

# ELEKTOR

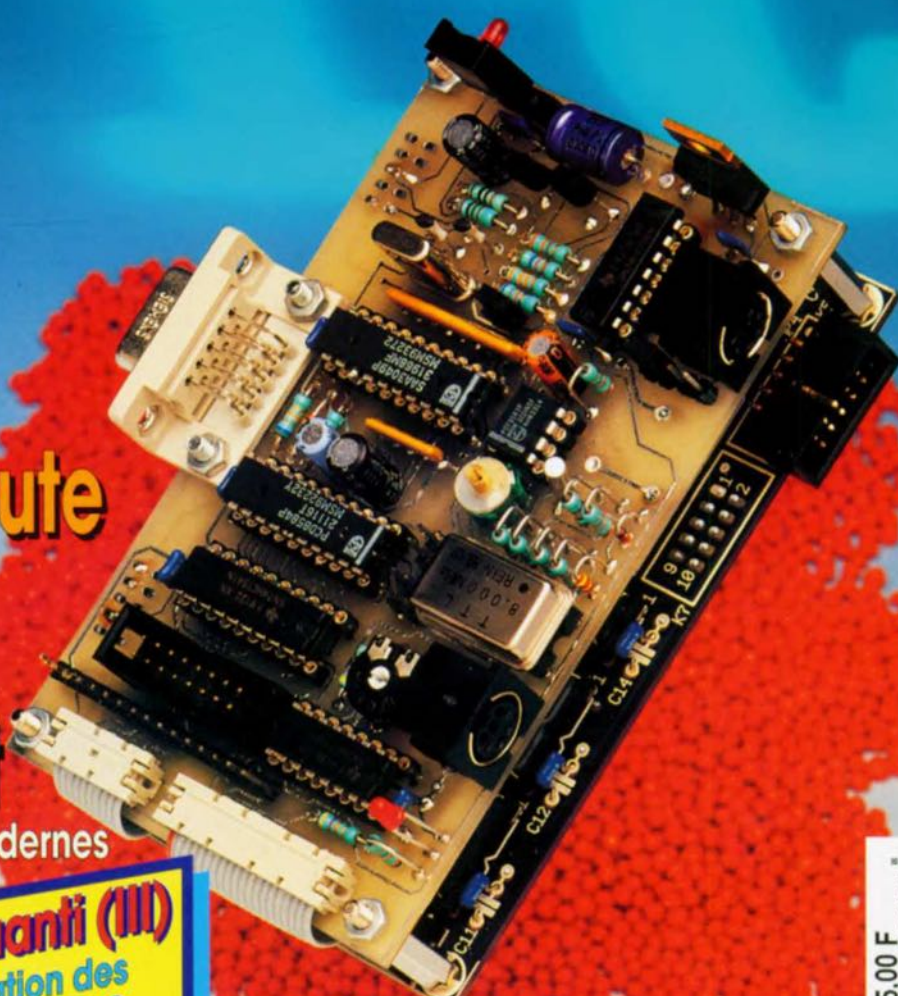
*l'électronique créative*

**carte d'extension** pour la  
mono-carte à  
80C535

baromètre  
à indicateur  
de tendance

amplificateur  
Hi-Fi pour  
casque d'écoute

consomètre  
de carburant  
pour moteurs à injection modernes



**cours  $\mu$ -PIC & tutti-quanti (III)**  
tout savoir sur la programmation des  
composants de la famille des PIC

mensuel 180 FB 8,20 FS

ELEKTOR

M 1531 - 192 - 25,00 F





# SOMMAIRE



n° 192  
juin 1994

Nous voici (enfin) arrivés à la veille des vacances (bien méritées), aussi ne serez-vous guère surpris de trouver à notre « programme » un fusible (réarmable) pour camping... Le titre de montage du mois va sans doute à l'extension pour mono-carte à 80C535, mais aurait aussi bien pu être attribué à l'amplificateur Hi-Fi pour casque d'écoute, au consommètre de carburant ou au baromètre. Avec la troisième partie du cours µPIC et tutti quanti nous nous mettons à l'heure du numéro double Hors-Gabarit comportant lui aussi un rien de... PIC.

## INFORMATIONS

### Intérêt général

- 27 BP59, le Courrier Lecteurs
- 28 la logique basse tension  
travaille entre 1 et 3,6V
- 37 logiciel : ULTIboard Entry Designer  
logiciel de capture de schémas et de dessin de circuits imprimés.
- 38 cours µPIC et tutti quanti 3<sup>e</sup> partie
- 59 le tort : débitmètre RS-232

## RÉALISATIONS

### Micro-informatique

- 22 extension pour la mono-carte à 80C535  
projet : W. Häcklander & S. Furchtbar  
interfaces additionnelles pour plus de puissance
- 50 prolongateur de bus I<sup>2</sup>C  
intercommunication sur de grandes distances

### Voiture, moto & vélo

- 32 consommètre de carburant  
pour moteurs à injection modernes projet : F. Ebert

### Loisirs & bricolage

- 44 fusible électronique pour le camping  
ajustable et réutilisable d'après une idée de E. Bosman

### Audio, vidéo & musique

- 54 amplificateur Hi-Fi pour casque  
pour un plaisir d'écoute sans bornes

### Domestique

- 60 inter-sélecteur de lampes halogènes  
pour systèmes à rails de tension projet : M. Marquart

### Mesure et test

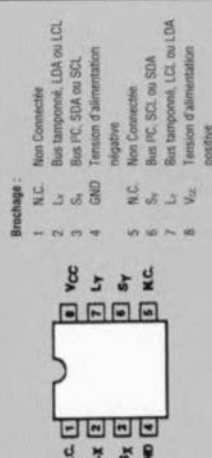
- 62 baromètre à indication de tendance  
devenez votre propre prévisionniste météo

## ELEKTOR – infocartes

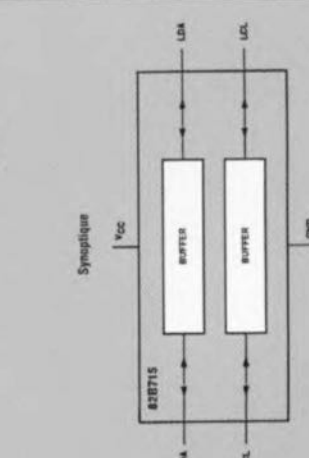
82B715  
prolongateur de bus I<sup>2</sup>C

Circuits intégrés  
numériques 14

ELEKTOR infocarte 249



**Description générale :**  
Le 82B715 est un circuit intégré bipolaire destiné à une utilisation dans des systèmes à bus I<sup>2</sup>C. Tout en conservant l'ensemble des modes d'opération et des caractéristiques du bus I<sup>2</sup>C, le 82B715, du fait qu'il introduit un tamponnage des lignes de données (SDA) et d'horloge (SCL), permet d'agrandir la distance de séparation pratique entre les composantes d'un bus I<sup>2</sup>C.  
La limite supérieure de 400 pF pour la capacité du bus I<sup>2</sup>C restreint la distance de communication pratique à quelques mètres seulement. L'utilisation d'un 82B715 à chacune des extrémités d'un câble relativement long réduit la capacité du bus I<sup>2</sup>C d'un facteur 10 et permet de faire appel, pour l'extension du réseau I<sup>2</sup>C, à des câbles standard et donc de faible coût.



**Caractéristiques :**  
 • tampon double à gain en tension unitaire,  
 • compatible bus I<sup>2</sup>C,  
 • possibilité d'inclure et la tension d'alimentation et la masse dans les niveaux des signaux logiques,  
 • transformation d'impédance X10 et  
 • large plage de tension d'alimentation admissible.

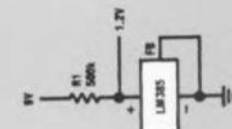
Circuits intégrés  
linéaires 26

ELEKTOR infocarte 248

Boîtier TO-92  
vu du dessous



Référence 1,2 V



**Description générale :**  
Le LM385 est un régulateur de shunt à référence de tension à barrière de potentiel (band gap) et à très faible consommation dont la tension « zener » peut être réglée entre 1,24 et 5,3 V. Mesuré sur toute la plage de service du courant « zener » (10 µA à 20 mA) le régulateur se caractérise par une résistance dynamique très faible et une bonne stabilité en température.  
Lors de la fabrication la tension de référence est réglée sur la puce (on-chip-trimming). Pour obtenir, à long terme, un bruit faible et une bonne stabilité, les régulateurs se composent uniquement de transistors et de résistances. Le fait que le circuit intégré supporte relativement bien une charge capacitive facilite sensiblement son utilisation pratique. La consommation ultra-faible du circuit le prédestine quasiment à des applications alimentées par pile(s). La plage étendue du courant « zener » fait que le LM385 peut très bien servir de substitut pour des références plus vieilles et ce avec une tolérance plus restreinte.

**Caractéristiques :**  
 • tension « zener » réglable de 1,24 à 5,3 V,  
 • plage du courant « zener » de 10 µA à 20 mA,  
 • tolérance de début de 1 à 2%,  
 • impédance dynamique de 1 Ω et  
 • il existe également des versions non-réglables de 1,2 V (LM385-1.2) et de 2,5 V (LM385-2.5)

**Boîtier S0**  
Référence 5 V  
V<sub>OUT</sub> = 1,24 (R<sub>2</sub> / (R<sub>1</sub> + R<sub>2</sub> + 1))

source : Texas Instruments

source : Philips Semiconductors Microcontroller Product

943026

943026-1

# extension pour la mono-carte à 80C535

*interfaces additionnelles pour plus de puissance*

projet : W. Häcklander & S. Furchtbar



**La mono-carte à 80C535 a été à plusieurs reprises à l'honneur dans les colonnes de ce magazine. Elle nous a semblé ouvrir des perspectives tellement intéressantes que nous lui avons même consacré un cours de 3 articles. À l'origine, cette mono-carte comporte un microcontrôleur extrêmement puissant qui en permet l'utilisation pour de très nombreuses applications. Grâce à l'extension décrite dans cet article, la mono-carte à 80C535 se voit dotée d'un certain nombre d'interfaces qui lui facilitent énormément la communication avec le monde extérieur.**

- Nouvelles interfaces**
- Affichage LCD
  - Décodeur IR (code RC5)
  - Interface I<sup>2</sup>C
  - Horloge en temps réel
  - Mémoire RAM avec tampon
  - Connexion pour horloge DCF
  - Connexion RS-232 standard

Ce n'est sans doute pas la première fois que vous lirez que le 80C535 est, grâce aux nombreuses possibilités d'Entrées/Sorties qu'il possède, un microcontrôleur très puissant, utilisable pour de très nombreuses applications. En dépit des nom-

breuses interfaces intégrées dont il est doté, il arrive que l'on ait besoin, pour l'une ou l'autre application, de possibilités supplémentaires. L'adjonction de la carte d'extension proposée ici dote la mono-carte à 80C535 d'un certain nombre d'inter-

faces qui lui étaient, jusqu'à présent, inconnues. Cette extension vient se monter en gigogne sur la mono-carte à 80C535, le sandwich ainsi constitué étant prêt à affronter les défis les plus extravagants qui soient. Grâce au décodeur de code RC5 présent sur la carte d'extension il devient possible d'envisager l'utilisation d'une télécommande IR dans un programme d'application.

L'utilisateur dispose également en permanence de l'heure exacte grâce à l'horloge en temps réel embarquée sur cette platine d'extension. Les amateurs d'heure exacte « exacte » pourront utiliser une horloge DCF qu'il leur faudra relier à l'embase prévue spécialement à cet effet, K16, une mini-DIN à 6 contacts. On est assuré ainsi que l'horloge en temps réel donne toujours l'heure exacte. L'horloge comportant une mémoire RAM de petite capacité dont le contenu est conservé par un accu, et ce même lorsque l'alimentation est coupée.

L'affichage de résultats d'opérations est grandement facilité par la possibilité de doter la mono-carte à 80C535, via cette interface d'extension, d'un affichage LCD standard. L'utilisateur a ici le choix entre 1 ou 2 lignes de 16 à 40 caractères. Il va sans dire qu'il existe également une connexion optionnelle pour le rétroéclairage dont sont dotés de nombreux modules LCD.

La carte multi-E/S présentée ici comporte, nous l'avons mentionné plus haut, outre une connexion pour un affichage LCD, également une interface I<sup>2</sup>C. Cette interface permet, sans le moindre problème, la commande du module à afficheurs 7 segments à LED (Elektor n° 165, mars 1992, page 28 et suivantes).

