de réponse d'un fusible sous verre à action retardée.

La courbe de l'évolution de la résistance montre nettement que le comportement du MultiFuse n'est comparable à celui d'une PTC que pendant une partie très courte de celle-ci.

d'une PTC, composant fabriqué à base de matériau céramique auquel on a ajouté du baryum et du titane. La composition du MultiFuse est elle, différente; ce fusible est réalisé en polymère conducteur (un matériau synthétique). Depuis longtemps la recherche appliquée s'intéresse de très près aux polymères conducteurs puisque l'électronique moderne leur connaît de nombreuses applications.

Pour la fabrication du MultiFuse on a utilisé un polymère à molécules conductrices — du carbone conducteur dans le cas présent — dispersées dans la structure cristalline. Le type de polymère utilisé lors de la fabrication donne à ce coupe-circuit électronique des caractéristiques meilleures que celles présentées jusqu'à présent par les composants conventionnels.

On a réalisé le dopage de carbone de façon à que les molécules de carbone ne se trouvent pas parsemées au hasard dans la structure du polymère; elles forment, au contraire, une chaîne qui traverse le polymère d'un bout à l'autre de sorte que la résistance spécifique du matériau n'atteint que 1 Ω environ. La densité du dopage et le type de carbone utilisé déterminent la résistance spécifique définitive; plus le

dopage en molécules de carbone du polymère est faible, plus la résistance spécifique de ce matériau sera élevée.

La fabrication du MultiFuse fait appel à un polymère à structure cristalline. Ce polymère possède la caractéristique de perdre son état structural à la suite d'une augmentation importante de son volume qui se produit à une température de 125 °C. En raison de cet accroissement de volume les molécules de carbone s'écartent de plus en plus, entraînant ainsi une augmentation de la résistance du matériau (la courbe pointillée de la figure 1 représente l'accroissement de volume relatif du polymère). Le fait que la modification de la structure cristalline se produise à une température bien définie a comme résultat une variation de la résistance limitée à une plage de température restreinte et parfaitement définie, elle aussi. C'est ce changement brusque de la résistance spécifique qui donne au MultiFuse son fonctionnement en interrupteur.

La figure 1 montre la relation entre le changement de la résistance du polymère utilisé et l'évolution de la température du matériau. On voit nettement le facteur d'accroissement très

important (10^5 à 10^6) de la résistance à partir du moment où la température atteint 125 °C.

L'examen de la figure 1 nous apprend en outre que le comportement du MultiFuse ne ressemble que peu à celui d'une PTC et cela uniquement dans une plage de température très limitée de part et d'autre de la température de coupure.

Retour à la case départ

Un refroidissement du composant — à l'aide d'air frais ambiant par exemple — fait retrouver à la structure du polymère son état cristallin, permettant le rétablissement des chaînes de carbone. La figure 2 montre le retour très progressif de la résistance à sa valeur nominale (définie à une température de 20 °C) lors d'une phase de refroidissement.

On réalise la fabrication de la plupart des composants de manière à ce qu'ils aient une valeur de résistance très proche de la valeur minimale indiquée par le fabricant pour le type de composant concerné. Lors de leur vente les composants n'ont pas encore subi d'échauffement entraînant le changement de structure du polymère, ce qui signifie que le polymère constituant le composant présente toujours sa structure la plus compacte.

Après la première entrée en

fonction d'un MultiFuse implanté dans un circuit, sa structure changera définitivement ce qui se traduit par un retour (très) très lent à la structure originale tout au long d'une période de refroidissement. Le polymère ne retrouvera plus la structure compacte qu'il avait à l'origine. Ceci implique que la résistance après déclenchement sera toujours (quelque peu) supérieure à la résistance d'origine.

Après une heure de refroidissement la résistance du polymère dépasse encore de 20% celle qu'elle avait avant l'entrée en fonction. Au cours du temps (jours, mois et années) la résistance diminue progressivement pour se rapprocher de sa valeur originelle. Après une période de refroidissement de 24 heures, la valeur de la résistance du composant sera revenue dans le domaine des tolérances indiquées par le fabricant. Cela signifie, dans la pratique, que le MultiFuse aura retrouvé ses capacités dans les 24 heures.

A l'abordage avec MultiFuse

Passons de la théorie à la pratique. Supposons que l'on veuille protéger une charge ohmique de 33 Ω (un moteur, un transformateur ou un élément de chauffage par exemple) contre des surcharges en faisant appel à un MultiFuse. Dans des conditions normales d'utilisa-

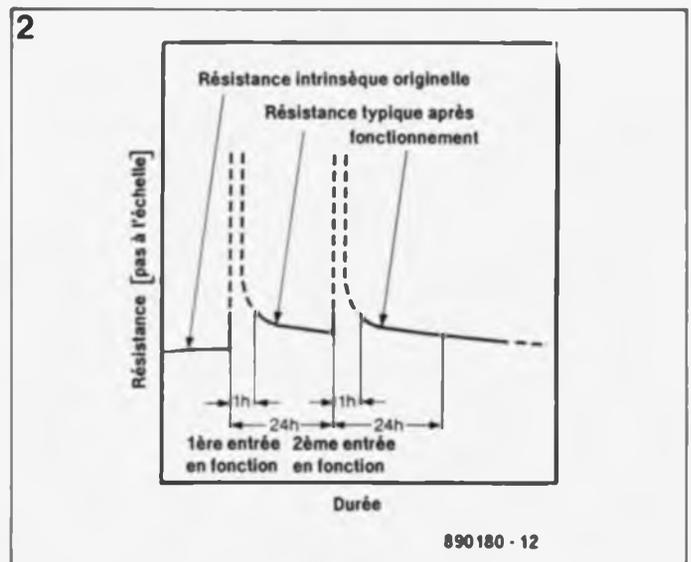


Figure 2. Après un échauffement important, le MultiFuse aura besoin d'un certain temps pour retrouver sa valeur de résistance originelle. Cette valeur sera toujours légèrement supérieure à celle de la résistance du composant neuf.

tion de la charge prise en exemple, le courant nominal maximal est de 150 mA, la température ambiante maximale de 70 °C et la tension de crête de 30 V. A l'aide de ces données on peut choisir dans le tableau 1 le Multifuse convenant le mieux. Pour l'exemple choisi on serait tenté par le MF-R030.

Les caractéristiques de ce Multifuse sont un courant de maintien de 160 mA à une température de 70 °C permettant un fonctionnement sans déclenchement dans les conditions normales définies plus haut. Le MF-R030 supporte une tension de 60 V, valeur plus que suffisante pour une tension de service maximale de 30 V. A la température ambiante ce Multifuse présente une résistance minimale de 0,87 Ω, limitant le courant à travers le Multifuse à un maximum de 34,8 A en cas de court-circuit. Ce courant est inférieur au courant maximal admissible qui est de 40 A. Cette énumération de conditions prouve éloquentement qu'il n'y aura jamais de déclenchement spontané du Multifuse et que donc il ne peut pas être endommagé dans l'application proposée.

Une autre question qui surgit est celle du temps de réponse du Multifuse: est-il suffisamment court pour assurer une protection adéquate de la charge. La fiche de caractéristiques du fabricant donne un temps de réponse de 0,4 seconde seulement à une température de 20 °C et cela en partant d'un courant de

Tableau 1. Les caractéristiques électriques des différents types de MultiFuse à une température ambiante de 20 °C.

Composant	V _{max} (V _{eff})	I _{hold} (A _{eff})	R _{min} (Ω)	R _{nom} (Ω)	R _{max} (Ω)	I _{trip} (A _{eff})	P _d (W)	I _{max} (A _{eff})
MF-R020	60	0.20	1.83	2.67	4.50	0.30	0.40	40
MF-R025		0.25	1.25	1.83	3.10	0.38	0.45	
MF-R030		0.30	0.87	1.27	2.20	0.45	0.50	
MF-R040		0.40	0.55	0.81	1.33	0.60	0.55	
MF-R050		0.50	0.49	0.75	1.20	0.75	0.75	
MF-R065		0.65	0.30	0.48	0.75	0.98	0.90	
MF-R075		0.75	0.25	0.39	0.62	1.13	0.90	
MF-R090	0.90	0.19	0.34	0.48	1.35	1.00		
MF-R110	30	1.10	0.08	0.13	0.23	1.87	1.00	40
MF-R135		1.35	0.06	0.10	0.17	2.30	1.10	
MF-R160		1.60	0.05	0.08	0.14	2.72	1.20	
MF-R185		1.85	0.04	0.06	0.11	3.15	1.30	
MF-R230		2.30	0.03	0.05	0.09	3.91	1.40	
MF-R250		2.50	0.02	0.04	0.08	4.25	1.50	
MF-R300		3.00	0.02	0.03	0.06	5.10	2.00	
MF-R400		4.00	0.01	0.02	0.04	6.80	2.50	
MF-R600	6.00	0.005	0.01	0.03	10.2	3.50		
MF-R800	8.00	0.005	0.01	0.02	13.6	4.00		
MF-S200	15	2.00	0.03	0.04	0.08	3.00	*	100
MF-S350		3.50	0.02	0.03	0.04	5.25	*	
MF-T110	250	0.11	13	17	26.0	0.17	1.00	3
MF-T145		0.145	7	8.5	13.0	0.22	1.00	

V_{max} valeur maximale absolue de fonctionnement/court-circuit
 I_{hold} courant de maintien (MultiFuse n'entre pas en fonction)
 R_{min} valeur de résistance minimale en mode faible puissance
 R_{nom} valeur de résistance nominale en mode faible puissance
 R_{max} valeur de résistance maximale en mode faible puissance
 I_{trip} courant d'entrée en fonction spécifique
 P_d dissipation spécifique lors d'une coupure
 I_{max} valeur maximale absolue du courant pouvant être coupé

* = fonction de la technique de montage
 Il existe différents modèles de MultiFuse, de la version discrète au CMS.

2 A. Le temps de réponse indiqué par le fabricant répond à la formule I^2t [s]. Pour le Multifuse choisi pour notre application le résultat de cette formule donne 1,6 [s]. Pendant le temps que met le Multifuse pour déclencher, la charge protégée doit dissiper une énergie de 58 joules au maximum

($I^2t \times R_L$). Si la fiche de caractéristiques de la charge autorise une dissipation maximale plus élevée, on peut fort bien utiliser le composant indiqué.

Pour être absolument sûr du choix des valeurs il est sensé de réaliser un banc d'essai basé sur la valeur de résis-

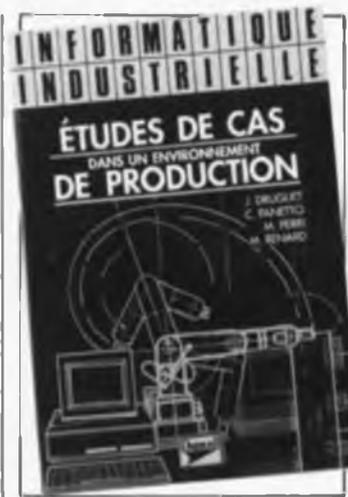
tance la plus faible que la charge puisse accepter et ceci à la température et plus basse possible en lui appliquant des courants largement surdimensionnés.

