

ELEKTOR

l'électronique créative

sonde différentielle

les radiateurs &
leurs secrets

mesures flottantes
sur oscilloscopes

débitmètre
RS-232

réglage de volume
à commande par IR



cours μ -PIC & tutti-quantì (II)
tout savoir sur la programmation des
composants de la famille des PIC



SOMMAIRE



n° 191
mai 1994

Comme l'illustre éloquentement la photo de couverture, la réalisation sur laquelle nous voulons mettre l'accent est une sonde différentielle qui permet de procéder à des mesures précises en mode flottant. Un réglage de volume à commande par IR intéressera sans doute nos lecteurs amateurs d'audio haut de gamme, un débit-mètre RS-232, le cours µ-PIC et tutti quanti et le BASIC Stamp® nos « ordinophiles », l'article consacré aux radiateurs à leurs secrets s'adressant à tous. N'hésitez pas à nous écrire pour la rubrique BP59...

INFORMATIONS

Intérêt général

BP59, le Courrier Lecteurs

Logiciels : BoxDraw

µ-PIC et tutti quanti

2^e partie

cours de programmation pour PIC 16C5x

les radiateurs

quand et comment les utiliser ?

RÉALISATIONS

Mesure et test

sonde différentielle

la « paire de lunettes » indispensable à tout oscilloscope

Applikator

BASIC STAMP™

le PIC(°)-ordinateur à la taille d'un timbre-poste

Audio, vidéo & musique

réglage de volume à télécommande IR

un potentiomètre « motorisé » piloté par code RCS

Micro-informatique

débitmètre pour RS-232

la vitesse de vos transmissions en mots/s

D. v. d. Vliet

Domestique

MAJORDOME

E. Hackländer & S. Furchtbar

2^e partie : l'émetteur

Photographie

diapo-compteur

compte fidèlement lors de vos diaporamas

Alimentation

alimentation alternative commutable

auxiliaire précieux lors d'essais en labo

ELEKTOR

infocarte 246

Circuits intégrés
linéaires 25

AD830, amplificateur
différentiel vidéo rapide

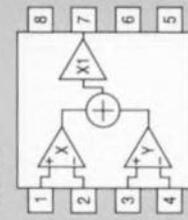
Description générale :

Le AD830 est un amplificateur différentiel à large bande, conçu pour des utilisations à des fréquences vidéo. Ce composant amplifie, de façon très précise, un signal complètement différentiel appliqué à ses entrées et produit une tension de sortie référencée à un niveau défini par l'utilisateur. Le AD830 se charge de plus d'une réflexion du signal en mode commun indésirable, et ce même à des fréquences élevées. La présence d'entrées à haute impédance facilite l'utilisation du circuit avec des impédances de source non infinies, conservant ainsi la bonne réflexion en mode commun. Cette caractéristique du AD830 offre donc des améliorations sensibles par rapport à un amplificateur différentiel discret.

Les plages respectivement larges en mode commun et en tension différentielle du AD830 le rendent particulièrement utile pour des applications à décalage de niveau, offrant ici une consommation sensiblement plus faible comparée aux solutions discrètes basant appel à des résistances. La table de distorsion est maintenue tout au long des différentes tensions en mode commun et différentielles, tant à l'entrée qu'à la sortie.

Une largeur de bande importante avec un gain différentiel de 0,05%, et une phase de 0,08° prédestinent quasiment le AD830 à des applications dans le domaine de la vidéo.

Le AD830 peut également servir dans des applications générales de traitement de signaux compris entre 100 KHz et 10 MHz.



Brochage

- 1 +INX
- 2 -INX
- 3 +INY
- 4 -INY
- 5 -V_s
- 6 non connecté
- 7 SORTIE
- 8 +V_s

Applications :

- récepteur de ligne différentiel
- traduction de niveau à haute vitesse
- amplificateur d'entrée très rapide
- conversion différentiel → asymétrique
- addition et soustraction sans résistances

Taux de montée :	530 V/µs
Durée de stabilisation (à 0,1%) :	35 ns
Caractéristiques vidéo excellentes	
Plage de tension en mode commun très large :	+13 V à -11,5 V
Plage de tension différentielle :	-2 V
Taux de réflexion en mode commun élevé :	60 dB @ 4 MHz
Niveau d'éclatement différentiel intégré :	-22,4 V
Performance dynamique rapide	
Courant de commande de sortie important :	60 MHz
(spécifié avec les 5 tensions d'alimentations de	10 MHz
faible distorsion harmonique totale (THD) :	
	±30 mA
	±5 V et ±15 V
	-72 dB @ 4 MHz

ELEKTOR - infocartes

Circuits intégrés
numériques 13

ICM7217
compteur/décompteur
à 4 chiffres pré-réglable

Applications :

Les ICM7217 réduisent sensiblement le nombre de composants requis dans la quasi-totalité des circuits de temporisation, de comptage et de mesure de fréquence. Quelques applications typiques sont :

- compteur collectif à pré-détermination,
- tachymètre,
- décodeur de vitesse trop élevée / trop faible,
- décompteur,
- compteur de temps écoulé,
- compteur d'unités et
- compteur de fréquence.

Brochage



Description générale :

Les membres de la famille des compteurs/décompteurs à pré-détermination à 4 chiffres, ICM7217 de Maxim, comportent un circuit de commande pour afficheur 7 segments à LED à 4 chiffres et un registre de comparaison (prédétermination) dont le contenu peut être défini par l'utilisateur. Les contenus du compteur et du registre de comparaison peuvent être définis à l'aide de roues codeuses, cavaliers de codage ou circuit numérique externe.

Les ICM7217 (anode commune) et ICM7217A (cathode commune) sont des compteurs décadiques avec une capacité de comptage maximale de « 9999 ». Les ICM7217B (anode commune) et ICM7217C (cathode commune) sont des compteurs du type modulo-60, destinés au comptage d'heures/minutes ou de minutes/secondes. Leur valeur de comptage maximale est de 5959.

Tous les ICM7217x possèdent des sorties BCD (Binary Coded Decimal ou décimal codé binaire), une sortie Carry/Borrow (permettant de mettre en cascade plusieurs ICM7217), une sortie Zero (indiquant un comptage à zéro) et une sortie Equal (égal), active lorsque la valeur comprise dans le compteur est identique à celle dans le registre de comparaison. Les ICM7217 sont dotés également d'une entrée de remise à zéro (Reset) et d'un verrou d'affichage avec une entrée de stockage (store).

sonde différentielle

la « paire de lunettes » indispensable à tout oscilloscope



Il arrive souvent, lors de mesures différentielles ou de celles de tensions élevées, que l'on atteigne, avec une sonde pour oscilloscope ordinaire, les limites physiques du dit oscilloscope. La sonde 10:1/100:1 active décrite dans cet article permet la mesure, et cela sans nécessiter de référence de masse, de la tension existant entre 2 points d'un circuit, c'est-à-dire de la différence de potentiel entre eux. De par le choix possible entre 2 facteurs d'atténuation, à savoir 10 ou 100 x et le fait que les mesures soient effectuées en mode flottant, cette sonde convient exceptionnellement bien à la mesure de tensions élevées, sans que la connexion de masse de l'oscilloscope ne puisse nous mettre dans une situation délicate.

Il existe depuis un certain temps dans le commerce des sondes actives du type de celle décrite ici. Leur prix est malheureusement relativement élevé pour l'amateur de réalisations personnelles, raison qui nous a amené à étudier la possibilité de vous en proposer un exemplaire à fabriquer soi-même. La définition d'un cahier des charges récapitulant les qualités requises d'un tel instrument eut vite fait de nous apprendre que le concept de base d'une sonde différentielle

Comme le dit le proverbe, la résistance d'une chaîne dépend de la force de son maillon le plus faible et si la qualité d'un appareil dépend de celle de son alimentation, il en va de même dans le cas d'un oscilloscope qui d'instrument extrêmement précis qu'il est devient totalement inutilisable s'il n'est pas connecté correctement et avec soin à « l'objet » sur lequel il faut mesurer.

Il suffit en effet d'une charge (ohmique ou capacitive) trop importante pour se trouver confronté à des erreurs de mesure intolérablement grandes. Mais ce n'est pas là le seul problème rencontré. Tout appareil connaît ses limites et même un oscilloscope n'échappe naturellement pas à cette loi. Sur la majorité des modèles l'échelle ne s'étend pas au-delà de 5 V par division de sorte que la tension maximale que l'on puisse mesurer est de 40 V. Dès lors que l'on veut mesurer des tensions moyennes il faut nécessairement utiliser la sonde 10:1 normalement fournie avec l'appareil. La limite de tension supérieure est alors repoussée à 400 V, valeur qui n'a rien d'extraordinaire mais dont on peut s'accommoder sans trop de regrets. Les choses deviennent plus embarrassantes lorsque la ligne de terre est, à l'intérieur de l'oscilloscope, reliée à la masse du dit instrument de mesure. On se trouve confronté à des situations potentiellement létales lors de la mesure de tension très élevées. Cette même connexion de masse est en outre la source d'une limitation gênante. Vu que la connexion de masse de l'oscilloscope et celle de l'appareil sur lequel on effectue des mesures sont interconnectées via la ligne de terre du secteur, toute mesure se fait obligatoirement par rapport à la masse de sorte qu'il devient pratiquement impossible, dans le cas d'un appareil alimenté par le secteur, de procéder à des mesures entre 2 points pris au hasard.

Différentiel

Il n'existe, pour être affranchi de cette masse « obligatoire » lors de mesures, qu'une solution adéquate : utiliser une sonde qui soit réellement différentielle. Une telle sonde est dotée de 2 pointes qui « flottent » par rapport à la masse. Un amplificateur différentiel qui remplit également une fonction de tampon fait en sorte que l'oscilloscope ne reçoive que la différence de potentiel régnant entre les 2 pointes de mesure. Si l'on fait en outre en sorte que la dite sonde différentielle soit dotée d'un atténuateur commutable on augmente très sensiblement les possibilités de mesure de l'oscilloscope.

Caractéristiques techniques de la sonde différentielle :

R_{in} :	2 M Ω
C_{in} :	< 2,5 pF (en l'absence de cordons de mesure)
U_m (différentielle) :	450 V crête/450 V RMS
U_m (mode commun) :	700 V crête/500 V RMS
Bande passante :	20 MHz (100:1); 15 MHz (10:1)
Réjection en mode commun :	jusqu'à 100 kHz : 80 dB 1 MHz : 60 dB 10 MHz : 40 dB
Précision :	0,6% max (calibre 100:1, cf. texte)

n'avait aucune raison d'être très compliqué. Le problème se situe plus au niveau de la précision requise, vu que des erreurs, à première vue négligeables, se traduisent vite par des erreurs monstrueuses au niveau de ce que l'on voit apparaître sur

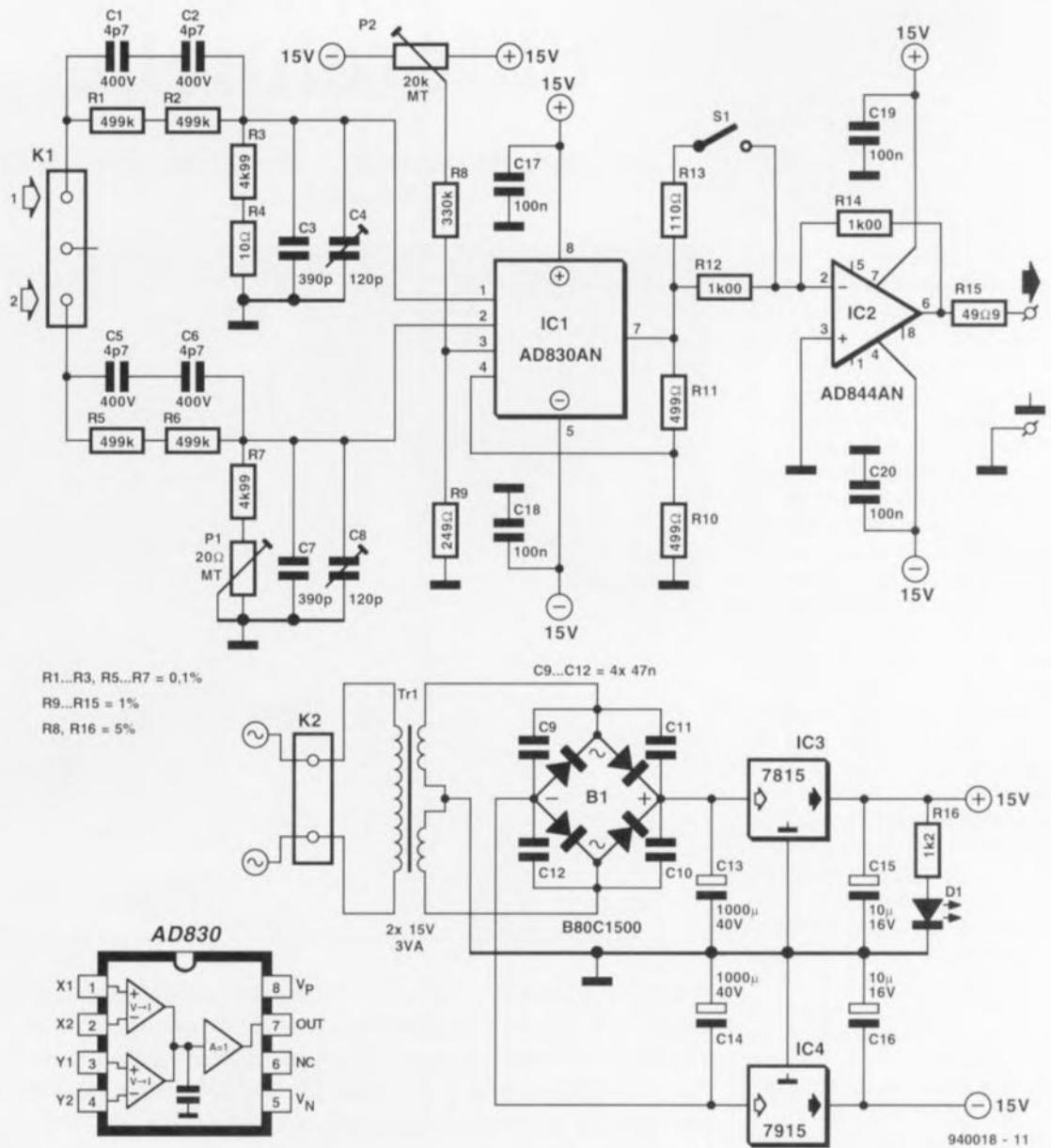


Figure 1. Le schéma de la sonde différentielle se décompose en 2 atténuateurs d'entrée de précision, un amplificateur différentiel et un étage de sortie à gain commutable.

l'écran de l'oscilloscope. Ceci a comme première implication que les exigences posées à l'atténuateur d'entrée sont loin d'être « innocentes ».

En effet, vu que la sonde ne doit pas constituer de charge sensible pour l'objet sur lequel se font les mesures, il faut que l'entrée ait une impédance très élevée, une capacité d'entrée extrêmement faible et qu'elle soit dotée d'une compensation en fréquence telle que la sonde présente un comportement linéaire sur la plage de fréquences la plus étendue possible. Il nous faut en outre disposer non pas d'un, mais de 2 réseaux d'atténuation – un par sonde – devant avoir des caractéristiques aussi identiques que possible.

Les exigences posées à la partie active de la sonde sont elles aussi draconiennes. Il est en effet essentiel, lors de la mesure du signal différentiel présent sur les sondes, que l'on ne soit pas gêné par des composantes de signal présentes dans la même proportion sur les 2 points de mesure. Il est donc impératif que l'électronique se caractérise par une excellente réjection en mode commun (*common mode rejection*).

Le schéma

de la **figure 1** vous propose l'électronique de la sonde différentielle. Le « coeur » de ce montage est constitué par l'amplificateur de mesure IC1, pour lequel nous avons fait appel à un amplificateur diffé-

rentiel double spécial. Le dit AD830 (Analog Devices) est un amplificateur à très large bande passante capable de traiter de façon étonnamment précise un signal d'entrée différentiel. On a élimination efficace de signaux en mode commun jusqu'à des fréquences très élevées, et pour cette raison en particulier l'AD830 semble avoir été développé presque spécifiquement pour notre application. IC1 se compose, en principe, de 2 amplificateurs différentiels distincts suivis d'un tampon de sortie commun. Les broches 1 et 2 constituent respectivement l'entrée non-inverseuse (+) et l'entrée inverseuse (-) du premier amplificateur différentiel, les broches 3 et 4 celles du second. La broche 7 constitue la sortie commune de l'ensemble. Le

réseau de contre-réaction constitué par les résistances R10 et R11 fixe le gain à 2. Le diviseur de tension pris à la broche 4 permet un réglage très précis du décalage en tension continue (*DC offset*) – en liaison avec le courant de décalage il a été donné à la résistance R9 une valeur égale à celle du montage en parallèle des résistances R10 et R11.

On trouve, pris entre le circuit intégré IC1 et l'embase K1, les 2 réseaux d'atténuation basés sur des résistances de 0,1% de tolérance, R1 à R7, les condensateurs C1 à C8 assurant la compensation en fréquence nécessaire. Les valeurs attribuées à ces différents composants sont telles que la sonde différentielle associe une impédance d'entrée élevée (de l'ordre de 2 M Ω) à une capacité d'entrée aussi faible que possible (2,5 pF environ). Le choix de ces valeurs a pour conséquence que la constante de temps de la sonde est déterminée non pas par des effets parasites mais par les composants utilisés. Comme il est essentiel, pour

l'obtention d'une bonne réjection en mode commun, de disposer d'une symétrie optimale des 2 réseaux, l'un des 2 atténuateurs est doté d'une résistance de 10 Ω , R4, alors que la résistance correspondante du second atténuateur prend la forme d'un ajustable multitour de 20 Ω , P1. Il est possible ainsi de réaliser un décalage de 0,2%, de sorte que l'erreur introduite par la tolérance des résistances peut être éliminée du mieux possible. Vu en outre la possibilité d'ajustage des capacités de compensation en fréquence du réseau de division, C4 et C8, on peut arriver à une excellente symétrie entre les 2 atténuateurs et ce même aux fréquences élevées.

Bien que le rapport de division maximal souhaité soit de 100:1, on constate que l'on a opté pour l'atténuateur d'entrée pour un facteur de 200:1. Si cela peut paraître surprenant au premier abord, ce choix est voulu, de manière à garder la tension d'entrée différentielle de IC1 dans certaines limites. L'AD830 comporte en effet un dispositif de limitation interne qui

entre en fonction dès que le signal différentiel dépasse 2,3 V. En donnant à IC1 un gain propre de 2, nous retompons sur nos pieds, avec une atténuation maximale de 100:1.

Il devenait, de par la présence de la limitation interne de IC1, trop compliqué de réaliser un atténuateur d'entrée pouvant être commuté vers un rapport de division de 10:1, sans avoir à payer le prix fort quant à la tension d'entrée en mode commun maximale. Ceci explique que nous ayons fait appel, pour la réalisation du mode 10:1, à un étage d'amplification additionnel qui prend la forme de l'amplificateur opérationnel IC2. Il suffit de faire en sorte qu'il soit possible de commuter le gain de ce second amplificateur entre 1 et 10 pour disposer, très facilement, d'une possibilité de choix entre 100:1 et 10:1. De façon à influencer le moins possible la bande passante de IC2, la commutation ne se fait pas au niveau de la résistance de contre-réaction mais à celui de la résistance d'entrée. L'interrupteur S1 permet le

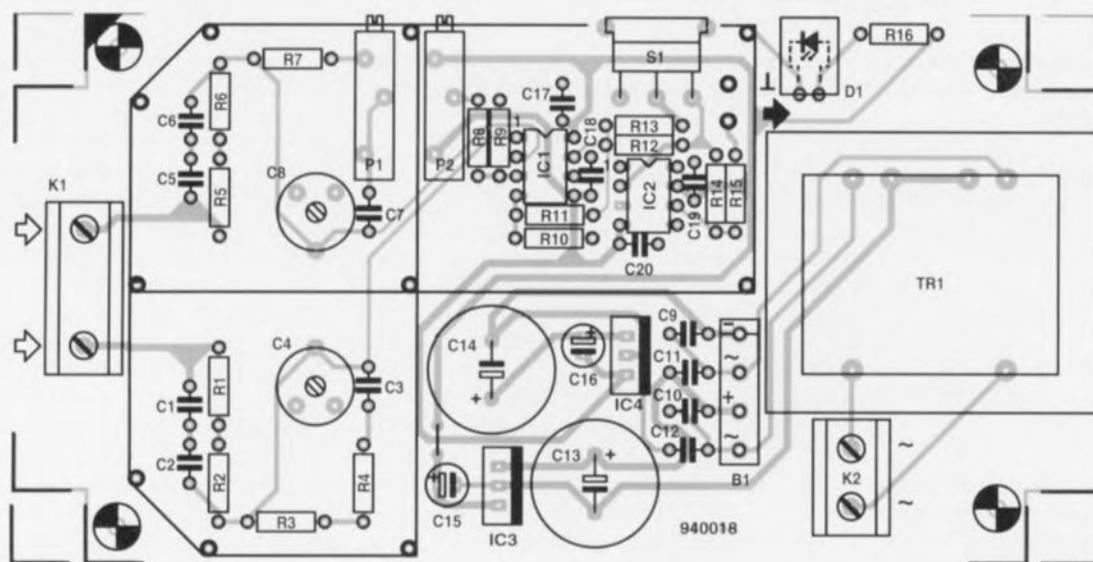


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé dessiné à l'intention de cette réalisation. Les spécificités de ce montage exigent un dessin des pistes bien étudié et un plan de masse. Même l'alimentation y trouve place.

Liste des composants

Résistances :

(cf texte)
 R1, R2, R5, R6 = 499 k Ω /0,1% MPR24
 R3, R7 = 4k Ω 99/0,1%
 R4 = 10 Ω /1% MRS25
 R8 = 330 k Ω /5%
 R9 = 249 Ω /1%
 R10, R11 = 499 Ω /1%
 R12, R14 = 1k Ω 00/1%
 R13 = 110 Ω /1%
 R15 = 49 Ω 9/1%
 R16 = 1k Ω 2/5%
 P1 = ajustable 20 Ω multitour
 P2 = ajustable 20 k Ω multitour

Condensateurs :

C1, C2, C5, C6 = 4pF7/400 V céramique
 C3, C7 = 390 pF céramique
 C4, C8 = ajustable 120 pF
 C9 à C12 = 47 nF Sibatit
 C13, C14 = 1 000 μ F/40 V radial
 C15, C16 = 10 μ F/16 V radial
 C17 à C20 = 100 nF Sibatit

Semi-conducteurs :

B1 = B80C1500
 D1 = LED rouge 5 mm
 IC1 = AD830AN (Analog Devices)
 IC2 = AD844AN (Analog Devices)
 IC3 = 7815

IC4 = 7915

Divers :

K1 = bornier encartable 3 broches au pas de 5 mm (supprimer le contact central)
 K2 = bornier encartable 2 broches au pas de 7,5 mm
 S1 = interrupteur à glissière unipolaire en équerre
 PC1, PC2 = picot
 Tr1 = transformateur secteur secondaire 2 x 15 V/3 VA (tel que, par exemple, Monacor VTR-3215)
 boîtier de x x mm tel que, par exemple, Bopla E440BB

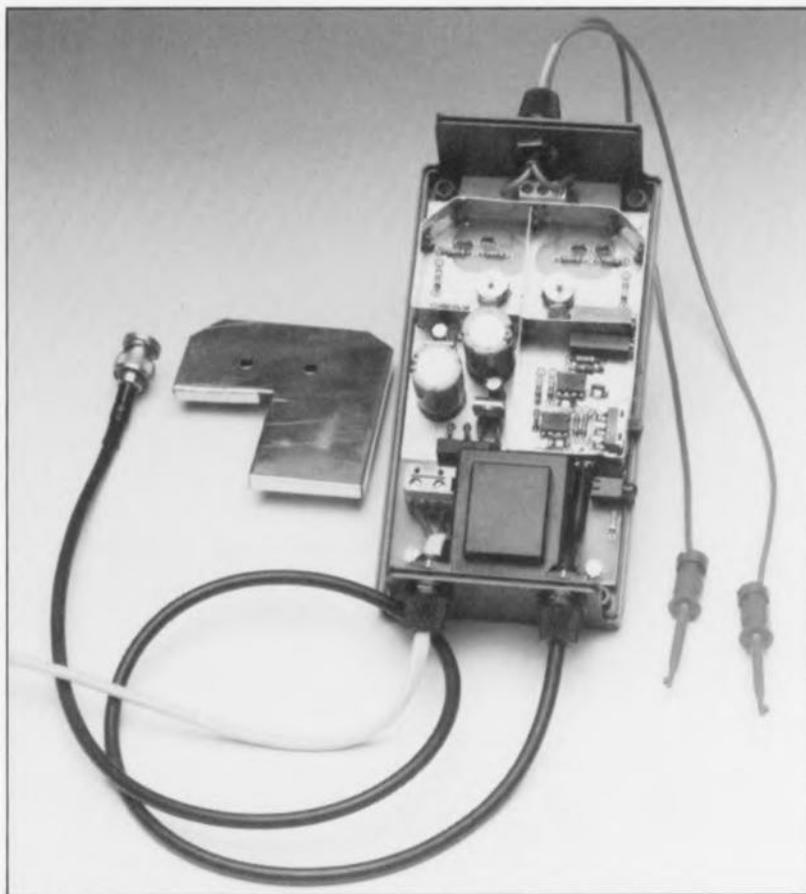


Figure 3. Cette photographie parle plus qu'une demi-douzaine de paragraphes de texte. On y voit tout ce qui fait l'intérêt de cette réalisation. Le couvercle de blindage n'est pas encore mis en place.

choix entre une valeur de $1\text{ k}\Omega$ (R12) et une valeur de $100\ \Omega$ (R12 et R13 prises en parallèle).

Nous voici pratiquement arrivés à la fin de l'examen du schéma. Il nous reste à mentionner que l'impédance de sortie est fixée, par l'intermédiaire de R15, à $50\ \Omega$, ceci de manière à obtenir une adaptation correcte avec un coaxial RG58.

L'alimentation symétrique de $\pm 15\text{ V}$ nécessaire aux amplificateurs opérationnels est obtenue à l'aide d'une bonne vieille alimentation construite selon la recette classique à savoir un transformateur, un pont de redressement et une paire de condensateurs de filtrage suivis par nos régulateurs de tension intégrés tripodes, IC3 et IC4. Chacune des diodes intégrées dans le pont de redressement est dotée d'un condensateur pris en parallèle, C9 à C12, ceci en vue de bloquer du mieux possible l'influence de parasites. C'est également la fonction des condensateurs de découplage HF dont sont dotés les amplificateurs opérationnels, paires C17/C18 et C19/C20 respectivement (cette précaution est indispensable dans le cas d'amplificateurs opérationnels aussi rapides que ceux-ci). La LED D1 fait office d'indicateur de la présence de la tension d'alimentation.

La précision

L'examen de la liste des composants n'aura pas manqué de vous apprendre que nous utilisons, pour les résistances R1 à R7, caractéristique évoquée quelques paragraphes plus haut, des résistances ayant une tolérance de $0,1\%$ alors que pour les autres nous acceptons une tolérance plus large. La précision d'ensemble de la sonde est ainsi meilleure que $4,2\%$, valeur plus qu'honorable pour une utilisation pratique. La précision maximale de $0,6\%$ (en position 100:1 et de $1,6\%$ en mode 10:1) n'est obtenue qu'à condition d'utiliser, pour R9 à R14 aussi, des résistances de tolérance de $0,1\%$.

Vous pourrez vous résoudre, si vous deviez avoir des difficultés pour mettre la main sur des composants de $0,1\%$ de tolérance, à utiliser des résistances à 1% de tolérance pour R1 à R7. Il faudra dans ce cas-là augmenter la valeur de R4 et de P1 à 100 et $200\ \Omega$ respectivement. Cette solution présente cependant un double inconvénient : la précision s'en ressent d'une part et il devient plus délicat d'obtenir une symétrie exacte, difficulté qui se traduit par une détérioration de la réjection en mode commun.

La réalisation

Nos spécialistes ont dessiné à l'intention de la sonde différentielle un circuit imprimé dont on retrouve la sérigraphie de l'implantation des composants en figure 2. L'alimentation trouve elle aussi place sur cette platine. Le dessin du circuit imprimé ne cachant pas de piège, la mise en place des composants ne devrait pas prendre longtemps.

Il n'en reste pas moins vrai qu'elle appelle quelques remarques. Il faudra, une fois n'est pas coutume, souder les circuits intégrés directement (donc sans support) sur la platine, ceci en raison des fréquences de signal élevées mises en jeu. Il ne faudra pas oublier non plus qu'un certain nombre des composants doivent également être soudés côté « composants », c'est-à-dire au plan de masse du montage. Comme il est requis de respecter un écartement de 6 mm au minimum dans le cas de mesure de tensions élevées, il faudra supprimer le contact central du bornier K1. L'interrupteur à glissière S1 est monté directement sur la platine, son corset métallique étant soudé à la masse.

Une fois tous les composants montés sur la platine nous n'en sommes pas encore au bout de nos peines. Il nous faut en effet doter les différents sous-ensembles du montage d'un blindage efficace. La représentation de la sérigraphie donnée en figure 2 montre où monter l'enclos de blindage. L'examen de la sérigraphie montre que le blindage est subdivisé en 3 petits compartiments; un enclos pour chacun des atténuateurs d'entrée, le troisième blindant la partie active de l'électronique. La hauteur du coffret de blindage, qui viendra s'appuyer sur un certain nombre de picots soudés aux points stratégiques, devra être de 15 mm au minimum. Attention à garder, pour des raisons de sécurité, un espacement minimum de 6 mm entre les composants et le blindage.

On positionnera ensuite, côté « pistes » de la réalisation cette fois, une plaquette de blindage aux bords repliés, sachant que la sécurité prendra ici la forme d'une couche de matériau isolant à intercaler entre la platine et le couvercle de blindage. Il restera à réaliser le couvercle à placer sur l'enclos de blindage positionné côté « composants », processus illustré par la photographie de la figure 3. On aura ainsi, grâce à ses talents de carrossier-tôlier, réalisé un joli enclos de blindage efficace. Il faudra, avant de mettre le couvercle en place, percer à la verticale des organes de réglage, C4, C8, P1 et P2, les orifices

permettant le passage de la pointe d'un tournevis servant à ajuster la position des dits composants. Il restera, avant d'en avoir terminé, à percer dans le coffret les orifices permettant le passage de la LED, la manipulation de l'interrupteur S1 et l'accès aux résistances ajustables P1 et P2. Les dimensions de la platine en permettent la mise en place dans un coffret Bopla en plastique (type E440B), bien qu'il ne s'agisse pas là d'une obligation.

La figure 3 donne une vue en « travelling avant » sur un exemplaire terminé de la sonde différentielle avant que ne soient refermés le couvercle du blindage et la demi-coquille supérieure du boîtier. Les (mini) grippe-fils ou autres pinces crocodiles sont reliés au bornier K1 à l'aide d'un morceau de câble isolé souple d'une longueur de quelque 30 cm. Le câble coaxial servant à la liaison avec l'oscilloscope (RG58) aura lui une longueur quasiment double. L'une des extrémités du dit câble est dotée d'un connecteur BNC, l'autre étant soudée directement, à la paire de picots montés entre S1, le blindage et la résistance R15, l'âme du câble coaxial venant se fixer au picot relié à R15, et marqué d'un \blacktriangleright , son blindage au point identifié par le symbole de la masse (\perp). Il faudra veiller à ce que la suppression de l'isolation du câble coaxial se fasse au passage par le blindage. On dotera tant le câble coaxial que le câble du secteur d'un dispositif anti-arrachement.

Pour donner à notre sonde différentielle une apparence (semi-)professionnelle nous pouvons doter son boîtier d'une face avant + face latérale reprenant le dessin de la **figure 4**. Nous parlons aussi de face latérale vu que la LED marche/arrêt, l'interrupteur S1 et les ajustables P1 et P2 se trouvent sur le côté gauche du boîtier.

Étalonnage

Bien que le réglage de la sonde différentielle ne soit pas une opération délicate il demande un certain doigté et exige d'être effectué avec soin. Tous les réglages se font interrupteur S1 en position « 1/10 ». Il est recommandé, pour permettre à l'instrument de trouver son équilibre thermique, de le laisser en fonction une quinzaine de minutes avant de procéder au réglage.

- Pour procéder au réglage destiné à éliminer le décalage en tension (l'offset) on court-circuitera les 2 bornes d'entrée à la masse. On branche la sortie de la sonde à un

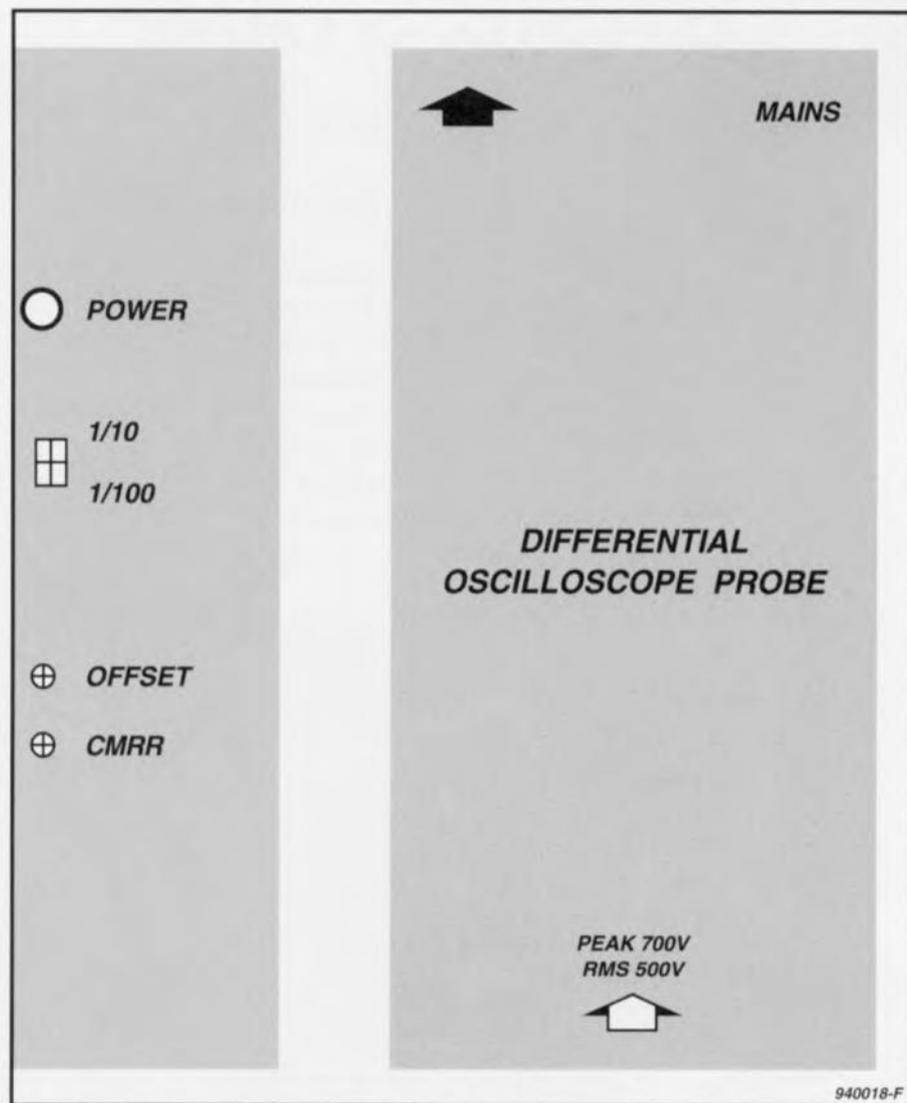


Figure 4. La touche de finition prend ici la forme d'une face avant + latérale dotée des symboles identifiant les fonctions des organes de commande.

oscilloscope ou un millivoltmètre (multimètre en fonction voltmètre) et l'on met l'instrument utilisé sur son calibre de sensibilité le plus grand. On joue ensuite sur l'ajustable P2 jusqu'à ce que la valeur de tension continue affichée par l'instrument soit très exactement de 0 mV.

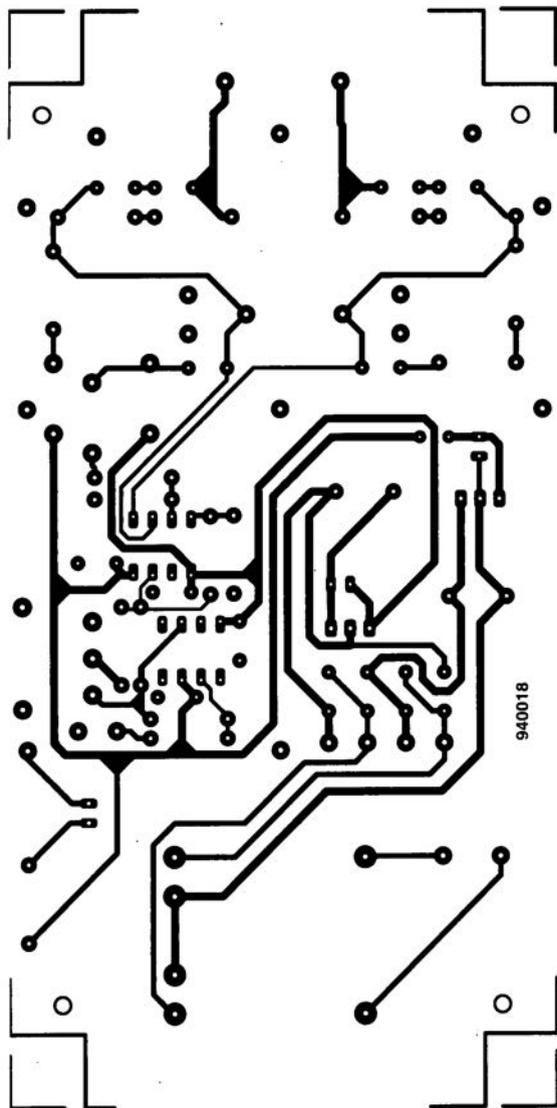
- Pour le réglage de la réjection en mode commun aux fréquences faibles on relie les grippe-fils d'entrée entre eux. On applique une tension continue ou une tension alternative de fréquence faible entre les bornes d'entrée ainsi interconnectées et la masse et l'on branche à nouveau un oscilloscope ou un multimètre à la sortie. On joue sur l'ajustable P1 cette fois jusqu'à obtenir une tension de sortie parfaitement nulle.
- L'étape suivante du réglage est celle de la compensation en fréquence. Pour ce faire on applique entre l'entrée 1 et la masse une tension rectangulaire d'une fréquence de 1 kHz et l'on joue sur le

condensateur C4 jusqu'à l'obtention sur l'écran de l'oscilloscope branché à la sortie d'un joli signal carré. On procédera ensuite de la même façon pour l'entrée 2.