La disquette ESS 946197-4 disponible pour l'extension pour la mono-carte à 80C535 intègre toutes les routines nécessaires à l'établissement d'une communication I<sup>2</sup>C entre la mono-carte à 80C535 et l'affichage LCD. Le programme donné à titre d'exemple écrit chaque seconde une nouvelle valeur dans le circuit intégré central du module à afficheurs 7 segments à LED (SAA1064), de sorte que l'affichage incrémente au rythme d'une seconde.

On pourra transférer les routines concernées à l'aide du moniteur EMON vers la mono-carte à 80C535 via l'interface série. L'affichage est relié à l'extension pour la mono-carte à 80C535 via l'embase K13.

Nous avons, pour faciliter l'existence de tous ceux que cette extension pourrait intéresser, rassemblé sur une disquette (ESS 946197-4), divers sous-programmes et autres routines de support écrits en langage machine.

## Venons-en au matériel

Le schéma de la **figure 1** vous propose l'électronique de la platine d'extension pour la mono-carte à 80C535. Il est difficile d'y trouver un fil conducteur vu qu'il s'agit en fait

d'un « ramassis » de petites interfaces en tous genres sans relation entre elles. Le décodage d'adresses basé sur IC5, un classique 74HCT138, constitue en quelque sorte la clé nous permettant d'entrer au cœur du schéma. On applique aux

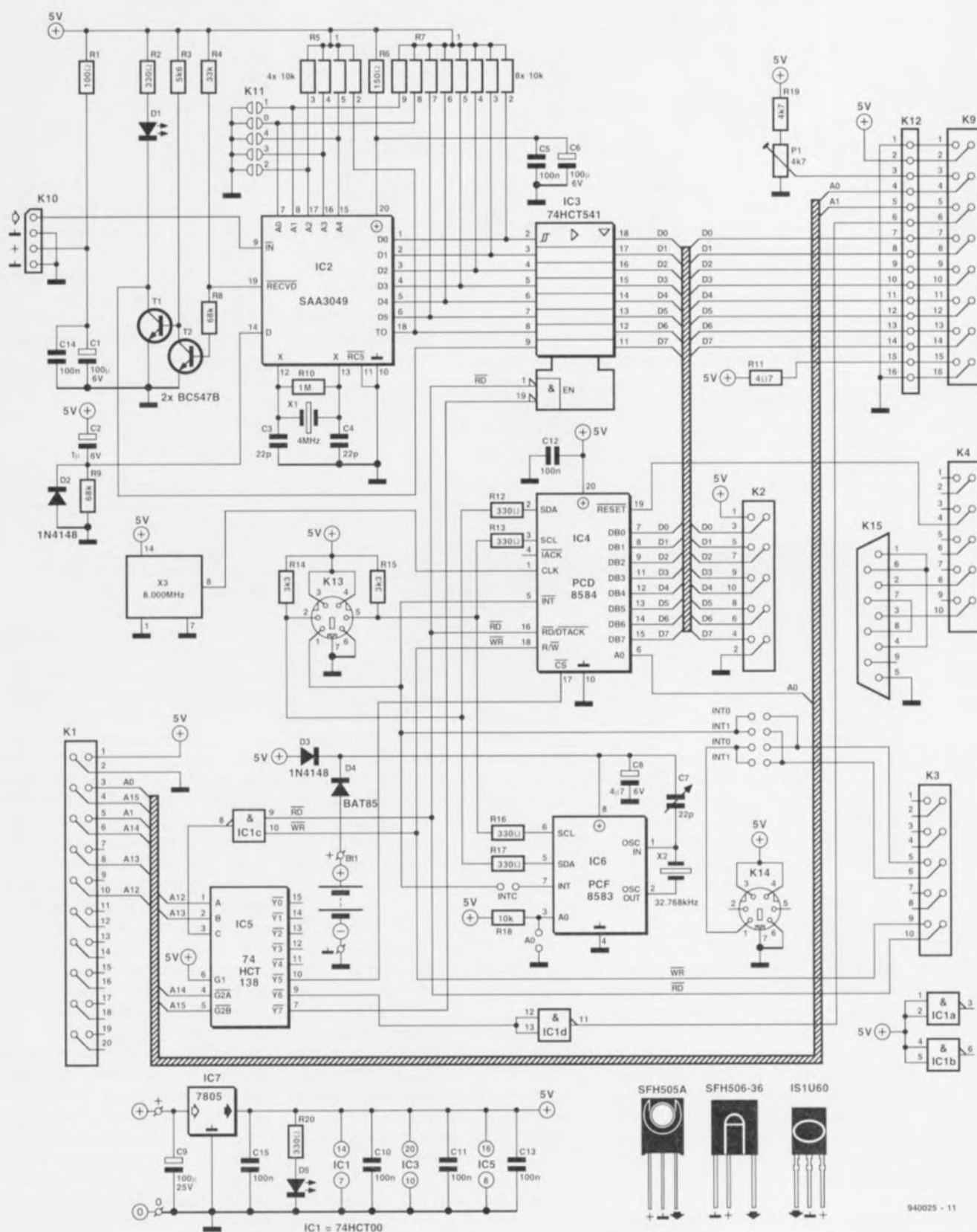


Figure 1. L'électronique de l'extension pour la mono-carte à 80C535 se singularise par la présence d'un nombre important d'embase de toutes sortes.



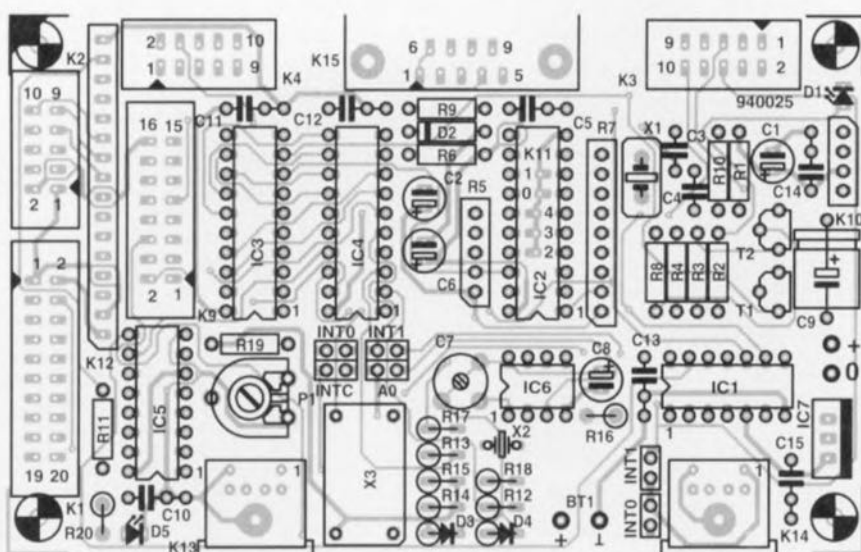


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine double face à trous métallisés dessinée pour cette réalisation. Elle possède exactement les mêmes dimensions que la mono-carte à 80C535, permettant un montage gigogne.

#### Liste des composants

##### Résistances:

R1 = 100  $\Omega$   
 R2, R12, R13, R16, R17, R20 = 330  $\Omega$   
 R3 = 5k $\Omega$   
 R4 = 33k $\Omega$   
 R5 = réseau SIL de 4 résistances de 10k $\Omega$   
 R6 = 150  $\Omega$   
 R7 = réseau SIL de 8 résistances de 10k $\Omega$   
 R8, R9 = 68k $\Omega$   
 R10 = 1M $\Omega$   
 R11 = 4k $\Omega$   
 R14, R15 = 3k $\Omega$   
 R18 = 10k $\Omega$

R19 = 4k $\Omega$

P1 = ajustable 4k $\Omega$

##### Condensateurs:

C1, C6 = 100  $\mu$ F/6V radial  
 C2 = 1  $\mu$ F/6V radial  
 C3, C4 = 22pF  
 C5, C10 à C15 = 100nF  
 C7 = 22pF variable  
 C8 = 4 $\mu$ F/6V radial  
 C9 = 100  $\mu$ F/25V radial

##### Semi-conducteurs:

D1, D5 = LED  
 D2, D3 = 1N4148

D4 = BAT85 (Philips)  
 T1, T2 = BC547B  
 IC1 = 74HCT00  
 IC2 = SAA3049  
 IC3 = 74HCT541  
 IC4 = PCD8584 (Philips)  
 IC5 = 74HCT138  
 IC6 = PCF8583 (Philips)  
 IC7 = 7805

##### Divers:

K1 = embase encartable mâle à 2 rangées de 10 contacts (HE-10)  
 K2, K3 = embase encartable mâle à 2 rangées de 5 contacts (HE-10)  
 K9 = embase encartable mâle à 2 rangées de 8 contacts (HE-10)  
 K10 = embase encartable SIL à 1 rangée de 4 contacts (HE-10) (barrette autosécable)  
 K12 = embase encartable SIL à 1 rangée de 16 contacts (HE-10) (barrette autosécable)  
 K13, K14 = connecteur mini-DIN femelle à 6 contacts  
 K15 = embase sub-D femelle à 9 contacts en équerre encartable  
 INT0, INT1, INTC, A0 = 2 x 2 contacts (barrette autosécable) avec cavalier de court-circuit  
 INT0, INT1 = 2 paires de contacts (barrette autosécable) avec cavalier de court-circuit  
 X1 = quartz 4 MHz  
 X2 = quartz 32,768 kHz  
 X3 = oscillateur à quartz TTL 8 MHz  
 BT1 = pile 3 à 4,5 V

**N.B.** Pour garder une certaine compatibilité dans la numérotation des connecteurs avec ceux de la mono-carte à 80C535, il n'existe pas sur cette extension d'embases baptisées K4 à K8.

entrées de ce circuit intégré les lignes d'adresses A12 à A15 ainsi que, à travers une fonction logique OU, une combinaison des signaux RD (*Read* = lecture) et WR (*Write* = écriture). 3 seulement des signaux de sortie de ce décodeur sont utilisés. Le signal de la sortie U7 adresse le tampon de bus à 8 bits, IC3, qui se trouve à l'adresse 03000<sub>HEX</sub>, le signal Y6 sert à la sélection de l'affichage LCD (adresses 02000 à 02003<sub>HEX</sub>), le dernier signal, Y5 (adresses 01000 et 01001<sub>HEX</sub>), sert à l'adressage du contrôleur de bus I<sup>2</sup>C, IC4.

Dans la pratique les blocs d'adresses définis par IC5 ont une taille beaucoup plus importante que ne le donne à penser cette cartographie limitée; ils ont en effet une taille de 01000<sub>HEX</sub> emplacements.

Ce décodage « lâche » ne pose pas de problème en pratique et nécessite un nombre de composants sensiblement moindre que celui qu'exigerait un décodage exact.

Commençons par nous intéresser à l'interface LCD dont la caractéristique la plus frappante est sa simplicité. L'affichage LCD est intégré directement dans le domaine des Entrées/Sorties (*mapped I/O*) du microcontrôleur à l'adresse indiquée quelques lignes plus haut.

Comme il existe dans la pratique 2 « types » de connexions pour les affichages à LCD vendus dans le commerce, nous avons prévu une connexion via une embase mono-rangée, K12, et une embase à 2 rangées de contacts, K9. Le réglage de la luminosité de l'affichage se fait par l'intermédiaire de l'ajustable P1, celui d'un éventuel rétroéclairage à base de LED l'étant par choix judicieux de la valeur de la résistance R11.

L'interface centrée sur le récepteur IR IC2, un SAA3049, est sensiblement plus complexe. On connecte à l'embase K1 un récepteur IR intégré complet, tel que le SFH505/06 ou IS1U60. Le dit récep-

teur intégré convertit la lumière infrarouge qu'il capte en signaux électriques que puisse traiter IC2. Les condensateurs C1 et C14 filtrent la tension d'alimentation utilisée par le circuit intégré de réception. En cas de réception de données RC5 valides le circuit intégré produit le clignotement de la LED D1 via l'étage à transistors construit à l'aide de T1 et T2 et d'une paire de résistances. Via IC3 ces impulsions sont également placées sur la ligne de données D7 de la mono-carte à 80C535.