MultiFuse® est une marque déposée de la société Bourns.

ÉTUDES DE CAS DANS UN ENVIRONNEMENT DE PRODUCTION

J. Druguet, C. Panetto, M. Perri, M. Renard

La conception de systèmes de production automatisés fait appel à l'électronique et à l'informatique. Elle nécessite une mise en application des connaissances de ces deux disciplines. A partir de quatre études de cas issues de différents secteurs économiques, cet ouvrage montre les méthodes d'analyse et de conception en informatique industrielle.



ELEKTURE

Ces quatre cas concernent:

- la commande d'une cellule de production flexible,
- la transmission de fichiers par liaison série,
- l'étude analytique d'une carte d'entrée/sortie sur le bus VME (qui est comme vous le savez sans doute, celui utilisé avec la famille du 68 000 de Motorola),
- les problèmes posés par les bus de communication à haute vitesse.

Ce livre comporte quatre annexes très intéressantes concernant un circuit trop peu connu, le MFP

(Multi-Function-Peripheral) 68901, le PI/T (Parallel Interface/Timer) 68230, la norme logique IEC, et un programme de transcodage en langage d'assemblage 8086 pour enregistrements Motorola subdivisé en quatorze modules. Il comporte en outre les corrigés des exercices rencontrés dans les différents chapitres.

Bordas-Dunod
17, rue Rémy-Dumoncel
B.P. 50
75661 Paris Cedex 14

description d'un kit ELV

télécommande par téléphone

le confort d'une télécommutation sans effort (financier)



TT 235

Ce montage permet la télécommande par téléphone de processus de mises en et hors fonction de charges électriques de toute sorte (éclairage, chauffage etc.).

Il a cependant le très gros avantage de ne pas exiger de manipulation opératoire sur le téléphone* lui-même de sorte que son utilisation ne rencontre pas le moindre obstacle "légal".

Les caractéristiques les plus marquantes de ce montage sont le confort d'utilisation en raison de sa simplicité et la quasi-impossibilité de faire une erreur de manipulation.

Conçu à l'origine pour être connecté à un central téléphonique domestique, il est apparu qu'en pratique, cette télécommande par téléphone se sortait parfaitement d'affaire aussi lorsqu'il s'agissait de liaisons téléphoniques à grande distance. Ceci signifie qu'il est possible, à partir d'un téléphone où qu'il se trouve au monde, de télécommander des processus de commutation, à l'aide de ce montage, gracieusement, si tant est qu'il n'y ait pas d'obstacle légal à ce mode d'utilisation.

Voyons comment les choses se passent en pratique: la télécommande prend place dans un boîtier plastique moulé à prise et fiche secteur incorporées. La prise secteur dans laquelle vient s'enficher la fiche de l'appareil à commander peut être mise en et hors fonction par l'intermédiaire du relais que comporte le montage. Le capteur de signal est un simple capteur téléphonique à ventouse à micro incorporé tel qu'on les trouve pour une dizaine de francs partout dans le commerce. La ventouse est

fixée à un endroit convenable du téléphone et reliée à la télécommande par un câble de liaison de longueur convenable.

Dès que retentit la sonnerie du téléphone (sans qu'il ne soit question de décrocher le combiné) la télécommande enregistre cette situation et effectue le traitement du signal que constitue la sonnerie. Voici la procédure à suivre pour déclencher un processus de commutation:

A partir d'un téléphone, quel qu'il

soit, on fait le numéro du téléphone auquel est raccordé la télécommande TT 235 par l'intermédiaire du capteur téléphonique à ventouse.

On laisse sonner le téléphone deux fois avant d'interrompre la liaison. Il est facile de savoir si le téléphone sonne et dans ce cas-là de compter le nombre de fois que retentit la sonnerie, sachant que l'on entend à chaque fois un signal sonore de 400 Hz dans l'écouteur de son propre téléphone. Il faut refaire le même numéro à l'intérieur d'un intervalle d'une minute environ. La mise hors-circuit de la prise secteur incorporée dans la télécommande (destinée à obtenir l'arrêt de l'appareil connecté) nécessite trois sonneries de téléphone (prises en compte au cours du second appel), sa mise en circuit (pour une mise en marche de la charge en question) exige elle cinq coups de sonnerie.

Ce n'est pas pour autant que le processus de commutation (mise en ou hors fonction) prend immédiatement place à cet instant. Ce n'est qu'en l'absence de prise en compte d'un nouveau coup de sonnerie au cours des deux minutes qui suivent le premier appel, que la télécommande produit une impulsion de prise en compte et que prend place la commutation désirée par l'utilisateur. Ceci fait, le système est à nouveau prêt à prendre en compte de nouvelles instructions sous la forme de signaux de commande.

En résumé: le premier appel comportant deux coups de sonnerie prépare le montage à traiter les coups de sonnerie du second appel. L'appareil compte le nombre de coups de sonnerie du second appel, trois coups de sonnerie produisent une commutation de mise hors-fonction, cinq coups de sonnerie se traduisent par une commutation de mise en fonction. Toute autre combinaison reste sans effet; ceci signifie que l'état de commutation actuel, que l'appareil connecté soit en fonction ou à l'arrêt, reste inchangé. Cette constatation vaut également dans le cas où l'on voudrait mettre en fonction (2 coups de sonnerie + 5 coups de sonnerie) une charge qui se trouve déjà sous tension. En conséquence, l'appareil reste sous tension.

Il doit y avoir, entre la première impulsion du premier appel et la première impulsion du second, un certain intervalle de temps, de 27 s environ, qui s'écoulera presque automatiquement en raison du temps nécessaire à l'établissement

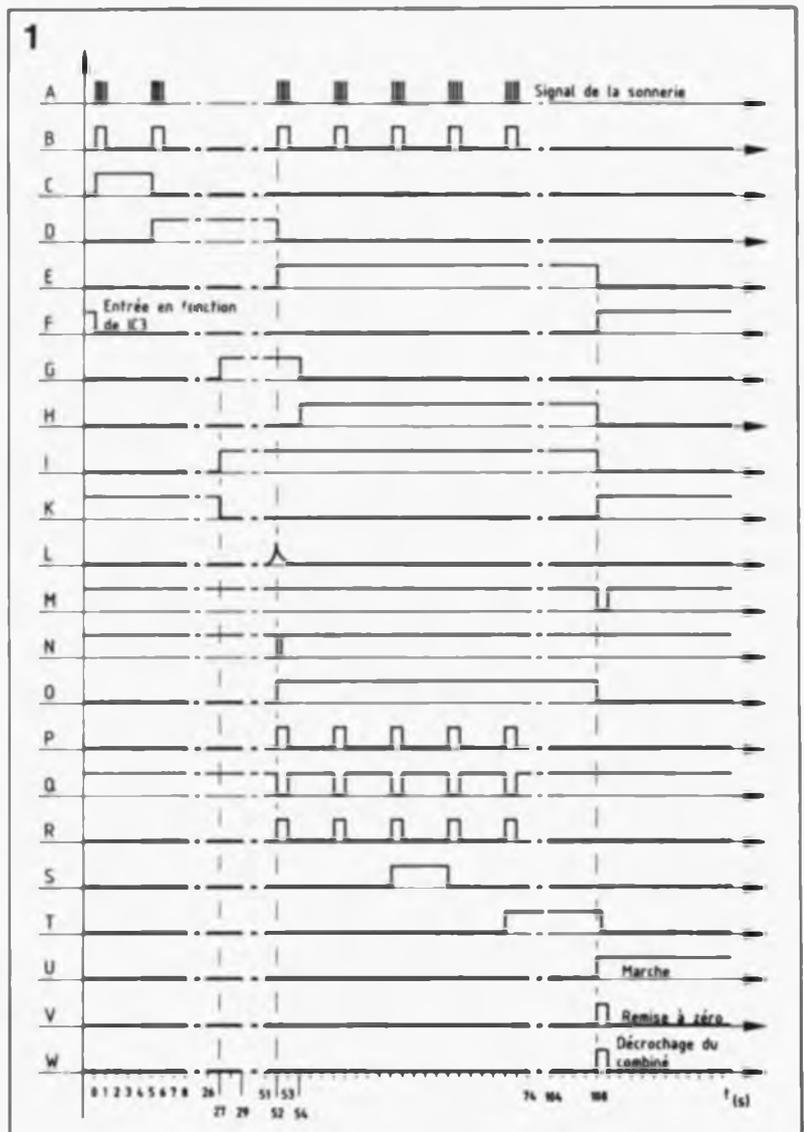


Figure 1. Chronogramme des signaux disponibles en différents points du circuit.

de la liaison. Si l'on ne respecte pas cette temporisation, c'est-à-dire si l'on laisse sonner le téléphone 2 + 3 = 5 fois pour obtenir l'arrêt d'un appareil, la télécommande n'a pas d'effet sur la situation et ce n'est qu'après écoulement de la totalité de la période de 2 mn (approximativement) que l'appareil se retrouve dans son état initial, c'est-à-dire prêt à remplir sa fonction.