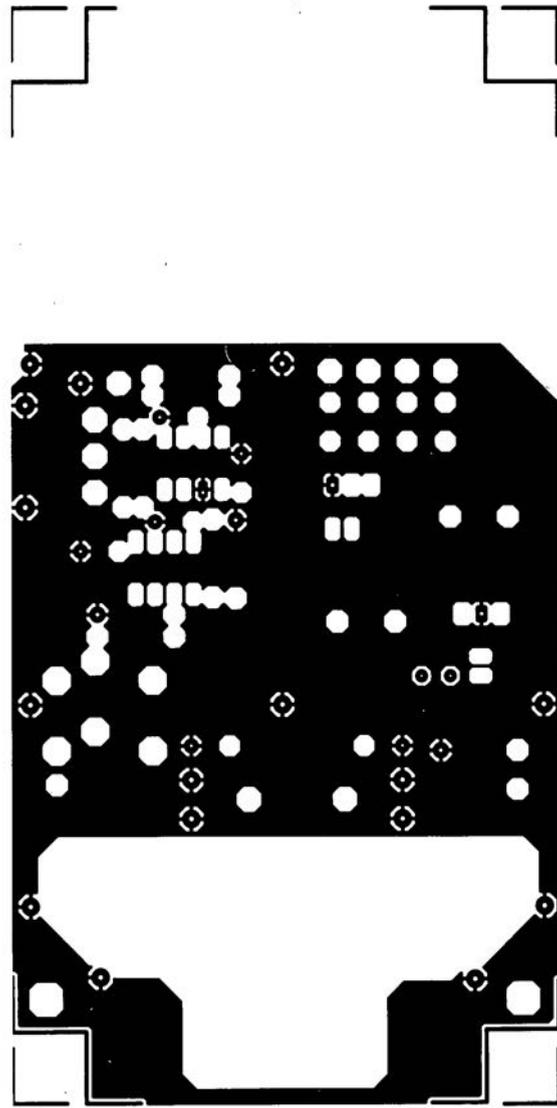
- Il nous reste à effectuer le réglage de la réjection en mode commun aux fréquences élevées. On interconnecte à nouveau les grippe-fils des entrées et l'on applique un signal sinusoïdal de 1 MHz entre les entrées interconnectées et la masse. En cas de visualisation sur l'oscilloscope de cette tension on jouera alternativement sur les condensateurs C4 et C8 (avec doigté s.v.p.) jusqu'à obtenir l'amplitude de signal la plus faible possible. Il faudra ensuite vérifier le réglage de la compensation en fréquence.

Vous voici maintenant armés jusqu'aux dents pour la mesure de tensions différentielles en tous genres. Un instrument de plus à ajouter à votre panoplie du parfait électronicien amateur... \blacktriangleleft

sonde différentielle, côté des pistes



sonde différentielle, côté des composants



BASIC STAMP™

le PIC(o)-ordinateur à la taille d'un timbre-poste

Sources : Parallax Inc & K.H. Eichler (Wilke Technology)

Il est minuscule, facile à programmer, nous arrive des États-Unis, abordable, basé sur un processeur RISC et étonnamment efficace lorsqu'il s'agit de mettre au point un programme pour une réalisation toute faite en moins de temps que l'on aurait jamais pu rêver. De qui s'agit-il ? Nous venons de vous faire la présentation du BASIC Stamp, un étonnant micro-système travaillant, comme le suggère sa dénomination, en BASIC et de la taille, son nom le dit, aussi d'un beau timbre-poste. De belles applications en perspective !

APPLIKATOR



Au premier abord, le BASIC Stamp semble se limiter au minimum, et en fait cela est bien le cas, d'où son nom. Mais dès lors que l'on fait appel à un programme utilisant toutes les possibilités du matériel, BASIC Stamp met à votre disposition ses spécificités puissantes et utiles, et ce sans le coût exorbitant du matériel. BASIC Stamp se caractérise par des dimensions extrêmement compactes, 5 x 2,5 cm environ, et ne comporte en fait que 2 composants majeurs.

Le cerveau du BASIC Stamp est un microcontrôleur du type PIC16C56, composant dont nous avons parlé à plusieurs reprises dans Elektor au cours de ces derniers mois, microcontrôleur exécutant l'interpréteur PBASIC développé par Parallax Inc. Une EEPROM de 256 octets contient la version compactée de votre pro-

gramme en BASIC, programme lu et exécuté par l'interpréteur intégré dans le PIC. Le reste de l'électronique constituant le BASIC Stamp est un résonateur à quartz travaillant à 4 MHz, un régulateur 5 V intégré, un connecteur pour pile compacte 9 V et un petit circuit de remise à zéro (RAZ).

En dépit de l'extrême compacité du BASIC Stamp, une partie seulement en fait de la platine est occupée par l'électronique, le reste constituant une sorte de zone de câblage de prototype de 10 x 5 pastilles dont une partie fournit les points de connexion aux 8 lignes d'Entrée/Sortie (I/O) ainsi qu'aux lignes d'alimentation positive, non régulée et masse.

Comme le donne à penser sa dénomination, le langage de programmation de BASIC Stamp est une version

simplifiée de BASIC. Le langage inclut les instructions familières telles que FOR...NEXT, IF...THEN, et GOTO, ainsi que des instructions SBC spécifiques telles que SERIN (*SERIAL INPUT* = entrée sérielle) et BUTTON (*BUTTON input* = prise en compte de l'état d'une touche). Chaque instruction occupe 2 ou 3 octets de l'espace mémoire disponible dans l'EEPROM (*Electrically Erasable Programmable Read Only Memory* = mémoire à lecture seule ou morte programmable à effacement électrique, par opposition à l'effacement à l'ultra-violet).

Dans ces conditions la taille maximale du programme est de 80 à 100 instructions. Si la taille du programme peut sembler limitée, sa vitesse d'exécution ne l'est pas elle, puisque l'exécution se fait à de l'ordre de 2 000 instructions par seconde.

Si l'on envisage d'écrire ses propres programmes pour le BASIC Stamp il faut disposer d'un **kit de développement**, kit qui **inclut un logiciel d'édition** tournant sur PC, **un exemplaire du BASIC STAMP** et **un manuel**. La simple interconnexion du BASIC STAMP au port parallèle du PC et le lancement de l'éditeur, il n'en faut pas plus pour écrire des programmes BASIC que l'on peut ensuite transférer vers le BASIC Stamp. Pour peu que l'on ait une certaine expérience du BASIC, il ne faudra que quelques minutes avant que ne tourne le premier programme que l'on aura écrit. Il est à noter en outre que Parallax Inc. propose un certain nombre de notes d'application vous permettant de vous habituer à la programmation de ce micro-système.

Il est possible d'utiliser l'interpréteur BASIC développé par Parallax Inc. dans vos propres réalisations. Il suffit pour ce faire d'acquérir les circuits intégrés « nus » dotés de l'interpréteur à des prix intéressants et fortement dégressifs (de 18\$ à l'unité jusqu'à 5\$ par 1 000 pièces, prix US). Il suffit d'ajouter une EEPROM de 256 octets, un résonateur 4 MHz et une alimentation pour disposer de son propre pic(o)-ordinateur BASIC !

Des applications ? Des dizaines !

Que penseriez-vous d'une interface utilisateur à affichage LCD, d'une interface à convertisseur A/N, d'un clavier matriciel en entrée et d'un affichage LCD en sortie, d'une commande de servo-commande, d'un impulsimètre, d'un générateur de code Morse, d'un chargeur d'accus intelligent, d'un automate de commande sérielle de moteur pas à pas ?

Cette liste est loin d'être exhaustive et pourra être étendue de vos propres réalisations en fonction de votre créativité.

Un coup d'oeil à l'électronique

Le schéma de la **figure 1** représente toute l'électronique constituant le BASIC Stamp fourni par Parallax Inc. comme partie de leur kit de développement. Le nombre de composants n'a vraiment pas de quoi impressionner.

Le croquis de la **figure 2** donne la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du BASIC Stamp.

Comme nous le disions plus haut, le microcontrôleur est un PIC16C56XT doté de l'interpréteur PBASIC de Parallax. Le PIC intègre en outre un port d'E/S, une interface sérielle et un oscillateur d'horloge.

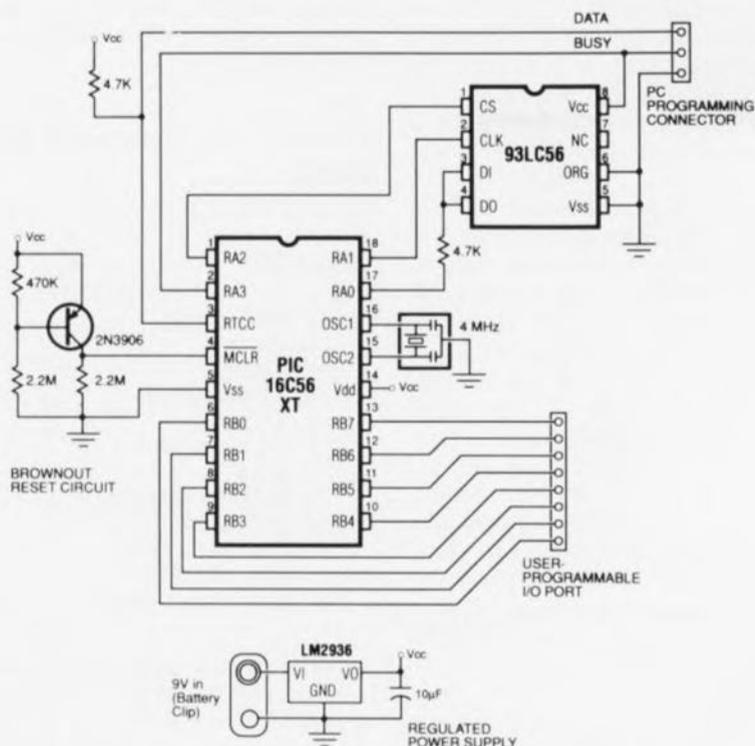
La mémoire de programme prend l'aspect physique d'une EEPROM du type 93LC56, composant dont la caractéristique la plus intéressante est, outre le fait qu'il soit effaçable électriquement, qu'il conserve le programme BASIC qui y a été transféré même en l'absence de tension d'alimentation. L'EEPROM possède une capacité de 256 octets, ce qui correspond à un programme de 80 à 100 lignes de BASIC.

De par la présence à bord du BASIC Stamp d'un régulateur intégré de 5 V, ce pico-ordinateur peut être alimenté à partir de toute tension continue comprise entre 6 et 15 V.

Pour de nombreuses applications on pourra utiliser, pour l'alimentation, une pile compacte de 9 V. Le BASIC Stamp est, pour cette raison, doté du connecteur correspondant. Un examen plus approfondi du schéma révèle la présence d'un circuit de remise à zéro basé sur un transistor et une triplette de résistances.

Ce circuit remplit une double fonction. Non seulement il garantit une remise à zéro franche quelle qu'ait été la durée pendant laquelle le BASIC Stamp se trouvait hors-tension, mais encore assure une fonction de suppression d'un état transitoire (*brown-out*) dans lequel pourrait s'embourber le microcontrôleur.

On se trouve dans cette situation confuse lorsque la tension d'alimentation tombe en-deçà de 5 V mais pas suffisamment pour permettre l'entrée en fonction de la remise à zéro du PIC. Le BASIC Stamp connaît une technique d'économie d'énergie par mise



940032 - 11

Figure 1. L'électronique du BASIC Stamp, un pic(o)-ordinateur « mono-carte » tournant sous BASIC.

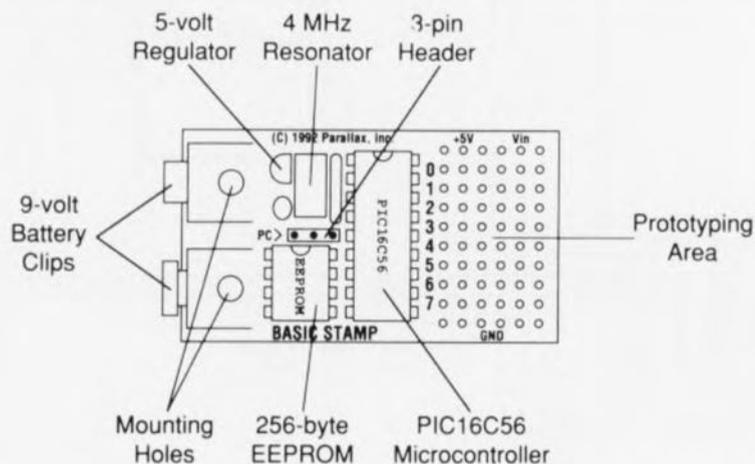
en veille (*energy-saving power down mode*) astucieuse commandée par l'intermédiaire de 3 instructions : NAP, SLEEP et END.

Ces instructions permettent au BASIC Stamp de « dormir » avec une consommation de courant de l'ordre de 20 μ A tout en permettant aux sorties de conserver leur niveau logique. Les 8 lignes d'E/S peuvent être utilisées à diverses fins, même pour la

mesure d'une résistance à l'aide de l'instruction BASIC « POT » (pour potentiomètre vous vous en seriez douté !). Chaque ligne d'E/S est capable de fournir individuellement de l'ordre de 20 mA, la charge totale des lignes d'E/S ne devant cependant pas dépasser 40 mA.

La main à la pâte

La disquette fournie avec le kit de développement du BASIC Stamp



940032 - 16

Figure 2. Disposition des différents composants constituant le BASIC Stamp. La moitié seulement de la superficie de la platine est réellement occupée par les composants.

comporte un éditeur rustique tournant sur un PC (DOS). Le dit éditeur dispose des fonctions suivantes : Run, Load, Save et Quit. Une fois l'éditeur lancé, l'utilisateur dispose de l'écran de son PC pour y écrire son programme BASIC.

Dès que l'on pense être prêt à en vérifier le fonctionnement il suffit de transférer le programme vers le BASIC Stamp à l'aide de la combinaison de touches Alt-R (*Run*). Le PC procède à une compilation du programme BASIC avant de le transmettre, sous forme compactée d'instructions élémentaires (*tokenized*), vers le BASIC Stamp par l'intermédiaire de l'interface parallèle du PC. Le progrès de l'opération de transfert (*downloading*) est visualisé sous la forme d'une barre horizontale qui indique la taille de la mémoire disponible dans l'EEPROM du BASIC Stamp.

Si le programme ne fonctionne pas comme il le doit, il suffit de retourner en mode éditeur et de modifier les instructions BASIC récalcitrantes. On dispose en mode éditeur de possibilités, rustiques mais suffisantes, de mouvement du curseur et d'instructions d'édition efficaces telles que Copy, Paste et Search/Replace – nous ne vous ferons pas l'injure de les traduire. La syntaxe et les règles définissant le format du fichier BASIC sont expliquées dans le détail du manuel (en anglais, pour l'instant du moins). Pour vous éviter de perdre votre temps à entrer les programmes à la main, la disquette accompagnant le kit de développe-

ment de BASIC Stamp comporte 14 programmes correspondant aux notes d'application publiées pour le BASIC Stamp.

Le set d'instructions de base

Le set d'instructions que connaît le PBASIC peut être subdivisé en 11 groupes :

1. Branchement
2. Boucles
3. Chiffres
4. E/S numériques
5. E/S sérielles
6. E/S analogiques
7. Sons
8. Accès à l'EEPROM
9. Chronologie
10. Commande de la consommation
11. Débogage du programme.

Outre les instructions que l'on rencontre normalement avec la majorité des « dialectes » BASIC, le BASIC Stamp dispose d'un certain nombre d'instructions qui lui sont spécifiques, permettant, par exemple, à une circuiterie externe de produire des tensions analogiques ou de mesurer des valeurs de tension. Il existe de plus d'autres instructions servant à la génération de sons, à l'établissement d'une communication sérielle entre une chaîne de BASIC Stamp ou d'autres circuits périphériques, en d'autres termes la création d'un réseau à partir, pour ainsi dire, d'un simple « lacet » de soulier.

En ce qui concerne les variables utilisées dans les programmes BASIC

il est un certain nombre de choses dont il faut tenir compte :

- la zone de variables est limitée à 16 octets;
- dont 2 octets sont nécessaires aux lignes d'E/S;
- les 14 octets restants peuvent être utilisés comme variables de mots (W0 à W6, W de *Word*) et variables d'octet (B0 à B13, B de *Byte*). Les 2 octets B0 et B1 (W0) peuvent être utilisés comme variables de bit, 0 à 15. Le premier des 2 octets utilisés pour les lignes d'E/S sert à indiquer l'état de la ligne concernée, haut ou bas, le second la direction de transfert (entrée ou sortie).

Il existe plusieurs techniques pour adresser individuellement les lignes, en programmant par exemple Dir0, Pins.0 ou Pin0, Port.8, Dirs0 ou Dir0.

Il faut souligner, en ce qui concerne les autres variables, que le mot W6 sert de pile pour le logiciel dès que l'on a exécution d'instructions GOSUB. L'instruction SYMBOL permet d'attribuer aux variables des dénominations autres que B0 à B13 et W0 à W6. On pourra, par exemple, faire :

symbol switch = pin0

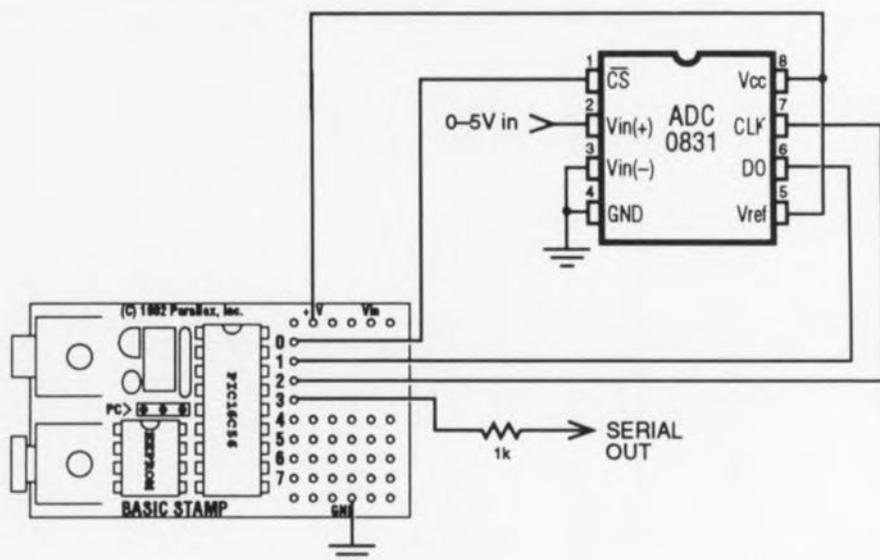
L'adjonction de commentaires permettant une meilleure compréhension du programme est autorisée (voire recommandée). Le commentaire débute par un apostrophe (') et continue jusqu'à la fin de la ligne. On pourra utiliser l'instruction archiconnue REM comme alternative.

L'utilisation d'étiquettes (labels) plutôt que de numéros de ligne pour effectuer des branchements à l'intérieur d'un programme est permise, facilitant grandement le suivi des opérations. On pourra, par exemple, faire :

**loop: toggle pin0
goto loop**

Notons, pour finir, en ce qui concerne le format général, que l'éditeur est sensible au type de caractère, majuscule ou minuscule, sauf lors du traitement de chaînes de caractères (telle que "stamp"). On peut combiner plusieurs instructions et étiquettes sur une même ligne à condition de les séparer par un double point (:). On aura, par exemple :

dirs = 25: for b2 = 0 to 100: pins = b2: next



940032 - 17

Figure 3. « L'électronique » nécessaire permettant au programme AD CONV.BAS de remplir la fonction de conversion pour laquelle il a été écrit.

Un exemple d'application

L'exemple utilisé ici est tiré de la note d'application n°2 de Parallax Inc. Cette note propose le matériel et le logiciel nécessaire à l'interfaçage d'un convertisseur A/N au BASIC Stamp de Parallax. Le schéma de l'application vous est proposé en **figure 3**.

L'instruction « POT » du BASIC Stamp procède à une sorte de conversion analogique/numérique limitée. Elle permet l'interfaçage au BASIC Stamp de pratiquement n'importe quel capteur résistif sans trop de difficulté. Il est à noter cependant que de nombreuses applications nécessitent un convertisseur A/N à mode de tension vraie (*true voltage mode ADC*). L'un des circuits intégrés de ce type convenant le mieux au BASIC Stamp est le ADC0831 de National Semiconductor.

L'interfaçage de l'ADC0831 ne requiert que 3 lignes d'E/S, sachant que 2 des dites lignes peuvent être multiplexées pour d'autres fonctions, voire d'autres ADC0831. Seule la broche de sélection de circuit, CS, exige une ligne réservée.

La plages des tensions d'entrée des convertisseurs A/N est contrôlée par les broches V_{ref} et $V_{in(-)}$. V_{ref} définit la tension à laquelle le convertisseur fournit un débattement pleine échelle de 255, alors que la broche $V_{in(-)}$ définit la tension se traduisant par un 0. Dans l'application utilisée comme exemple, $V_{in(-)}$ se trouve à la masse et V_{ref} à +5 V; il n'en reste pas moins vrai que ces valeurs peuvent être rapprochées jusqu'à 1 V seulement sans que cela n'ait de conséquence néfaste sur la précision ou la linéarité du circuit intégré. On peut envisager l'utilisation de diodes ou des résistances ajustables pour la définition des tensions de référence.

Le programme correspondant vous est proposé en **figure 4**. Il lit, toutes les 2 secondes, la tension présente à la broche d'entrée du convertisseur et transmet l'information au PC, par l'intermédiaire de la connexion série travaillant à 2 400 bauds. La routine « conv » se charge de tout ce qui concerne la prise des données de mesure à la sortie du convertisseur. Elle valide le convertisseur en forçant la ligne CS au niveau bas, puis envoie une impulsion sur la ligne d'horloge (CLK) pour signaler le début d'une conversion.

Le programme entre ensuite dans une boucle dans laquelle il envoie

```
' PROGRAM: ad_conv.bas
' BASIC Stamp program that uses the National ADC0831 to acquire analog data and output
' it via RS-232.

Symbol CS      =      0
Symbol AD      =      pin1
Symbol CLK     =      2
Symbol S_out   =      3
Symbol data    =      b0
Symbol i       =      b2

setup:  let pins = 255                ' Pins high (deselect ADC).
        let dirs = %11111101        ' S_out, CLK, CS outputs; AD input.

loop:   gosub conv                   ' Get the data.
        serout S_out,N2400,(#b0,13,10) ' Send data followed by a return and linefeed.
        pause 2000                  ' Wait 2 seconds
        goto loop                   ' Do it forever.

conv:   low CLK                      ' Put clock line in starting state.
        low CS                       ' Select ADC.
        pulsout CLK, 1               ' 10 us clock pulse.
        let data = 0                 ' Clear data.
        for i = 1 to 8               ' Eight data bits.
        let data = data * 2          ' Perform shift left.
        pulsout CLK, 1               ' 10 us clock pulse.
        let data = data + AD         ' Put bit in LSB of data.
        next                         ' Do it again.
        high CS                      ' Deselect ADC when done.
        return
```

940032 - 18

Figure 4. Le programme AD_CONV.BAS est d'une brièveté rassurante qui ne manquera pas de vous inciter à tenter votre chance.

des impulsions sur la ligne CLK, prend le bit présent sur la broche AD, l'additionne à l'octet reçu et décale vers la gauche les bits de l'octet reçu. Vu que traditionnellement le BASIC ne comporte pas d'opération de décalage de bit, le programme procède à une multiplication par rapport de l'octet pour effectuer le décalage. Une fois que tous les bits de l'octet ont été décalés, le programme met le convertisseur hors-circuit en faisant repasser la ligne CS au niveau haut. La routine revient avec le résultat de la conversion dans la variable « data ». L'ensemble du processus aura duré de l'ordre de 20 millisecondes.

Il est possible d'ajouter d'autres ADC0831 au circuit en adoptant la technique suivante :

- On connecte chacun des ADC0831 additionnels aux mêmes lignes d'horloge et de données, mais on lui attribue une broche CS distincte.
- On modifie la routine « conv » pour lui faire mettre au niveau bas la broche CS adéquate lorsqu'il faut aller prendre des données sur un convertisseur particulier. Et voilà !

Il est possible d'aller télécharger le programme, baptisé AD_CONV.BAS, sur le serveur de Parallax aux USA, auquel on peut accéder par le numéro (+1) 916-624-7101.

Où, quoi, comment

Il existe, de par le monde, un certain nombre de sociétés proposant le BASIC Stamp et son kit de développement. En France, c'est la société Selectronic qui se charge de la commercialisation de ces produits. Le distributeur allemand de Parallax Inc., Wilke Technology, a développé toute une gamme de produits ayant trait au BASIC Stamp, tels qu'un compilateur et un système de développement très sophistiqué, sans oublier diverses réalisations à base de ce produit. Il faut cependant noter que les dits produits sont destinés à des utilisateurs de pointe, ce que reflètent assez fidèlement d'ailleurs les prix à payer. Le système de développement de Wilke Technology est sensiblement plus sophistiqué que le kit de développement de Parallax Inc.

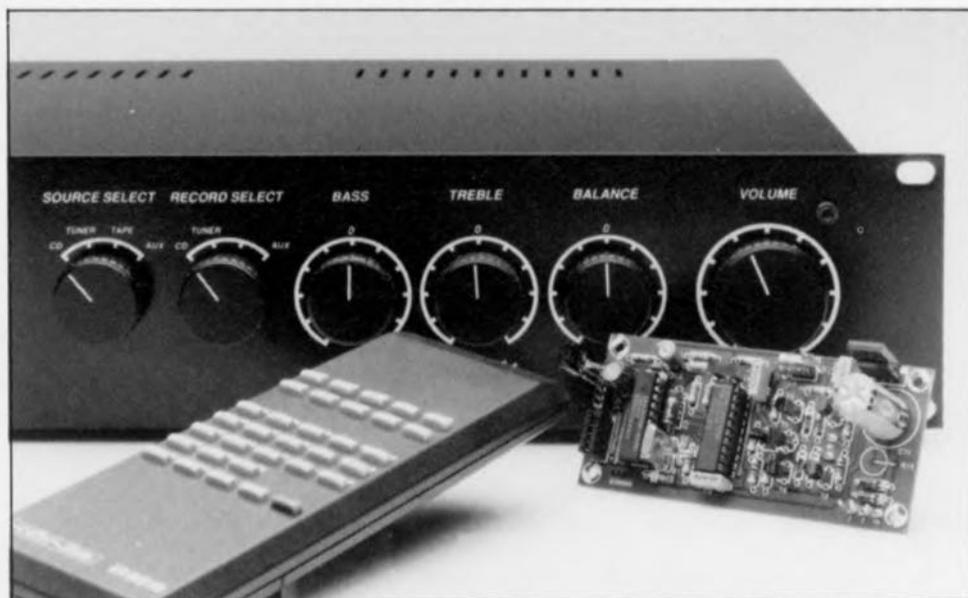
Pour de plus amples informations, des prix voire des commandes, on pourra s'adresser, pour la France, à Selectronic, pour la Belgique à GSE, pour la RFA à Wilke Technology et pour le reste du monde à Parallax Inc (adresse connue de la rédaction). **■**

Bibliographie :

- *Programmeur de PIC, Elektor n° 189, page 28 et suivantes;*
- *Cours μ -PIC et tutti-quanti (I), Elektor n° 190, page 26 et suivantes;*
- *Cours μ -PIC et tutti-quanti (II), Elektor n° 191, page XX et suivantes;*

réglage de volume à télécommande IR

un potentiomètre « motorisé » piloté par code RC5



Il est relativement rare d'équiper un amplificateur de fabrication personnelle d'un potentiomètre doté d'un moteur et qui soit, qui plus est, télécommandable. Vu que cette option nous semble faire partie des souhaits les plus secrets des plus « fanatiques » d'audio haut de gamme, cette absence en est d'autant plus étonnante. Ayant constaté une baisse sensible du prix des potentiomètres à moteur de bonne qualité et sachant que la réalisation d'une télécommande IR RC5 ayant une portée suffisante n'a plus rien de très sorcier aujourd'hui, nous nous sommes décidés à vous proposer, dans cet article, un montage qui ne manquera d'intéresser tous nos lecteurs, amateurs enthousiastes d'audio s'il en est.

De quoi s'agit-il donc ? Eh bien, nous avons développé un circuit relativement simple permettant de régler le volume d'un amplificateur de fabrication personnelle à l'aide d'une télécommande RC5 standard.

On pourra faire appel à n'importe quel type de télécommande – un exemplaire « autodidacte » par exemple – à condition qu'il soit compatible code RC5. La réalisation de ce montage ne demande ni une électronique sophistiquée, ni un sacrifice financier inouï. L'utilisation d'un certain nombre de circuits intégrés limite au strict indispensable l'électronique mise en oeuvre; d'autre part le prix des potenti-

mètres à moteur est aujourd'hui d'un niveau acceptable pour tout amateur d'audio haut de gamme.

Le circuit de commande

La figure 1 monte le schéma complet de notre réglage de volume à télécommande. Un simple coup d'oeil rapide au schéma permet de constater que l'électronique, assurant les fonctions de réception et de décodage du signal ainsi que de commande du moteur, se limite à trois circuits intégrés seulement auxquels il faut ajouter une (bonne) poignée de transistors. Le circuit comporte en outre sa propre régulation de la tension d'alimentation, qui

sera tirée directement de l'enroulement du secondaire du transformateur du préamplificateur. Cette approche permet de ne pas avoir à doter ce montage de son propre module d'alimentation, sachant que, de son côté, l'alimentation du préamplificateur ne « s'aperçoit » pratiquement pas du faible courant consommé par notre montage de réglage de volume à télécommande.

N'allons pourtant pas trop vite en besogne et commençons au début. Le circuit intégré IC1 capte le signal émis par la télécommande RC5. Il s'agit dans le cas présent d'un composant très compact, l'IS1U60 de Sharp, qui comporte non seulement une diode IR, mais également un récepteur complet. Grâce à la micro-intégration le fabricant a réussi à intégrer, dans un boîtier de quelques millimètres seulement :

- un amplificateur,
- un limiteur,
- un filtre passe-bande 38 kHz,
- un démodulateur,
- un intégrateur,
- un comparateur et
- un étage de sortie.

Un vrai tour de force, surtout si l'on sait que ce petit composant comporte de plus et un blindage qui le protège contre des perturbations électromagnétiques et un élément optique assurant une focalisation de la lumière IR émise par la télécommande.

Dans la fiche technique de l'IS1U60 Sharp garantit une portée minimale de 5 m; dans le cas d'un angle d'incidence horizontal de 30° et vertical de 15° cette portée est ramenée à 3 m ! Nous avons constaté que, dans la pratique, cette portée est sensiblement plus grande. Avec notre prototype nous sommes réussis à « pointer » une distance de 15 m ! L'IS1U60 de Sharp est donc le composant idéal pour notre réglage de volume à télécommande.

Le signal de commande capté et débarrassé de toute impulsion parasite peut être appliqué directement sur le décodeur IC2, un SAA3009 de Philips. Pour un certain nombre de nos lecteurs fidèles ce composant peut sembler familier. Nous avons utilisé, dans le récepteur IR universel (cf. ref [1] de la bibliographie) un autre composant de cette famille: le SAA3049. Ces deux circuits intégrés se ressemblent beaucoup. La différence la plus importante se situe au niveau de l'intensité de leur courant de sortie. Si le SAA3049 ne peut fournir qu'un courant de sortie de 3 mA seule-

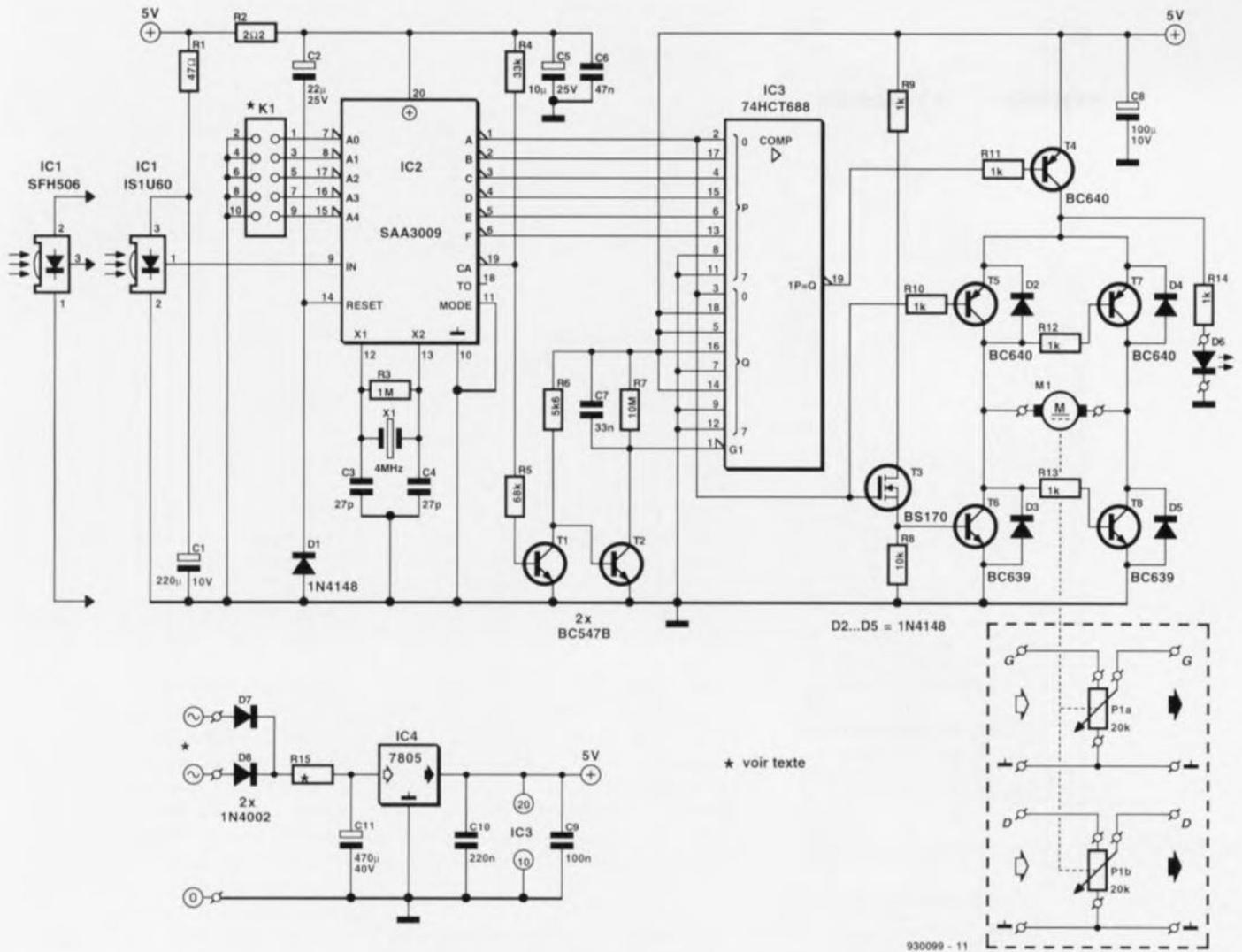


Figure 1. L'électronique du réglage de volume à télécommande comporte un récepteur IR, un décodeur et un étage de commande pour le moteur électrique du potentiomètre.

ment, la limite pour le SAA3009 se trouve elle à quelque 10 mA. Il va sans dire que la consommation de ce dernier est proportionnelle à sa puissance de sortie plus importante, et peut donc grimper jusqu'à 70 mA environ !

Intéressons-nous maintenant à la fonction propre de IC2. Le SAA3009 a comme tâche de transformer les données captées en un signal binaire. Le signal RC5 sériel comporte deux données importantes, à savoir l'adresse système et la commande proprement dite. Si l'on respecte le code RC5 standardisé, l'adresse système pour un préamplificateur est « 16 ». Si pourtant l'adresse « 16 » est déjà occupée ou si le réglage de volume à télécommande doit être intégré dans un autre appareil (l'Audio-DAC par exemple), on est parfaitement libre d'attribuer à son préamplificateur – ou, plus précisément, à son potentiomètre télécommandé – une autre adresse. La définition de l'adresse est l'affaire des entrées A0 à

A4. Pour la définition de l'adresse « 16 » il faudra forcer les entrées A0 à A3 au niveau bas (« 0 » logique) en implantant des cavaliers de codage (ou de court-circuit si l'on veut) aux endroits prévus. L'entrée A4 doit rester « en l'air » (on ne mettra donc pas de cavalier). Si l'on envisage d'attribuer au réglage de volume l'adresse « 0 » (réservée en général aux téléviseurs) il faudra mettre tous les cavaliers de codage à leur place sur K1.

Dans notre montage le SAA3009 fonctionne en mode de système unique (*single system mode*). Le circuit ne réagit donc qu'à une seule adresse. Il est également possible de faire appel au mode de système combiné (*combined system mode*). Pour ce faire il suffit de ponter la résistance R5. On dispose alors, sur les broches A0 à A4, de l'adresse décodée. Dans ces conditions les broches A0 à A4 fonctionnent comme des sorties et elles sont actives au niveau bas. Dans le code RC5 l'adresse système

est suivie de la commande proprement dite. IC2 se charge du décodage de cette commande qui sera disponible ensuite sur les sorties A à F. Le SAA3009 est capable de décoder un total de 32 adresses-système et de 64 commandes différentes. Dans notre montage il n'y a cependant que deux commandes intéressantes :

adresse	F	E	D	C	B	A	commande
16	0	1	0	0	0	0	augmenter volume
17	0	1	0	0	0	1	baisser volume

Les sorties A à F de IC2 sont reliées directement aux entrées P du comparateur numérique IC3, un 74HCT688. La sortie de ce comparateur, sa broche P=Q, se trouve au niveau bas si le mot de données présent sur les entrées P est identique au mot de données fixe, défini sur les entrées Q.

Dans le cas du réglage de volume à télécommande le mot de donnée P est

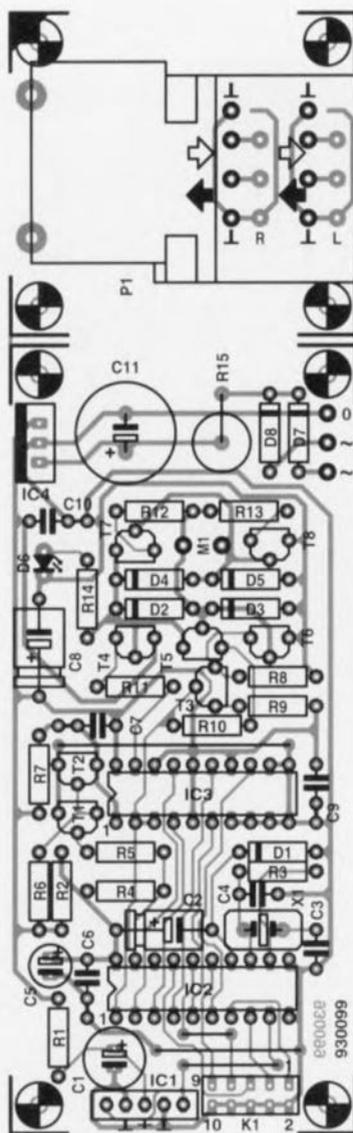


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants sur les deux platines qui, ensemble, constituent le réglage de volume à télécommande.