Cette ligne est mise au niveau bas pendant une quinzaine de millisecondes après chaque réception de code. Le processeur sait ainsi qu'il a reçu des données valides. La sortie TO de basculement (*Toggle*) signale clairement une nouvelle action sur une touche de la télécommande. Dès que l'on a activation d'une nouvelle touche le niveau de cette sortie change. Le processeur peut s'assurer du niveau de cette sortie à l'aide de la ligne de données D6 de IC3.

Le décodeur RC5, IC2, ayant besoin d'un signal d'horloge de 4 MHz, on a prévu un générateur de signal d'horloge à quartz centré sur le quartz X1. Le dit circuit intégré reçoit sa tension d'alimentation via la résistance R6. Cette résistance assure, de concert avec les condensateurs C5 et C6, un découplage adéquat. Tous les composants RC5 doivent se voir attribuer une adresse exclusive; il en va de même pour ce décodeur. Le décodage de l'adresse se fait par l'intermédiaire de « l'embase » K11 qui prend ici la forme de 5 îlots de soudure situés à proximité des broches 7, 8, 15, 16 et 17 de IC2. On peut, par exemple, attribuer au décodeur l'adresse 0; dans ce cas-là il ne réagit qu'aux instructions générées par une télécommande pour téléviseur. On opte pour cette adresse (0) en dotant chaque îlot mentionné plus haut d'un pont de soudure le reliant à la broche de IC2 située tout juste à côté.

Le résultat du processus de décodage est un code de 5 bits qui, lorsque l'adresse RC5 est 0, apparaît, sous forme inversée, sur les sorties D0 à D5 du circuit intégré. Comme ces sorties présentent une structure en collecteur ouvert il a fallu prévoir le nombre correspondant de résistances de forçage au niveau haut (*pull-up*). IC3 assure quant à lui le tamponnage des lignes allant vers le bus du processeur, le processeur pouvant ensuite, par l'émission d'une instruction de lecture à l'adresse 03000<sub>HEX</sub>, prendre les données en compte pour leur faire subir un traitement quelconque.

Le seul sous-circuit dont il nous faille encore parler est l'interface vers le bus I<sup>2</sup>C. Ce bus comporte déjà une horloge en temps réel du type PCF8583, IC6. Le « caïd » de cette section est le PCD8584, un circuit intégré constituant à lui seul une interface complète, chargée de la conversion des données présentes sur le bus du processeur en une information sérielle pour le bus I<sup>2</sup>C. Ce composant nous enlève un gros poids du cœur en se chargeant de ce processus pour le moins délicat. Le lecteur assidu (et attentif) de ce magazine se souviendra sans doute que nous avons utilisé ce même composant dans le montage baptisé interface I<sup>2</sup>C pour PC (cf. réf. [1] de la bibliographie). Ici encore, l'accès à l'interface I<sup>2</sup>C se fait par l'intermédiaire d'une embase mini-DIN à 6 contacts. Ainsi, tous les modules d'extension I<sup>2</sup>C décrits au cours des dernières années dans Elektor pourront venir se connecter directement à cet endroit. Le circuit intégré reçoit

son signal d'horloge d'un module à oscillateur 8 MHz intégré, X3. Le signal de remise à zéro arrive de la mono-carte à 80C535 et atteint le circuit intégré via le connecteur K4. Il nous faut, outre les signaux RD et WR, un signal de sélection d'adresse et une ligne d'adresse A0. La sortie Y5 de IC5 fournit le signal de sélection d'adresse, le dit signal étant actif dans le domaine des adresses qui s'étend de 01000 à 01FFF<sub>HEX</sub>.

Bien que nous n'ayons jamais, jusqu'à présent, utilisé l'option d'interruption avec aucun des modules I<sup>2</sup>C décrits dans ce magazine, cette fonction a été prévue ici. En aval du connecteur K3 on dispose de 2 embases pour cavalier de court-circuit permettant de choisir entre les interruptions INT0 et INT1. Les lignes SDA et SCL du contrôleur I<sup>2</sup>C vont elles aussi directement vers l'horloge en temps réel, IC6. L'horloge possède son propre quartz, X2, et peut être positionnée à 2 adresses. En fonction de la présence ou de l'absence de cavalier sur l'embase A0 l'horloge se trouve à l'adresse RC5 A0<sub>HEX</sub> (cavalier en place) ou à l'adresse A2<sub>HEX</sub>.

De par la présence de la diode D4 la pile Bt1 prend à son compte l'alimentation de l'horloge lors de la coupure de la tension d'alimentation, la diode D5 veillant quant à elle que seul IC6 draine son alimentation de la pile (pour économiser cette dernière). Le dernier circuit intégré qu'il nous faille mentionner est IC7, un

régulateur de tension intégré chargé de fournir la tension d'alimentation de 5 V nécessaire à la carte d'extension. Dès la présence de la tension d'alimentation on aura illumination de la LED D5 qui indique ainsi que le montage est fin prêt.

## La réalisation

se résume en fait à une opération de soudure. La platine dessinée pour qu'elle soit aisément « connectable » à la mono-carte à 80C535.

La **figure 2** vous en propose la reproduction de la sérigraphie de l'implantation des composants. Il s'agit d'une platine double face à trous métallisés. Une fois que la carte d'extension est montée en sandwich, à l'aide de 4 entretoises sur la mono-carte à 80C535, il suffit de quelques petits morceaux de câble plat dotés des connecteurs adéquats à leurs extrémités pour établir toutes les interconnexions requises.

On peut ainsi réaliser un système monobloc très compact. La réalisation proprement dite ne devrait pas poser de problème. Il suffit en effet de positionner les différents composants à leur emplacement respectif et de les y souder sans trop exagérer quant à la quantité de soudure. Si l'on n'a pas l'intention d'utiliser l'une ou l'autre des fonctions on pourra tout simplement ne pas mettre en place les composants concernés. On peut envisager de réaliser les interconnexions des embases K3 et K4 à l'aide de

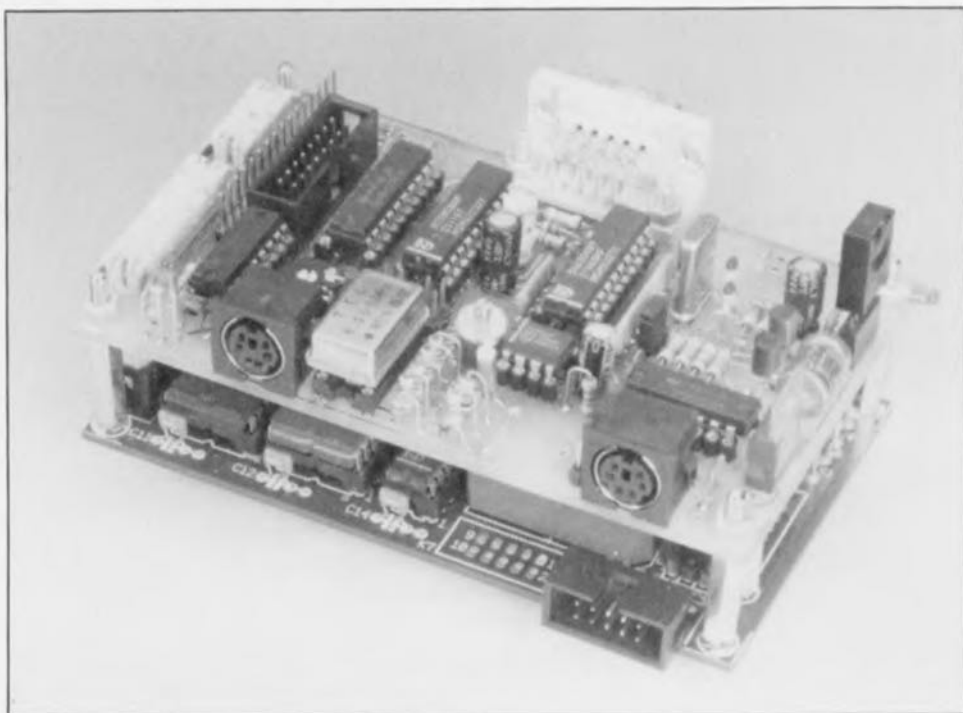


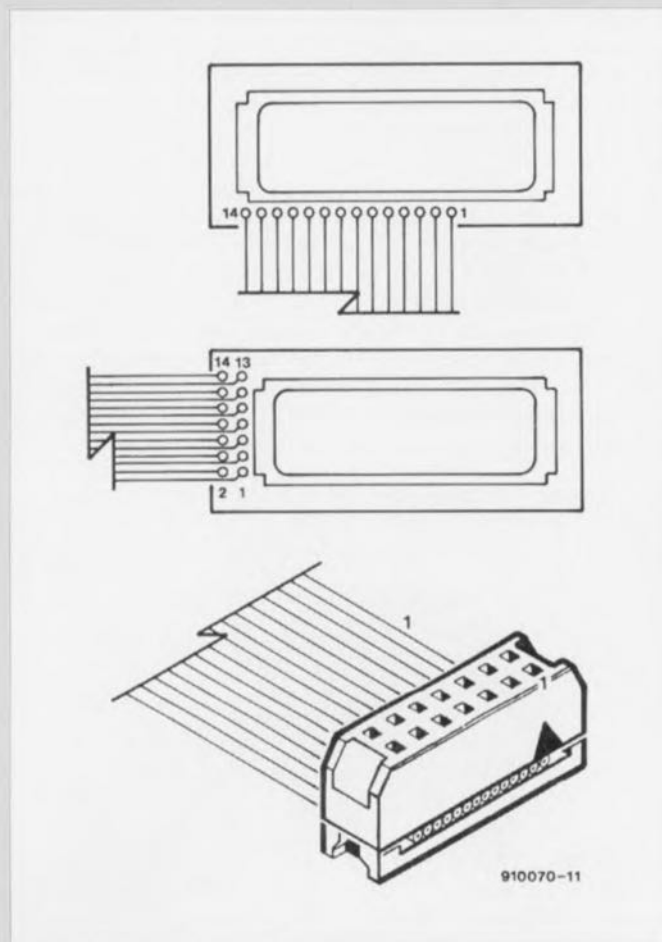
Figure 3. Cette photographie permet de voir comment s'est faite la combinaison des 2 platines de la mono-carte à 80C535 et de la carte d'extension.



## Choix de l'affichage LCD et leur brochage

Type	Affichage	Fabricant
H2570	1 x 16	Hitachi
H2572	1 x 40	Hitachi
LM016L	2 x 16	Hitachi
LM018L	2 x 40	Hitachi
LM038L	1 x 20	Hitachi
LTN211F-10	2 x 16	Philips
LM16251	1 x 16	Sharp
VK2116L	1 x 16	Vikay

Un module LCD comporte normalement 14 contacts disposés sous la forme d'une rangée de 14 points de soudure ou de 2 rangées de 7 points de soudure. La broche 1 est identifiée par un « 1 » sérigraphié sur la platine du module. Si l'on se trouve en présence de 2 rangées de points de contacts on a une identification des contacts par paire (cf. le dessin).



Les points 1 à 14 du connecteur du module, sont reliés, via un morceau de câble plat à 14 conducteurs, aux contacts correspondants du connecteur K12 (ou K9 selon le cas) de la mono-carte à 80C535. Le conducteur 1 sera connecté au point « 1 » du connecteur, comme l'illustre le dessin ci-dessus. Cela signifie que le câble plat doit être enfiché de la manière illustrée ci-dessus.

Les modules à rétroéclairage à l'aide de LED (tels que le LM092LN de Hitachi) sont dotés de 2 contacts additionnels. Il faudra connecter à la broche 15 le « + » de la tension de rétroéclairage et à la broche 16 le « - ».

quelques longueurs de fil de câblage souple vu que quelques-uns des contacts de chacune de ces embases seulement sont utilisés. Il faudra cependant être conscient du fait que cette approche est moins confortable lorsqu'il faut, pour une raison ou une autre, un dépannage par exemple, séparer les 2 platines. Un dernier conseil en ce qui concerne l'embase sub D à 9 contacts K15. Fixez-la à l'aide de 2 vis + écrous M3; on évitera ainsi d'exercer des torsions ou autres tractions mécaniques sur la platine lors de la mise en place et de l'extraction du connecteur sub D.