Le circuit

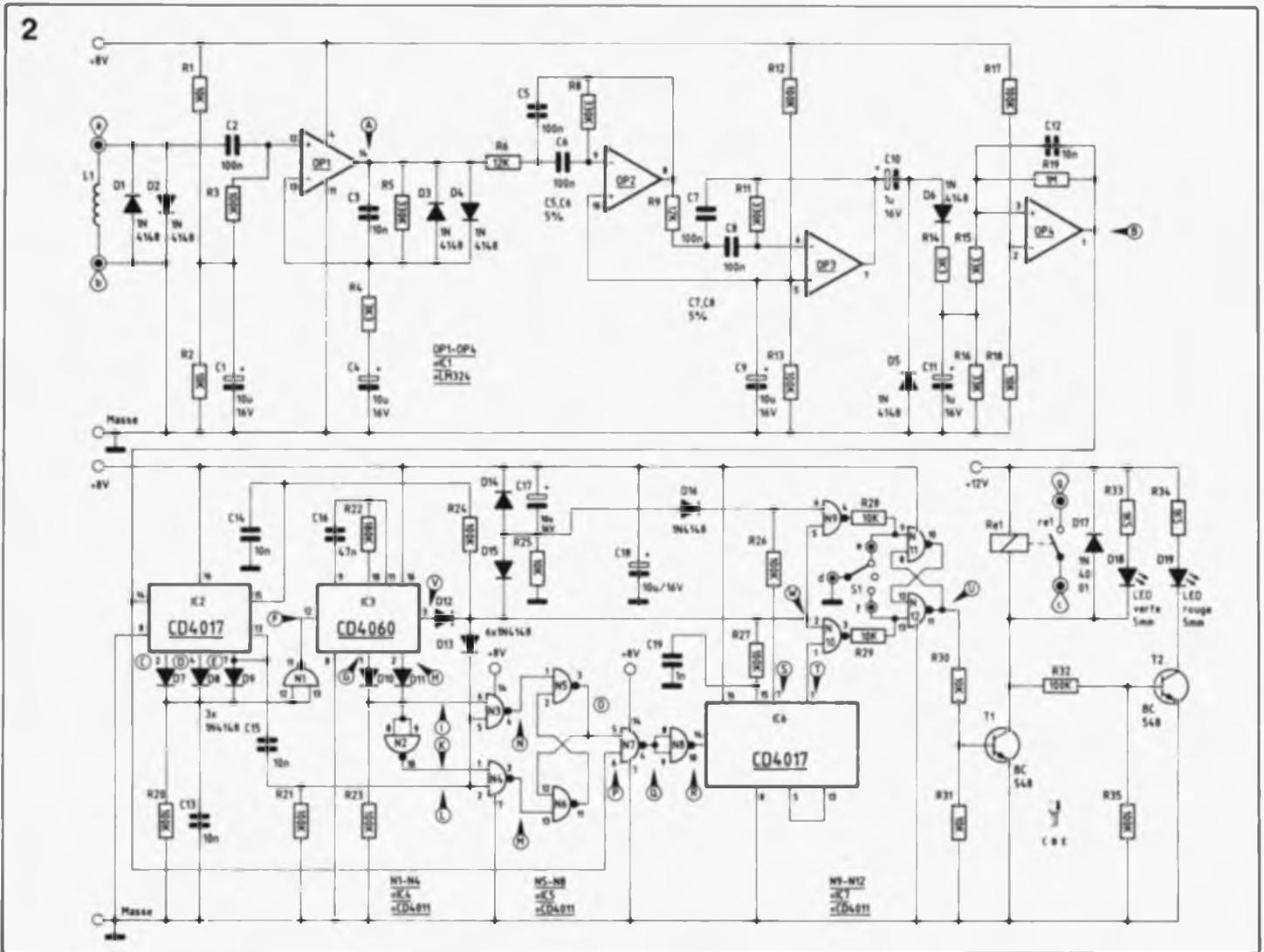
Les signaux de la sonnerie produits par une fréquence de 25 Hz (ou 50 Hz, selon le type de téléphone) sont captés inductivement sur l'enroulement de la sonnerie du téléphone par l'intermédiaire de la bobine de l'adaptateur à ventouse LI. Comme nous l'avons indiqué plus haut, LI est un adaptateur standard pour amplificateur de téléphone disponible un peu partout dans le commerce. Ce type d'adaptateur comporte une ventouse qui en facilite le positionnement et la fixation sur le corps du téléphone, et un câble de liaison doté dans la plupart des cas d'un jack mâle de 3,5 mm.

On recherchera la position la meilleur

pour capter les signaux de sonnerie; dans la plupart des cas elle se trouvera à proximité immédiate du générateur de sonnerie du téléphone, puisque c'est à cet endroit que l'induction est la plus importante. Remarquons qu'en pratique ce n'est pas le même endroit que celui où l'on positionne le capteur téléphonique à ventouse pour alimenter un amplificateur pour téléphone, puisque l'on recherche dans ce cas-là un emplacement proche du transmetteur de parole, alors qu'ici, tout ce qui nous intéresse est le signal de la sonnerie et partant l'enroulement de la sonnerie du téléphone. Cependant, étant donnée la très grande sensibilité de ce montage, il ne devrait pas y avoir de problème de couplage.

Les diodes D1 et D2 servent à protéger l'électronique située en aval à l'encontre de surtensions à l'entrée.

Les résistances R1 et R2 fixent le point de fonctionnement en tension continue des étages d'amplification. Le signal de la sonnerie arrive, à travers le condensateur C2, à l'entrée non-inverseuse (+) de



l'amplificateur opérationnel OP1, sa broche 12. Le gain produit par cet amplificateur atteint 40 dB (100 x); il est déterminé par la valeur des résistances R4 et R5. Le condensateur C3 sert à éliminer les composantes HF indésirables, le condensateur C4 assurant pour sa part un découplage en tension continue. Les diodes D3 et D4 limitent le gain au cas où le signal d'entrée présenterait une amplitude supérieure à 5 mV.

Les amplificateurs opérationnels OP2 et OP3 constituent deux filtres passe-bande à bande étroite du second ordre montés en série et possédant une fréquence centrale de 25 Hz très exactement, qui est l'une des fréquences standard de la sonnerie du téléphone.

Le facteur Q (de qualité) élevé de cette partie du montage assure à l'ensemble une très grande insensibilité aux parasites.

Notons en passant que de nombreuses installations de téléphone annexes travaillent à une fréquence de sonnerie plus importante (telle que 50 Hz par exemple). On retrouve aussi ces deux

fréquences de sonnerie sur notre réseau de téléphone.

Si l'on se trouve en présence d'une fréquence de sonnerie différente de 25 Hz il faudra adapter la fréquence centrale du filtre passe-bande, ce que l'on peut faire en changeant la valeur des condensateurs C5 à C8 en fonction du résultat de la résolution de la formule suivante:

$$C = \frac{2500}{f}$$

où

C est la capacité en nF et f la fréquence de la sonnerie

(pour f = 50 Hz, les condensateurs C5 à C8 auront une valeur de 47 nF).

À la sortie de l'amplificateur opérationnel OP3 (broche 7) on dispose du signal de sonnerie amplifié et filtré.

À l'aide des condensateurs C10 et C11 associés aux diodes D5 et D6 on effectue un redressement de la valeur de crête du signal par rapport à la masse. La résistance R14 définit la durée de charge du condensateur

C11, la résistance R11 en définissant elle la durée de décharge.

L'amplificateur opérationnel OP4 associé aux composants connexes est monté en comparateur à hystérésis faible. Il transforme le signal redressé en un signal rectangulaire bien "propre" que ses caractéristiques rendent utilisable pour un traitement numérique ultérieur.

À chaque signal de sonnerie, le niveau de la sortie de l'amplificateur opérationnel OP4 (broche 1) passe, pour la durée du signal, d'un niveau bas (proche de 0 V) à un niveau haut (de l'ordre de +8 V).

Nous allons voir, à la lumière du chronodiagramme de la figure 1 quel est le traitement purement numérique qui prend place ensuite.

Lors de la mise sous tension de l'ensemble (il ne s'agit pas ici d'un processus de commutation, mais de la simple application de la tension d'alimentation à la télécommande) celle-ci est initialisée automatiquement. L'application de la tension d'alimentation produit, par l'intermédiaire du réseau RC R25/C17, une

Figure 2. Schéma de l'électronique constitutive de la télécommande par téléphone.

Cette photographie montre clairement la technique de sandwich utilisée pour le montage des deux platines à l'intérieur du boîtier à prise et fiche secteur incorporées.

impulsion de niveau haut utilisée pour la remise à zéro des circuits intégrés IC2, IC3, IC6 ainsi que celle des bascules de mémorisation N5/N6 et N11/N12. Le système se trouve ainsi dans son état de départ, prêt à l'emploi; le relais Rel est décollé (position "Arrêt").

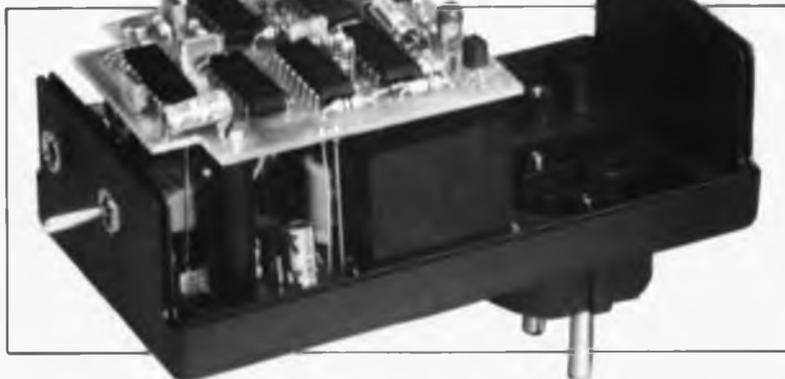
Les signaux de sonnerie transformés en signaux rectangulaires disponibles à la sortie de l'amplificateur opérationnel OP4 sont transmis à l'entrée de IC2 d'une part et à l'entrée de la porte NAND N7 d'autre part. Cette porte est bloquée par l'intermédiaire de sa seconde entrée (broche 5).

Au premier signal de sonnerie (diagrammes A et B de la figure 1) la broche 2 de IC2, un compteur décimal/diviseur à 10 sorties décodées, passe au niveau haut (diagramme C) et au second signal de sonnerie c'est au tour de sa seconde sortie, sa broche 4, de faire de même (diagramme D).

Le premier signal de sonnerie libère, à travers la porte NAND N1 montée en inverseur, l'entrée de remise à zéro de IC3 (broche 12), ce qu'illustre le diagramme F de la figure 1, de sorte que l'oscillateur constitué par les résistances R22 et le condensateur C16 peut entrer en fonction.

27 secondes plus tard (diagramme G) la broche 1 de IC3 passe d'un niveau bas à un niveau haut; 27 secondes plus tard, c'est-à-dire 54 secondes après le début du premier appel, c'est au tour de la broche 2 de IC3 de faire de même (diagramme H).

Si au cours de cet intervalle de temps au cours duquel les points "G" ou "H" (qui ensemble constitue le diagramme "I") se trouvent à un potentiel "haut", un nouveau processus de sonnerie prend place, la broche 2 de la porte N4 se voit appliquer une impulsion "haute" par l'intermédiaire du réseau RC C15/R21 puisque la sortie de IC2, sa broche 7, (diagramme E) passe au niveau haut après le troisième signal de sonnerie entrant.



L'entrée est ensuite bloquée par l'intermédiaire de la broche 13 de IC2 pour éviter toute prise en compte d'une nouvelle impulsion.

L'impulsion, arrivée à la broche 2 de la porte N4 à travers le condensateur C15, atteint également la broche 5 de la porte N3. Comme la seconde entrée de cette porte (sa broche 6) se trouve elle aussi au niveau haut, on retrouve l'impulsion à la sortie, mais inversée (diagramme N).

Ce processus entraîne le positionnement de la bascule de mémorisation que constituent les portes NAND N5 et N6 et la sortie (broche 3) de cette mémoire passe d'un niveau bas à un niveau haut (diagramme O).