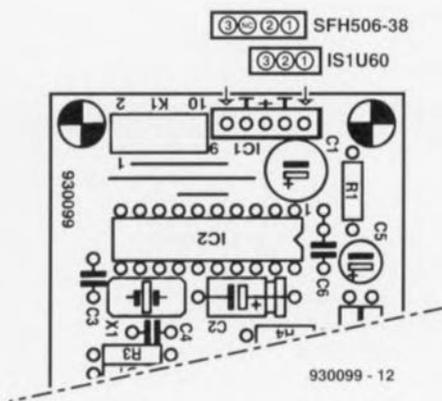


Figure 3. Croquis illustrant le brochage des deux diodes IR que l'on pourra utiliser pour la réalisation du montage.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 47 Ω
 R2 = 2 Ω
 R3 = 1 M Ω
 R4 = 33 k Ω
 R5 = 68 k Ω
 R6 = 5 k Ω
 R7 = 10 M Ω
 R8 = 10 k Ω
 R9 à R14 = 1 k Ω
 R15 = * / 5 W
 P1 = potentiomètre stéréo 20 k Ω logarithmique avec moteur (tel que Alps 20KAX2)

Condensateurs :

C1 = 220 μ F / 10 V radial
 C2 = 22 μ F / 25 V
 C3, C4 = 27 pF
 C5 = 10 μ F / 25 V radial
 C6 = 47 nF céramique
 C7 = 33 nF
 C8 = 100 μ F / 10 V
 C9 = 100 nF

C10 = 220 nF
 C11 = 470 μ F / 40 V

Semi-conducteurs :

D1 à D5 = 1N4148
 D6 = LED 3 mm faible courant
 D7, D8 = 1N4002
 T1, T2 = BC547B
 T3 = BS170
 T4, T5, T7 = BC640
 T6, T8 = BC639
 IC1 = IS1U60 (Sharp) ou SFH506-38 (Siemens)
 IC2 = SAA3009 (Philips) ou (voir texte) SAA3049 (Philips) + 11 résistances de 10 k Ω et 1 résistance de 68 k Ω
 IC3 = 74HCT688
 IC4 = 7805

Divers :

K1 = barrette de contacts mâles encartable à 2 rangées de 5 contacts + 5 cavaliers de codage
 X1 = quartz 4 MHz

égal à 0010111 (P=0010111). On notera que le bit de poids faible (*Least Significant Bit*) « A » joue un rôle important : il constitue en fait la seule et unique différence entre les commandes « augmenter volume » et « baisser volume ». La ligne « A » n'est pas seulement connectée à l'entrée P0, mais également à l'entrée Q0.

Cette technique nous garantit de ce fait que le niveau présent sur l'entrée P0 correspond toujours au niveau présent sur Q0. On notera de plus que cette même ligne fournit la tension de grille au transistor T3. Le niveau logique présent sur la ligne « A » détermine donc le sens de rotation du moteur de potentiomètre.

S'il y a en effet correspondance entre les mots de données présents sur les entrées P et Q, le transistor T4 devient conducteur et le moteur M1 reçoit une tension d'alimentation. Tout ce qui se passe maintenant dépend de la commande suivante (« augmenter volume » ou « baisser volume »). Dans le premier des cas A = 0 et le transistor T5 est conducteur. T3 bloque, de même que T6, dont la base se trouve au potentiel de masse (niveau bas). Vu que, dans ces conditions, on a présence, sur le collecteur de T6, d'une tension de 5 V, le transistor T8 deviendra conducteur et T7 bloquera. Conclusion : le courant traverse, via les transistors T4 et T4, les enroulements du moteur pour arriver, via le transistor à la masse.

Si, par contre, A = 1, tout change bien évidemment : dans ces conditions T5

bloque et, comme T3 est conducteur, le transistor T6 devient également passant. Ce dernier force la base du transistor T7 au niveau de masse de sorte que T7 devient conducteur. Vous n'avez toujours pas de problème pour suivre ? Maintenant le courant circule, via les transistors T4 et T4, dans le sens inverse à travers les enroulements du moteur pour arriver, via T6 à la masse.

Il est donc parfaitement clair que le niveau logique présent sur la ligne « A » détermine le sens de rotation du moteur. La LED D6, alimentée par le transistor T4, fait office de témoin lumineux, indiquant que le moteur tourne.

Le petit circuit réalisé à l'aide des transistors T1 et T2, pris entre la sortie CA (*Command Acknowledged* ou commande reçue) de IC2 et l'entrée G1 (entrée de validation, *enable*) de IC3, fait office, primo, de sous-ensemble de protection supplémentaire, protégeant le montage contre d'éventuelles distorsions et, secundo, de circuit de détection de commande IR valide.

Si l'on a un décodage d'une adresse système, la sortie CA de IC2 présente un signal rectangulaire qui se trouve, alternativement, 15 ms au niveau bas et 105 ms au niveau haut. De par la constante de temps relativement importante du réseau RC, R7/C7, T2 introduit un redressement de ce signal et, tant que ce signal sera présent sur la broche 19 (la sortie CA donc) son collecteur se

trouvera au niveau haut. La disparition du signal se traduira donc par un blocage immédiat de IC3.

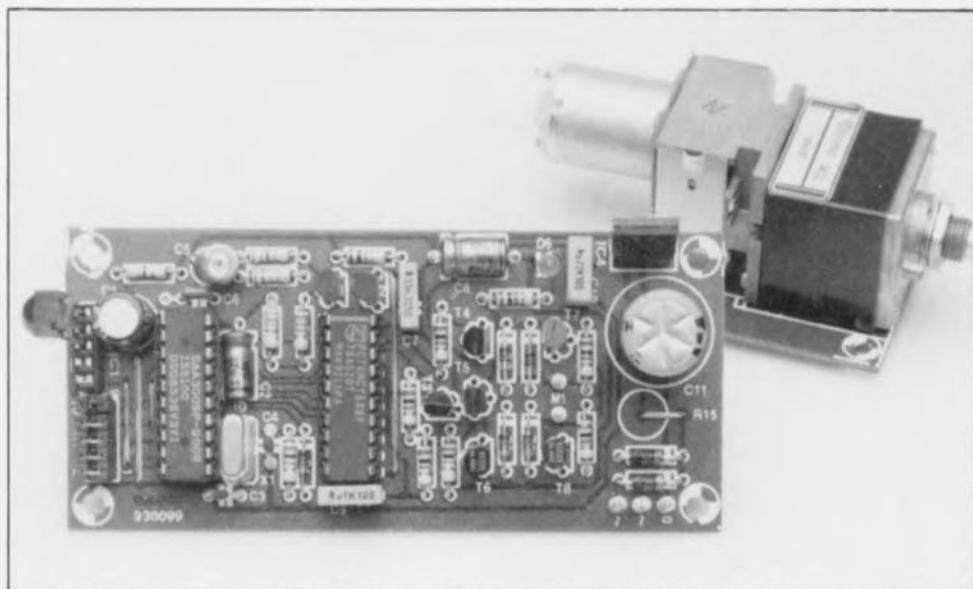
Dès que l'on applique la tension d'alimentation au circuit, le circuit intégré IC2 sera, via le condensateur C2, remis à zéro (broche 14, *reset*). La diode D1 garantit la décharge du condensateur C2 lorsque l'on coupe la tension d'alimentation. Le bit de basculement (*toggle-bit*, broche 18) qui change d'état après chaque commande, n'est pas utilisé dans notre montage.

L'alimentation du réglage de volume à télécommande est d'une conception relativement classique. Les diodes D7 et D8 redressent la tension alternative en provenance du transformateur du préamplificateur et C11 procède à un lissage suffisant. La résistance R15 a comme tâche de transformer en chaleur une certaine partie de la tension redressée – précaution nécessaire pour protéger le régulateur de tension, IC4, contre des surcharges. La valeur exacte de cette résistance 5 W dépend de la tension fournie par le transformateur. Si la tension secondaire du transformateur utilisé dans le préamplificateur est de 30 V, on se trouve en présence d'une tension redressée de 40 V environ. Sachant que la tension d'entrée maximale pour un régulateur du type 7805 est de 35 V, il devra se produire une chute de tension de 5 V aux bornes de la résistance R15. La consommation de notre montage est de 50 mA au repos. Le respect de la loi d'Ohm demande de donner à R15 une valeur de :

$$5 \text{ V} / 50 \text{ mA} = 100 \Omega.$$

À vos fers ...

Le circuit imprimé dont la **figure 2** montre la sérigraphie de l'implantation des composants, comporte deux parties distinctes que l'on devra, à l'aide d'une scie très fine, séparer l'une de l'autre. La plus grande des deux platines dont on dispose alors recevra tous les composants de l'électronique de commande. Le potentiomètre à moteur viendra s'implanter sur le petit circuit imprimé, doté de deux séries d'orifices supplémentaires, permettant de doter cette platine de picots de soudure côté « pistes ». Il suffit d'envisager de le disposer dans le fond du boîtier du préamplificateur par exemple pour se rendre compte combien pratique est le fait de pouvoir implanter le potentiomètre sur cette petite platine. Dès lors, cependant, qu'il est prévu de visser le potentiomètre directement dans la face avant de l'appareil, le petit circuit imprimé



devient superflu et l'on pourra souder les fils de connexion directement sur les broches correspondantes du potentiomètre.

À condition de ne pas oublier de mettre en place les quatre ponts de câblage, de faire attention à la polarité des composants concernés et de respecter minutieusement la liste des composants, la réalisation de l'électronique de commande ne devrait pas poser de problème.

Il existe deux types de diodes IR que l'on pourra utiliser dans ce montage : la IS1U60 de Sharp et la SFH506-38 de Siemens. Ces deux composants se caractérisent malheureusement par un brochage différent.

Le croquis de la **figure 3** montre que notre platine a été conçue de façon à ce que l'on puisse utiliser, sans la moindre modification, n'importe laquelle de ces 2 diodes IR.

Il se peut ensuite que, dans certaines régions de l'Hexagone, nos lecteurs aient beaucoup de peine à se procurer le SAA3009, dont, d'après les informations les plus récentes que nous ayons à la rédaction, la disponibilité devient critique. Pas de panique pourtant ! Il est possible, à condition de procéder à un rien de chirurgie électronique, de remplacer ce composant par un SAA3049 qui est lui disponible partout. L'utilisation de ce composant implique d'ajouter une douzaine de résis-

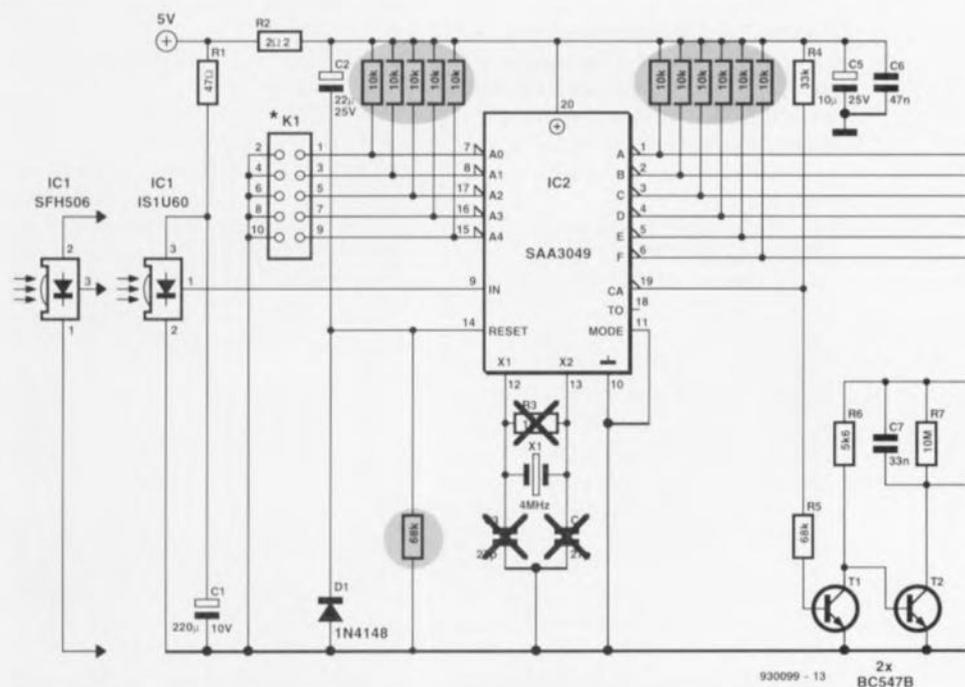


Figure 4. Si l'on utilise, pour IC2, un SAA3049 il faudra ajouter 12 résistances supplémentaires à l'électronique.

tances au circuit. L'extrait de schéma de la **figure 4** montre qu'il faudra mettre en place 11 résistances de $10\text{ k}\Omega$ servant à forcer les connexions A0 à A4 et A à F de IC2 au niveau haut. La douzième résistance, un exemplaire de $68\text{ k}\Omega$, doit être prise en parallèle sur la diode D1.

Une fois les soudures effectuées, la platine peut être mise dans le boîtier du préamplificateur. Il n'est pas sorcier, en général, de désouder le potentiomètre existant et de connecter (à l'aide de quelques morceaux de fil de câblage si nécessaire) notre exemplaire à télécommande. Il est recommandé de mettre la platine

avec l'électronique de commande directement derrière la face avant du préamplificateur, de façon à ce que la diode IR puisse « regarder » vers l'extérieur (à travers un petit orifice). Si cette technique de montage n'est pas praticable (manque de place ou autre raison), on pourra disposer la platine à un autre endroit dans le boîtier du préamplificateur et utiliser un morceau (aussi court que possible !) de câble blindé pour relier la diode IR (montée derrière la face avant puisqu'il est impératif qu'elle ait une vue libre vers l'extérieur du boîtier) à la platine.

Arrivés à la fin de la description de la réalisation de ce dispositif de réglage

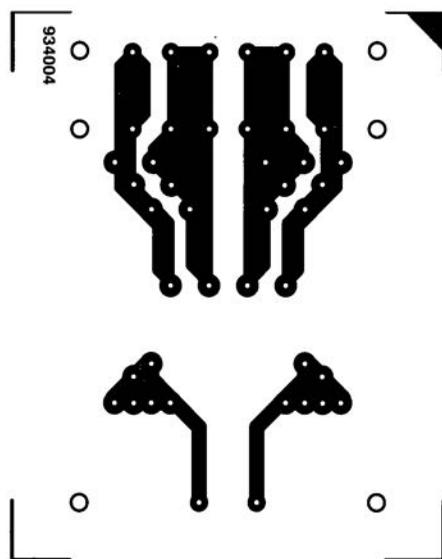
audio « grand confort » il nous faudra faire une dernière remarque à l'intention de tous ceux d'entre nos lecteurs qui se demandent maintenant comment il faudra définir, dans une télécommande RC5 existant, l'adresse « 16 » du préamplificateur. Pour avoir une réponse à cette question il suffit de relire l'article consacré à la description du **récepteur IR universel** (Elektor n° 162, décembre 1991) et tous les secrets du code RC5 seront dévoilés. 

Bibliographie:

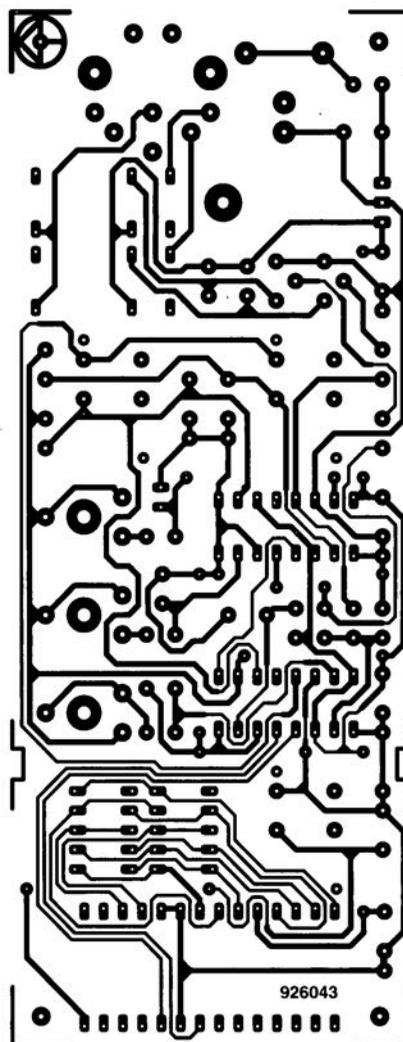
[1] récepteur IR universel, Elektor n° 161, décembre 1991, page 30 et suivantes

EN LIBRE SERVICE

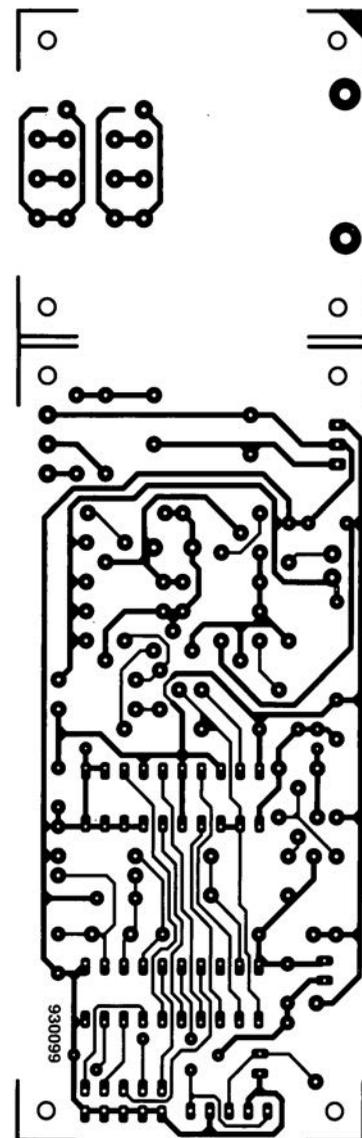
CIRCUITS IMPRIMÉS



alimentation alternative commutable



diapo-compteur



réglage de volume à commande IR

BoxDraw

Conception d'enceintes sous Windows

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

La puissance des ordinateurs aidant, de plus en plus nombreux sont les amateurs d'audio haut de gamme à concevoir eux-mêmes leurs enceintes en s'aidant de l'un ou l'autre programme conçu à cet effet. Si le mois dernier nous vous avons proposé un programme de simulation d'enceintes CADD2.0, nous avons ce mois-ci un autre programme de ce type aux caractéristiques fort intéressantes tournant sous Windows cette fois. La micro-informatique permet de reproduire très fidèlement le comportement d'un haut-parleur dans une enceinte, voire simuler, comme c'est le cas ici, un système multivoies, c'est-à-dire à plusieurs haut-parleurs.

L'un des rares reproches que l'on puisse faire à BoxDraw est le fait qu'il soit en anglais, langue que son concepteur néerlandais a préféré en raison de son universalité. Nous ne pensons pas que cela puisse constituer un problème insurmontable (où en est la législation actuelle dans ce domaine?).

BoxDraw est un programme de simulation du comportement d'un haut-parleur dans une enceinte, avec toutes les variations de coffret que l'on peut imaginer. À l'utilisation, le programme présente 2 caractéristiques étonnantes: il est totalement graphique et tourne sous Windows, encore que cette seconde caractéristique ne soit plus aussi marquante qu'il y a quelques mois lors de l'apparition de ce programme sur le marché, bien que dans le cas d'un program-

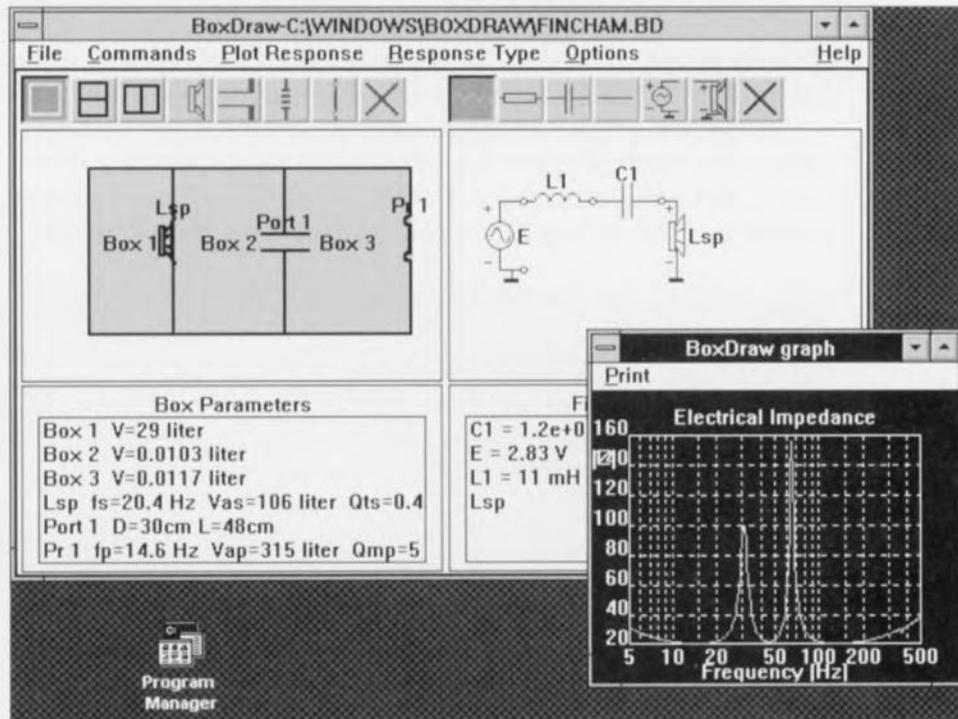
me de simulation d'enceinte cela soit encore assez rare. Les habitués des programmes de simulation d'enceintes classiques s'y feront sans doute rapidement.

Il faudra donc se donner le temps de s'habituer à cette situation si l'on a, jusqu'à présent, toujours utilisé un programme tournant sous DOS. Si vous faites partie des utilisateurs invétérés de Windows la prise en main de BoxDraw est une affaire de minutes. L'écran de base se décompose, comme le montre la recopie d'écran ci-dessous, en 2 parties: à gauche celle qui représente l'enceinte, à droite le filtre. Le dessin d'une enceinte est d'une facilité déconcertante: on choisit la fonction Box à l'aide de la souris et l'on dessine un rec-

tangle. Il suffit ensuite de diviser l'enceinte en 2 si l'on veut, par exemple, disposer d'une enceinte à 2 chambres.

BoxDraw est un programme très particulier en raison de ses spécificités et du fait qu'il tourne sous Windows. Il peut servir de référence pour les programmes de simulation d'enceintes à venir: clair, informatif, facile à utiliser. En résumé, un programme que se doit de posséder le concepteur d'enceintes professionnel et l'amateur de réalisation d'enceintes personnelles.

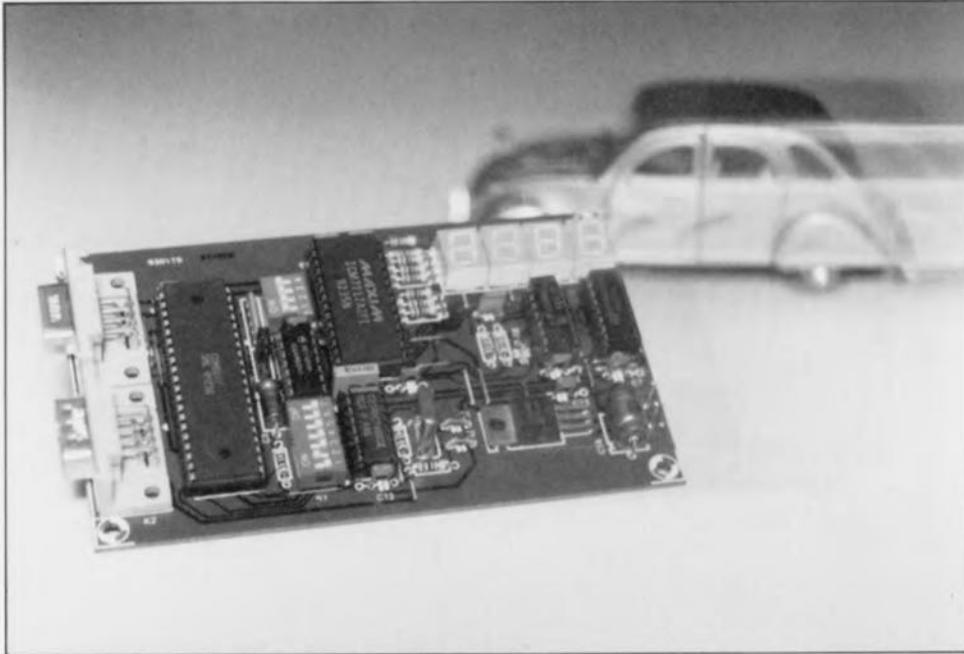
Et son prix direz-vous? Il faut compter de l'ordre de 1000 FF. L'adresse de la société néerlandaise proposant BoxDraw est connue auprès de la rédaction.



débitmètre pour RS-232

la vitesse de vos transmissions en mots/s

projet : D. v.d. Vliet



Les possibilités de nos ordinateurs ne cessant de se diversifier, on en utilise de plus en plus souvent les ports sériels. Ce type de port a l'avantage de permettre la transmission entre 2 appareils, et ce sur des distances importantes, de données sous la forme de signaux électriques. La vitesse de transmission est exprimée en débit de données (*baudrate*), dont l'unité est le bit/seconde. Il apparaît malheureusement, en pratique, qu'il existe très souvent une divergence importante entre le débit de données demandé et le débit de données effectivement atteint. Le débitmètre pour RS-232 décrit dans cet article mesure le débit réel atteint par le canal sériel sur lequel est branché cet instrument de mesure.

Caractéristiques techniques du débitmètre pour RS-232 :

➤ Débit de données (<i>baudrate</i>) :	300 à 19 200 bauds
➤ Compatible :	avec toute interface RS-232
➤ Montage :	prise en série avec le périphérique concerné
➤ Ligne de signal :	RxD ou TxD au choix
➤ Élément mesuré :	le taux de transmission réel
➤ Technique d'affichage :	4 afficheurs 7 segments à LED
➤ Unité de mesure :	mots de donnée/seconde
➤ Format de donnée :	aisément définissable par l'utilisateur

La quasi-totalité des ordinateurs modernes possèdent 2 types d'interface : une interface parallèle, plus connue sous la dénomination d'interface Centronics et une interface

sérielle, plus communément appelée interface RS-232. Ces 2 interfaces mettent l'ordinateur en demeure de communiquer avec le monde extérieur, que celui-ci prenne la forme

d'un périphérique quelconque ou d'un autre ordinateur, pour procéder à une transmission de données. L'avantage majeur du port parallèle est la vitesse (relativement) importante à laquelle peut avoir lieu la transmission des données. Une opération d'écriture se traduit en effet, sur ce bus, par l'émission de pas moins de 8 bits de donnée.

L'inconvénient, si tant est que l'on puisse parler d'inconvénient en cette époque de câblage et d'interconnexion à tout crin, est que la liaison qu'il implique comporte un nombre important de conducteurs. Il lui faut en effet, outre les 8 lignes de données, un minimum de 2 lignes de commande et 1 conducteur de masse. Croupier, faites vos comptes... 11 conducteurs minimum.

Il faut en outre ajouter à cela les risques d'intermodulation entre les lignes dans le cas d'une transmission à « grande » distance. Ceci explique la présence, sur la majorité de ce type de câbles de liaison, d'un blindage par conducteur. On le constate, la quantité de conducteurs de cuivre requise pour garantir une liaison fiable devient (presque) astronomique. En pratique, ce type de connexion ne se prête pas à l'établissement de liaisons à grande distance et ne constitue donc pas le port de communication idéal.

Le second type d'interface standard est l'interface sérielle où la transmission se fait un bit à la fois. En principe, l'établissement d'une liaison sérielle fiable pourrait se faire à l'aide de 2 conducteurs seulement (une ligne de signal et une ligne de masse). L'inconvénient de cette approche est qu'une liaison sérielle nécessite un certain nombre de signaux de commande pour éviter la perte, ici ou là, de données.

Il existe 2 solutions de principe à ce problème : un acquittement matériel (*hardware handshake*) ou logiciel (*software...*). La rapidité de l'acquittement matériel se paie par la nécessité de disposer d'un minimum de 2 conducteurs supplémentaires. L'acquittement logiciel au contraire règle tout... logiquement, cela va de soi. Cette seconde approche a cependant l'inconvénient de ralentir la vitesse de transmission vu qu'il va falloir intercaler des signaux de commande au beau milieu de signaux de données. Quoi qu'il en soit, une liaison sérielle à acquittement matériel nécessite nettement moins de conducteurs que n'en a besoin une liaison parallèle.

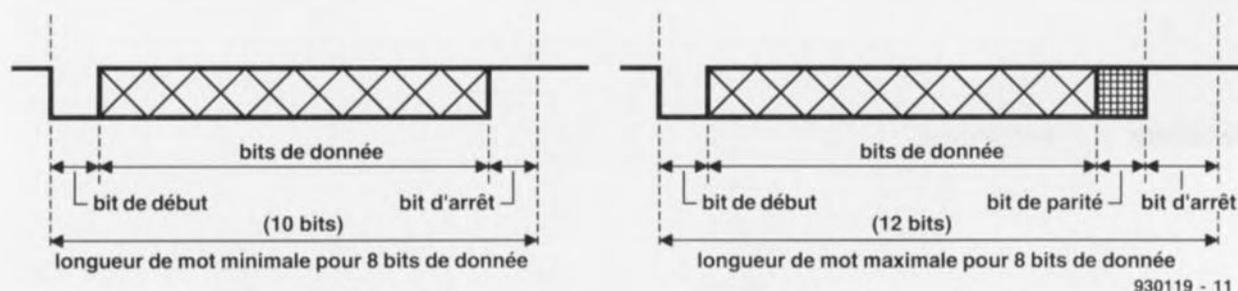


Figure 1. Avant de pouvoir en effectuer la transmission par voie série, un mot de donnée est doté de bits de début et d'arrêt voire d'un éventuel bit de parité. Dans ces conditions la longueur de mot peut varier entre 10 et 12 bits.

Allons-y pour le sériel

Dès lors que l'on s'est décidé utiliser une liaison série il reste à définir un certain nombre de conventions entre l'émetteur et le récepteur. Il faut se mettre d'accord non seulement sur la vitesse de communication, le débit de donnée plus connu sous sa dénomination anglaise de baudrate, mais aussi sur la technique de détection et de correction d'erreur à l'aide d'un bit de parité et sur le nombre de bits d'arrêt (*stopbit*) à utiliser.

En règle générale un mot sériel comporte 8 bits de donnée auxquels s'ajoutent un bit de début (*startbit*) et un bit d'arrêt. En pratique, la majorité des applications se passent de bit de parité de sorte que la longueur « normale » d'un mot de donnée est de 10 bits. Si l'on utilise le bit de parité et que l'on prévoit 2 bits d'arrêt, cette longueur passe à 12 bits.

Nous vous proposons en **figure 1** la structure d'un mot de donnée dont les 8 bits sont pour ainsi dire « emmaillottés » entre les bits de début et d'arrêt avant d'être envoyés. Ces 2 nombres, à savoir 10 et 12 bits, ont une importance capitale lorsqu'il s'agit de déterminer la vitesse effective d'une liaison série. À un débit de 1 200 bits/s (1 200 bauds) on pourra envoyer un maximum de 120 mots d'une longueur de 10 bits ou encore 100 mots d'une longueur de 12 bits.

Le choix du taux de transmission dépend d'un grand nombre de facteurs. Si tout ce que l'on demande à l'ordinateur est de communiquer avec un appareil, périphérique ou autre ordinateur, se trouvant à proximité immédiate on pourra opter pour une vitesse de transmission élevée de 19,2 Kbits/s par exemple. Au contraire, si l'on utilise un câble de longueur très importante, il faudra se résigner à utiliser une vitesse de transmission moindre. Ce n'est qu'aux vitesses faibles que l'on aura élimination efficace des capacités parasites du câble.

Attention : nous n'avons, jusqu'à présent, parlé que de la vitesse de l'interface; l'utilisation d'algorithmes de compression permet une augmentation significative de la vitesse de transmission permise par une liaison. Cette compression donne à une certaine « plus-value » à chaque bit véhiculé par le câble.

La vitesse exacte

Comme nous l'avons souligné plus haut, le choix du taux de transmission peut avoir une influence prépondérante sur la vitesse à laquelle se fait une liaison. D'autres facteurs aussi ont un effet très sensible pour la vitesse de communication.

Il peut arriver qu'un microprocesseur ait, tant côté émetteur que côté récepteur, à procéder à un traitement donné avant que ne puisse avoir lieu l'émission ou la réception d'un octet. Ce traitement peut entraîner, si tant est qu'il soit complexe et que l'on ne dispose pas d'un tampon de données, un ralentissement très sensible de la communication. Ce ralentissement provient du fait que pendant le traitement par l'ordinateur la communication est stoppée momentanément par l'intermédiaire du protocole d'acquiescement. Dans ces conditions la liaison série devient sensiblement plus lente que ne le donnerait à penser le taux de transmission adopté.

Les systèmes disposant d'un tampon de données sont les moins sensibles à ce problème vu que le flux de données poursuit son défilement pendant que le processeur en effectue le traitement. Il n'est malheureusement pas possible de voir de l'extérieur si un appareil donné comporte ou non un tampon de ce genre. Ceci explique que seul un instrument de mesure permette de déterminer le débit réel d'une liaison. C'est dans cette optique spécifique que nous avons développé le débitmètre pour interface RS-232.

L'électronique

de cette réalisation vous est proposée en **figure 2**. Son cœur est IC3, un COM8017, version moderne de l'archi-connu AY-3-1015. Ce circuit intégré est un UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*), composant capable de convertir une information parallèle en une information série et vice-versa. Le seul élément nécessaire à l'UART pour lui permettre de remplir la fonction pour laquelle il a été conçu, est un signal d'horloge déterminant le débit de donnée (*bitrate* exprimé en bits). Dans le montage proposé ici seule une (petite) partie de l'UART est effectivement utilisée, ce qui n'empêche pas que cette approche soit, d'un point de vue économique, parfaitement justifiée. Tenter de réaliser un circuit discret, c'est-à-dire à base de transistors distincts, capable des dites conversions dans les 2 sens et d'un contrôle du nombre de bits d'arrêt et de parité reviendrait sensiblement plus cher. Nous avons désactivé les entrées du circuit intégré restées inutilisées. L'initialisation (Reset = RAZ) de l'UART se fait par l'intermédiaire du réseau RC R2/C3. En aval de l'UART on découvre un sous-ensemble d'affichage constitué par un circuit spécialisé, IC6, un ICM7217A, commandant 4 afficheurs 7 segments à LED du type HD1107. Après chaque réception par l'UART d'un mot valide, on a apparition à la sortie DAV (*Data Available* = présence de donnée) d'un flanc montant entraînant une incrémentation du contenu du compteur intégré dans le dit circuit intégré. Il ne nous reste plus maintenant qu'à définir la durée de l'intervalle de temps servant de base à la prise en compte des données. Ceci ne pose pas non plus de problème vu que notre circuit intégré comporte également un générateur de taux de transmission que l'on pourra donc utiliser pour la génération d'un signal chronologique adéquat pour le compteur.

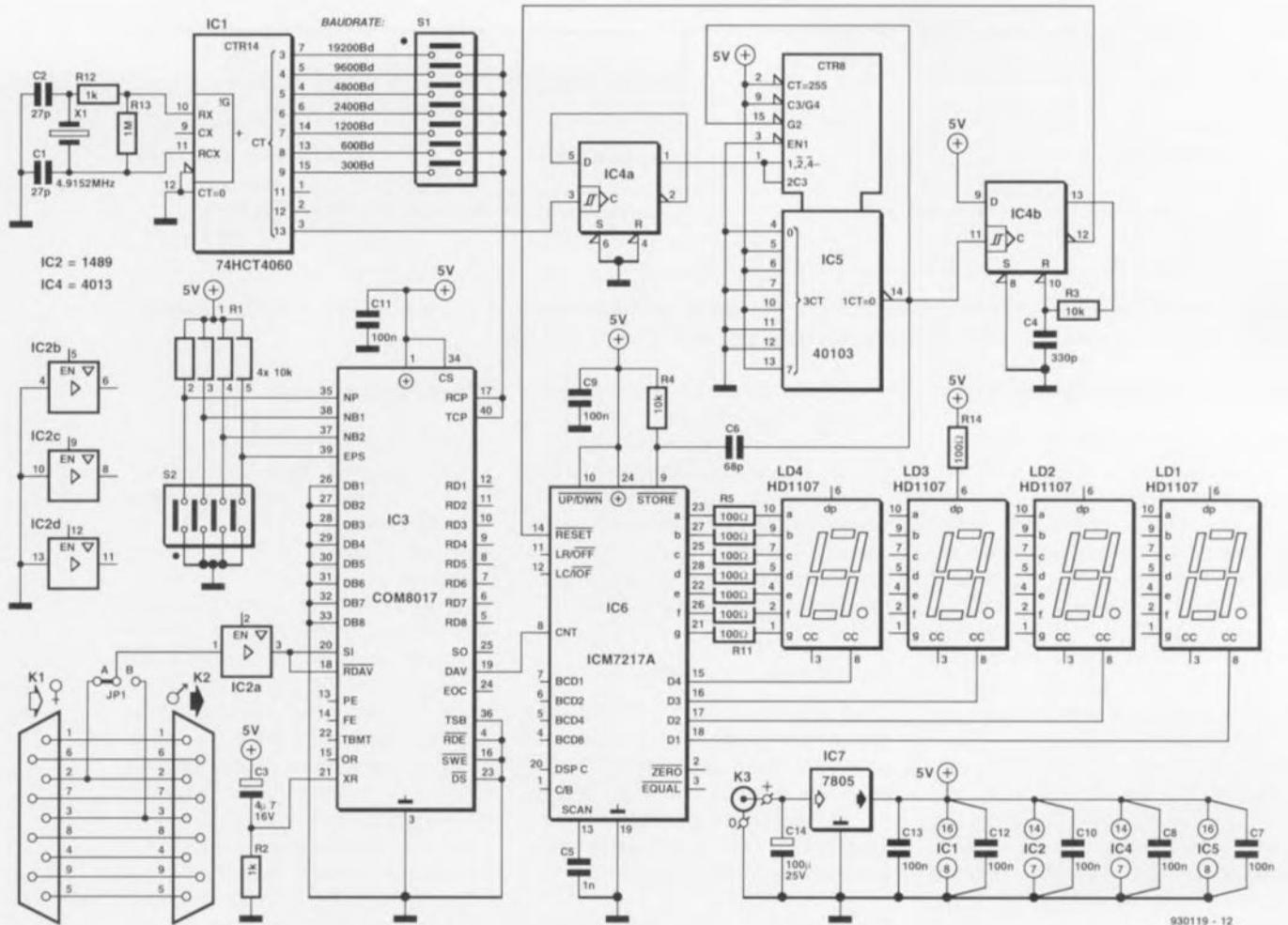


Figure 2. L'électronique du débitmètre RS-232. La majeure partie du processus opératoire est pris en compte par l'UART.

L'oscillateur à quartz basé sur le quartz X1 travaille à une fréquence de 4,91 MHz. IC1, un compteur binaire à 14 étages et oscillateur intégré, four-

nit, après passage de ce signal par un certain nombre d'étages de division, les signaux d'horloge requis. Par le positionnement des mini-interrupteurs

de l'interrupteur DIL S1 on choisit le taux de transmission désiré. L'UART attend un signal d'horloge 16 fois supérieur au taux de transmission (débit) du canal de donnée. Ceci explique que l'on dispose à la sortie Q13 (broche 3) de IC1 d'un signal possédant une fréquence de 300 Hz ($4,9152 \text{ MHz}/2^{14}$). À l'aide d'une bascule montée en diviseur par 2, IC4a, et un diviseur programmable du type 40103, IC5, on procède à une division par 300 Hz de ce signal, de sorte que l'on dispose à la broche 14 de IC5 d'un signal de 1 Hz très exactement. Nous avons à notre disposition maintenant pratiquement tout ce qu'il nous faut : un compteur doté d'un dispositif de visualisation et un signal chronologique battant à 1 Hz. Pour peu, dans ces conditions, que l'on comptabilise le nombre d'impulsions DAV apparaissant en une seconde et l'on saura le nombre de mot de données « débités » par la liaison série.