Une fois que tous les composants ont été mis en place et que l'on a monté les 2 platines en sandwich le montage est prêt à être utilisé. Il restera bien entendu à donner à l'ajustable P1 la position requise, opération qui ne pourra bien évidemment avoir lieu qu'après connexion d'un affichage LCD à l'embase concernée via un morceau de câble multibrin. Une fois cette connexion effectuée il est extrêmement facile de procéder à ce réglage. Le condensateur C7 permet d'ajuster la fréquence de l'horloge si tant est que celle-ci présente une déviation trop grande dont les conséquences pourraient être gênantes.

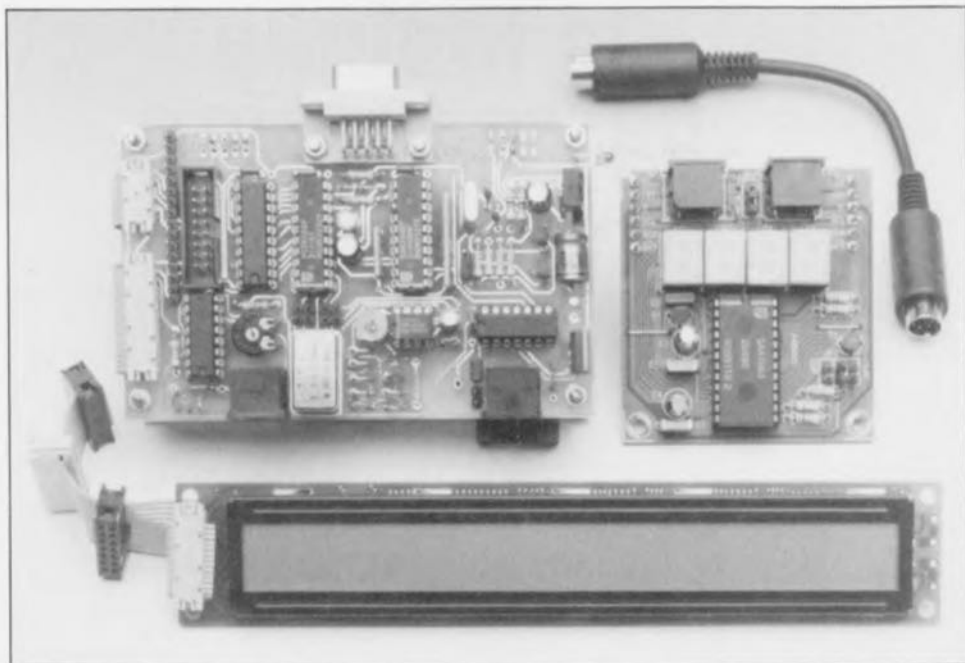
Pour cette dernière opération on peut faire appel au logiciel prévu pour ce montage. La disquette ESS 1944 comporte 2 programmes – y compris le programme-source – qui faciliteront le test de la carte d'extension. Le chargement et le lancement de ces programmes – à partir de l'adresse 04100<sub>HEX</sub> – se fait avec le moniteur EMON51 que connaissent tous ceux d'entre nos lecteurs qui ont suivi les péripéties du cours  $\mu$ C-8051 & assembleur. Le fonctionnement de ce moniteur a été décrit dans les différents articles cités en réf. [1]. Une fois que l'on a lancé le programme IRTEST.A51 on peut s'assurer du bon fonctionnement de la fonction RC5. On verra tout d'abord apparaître le texte « RC5 demo » sur la ligne supérieure de l'affichage LCD. Sur sa ligne inférieure on voit s'afficher le message « waiting ..... ». En cas d'action sur l'un des chiffres d'une télécommande de téléviseur utilisant le code RC5 on en verra s'afficher la valeur sur la première ligne de l'affichage. Une action sur la touche « + » de la commande de volume active la fonction « Shift ». À partir de cet instant c'est la seconde fonction de la touche actionnée qui est utilisée. La touche « - » de la commande de volume désactive à son tour cette fonction. Toute action sur une autre

touche que les chiffres de la télécommande se traduit par l'apparition d'un « 255 » sur l'affichage. Le programme CLK535.A51 permet de tester le contrôleur I<sup>2</sup>C et l'horloge en temps réel. Son exécution se traduit par l'apparition sur l'affichage LCD de l'heure.

Les programmes que nous venons de mentionner n'ont pas pour unique fonction de tester le fonctionnement du matériel; ils remplissent également une fonction pédagogique permettant à l'utilisateur qui les étudie de mieux comprendre le fonctionnement du montage et partant d'écrire soi-même, plus facilement, les programmes permettant l'exécution des fonctions recherchées. ◀

#### Bibliographie:

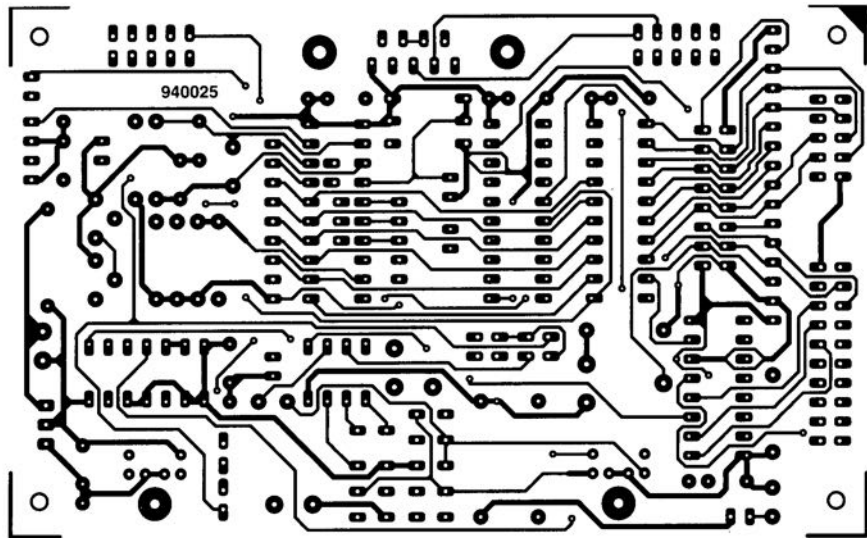
- [1] *interface I<sup>2</sup>C pour PC*, n°163, janvier 1992, page 23 et suivantes;  
 [2] *cours  $\mu$ C-8051 & assembleur*, n°161 à 168.



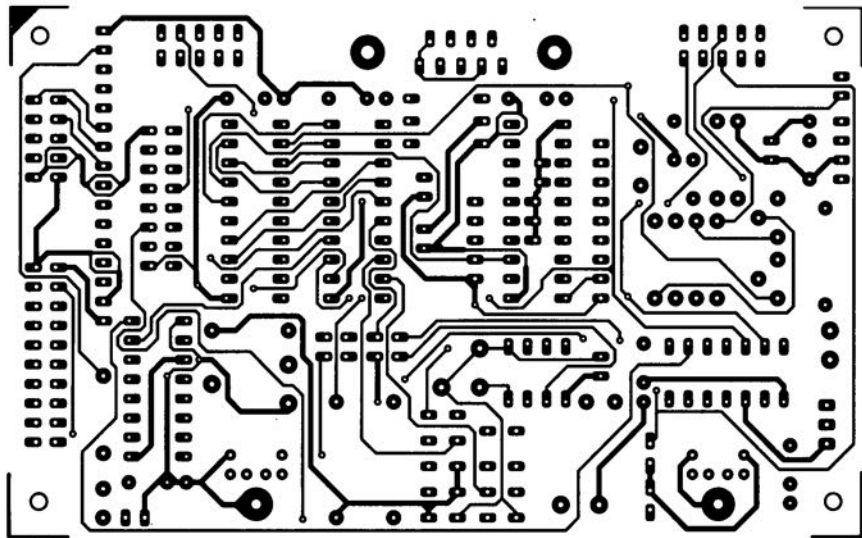
Voici quelques-uns des interfaces et autres accessoires qu'il vous sera possible de connecter à votre mono-carte à 80C535 grâce à l'adjonction de cette extension.



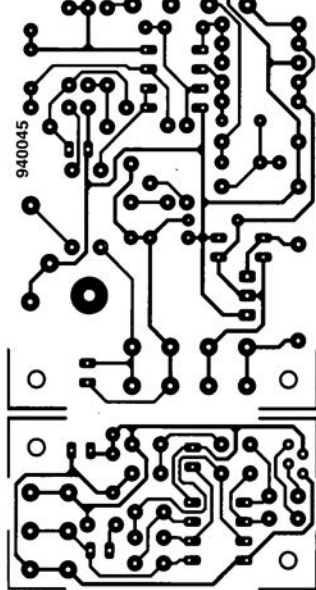
carte d'extension (côté cuivre) →



carte d'extension (côté composants) ↓



consomètre de carburant →





**platine d'expérimentation pour PIC, n°193/194, juillet-août 1994, page 30 et suivante**

Les connecteurs K1 des 2 schémas présentent une intervention malencontreuse des broches 6 et 7. La broche 6 de K1 doit aller à l'entrée RTCC, la broche 7 devant aller elle à l'entrée MCLR. Les 2 platines, testées comme toujours, ne comportent pas cette intervention, elles.

**fréquence-mètre 4 chiffres 1/2, n°196, octobre 1994, page 56 et suivantes**

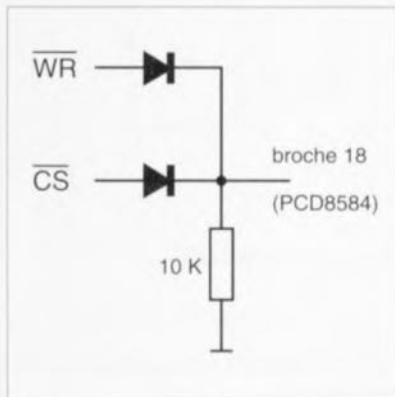
Dans le feu de l'action il nous a échappé, lors de la mise en page de cet article, que la platine du fréquence-mètre 4 chiffres 1/2 aurait mérité la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de ses 2 faces vu que sur le côté «pistes» il y avait également quelques composants, même s'il ne s'agissait que de CMS... Nous réparons

cette omission, qui nous a été signalée par l'un de nos lecteurs, en vous présentant la dite sérigraphie dans les pages centrales des circuits intégrés en libre-service.

**extension pour la mono-carte à 80C535, n°192, juin 1994, page 22 et suivantes**

Le PCD8584, rebaptisé depuis PCF8584, peut entrer dans un mode imprévu en cas d'arrivée d'un signal  $\overline{WR}$  en l'absence de signal  $\overline{CS}$ . À la suite de quoi il peut se faire qu'il devienne impossible de communiquer avec le processeur. La solution à ce problème consiste à combiner le signal  $\overline{WR}$  avec le signal  $\overline{CS}$  de sorte que l'on ne peut avoir transmission d'un signal  $\overline{WR}$  qu'à condition que le signal  $\overline{CS}$  soit également actif. Pour ce faire il va falloir déconnecter la broche 18 de IC4 et la mettre à la masse via une résistance de 10k $\Omega$ . À l'aide de 2 diodes

dont les cathodes sont soudées à cette broche 18 on réalise une porte ET dont les 2 entrées sont les anodes des dites diodes. Sur ces anodes on applique respectivement le signal  $\overline{WR}$  (le signal arrivant à la broche 18 de IC4 avant modification) et le signal  $\overline{CS}$  (disponible à la broche 10 de IC5). Cf. le petit schéma ci-dessous.



Seules des questions ou des remarques présentant un intérêt général pour les lecteurs d'Elektor et concernant des montages publiés dans Elektor au cours des 2 dernières années peuvent entrer en ligne de compte pour une éventuelle réponse. La rédaction se réserve le droit de procéder à une sélection des lettres ou d'en raccourcir le contenu. Vu l'abondant courrier nous arrivant chaque semaine, il n'est malheureusement pas possible de répondre à toutes les lettres et nous est totalement impossible de répondre aux souhaits et demandes d'adaptation ou d'information additionnelle concernant des projets décrits dans ce magazine.



Des  
questions  
ou des  
remarques?