Dans ces conditions, la porte N7 est libérée par l'intermédiaire de sa broche 5 et les signaux présents sur la broche 6 de N7 (diagramme P) sont transmis de la sortie de la porte N7 puis de celle de la porte N8 à l'entrée du compteur IC6 (diagrammes Q et R).

Lors d'une combinaison de 2 + 3 signaux de sonnerie, c'est l'une des sorties de IC6, sa broche 7, qui passe au niveau haut (diagramme S); lors d'une combinaison 2 + 5 signaux de sonnerie, c'est l'autre sortie (broche 1, diagramme T) qui passe au niveau haut.

Après un total de 108 secondes (comptées à partir du début du premier appel téléphonique) la sortie de IC3 produit une brève impulsion de niveau haut (diagramme V) qui libère les portes N9 et N10 par l'intermédiaire de leur entrée respective (broches 5 et 2, diagramme W).

En fonction de celle des sorties de IC6 qui se trouve au niveau haut (diagramme S et T) c'est soit la sortie de N9 (broche 4) soit celle de N10 qui descend brièvement à un niveau bas, ce qui produit le positionnement ou la remise à zéro de la bascule-mémoire N11/N12.

Dans le cas qui nous intéresse, nous voudrions obtenir une commutation

de mise en fonction (2 + 5 coups de sonnerie) de sorte que la sortie de IC6 (broche 1, diagramme T) se trouve au niveau haut pendant que l'impulsion de transfert (diagramme W) se trouve appliquée aux portes N9 et N10. Ceci entraîne le passage de la sortie de la mémoire N11/N12 au niveau haut (diagramme U).

Le relais Rel est activé à travers la résistance R30 et le transistor T1, il colle, de sorte que la prise secteur est mise sous tension. Cette nouvelle situation est visualisée par l'illumination de la LED verte D18, un décollement du relais étant visualisé lui par l'illumination de la LED rouge D19.

Simultanément à l'impulsion de transfert il a y remise à zéro du compteur IC2 par l'intermédiaire de la résistance R24, de la mémoire N5/N6 à travers la diode D13 et la porte N3 et du compteur IC6 à travers la résistance R27. Le système se retrouve dans son état initial, exception faite de la bascule de mémorisation N11/N12 qui conserve son état. Notons en passant que lors de la première mise sous tension de l'installation, cette mémoire est elle aussi remise à zéro (à travers la porte N9) par l'intermédiaire du condensateur C17, de la résistance R25 et de la diode D16.

L'inverseur à position centrale S1 permet une mise en ou hors-fonction manuelle du relais. Si l'on a donné une position fixe ou l'autre à cet inverseur, "Marche" ou "Arrêt", les signaux de sonnerie qui pourraient arriver restent sans effet. Ce n'est que lorsque S1 se trouve en position centrale (hors-fonction en fait) que l'on peut obtenir le déclenchement de commutations par l'intermédiaire des signaux de sonnerie. S1 constitue en fait un sélecteur de fonction à trois positions: "Marche", "Commande par téléphone" "Arrêt".

L'alimentation du montage est fournie par une petite alimentation intégrée implantée sur l'une des deux platines superposées constituant le montage. La tension de 8 V

Liste des composants :

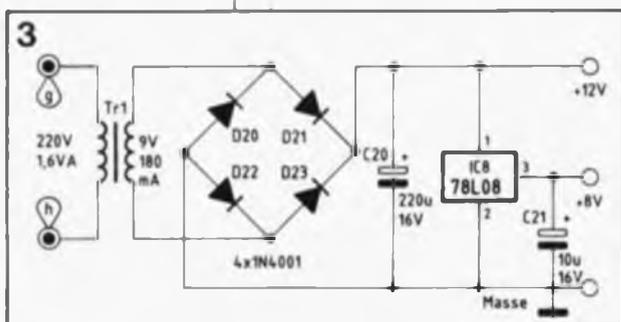
Résistances :

- R1, R2, R18, R25, R28 à R31 = 10 kΩ
- R3, R12, R13, R17, R20, R21, R23, R24, R26, R27, R32, R35 = 100 kΩ
- R4, R14 = 3kΩ3
- R5, R8, R11 = 330 kΩ
- R6, R9 = 12 kΩ
- R15, R16 = 33 kΩ
- R19 = 1 MΩ
- R22 = 180 kΩ
- R33, R34 = 1kΩ5
- (Il n'y a ni R7, ni R10)

Condensateurs:

- C1, C4, C9 = 10 μF/16 V
- C2, C5 à C8* = 100 nF
- C3, C12 à C15 = 10 nF
- C10, C11 = 1 μF/16 V
- C16 = 47 nF
- C17, C18 = 10 μF/16 V
- C19 = 1 nF
- C20 = 220 μF/16 V
- C21 = 10 μF/16 V
- * = tolérance 5 %

Figure 3. Schéma de l'alimentation.



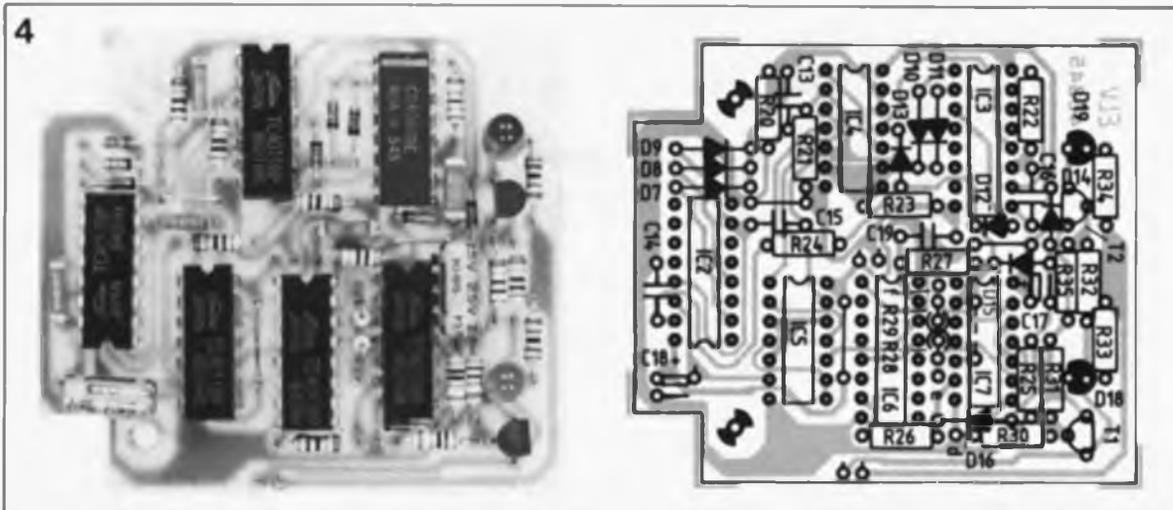


Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine de traitement numérique.

Exemplaire terminé de la platine de traitement numérique des signaux.

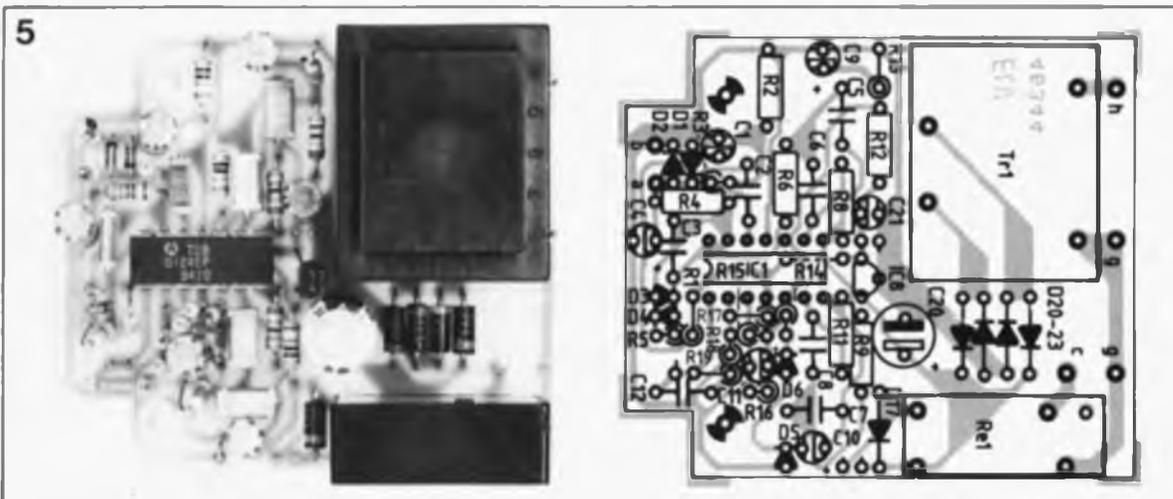


Figure 5. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de l'alimentation qui est également celle des entrées.

Exemplaire terminé de la platine à double fonction: alimentation et entrées.

Semi-conducteurs:

D1 à D16 = 1N4148
D17, D20 à D23 = 1N4001
D18 = LED verte 5 mm
D19 = LED rouge 5 mm
T1, T2 = BC548
IC1 = LM324
IC2, IC6 = CD4017
IC3 = CD4060
IC4, IC5, IC7 = CD4011
IC8 = 78L08

Divers:

Tr1 = transformateur secteur 9 V/180 mA (15 VA)
S1 = inverseur simple à contact central
Rel1 = relais pour circuit imprimé 12 V/8 A à positionnement vertical
L1 = capteur téléphonique à ventouse
6 picots
une embase jack femelle 3,5 mm
4 entretoises de 15 mm
2 vis M3 x 35 mm
40 cm de fil de câblage isolé
20 cm de câble bifilaire de 0,75 mm² de section
20 cm de fil de cuivre argenté rigide

nécessaire à l'électronique est fournie par un régulateur intégré, le relais étant quant à lui alimenté directement par une tension continue non régulée de quelque 12 V utilisée pour sa commande.

La réalisation

de ce montage est relativement simple, ne serait-ce qu'en raison de la présence de deux circuits imprimés dotés d'une sérigraphie claire sur lesquels il suffit d'implanter les différents composants.

Pour cette dernière opération, il faudra bien entendu respecter la sérigraphie de l'implantation des composants. On commencera par la mise en place des composants passifs pour poursuivre par celle des composants actifs. Attention à ne pas oublier l'un des ponts de câblage à implanter sous l'un des circuits intégrés.

Il faudra implanter les deux LED de manière à ce que la distance entre la surface de la platine et le sommet des boîtiers des diodes soit de 14 mm environ.

La fixation mécanique des deux platines se fait à l'aide de 4 vis M3 de 35 mm et de leurs écrous. Les deux platines sont séparées l'une de

l'autre à l'aide de deux entretoises de 15 mm. L'interconnexion électrique des deux platines se fait par la mise en place de cinq morceaux de fil de cuivre argenté rigide reliant deux à deux les points correspondants des deux platines; ces points sont identifiés par des petits cercles dotés d'une petite queue, comme par exemple ceux situés entre le condensateur C21 et le régulateur IC8.