S1

S2

1 = OFF
0 = ON

Définition S2	
EPS = 1	parité paire
EPS = 0	parité impaire
NP = 1	pas de parité
NP = 0	parité

NB2	NB1	bit / caractère
0	0	5
0	1	6
1	0	7
1	1	8

930119 - T1

Tableau 1. Ce tableau récapitule les fonctions des interrupteurs DIL S1 et S2. S1 permet de définir le taux de transmission, S2 la composition du mot de donnée.

Le stockage de l'information fournie par le compteur se fait en 2 phases :

Liste des composants

Résistances :

R1 = réseau de 4 résistances de 10 k Ω
 R2, R12 = 1 k Ω
 R4, R4 = 10 k Ω
 R5 à R11, R14 = 100 Ω
 R13 = 1 M Ω

Condensateurs :

C1, C2 = 27 pF
 C3 = 4 μ F/16 V
 C4 = 330 pF
 C5 = 1 nF
 C6 = 68 pF
 C7 à C13 = 100 nF
 C14 = 100 μ F/16 V

Semi-conducteurs :

IC1 = 74HCT4060 (RCA)
 IC2 = 1489 (Motorola)
 IC3 = COM 8017 (SMC) ou AY-3-1015D
 (General Instruments)
 IC4 = 4013 (SGS-Thomson)
 IC5 = 40103 (SGS-Thomson)
 IC6 = ICM7217A (Intersil, Maxim)
 IC7 = 7805

Divers :

K1 = embase sub D encartable à
 9 broches femelle en équerre
 K2 = embase sub D encartable à
 9 broches mâle en équerre
 K3 = embase jack pour alimentation par
 adaptateur secteur
 S1 = septuple interrupteur DIL
 S2 = quadruple interrupteur DIL
 X1 = quartz 4,9152 MHz
 LD1 à LD4 = afficheur 7 segment
 HD11070 (orange)
 JP1 = barrette autosécable mâle à
 3 contacts
 1 cavalier de court-circuit

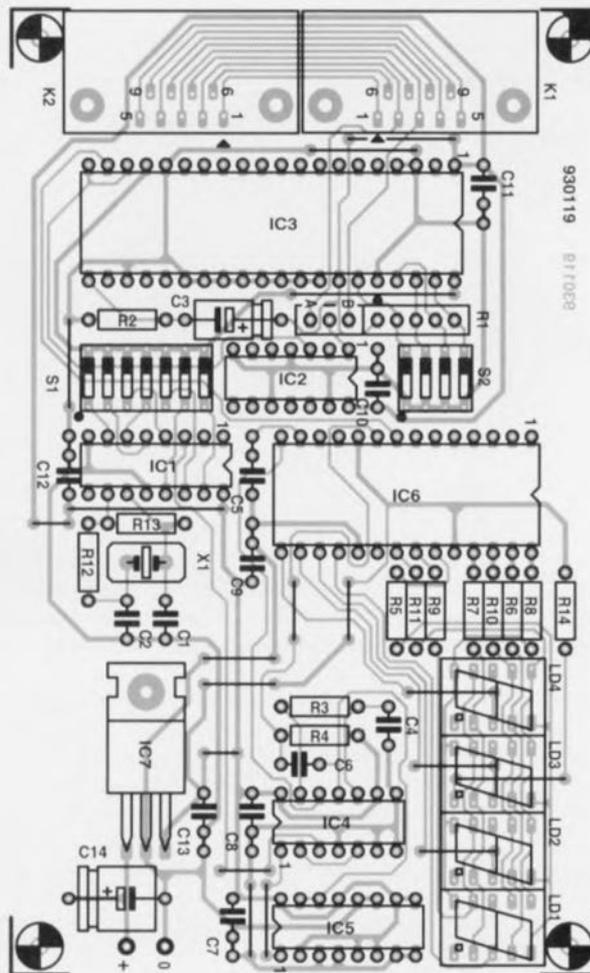


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour ce projet. Il vous faudra la fabriquer vous-même à l'aide du dessin reproduit dans les pages centrales.

on commence, à l'aide du flanc descendant du signal d'échantillonnage Strobe présent à la sortie de IC5 (broche 14), par stocker le contenu du compteur dans un registre de sortie avant de le visualiser sur l'affichage. À la suite de cette opération un signal de remise à zéro (broche 12 de IC4b) effectuée une remise à zéro du compteur intégré dans IC6. Le dit signal de RAZ est généré par la bascule bistable IC4b montée ici en multivibrateur monostable, cette opération de RAZ se faisant sur le flanc montant du signal apparaissant une fois par seconde à la sortie de IC5. La durée de pseudo-période de ce multivibrateur monostable dépend des valeurs du réseau RC R3/C4.

L'affichage à 4 afficheurs 7 segments lumineux indique à tout instant combien d'octets sont arrivés au récepteur au cours de la seconde venant de s'écouler. Le nombre que l'on verra s'afficher sera toujours au minimum 10 fois inférieur au débit de transmis-

sion que l'on aura choisi – il nous faut en effet, comme l'illustrait la figure 1, un minimum de 10 bits par mot. L'avantage pour l'utilisateur est qu'il voit quelle est la quantité d'information vraiment échangée chaque seconde, et non pas un quelconque chiffre farfelu obtenu par une division aléatoire par un nombre quelconque compris entre 8 et 12. Le point décimal de l'afficheur LD3 est activé en permanence – symbolisant les centaines – ce qui améliore le confort de lecture de l'affichage.

Il est très important, dans le cas de ce montage, de bien réaliser que la mesure de vitesse ne peut se faire correctement qu'à condition de faire appel à un protocole d'acquiescement matériel (en s'aidant d'un signal RTS, CTS, etc). Un protocole d'acquiescement logiciel fait appel lui à des instructions de début et d'arrêt qui circulent elles aussi sur les lignes de données. Le débi-mètre pour interface RS-232 considère celles-ci comme des octets de données valide; vu cependant que

l'acquiescement par logiciel est tombé en désuétude et n'est pratiquement plus utilisé, il n'y a pas de raison de se faire de soucis à ce sujet.

Le reste de l'électronique n'appelle pas de remarque particulière. Le tamponnage du signal sériel est pris en compte par IC2a, un (MC)1489. Comme nous le mentionnions plus haut, le septuple interrupteur DIL S1 sert à définir le taux de transmission, le quadruple interrupteur DIL S2 servant lui à choisir l'utilisation ou non d'un bit de parité et dans ce dernier cas son type (paire ou impaire) et le nombre de bits de donnée – via les contacts NB1 (NB = Nombre de Bits) et NB2 – caractérisant un mot de donnée du flux à transmettre. Le croquis du **tableau 1** récapitule l'ensemble de ces fonctions.

La réalisation

ne devrait pas poser de problème, vu que nous avons prévu un dessin de circuit imprimé que nous vous pro-

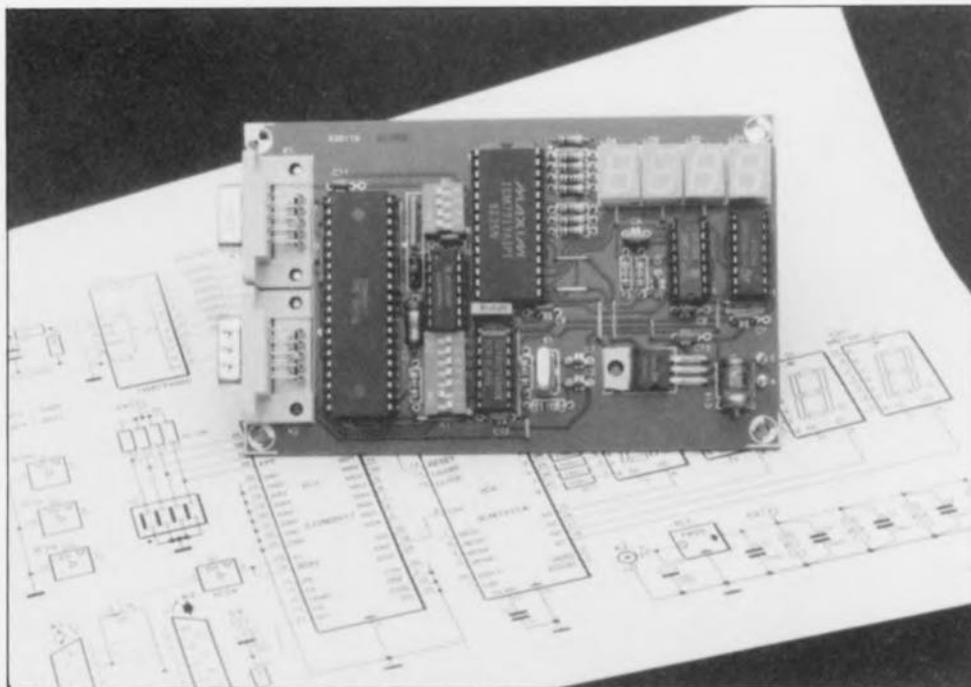


Figure 4. Photo de l'un des prototypes terminés. De par le concept astucieux adopté, le débitmètre peut être intercalé dans toute liaison série en restant parfaitement transparent.

posons dans les pages centrales de ce magazine. Il vous suffira ensuite, après avoir gravé et percé la platine, d'y implanter les différents composants en respectant la sérigraphie de l'implantation des composants représentée en **figure 3**. Ne voulant pas

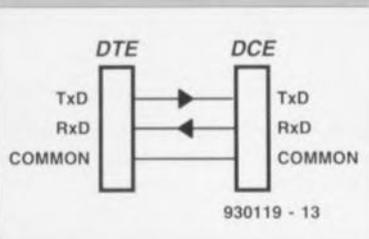
compliquer inutilement les choses le dessin est celui d'une platine simple face ce qui explique la présence d'un certain nombre de ponts de câblage. On commencera donc par la mise en place des 18 ponts de câblage, ni plus ni moins, pour éviter d'en

L'affaire bien en main ?

Il est extrêmement important, dans le cadre d'une communication série, que l'émetteur et le récepteur collaborent étroitement. Si l'émetteur envoie trop d'informations ou les envoie plus vite que ne peut les traiter le récepteur, on a une perte, ici ou là, de données. Ceci explique que l'on ait mis au point des protocoles destinés à garder le « contrôle » sur l'échange de données.

Dans le cas d'une liaison RS-232 on peut faire appel à un acquittement soit matériel soit logiciel. Un acquittement logiciel utilise des caractères additionnels ajoutés aux données. On pourrait presque dire que l'un des appareils « pilote » l'autre par l'intermédiaire des données qu'il émet. Ainsi, un ordinateur peut envoyer les caractères ligne par ligne vers l'imprimante en terminant chaque ligne par une information de fin de ligne. Ce caractère de Fin de texte (EOT = *End Of Text*) fait partie du set de caractères ASCII. De son côté, l'imprimante accepte la ligne et imprime sur papier tous les caractères qu'elle comporte. Lorsqu'elle en a terminé avec l'impression et qu'elle est donc parée pour la réception de nouvelles données, elle émet un signal d'acquiescement (*Acknowledge*) sous la forme d'un caractère Ack. Ce caractère aussi fait partie du set ASCII.

L'avantage d'un acquittement logiciel est le faible nombre de lignes de liaison qu'elle nécessite (cf. **figure A**).

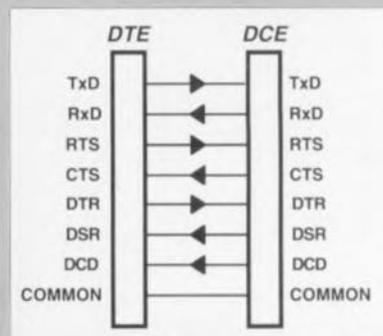


L'acquiescement matériel est « une toute autre paire de manches ». Il implique, en règle générale, l'utilisation de l'une ou l'autre ligne de la liaison série. Nous allons examiner, étape par étape, cette technique. Dans notre exemple un ordinateur (émetteur ou DTE = *Data Terminal Equipment*) est relié à un modem (Modulateur-DEModulateur, récepteur ou DCE = *Data Communication Equipment*). Dès la mise en fonction de l'ordinateur sa ligne DTR (*Data Terminal Ready* = terminal de données prêt, broche 20) devient active. Le modem en déduit qu'il peut entrer en action. Dans la liaison correspondante la sortie DTR de l'ordinateur est reliée à l'entrée DTR du modem. On a compris immédiatement que le connecteur DTR de l'émetteur est différent de celui du récepteur. Lorsque le modem est prêt à entrer en fonction il l'indique par l'intermédiaire de la broche 6 du connecteur série (l'interface RS-232), la sortie DSR (*Data Set Ready* = modem prêt). L'ordinateur constate sur son entrée DSR que le modem est prêt. Nous nous trouvons donc dans la situation de communication inverse : une sortie du

modem est reliée à une entrée de l'ordinateur. Lorsqu'ensuite l'ordinateur active la ligne RTS (*Request To Send* = Demande d'émission), sa broche 4, le modem signale via sa ligne CTS (*Clear To Send* = paré pour émission), sa broche 5, qu'il est ou non prêt à émettre des données. La transmission peut commencer.

oublier un, sachant en outre que cette opération devient impossible une fois les afficheurs montés en place. Il n'est pas impératif de mettre les circuits intégrés sur support, mais cette approche facilitera un éventuel dépannage. On finira par la mise en place du cavalier de court-circuit JP1. S'il est mis en position **A** la ligne servant à la mesure du débit de données est la ligne TxD. Le choix de la position **B** se traduit par la prise en compte du signal RxD. Après que l'on ait choisi le taux de transmission par l'intermédiaire de S1 et que l'on ait défini le format de donnée correct à l'aide de S2, le montage est prêt à l'emploi. Il ne vous reste plus qu'à brancher l'alimentation qui prend ici la forme (classique maintenant) d'un adaptateur secteur capable de fournir un courant de l'ordre de 200 mA à une tension de l'ordre de 9 V. Ceci fait, nous pouvons, après l'avoir mis hors-tension, intercaler le débitmètre pour interface RS-232 dans la liaison série. Une fois l'appareil mis sous tension et lancé la communication série on devrait voir apparaître presque instantanément le débit exprimé en mots/s sur les afficheurs. La communication série a-t-elle jamais été plus lumineuse ?

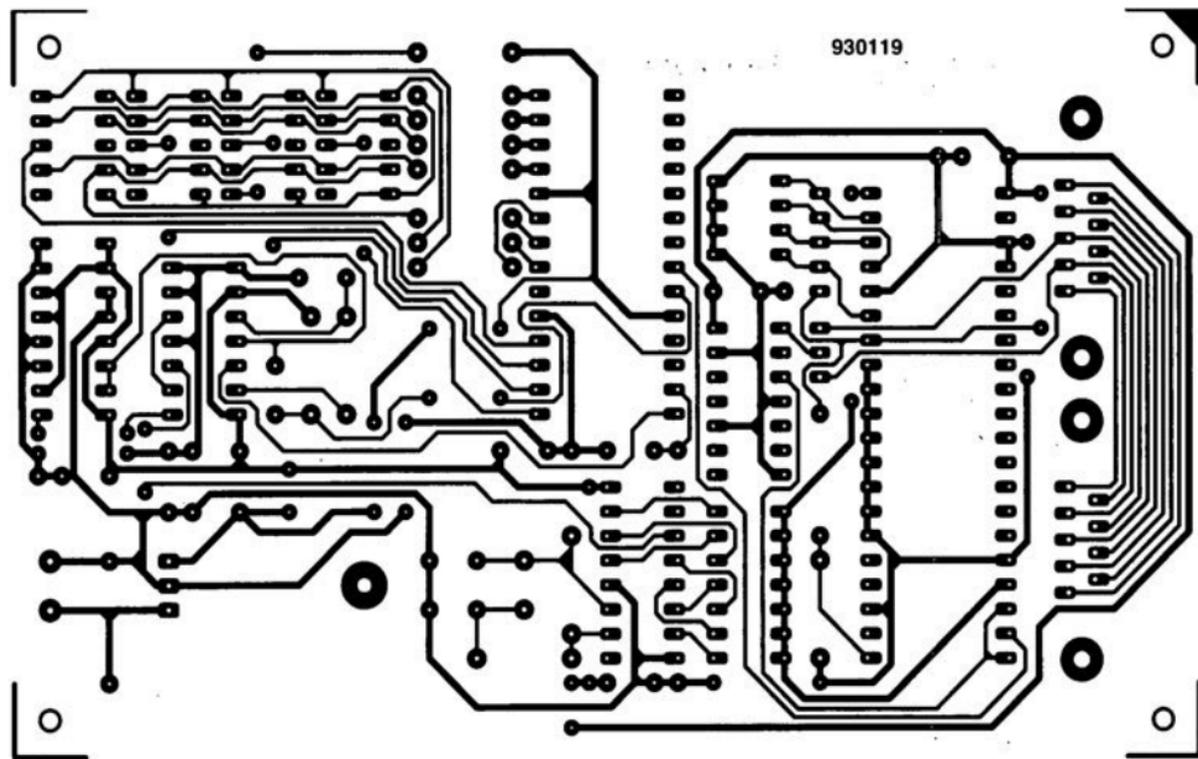
modem est reliée à une entrée de l'ordinateur. Lorsqu'ensuite l'ordinateur active la ligne RTS (*Request To Send* = Demande d'émission), sa broche 4, le modem signale via sa ligne CTS (*Clear To Send* = paré pour émission), sa broche 5, qu'il est ou non prêt à émettre des données. La transmission peut commencer.



Il est une ligne de communication que nous n'avons pas encore évoquée, la ligne DCD (*Data Carrier Detect* = détection de porteuse de données). Cette ligne est activée par le modem et indique l'établissement, via une ligne téléphonique par exemple, d'une liaison de donnée stable. En cas de disparition de la porteuse sur la ligne de téléphone cela est détectable immédiatement par l'état de la dite ligne. Vous n'aurez pas manqué de supputer l'inconvénient de cette approche : comme le montre la **figure B** cette option exige un nombre de ligne de liaison sensiblement plus important.

EN LIBRE SERVICE

CIRCUITS IMPRIMÉS

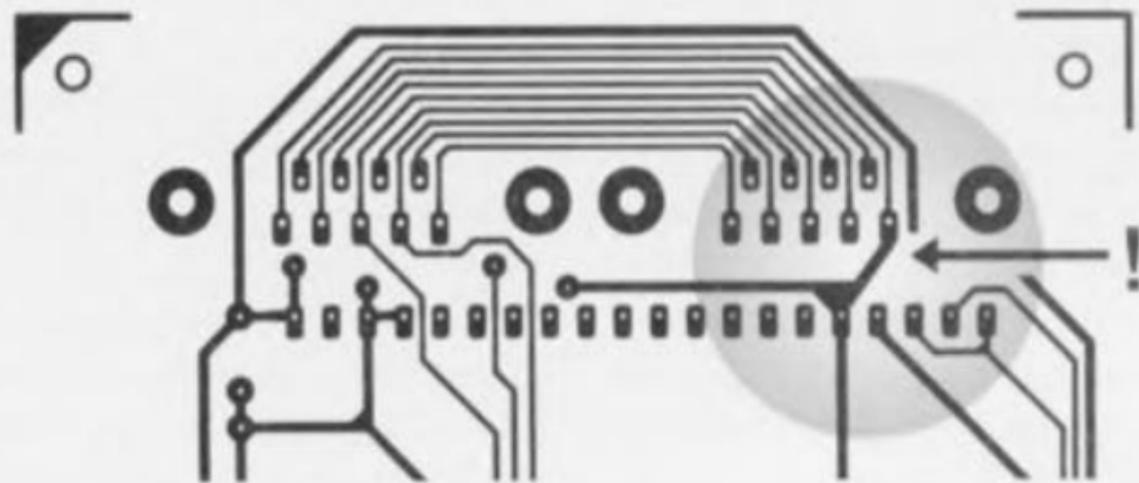


débitmètre RS-232

débitmètre pour RS-232

Elektor n°191, mai 1994, page 36 et suivantes

Les broches 5 des connecteurs K1 et K2 ne sont pas, ni sur le circuit imprimé (ni non plus sur le schéma), reliées à la masse, alors qu'elles devraient l'être. Ceci a pour conséquence un non-fonctionnement du montage. Le remède à ce problème est simple. Il suffit d'effectuer une liaison entre la broche 5 de K2 et la broche 16 de IC3, ces 2 points se trouvant, sur le circuit imprimé, à proximité immédiate l'un de l'autre.



LE TOUT

U-PIC et tutti quanti

cours de programmation pour PIC 16C5x

2^e partie : registres importants

Dans les paragraphes de cette seconde partie du cours de programmation consacré aux PIC 16C5x nous allons nous intéresser de plus près au côté matériel des dits processeurs ainsi qu'à la « coopération » de ce matériel avec le logiciel. Outre la pile, un certain nombre de registres spécifiques – tels que le prédiviseur, le chien de garde et le compteur en temps réel – feront l'objet de descriptions plus poussées dans cet article destiné à mieux élucider le fonctionnement d'un processeur PIC.

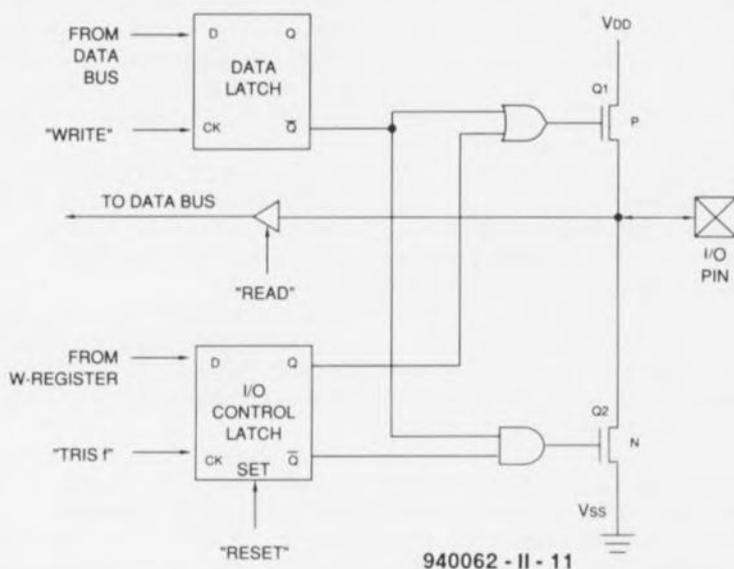


Figure 1. Ce schéma montre l'équivalent d'une broche d'Entrée/Sortie unique.

Démarrons nos explications par la description d'un certain nombre de registres.

Registres de pile

Chacun des membres de la famille des PIC 16C5x possède deux registres de pile (*stack-registers*) qui se caractérisent par une utilisation « matérielle ». Une instruction *CALL* se traduit par le stockage dans le registre de pile 1 de la dernière valeur du compteur de programme (valeur PC, *Programm Counter value*) incrémentée de 1.

Simultanément on aura décalage du contenu du registre de pile 1 vers le registre de pile 2. Cette option permet au programme de quitter, deux fois au maximum, son trajet « normal ». Dans le cas de plusieurs « sauts » imbriqués, c'est-à-dire pris les uns dans les autres, la perte de certaines adresses de retour

est inévitable. Une instruction *RETLW* permet de remettre le contenu du registre de pile 1 dans le compteur de programme et de copier le contenu du registre de pile 2 dans le registre de pile 1. Le contenu du registre de pile 2 lui-même ne change pas lors de cette instruction.

Registres d'entrée/sortie

Les registres d'entrée/sortie (*I/O registers*) constituent l'interface entre le matériel externe et le logiciel. Ces registres peuvent être utilisés tant pour des opérations de lecture que pour des opérations d'écriture. Une opération de lecture se traduit toujours par une prise en compte de l'état d'une broche, et ce peu importe que la broche en question ait été configurée comme une entrée ou comme une sortie.

Après une remise à zéro, toutes les broches E/S se trouvent configurées comme des entrées à haute impédance. Une instruction *TRIS* permet ensuite de les définir comme étant des sorties. Un « 0 » dans le registre *TRIS* indique que la broche correspondante a été définie comme sortie. Attention cependant lors de cette définition ! Dès lors qu'une broche est définie comme sortie, elle prend le niveau stocké dans le bit de registre associé. Il est recommandé donc, avant de procéder à cette opération de (re)définition, d'attribuer aux bits concernés une valeur sûre (sans risque). Les programmeurs créatifs d'entre nos lecteurs n'auront sans doute pas le moindre problème à mettre à profit cette caractéristique assez particulière du PIC.

La figure 1 illustre la structure interne d'une ligne d'E/S.

Le registre f5 est le registre associé au port A. On n'utilise que les quatre bits de poids faible (RA0 à RA3) de ce registre. Les bits 4 à 7 ne sont pas utilisés et génèrent, lors d'une relecture, un « 0 ». Il faudra, pour garantir une compatibilité avec des versions plus avancées du contrôleur, considérer et traiter ces bits comme « indéfinis ».

Le registre f6 est associé au port B, le registre f7 étant au port C. Du fait que les PIC 16C54 et 16C56 ne possèdent pas de port C, on pourra, lors de la mise en oeuvre de l'un des ces composants, utiliser le registre f7 comme registre de données à usage général.

Registres à usage général

Le tableau 1 montre l'organisation des adresses des registres de données. Les bits 5 et 6 du registre *FSR* servent à la sélection du banc de registre actuel. Lors des instructions on dispose d'un maximum de 5 bits pour l'adressage. Il est requis de ce fait de « calculer » l'adresse associée à un registre. Dans ces conditions le tableau 1 peut être fort pratique. Si l'on envisage par exemple d'adresser le registre f5D_{HEX}, il faudra activer le bit 6 dans le registre *FSR*. Le bit 5 deviendra simultanément inactif. Dans l'instruction on indiquera ensuite l'adresse 1D_{HEX}.

Registres à usage spécial

Registre W

On peut comparer le registre W (*Working register* ou registre de travail) à l'accumulateur dont dispose la quasi-totalité des autres processeurs. Une particularité des processeurs PIC est le fait qu'il n'est pas nécessairement impératif que le registre W soit la destination finale d'une opération dans l'Unité Logique Arithmétique (ULA).

Tableau 1. Organisation des différents registres et l'adresse correspondante.

PIC 16C54/C55/C56			
f08 _{HEX} à f1F _{HEX}	registres de données à usage général		
PIC 16C57			
f08 _{HEX} à f0F _{HEX}	registres de données à usage général		
f10 _{HEX} à f1F _{HEX}	registres de données à usage général en banc 0		
f20 _{HEX} à f2F _{HEX}	identique à f00 _{HEX} à f0F _{HEX}		
f30 _{HEX} à f3F _{HEX}	registres de données à usage général en banc 1		
f40 _{HEX} à f4F _{HEX}	identique à f00 _{HEX} à f0F _{HEX}		
f50 _{HEX} à f5F _{HEX}	registres de données à usage général en banc 2		
f60 _{HEX} à f6F _{HEX}	identique à f00 _{HEX} à f0F _{HEX}		
f70 _{HEX} à f7F _{HEX}	registres de données à usage général en banc 3		
Registre	FSR		Adresse
	bit 6	bit 7	
f10 _{HEX} à f1F _{HEX}	0	0	10 _{HEX} à 1F _{HEX}
f30 _{HEX} à f3F _{HEX}	0	1	10 _{HEX} à 1F _{HEX}
f50 _{HEX} à f5F _{HEX}	1	0	10 _{HEX} à 1F _{HEX}
f70 _{HEX} à f7F _{HEX}	1	1	10 _{HEX} à 1F _{HEX}

Tableau 2. Fonction des différents bits du registre OPTION.

Registre OPTION					
bit 5	bit 4	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0
RTS	RTE	PSA	PS2	PS1	PS0
PS2	PS1	PS0	RTCC	WDT	
0	0	0	1:2	1:1	
0	0	1	1:4	1:2	
0	1	0	1:8	1:4	
0	1	1	1:16	1:8	
1	0	0	1:32	1:16	
1	0	1	1:64	1:32	
1	0	0	1:128	1:64	
1	1	1	1:256	1:128	
PSA	attribution de prédiviseur				
0	horloge/compteur en temps réel (RTCC)				
1	temporisateur du chien de garde (WDT)				
RTE	flanc actif sur la broche RTCC				
0	montant (de bas vers haut)				
1	descendant (de haut vers bas)				
RTS	source de signal pour RTCC				
0	horloge de cycle d'instruction ($Instruction\ Cycle\ Clock = f_{osc}/4$)				
1	flanc sur la broche RTCC				

Registre TRIS

Les registres TRIS servent à la configuration des broches d'E/S. Chacune des broches dispose, dans le registre TRIS associé, d'un bit de configuration. Si ce bit se trouve à l'état actif (niveau haut donc) la broche se comporte comme une entrée. Avec une instruction TRIS on ne peut qu'écrire dans les registres. Après une remise à zéro tous les bits se trouvent au niveau haut et les broches de port se comportent comme entrée.

Registre d'OPTION

Le registre d'OPTION (*Option register*) sert au réglage du prédiviseur du temporisateur du chien de garde (*WDT* ou *Watch Dog Timer*) ou de l'horloge/compteur en temps réel (*RTCC* ou *Real Time Clock/Counter*). Une instruction OPTION se traduit uniquement par une opération d'écriture dans le registre d'OPTION. Le

registre se caractérise par une largeur de 6 bits. Le **tableau 2** montre la fonction des différents bits de ce registre. Une remise à zéro se traduit, une fois de plus, par la mise au niveau haut (« 1 ») de tous les bits.

Le temporisateur du chien de garde

Le *Watchdog-Timer* (ou « horloge de chien de garde ») est en fait un compteur spécifique programmé pour déclencher une remise à zéro du programme au cas où il se produirait un dépassement (*overflow*) du compteur. Cet événement s'appelle donc *watchdog time-out* ou temps mort du chien de garde. Tant qu'un programme se déroule correctement, le logiciel se charge, à intervalles réguliers, d'une remise à zéro de ce compteur. Il est donc impossible qu'il se produise un dépassement. Si, au contraire, le compteur n'est plus remis à zéro, il est pratiquement certain que le programme s'est planté de sorte que le compteur générera alors une impulsion de remise à zéro à la suite de laquelle on aura redémarrage du programme.

L'option du chien de garde est très pratique pour des applications de commande où un dérèglement de l'automate pourrait se traduire par l'apparition d'une situation critique. Le programmeur veillera pourtant à ce que la remise à zéro du temporisateur du chien de garde se produise à chaque fois à un endroit fixe dans le programme. Il ne faudra en aucun cas déclencher cette remise à zéro à partir d'une routine d'interruption.

L'intervalle qui s'écoule avant que le compteur ne génère un dépassement possède, pour un processeur PIC, une durée de 9 à 30 ms. Un oscillateur RC intégré se charge de la génération des impulsions de comptage. Si, pour l'une

ou l'autre application, il est recommandé de travailler avec une durée plus longue, il est possible de faire appel au prédiviseur à configurer à l'aide du registre OPTION.

La programmation d'un bit d'option permet à l'utilisateur d'indiquer s'il veut faire appel, ou non, au chien de garde. Après la validation du chien de garde il n'existe plus d'instruction capable de l'arrêter. Seule l'arrêt de l'horloge système se traduira par l'arrêt du temporisateur du chien de garde. La remise à zéro du temporisateur du chien de garde et du prédiviseur éventuel ne sera possible qu'avec l'une des 2 instructions spéciales CLRWDI ou SLEEP.

Le prédiviseur

Un processeur PIC dispose, nous l'avons mentionné plus haut, d'un prédiviseur avec une largeur de 8 bits. Le bit PSA du registre OPTION sert à indiquer si le prédiviseur sera associé à l'horloge/compteur en temps réel (RTCC) ou au temporisateur du chien de garde. La définition du facteur de division est l'affaire des bits PS0 à PS2 qui se trouvent, eux aussi, dans le registre OPTION.

Dans le cas où le prédiviseur est associé à l'horloge en temps réel, chaque opération d'écriture vers l'horloge se traduira par une remise à zéro du compteur (diviseur).

Si par contre le prédiviseur est attribué au chien de garde seule une instruction CLRWDI (*CLear WatchDog Timer*) remettra le compteur à zéro.

Vu que l'attribution du prédiviseur se fait logiquement, il est possible, à toute étape d'exécution du programme, d'adapter la configuration. Pour être certain que cette action ne se traduira pas par une remise à zéro importune, Microchip a développé la routine suivante :

Ré-attribution du prédiviseur de l'horloge/compteur en temps réel avec le temporisateur du chien de garde.

```

MOVWL 0x00000010H ;sélection de l'horloge interne et
                    ;d'un nouveau facteur de division
OPTION          ;si le nouveau facteur de division est «000» ou «001»
                    ;choisir d'abord un facteur de division plus élevé
CLRF 1          ;remise à zéro de RTCC et du prédiviseur
MOVWL 0x00010000H ;attribution du prédiviseur à WDT
OPTION          ;adaptation du facteur de division
CLRWDI         ;remise à zéro du prédiviseur et de WDT
MOVWL 0x00010000H ;sélection d'un nouveau facteur de division
OPTION          ;

```

Les instructions 1 et 2 ne sont requises que dans la situation où l'horloge/compteur en temps réel (RTCC) fonctionne avec un signal d'horloge externe, les instructions 7 et 8 uniquement si l'on opte pour un facteur de division «000» ou «001».

Ré-attribution du prédiviseur du temporisateur du chien de garde avec l'horloge/compteur en temps réel.

```

CLRWDI         ;remise à zéro du prédiviseur et du temporisateur du chien
                    ;de garde
MOVWL 0x00000010H ;attribution du prédiviseur à RTCC
OPTION          ;définition d'un nouveau facteur de division

```

RTCC

Le RTCC ou l'horloge/compteur en temps réel d'un processeur PIC est un compteur à 8 bits dont on peut lire et adapter continuellement le contenu. Le RTCC se comporte donc comme n'importe quel autre emplacement en mémoire. Dès que le contenu est de $0FF_{HEX}$, le compteur passe à 00_{HEX} . Le signal d'horloge qui commande le compteur peut avoir deux sources. Le signal interne est dérivé de la fréquence d'un quartz et présente en fait une fréquence égale au quart de la fréquence du quartz ($f_{osc}/4$). Il est également possible d'appliquer un signal d'horloge externe à l'entrée RTCC. Dans le cas du choix d'un signal d'horloge externe l'utilisateur est libre en outre de définir le flanc (montant ou descendant) sur lequel devra réagir le système.

Une autre option permet de prendre le prédiviseur en amont du compteur pour éviter que ce dernier ne soit déjà plein au bout de 256 impulsions d'horloge. On notera que l'on pourra associer le prédiviseur soit à RTCC soit à WDT. Le registre OPTION servira à la définition d'un facteur de division adéquat.

Lors de l'utilisation de l'horloge/compteur en temps réel pour une application, il faudra tenir compte du fait que l'unité de synchronisation introduit un retard de deux cycles-machine dans l'impulsion d'horloge. Cela signifie par exemple qu'une instruction d'écriture vers le registre RTCC ne sera « visible » pour le programme qu'une impulsion d'horloge après 2 cycles-machine.

Si l'on utilise le prédiviseur il est important de savoir que l'unité de synchronisation se trouve en aval du prédiviseur.

Si l'on utilise, pour la synchronisation du RTCC, le signal interne, la broche d'entrée RTCC ne joue aucun rôle. Il est très important, malgré ce fait, de maintenir cette broche à un niveau bien défini. Si l'on applique à cette broche un signal d'horloge externe, il faudra que ce signal réponde aux exigences suivantes :

Dans une application sans prédiviseur :

RTCC au niveau haut $\geq 2t_{osc} + 20 \text{ ns}$
RTCC au niveau bas $\geq 2t_{osc} + 20 \text{ ns}$

Dans une application faisant appel au prédiviseur :

Période RTCC $\geq (4t_{osc} + 40 \text{ ns})/N$
RTCC au niveau haut $\geq 10 \text{ ns}$
RTCC au niveau bas $\geq 10 \text{ ns}$

Dans ces « formules » t_{osc} est la durée de période du signal d'oscillateur et N le facteur de division choisi.

La figure 2 montre le synoptique du temporisateur du chien de garde, de

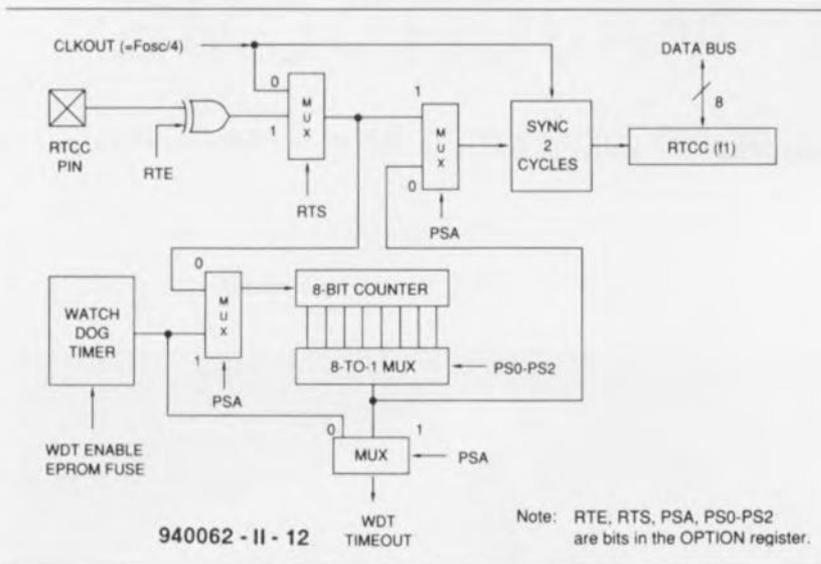


Figure 2. Synoptique du prédiviseur à attribuer soit au temporisateur du chien de garde (WDT) soit à l'horloge/compteur en temps réel (RTCC).

l'horloge/compteur en temps réel et du prédiviseur. Il n'est pas sorcier de retrouver les différentes options à configurer à l'aide de l'instruction OPTION.

Le mode de mise hors-tension

Le mode de mise hors-tension (*SLEEP mode*) peut être activé à l'aide de l'instruction SLEEP. Cette instruction remet le WDT à zéro (si tant est qu'il était activé bien sûr), efface le bit PD dans le registre d'état f3, active le bit TO et arrête l'oscillateur d'horloge. Les ports d'E/S restent à l'état qu'ils avaient au moment de l'exécution de l'instruction SLEEP. Afin de réduire au strict minimum la consommation il faudra forcer à un niveau haut ou bas bien défini toutes les entrées d'E/S et l'entrée RTCC. L'arrêt de l'oscillateur d'horloge se traduit, bien évidemment, par l'arrêt de l'horloge/compteur en temps réel, le RTCC.

Le mode de mise hors-tension peut être interrompu par un *time-out* du chien de garde ou par un flanc montant à la fin d'un niveau bas sur l'entrée MCLR. Dans ces deux cas le processeur PIC, en mode de remise à zéro, parcourt d'abord une période de démarrage d'oscillateur. Le programme démarre ensuite à partir de l'adresse de remise à zéro. Le bit PD dans le registre d'état peut être utilisé pour découvrir si la routine de remise à zéro a été déclenchée soit par l'application de la tension d'alimentation, soit par une interruption du mode de mise hors-tension. Le bit TO sert à détecter si le mode de mise hors-tension est interrompu par un *time-out* du chien de garde ou par une impulsion sur l'entrée MCLR.

La remise à zéro

Il existe trois événements suite auxquels le processeur prend l'état de remise à zéro :

- l'application au circuit de la tension d'alimentation,
- l'application d'un niveau bas à l'entrée MCLR et
- un *time-out* du chien de garde.