Elektor

service «Courrier Lecteurs» BP 59 59850 Nieppe

## Logiciel pour la mono-carte à 68HC11

*Je suis un fervent lecteur de votre magazine ELEKTOR dans lequel les réalisations sont intéressantes car elles sont soignées et d'actualités (sic). Je suis très intéressé par la réalisation de la mono-carte à 68HC11 mais je n'ai pas le matériel nécessaire pour obtenir les logiciels de programmation. Pourriez-vous me les enregistrer sur la disquette ci-jointe si toutefois vous avez un instant. Surtout formule de politesse...*

*C. Dauge*

Nous avons pris cette lettre parmi les dizaines qui nous sont arrivées comme exemple. Nous savions que la mono-carte à 68HC11 intéresserait énormément de monde, ce qui n'empêche que nous avons été submergés par les coups de téléphone plus encore que par les lettres. Et dire que nous pensions avoir résolu le problème en proposant un

numéro d'un serveur de Motorola (en RFA il vrai). Bien que nous n'ayons pas eu, avec, dans certains cas, un peu de patience il est vrai, mais c'est ainsi que travaillent les serveurs au niveau local, les dizaines de milliers de lecteurs européens d'Elektor dans toutes ses versions intéressés par cette réalisation y sont sans doute pour quelque chose, pu entrer à chaque fois dans le dit serveur. Dès l'écran d'accueil il était donné le chemin à suivre pour chercher le programme ELEK494.EXE, une version compactée auto-décompactante des différents programmes nécessaires à l'utilisation de la Nous avons heureusement appris qu'un BBS à Paris avait mis le dit programme à son « menu ». Voici ses coordonnées :

OUT-TIME BBS

(16).1.47.75.02.67

8DATA 1STOP PAS DE PARITÉ

VITESSE 1200 A 24000 bauds

Nous l'avons essayé et tout s'est fort bien passé. Alors n'hésitez pas, déchargez le programme et passez-le à vos amis. Il n'est pas exclu, bien au contraire, que vous trouviez d'autres programmes intéressants tant dans le cadre de la mono-carte à 68HC11 que dans celui d'autres applications.

Notons à l'intention de tous les amateurs de PIC, qu'il s'agisse du BASIC Stamp ou de simples PIC, que ce même BBS possède un sous-répertoire complet, la zone 28, Electroniques, pleine de logiciels consacrés aux PIC. On y trouve des choses fort intéressantes... Publicité gratuite croyez-nous.

Merci au Sysop de OUT-TIME. (La rédaction)

## Rétroéclairage d'affichages LCD

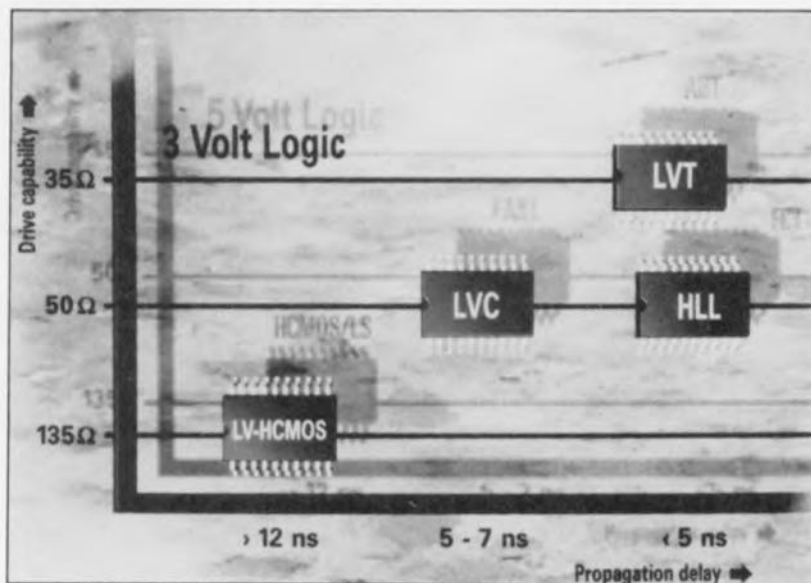
*Je viens d'acheter un affichage à LCD pour mon extension pour SinCAD. Cet affichage LCD possède un rétroéclairage dont il me manque les caractéristiques techniques. J'aimerais bien savoir comment commander cet éclairage (tension, courant, etc...). A. Grenouillet*

Il existe, dans le cas des affichages LCD à rétroéclairage, 2 techniques d'éclairage, selon que celui se fait à l'aide de LED ou d'EL (électroluminescence). Si l'alimentation des modèles à LED se fait dans la plupart des cas sous 5 V, et que, dans le cas d'un affichage à 2 lignes, la consommation de courant est comprise entre 160 et 200 mA, les modèles EL nécessitent une tension alternative de valeur comprise entre 75 et 130 V et une fréquence allant de 100 Hz à 1 kHz. Il existe des convertisseurs électroniques spécialement prévus pour la commande des rétroéclairages d'affichages EL, qui prennent le plus souvent la forme de modules miniatures moulés, et qui, à une tension d'entrée de 5 ou de 12 V continus fournissent en sortie 85 ou 115 V alternatifs (selon le type) et ce à une fréquence de l'ordre de 400 Hz. La taille du convertisseur dépend de la surface de l'affichage EL. Dans le cas d'un module 5 V la consommation de courant en continu est comprise, pour les affichages les plus petits (surface de 10cm<sup>2</sup> environ), entre 60 et 100 mA, passant à de l'ordre de 250 mA pour les modules de surface plus importante (50 cm<sup>2</sup>). On trouve des modules de commande d'affichages EL entre autre dans le catalogue de RS Composants. (La rédaction)



# la logique basse tension

travaille entre 1 et 3,6 V



Philips, l'un des plus grands fabricants de semi-conducteurs mondiaux, a, parmi bien d'autres, récemment lancé sur le marché quatre nouvelles familles de circuits intégrés logiques. Les nouveaux composants se caractérisent par le suffixe LV (Low Voltage = basse ou faible tension). L'apparition des familles de circuits intégrés LV-HCMOS, LVC, HLL et LVT, répond à une demande de plus en plus pressante de composants fonctionnant à une tension de 3,3 V, voire moins encore.

L'arrivée sur le marché de ces nouvelles familles logiques est en fait une conséquence directe des développements ayant lieu dans le marché des systèmes à ordinateurs. Les utilisateurs de systèmes de traitement électronique des informations réclament à cor et à cri des ordinateurs de plus en plus performants.

Il n'est pas étonnant de ce fait que les systèmes tels que le Power PC avec des processeurs RISC de la famille Power PC™ 60x et autres Power-PC plus anciens dotés de processeurs, RISC eux aussi, des types R4000 et R6000 cette fois, ou encore la station de travail basé sur un processeur Alpha, prennent une part sans cesse croissante du marché. La puissance et la vitesse des systèmes existants augmentent elles aussi sans arrêt, bien au contraire.

Cette situation se manifeste, de plus, par le remplacement de processeurs « dépassés » par des exemplaires plus rapides des types 386, 486 et autres Pentium (ex-586). Le fait que les processeurs fonctionnent à des vitesses de plus en plus élevées pose des exigences

de plus en plus draconiennes à l'électronique numérique périphérique nécessaire pour, à l'aide d'un processeur ultra-rapide, constituer un système complet.

Une autre tendance du marché est le souhait des utilisateurs de disposer d'un système portable capable de fonctionner pendant des heures et des heures sans avoir à changer d'accu. Une durée de deux à trois heures est actuellement le minimum absolu. La demande pour des systèmes fonctionnant avec des composants à très faible consommation ne se limite (heureusement) pas uniquement au marché des ordinateurs portables. Une consommation aussi faible que possible liée à une vitesse très élevée deviennent des caractéristiques de plus en plus importantes, même pour les jeux vidéo portables, les récepteurs portables, les téléphones sans fil et autres instruments de mesure portatifs. Pour pouvoir répondre à la demande des concepteurs de ces systèmes sophistiqués, les fabricants de semi-conducteurs se voient obligés de développer des composants numé-

riques toujours plus rapides, plus petits et consommant toujours moins. La conséquence logique de ce développement est donc que les fabricants font appel, dans leurs circuits intégrés, à des structures sans cesse plus fines. Ces structures « miniatures » ont besoin (logiquement) d'une tension d'alimentation inférieure aux 5 V classiques.

Il existe une seconde raison pour laquelle les fabricants cherchent à réduire la tension d'alimentation de leurs composants. La dissipation d'énergie des puces des processeurs modernes ultrarapides, à la densité d'intégration extrêmement élevée, est si importante qu'ils ont énormément de mal à se débarrasser d'une façon efficace de la chaleur qui s'accumule dans leurs boîtiers (c'est pour cette raison que la quasi-totalité des processeurs du type 486 ou Pentium est actuellement dotée d'un radiateur, voire même d'un petit ventilateur !). Il n'existe qu'un seul remède efficace à ce problème : l'utilisation d'une tension d'alimentation plus faible !

Suite à ce changement de la demande du marché on constate l'introduction de plus en plus de composants fonctionnant à une tension d'alimentation de 3,3 V, standardisée par le JEDEC. Le fait que l'on dispose actuellement de processeurs 80386 et 680X0, de mémoires, d'ASIC, de contrôleurs de disque et de LCD, de convertisseurs de données et d'autres régulateurs fonctionnant sous une tension de 3,3 V montre bien qu'il s'agit, dès à présent, d'une famille très importante.

Une autre conséquence de tous ces changements est la demande importante de composants « glue-logic », de circuits de commande de bus et d'autres composants numériques permettant de réaliser des systèmes complets centrés sur les composants sophistiqués mentionnés plus haut. Dans les paragraphes de cet article nous allons vous présenter trois nouvelles familles CMOS et une nouvelle famille BiCMOS de Philips. Les nouvelles familles LV sont :

- **LV-HCMOS**, une famille HCMOS logique,
- **LVC-logic**, une famille HCMOS compatible avec la série F,
- **HLL-CMOS**, la famille logique la plus rapide et
- **LVT-logic**, une version BiCMOS améliorée de la famille ABT.

Les membres des trois familles CMOS fonctionnent sous une tension d'alimentation comprise entre 1,2 et 3,6 V. Pour la famille LV-CMOS la limite inférieure de cette tension descend même jusqu'à 1 V. Du fait que la consommation de ces composants est très faible ils



conviennent parfaitement pour une utilisation dans des appareils alimentés à l'aide d'une, voire deux piles. Leur grande vitesse les prédestine à une utilisation dans des circuits numériques rapides. Un autre avantage de leur tension d'alimentation très basse est le fait qu'ils produisent des niveaux de bruit plus faibles, améliorant sensiblement la fiabilité du circuit dans lequel ils sont mis en oeuvre (ce dernier aspect est dû également au fait que les tensions mécaniques dans le circuit diminuent).

## Basse tension ... avec une marge

Actuellement une tension d'alimentation de 3,3 V avec une marge de  $\pm 0,3$  V est devenue un standard dans les appareils fonctionnant avec un module d'alimentation secteur. Le JEDEC a également accepté cette tension d'alimentation comme norme. Il est peu réaliste d'espérer que, dans le cas d'appareils alimentés par pile(s), cette tension d'alimentation puisse rester à l'intérieur de cette plage.

L'un des problèmes majeurs dans le cas d'une alimentation par pile(s) est la variation relativement importante de la tension au moment où les piles arrivent à exhaustion. Arrivées à la fin de leur vie, une paire de piles alcaline ou au charbon présentent, à leurs bornes, une tension totale de 1,8 V. Dans ces mêmes conditions, un accu CdNi fournira une tension de 1,2 V. Grâce à la marge très grande acceptable pour la tension d'alimentation sous laquelle les circuits intégrés LV-HCMOS, LVC et HLL continuent de fonctionner, l'utilisation soit de piles, soit d'accus, ne pose pas le moindre problème.

## Tension plus faible, vitesse identique

Les courbes de la **figure 1** montrent qu'il existe un rapport entre la vitesse d'un composant logique et la tension d'alimentation sous laquelle il fonctionne. Dans le cas d'une diminution de la tension d'alimentation, la dissipation dynamique (la dissipation statique est pratiquement nulle dans le cas de composants CMOS) diminue **quadratiquement**. La diminution de la tension d'alimentation est donc une technique efficace pour réduire la consommation d'énergie.

La figure 1 montre également que, comparé à un système fonctionnant sous 5 V, la consommation du même système alimenté en 3,3 V diminue de quelque 65%, et ce au prix d'une perte de vitesse de 20% seulement. L'avantage principal de la diminution de la tension d'alimentation de 5 vers 3,3 V est alors que le ratio existant entre la vitesse et la puissance est plus que doublé.