L'embase 3,5 mm destinée au jack du capteur téléphonique à ventouse est reliée aux points "a" et "b". L'inverseur de sélection de mode S1 est relié aux points "d", "e" et "f". Nous en arrivons aux interconnexions avec le secteur, ce qui signifie redoublement de soin.

Le câblage de la fiche incorporée au boîtier de fait à l'aide de fil de câblage isolé de 0,75 mm² de section au minimum.

Les deux bornes de la prise secteur incorporée au boîtier seront reliées aux points "g" et "h" de la platine de l'alimentation à l'aide de deux morceaux de câble électrique de quelque 50 mm de long.

La borne de mise à la terre de la prise secteur est reliée d'une part à la borne de mise à la terre de la prise incorporée et d'autre part à toutes

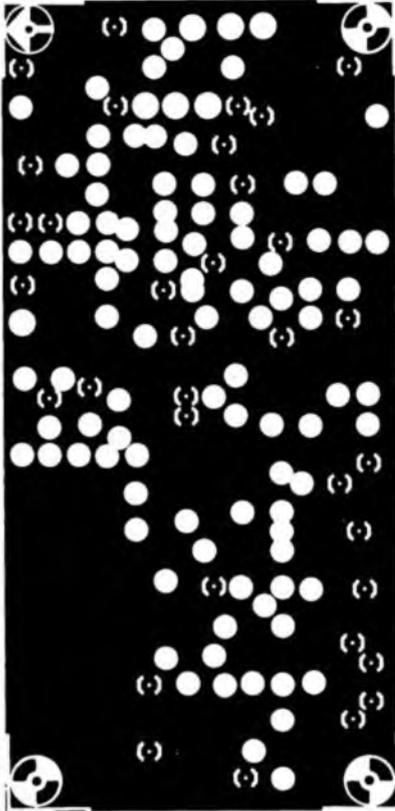
les pièces métalliques du montage accessibles de l'extérieur, telles que le corps et le levier de l'inverseur S1, par l'intermédiaire de la languette de soudure qu'il comporte.

L'une des deux bornes de la prise secteur du boîtier est reliée au point "h" du circuit imprimé de l'alimentation, l'autre l'est au point "c" (sortie du relais Rel).

Après implantation du montage dans un boîtier en plastique qui répond à toutes les exigences de sécurité, il ne reste plus qu'à enficher le jack du capteur téléphonique à ventouse dans l'embase 3,5 mm prévue à cette intention, avant de mettre la télécommande dans une fiche secteur et d'y enficher l'appareil que l'on désire pouvoir commander pour être fin prêt pour ... les vacances de neige de Carnaval. ■

**Note importante: Ce montage n'est pas prévu pour fonctionner avec les téléphones modernes à résonateur piézo-électrique (buzzer) comme ils nous arrivent en nombres de plus en plus importants d'Extrême-Orient, puisque son principe exige de pouvoir capter des impulsions fournies par l'enroulement de la sonnerie.*

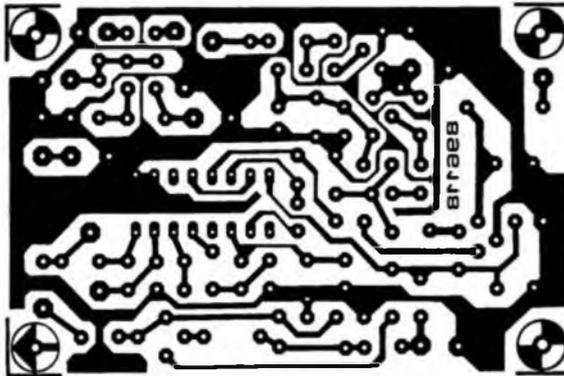
SERVICE



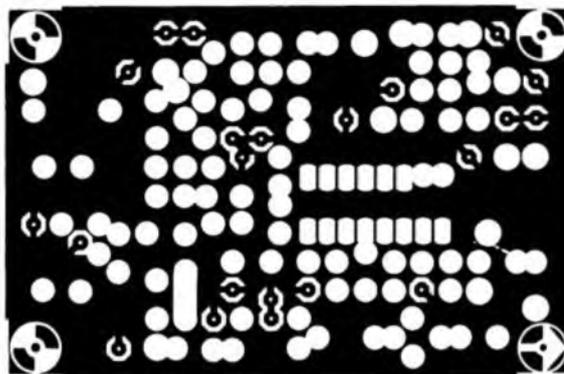
récepteur FM à 4 transistors:
côté pistes



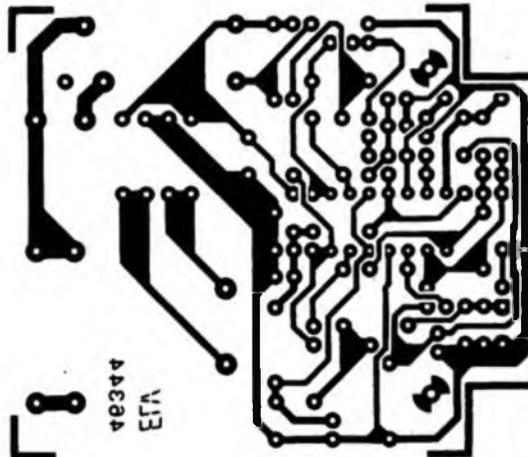
récepteur FM à 4 transistors:
côté composants



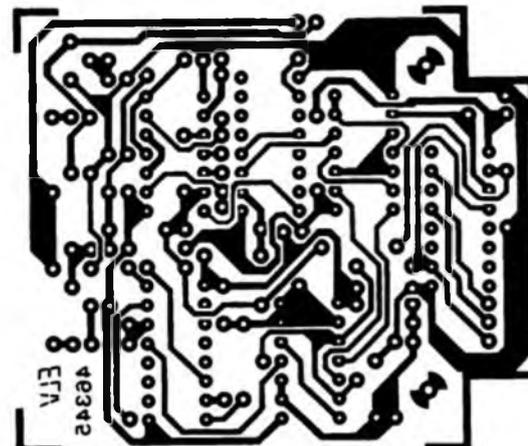
relayer FM multifonctions: côté pistes



relayer FM multifonctions: côté composants



télécommande par téléphone: circuit de l'alimentation



télécommande par téléphone: circuit de commande

régulation pour fer à souder

chaudement recommandée

Un fer à souder doté d'une thermorégulation (réglage en température) est à ranger parmi les outils coûteux, mais indispensables dont ne saurait se passer un électronicien. En effet, en dépit de son prix élevé cet outil garantit en toute circonstance d'excellents résultats.

Si pourtant vous préférez dépenser votre argent en composants plutôt qu'en fers à souder, le montage proposé ici permet d'économiser une somme intéressante. Il vous suffit d'acheter un fer à souder PTC (*Positive Temperature Coefficient* = coefficient de température positif) et de réaliser vous-même l'électronique de régulation.

Une question que se sont sans doute posés nombre de nos lecteurs est de savoir s'il est vraiment indispensable de disposer d'une régulation de la température sur un fer à souder, sachant qu'ils utilisent depuis des années un simple fer dépourvu du moindre réglage.

Il y a pourtant de solides arguments plaçant en faveur d'une régulation pour fer à souder. Pour chaque composant qu'il met sur le marché, un fabricant de semi-conducteurs indique la durée et la température maximales de soudure. En règle générale la plupart des composants supporte une température comprise entre 230 à 300°C pendant 10 secondes tout au plus. Après avoir réglé la température de votre fer à souder il vous suffit de vous inquiéter de la durée de chaque soudure, la durée de soudure de

CMS en particulier; ces Composants pour Montage en Surface possèdent des connexions extrêmement courtes ce qui explique qu'il faille donc surveiller de très près les facteurs temps et température. Il faut aussi éviter une température de soudure trop basse (pâtés) puisqu'il est évident qu'une température plus élevée du fer permet à l'étain de fondre plus facilement, le fondant remplissant mieux sa fonction.

L'utilisation de la basse tension pour l'alimentation de l'élément de chauffage des fers à souder PTC permet de se passer de mise à la terre, précaution indispensable dans le cas d'un fer à souder alimenté par le secteur. Nous pouvons utiliser le fil de la mise à la terre comme fil "égaliseur de potentiel" au cours de soudures de composants sensibles aux charges statiques.

Un fer à souder PTC

La régulation de température que nous proposons dans cet article est prévue pour être utilisée avec un fer à souder spécifique, un Ersa TE40, dont l'élément de chauffage est constitué d'un matériau possédant un coefficient de température positif important. Nous pouvons alors déterminer la température du fer à souder par intermédiaire de la résistance de son élément de chauffage. Le graphique de la **figure 1** montre la relation entre la température et la résistance d'un élément de chauffage. Le coefficient de température est de $5,8 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-3}$ environ.

La pratique nous a appris que la température de l'élément de chauffage est toujours un peu plus élevée que celle de la pointe du fer à souder. Cette petite différence ne pose pourtant pas de grands problèmes puisqu'il existe un contact physique direct entre l'élément de chauffage et la pointe. Un avantage important de l'utilisation simultanée de l'élément de chauffage comme capteur de température est le fait que nous pouvons nous contenter de deux fils de branchement. Ils remplissent une fonction double: lignes d'alimentation et liaisons de mesure.

Le circuit de réglage

La **figure 2** nous montre l'électronique du réglage de température dont le principe repose sur une modulation de largeur d'impulsion (MLI). Un rétrécissement de la largeur d'impulsion entraîne une



diminution de la puissance fournie au fer à souder et par conséquent une chute de la température. À l'inverse, une extension de la largeur d'impulsion a évidemment pour conséquence une température plus élevée.

Un signal en dent de scie produit par l'amplificateur opérationnel A1 est à la base du signal rectangulaire final. Les résistances R4, R5 et R6 définissent l'hystérésis du seuil d'entrée en fonction de l'amplificateur opérationnel. La charge rapide du condensateur C7 au travers de la résistance R8 et de la diode D2, suivie de sa décharge lente à travers la résistance R7, produit une oscillation en dent de scie ayant une fréquence de 20 kHz. Par comparaison de ce signal en dent de scie avec une tension qui dépend de la température de consigne (recherchée) et de la température mesurée (à la sortie de A3), il naît un signal rectangulaire dont la largeur d'impulsion se rétrécit au fur et à mesure que la température du fer à souder se rapproche de la température requise choisie par l'utilisateur.