Tant que la période de démarrage de l'oscillateur (OST, *Oscillator Startup Time*) n'est pas passée et/ou que l'entrée MCLR se trouve toujours au niveau bas, le processeur reste à l'état de remise à zéro. La période de démarrage de l'oscillateur commence à l'apparition d'un flanc montant sur l'entrée MCLR. Si cette entrée est reliée à la ligne positive de la tension d'alimentation, cette période débute dès que l'on applique la tension d'alimentation. La durée de la période de démarrage de l'oscillateur est comprise entre 9 et 30 ms.

Le mode de remise à zéro du processeur connaît les états suivants :

- l'oscillateur d'horloge est soit à l'arrêt soit en cours de démarrage,
- toutes les broches d'E/S ont été configurées comme entrée (le registre TRIS comporte la valeur $0FF_{HEX}$),
- le compteur de programme prend la valeur $01FF_{HEX}$ pour un PIC 16C54/C55, $03FF_{HEX}$ pour un PIC 16C56 ou $07FF_{HEX}$ pour un PIC 16C57,
- le registre OPTION prend la valeur $xx111111x_{BIN}$,
- le temporisateur du chien de garde et le prédiviseur sont remis à zéro,
- les trois bits de poids fort du registre d'état deviennent « 0 » et
- la ligne CLKOUT de la broche OSC2, dans le cas d'un processeur avec oscillateur RC, passe au niveau bas.

Dans la troisième partie de ce minicours, à paraître le mois prochain, nous passerons en revue un certain nombre d'instructions à utiliser lors de la programmation des membres de la famille PIC 16C5x. **◀**

MAJORDOME

télécommande par PC via le réseau-secteur

2^e partie

projet : E. Hackländer & S. Furchtbar

DOMESTIQUE



Grâce à MAJORDOME, il devient possible, comme nous le disions dans le premier article, de procéder à des commutations via le réseau-secteur, opérations pilotées depuis son PC. Dans l'article du mois dernier consacré au sujet, nous avons décrit le récepteur. La présence d'un microcontrôleur sur la platine de l'émetteur donne à ce dernier une certaine intelligence, de sorte que l'ordinateur peut assurer la commande à l'aide d'instructions très simples. L'émetteur traduit les dites instructions en codes de commutation pour certains récepteurs. De son côté, l'émetteur fournit une réponse sous forme de rétro-information de sorte que l'ordinateur est en permanence à la hauteur de l'état momentané des récepteurs.

Dans le premier article consacré à cette réalisation de domotique de haut niveau nous en avons vu le concept et les possibilités. Nous ne nous attardons donc pas sur le sujet et passons immédiatement à la description de l'émetteur chargé d'envoyer les instructions aux différents récepteurs.

Processeur et modem-secteur

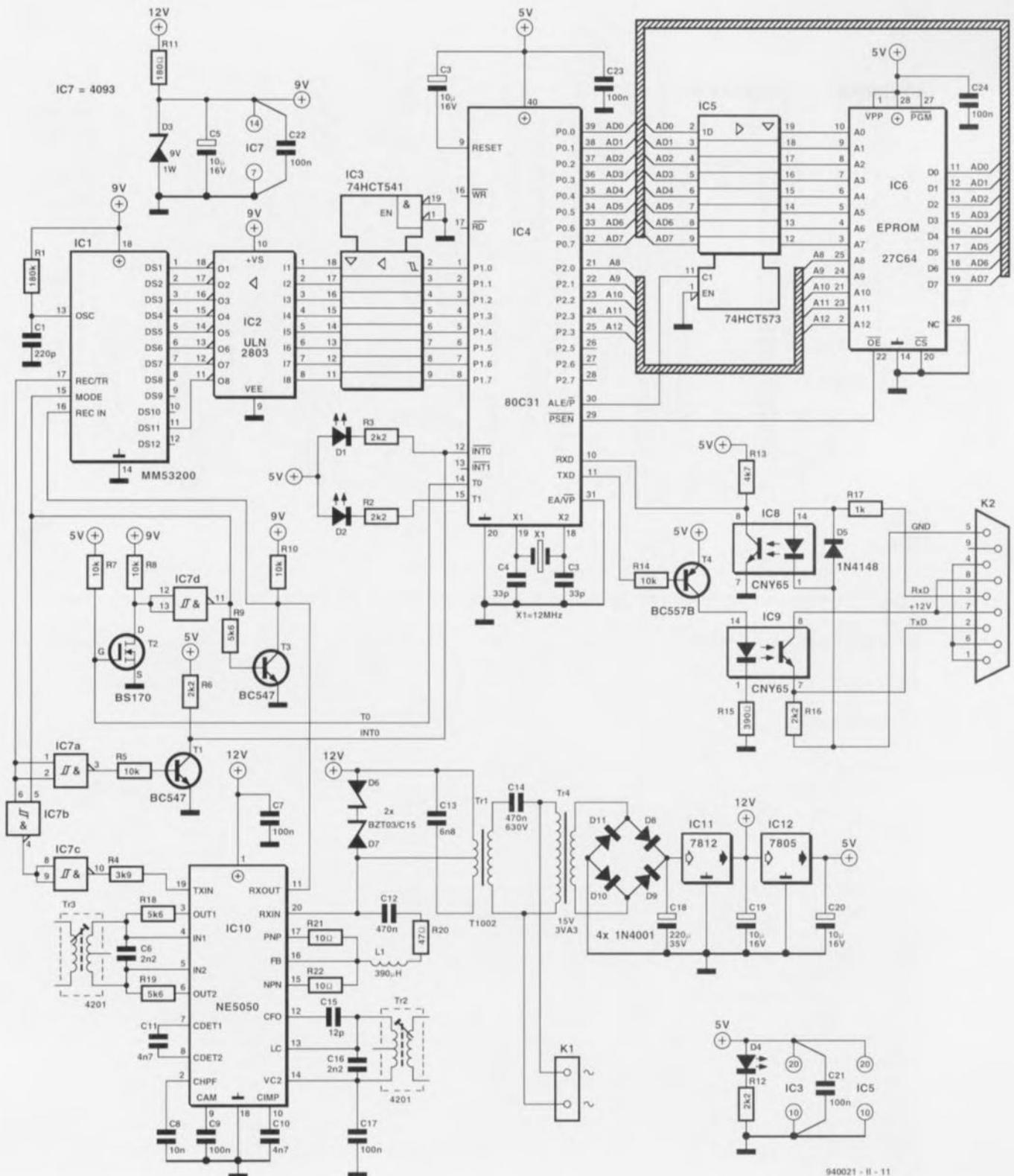
Il n'est pas difficile d'identifier les différents sous-ensembles du schéma de l'émetteur représenté en **figure 1** vu que les avons déjà rencontrés lors de l'examen du schéma du récepteur. Il ne nous est donc pas nécessaire de

replanter sur le sujet. La modulation et la démodulation des signaux numériques pour leur transport via les conducteurs du réseau-secteur se fait, ici aussi, par l'intermédiaire d'un NE5050 de Philips, composant entouré de très exactement les mêmes composants que ceux rencontrés sur le récepteur. Prenons le temps de nous y intéresser d'un peu plus près. C15, C16 et Tr2 font partie d'un oscillateur d'émission travaillant à une fréquence de 110 kHz. La porteuse destinée à l'émetteur est commutée (mise en et hors-fonction) par le signal numérique fourni par IC7c. Le signal de sortie arrive, via les résistances R21 et R22, à la self L1, la résistance R20 et le condensateur C12, composants dont les fonctions respectives sont une élimination des harmoniques, une adaptation d'impédance et un découplage en tension continue.

À partir de là, le signal s'en va vers le transformateur Tr1 qui est relié, via le condensateur C4, au secteur. Associé au condensateur C13, le transformateur Tr1 constitue un filtre passe-bande ayant une fréquence centrale de 110 kHz. Côté récepteur on commence par effectuer, à l'aide des diodes D6 et D7, un écrêtage en amplitude du signal entrant; ces diodes servent aussi à éliminer les signaux parasites. Le signal entre dans IC10 par sa broche 20. Comme le montre l'examen du synoptique de la structure interne du NE5050 (cf. figure 4 du premier article) le signal traverse, dans l'ordre, un amplificateur doté d'un filtre passe-bande, un nouveau filtre passe-bande (C6/Tr3) et, pour finir, un filtre passe-bas (C11). Après une opération de réjection AM, la traversée d'un comparateur et d'une bascule bistable, on dispose du signal numérique propre en broche 11 de notre modulateur/démodulateur (modem).

Puisque nous en sommes à examiner cette partie du circuit, intéressons-nous à l'alimentation qui, vu sa simplicité, sera vite décrite.

Elle se compose d'un transformateur secteur, Tr4, d'un pont de redressement constitué de 4 diodes, D8 à D11, d'un condensateur-tampon, C18, et d'une paire de régulateurs, IC11 et IC12. Le premier d'entre eux, IC11, assure la disponibilité d'une tension continue stable de 12 V – destinée entre autres au circuit intégré de modem, IC12 abaissant à son tour cette tension aux 5 V nécessaires à la majeure partie de l'électronique. Nous ne sommes cependant pas encore au bout de nos



940021 - II - 11

Figure 1. Le schéma de l'émetteur de MAJORDOME se décompose en un mini-automate centré sur le processeur IC4, un encodeur/décodeur, IC1, et un circuit modem (IC10).

peines vu qu'il faut au circuit encodeur/décodeur IC1 une tension de 9 V. Cette tension est obtenue à l'aide de la diode zener D3 et de la résistance R11.

Il est temps maintenant de nous intéresser à la partie « intelligente » du montage. IC4, un microcontrôleur du

type 80C31, constitue le cœur d'un mini-système de commande. La fréquence d'horloge à laquelle travaille notre mini-automate est définie par le quartz X1; elle est ici de 12 MHz. IC5, une octuple bascule D du type 74HCT573, se charge de « distiller » les adresses de la masse de données disponibles sur les lignes

d'adresses/de données multiplexées, P0.0 à P0.7. Une EPROM de 8 Koctets, une 27C64, IC6, contient le programme de commande de l'émetteur. Les 2 opto-coupleurs pris sur les lignes TxD et RxD du 80C31 servent à la communication avec l'ordinateur via l'interface série. La présence de ces opto-coupleurs

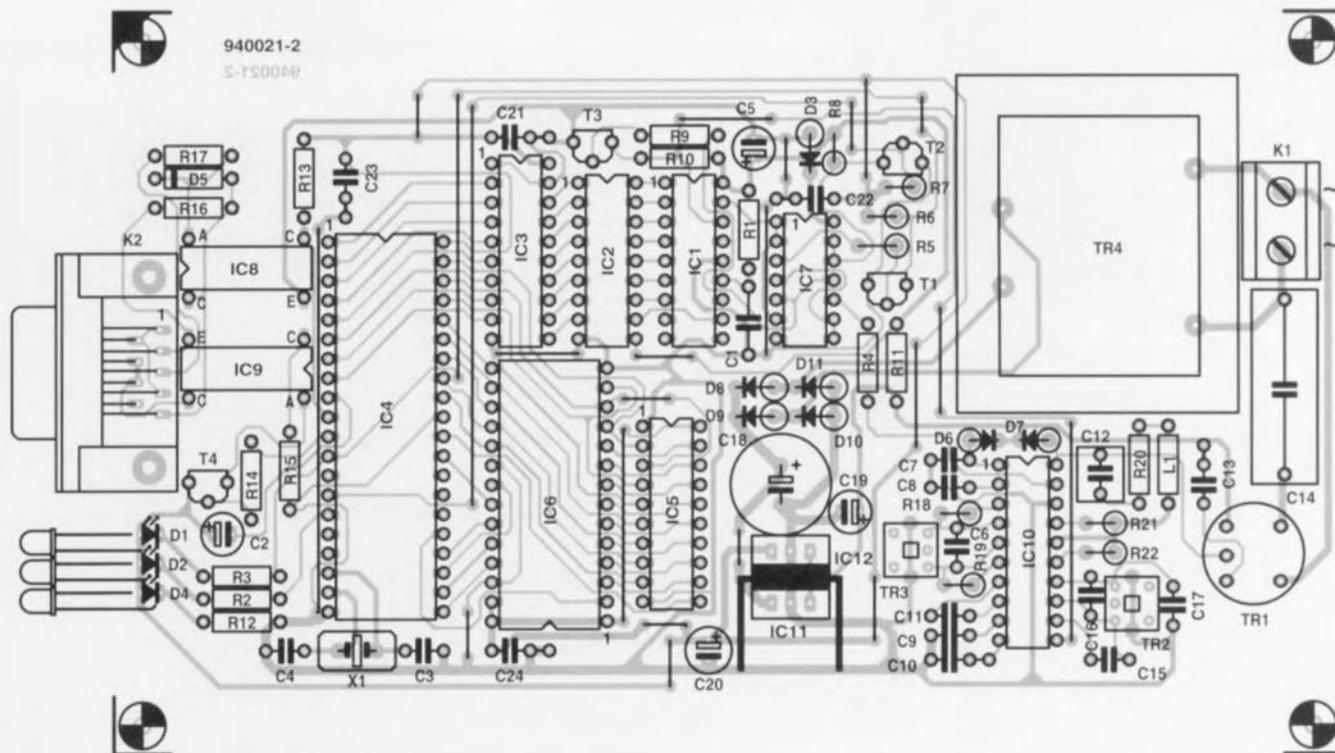


Figure 2. Les dimensions de la platine ont été choisies de manière à permettre la mise en place dans un boîtier Bopla en plastique.

Liste des composants de l'émetteur :

Résistances:

R1 = 180 k Ω
 R2,R3,R6,R12,R16 = 2k Ω
 R4 = 3k Ω
 R5,R7,R8,R10,R14 = 10 k Ω
 R9,R18,R19 = 5k Ω
 R11 = 180 Ω
 R13 = 4k Ω
 R15 = 390 Ω
 R17 = 1 k Ω
 R20 = 47 Ω
 R21,R22 = 10 Ω

Condensateurs :

C1 = 220 pF styroflex
 C2,C5,C19,C20 = 10 μ F/16 V radial
 C3,C4 = 33 pF
 C6,C16 = 2nF2 MKT (au pas de 5 mm)
 C7,C9,C17,C21 à C24 = 100 nF MKT ou Sibatit (Siemens)
 C8 = 10 nF
 C10,C11 = 4nF7
 C12 = 470 nF

C13 = 6nF8 MKT
 C14 = 470 nF/630 V
 C15 = 12 pF
 C18 = 220 μ F/35 V radial

Bobines:

L1 = 390 μ H

Semi-conducteurs:

D1 = LED 5 mm jaune
 D2 = LED 5 mm verte
 D3 = diode zener 9V1/1 W
 D4 = LED 5 mm rouge
 D5 = 1N4148
 D6,D7 = BZT03/C15 (Philips)
 D8 à D11 = 1N4001
 T1,T3 = BC547
 T2 = BS170
 T4 = BC557
 IC1 = MM53200N (National Semiconductor)
 IC2 = ULN2803
 IC3 = 74HCT541
 IC4 = 80C31
 IC5 = 74HCT573
 IC6 = 27C64 programmée (ESS 6373)

IC7 = 4093
 IC8,IC9 = CNY65
 IC10 = NE5050N (Philips/Signetics)
 IC11 = 7812
 IC12 = 7805

Divers:

K1 = boîtier encartable à 2 broches au pas de 7,5 mm
 K2 = connecteur sub-D encartable mâle à 9 broches en équerre
 X1 = quartz 12 MHz
 Tr1 = transfo T1001 (Toko n° 707VXT1002N)
 Tr2,Tr3 = transfo 4201 (Toko n° LPCS4201 ou LMCS4201), ou encore 4100, 4101, 4102, 4200, 4202 (tous de Toko)
 Tr4 = transfo secteur secondaire 15 V/3,3 VA (tel que, par exemple, VTR-3115 de Monacor, 1150038M de Velleman ou VR3115 de Block)
 1 petit radiateur 27 $^{\circ}$ C/W (Fisher type FK228/SA)
 1 petit boîtier Bopla EG2050L (dimensions extérieures 20x11x5,1 cm)

est indispensable pour garantir une isolation galvanique digne de ce nom entre l'électronique de l'émetteur et un appareil connecté à l'interface RS-232. Le transformateur Tr1 présent dans l'émetteur n'est en effet pas en mesure de garantir une isolation galvanique correcte par rapport au secteur. L'opto-coupleur IC8 transmet au 80C31 les données en provenance de l'ordinateur, IC8 assurant pour sa part, via l'embase K2, la transmission vers l'ordinateur des données fournies

par le 80C31. Le dispositif de visualisation prenant la forme de la LED D1 et de la résistance de limitation de courant R3 connecté à la broche 12 du processeur (ligne INT0 = Interrupt 0) sert à confirmer la réception des données.

Le transistor T1 assure la commande de l'entrée INT0. La sortie T1 de IC4, sa broche 14, est elle aussi reliée à une LED, D2, qui est activée pendant l'émission. La sortie T0 commande, à travers le transistor

FET T2, la porte NAND IC7d. Les lignes P1.0 à P1.7 servent à l'émission des données à destination des récepteurs.

Tout comme cela était le cas pour le récepteur, c'est à nouveau un MM53200 qui est chargé du codage et du décodage des adresses des récepteurs. Comme vous vous en souvenez sans doute après la lecture du premier article, c'est la combinaison R1/C1 qui définit la fréquence d'horloge interne de IC1, 45 kHz en

l'occurrence. Lors de l'émission de l'adresse d'un récepteur particulier les données concernées sont mises par le 80C31 sur son port P1, d'où elles transitent via le tampon IC3 et l'adaptateur de niveau/inverseur IC2, jusqu'à IC1.

L'électronique comporte en outre un rien de logique, constituée de IC7 et des transistors T1 à T3, chargée d'assurer la chronologie correcte des opérations lors de l'émission et de la réception. Nous allons, pour avoir une meilleure idée de la succession des opérations, voir comment les choses se passent dans un cas précis..

Lorsqu'il faut obtenir la commutation (changement d'état) d'un récepteur donné, le processeur place l'adresse convenable sur le port P1 et donne l'ordre, par l'intermédiaire de sa broche 14, d'envoyer la dite adresse. Le transistor FET T2 assure une adaptation de niveau de 5 vers 9 V et inverse le signal. La sortie de IC7d passe alors au niveau logique haut dès que le transistor T3 devient conducteur et qu'il bloque le signal de sortie du circuit intégré constituant le modem – si tel n'était pas le cas, IC1 se verrait, lors d'une émission, retourner ses propres données.

Outre cela, la porte NAND IC7d fait passer IC1 en mode émission via l'entrée de sélection de mode de ce dernier et débloque IC7b. Dès alors, les données sérielles apparaissent sur la broche 17 de IC12 et, via les portes IC7b et IC7c, arrivent à IC10 qui procède à leur modulation et à leur émission sur le réseau-secteur. L'émission répétée du code est visualisée par le clignotement de la LED D2, alors que la LED D1 reste, elle, illuminée en permanence. Au bout de quelque 15 secondes le processeur fait repasser la sortie T0 au niveau bas, ce qui se traduit par un changement de mode de fonctionnement du MM53200 qui d'émetteur qu'il était devient récepteur – l'entrée de sélection de mode repasse au niveau bas, IC7b est à nouveau bloquée et T3 bloque, de sorte que les signaux reçus par IC10 sont transmis vers la broche 16 de IC1.

Ensuite, on se « met à l'écoute » de 2 adresses pour voir si l'esclave réagit – d'une part à l'adresse que l'on vient juste d'envoyer et à l'adresse correspondant à la précédente mais dont le bit de position 10 se trouve à « 1 », sachant que le dit bit permet de savoir dans quel état de commutation se trouve le récepteur. Dès la quadruple réception, à l'intérieur d'un intervalle de temps bien défini, d'une adresse valide, la broche 17 de IC1 passe au niveau

bas. Ce signal est transmis, à travers l'inverseur IC7a et le transistor T1 qui fait ici office d'adaptateur de niveau/inverseur, à l'entrée INT0 du processeur, processus visualisé par l'extinction de la LED D1. Le processeur transmet à l'ordinateur cette confirmation de réception correcte. Nous venons ainsi de décrire, dans ses grandes lignes, le fonctionnement de l'émetteur et pouvons maintenant nous consacrer à l'aspect pratique des choses.

La réalisation de l'émetteur

La construction de l'émetteur est plus facile que celle du récepteur. L'ensemble de l'électronique concernée prend place sur une platine de dimensions « royales », circuit imprimé qui devra, pour la sécurité d'autrui et la vôtre, trouver place dans un coffret en plastique. L'implantation des composants sur la platine, dont on retrouve la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 2**, ne devrait pas constituer d'épreuve insurmontable pour le réalisateur émérite que vous êtes sans doute.

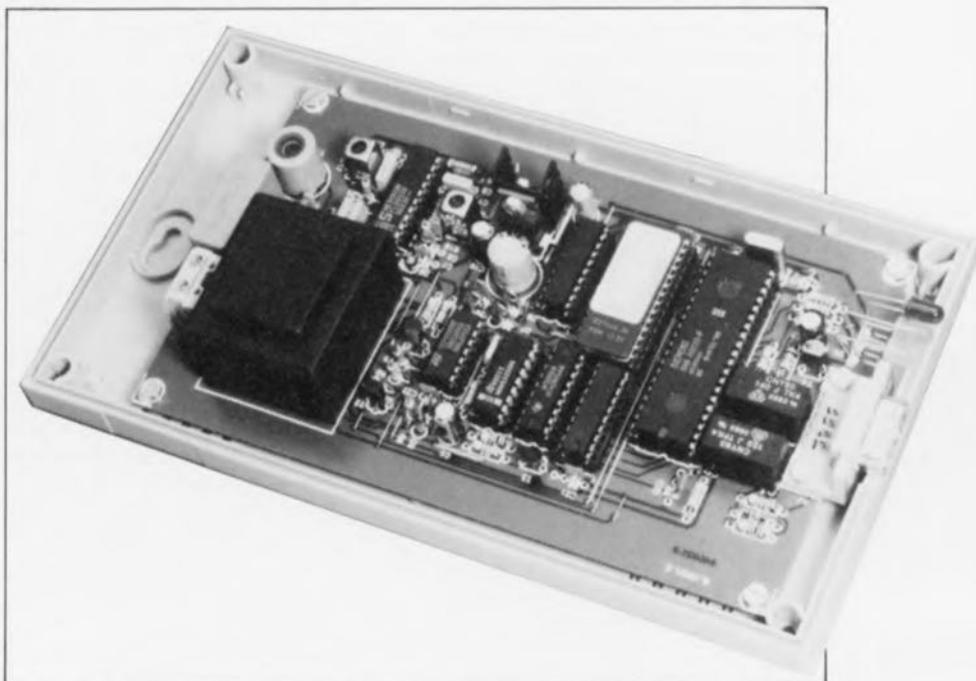
Les circuits intégrés sont à monter sur des supports, sachant que cette approche présente, dans le cas présent, un double avantage : celui de permettre, pour le réglage, d'effectuer des mesures avant que les composants n'aient été mis en place et aussi leur remplacement éventuel en cas de problème. Mais nous n'en sommes pas encore là. Les régulateurs intégrés IC11 et IC12 sont montés dos à dos sur un radiateur

en U (cf. la photo de la couverture). Il n'est pas nécessaire de prévoir d'isolation entre les 2 circuits intégrés. IC6, une EPROM, devra bien évidemment avoir été programmée correctement (ESS 6374), car sinon MAJORDOME restera muet comme une carpe ! On n'implantera pas encore les circuits intégrés dans leur support respectif vu qu'il nous faut commencer par procéder à quelques vérifications.

On dote la demi-coquille supérieure des orifices de taille et de forme adéquate pour permettre le passage des LED et de l'embase K2. On utilisera de préférence des LED de 5 mm pour éviter que ces composants ne débordent trop vers l'extérieur du coffret, sécurité oblige ! Il reste à percer, à l'opposé des orifices dont nous venons tout juste de parler, un trou pour le câble du secteur – doté d'une bride anti-arrachement.

Les réglages : en toute sécurité !

Nous en sommes arrivés au point de disposer de l'émetteur et d'un minimum de l récepteur. Il ne faudra jamais perdre de vue, lors des réglages, que l'isolement entre les appareils et le secteur n'est pas suffisant pour garantir une manipulation en toute sécurité quelle que soit la manoeuvre effectuée. Il est donc recommandé de relier la masse du montage à la terre d'une prise secteur à proximité si tant est que cela soit possible. Quoi qu'il en soit, il faudra en toute circonstance faire attention à ce que l'on fait et agir avec les précautions qui s'imposent. N'hésitez



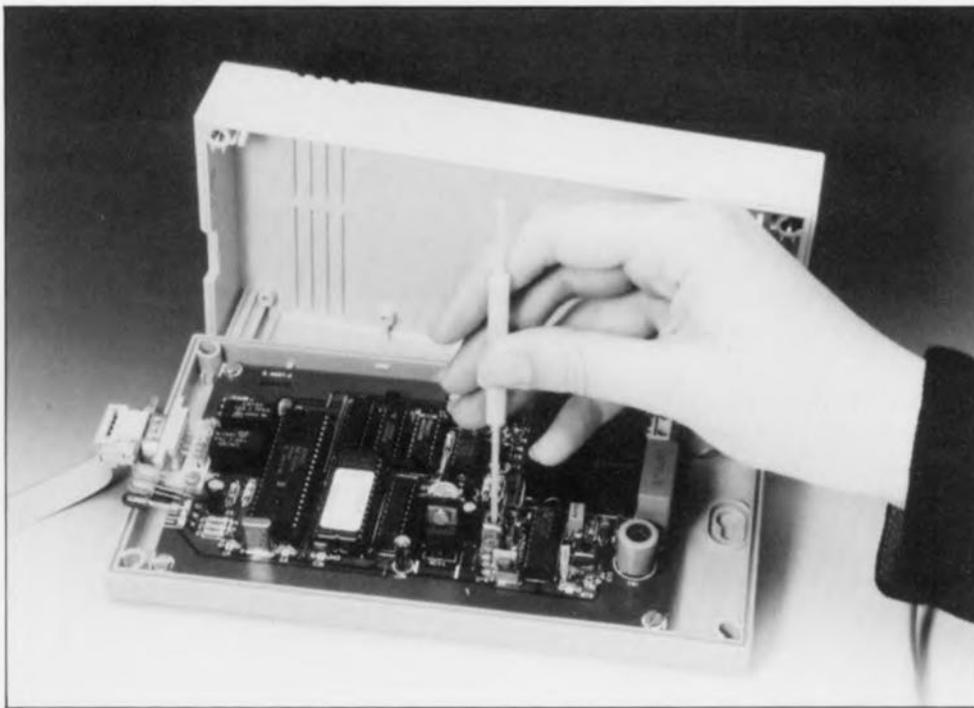


Figure 3. Attention à ne pas prendre de risques lors du réglage des montages. Tant que les boîtiers ne sont pas fermés il existe un risque potentiel d'entrée en contact avec un endroit du circuit se trouvant au potentiel de la tension du secteur.

pas à recouvrir de revêtement plastique autocollant les pistes véhiculant la tension du secteur (220 V), de sorte que vous ne puissiez pas, par mégarde, entrer en contact avec elles. Il est prudent, dans le cas de l'émetteur, de fixer la platine sur le fond du boîtier, ce qui élimine tout risque d'entrer en contact avec les pistes. Après la prise de ces précautions indispensables, nous pouvons nous intéresser à l'émetteur.

On commencera par vérifier que toutes les tensions d'alimentation présentent bien les valeurs prévues et qu'elles sont bien disponibles partout où il le faut – attention à ne pas enfoncer les pointes des sondes dans les contacts des supports sous peine de faire perdre leur ressort à ces derniers. Si tout se présente bien, on pourra, après avoir coupé la tension d'alimentation bien entendu, enficher le NE5050 dans son support. On établit, à l'aide d'un petit morceau de fil de câblage semi-rigide une interconnexion provisoire entre la broche 19 (TXIN) et la broche 1 (+12 V). Un oscilloscope devrait permettre de trouver, sur la broche 16, une tension sinusoïdale d'une amplitude de l'ordre de 9 V_{cc}. À l'aide d'un fréquencemètre on vérifie que la fréquence de ce signal est de 110 kHz, fréquence que l'on pourra ajuster à la bonne valeur par action progressive sur le noyau de Tr2 (à l'aide d'un tournevis aimanté en plastique

ou en céramique), réglage illustré par la photographie de la **figure 3** prise lors du réglage de Tr3.

Si vous ne deviez pas disposer d'un fréquencemètre vous pouvez utiliser un récepteur radio (à affichage numérique de préférence) permettant la réception des grandes ondes. On accorde le récepteur sur une fréquence de 330 kHz – la 3^{ème} harmonique de 110 kHz – et on le place à proximité du montage, en veillant à ne pas être gêné par le ronflement de 50 Hz du secteur, et on joue sur le noyau de Tr2 de manière à ce que le récepteur produise le ronflement le plus faible possible. On branche ensuite un oscilloscope aux bornes du transformateur Tr1 (côté prise intermédiaire), la masse de l'oscilloscope étant reliée au côté +12 V de Tr1. Attention à ne faire cette opération qu'en l'absence de liaison entre la masse du montage et la terre de la prise secteur, vu que l'oscilloscope est normalement relié à la terre.

On joue sur la position de Tr1 jusqu'à obtenir sur l'oscilloscope le signal le plus grand possible. On connecte ensuite l'oscilloscope à la broche 3 ou 6 du NE5050. Ce point devrait présenter un signal rectangulaire d'une amplitude de l'ordre de 0,5 V avec un décalage en tension continue (DC offset) de 4,5 V environ. Si tout va bien, nous allons, à l'aide de l'oscilloscope, examiner le signal

présent sur la broche 4 ou 5 du NE5050. On devrait y trouver un signal de forme grossièrement sinusoïdale distordu par une sorte de transmodulation (*crossover distortion*). Par action sur le noyau de Tr3 on essaie de ramener les petits pics de distorsion à proximité des passages par zéro du signal. Bien qu'il ne soit pratiquement pas possible d'obtenir très exactement la même image d'oscilloscope selon que l'on examine la broche 4 ou la broche 5, on fera en sorte de positionner le noyau de manière à ce que les imperfections du signal par rapport à la ligne de passage par zéro soient positionnées aux mêmes endroits, qu'il s'agisse de la broche 4 ou de la broche 5. Une fois cette opération réussie, on pourra supprimer la liaison temporaire entre les broches 1 et 19. On peut maintenant implanter les circuits intégrés restants et fermer le boîtier.

L'étape suivante est celle du réglage du récepteur. À nouveau il est prudent de vérifier la présence des tensions d'alimentation aux points prévus sur les supports et d'en mesurer la valeur avant d'y implanter les circuits intégrés. On reprend ensuite la même technique de réglage pour le NE5050 que celle décrite plus haut. Une fois cette opération menée à bien, on pourra (enfin !) mettre les circuits intégrés dans les supports.

Il est recommandé, avant de refermer le boîtier, de définir l'adresse requise par la mise en place des cavaliers nécessaires sur l'embase K1. Comme nous le mentionnions dans le premier article, la numérotation se fait en binaire, de sorte que l'absence de cavalier sur K1 correspond à l'adresse 0, la mise en place des 7 cavaliers à cet endroit se traduisant par l'adresse 127. Le choix de l'adresse 1 (décimal) implique la mise en place d'un cavalier sur K1 du côté où se trouve également la broche 1 du MM53200 (baptisons cette opération connexion 1). L'adresse 100 (décimal) correspond au nombre binaire 1100100 et implique donc la mise de cavaliers aux connexions 3, 6 et 7 (effectuer la rotation imaginaire nécessaire). Marquer sur chacun des boîtiers l'adresse adoptée ne nous semble pas une mauvaise idée.

Et si l'on passait au logiciel

Il est arrivé le moment tant attendu de procéder aux premiers essais. On enfiche le récepteur dans une prise secteur et on y branche un appareil à télécommander. Il est prudent de

garder l'émetteur à l'oeil pour les premières tentatives. On enfiche l'émetteur dans une prise secteur et on le relie ensuite à l'ordinateur à l'aide d'un câble sériel assurant une interconnexion 1:1 de tous les conducteurs (ne pas utiliser de câble interversant les lignes d'émission et de réception comme cela est souvent le cas avec un câble sériel standard). Côté ordinateur on démarre le programme prévu (**ESS 1914**) qui visualise une sorte de menu à l'écran permettant le choix, à l'aide de la souris ou du clavier (touche Alt + touche en surbrillance), de l'un des ports sériels (COM). Il est en outre possible de choisir un numéro de relais et d'obtenir, par l'intermédiaire du logiciel, une commutation du dit relais. L'écran montre alors la chronologie des événements. Le mode d'emploi du logiciel est simple et ne devrait pas poser de problème même aux moins « microphiles » d'entre nos lecteurs.

Il est en outre possible d'envoyer « manuellement » des instructions vers l'émetteur, en s'aidant d'un logiciel de communication tel que Telemate, Telix, Unicom, Procomm et autres Crosstalk. L'émetteur connaît les instructions récapitulées dans le tableau ci-contre.

Avec toutes les informations en votre possession rien ne vous interdit d'écrire votre propre programme, en Pascal ou en BASIC, utilisant les dites instructions.

Testez le fonctionnement de MAJORDOME à l'aide de ces instructions. Essayez de voir jusqu'à quel endroit de votre habitation les instructions arrivent, en veillant à éviter les sources de parasites tels qu'ordinateurs et gradateurs d'ampoules en tout genre.

Vous voici devenu l'un des pionniers de cette nouvelle technologie indiscutablement d'avenir qu'est la domotique. Espérons que vous n'en serez pas l'une des premières victimes. (> ◀

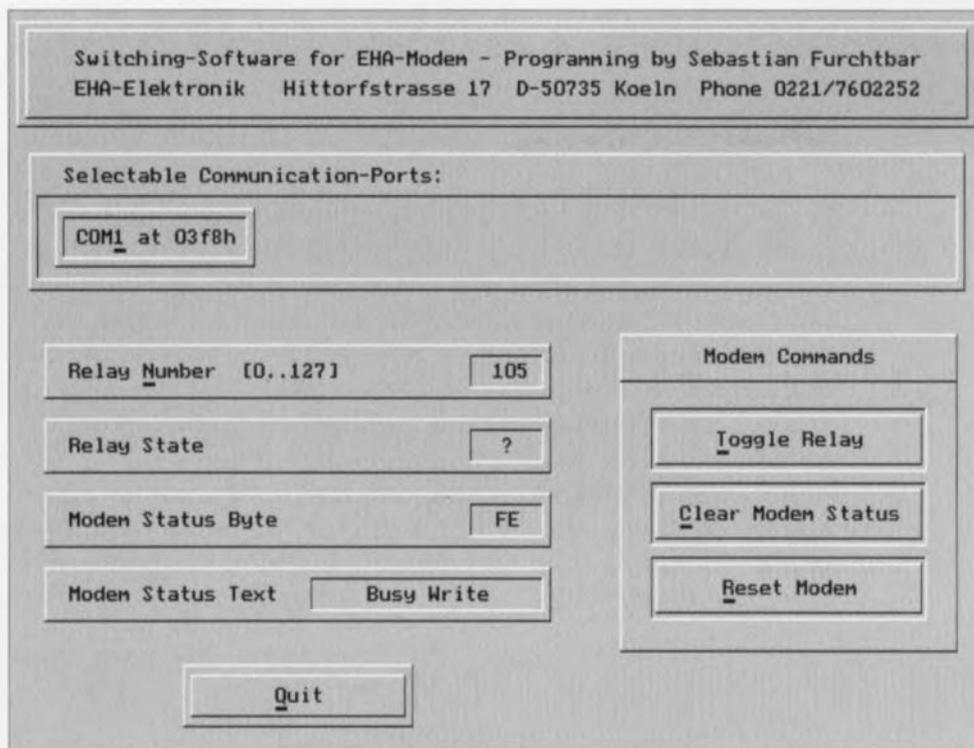
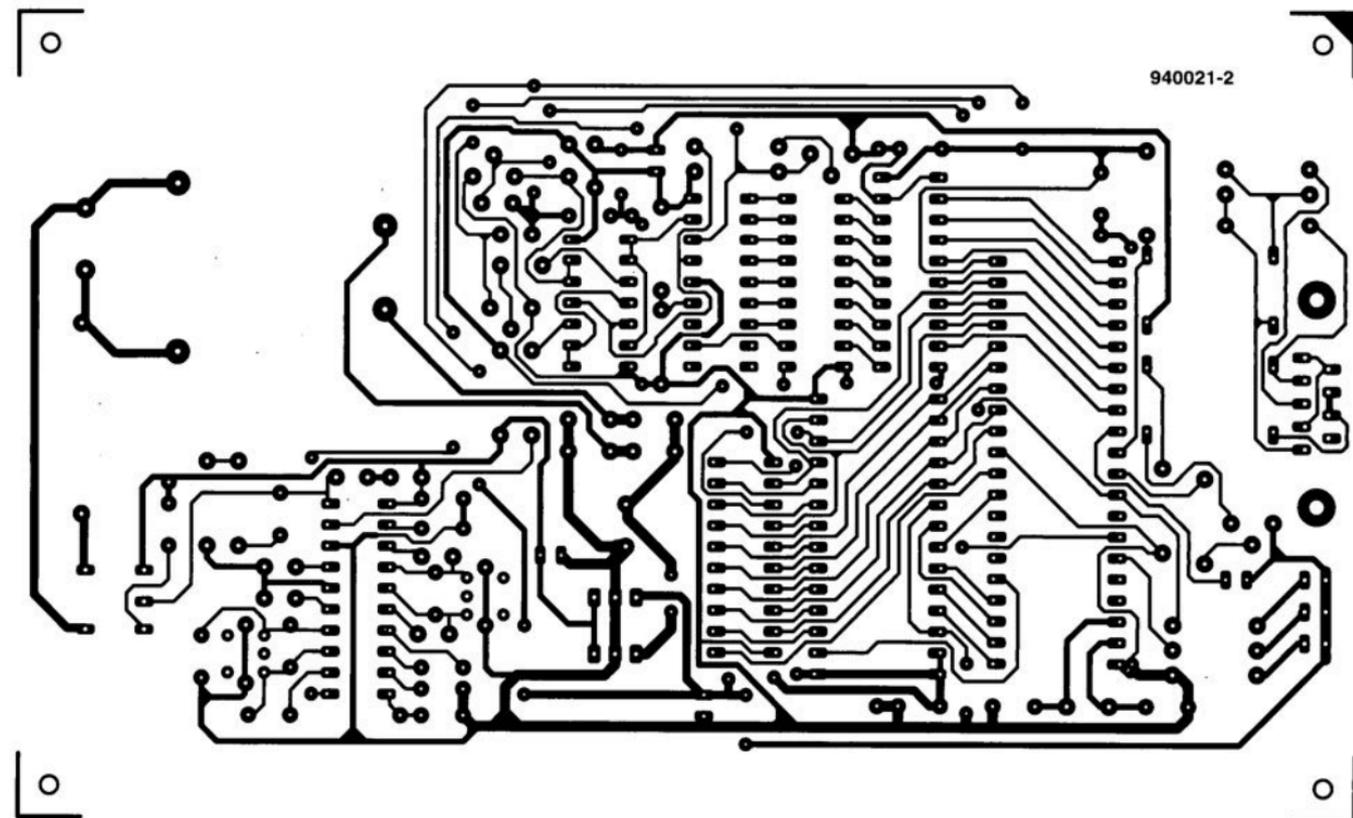


Figure 4. Recopie d'écran du programme de commande de MAJORDOME. Ce petit logiciel permet la mise en et hors-fonction simple d'un récepteur et, partant, la commutation de l'appareil qui y est branché.