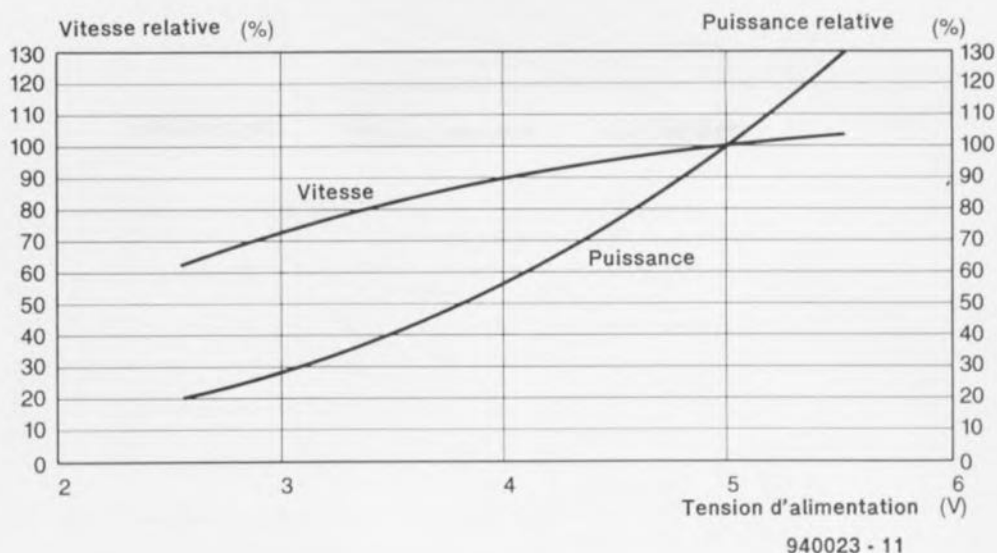


Figure 1. Dans le cas de composants logiques il existe un rapport très net entre la tension d'alimentation, la vitesse et la consommation.

La perte de vitesse due à la diminution de la tension d'alimentation (voir **figure 2**) peut être compensée en faisant appel, lors de la conception de la puce, à des structures encore plus petites.

## La famille LV-HCMOS

Cette famille logique est basée sur la technologie HCMOS, sa fabrication se faisant de façon similaire. Bien qu'ils soient conçus pour un fonctionnement sous 3,3 V, les composants de cette famille fonctionnent sans le moindre problème avec une tension d'alimentation comprise entre 1 et 3,6 V. Alimenté sous 3,3 V, les performances d'un circuit réalisé à l'aide de ces nouveaux composants sont identiques à celles d'un circuit HCMOS fonctionnant sous 5 V. Dans le cas de cette nouvelle génération de composants, la diminution de la tension d'alimentation n'a plus de conséquences négatives sur les performances du circuit.

Pour obtenir, sur le plan de la vitesse, les mêmes spécifications qu'avec des composants HCMOS standard, la longueur de canal a été réduite, dans la conception de la puce, à 2  $\mu\text{m}$ , la couche d'oxyde de la grille est plus fine et la tension de seuil a été, elle aussi, diminuée. Grâce aux structures 2  $\mu\text{m}$  utilisées le retard de propagation avec une tension d'alimentation de 3,3 V n'est que 9 ns. Fonctionnant sous 2 V une porte logique standard peut fournir un courant de 4 mA; certains circuits spéciaux même 6 mA! la charge minimale à appliquer à sa sortie est de 130  $\Omega$ .

La **figure 3** montre qu'il est extrêmement facile d'établir une connexion entre de la logique LV-HCMOS et de la logique 5 V classique.

## La famille LVC

Sur le plan de la vitesse, des caractéristiques de sortie et du brochage, les composants sophistiqués de la famille LVC sont compatibles avec la série-F (*Fast* = rapide) des membres de la famille HCMOS standard. Les LVC sont faits avec des structures CMOS de 0,6  $\mu\text{m}$  et consomment sensiblement moins que les composants *Fast* classiques.

Bien qu'à l'origine ces composants aient été conçus pour une tension d'alimentation de 3,3 V – avec une marge, comme il se doit, de  $\pm 0,3$  V – ils acceptent sans le moindre problème une tension d'alimentation comprise entre 1,2 et 3,6 V. On notera cependant qu'avec une tension d'alimentation inférieure à 3,3 V les fonctions logiques sont légèrement plus lentes. Sous une tension de 2 V la sortie d'une porte logique standard peut

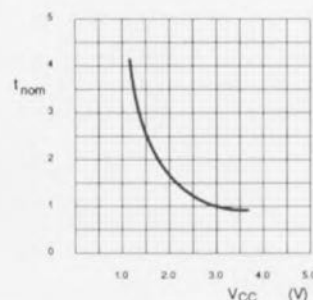


Figure 2. Cette courbe normalisée illustre la variation du retard de propagation ( $t_p$ ) par rapport à la tension d'alimentation.

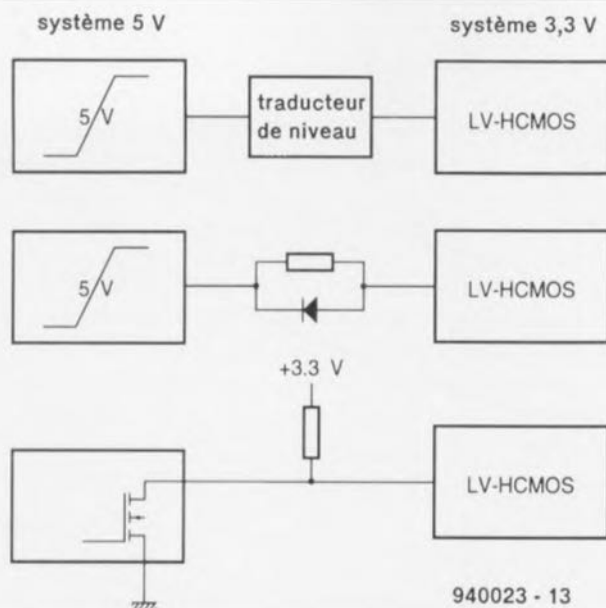


Figure 3. Trois techniques servant à établir une connexion entre une logique 5 V classique et la nouvelle logique LV-HCMOS.

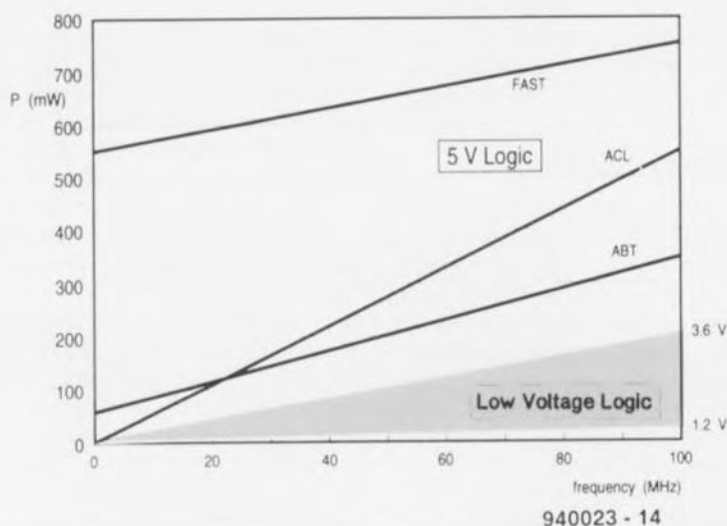


Figure 4. Graphique illustrant la différence de consommation des différentes familles logiques en fonction de la fréquence.

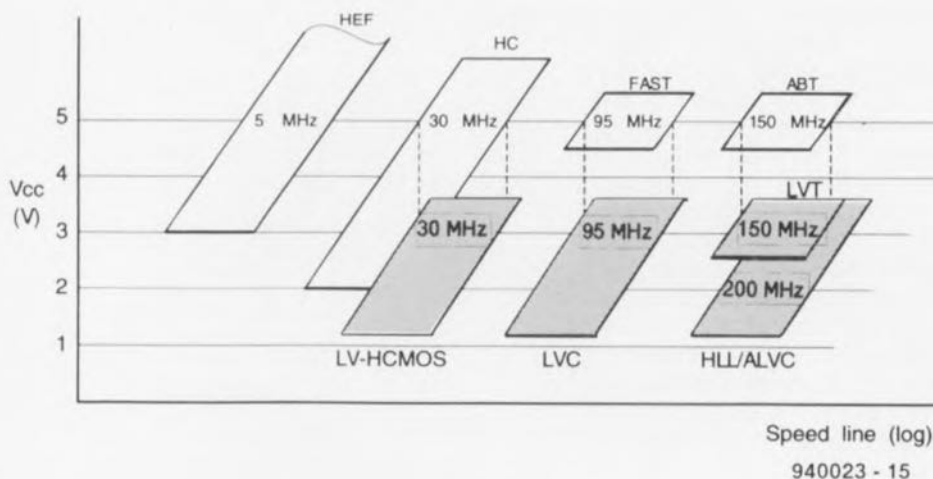


Figure 5. Chacune des familles logiques se caractérise, en fonction de la tension d'alimentation, par un domaine d'emploi propre.

fournir un courant de 24 mA. L'impédance minimale de la charge à connecter à une sortie est de 50  $\Omega$ . Grâce à l'utilisation de la structure submicronique (0,6  $\mu\text{m}$ ) le retard de propagation est inférieur à 6,5 ns (en présence d'une tension d'alimentation de 3,3 V).

Du fait qu'il est admissible que les niveaux d'entrée, sous une tension d'alimentation de 3,3 V, montent à 5,5 V, ces composants peuvent rendre d'excellents services comme traducteur de 3 vers 5 V ou de 5 vers 3 V dans des circuits combinant une logique 5 V à une logique 3,3 V.

## La famille HLL

est une famille logique toute neuve. Il s'agit en effet de la famille de composants logiques les plus rapides fonctionnant avec une tension d'alimentation de 3,3 V. Sa production fait appel à un processus CMOS submicronique dans lequel on utilise des substrats métalliques et épitaxiaux doubles. Les circuits intégrés HLL alimentés à l'aide d'une tension de 3,3 V sont en fait deux fois plus rapides que les composants logiques bipolaires de la série-F. Du fait que les HLL sont produits en technologie CMOS leur consommation, comparée à celle des composants bipolaires standard, est infime.

La famille HLL est conçue spécialement pour des circuits d'interface de bus de données rapides dans des systèmes alimentés par le secteur.

La technologie « submicron » mise en oeuvre garantit, avec une tension d'alimentation de 3,3 V, un retard de propagation inférieur à 4 ns. La plage dynamique étendue de la sortie permet des durées de transition sensiblement plus inférieures au retard de propagation. Le fait que ces circuits intégrés soient capables de commander directement des charges jusqu'à 50  $\Omega$  constitue un autre avantage intéressant. Les caractéristiques techniques de la famille sont telles que ces composants admettent un couplage direct avec une logique TTL 5 V classique.

## La famille LVT

est la dernière famille que nous vous présentons dans cet article. Il s'agit ici de composants fabriqués en technologie BiCMOS 3,3 V avec des structures de 0,8  $\mu\text{m}$ . Cette approche combine les meilleures caractéristiques de la logique CMOS avec celles de la logique bipolaire. Le résultat de cette « manipulation génétique » est une plage dynamique très large à la sortie et une vitesse élevée, associées à une consommation modeste. Les sorties d'une porte LVT peuvent fournir un courant de 32 mA, drainer

**Tableau1. Caractéristiques techniques les plus importantes de toutes les familles LV.**

Paramètres principaux				
	74LVxxxX	74LVCxxxX	74HLL33xxxX / 74ALVC16xxxX	74LVTxxxX
Plage des tensions d'alimentation [V]	1,0 à 3,6	1,2 à 3,6	1,2 à 3,6	2,7 à 3,6
Courant de sortie $I_{OH}/I_{OL}$ [mA]	6/6	24/24	24/24	32/64
Courant de repos [ $\mu$ A]	80	20	80/40	80
Retard de propagation typique:				
données vers sortie [ns]	9	4,0	2,1	2,4
validation de sortie vers sortie [ns]	14	5,8	4,0	3,6
Dérive maximale par rapport à la masse idéale [V]	0,5	0,8	1,0	0,8
Plage de températures [°C]	-40 à +125	-40 à +85	-40 à +85	-40 à +85
Caractéristiques générales				
CMOS 100%	✓	✓	✓	
BiCMOS avancé				✓
Capacité de commande:				
135 $\Omega$	✓			
50 $\Omega$		✓	✓	
35 $\Omega$				✓
Longueur de canal effective:				
2,0 $\mu$ m	✓			
0,8 $\mu$ m				✓
0,6 $\mu$ m		✓	✓	
Broches de tension d'alimentation:				
aux diagonales	✓	✓		✓
au centre			✓	
Niveau d'entrée TTL	✓	✓	✓	✓
Niveau de sortie TTL	✓	✓	✓	✓
Entrée 5V		✓	✓	✓
Sortie 5V forcée				✓
Verrouillage de bus d'entrée				✓
Boîtiers:				
DIL	✓			
SO	✓	✓	✓/-	✓
SSOP	✓	✓	✓/✓	✓
TSSOP	✓	✓	✓/✓	✓
Familles 5V compatibles	LS-TTLFAST HC/HCT N74xx	FCT-CABT ACL(Q)FACT ALS	FCT-C	ABT BC/BCT FCT-A

quelque 64 mA et commander directement des charges de 35  $\Omega$  ou plus.