La mesure de la température s'effectue à l'aide de la tension à travers la résistance r_{DSon} (drain-source on) du transistor FET T3. La tension mesurée est tamponnée par le condensateur C8 et l'amplificateur opérationnel A4. Dans l'amplificateur opérationnel A3 a lieu la comparaison entre la température mesurée et la température de consigne (celle

que l'on recherche). Afin que les fluctuations de la tension de l'alimentation du fer à souder soient prises en compte dans le "calcul" de la résistance (température du fer à souder), l'alimentation du potentiomètre P3 n'est pas prise sur l'alimentation régulée. Le fer à souder associé à la résistance r_{DSon} du transistor FET T3 et au diviseur de tension à résistances constitue un pont. L'utilisation de la résistance r_{DSon} du transistor T3 comme résistance de mesure a l'avantage de créer une protection contre les surcharges. Le circuit de réglage interprétera un échauffement du transistor FET (suite à une surcharge) comme une augmentation de la température du fer à souder. La réaction immédiate est une diminution de la puissance (rétrécissement de la largeur d'impulsion). Pour protéger le transistor FET contre des sauts de tension nous avons implanté une varistance, R15, qui limite la tension à travers le transistor à une valeur de sécurité de 40 V.

Le montage

La mise en place et la soudure des composants sur le circuit imprimé (figure 3) ne posera de problème à personne. Il est inutile d'en consacrer tout un exposé.

Il y a pourtant quelques aspects de sécurité à ne pas perdre de vue lors de la réalisation de ce montage. Il est primordial d'utiliser un transforma-

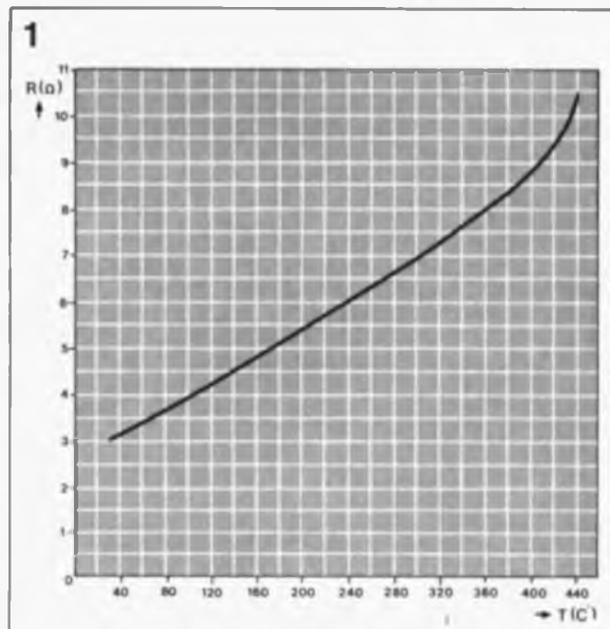


Figure 1. Le comportement de l'élément de chauffage d'un fer à souder Ersa TE40 est comparable à celui d'une résistance PTC.

teur de sécurité, non seulement pour sa santé personnelle, mais aussi pour éviter, plus tard, d'endommager des composants sensibles. À cause du (et grâce au) transformateur de sécurité, il vaut mieux ne pas mettre à la terre ni la masse du circuit ni celle du fer à souder. Le fil de la "borne de terre" du fer à souder — qu'il faudrait en fait appeler "ligne égalisatrice de potentiel" — sert à éviter qu'une charge statique se produise entre le fer et le composant à souder. Il faut connecter cette liaison, à travers une résistance de valeur élevée, au circuit ou, si vous en disposez, à la surface de travail antistatique.

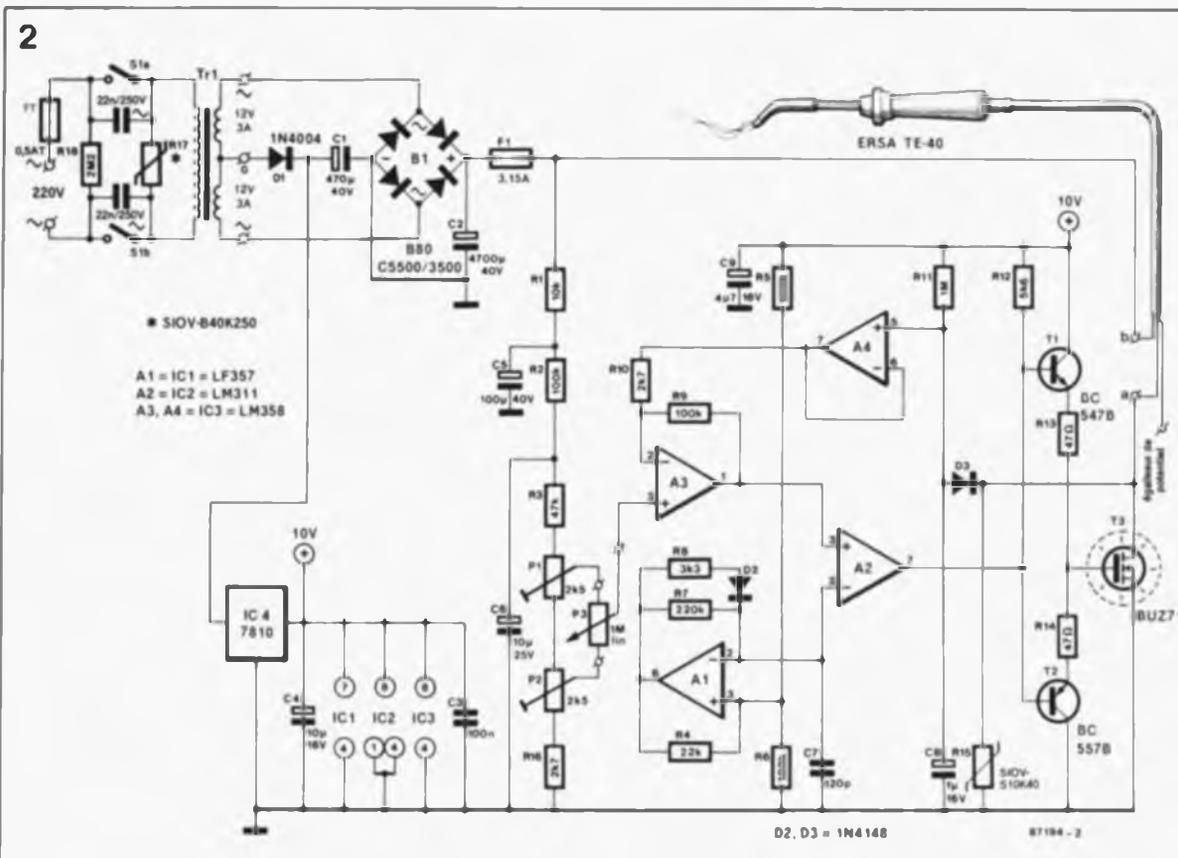


Figure 2. Le schéma de l'électronique de la régulation pour fer à souder.

- Liste des composants
 Résistances:
 R1 = 10 kΩ
 R2, R5, R6, R9 = 100 kΩ
 R3 = 47 kΩ
 R4 = 22 kΩ
 R7 = 220 kΩ
 R8 = 3kΩ3
 R10 = 2kΩ7
 R11 = 1 MΩ
 R12 = 5kΩ6
 R13, R14 = 47 Ω
 R15 = S10V-S10K40 (Siemens)
 R16 = 2kΩ7
 R17 = S10V-B40K250
 R18 = 2MΩ2
 P1, P2 = 2kΩ5 ajust.
 P3 = 1 MΩ lin.

Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la régulation de température pour fer à souder.

- Condensateurs:
 C1 = 470 μ F/40 V
 C2 = 4 700 μ F/40 V
 C3 = 100 nF
 C4 = 10 μ F/16 V
 C5 = 100 μ F/40 V
 C6 = 10 μ F/25 V
 C7 = 120 pF
 C8 = 1 μ F/16 V
 C9 = 4 μ F/16 V

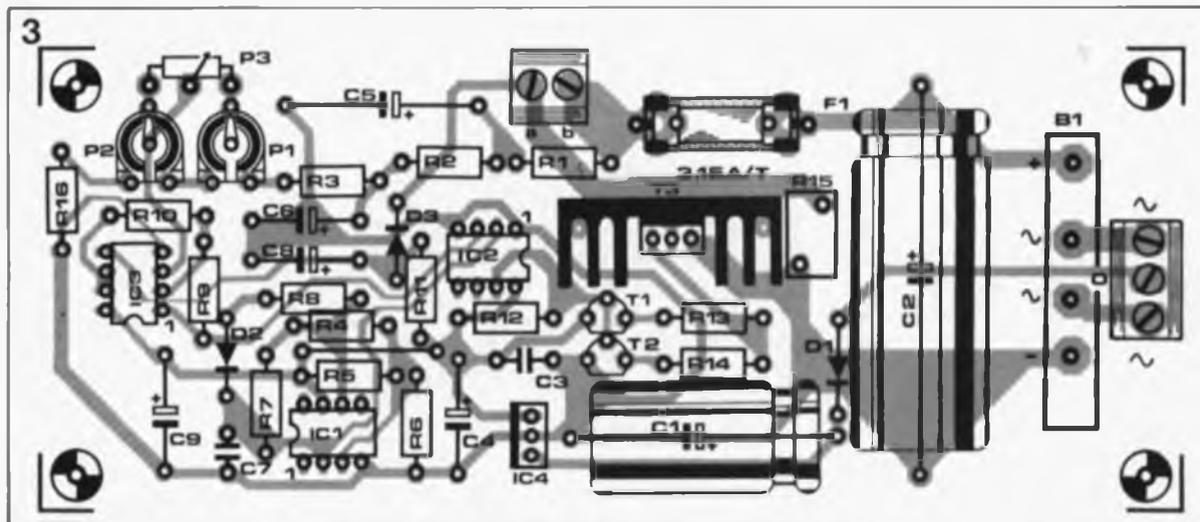
- Semi-conducteurs:
 D1 = 1N4004
 D2, D3 = 1N4148
 B1 = pont redresseur B80C5500/3500
 T1 = BC547B
 T2 = BC557B
 T3 = BUZ71
 IC1 = LF357
 IC2 = LM311
 IC3 = LM358
 IC4 = 7810

- Divers:
 Tr1 = transfo de sécurité 2x12 V/3 A fusible 0,5 A retardé porte-fusible pour montage sur circuit imprimé avec fusible 3,15 A retardé embase DIN à 5 contacts radiateur de 3,5 K/W environ (pour T3) fer à souder Ersa TE-40

Les fers à souder ERSA sont distribués en France par:
 Janichen
 27, rue de Turin
 75008 Paris
 tél.: (1) 47.80.60.01

Figure 4. Il est possible de fabriquer vous-même un fer à souder comportant des couples thermo-électriques. Le thermocouple B peut très bien servir comme point de mesure pour une régulation de la température.

Figure 5. L'électronique d'une régulation de température pour un fer à souder (de fabrication maison).