R (52_{HEX})	Remise à zéro de l'émetteur (le programme chargé dans l'émetteur reprend au début).
C (43_{HEX})	Initialiser (Clear) l'état de l'émetteur (seuls les bits d'état sont remis à zéro).
T (54_{HEX})	Commuter (Toggle) le récepteur; il faut, après le T, entrer l'adresse du récepteur concerné (0 à 127) pour l'envoyer comme un octet.
S (53_{HEX})	Interroger l'état de l'émetteur. Dans ce dernier cas l'émetteur envoie un octet comportant l'information suivante :
bit 0	état du récepteur (0 = relais désactivé, 1 = relais activé). N'est valide qu'à condition que la réception ait été correcte.
bits 1 à 3	non utilisés.
bit 4	Erreur de syntaxe. L'instruction envoyée par l'ordinateur n'est pas reconnue.
bit 5	Dépassement de la temporisation (Time-out) de 20 s. Ce bit passe à « 1 » lorsqu'il n'est pas arrivé de réponse à l'intérieur de l'intervalle de ces 20 s d'attente.
bit 6	Occupé en écriture (Busy write). Ce bit est haut pendant la durée d'émission de l'émetteur vers le récepteur (15 s).
bit 7	Occupé en lecture (Busy read). Ce bit est au niveau haut pendant la durée que l'émetteur attend une réponse en provenance du récepteur.



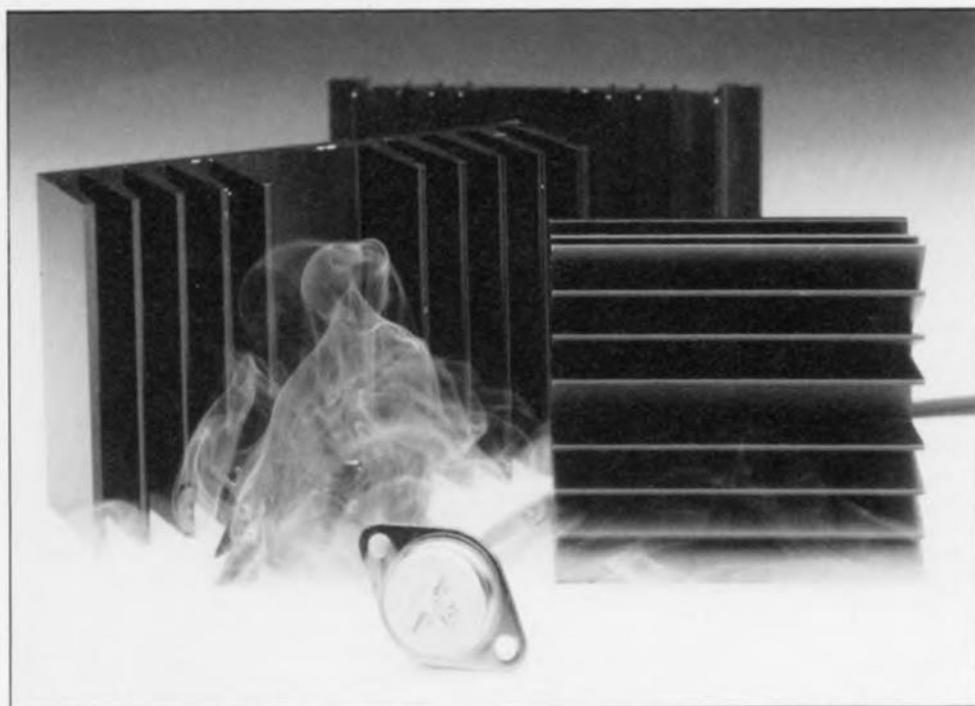


les radiateurs

quand et comment les utiliser ?

Les probabilités que tous ceux d'entre nos lecteurs ayant, par le passé, réalisé, qui une alimentation, qui un amplificateur de puissance, aient été confrontés à ce problème sont grandes ! Dans l'étage de sortie d'un tel montage une bonne partie de la puissance se transforme en chaleur. Pour permettre aux composants en question de se débarrasser facilement de cette chaleur, on fait appel, en règle générale à un, voire plusieurs, radiateurs.

Nous nous proposons, dans cet article, de porter notre attention sur certaines informations de base qui vous permettront, à l'avenir, de (mieux ?) déterminer quel radiateur utiliser en fonction de l'application concernée.



Aux yeux du profane un « électronicien » est bien souvent une sorte de professeur Tournesol, un bricoleur quelque peu désincarné qui, de temps en temps, réalise un montage pour passer ensuite la quasi-totalité de son temps libre à la recherche des erreurs qu'il comporte. Il semble que dans le monde de l'électronique – tout comme cela est devenu le cas plus récemment dans celui des micro-ordinateurs – il y ait toujours quelque chose qui ne fonctionne pas correctement.

Nous n'allons pas perdre notre temps à polémiquer sur la véracité ou non de cette description. Il est vrai cependant que les activités de l'électronicien « lambda » sont d'une variété sensiblement plus grande. Il passe son temps non seulement à la réalisation du circuit électronique, mais aussi à sa mise en

boîtier, son câblage et la prise de précautions permettant le refroidissement de certains des semi-conducteurs qu'il comporte. Cette dernière activité est souvent sous-estimée par le petit monde des électroniciens, tant amateurs que professionnels ! Pourquoi se faire du souci ? Le type de radiateur requis fait partie de la liste des composants, n'est-ce pas. Sinon, il suffit de prendre un exemplaire à l'aspect physique similaire à celui visible sur les photos illustrant l'article ?!

Il nous semble parfaitement superflu d'attirer l'attention de notre « honorable » lecteur sur le fait qu'une telle attitude est à la fois partisane du moindre effort et potentiellement dangereuse. Tout concepteur de réalisations personnelles se doit de choisir le radiateur répondant aux exigences spécifiques du circuit en

question. On pourrait, pour « mettre toutes les chances de son côté », envisager de faire appel au plus grand radiateur disponible. Cette « solution » garantirait (fort probablement) un refroidissement adéquat, mais il ne faudra pas oublier qu'un radiateur de dimensions importantes coûte relativement cher et interdit la réalisation d'un circuit aux dimensions les plus compactes possible.

Il faut, pour bien comprendre les circuits électroniques, disposer de certaines connaissances de base ; il en va de même pour une utilisation « correcte » des radiateurs. C'est très exactement pour cette raison que nous allons essayer de sortir la théorie des radiateurs de sa « préhistoire », espérant qu'après la lecture de cet article vous serez en mesure de déterminer, pour n'importe quelle application, le radiateur à utiliser.

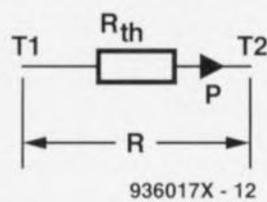
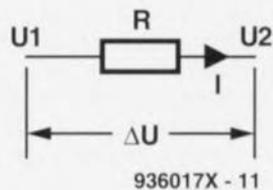
Résistance thermique

C'est avec ces 2 termes que commence notre récit historique concernant les radiateurs. Pour bien comprendre ce qu'est, en fait, la résistance thermique, nous allons commencer par nous intéresser à la loi d'un certain monsieur Ohm. La formule énoncée par Ohm, $U = I \times R$, correspond grossièrement à la formule utilisée pour les calculs thermiques.

La **figure 1** montre une résistance ayant une valeur R . La différence de tension, ΔU , aux bornes de cette résistance est égale à la différence entre les niveaux de tensions avant et après cette résistance, ce qui mathématiquement s'exprime par la formule $U_1 - U_2$. En faisant appel à la loi d'Ohm nous pouvons calculer l'intensité I du courant traversant la résistance : $I = \Delta U / R$. La valeur R de la résistance correspond donc à $\Delta U / I$.

Après avoir disséqué le substantif résistance, intéressons-nous maintenant à l'adjectif thermique.

Il est également possible, dans le cas de la théorie thermique, de formuler une variété de la loi d'Ohm dans laquelle on remplace la différence en tension ΔU par la différence en température ΔT (qui correspond, bien entendu à $T_1 - T_2$). L'unité que l'on utilise en règle générale pour exprimer la température est le degré Kelvin (K). La seule différence entre une température exprimée en degrés Kelvin et son équivalent donné en degrés centigrades (ou degrés Celsius) est un décalage d'échelle de 273° . Zéro degré centigrade correspond donc à 273°K . S'il s'agit de déterminer une différence en température l'unité (K ou $^\circ\text{C}$) utilisée ne joue aucun rôle, le résultat de la soustraction sera toujours le même. Prenons, à titre d'exemple, une température T_2 de 10°C et une température T_1 de 25°C .



La différence entre ces deux températures est alors de $25 - 10 = 15^{\circ}\text{C}$. Exprimé en degrés Kelvin le calcul de ΔT se fait de la manière suivante : $(273 + 25)^{\circ}\text{K} - (273 + 10)^{\circ}\text{K}$ et le résultat est identique à la soustraction en degrés centigrades : 15°K .

La résistance électrique R de la loi d'Ohm est remplacée par sa version thermique baptisée R_{th} (figure 2). La valeur de R_{th} détermine l'importance du flux thermique à travers cette résistance. Ce flux thermique s'exprime en une quantité de puissance P à transformer en chaleur. À l'image de la loi électrique d'Ohm, on se retrouve donc avec une formule quasi-identique : $R_{th} = \Delta T / P$. Il ne nous faut pratiquement rien de plus, outre cette formule, pour déterminer le radiateur à utiliser.

Nous avons besoin, pour vous donner une idée de la forme dans laquelle on retrouve ces trois facteurs dans la vie pratique, du croquis de la figure 3. Cette figure nous montre un espace clos que l'on pourra comparer à une salle de séjour. À l'intérieur de ce volume se trouve un appareil de chauffage quelconque qui porte le volume de la pièce à une température T_1 . À l'extérieur de cet espace il règne une autre température : T_2 .

À condition que nous connaissions la résistance thermique, R_{th} , des murs, nous pouvons calculer la perte de puissance thermique au travers des dits murs. Un mur bien isolé possède une résistance thermique élevée ce qui se traduit ($P = \Delta T / R_{th}$, rappelez-vous) par une perte de puissance (chaleur) vers l'extérieur moindre. Si ΔT est nulle ($\Delta T = 0$), la loi « thermique » d'Ohm nous porte à conclure qu'il n'y a pas de perte thermique. Le fait que $\Delta T = 0$ signifie tout simplement que la température intérieure est égale à la température extérieure.

On notera qu'un mur n'est pas forcément fait d'un seul type de matériau. Dans la pratique les murs extérieurs

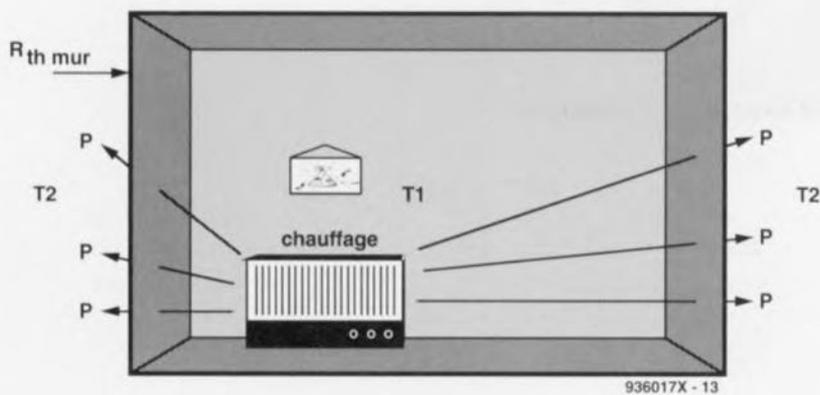


Figure 1. Il est relativement simple de passer de la loi d'Ohm standard à sa variante thermique.

Figure 2. Dans le cas de la « loi d'Ohm thermique » il se produit, suite au flux thermique P à travers la résistance R_{th} , une différence en température aux bornes de R_{th} avec une valeur de ΔT .

Figure 3. Si un espace clos est chauffé à une température T_1 , il se produit un flux thermique de l'intérieur vers l'extérieur, à condition cependant que la température extérieure T_2 soit inférieure à T_1 . La résistance thermique R_{th} des murs détermine la valeur de la perte en puissance P .

d'une maison sont souvent du type creux (figure 4). Un mur creux se compose, par exemple, de deux murs en briques, espacés de quelque 5 cm l'un de l'autre. Actuellement l'espace entre les deux murs est rempli avec un matériau isolant. On comprendra sans doute que la résistance thermique d'un mur creux isolé se compose en fait d'une mise en série de plusieurs résistances thermiques distinctes (figure 5). Pour déterminer la résistance thermique totale du mur, il suffit donc d'additionner ces différentes résistances thermiques mises en série.

Nous voici arrivés à la fin de la petite excursion – instructive, nous l'espérons – dans le monde du bâtiment. Il est temps maintenant de nous intéresser au refroidissement de semi-conducteurs.

Résistances-série

Dans les paragraphes précédents nous avons vu que la résistance thermique peut prendre la forme d'une mise en série de plusieurs résistances thermiques, propres aux différents matériaux utilisés. C'est très exactement le cas lorsque l'on monte un semi-conducteur sur un radiateur. Avant d'examiner de plus près la technique de montage, nous allons nous intéresser d'abord aux différentes résistances thermiques qui entrent en ligne de compte dans le cas d'un tel assemblage.

Lors des explications à suivre il nous faudra inévitablement utiliser diverses dénominations (ou abréviations, que l'on retrouve d'ailleurs dans la quasi-totalité des fiches techniques fournies par les fabricants de semi-conducteurs) anglaises pour indiquer chacune des résistances thermiques.

La figure 6 montre un transistor de puissance, une plaquette d'isolation et un radiateur. La disposition des différents composants et leur espacement ne correspondent pas à la réalité; ces éléments ont été « éclatés » pour faciliter la compréhension du schéma et de ce qui s'y rapporte.

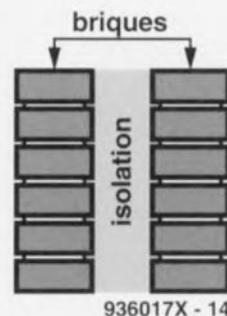


Figure 4. Dans la pratique, la résistance thermique d'un mur (creux) se compose de plusieurs résistances thermiques distinctes. Dans cet exemple relativement simple, nous voyons déjà une mise en série de deux résistances thermiques « briques » et une résistance thermique « isolation ».

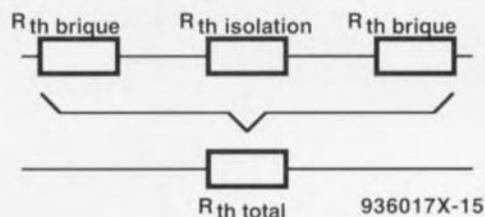


Figure 5. Il suffit d'additionner toutes les résistances thermiques distinctes pour obtenir la résistance thermique totale.

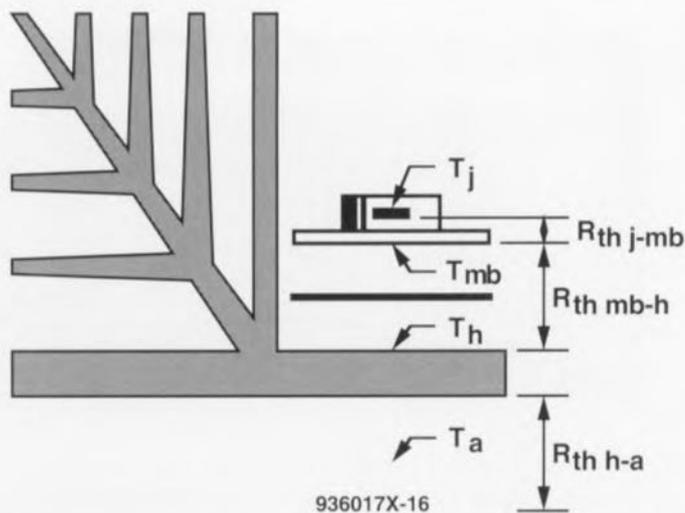
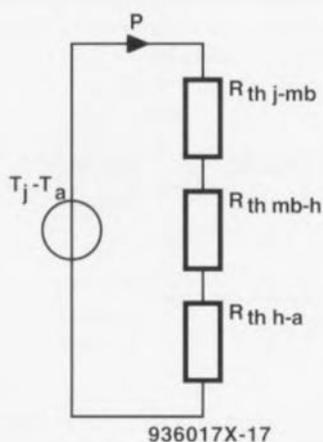


Figure 6. Le montage d'un transistor sur un radiateur résulte en une mise en série de trois résistances thermiques.

Commençons avec le matériau semi-conducteur à l'intérieur du transistor, car c'est très précisément à cet endroit que la puissance électrique est transformée en chaleur. Cette température s'appelle *junction temperature* (température de jonction). Le mot *junction* se rapporte aux jonctions qui existent entre les différentes couches de silicium (telles que P-N-P d'un transistor PNP par exemple).

La première résistance thermique, à savoir ($R_{th\ j-mb}$), se trouve entre la jonction (j) et le boîtier (mb = *mountingbase*) du transistor. La seconde résistance thermique, $R_{th\ mb-h}$, est celle qui existe entre le boîtier du composant et le radiateur (h = *heatsink*). Sa valeur dépend de l'absence ou de la présence d'un isolant (plaquette, pâte thermoconductrice) entre le composant et le radia-

Figure 7. Schéma thermique d'un transistor monté sur un radiateur. Nous allons partir à la recherche des valeurs exactes des différents facteurs.



teur et, bien entendu, du matériau dont est fait l'isolant en question. Il existe, pour finir, une troisième résistance thermique, celle présente entre le radiateur et son environnement (a = *ambient*) résistance qui s'appelle $R_{th\ h-a}$. La figure 7 représente l'ensemble des différentes résistances thermiques, une source de température, $T_j - T_a$ et le flux de la chaleur P.

Dans le paragraphe à suivre nous allons voir où l'on pourra trouver les données concernant les résistances thermiques mentionnées.

Directives et informations

Maintenant que l'on sait de quelles informations il faudra disposer pour déterminer la résistance thermique totale il serait utile de savoir aussi où on peut les trouver.

Commençons au point le plus chaud de la chaîne : le semi-conducteur. Parmi les données mentionnées dans les fiches techniques des transistors figurent, en général, plusieurs résistances thermiques. Le tableau 1 donne un certain nombre de valeurs de résistances thermiques, exprimées en degré par watt ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) pour les boîtiers de semi-conducteur les plus courants.

Tableau 1. Résistances thermiques pour les boîtiers TO.

Boîtier	$R_{th\ j-a}$ ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	$R_{th\ j-mb}$ ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
TO-18	500	200
TO-92	250	150
TO-39	200	12,5
TO-126	100	5
TO-220	70	2
TO-3	40	1,5

Dans ce tableau, $R_{th\ j-a}$ indique la valeur de la résistance thermique qui existe entre le semi-conducteur et son envi-

ronnement. Cette valeur n'est utilisable que si l'on monte le composant en question **sans** radiateur. Pour tout calcul **avec** radiateur, il nous faut la valeur de $R_{th\ j-mb}$, la résistance thermique existant entre le boîtier du composant et le radiateur. Nous avons trouvé donc la première résistance thermique.

Il existe cependant une autre donnée du semi-conducteur dont on aura besoin : la température maximale admissible par le dit semi-conducteur, T_j . En règle générale cette donnée fait partie des informations fournies dans les recueils de caractéristiques (*data-book*) des différents fabricants. La valeur de T_j ne dépasse pratiquement jamais les 200°C .

La résistance $R_{th\ mb-h}$ (existant entre le boîtier du composant et le radiateur) dépend de la technique de montage mise en oeuvre. Autrement dit : cette résistance est fonction du matériau intercalé entre le boîtier du composant et le radiateur.

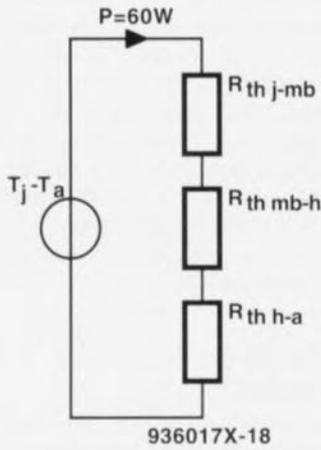
Le tableau 2 propose quelques possibilités de montage et indique la résistance thermique en résultant.

Tableau 2. Techniques de montage et leur $R_{th\ mb-h}$.

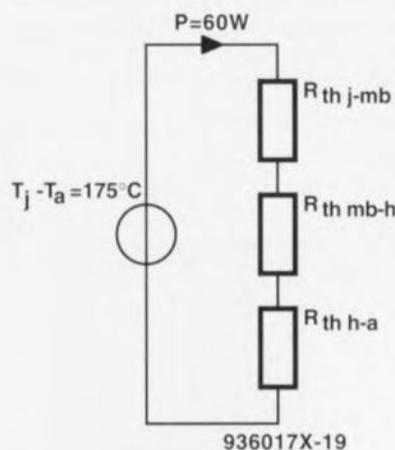
	$R_{th\ mb-h}$
sans plaquette d'isolation et sans pâte thermoconductrice	0,05 à 0,2
sans plaquette d'isolation et avec pâte thermoconductrice	0,005 à 0,1
plaquette en oxyde d'aluminium avec pâte thermoconductrice	0,2 à 0,6
plaquette en mica (0,05 mm) avec pâte thermoconductrice	0,4 à 0,9
plaquette en silicone sans pâte thermoconductrice	0,84 à 0,88

Si l'on se décide à monter le composant directement sur le radiateur, cette résistance thermique est relativement faible (métal contre métal) et le fait de doter l'ensemble d'un rien de pâte thermoconductrice réduit d'avantage cette valeur (déjà relativement bonne).

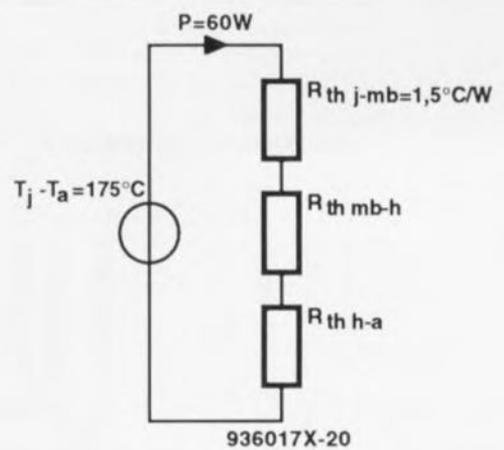
S'il est requis de monter le composant de façon isolée, on a plusieurs possibilités. Il existe des plaquettes d'isolation de matériaux différents, tels que mica, silicone ou autre oxyde d'aluminium (céramique). Il suffit de regarder le tableau 2 pour découvrir que l'oxyde d'aluminium possède la résistance thermique la plus faible et que la plaquette en silicone constitue en fait le choix le moins favorable (résistance thermique la plus élevée). Dans l'un de paragraphes suivants nous allons regarder en détail les différents avantages et inconvénients de ces matériaux.



936017X-18



936017X-19



936017X-20

Il nous manque encore une résistance thermique : celle qui existe entre le radiateur et son environnement, $R_{th\ h-a}$. Pour cette valeur il faudra se référer directement aux données fournies par le fabricant du radiateur en question. La résistance thermique mentionnée (exprimée en $^{\circ}C/W$ ou en $^{\circ}K/W$, ces 2 unités étant identiques) dans les fiches techniques n'est valable que pour un radiateur noir dont les ailettes de refroidissement ont disposées verticalement (circulation d'air par convection). Le **tableau 3** montre l'évolution de la valeur de $R_{th\ h-a}$ dans des conditions moins favorables.

Tableau 3. Adaptation de $R_{th\ h-a}$ dans des conditions moins bonnes.

	$R_{th\ h-a}$
radiateur en aluminium de couleur « naturelle »	$R_{th\ h-a} + 10 \text{ à } 15\%$
Disposition horizontale des ailettes de refroidissement	$R_{th\ h-a} + 15 \text{ à } 20\%$

Et si nous poursuivions notre étude des radiateurs en procédant, à titre d'exemple pratique, au calcul d'un radiateur pour une application donnée. Nous passerons en revue, à la suite de ce paragraphe consacré aux chiffres, un certain nombre de techniques de montage et de types de radiateurs.

Application pratique de la théorie

Imaginez-vous une situation parfaitement possible en pratique.

Nous allons prendre un transistor de puissance à boîtier TO-3. Dans cet exemple de calculs tiré de la pratique nous aurons tout aussi bien pu prendre un régulateur de tension.

Dans cet exemple il existe, aux bornes de la jonction émetteur-collecteur, une tension de 20 V. Le courant d'émetteur traversant le transistor en présence d'une telle tension est de 3 A. La puissance P à transformer en chaleur est donc de $3\text{ A} \times 20\text{ V} = 60\text{ W}$. Cette valeur est en fait la première donnée

que nous pouvons mettre dans le schéma de la **figure 8**, représentant le flux de chaleur.

Les caractéristiques techniques des semi-conducteurs nous apprennent que la température maximale du matériau semi-conducteur, T_j , ne devrait pas dépasser $200^{\circ}C$ en moyenne. Il est important de savoir que, dans ces conditions, on se met dans la situation la plus difficile (*worst-case*). Si, dans la pratique, un semi-conducteur atteignait réellement une température T_j de $200^{\circ}C$, il existerait un grand danger de brûlure graves en cas d'entrée en contact avec lui.

Dans le paragraphe à suivre nous parlerons des différentes mesures de sécurité, la sécurité de contact y comprise. En prenant pour la température ambiante, T_a , une valeur « standard » de $25^{\circ}C$, la différence en température $T_j - T_a$ aura une valeur de $200^{\circ}C - 25^{\circ}C = 175^{\circ}C$. La **figure 9** montre le schéma du flux calorifique, complété de cette valeur.

En étant arrivés à ce point, nous pouvons dès à présent déterminer la résistance thermique totale en faisant appel à la « loi d'Ohm thermique ».

L'utilisation de cette formule nous apprend que $R_{th\ totale}$ est identique à $\Delta T/P = 175^{\circ}C/60\text{ W} = 2,92^{\circ}C/W (= 2,92^{\circ}K/W)$. La somme de toutes les résistances thermiques se doit donc d'être au pire égale, voire, de préférence, inférieure, à cette valeur. Pour pouvoir répondre à cette exigence il nous faut commencer par connaître la valeur de chacune des résistances thermiques. Ce n'est qu'ensuite que l'on pourra déterminer les caractéristiques du radiateur à utiliser.

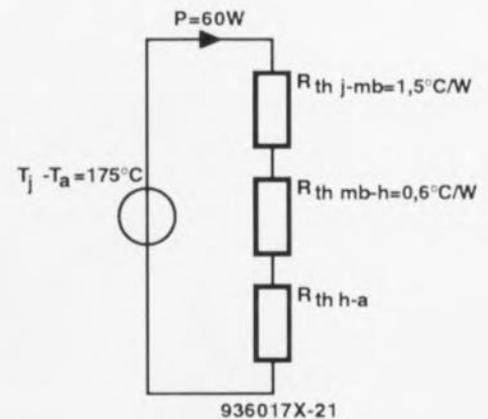
D'après le tableau 1 on pourra prendre, pour un boîtier du type TO-3, une valeur de $1,5^{\circ}C/W$ pour la résistance thermique $R_{th\ j-mb}$ (voir **figure 10**). Si l'on opte ensuite pour la meilleure possibilité d'isolation (celle avec la résistance thermique la plus faible donc) le tableau 2 nous apprend qu'il faudra

Figure 8. On procède d'abord au calcul de la puissance P à transformer en chaleur. Après avoir trouvé cette valeur on la mettra à sa place dans le schéma.

Figure 9. La valeur suivante ($175^{\circ}C$) indique la différence entre la température du semi-conducteur et celle de l'environnement.

Figure 10. La valeur exacte de la résistance thermique existant entre le matériau semi-conducteur et le boîtier du composant dépend en fait du type de boîtier utilisé.

Figure 11. La valeur de $R_{th\ mb-h}$ est fonction du matériau qui se trouve entre le boîtier du semi-conducteur et le radiateur.



936017X-21

prendre une plaquette en oxyde d'aluminium dotée de pâte thermoconductrice. Dans ces conditions la résistance thermique $R_{th\ mb-h}$ aura, dans les conditions les moins favorables, une valeur de $0,6^{\circ}C/W$ (**figure 11**). Nous disposons maintenant de toutes les valeurs requises pour pouvoir calculer la valeur de la résistance thermique $R_{th\ h-a}$, du radiateur à utiliser.

La résistance thermique totale étant de $2,92^{\circ}C/W$ (cf. plus haut), $R_{th\ h-a}$ devra être égale ou inférieure à :

$$2,92^{\circ}C/W - (1,5^{\circ}C/W + 0,6^{\circ}C/W) = 0,82^{\circ}C/W.$$

La **figure 12** montre un radiateur auquel on pourra faire appel. Il s'agit d'un radiateur du type SK88 dont le croquis et le graphique donnent toutes

les caractéristiques techniques. La courbe du diagramme montre qu'un radiateur SK88 avec une longueur de 125 mm possède une résistance ther-

mique de $0,75^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Le fait que cette valeur soit même légèrement inférieure à celle requise, à savoir de $0,82^{\circ}\text{C}/\text{W}$, montre bien que le SK88 est parfaitement approprié pour notre application (à condition bien entendu, primo, que le radiateur soit peint en noir (le sombre dissipe mieux que le clair) et, secundo, qu'il soit monté de façon à ce que ses ailettes de refroidissement soient disposées verticalement !).

Sécurité de contact & isolation

Dans l'exemple pratique du dernier paragraphe nous sommes partis de l'idée qu'il n'y a pas de mal à ce que le composant atteigne sa température de jonction maximale de 200°C . Il est plus judicieux, en général, de respecter une marge de sécurité sensiblement plus importante. Une valeur utilisable pour T_j se situe normalement entre 100 et 150°C . Toutes les données de l'exemple pratique nous permettent de calculer très précisément quelle température atteindront le boîtier du composant et le radiateur.

Pour permettre une meilleure compréhension des calculs à effectuer nous avons, en **figure 13**, redessiné le diagramme du flux de chaleur.

La température du boîtier du semi-conducteur est identique à T_j diminuée de la différence en température qui existe entre le matériau semi-conducteur et le boîtier ($R_{th\ j-mb}$). La « chute de tension » aux bornes de la « résistance » $R_{th\ j-mb}$ est identique à P (le flux de chaleur) multiplié par la valeur de $R_{th\ j-mb}$. Le boîtier prendra donc une température de :

$$T_j - P \times R_{th\ j-mb} = 200^{\circ}\text{C} - 60\text{ W} \times 1,5^{\circ}\text{C}/\text{W} = 110^{\circ}\text{C}.$$

L'importance de cette valeur nous apprend qu'il est dangereux donc de toucher au boîtier du semi-conducteur. Il faudra en conséquence, dans la pratique, monter ce composant d'une manière telle qu'il soit impossible d'entrer « par hasard » en contact avec lui.

La température définitive du radiateur sera inférieure de $P \times R_{th\ mb-h}$, ou, dans le cas de notre exemple égale à :

$$110^{\circ}\text{C} - 60\text{ W} \times 0,6^{\circ}\text{C}/\text{W} = 74^{\circ}\text{C}.$$

La valeur relativement élevée de cette température est un facteur à prendre en compte lors du dimensionnement du radiateur.

Il ne nous reste plus qu'à voir jusqu'à quelle valeur la température ambiante, T_a , pourrait monter dans le cas d'une température de jonction T_j de 200°C . T_a prendra une valeur égale à la valeur de la température du radiateur diminuée de

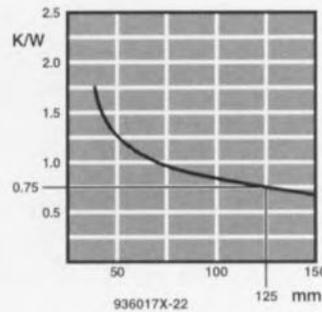
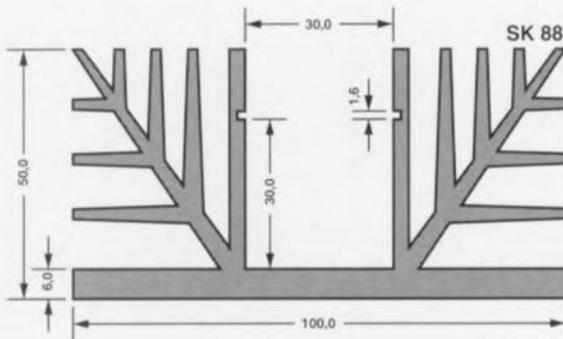
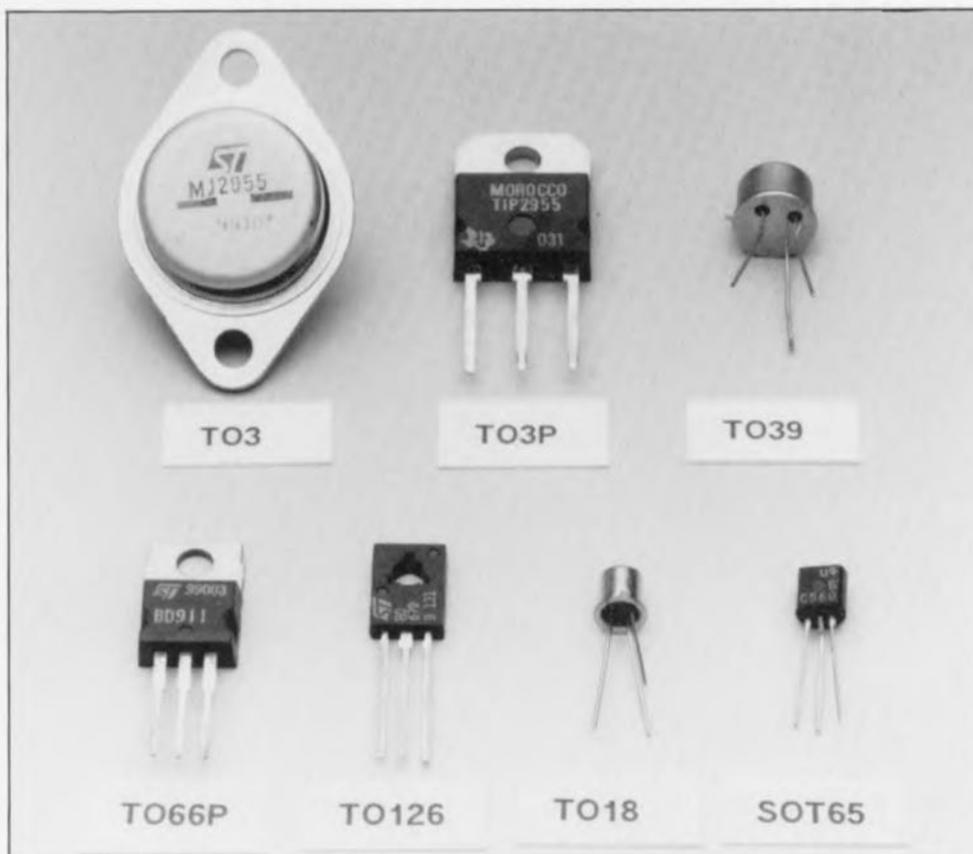
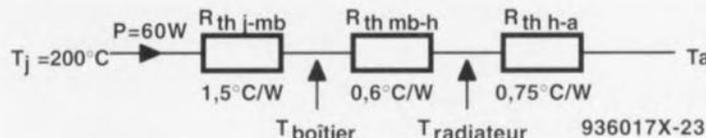


Figure 12. La courbe du diagramme montre qu'un radiateur avec une longueur de 125 mm serait parfait pour le transistor de notre exemple. L'utilisation d'un tel radiateur résultera même en une résistance thermique plus favorable : le radiateur possède une $R_{th\ h-a}$ de $0,75^{\circ}\text{C}/\text{W}$, valeur plus faible que celle de $0,82^{\circ}\text{C}/\text{W}$ que nous avons calculée.

Figure 13. Maintenant que l'on connaît tous les facteurs requis, il n'est plus sorcier de calculer les températures que prendront le boîtier du semi-conducteur et le radiateur.

Figure 14. Vue générale des boîtiers de semi-conducteurs les plus courants avec leur dénomination.



la différence en température existant entre le radiateur et son environnement. Dans notre exemple T_a sera donc de :

$$74^{\circ}\text{C} - 60\text{ W} \times 0,75^{\circ}\text{C/W} = 29^{\circ}\text{C}.$$

Le « gain » de 4°C par rapport à la température ambiante de 25°C de laquelle nous sommes partis est le résultat de la résistance thermique plus faible du radiateur utilisé ($0,75^{\circ}\text{C/W}$ au lieu de $0,82^{\circ}\text{C/W}$).

Lorsque l'on doit choisir un radiateur il ne faudra pas oublier de tenir compte du fait que la température ambiante, T_a , peut atteindre une valeur plus élevée (en été par exemple). Dans nos régions, on peut estimer que la température ambiante maximale praticable est de l'ordre de 35°C .

En résumé, nous pouvons fournir quelques valeurs directives pour les différentes températures. Pour des raisons de sécurité – et pour éviter un décès prématuré du composant – il faudra limiter la température maximale du semi-conducteur à une valeur comprise entre 100 et 150°C . Pour éviter les dangers de brûlure en cas de contact, la température du radiateur ne devrait pas dépasser une température égale à celle de la température ambiante + 30°C . Dans le cas d'une température ambiante de 25°C le radiateur ne sera donc pas plus « chaud » que 55°C . Si, finalement, on se sert de la valeur directive de 35°C comme température ambiante maximale, on aura un refroidissement de semi-conducteur garanti fonctionnant sans le moindre problème.

Nous allons, après cette partie purement théorique, voir quelles sont les possibilités de montage de semi-conducteurs existant ainsi que leur mise en oeuvre correcte.

La pratique

La photo de la **figure 14** montre les boîtiers de semi-conducteurs les plus courants ainsi que leur code (nom) utilisé. Le tableau 1 donne la résistance thermique $R_{th\ j-mb}$ de tous ces boîtiers, exception faite du SOT-65. La forme du boîtier, le nom et la résistance thermique des boîtiers de la figure 14 ne changent pas, peu importe qu'il s'agisse d'un transistor ou d'un régulateur de tension.

Pour comprendre pourquoi, dans certaines conditions, il est requis d'isoler le semi-conducteur électriquement du radiateur il faudra regarder l'extrait d'un schéma d'un amplificateur de sortie de la **figure 15**. Les transistors de puissance utilisés ont un boîtier du type TO-3 qu'il faudra monter sur un radiateur. Pas de panique jusqu'ici ! Tout change

pourtant du simple fait que le collecteur d'un tel transistor de sortie est relié à son boîtier métallique. Dans le cas des régulateurs de tension l'une des broches est également relié à sa partie de fixation métallique. Un second examen du schéma de la figure 15 nous apprend donc qu'on aura de gros problèmes dans le cas d'un montage non isolé des deux transistors sur un radiateur commun. Dans ces conditions les collecteurs de deux transistors seraient interconnectés et la tension d'alimentation positive serait court-circuitée !!

Même dans le cas du montage sur un radiateur d'un seul semi-conducteur, il peut être judicieux de l'isoler électriquement du radiateur métallique. Ceci est très important si la partie de fixation du semi-conducteur présente une tension dangereuse ($> 42\text{ V}$).