La technologie QUBiC utilisée garantit un retard de propagation inférieur à 4 ns sous une tension d'alimentation de 3,3 V. La conception de la logique est telle que l'on puisse l'utiliser dans des circuits combinant une logique 3,3 V et une logique 5 V classique.

Le **tableau 1** donne une vue générale

des caractéristiques techniques les plus importantes des familles logiques présentées dans cet article.

On notera que Philips n'est pas le seul fabricant à produire ce nouveau type de circuit intégré. National Semiconductor a lancé sur le marché ses nouvelles séries LVQ (3,3 V 0,3 V, 10 ns, non-compatible avec les circuits logiques 5 V) et LCX (identique à la série LVQ

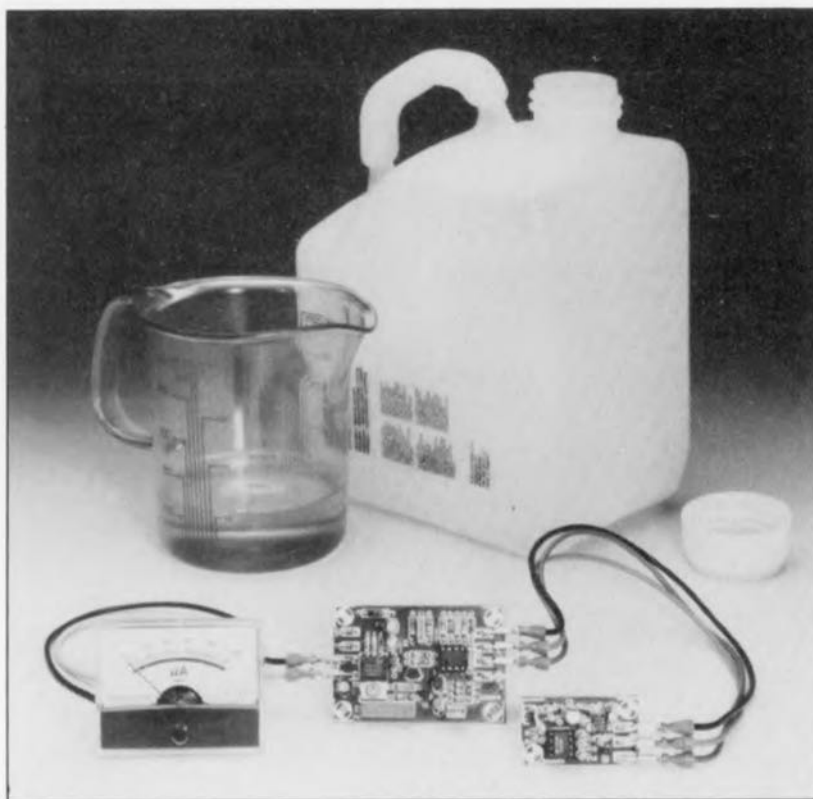
mais avec un retard de propagation de 6 ns). Chez Texas Instruments il existe la nouvelle série de composants logiques LVT (voir tableau). Tout à l'image de ce qui s'est passé, il y a presque une dizaine d'années, après l'introduction d'autres nouvelles familles logiques (HC et HCT par exemple), il faut s'attendre à voir ces nouveaux composants remplacer progressivement les composants logiques existants. ◀



# consomètre de carburant

*pour moteurs à injection modernes*

projet : F. Ebert



**Il nous semble de plus en plus évident, ne serait-ce que pour des raisons de protection de l'environnement, car il est difficile de parler d'augmentation du prix du pétrole qui a, l'inflation aidant, retrouvé un niveau équivalent à celui d'il y a 20 ans, que tout véhicule devrait être doté d'un instrument indiquant sa consommation. Ce n'est malheureusement pas encore le cas, et cela de très loin même. L'article que nous vous proposons montre comment réaliser soi-même un tel instrument qu'il est même relativement facile d'installer sur les moteurs à injection modernes.**

Il n'y a pas si longtemps, nombreux étaient encore les sceptiques qui pensaient que l'attention portée à notre environnement était très exagérée et qu'il s'agissait tout simplement d'un pseudo-intérêt « qui ne tarderait pas à être passé de mode ».

Il n'en est pas moins vrai que depuis lors la grande majorité de ces sceptiques est convaincue que la situation de notre milieu mérite même plus de soin et d'attention qu'il n'en reçoit jusqu'à présent. Il n'est sûrement pas mauvais de poursuivre la quête pour

trouver des techniques en tous genres permettant de diminuer la pluie acide et l'effet de serre. Bien qu'elle ne soit de loin pas la seule responsable à cette situation aux conséquences potentiellement dramatiques, l'automobile joue un rôle qu'il serait erroné de négliger. En dépit de la situation économique, le monde moderne ne peut se passer de voitures et autres véhicules dont le nombre ne fait qu'augmenter et qui, tous ensemble, constituent un facteur de pollution non négligeable. L'industrie automobile a, ces dernières années, pris

conscience de ce fait, nous n'en voulons que pour preuve le succès des pots d'échappement à catalyseur, des moteurs multi-soupapes, de l'injection de carburant, du contrôle électronique du moteur et autres techniques modernes essayant de tirer le meilleur parti du carburant disponible et de réduire le plus possible les gaz d'échappement nocifs. Cette approche est doublement efficace puisqu'elle est non seulement intéressante voire impérative pour la sauvegarde de l'environnement mais encore tire le meilleur profit de nos réserves limitées de carburants fossiles.

Les fabricants d'automobiles ne sont pas les seuls à pouvoir oeuvrer pour une sauvegarde de l'environnement, chaque automobiliste peut apporter sa contribution à la résolution (partielle) de ce problème. La première solution, draconienne il est vrai, consiste tout simplement à faire le moins de kilomètres possible. La seconde, plus acceptable, implique d'adopter un style de conduite permettant à la voiture de consommer le moins de carburant possible pour une même distance bien entendu. Il nous a semblé qu'un consomètre de carburant, d'essence plus spécifiquement, pouvait être un auxiliaire précieux dans cette rude bataille. Et puisque nous en sommes à parler d'économies, pourquoi ne pas le réaliser soi-même plutôt que d'en acheter un tout fait, si tant est que cela existe...

## Injection

Contrairement aux moteurs à carburateur, les moteurs à injection électronique permettent d'obtenir une information exacte sur la quantité de carburant utilisée. En effet, vu que l'on maintient constante, à l'aide d'une soupape de régulation, la pression dans la conduite d'alimentation en carburant, la consommation est directement proportionnelle à la durée des impulsions d'injection.

Si donc nous utilisons ces impulsions pour charger un condensateur, nous disposons aux bornes du dit condensateur d'une tension dont le niveau augmente lorsque croît la consommation de carburant. Si l'on procède à la lecture de cette tension à l'aide d'un instrument à bobine mobile, nous disposons d'un indicateur de consommation; le seul problème est que notre instrument primaire nous fournit la consommation sous la forme d'un volume, un certain nombre de litres à l'heure, alors que ce qui nous intéresse est une consommation ramenée à la distance parcourue (l/100 km).

Il nous faut, pour pouvoir établir une relation entre la consommation et la distance parcourue, outre les impulsions d'injection, également une information donnant la distance kilométrique parcourue par unité de temps. De très nombreux véhicules modernes disposent d'un générateur de signal tachymétrique électronique – non pas pour l'indication du régime du moteur, mais pour le compteur de vitesse – dont nous pouvons utiliser les « impulsions de vitesse » pour définir, sans trop de difficultés, un facteur de division des impulsions d'injection.

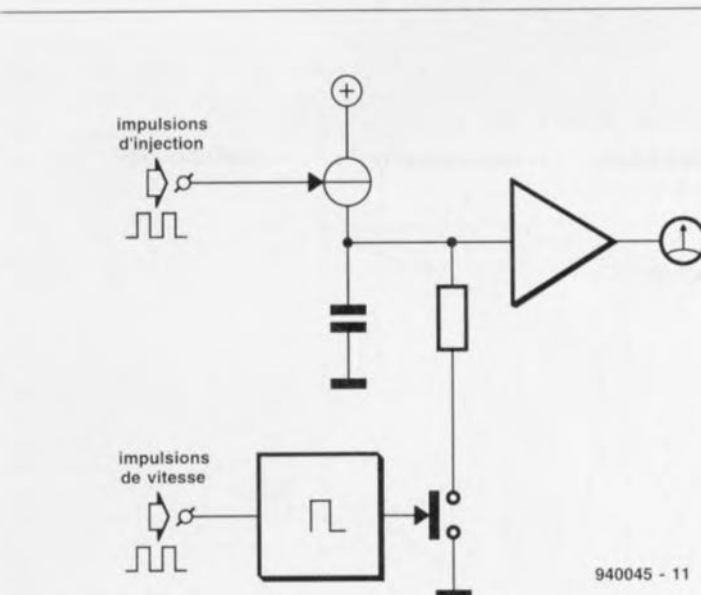
Le schéma synoptique de la **figure 1** illustre le principe utilisé pour la mesure. Dans la partie supérieure du schéma nous découvrons les impulsions d'injection utilisées pour charger, via une source de courant, un condensateur. La tension aux bornes de ce condensateur est lue par un petit étage tampon qui la visualise ensuite par l'intermédiaire d'un instrument à bobine mobile, qui n'est rien de plus qu'un galvanomètre. Si nous nous en arrêtons là, nous disposons d'une indication de consommation exprimée en litres par unité de temps.

Nous procédons à la conversion de cette information en litres aux 100 km en dotant les impulsions de vitesse en provenance du compteur de vitesse d'une longueur définie grâce à un dispositif de mise en forme des impulsions; les impulsions ainsi obtenues servent à la commande d'un interrupteur (électronique) utilisé pour obtenir une décharge périodique partielle du condensateur. Plus la fréquence d'impulsion est élevée, plus la fréquence des décharges partielles du condensateur est grande et partant la valeur affichée par l'instrument faible.

Nous disposons maintenant de ce que nous voulions : la valeur visualisée par l'instrument de mesure dépend tant de la quantité de carburant injectée que de la distance parcourue – et ceci de telle manière que la première de ces 2 informations est divisée par la seconde.

## Le schéma électronique

L'électronique représentée en **figure 2** n'est en fait rien de plus ni de moins que la « traduction » en composants électroniques du synoptique de principe de la figure 1. On constate que le schéma s'est tout juste étoffé quelque peu et qu'il est relativement facile d'identifier les quelques sous-ensembles de la figure 1, exception faite peut-être de la partie centrée sur les « circuits intégrés » IC3 et IC4, composants auxquels nous revien-



**Figure 1.** En procédant, au rythme des impulsions en provenance du système d'injection de carburant, à la charge d'un condensateur que l'on décharge ensuite partiellement au rythme des impulsions de vitesse fournies par le générateur tachymétrique, on obtient une image relativement exacte de la consommation de carburant au kilomètre.

drons ultérieurement.

Le condensateur dont dépend le fonctionnement de notre réalisation prend l'aspect physique de C1; ce condensateur est chargé via une source de courant basée sur le transistor T2. Il est fait appel, pour l'obtention de la tension de base constante de ce transistor, à une LED (D1); l'ajustable multitour P1 permet un réglage précis de la taille de ce courant sur une plage étendue. Sachant que la tension de commande des buses d'injection ( $U_i$ ) présente, au repos, un niveau haut, la commande de la source de courant se fait par l'intermédiaire de l'« interrupteur inverseur » T1.