Comment fabriquer soi-même un fer à souder thermostaté

d'après une idée de J. Eeckhout

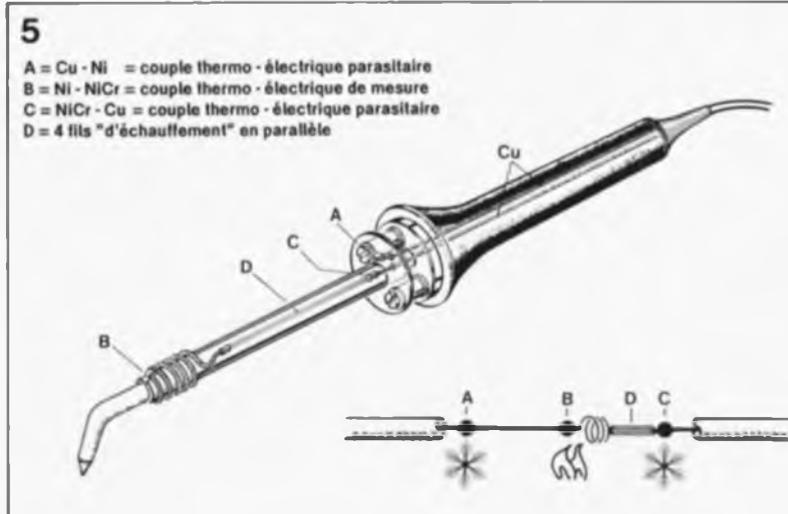
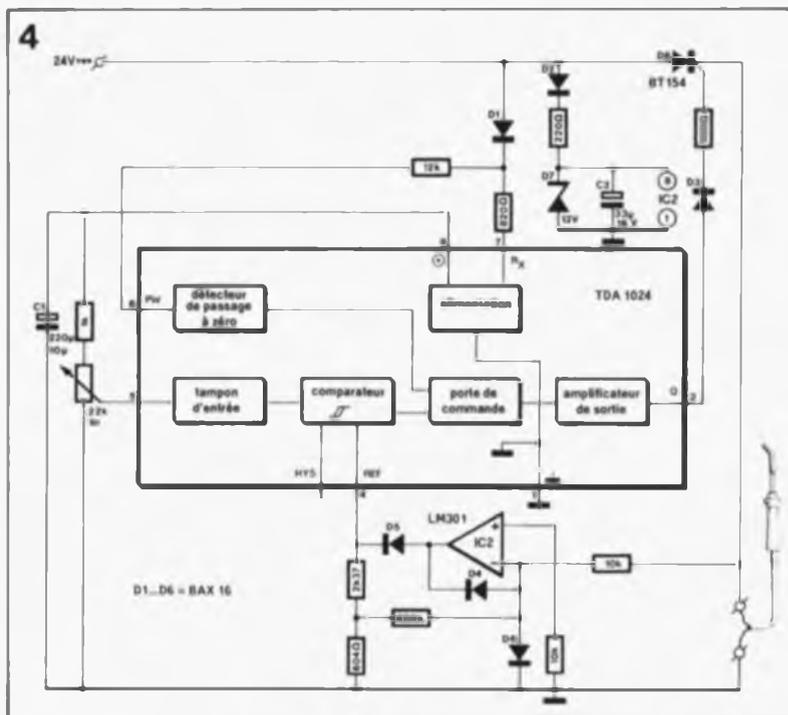
Il existe encore une autre façon de mesurer la température d'un fer à

souder (ou d'un autre appareil producteur de chaleur, tel qu'un sèche-cheveux par exemple) dont nous nous devons de mentionner l'existence à tous les acharnés du bricolage élect(ron)ique.

Nous allons nous servir de couples thermoélectriques (thermocouples)

qui se constituent presque automatiquement lors de la fabrication maison de ce fer à souder. La constitution (a) de ce fer à souder ainsi que son principe de fonctionnement (b) sont illustrés en figure 4.

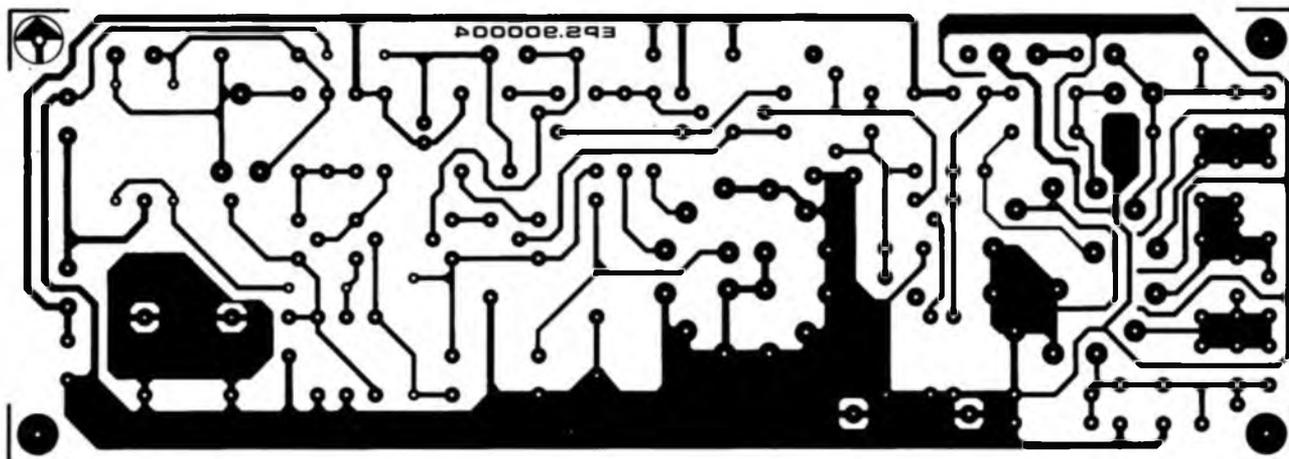
La pièce la plus importante du fer à souder est un petit tube en nickel, le corps du fer à souder, doté de quelques spires de fil d'un alliage NiCr (constantan). Une extrémité de ce fil est fixée solidement par pincement au tube de nickel, tandis que l'autre est connectée à un fil constantan plus épais (ou replié plusieurs fois avant d'être torsadé). Dans ces conditions, il s'établit, aux points de connexion, des couples thermo-électriques qui restent plus ou moins froids. Le dessin de la figure 4b montre nettement le principe de la construction que nous venons de décrire. Les deux thermocouples qui se trouvent aux extrémités gauche et droite n'entrent pas en jeu en ce qui concerne la régulation puisqu'ils restent relativement "froids" et gardent une température assez constante. Le couple thermo-électrique central constitue le point de référence auquel le circuit de régulation prend son signal de mesure.



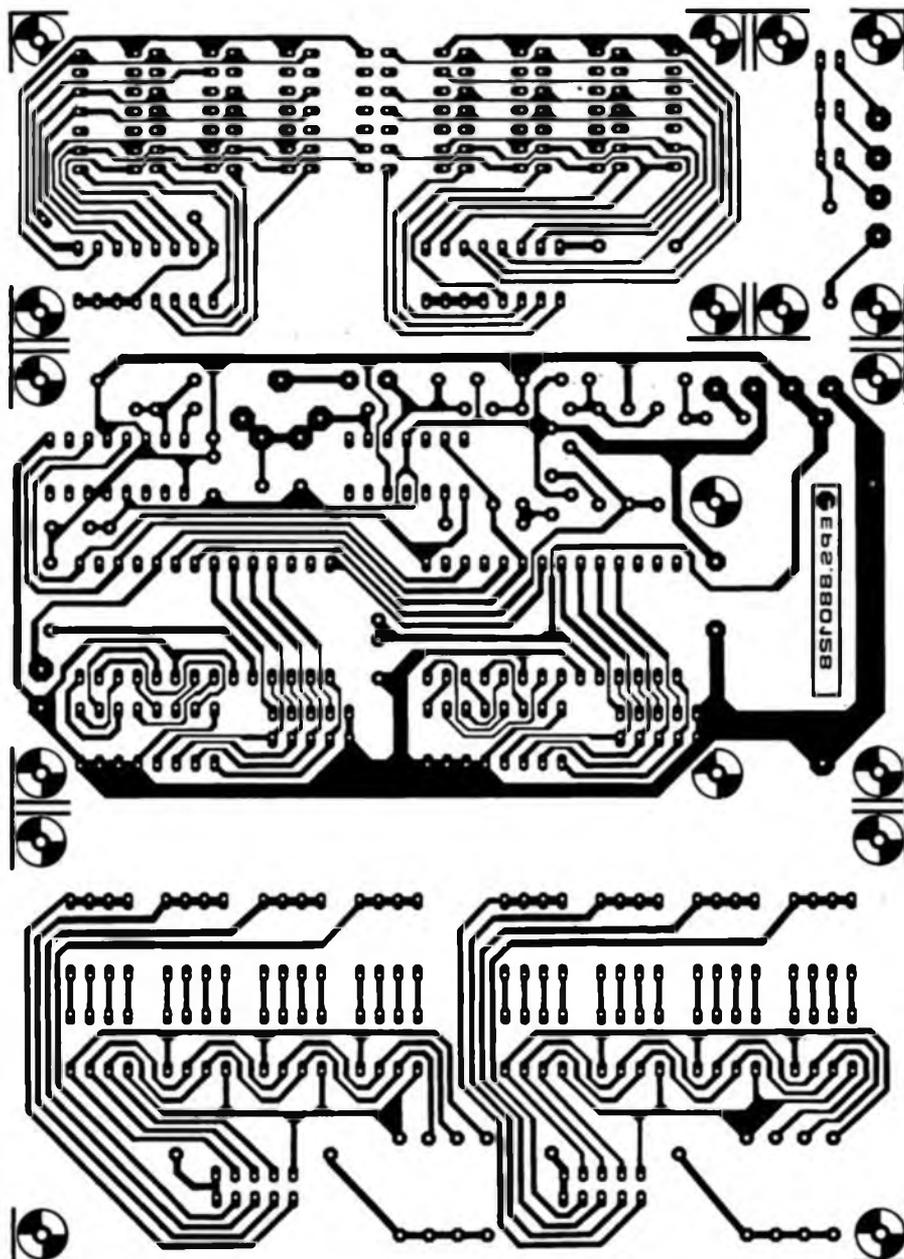
- 5**
 A = Cu - Ni = couple thermo-électrique parasite
 B = Ni - NiCr = couple thermo-électrique de mesure
 C = NiCr - Cu = couple thermo-électrique parasite
 D = 4 fils "d'échauffement" en parallèle

L'électronique du circuit de régulation (figure 5) repose presque uniquement sur le circuit intégré TDA1024 dont la fonction primordiale est de s'occuper de la commande du triac BT154 (D8). Le réglage de la température se fait à l'aide du potentiomètre pris à l'entrée du tampon. L'amplificateur opérationnel LM301 (IC2) constitue un amplificateur de mesure. Ce circuit présente une caractéristique astucieuse, celle d'effectuer les mesures uniquement lorsque le fer à souder est hors-tension. Ce n'est qu'à cet instant-là qu'il existe une tension thermo-électrique sur le fer à souder.