La photo de la **figure 16** montre différents matériaux d'isolation. Le tube (à gauche) contient la fameuse pâte thermoconductrice servant à améliorer sensiblement le transfert de chaleur du boîtier du semi-conducteur, à travers la plaquette d'isolation, au radiateur. Les plaquettes blanches sont faites d'un matériau céramique à base d'oxyde d'aluminium et se caractérisent par une résistance thermique très faible (tableau 2). Il est préférable, quelles que soient les conditions, de faire appel à ce genre de plaquettes d'isolation. Les plaquettes quasi-transparentes existent depuis un bon nombre d'années. Il

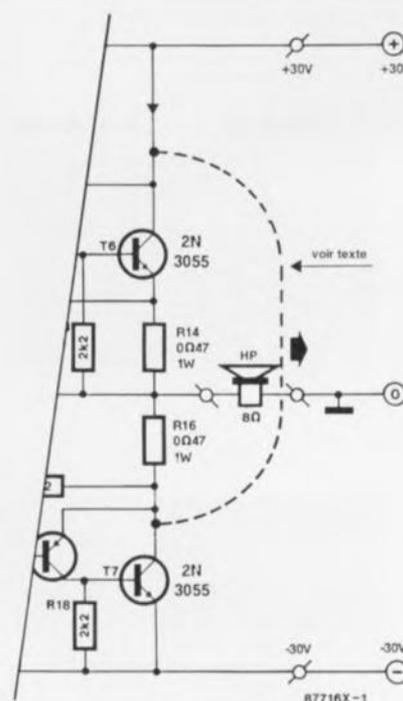


Figure 15. Ce petit extrait d'un schéma d'un amplificateur de sortie servira à prouver pourquoi, dans certaines conditions, il est important de monter les semi-conducteurs en les isolant par rapport au radiateur.

s'agit de plaquettes en mica qui ont une résistance thermique relativement bonne. La plaquette grise finalement est faite d'un genre de caoutchouc aux silicones. Bien que cette plaquette possède la résistance thermique la moins

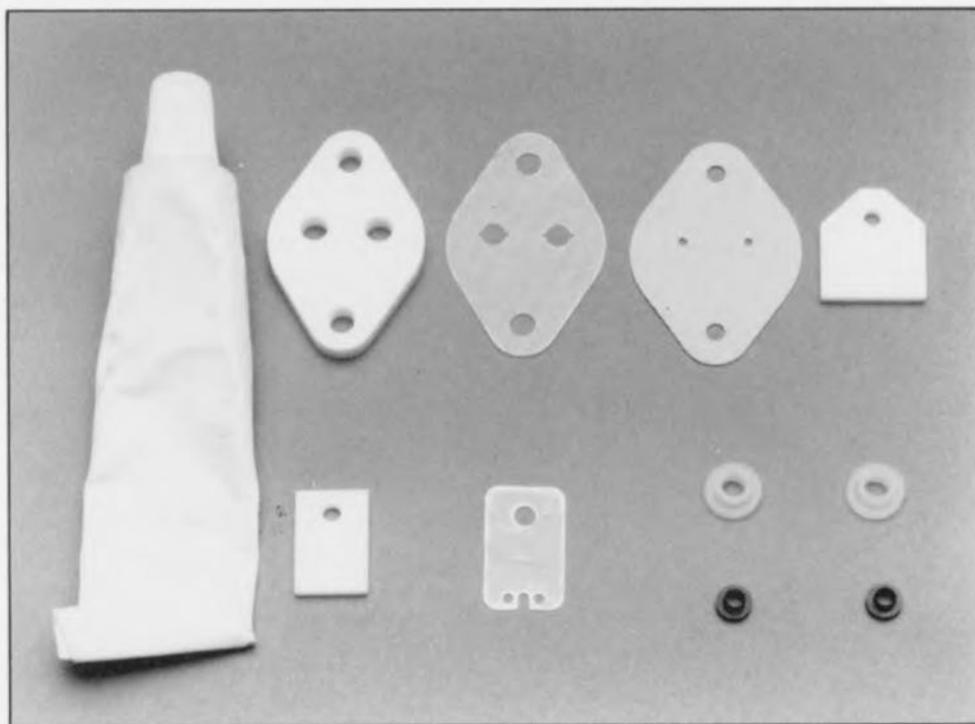


Figure 16. Matériaux pratiques utilisés pour le montage « isolé » d'un semi-conducteur sur un radiateur. On voit également un petit tube avec de la pâte thermoconductrice. Cette pâte est appliquée, primo, entre le semi-conducteur et la plaquette d'isolation et, secundo, entre la plaquette d'isolation et le radiateur.

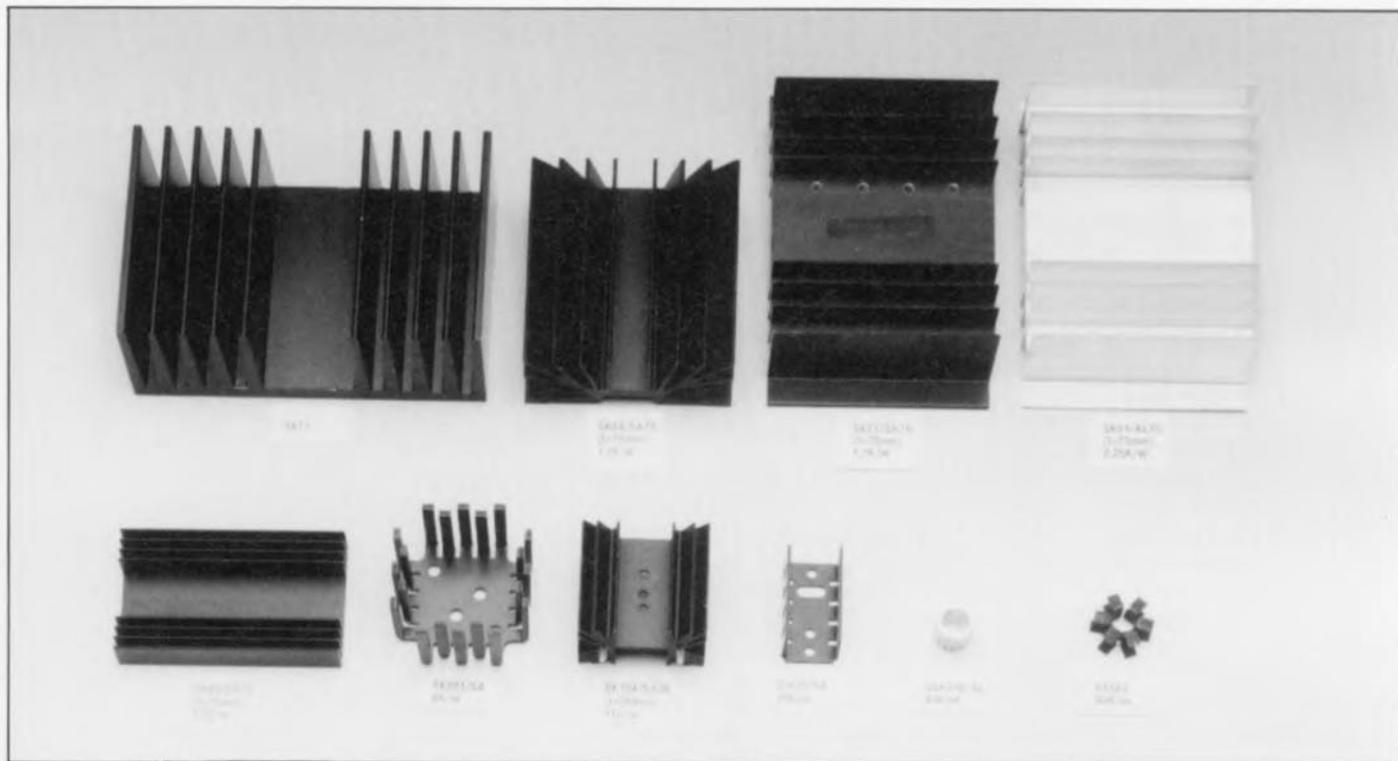


Figure 17. Dizaine d'exemples de radiateurs courants avec leur résistance thermique.

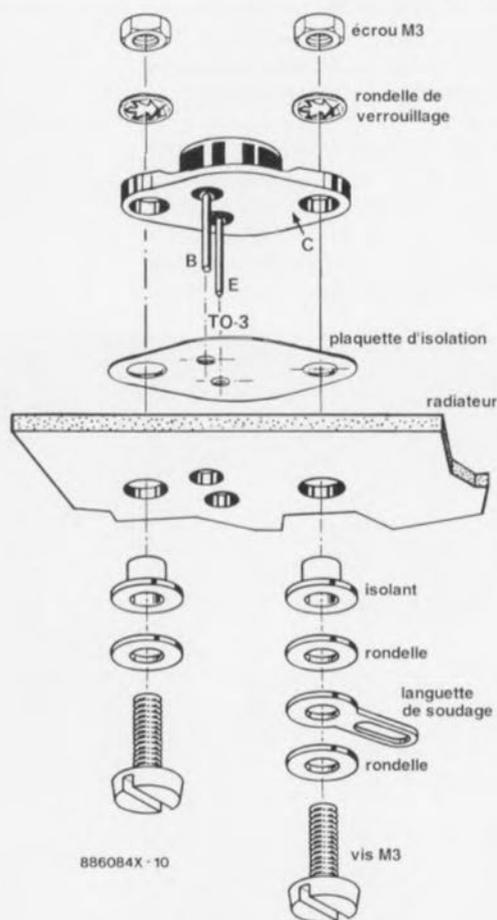


Figure 18. Technique de montage d'un semi-conducteur en boîtier TO-3 sur un radiateur. On notera la présence de la petite languette de soudage, destinée à permettre la connexion du collecteur du transistor (son boîtier métallique) au reste de l'électronique.

favorable, elle se distingue par quelques caractéristiques attrayantes. Selon les informations fournies par le fabricant il n'est plus nécessaire (puisque parfaitement inutile) de faire appel à la pâte thermoconductrice; la résistance thermique ne changera pas même en cas d'utilisation de pâte thermoconductrice. La flexibilité du matériau constitue un second atout de ce genre de plaquette d'isolation. Elle garantit un bon contact, même sur une surface qui n'est pas parfaitement plane. Le dernier avantage du silicone est qu'il est virtuellement impossible, à moins de le faire exprès, de casser une telle plaquette, alors qu'il faut reconnaître qu'il est relativement aisé de casser une plaquette de céramique ou de mica.

Dans le coin inférieur droit de la photo nous voyons finalement quatre rondelles d'isolation servant à isoler les vis (métalliques) de fixation du boîtier du composant.

La photo de la **figure 17** montre une dizaine de radiateurs courants avec mention de leur résistance thermique. La valeur réelle de la résistance thermique des radiateurs du type SK71, SK64, SK01 et SK59 dépend de leur longueur, vu qu'il en existe des modèles de différentes longueurs. Les autres types n'existent qu'en une seule version et leur résistance thermique est donc fixe. Si l'on compare les résistances thermiques des deux exemplaires du radiateur SK01, on voit nettement la différence de 10 à 15% qui existe entre la version noire et la version « non peinte ». Notons, une fois

encore que les valeurs données des résistances thermiques ne sont valables que dans le cas d'une disposition verticale des ailettes de refroidissement du radiateur.

Pour mettre un point final à cet « historique » des radiateurs nous vous proposons, dans les prochains paragraphes, quelques instructions de montage.

Le montage

La première étape du montage d'un semi-conducteur sur un radiateur consiste à forer des orifices de fixation et (le cas échéant) des trous par lesquels passeront les broches du composant. Si l'on fait appel à un radiateur du type « prêt à utiliser » il n'est même pas requis de percer des trous (ils le sont déjà). La plaquette d'isolation peut rendre d'excellents services comme gabarit de perçage.

Après avoir indiqué où il faudra percer les orifices on frappera, à l'aide d'un pointeau et d'un marteau, un petit creux de centrage dans le radiateur. Ensuite on percera les orifices, chacun avec le diamètre requis. Les perfectionnistes d'entre nos lecteurs foreront des trous avec un diamètre plus faible (et d'une profondeur telle que le radiateur ne soit pas percé) pour les doter ensuite d'un filetage. Cette technique de fixation est plus esthétique et ne demande pas d'écrous de fixation.

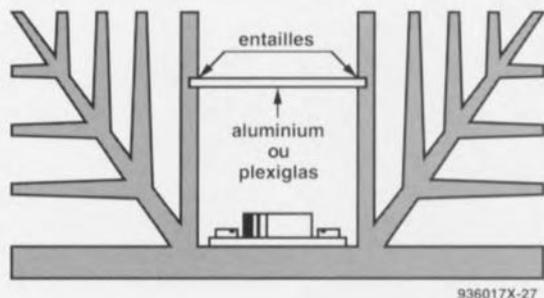
Les croquis des **figures 18** et **19** illustrent nettement comment il faudra monter les deux types principaux de

semi-conducteurs sur leur radiateur. Les composants avec un boîtier TO-3 seront montés, en règle générale, contre la face extérieure du radiateur, entre les ailettes de refroidissement. Puisque la partie métallique d'un composant en boîtier TO-3 constitue sa troisième connexion il faudra la doter d'une languette de soudage permettant de la relier au reste du circuit.

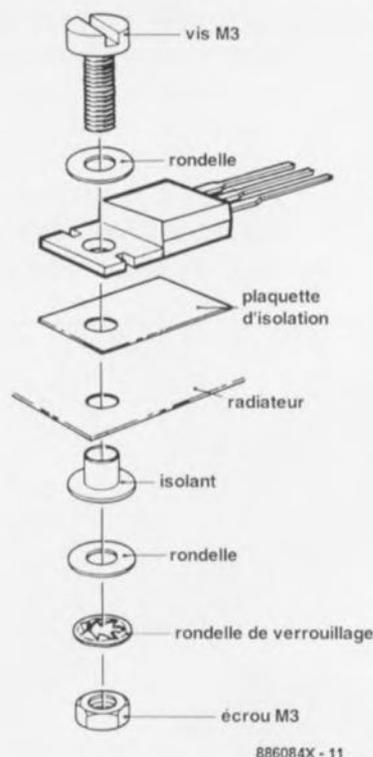
Pour améliorer la sécurité de contact ou bien pour éliminer le risque d'un court-circuit accidentel, on pourra doter le radiateur pour boîtier TO-3 d'une plaque en aluminium ou en plexiglas, que l'on fait glisser dans deux entailles

Figure 19. Technique de montage pour un semi-conducteur en boîtier TO-220. Ici on n'aura pas besoin d'une languette de soudage puisque le composant est doté de ses trois broches de connexion requises.

Figure 20. Pour améliorer (voire garantir) la sécurité de contact on pourra doter un radiateur du type SK88 d'une petite plaque en aluminium ou en plexiglas que l'on glissera dans les entailles prévues à cet effet



La « théorie thermique » prouve qu'il n'est pas sorcier du tout de dimensionner correctement un radiateur à utiliser avec l'une ou l'autre application. Une fois que l'on s'est familiarisé avec la « loi d'Ohm thermique » les calculs sont aussi simples que ceux à effectuer pour déterminer la valeur totale d'une mise en série de plusieurs résistances. **K**



CHIP SELECT REF-195

Référence de tension de +5 V à très faible dropout et consommation infime

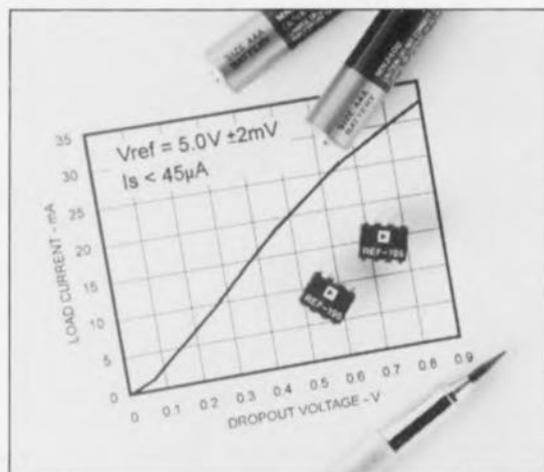
Analog Devices commercialise la référence de tension +5 volts appelée REF-195 qui a la particularité de ne consommer que 45 μA et de fonctionner avec une tension d'alimentation aussi faible que +5,1 V.

La précision initiale de cette référence est de ± 2 mV alors qu'elle peut délivrer un courant de 30 mA. Ces performances exceptionnelles font que la REF-195 peut être utilisée en tant que référence de tension mais aussi en tant que régulateur de tension dans des applications portables alimentées par batteries.

Utilisant une circuiterie interne ayant fait l'objet d'un brevet, la REF-195 offre une grande précision initiale mais aussi une faible dérive en température (5 ppm/ $^{\circ}\text{C}$) qui minimisent ou évitent toute calibration. Dans les applications utilisant des batteries ou des piles, le faible dropout garantit une plus longue durée de fonctionnement. Notons aussi que, contrairement

aux autres références de tension à faible dropout, la REF-195 se satisfait d'une capacité de 1 μF et non de 100 μF pour conserver sa précision. Par ailleurs, elle peut driver des charges capacitives supérieures à 100 μF . La REF-195 est protégée contre les courts-circuits. Sa régulation ligne est de 4 ppm/V typique et sa régulation charge de 2 ppm/mA typique.

La REF-195 d'Analog Devices est spécifiée dans les gammes de température étendue et militaire. Elle est disponible en boîtier 8 broches DIP ou SOIC ainsi qu'en puce.



LE MOIS PROCHAIN

Quelles surprises vous réserve la lecture du prochain numéro d'Elektor ? Vous le saurez en lisant le 192^{ème} numéro de votre magazine préféré.

Soulevons discrètement un pan du voile en vous parlant, dans le désordre et SGDG, d'une extension pour la mono-carte à 80C535, d'un indicateur de consommation de carburant, d'un prolongateur de ligne I²C, d'un suiveur de signal, d'un baromètre à indication de tendance, etc, etc... sans oublier la troisième et dernière partie du cours $\mu\text{-PIC}$ et tutti quanti consacré aux microcontrôleurs PIC...

B.P. 59

Des questions
ou des
remarques?

Elector service «Courrier Lecteurs» BP 59 59850 Nieppe

Le dimensionnement de radiateurs

Electrotechnicien de mon état, je pense en savoir suffisamment en ce qui concerne le dimensionnement des radiateurs. Il n'en reste pas moins que j'ai lu et relu avec intérêt votre article du numéro 191, mai 1994 qui leur était consacré. J'ai cependant buté, il n'y a pas très longtemps, sur un problème auquel votre article n'apporte pas de solution. Il s'agissait de commuter 10 éléments de chauffage d'une puissance comprise entre 1 et 3 kW, à l'aide des relais à semi-conducteur. Ces relais doivent être refroidis. Un problème simple à première vue me paraît-il. De façon à simplifier le montage j'ai envisagé de monter tous les relais sur un radiateur de bonnes dimensions. Je disposais des caractéristiques thermiques des relais et de divers radiateurs, mais après

quelques calculs je dûs me rendre à l'évidence que ce problème était plus difficile à résoudre que je ne le pensais. La littérature dont je disposais ne m'a pas permis de trouver une réponse. Lors du dimensionnement d'un radiateur on suppose toujours la présence d'un seul semi-conducteur monté sur le dit radiateur. Mais que se passe-t-il si la chaleur transmise au radiateur l'est par plusieurs semi-conducteurs ? Vous devriez en savoir quelque chose puisque vous utilisez régulièrement cette solution.

M. Proft

Il nous faut reconnaître que l'article dont vous parlez n'aborde pas l'aspect du montage de plusieurs semi-conducteurs sur un radiateur. Les calculs ne sont pas, dans ce cas-là, notablement plus difficiles, à condition de savoir comment s'y prendre. Fischer, l'un des plus grands fabricants de radiateurs donne, dans son catalogue, un certain nombre d'exemples de calculs applicables dans une pareille situation. Nous allons reprendre ici ces calculs sans trop entrer dans le détail. La résistance thermique d'un radiateur répond à la formule suivante :

$$R_{th\ h-a} = \frac{T_{j\ max} - T_{a\ max}}{P} - (R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h}) \quad [1]$$

formule dans laquelle $T_{j\ max}$ est la température de jonction maximale, $T_{a\ max}$ la tempéra-

ture ambiante maximale, P la puissance maximale à dissiper (cet élément doit toujours être inférieur à la puissance annoncée par le fabricant du semi-conducteur), $R_{th\ j-mb}$ la résistance de transfert du matériau d'isolement (du boîtier métallique du semi-conducteur vers le radiateur), $R_{th\ h-a}$ la résistance thermique du radiateur. La résistance de transfert totale de la jonction vers le radiateur s'exprime de ce fait ainsi : $R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h} = R_{th\ j-h}$. Le montage de plusieurs semi-conducteurs sur un même radiateur entraîne une variation de $R_{th\ j-h}$. La puissance P de notre première formule représente la puissance totale de tous les semi-conducteurs pris ensemble. La nouvelle $R_{th\ j-h}$ répond de ce fait à la formule suivante :

$$\frac{1}{R_{th\ j-h}} = \frac{1}{0,6+0,4} + \frac{1}{0,6+0,4} + \frac{1}{R_{th2\ j-mb} + R_{th2\ mb-h}} + \dots \quad [2]$$

Cette formule présente de fortes similitudes avec celle qui traduit la mise en parallèle de plusieurs résistances. On constate que la résistance de transfert totale diminue, de sorte que l'on peut utiliser un radiateur de dimensions plus faibles que dans la situation d'un unique semi-conducteur. Prenons, en guise de conclusion, l'un des exemples du catalogue de Fischer :

Supposons qu'il nous faille dissiper 60 W. Dans le cas de notre transistor en boîtier TO3, nous avons une $T_{j\ max}$ de 160 K, pour l'environnement une $T_{a\ max}$ de 40°C. $R_{th\ j-mb}$ est de 0,6 K/W, la plaquette d'isolement possède elle une $R_{th\ mb-h}$ de 0,4 K/W. Dans ces conditions la résistance thermique du radiateur doit être de :

$$R_{th\ h-a} = \frac{160-40}{60} - (0,6+0,4) = 1\text{ K/W} \quad [3]$$

Si, maintenant, nous utilisons 3 transistors pour dissiper la même puissance, $R_{m\ j-h}$ répond à la formule suivante :

$$\frac{1}{R_{th\ j-h}} = \frac{1}{0,6+0,4} + \frac{1}{0,6+0,4} + \frac{1}{0,6+0,4} = \frac{3}{1}$$

$$R_{th\ j-h} = 0,33\text{ K/W} \quad [4]$$

Il apparaît ainsi, lorsque nous introduisons cette valeur dans la première équation, que nous pouvons nous satisfaire d'un radiateur ayant une $R_{m\ h-a}$ de :

$$R_{th\ h-a} = \frac{160-40}{60} - 0,33 = 1,67\text{ K/W} \quad [5]$$

[Nous espérons ainsi avoir contribué à la solution de votre problème. (La rédaction)]

Éliminateur de copybit

...sachant qu'en tant que amateur de CAN (de DAT pour les outre-Manchais) j'ai toujours rêvé d'un tel montage. Je possède malheureusement un enregistreur de CAN (AIWA XDS1100) dont l'article ne fait pas mention. (...) J'apprécierai énormément, qu'en complément de votre article, vous me fassiez parvenir une description concernant le susdit type de lecteur/enregistreur. A. Cornelson

L'auteur de cet article a testé l'éliminateur de copybit sur les lecteurs/enregistreurs CAN mentionnés dans le tableau. Vous comprendrez sans doute qu'il ne lui est pas possible, ni à nous d'ailleurs, d'obtenir la documentation technique de tous les types de (important) sur le marché. S'il devait vous être impossible de mettre la main sur la documentation technique de votre type de lecteur, il vous reste cependant la possibilité de mettre en oeuvre l'éliminateur de copybit associé au jitter-killer et à une mini-platine additionnelle que nous décrivons dans le numéro hors-gabarit du mois prochain, cette combinaison permettant une élimination du copybit quel que soit le type de lecteur/enregistreur CAN.

(La rédaction)

Plus de logiciels pour 68HC11

Ne faisant pas partie des DOSeurs, je me suis mis à la recherche d'un système de développement croisé et suis tombé sur la perle rare.

Il s'appelle ADev11, comporte C-Compiler, Assembler, Linker, Librarian et Downloader, ces différents programmes étant du domaine public; on peut les trouver sur divers serveurs FTP reliés à Internet tels que colli.uni-sb.de voire demander simplement Archie.

On y trouve également 2 bibliothèques comportant des programmes intéressants pour 68HC11, la première mettant à disposition des routines mathématiques (aussi de la TRF), dans l'autre de la documentation et du code-source pour un système fonctionnant en temps réel! Internet met ainsi des bibliothèques intéressantes aux non-utilisateurs d'Amiga.

F. Stolpe

Pour information

(La rédaction)

CHIP SELECT

REF-195

Référence de tension de +5 V à très faible dropout et consommation infime

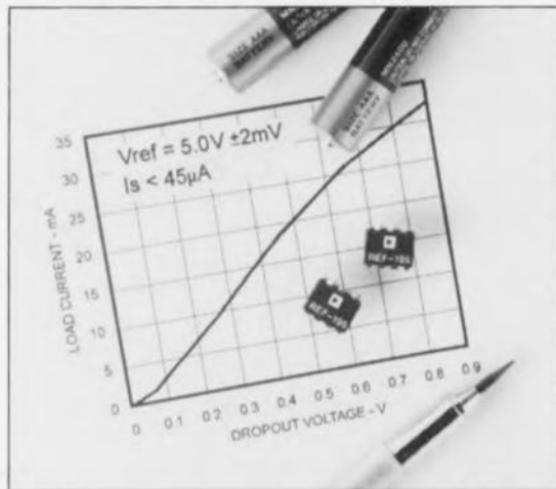
Analog Devices commercialise la référence de tension +5 volts appelée REF-195 qui a la particularité de ne consommer que 45 μ A et de fonctionner avec une tension d'alimentation aussi faible que +5,1 V.

La précision initiale de cette référence est de ± 2 mV alors qu'elle peut délivrer un courant de 30 mA. Ces performances exceptionnelles font que la REF-195 peut être utilisée en tant que référence de tension mais aussi en tant que régulateur de tension dans des applications portables alimentées par batteries.

Utilisant une circuiterie interne ayant fait l'objet d'un brevet, la REF-195 offre une grande précision initiale mais aussi une faible dérive en température (5 ppm/ $^{\circ}$ C) qui minimisent ou évitent toute calibration. Dans les applications utilisant des batteries ou des piles, le faible dropout garantit une plus longue durée de fonctionnement. Notons aussi que, contrairement

aux autres références de tension à faible dropout, la REF-195 se satisfait d'une capacité de 1 μ F et non de 100 μ F pour conserver sa précision. Par ailleurs, elle peut driver des charges capacitatives supérieures à 100 μ F. La REF-195 est protégée contre les courts-circuits. Sa régulation ligne est de 4 ppm/V typique et sa régulation charge de 2 ppm/mA typique.

La REF-195 d'Analog Devices est spécifiée dans les gammes de température étendue et militaire. Elle est disponible en boîtier 8 broches DIP ou SOIC ainsi qu'en puce.



LE MOIS PROCHAIN

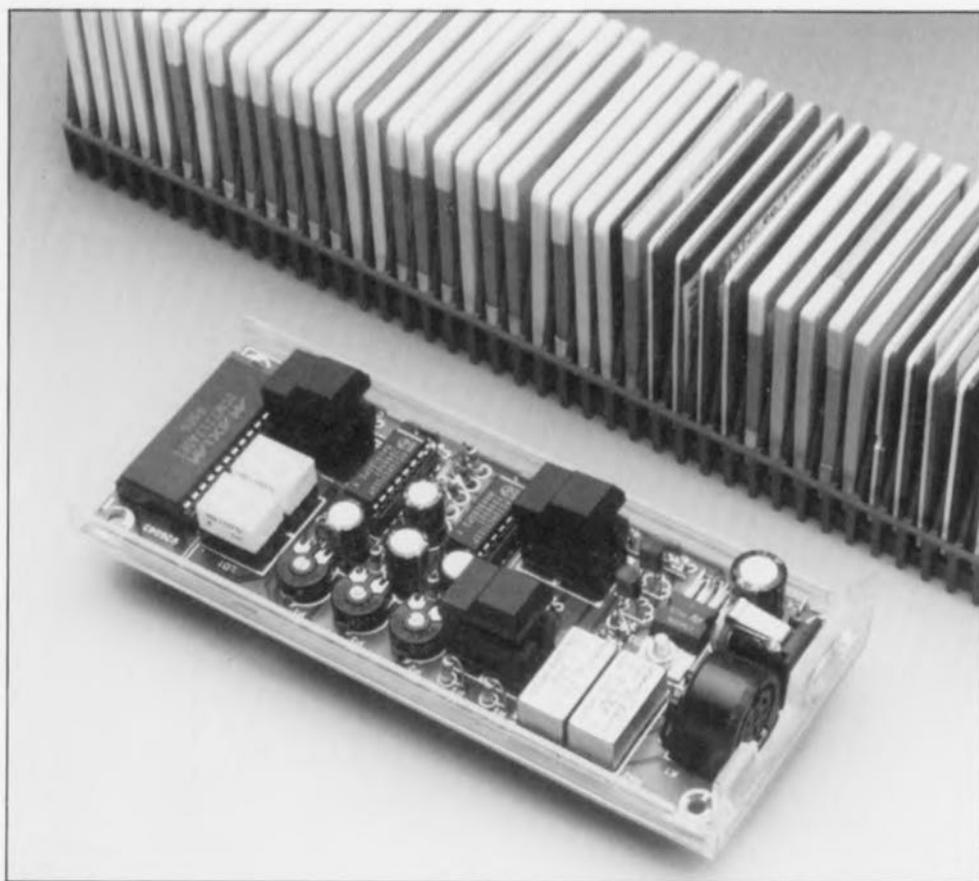
Quelles surprises vous réserve la lecture du prochain numéro d'Elektor ? Vous le saurez en lisant le 192^{ème} numéro de votre magazine préféré.

Soulevons discrètement un pan du voile en vous parlant, dans le désordre et SGDG, d'une extension pour la mono-carte à BOC535, d'un indicateur de consommation de carburant, d'un prolongateur de ligne I²C, d'un suiveur de signal, d'un baromètre à indication de tendance, etc, etc... sans oublier la troisième et dernière partie du cours μ -PIC et tutti quanti consacré aux microcontrôleurs PIC...

diapo-compteur

compte fidèlement lors de vos diaporamas

Ce qui constitue l'un des accessoires de base de tout magnétophone à bandes ou à cassettes qui se respecte reste pourtant un gadget de luxe dans le monde des projecteurs pour diapositives : un compteur visualise, de façon aussi éloquente que possible, la situation – c'est-à-dire, dans le premier cas, la position de la bande et, dans le second la position du magasin à diapositives. Le petit montage électronique faisant l'objet de cet article permet de doter tout projecteur de diapositives de l'accessoire extraordinairement pratique qu'est, en fait, un compteur.



Tout diaporama autre qu'une présentation de diapositives familiale connaît un certain ordre de visualisation des diapositives – numérotées – concernées.

Le résultat de ce choix est un ordre (chrono)logique. Une présentation est, en général, accompagnée d'un commentaire – et/ou de musique – se rapportant à la diapositive montrée à cet instant. Tout le monde comprend que, dans l'obscurité de la salle de présentation, il est quasi-impossible – sans faire appel à une mini-lampe de poche (dont l'utilisation dénote immédiatement pour le

professionnel une approche pour le moins amateur) – de lire les nombres de repère minuscules inscrits sur le cadre des diapositives.

Le principe électronique

Nous faisons appel, pour la réalisation du montage, à un compteur/décompteur intégré qu'il suffit d'adapter aux nécessités spécifiques de notre application.

Il faut, primo, pour que le montage affiche le numéro correct des diapositives, que ce circuit intégré sache s'il faut « avancer » (incrémenter le

contenu du compteur) ou « reculer » (décrémenter donc). Il faudra faire en sorte, secundo, que le circuit entre en action au bon moment.

Pour remplir le cahier des charges ainsi défini, nous allons tout simplement de coupler le diapo-compteur au projecteur, vu que c'est de cet appareil que dépend l'état du compteur. La commande du compteur se fait à l'aide de deux touches de contact, reliées, via deux relais, au projecteur de diapositives. Cette approche garantit donc un synchronisme parfait entre le compteur et le projecteur.

Le circuit convient et pour de projecteurs dont la commande se fait par l'intermédiaire d'une touche unique et pour les types dont le dispositif de commande comporte deux touches distinctes, marche avant et marche arrière. Dans le cas d'une commande à touche unique, une action brève sur la touche se traduit par l'avancement du magasin des diapositives; une action plus longue par un recul de ce magasin (et donc par la visualisation de la diapositive précédente).

Le synoptique de la **figure 1** montre qu'en aval de chacune des deux touches se trouve un **multivibrateur monostable** (MMV1 et MMV2) qui fournissent une impulsion de longueur convenable. MMV1, fournissant une impulsion courte, est responsable de l'avancement du magasin et donc de la projection de la diapositive suivante. MMV2 fournit une impulsion plus longue qui se traduit par le recul du magasin et donc la présentation de la diapositive précédente. Les sorties des deux **multivibrateurs** sont connectées chacune à un relais dont les contacts sont pris en parallèle sur les touches de commande du projecteur utilisé.

Le troisième multivibrateur monostable, MMV3, fait office de circuit de validation et de remise à zéro (*set/reset*). Un tampon *UP/DOWN* « stocke » l'information indiquant quelle a été la touche actionnée, *UP* (avancement) ou *DOWN* (recul) et garantit ainsi un fonctionnement correct du compteur (incrémentation ou décrémentation respectivement) lors de l'arrivée d'une impulsion sur l'entrée correspondante.

Une porte OU discrète, réalisée à l'aide de deux diodes, sert au déclenchement du multivibrateur monostable réglable MMV3. La pseudo-période de MMV3 est plus longue que celles de MMV1 ou de

Figure 1. Le synoptique du diapo-compteur comporte quatre multivibrateurs monostables, une porte OU discrète et un compteur avec un affichage à deux chiffres.

MMV2 ce qui nous garantit un retardement de toute impulsion à venir jusqu'à ce que l'on ait visualisation de la diapositive suivante. Ce n'est qu'à ce moment que le compteur poursuit son travail.

Le couplage réactif existant entre MMV3 et les deux touches évite en outre que, lors d'un changement de diapositive, une action sur l'une de ces touches ne puisse avoir une influence sur l'état du compteur ou du projecteur. Le circuit dispose aussi d'une touche de remise à zéro permettant, bien évidemment, de remettre à zéro le contenu du compteur et donc de l'affichage.

Le circuit intégré compteur/décompteur utilisé permet de commander directement quatre afficheurs à sept segments. L'affichage de notre diapo-compteur se limite cependant à deux chiffres seulement ce qui explique que sa plage de comptage aille de 0 à 99.

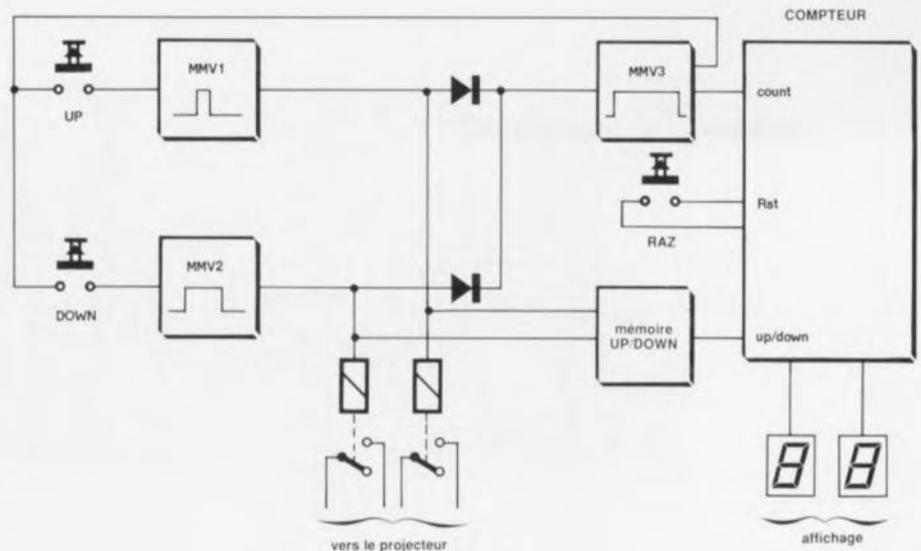
L'électronique en pratique

Le schéma de la figure 2 montre que le circuit réel est sensiblement plus complexe que ne donnait à penser le synoptique de la figure 1. Les quatre multivibrateurs monostables utilisés se trouvent dans deux circuits intégrés du type 74HCT123 : IC2(1/2) correspond à MMV3 et au tampon UP/DOWN, IC3(1/2) aux multivibrateurs MMV1 et MMV2.

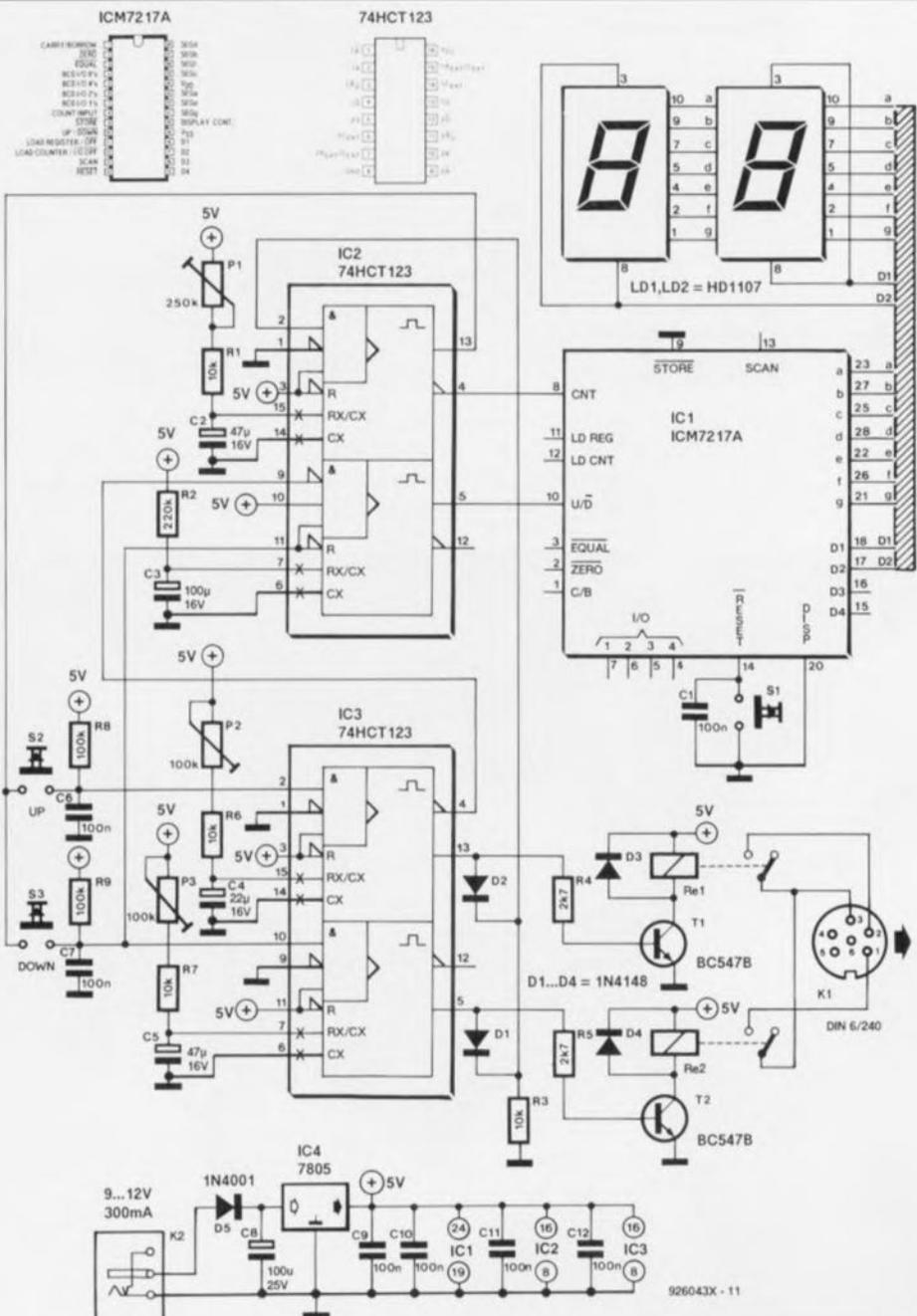
Sur la gauche de ces circuits intégrés nous retrouvons les différents réseaux RC et les deux sous-ensembles anti-rebonds destinés aux touches S2 et S3, dispositifs prenant la forme de R8/C6 et R9/C7 respectivement. Le couplage réactif prend la forme de la connexion entre la broche 13 de IC2 et les touches S2 et S3.

Les connexions vers le projecteur se font par l'intermédiaire de deux petits étages de commande à transistor réalisés à l'aide de R4, T1, Re1, D3 et R5, T2, Re2, D4 respectivement. Les contacts des relais sont reliés aux broches d'une embase DIN femelle encartable telle qu'on en retrouve sur la quasi-totalité des projecteurs pour diapositives.

Figure 2. L'électronique du diapo-compteur ne comporte que quatre circuits intégrés, régulateur de tension y compris.



926043X - 13



926043X - 11

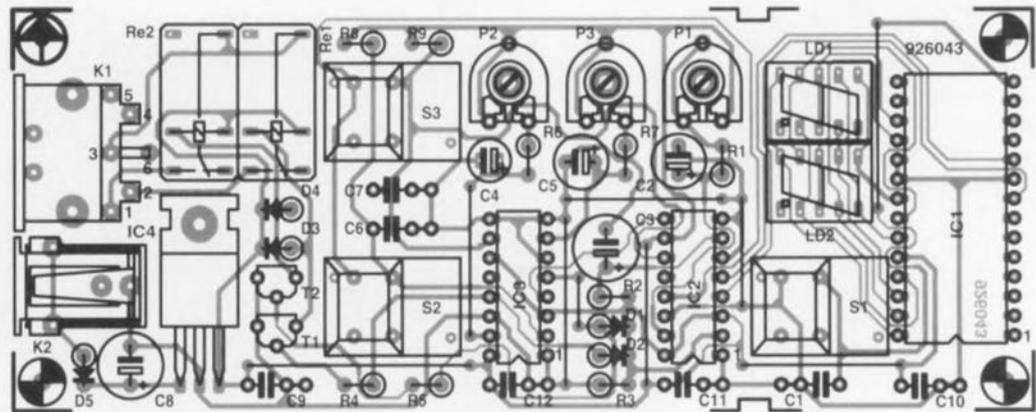


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du diapo-compteur. Attention : il faudra commencer la mise en place des composants par celle des 8 points de câblage !

Liste des composants

Résistances :

R1,R3,R6,R7 = 10 k Ω
 R2 = 220 k Ω
 R4,R5 = 2k Ω
 R8,R9 = 100 k Ω
 P1 = 250 k Ω ajustable
 P2,P3 = 100 k Ω ajustable

Condensateurs :

C1,C6,C7,C9 à C12 = 100 nF
 C2,C5 = 47 μ F/16 V radial

C3 = 100 μ F/16 V radial
 C4 = 22 μ F/16 V radial
 C8 = 100 μ F/25 V radial

Divers :

K1 = embase DIN femelle encartable à 5 ou 6 contacts
 K2 = embase Jack mâle 2,1 ou 2,5 mm encartable pour alimentation
 S1 à S3 = touche contact DIGITAST à contact fugitif
 LD1,LD2 = afficheur à 7 segments à LED HD1107 (Siemens)

Re1,Re2 = relais encartable à contact travail (tel que, par exemple, Siemens V23040-A0001-B201) boîtier (tel que, par exemple, Heddic 222)

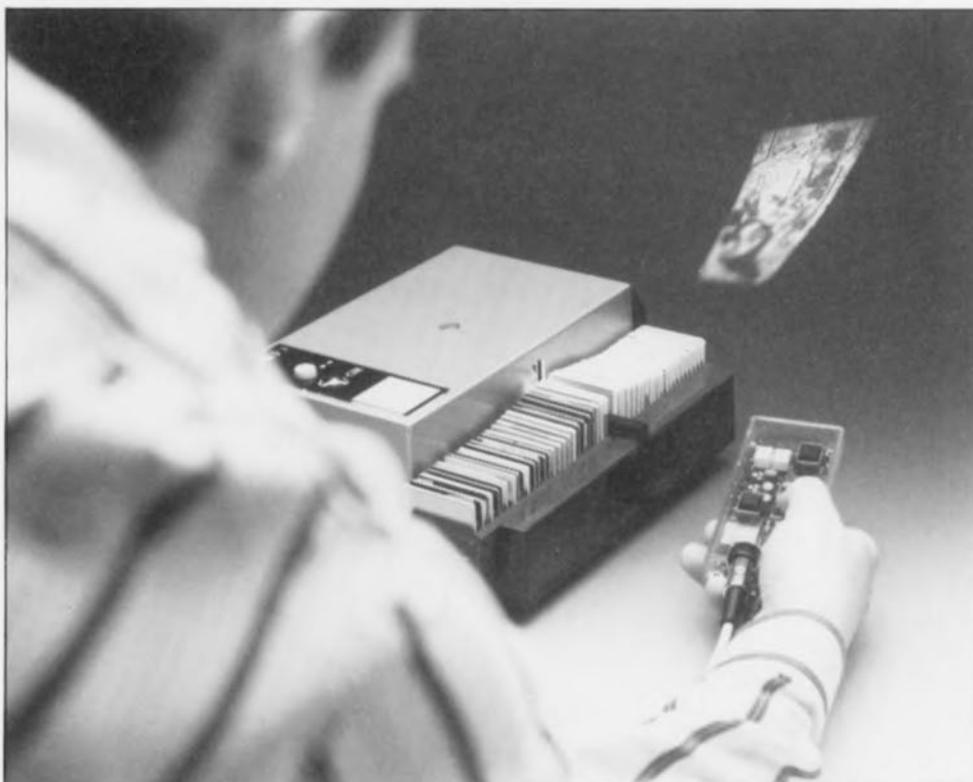
Semi-conducteurs :

D1 à D4 = 1N4148
 D5 = 1N4001
 T1,T2 = BC547B
 IC1 = ICM7217A (Maxim)
 IC2,IC3 = 74HCT123
 IC4 = 7805

Le circuit intégré compteur ICM7217A se caractérise par un nombre de possibilités tellement grand qu'il nous est impossible de

les décrire toutes dans les paragraphes de cet article. Nous limiterons donc aux options mises en oeuvre dans le diapo-compteur.

À l'instant de relaxation (relâchement) de la touche d'avancement le flanc montant appliqué à la broche 2 déclenche IC3(1).



Dans ces conditions la broche 13 de ce circuit intégré passe au niveau haut pendant une durée définie par le réseau RC, P2/R6/C4, et commande, via le relais Re1, le projecteur. Via la diode D2, le signal présent sur la broche 13 arrive également sur la broche 2 de IC2, déclenchant ainsi le multivibrateur monostable MMV3. Le multivibrateur monostable faisant office de tampon UP/DOWN est également déclenché, situation se traduisant par le passage au niveau haut de sa sortie (reliée à l'entrée U/D de IC1) et donc de la mise en position « avancement » du circuit compteur IC1. Les durées des pseudo-périodes ont été définies de façon à ce que IC3(1) soit le premier à être relâché, suivi de IC2(1) et finalement de IC2(2). Cet ordre garantit que le flanc de comptage se produit invariablement lors de la pseudo-période du MMV tampon UP/DOWN. Comme la broche 13 de IC2 se trouve au niveau haut, les touches resteront bloquées jusqu'à l'arrivée du flanc de comptage.

Si l'on appuie sur la touche de recul S3 il se passera pratiquement la même chose. Maintenant IC3(2) prend la relève de IC3(1) ce qui se traduit par une impulsion d'une durée plus longue.

Le fait que le tampon UP/DOWN ne soit pas déclenché par l'intermédiaire de la broche 4 de IC3 est une autre différence notable. L'entrée U/D de IC1 reste de ce fait au niveau bas et ce composant se trouve donc en position de décomptage. Voici toutes les différences qui existent entre une action sur la touche UP et la touche DOWN. Outre cela, tout ce qui a été dit dans le paragraphe précédent reste vrai.

Le régulateur de tension, IC4, abaisse à 5 V la tension comprise entre 9 et 12 V appliquée à son entrée. La tension d'alimentation peut être dérivée du projecteur. Si cela n'est pas possible – ou si l'on ne veut pas bricoler à l'intérieur du projecteur (par peur de perdre sa garantie ou pour toute autre raison) – on pourra faire appel à un petit module d'alimentation secteur capable de fournir un courant de quelque 300 mA.

Sachant que les deux afficheurs sont, comme tous les afficheurs 7 segments à LED, relativement gourmands il ne saurait être question de faire appel à une alimentation par piles. La diode D5, prise en amont du régulateur de tension, fait office de protection contre des erreurs de polarité de la tension d'alimentation.

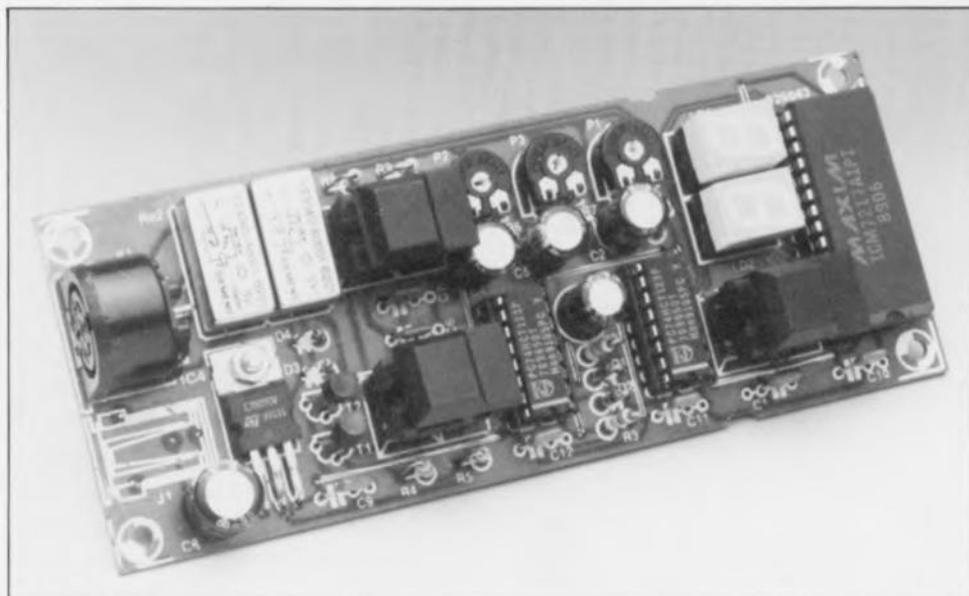


Figure 4. Il va sans dire que les capuchons des touches doivent dépasser le plan défini par la demi-coquille supérieure du boîtier utilisé. Ceci explique qu'il faille faire appel, pour leur montage, à des supports pour circuits intégrés.

Réalisation et étalonnage

Le circuit imprimé dont la figure 3 montre la sérigraphie de l'implantation des composants a été conçu de façon à ce que l'on puisse y implanter la totalité des composants nécessaires à la réalisation du diapo-compteur. Attention : il a été nécessaire, pour garder au circuit imprimé sa caractéristique « simple face » tout en lui donnant des dimensions compactes, de prévoir 8 ponts de câblage.

Il faudra, pour les circuits intégrés IC1 à IC3, les afficheurs et les touches, faire appel à des supports pour C.I (circuit intégré). La mise en place du reste des composants n'appelle pas de remarque spéciale.

La photo de la figure 4 montre un exemplaire de la platine doté de tous les composants. Pour terminer la réalisation pratique du diapo-compteur il suffit de doter le boîtier de votre choix de cinq orifices de dimensions convenables permettant le passage des touches S1 à S3, de l'embase DIN et de l'embase Jack (de l'alimentation).

Avant de pouvoir mettre en oeuvre le diapo-compteur il faudra l'adapter au projecteur utilisé. Si le brochage attribué ici à l'embase DIN du compteur ne correspond pas avec celui de l'embase DIN correspondante de votre projecteur, il vous faudra vérifier, pour toutes les deux fonctions concernées, de quelle tension on dispose sur chacune des broches en question. Si la commande du projecteur se fait à l'aide d'une

seule touche il faudra interconnecter les broches 1 et 2 de l'embase DIN du compteur.

Avant de procéder au réglage du compteur on vérifiera le fonctionnement des afficheurs. Pour ce faire il suffit d'appliquer la tension d'alimentation au circuit. Dans ces conditions on devrait avoir illumination des afficheurs.

On commence l'étalonnage du compteur par la mise en position de résistance maximale de l'ajustable P1 (tourner à fond dans le sens anti-horaire) et par la mise en position de résistance minimale des ajustables P2 et P3 (tourner à fond dans le sens horaire). Il faudra ensuite jouer sur le curseur de l'ajustable P2 jusqu'à ce que l'on ait, après une action sur la touche UP, avancement du magasin des diapositives.

Ce processus est à répéter pour la touche DOWN et l'ajustable P3. Dans le cas d'un projecteur avec une commande à deux touches il n'y a pas le moindre mal à ce que les deux durées de MMV soient identiques. L'ajustable P1 sert au réglage de la durée de la pseudo-période de MMV3. Dans le cas de l'ajustable P3 le but est d'arriver à un réglage tel que le contenu du compteur ne change qu'après le changement de diapositive.

Il suffit maintenant d'une action sur la touche S1 pour remettre l'affichage à zéro et voilà : le diapo-compteur est prêt pour sa première utilisation pratique lors de votre prochain diaporama. ◀

elektor-abc

multivibrateur

Oscillateur à relaxation à plusieurs modes de fonctionnement. Un multivibrateur comprend essentiellement deux transistors (ou, anciennement, deux tubes électroniques) dont l'un est bloqué quand l'autre est conducteur.

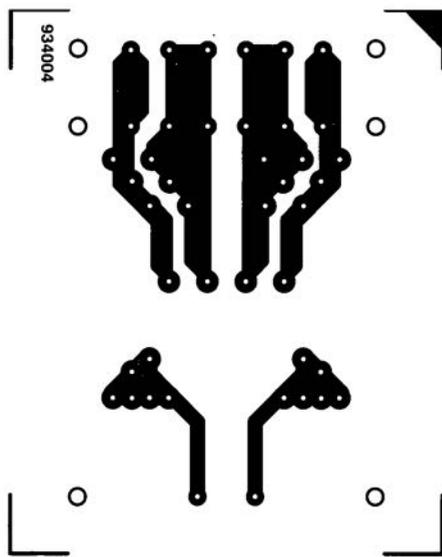
Cet effet se produit grâce à un montage croisé dans lequel le signal de sortie de chacun de ces deux composants est appliqué à l'entrée de l'autre, de manière telle que l'augmentation de courant dans l'un accélère la diminution du courant dans l'autre.

multivibrateur monostable

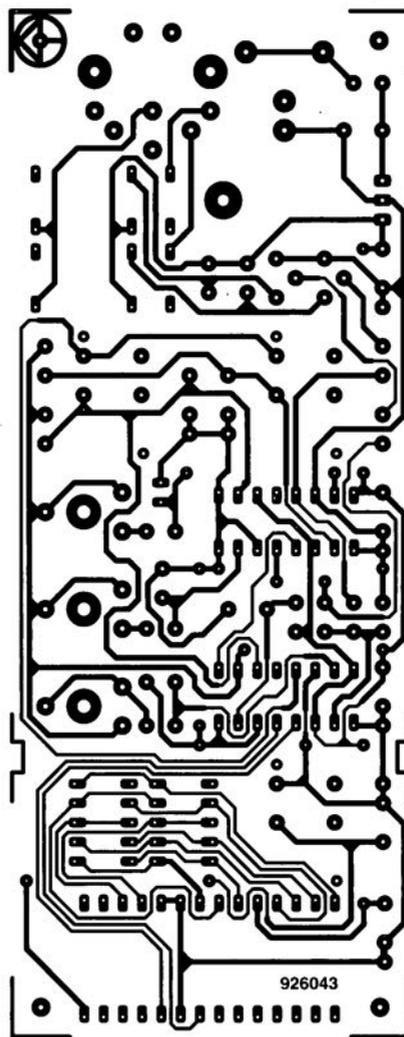
Multivibrateur possédant un état stable et un état instable vers lequel il bascule sous l'action d'une impulsion de déclenchement pour y rester pendant une durée déterminée avant de revenir à son état stable.

EN LIBRE SERVICE

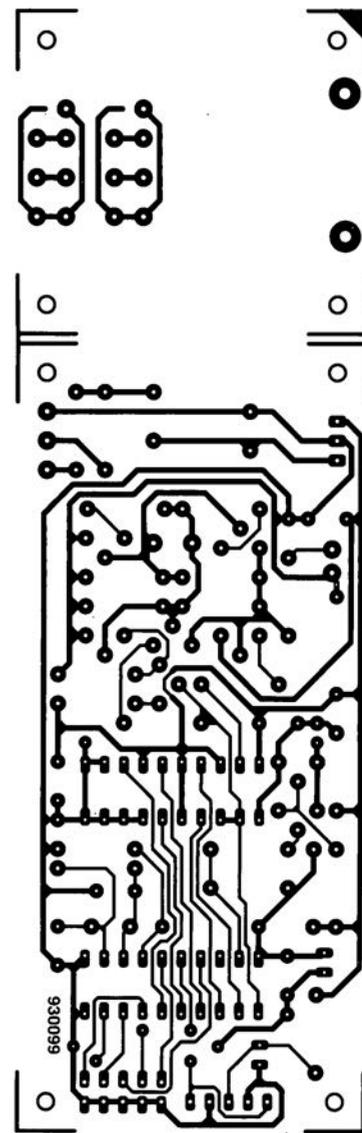
CIRCUITS IMPRIMÉS



alimentation alternative commutable



diapo-compteur



réglage de volume à commande IR

alimentation alternative commutable

auxiliaire précieux lors d'essais en labo



Il n'est pas rare, lors d'essais en laboratoire, que l'on ait besoin d'une tension alternative d'une certaine valeur. Dès lors qu'il s'agit de tensions relativement faibles, l'utilisation d'un variAC (auto-transformateur variable) est bien souvent une approche du type « marteau-pilon en tant que casse-noisette » c'est-à-dire hors de proportion avec les besoins. Nous vous proposons d'utiliser le « circuit imprimé universel pour transformateur » décrit dans le numéro « Hors-Gabarit » de l'an dernier pour réaliser une source de tension alternative faible, commutable.

0 à 260 V, la puissance de la plupart des modèles (pour amateurs) s'étendant de quelque 500 à 1 000 W.

Si l'on a besoin, pour un test ou une expérience, d'une tension alternative faible dont on veut pouvoir ajuster la valeur, le variAC ne constitue pas la solution la plus évidente.



Si l'on a besoin d'une tension alternative relativement élevée on se trouvera forcé, dans la plupart des cas, de faire appel à un variAC (*variable AC* = tension alternative variable), sorte d'auto-transformateur générant une tension alternative que l'on peut faire varier par rotation d'un « bouton » de grandes dimensions.

L'examen de la constitution d'un variAC montre qu'il s'agit d'un transformateur doté d'un unique enroulement bobiné sur un noyau toroïdal de fortes dimensions. Une prise intermédiaire reliée à la molette de l'organe de commande peut se déplacer partout sur le dit enroulement de sorte que l'on dispose à tout instant de la tension alternative de sortie requise.

La plage des tensions que peut fournir un tel appareil va en règle générale de

On pourrait bien évidemment imaginer de brancher le primaire (de 230 V) d'un transformateur basse-tension à la sortie d'un variAC pour disposer ainsi de la faible tension réglable nécessaire. Il doit sûrement exister une solution plus compacte et plus abordable.

Pourquoi, en effet, ne pas envisager d'utiliser un (ou plusieurs) transformateur(s) basse-tension doté(s) de plusieurs enroulements secondaires ? C'est très précisément ce que nous avons fait ici. À condition d'interconnecter les enroulements en série dans l'ordre correct on dispose d'un « enroulement secondaire » à prises intermédiaires multiples. Si l'on dote le dit enroulement d'un sélecteur on se trouve en présence d'un transformateur « réglable » – qui, en outre, offre toutes les garanties de sécurité vu que, contrairement à ce qui est le cas d'un variAC, il ne se trouve pas en liaison directe avec le secteur.

Le schéma

La photographie de la **figure 1** vous propose un exemplaire du circuit imprimé universel pour transformateur terminé dont il nous en faudra 2.

La **figure 2** vous propose le schéma du circuit imprimé universel pour transformateur tel que décrit dans le numéro de Juillet/Août '93 et dont nous n'utiliserons ici que le schéma du haut, c'est-à-dire celui basé sur un transformateur doté de 2 enroulements secondaires.

Dans le même ordre d'idées on jettera un coup d'oeil à la **figure 3** qui représente la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé universel pour transformateur : seuls

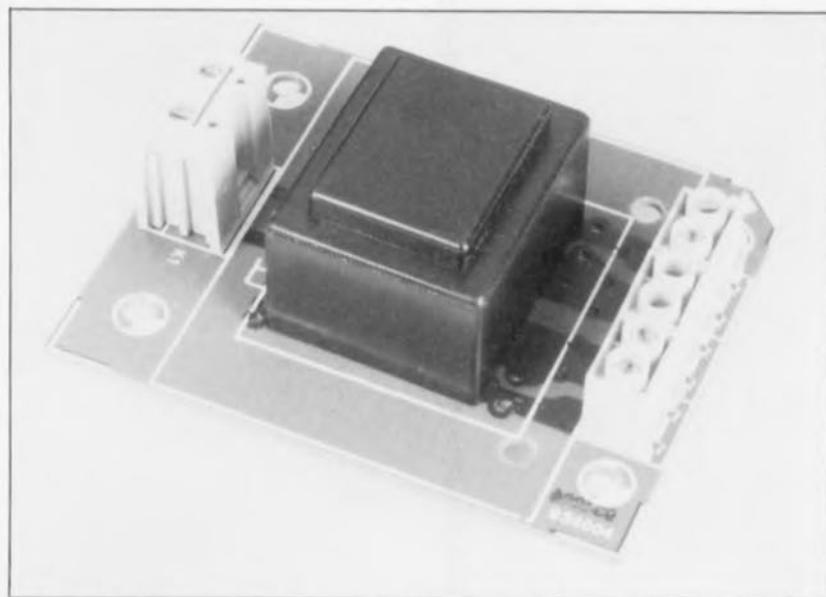


Figure 1. Il nous faut 2 exemplaires du circuit imprimé universel pour transformateur.

sont à implanter les connecteurs K2 et K4, K3 n'est pas à mettre en place !

Le schéma complet de l'électronique de cette réalisation vous est proposé en figure 4. Le commutateur rotatif S1a/b permet la mise en série, de différentes façons, des enroulements secondaires des transformateurs présents sur les 2 platines. On dispose ainsi des différents niveaux de tension indiqués sur les différents plots du rotacteur.

Si l'on utilise les 2 types de transformateurs indiqués sur le schéma – à savoir un exemplaire doté de 2 enroulements de 9 V et un second à 2 enroulements de 6 V – on peut disposer des tensions suivantes :

- 9 V et 18 V (obtenus à l'aide d'un des 2 enroulements du transformateur de 9 V ou de ses 2 enroulements pris en série);
- 6 V et 12 V (obtenus de la même façon que plus haut, mais à partir du transformateur de 6 V cette fois); il est en outre possible de disposer d'une tension de
- 3 V (par la prise en tête-bêche d'un enroulement de 6 V en série avec un enroulement 9 V), de
- 24 V (prise en série des 2 enroulements de 9 V et d'un enroulement de 6 V).

Il existerait encore les possibilités de

- 30 V, (prise en série des 2 enroulements de 9 V et des 2 enroulements de 6 V), approche non prévue dans le cas présent,

- 21 V, (prise en série des 2 enroulements de 6 V et d'un enroulement de 9 V), valeur que nous n'avons pas prévue ici.

Le principe à la base de ce montage est on ne peut plus ancien et connu : lorsque l'on met correctement (« en phase ») en série 2 enroulements, voire plus, on mesure entre les conducteurs de l'association restés libres (ses extrémités) la somme des tensions fournies individuellement par chacun des enroulements. En cas de montage à contre-sens (en « anti-phase ») de l'un des enroulements il faudra non pas ajouter la tension du dit enroulement à celle fournie par l'autre (ou les autres) mais la soustraire.

Le commutateur rotatif de la figure 4 permet l'établissement de toutes les combinaisons-série imaginables de ces enroulements, 3, 6, 12, 18, 24 V, exception faite, comme nous le disions plus haut, des combinaisons 21 et 30 V. Nous avons, sur notre prototype, opté pour un transformateur de 2 x 9 V/12 VA et un autre de 2 x 6 V/8 VA, vu que ces transforma-

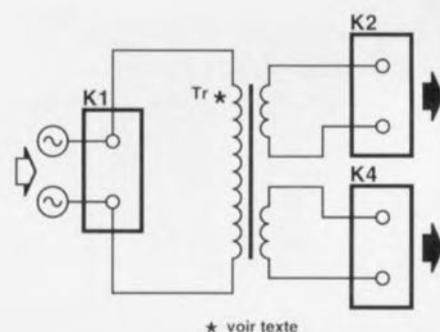
teurs sont en mesure de fournir un courant presque identique. Il ne faudra cependant pas perdre de vue que la tension du secondaire de chacun des transformateurs dépasse, hors-charge, la tension qu'ils fournissent en cas de connexion d'une charge à leur sortie.

La réalisation

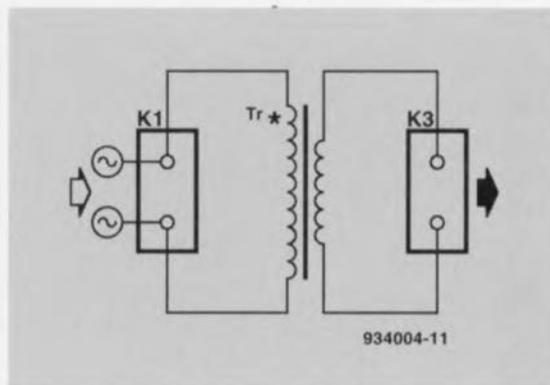
Il faudra faire attention, lors de la réalisation de cette alimentation alternative commutable, à ne pas faire preuve de nonchalance, même si l'opération semble d'une simplicité enfantine : il est si facile de faire une erreur lors du câblage du rotacteur.

Il est un autre point auquel il faut faire attention : la polarité des transformateurs ! Il faut en effet veiller à ce qu'elle soit la même pour les 2 transformateurs car sinon l'addition des tensions des secondaires ne se fait pas correctement. Ceci ne peut pas, heureusement, se traduire par un court-circuit retentissant, mais se traduit par des tensions de sortie différentes de celles correspondant normalement à une position donnée du rotacteur.

Il est important également de bien s'assurer que le commutateur rotatif utilisé n'a pas la malencontreuse caractéristique d'interconnecter momentanément 2 contacts au cours du passage d'une position à l'autre : cela produit un court-circuit passager ! Puisque nous en sommes à parler de court-circuit, ce n'est pas



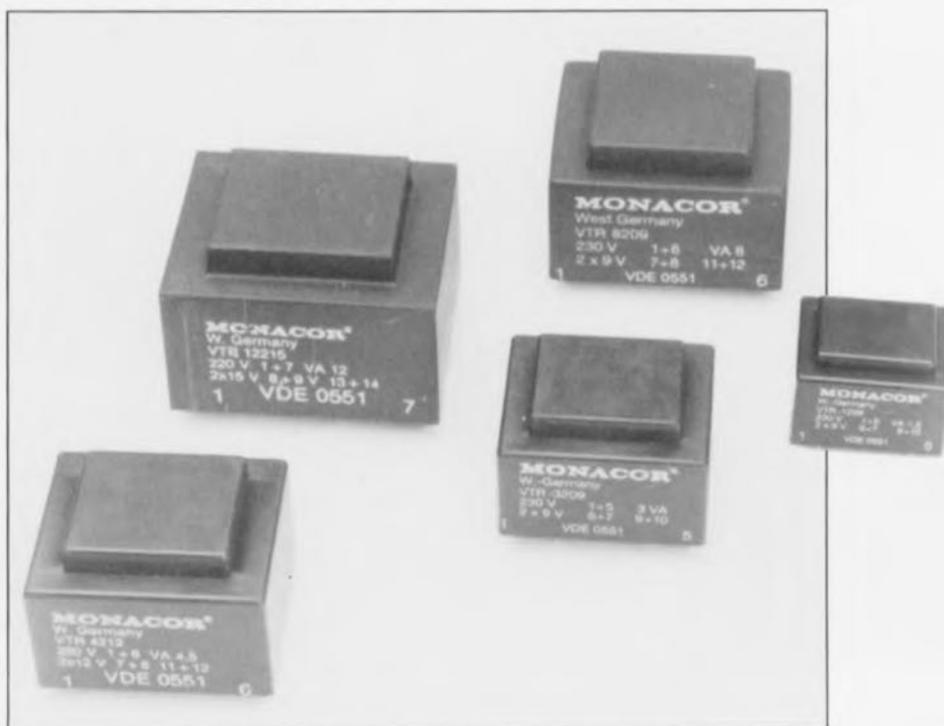
* voir texte



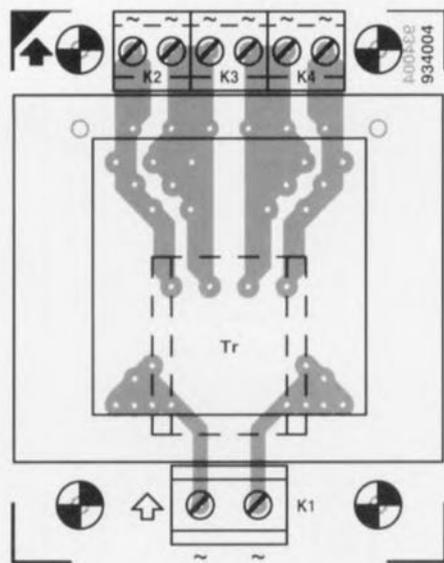
934004-11

Figure 2. Nous n'utilisons, dans cette application, que le schéma supérieur des 2 croquis représentés ici.

une mauvaise idée de n'utiliser, vu les applications du montage en question, que des transformateurs dotés d'un dispositif de protection interne contre les courts-circuits; si l'on fait appel à des transformateurs ne comportant pas une sécurité de ce genre il est conseillé de prendre dans l'embase secteur à porte-fusible intégré un fusible (retardé).



Il existe une variété extraordinaire de transformateurs moulés utilisables pour l'application décrite ici.



Liste des composants

Divers :

Tr1 = transformateur encartable 2 x 9 V/12 VA
 Tr2 = transformateur encartable 2 x 6 V/8 VA
 K1, K1' = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
 K2, K2', K4, K4' = bornier encartable à

2 contacts au pas de 5 mm
 K3 = embase d'entrée secteur (dotée le cas échéant d'un porte-fusible incorporé)
 2 embases banane femelle
 S1 = commutateur rotatif 2 circuits/6 positions (coupure avant établissement de contact)
 S2 = interrupteur secteur double à mignonne néon

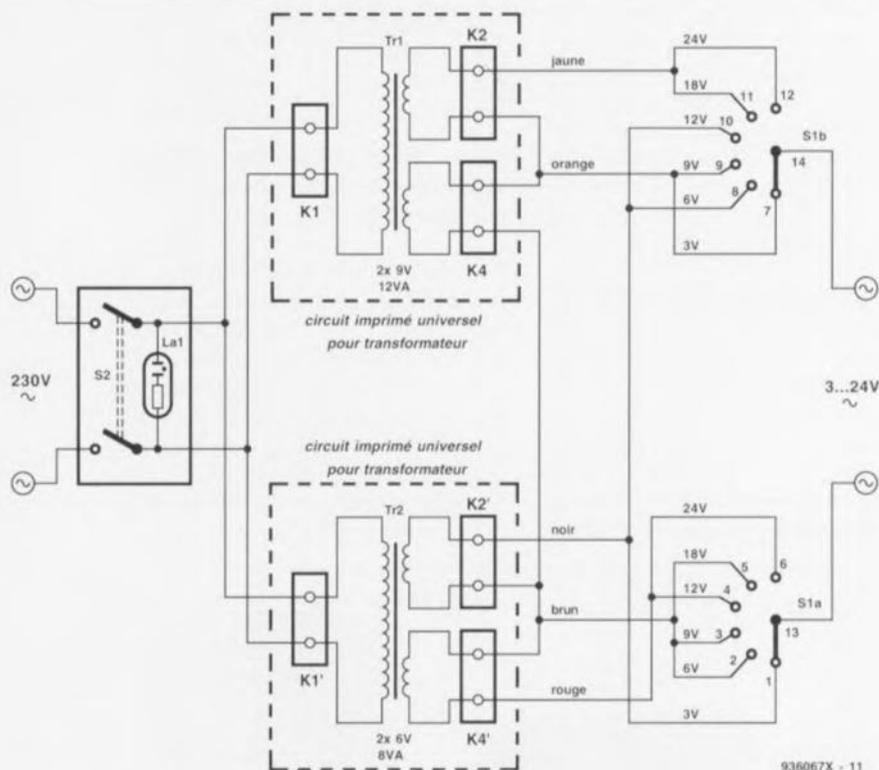
Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine utilisée pour cette réalisation. Vu que du côté du secondaire seuls les borniers extérieurs, K2 et K4, sont utilisés, il n'est pas nécessaire d'implanter, voire recommandé de ne pas le faire pour éviter tout risque d'erreur, le bornier K3.

Ne perdez pas de vue, lors de la réalisation et de la mise en coffret, les règles de sécurité élémentaires, telles qu'isolation des extrémités des conducteurs, espacement à respecter entre des conducteurs véhiculant une tension, etc... On pourra, en cas d'utilisation des transformateurs mention-

nés dans le schéma, se contenter d'un fusible de 125 mA (T).

En cas d'utilisation de transformateurs de puissance plus grande il faudra choisir un fusible de caractéristiques convenables.

Renseignez-vous auprès de votre revendeur en ce qui concerne les transformateurs qu'il est en mesure de vous fournir; la platine est dessinée de manière à pouvoir recevoir une trentaine de types de chez Monacor, Block, Hahn, dont on retrouve l'énumération dans l'article cité en référence [1] de la bibliographie, sans compter tous les modèles (normes VDE 0551) d'autres firmes telles qu'Orbitec, etc que nous n'avons pas essayés. ◀



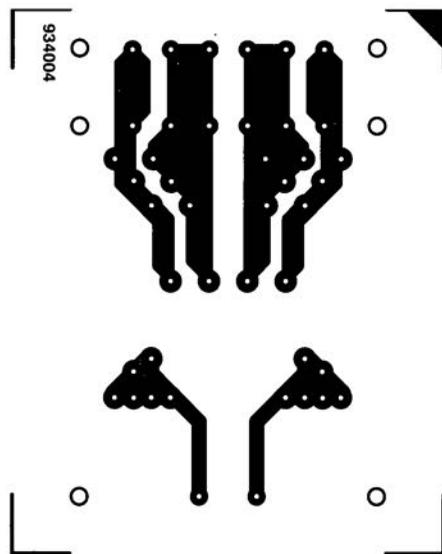
Bibliographie:

[1] circuit imprimé universel pour transformateur, *Elektor* n° 181/182, Juillet/Août 1993, page 43 et suivante.

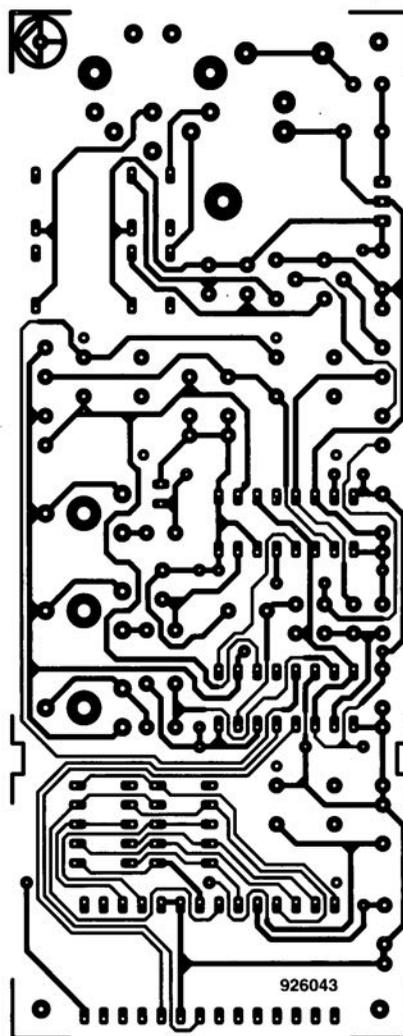
Figure 4. La prise en série, tant en phase qu'en anti-phase des enroulements secondaires de 2 circuits imprimés universels pour transformateur dotés de leurs composants permet la génération de tensions alternatives de valeurs très diversifiées qui dépendent des caractéristiques des transformateurs utilisés.

EN LIBRE SERVICE

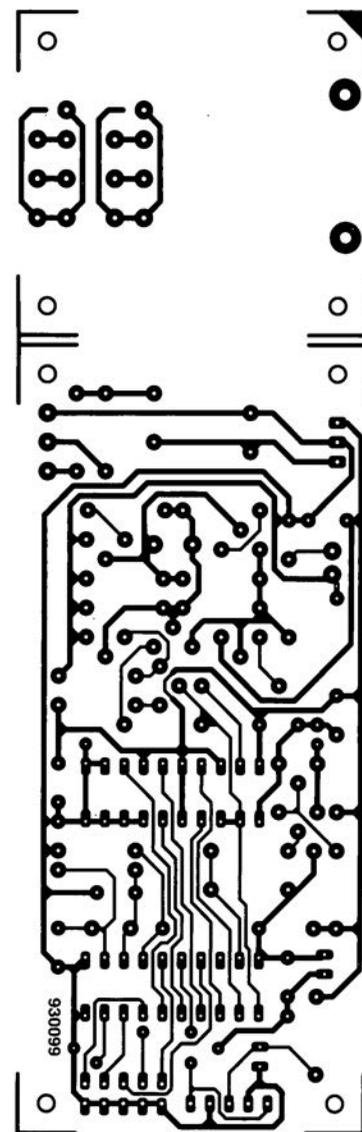
CIRCUITS IMPRIMÉS



alimentation alternative commutable



diapo-compteur



réglage de volume à commande IR