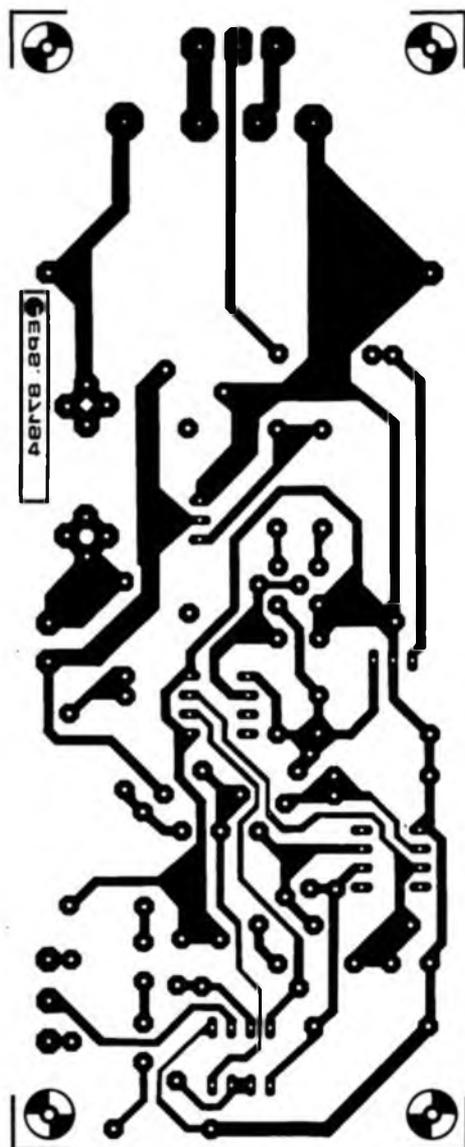
SERVICE



millivoltmètre alternatif



module-fréquence



régulation pour fer à souder ERSA

Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la régulation de température pour fer à souder.

- Condensateurs:
 C1 = 470 μ F/40 V
 C2 = 4 700 μ F/40 V
 C3 = 100 nF
 C4 = 10 μ F/16 V
 C5 = 100 μ F/40 V
 C6 = 10 μ F/25 V
 C7 = 120 pF
 C8 = 1 μ F/16 V
 C9 = 4 μ F/16 V

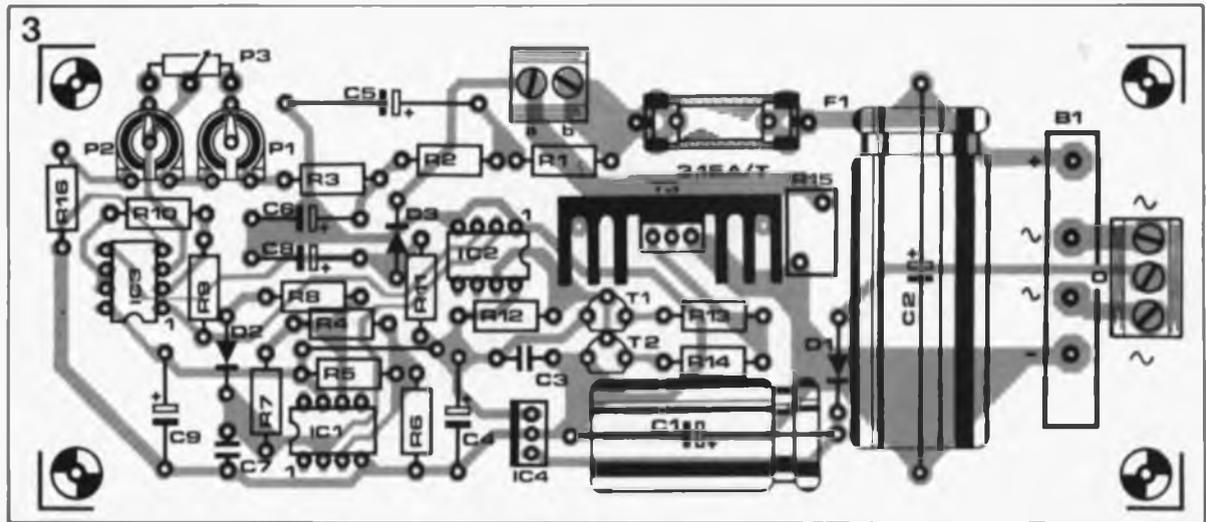
- Semi-conducteurs:
 D1 = 1N4004
 D2, D3 = 1N4148
 B1 = pont redresseur B80C5500/3500
 T1 = BC547B
 T2 = BC557B
 T3 = BUZ71
 IC1 = LF357
 IC2 = LM311
 IC3 = LM358
 IC4 = 7810

- Divers:
 Tr1 = transfo de sécurité 2x12 V/3 A fusible 0,5 A retardé porte-fusible pour montage sur circuit imprimé avec fusible 3,15 A retardé embase DIN à 5 contacts radiateur de 3,5 K/W environ (pour T3) fer à souder Ersa TE-40

Les fers à souder ERSA sont distribués en France par: Janichen 27, rue de Turin 75008 Paris tél.: (1) 47.80.60.01

Figure 4. Il est possible de fabriquer vous-même un fer à souder comportant des couples thermo-électriques. Le thermocouple B peut très bien servir comme point de mesure pour une régulation de la température.

Figure 5. L'électronique d'une régulation de température pour un fer à souder (de fabrication maison).



Comment fabriquer soi-même un fer à souder thermostaté

d'après une idée de J. Eeckhout

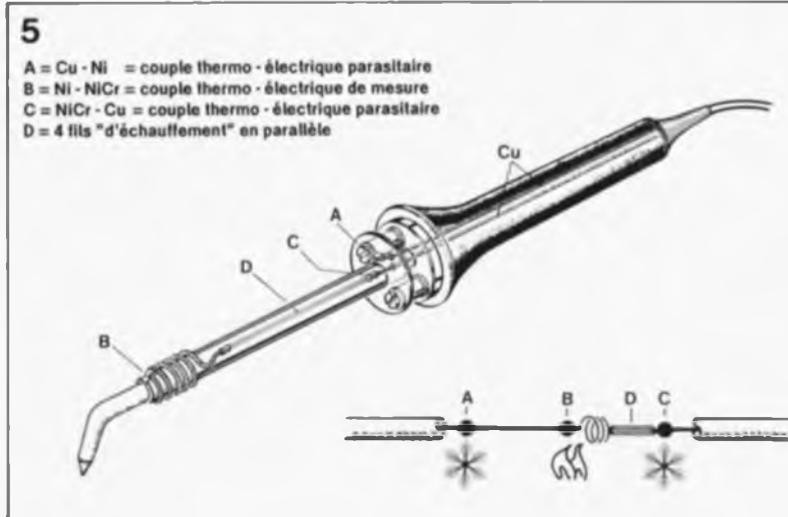
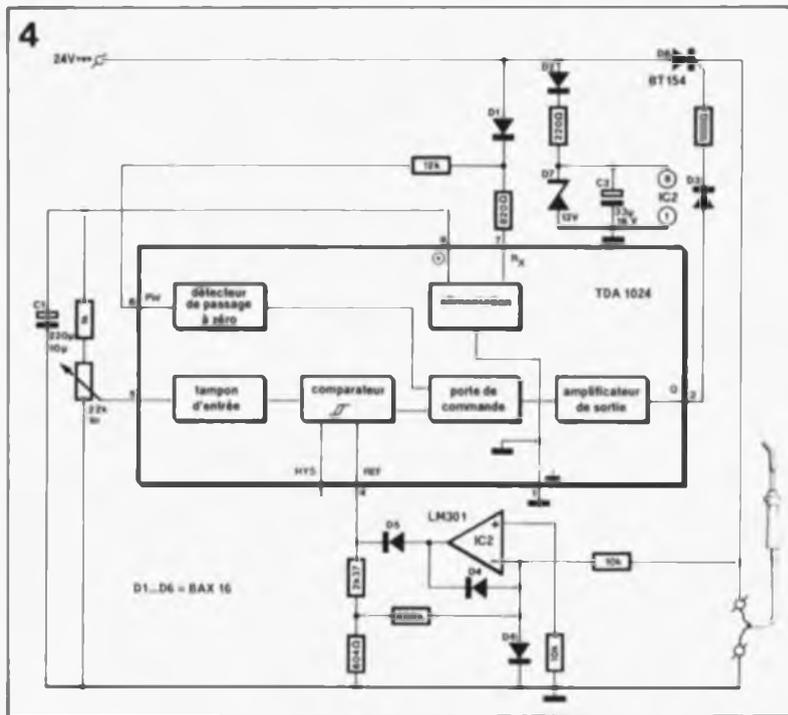
Il existe encore une autre façon de mesurer la température d'un fer à

souder (ou d'un autre appareil producteur de chaleur, tel qu'un sèche-cheveux par exemple) dont nous nous devons de mentionner l'existence à tous les acharnés du bricolage élect(ron)ique.

Nous allons nous servir de couples thermoélectriques (thermocouples)

qui se constituent presque automatiquement lors de la fabrication maison de ce fer à souder. La constitution (a) de ce fer à souder ainsi que son principe de fonctionnement (b) sont illustrés en figure 4.

La pièce la plus importante du fer à souder est un petit tube en nickel, le corps du fer à souder, doté de quelques spires de fil d'un alliage NiCr (constantan). Une extrémité de ce fil est fixée solidement par pincement au tube de nickel, tandis que l'autre est connectée à un fil constantan plus épais (ou replié plusieurs fois avant d'être torsadé). Dans ces conditions, il s'établit, aux points de connexion, des couples thermo-électriques qui restent plus ou moins froids. Le dessin de la figure 4b montre nettement le principe de la construction que nous venons de décrire. Les deux thermocouples qui se trouvent aux extrémités gauche et droite n'entrent pas en jeu en ce qui concerne la régulation puisqu'ils restent relativement "froids" et gardent une température assez constante. Le couple thermo-électrique central constitue le point de référence auquel le circuit de régulation prend son signal de mesure.



L'électronique du circuit de régulation (figure 5) repose presque uniquement sur le circuit intégré TDA1024 dont la fonction primordiale est de s'occuper de la commande du triac BT154 (D8). Le réglage de la température se fait à l'aide du potentiomètre pris à l'entrée du tampon. L'amplificateur opérationnel LM301 (IC2) constitue un amplificateur de mesure. Ce circuit présente une caractéristique astucieuse, celle d'effectuer les mesures uniquement lorsque le fer à souder est hors-tension. Ce n'est qu'à cet instant-là qu'il existe une tension thermo-électrique sur le fer à souder.