Lorsque la ligne  $U_i$  est haute, le transistor T1 est passant de sorte qu'il court-circuite la LED D1, entraînant le blocage du transistor T2. Lorsque cette même ligne  $U_i$  présente un niveau logique bas – c'est-à-dire pendant les processus d'injection de carburant – le transistor T1 bloque ce qui permet à la source de courant T2 de remplir en toute quiétude la fonction qui est la sienne.

O.K. Nous savons maintenant comment se fait la charge de C1 en fonction du signal d'entrée  $U_i$ . Voyons maintenant comment est obtenue la décharge de ce même condensateur par le « signal de vitesse »  $U_v$  cette fois. Ce signal fourni par la centrale tachymétrique évoquée plus haut voire, en l'absence de cette source, en provenance d'ailleurs – ne vous inquiétez pas nous y reviendrons – présente en règle générale un

aspect d'onde rectangulaire dont la largeur d'impulsion et l'amplitude peuvent varier dans des limites assez importantes. Si l'on veut que le consomètre fournisse des résultats fiables il nous faut faire en sorte de définir les impulsions de telle manière que leur forme soit fixe et que la seule « variable » restant soit la fréquence, vu qu'il s'agit là du seul élément de  $U_v$  auquel nous soyons intéressés.

Cette définition commence par une différenciation du signal à l'aide du réseau RC R7/C3 processus suivi d'une limitation en amplitude à l'aide de la diode zener D2. Le signal ainsi traité est ensuite converti, à l'aide de l'amplificateur opérationnel IC1b monté en multivibrateur monostable, en un signal de longueur d'impulsion fixe de 1 ms. Le signal ainsi obtenu sert à la commande de l'« interrupteur de décharge » trônant au centre du synoptique de la figure 1. Le dit commutateur prend ici la forme du transistor T3. Le condensateur C1 est, à chaque impulsion  $U_v$ , déchargé, via la résistance R5, pendant une durée fixe, ce qui a pour résultat que la durée de décharge totale par unité de temps est proportionnelle à la fréquence des impulsions de vitesse. La tension régnant aux bornes de C1 est ensuite appliquée, via le tampon IC1a, au galvanomètre à bobine mobile, M1, chargé de la visualisation du résultat de mesure. La prise aux bornes du dit galvanomètre du condensateur C2 permet, en lissant les variations de tension faibles, d'amor-

tir très sensiblement le débattement de l'aiguille aux vitesses faibles.

## Capteur magnétique

Il reste, outre IC2, le régulateur de tension intégré chargé de fournir la

tension d'alimentation au montage et dont il n'y a pas grand-chose à dire, une partie du circuit que nous avons déjà évoqué mais dont nous n'avons pas encore examiné la raison d'être. Il s'agit du sous-ensemble basé sur IC3 et IC4. Nous évitons à dessein

de parler de circuits intégrés, car si cela est bien le cas pour IC4, un amplificateur opérationnel, il n'en va pas de même pour IC3; il s'agit en l'occurrence d'un capteur magnétique dont nous allons voir le mode de fonctionnement.

Il nous est apparu que, dans la pratique, il était erroné de supposer que toute voiture moderne était dotée d'un générateur tachymétrique couplé à l'axe de transmission dont il était possible, sans le moindre problème, de dériver directement les impulsions de vitesse. La présence d'un générateur de ce type n'est pratiquement certaine que si le véhicule concerné est doté d'un ordinateur de bord à fonctions multiples. Le capteur magnétique permet l'obtention d'un signal  $U_i$  fiable même en l'absence de générateur tachymétrique. On fait appel pour cela au compteur de vitesse dont est doté la voiture. Très souvent sur ce genre d'instruments le couplage entre le câble en provenance de la transmission et l'instrument proprement dit se fait par l'intermédiaire d'un aimant en rotation. L'utilisation d'un capteur magnéto-résistif permet la génération d'impulsions à partir de la rotation du dit aimant.

Le capteur est ici IC4, un KMZ10B, dont les sorties sont connectées à un amplificateur différentiel, IC3b, qui amplifie avec un gain de 100 chaque déséquilibre du pont de mesure, déséquilibre produit par l'induction magnétique. Le signal ainsi obtenu est appliqué à l'entrée non-inverseuse (+) du comparateur IC3a qui utilise comme référence le signal différentiel moyenné, dont l'intégration est produite par la combinaison RC R18/C8. On dispose de ce fait à la sortie du comparateur d'un signal rectangulaire dont la fréquence est fonction de la vitesse du véhicule. La LED D5 permet de s'assurer de la génération effective d'impulsions de sortie.

Dans la pratique, la sensibilité du circuit du capteur magnétique devrait être largement suffisante. Lors de nos expérimentations nous avons obtenu un signal impulsionnel fiable avec un écartement de plusieurs centimètres entre le capteur magnétique et le boîtier du compteur de vitesse. Cette constatation ouvre de larges perspectives pour, dans la pratique, une installation facile du capteur.

## La réalisation

Le dessin de la platine dont on retrouve la représentation de la sérigraphie

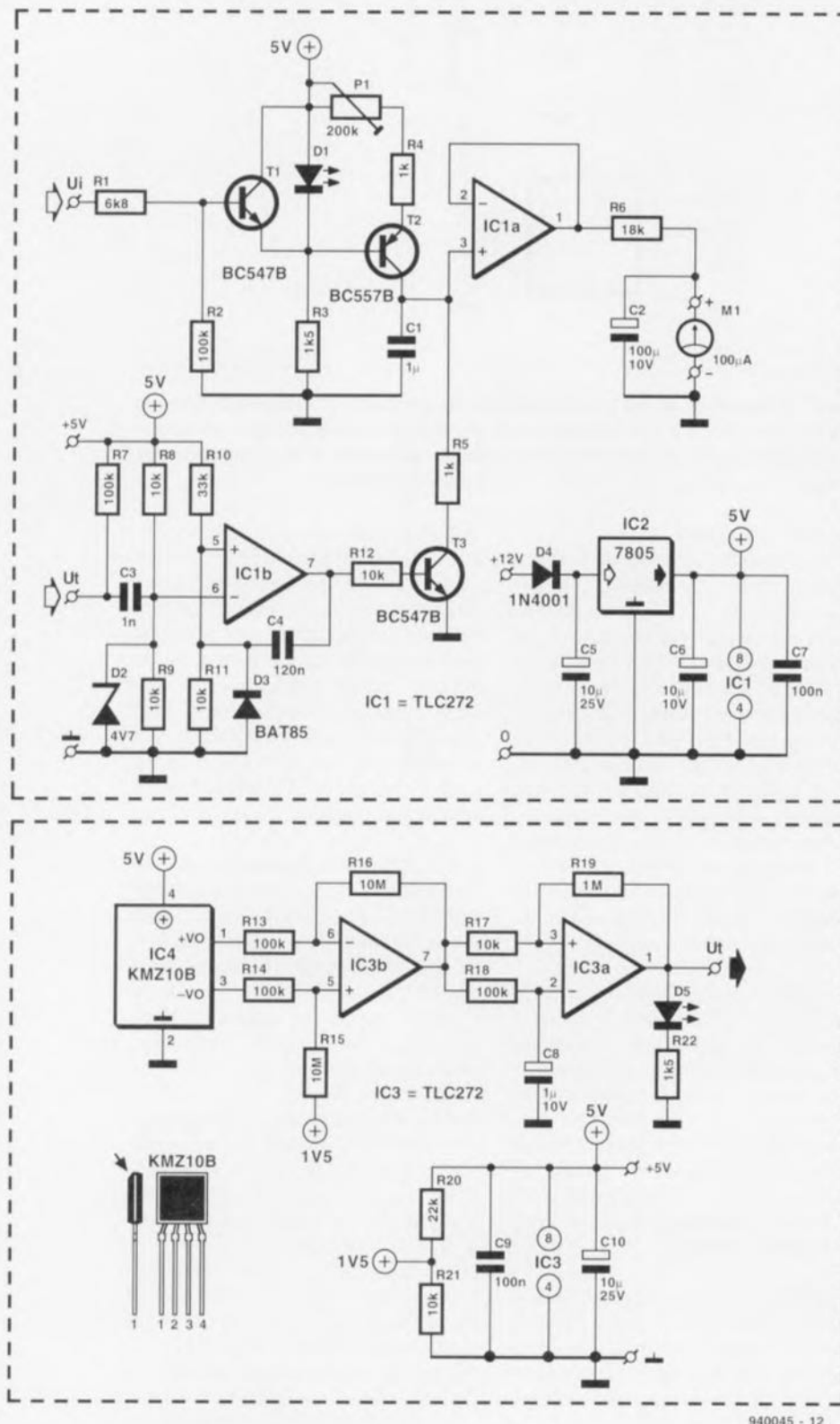


Figure 2. On retrouve ici assez facilement les sous-ensembles du synoptique de la figure 1. Le composant « actif » est ici le condensateur C1 qui travaille en intégrateur. Le circuit basé sur le capteur magnéto-résistif IC4 permet de capter inductivement sur un compteur de vitesse ordinaire (mécanique) les impulsions de vitesse (signal  $U_i$ ).



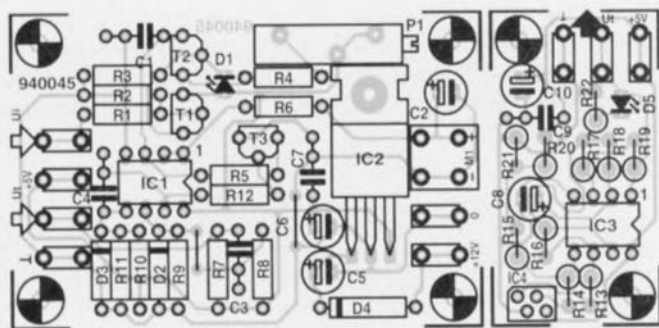


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour le consommètre. Il faudra séparer les 2 sous-platines constituant cette réalisation.

#### Liste des composants

##### Résistances:

R1 = 6k $\Omega$   
 R2, R7, R13, R14, R18 = 100 k $\Omega$   
 R3, R22 = 1k $\Omega$   
 R4, R5 = 1 k $\Omega$   
 R6 = 18 k $\Omega$   
 R8, R9, R11, R12, R17, R21 = 10 k $\Omega$   
 R10 = 33 k $\Omega$   
 R15, R16 = 10 M $\Omega$   
 R19 = 1 M $\Omega$   
 R20 = 22 k $\Omega$   
 P1 = ajustable multitours 200 k $\Omega$  couché

##### Condensateurs:

C1 = 1  $\mu$ F MKT  
 C2 = 100  $\mu$ F/10 V radial  
 C3 = 1 nF  
 C4 = 120 nF  
 C5, C10 = 10  $\mu$ F/25 V radial

C6 = 10  $\mu$ F/10 V radial

C7, C9 = 100 nF

C8 = 1  $\mu$ F/10 V radial

##### Semi-conducteurs:

D1, D5 = LED rouge faible courant  
 D2 = diode zener 4V7/500 mW  
 D3 = BAT85 (Philips)  
 D4 = 1N4001  
 T1, T3 = BC547B  
 T2 = BC557B  
 IC1, IC3 = TLC272 CP  
 (Texas Instruments)  
 IC2 = 7805

##### Divers:

11 cavaliers de court-circuit  
 M1 = galvanomètre à bobine mobile  
 100  $\mu$ A/1k $\Omega$ 9 (tel que, par exemple,  
 Monacor PM-2/100  $\mu$ A)  
 IC4 = capteur magnétique KMZ10B (Philips)

de l'implantation des composants en **figure 3**, est tel que l'on peut facilement la séparer en 2 morceaux, la platine principale étant celle du consommètre proprement dit et l'autre celle du capteur magnéto-résistif. Il n'y a guère de remarque spéciale à faire en ce qui concerne la mise en place des composants sur ces 2 circuits imprimés. Il suffit en effet de respecter les indications de la sérigraphie de l'implantation des composants pour éviter tout risque de problème. Un certain nombre de connexions vers le monde extérieur prend la forme de languettes « auto » repliées à 120° montées et soudées directement sur la platine.

La photographie de la **figure 4** montre à quoi devrait ressembler votre réalisation si vous avez respecté toutes les règles prévues. Toutes les connexions sont clairement identifiées de sorte qu'à ce niveau non plus il ne devrait pas y avoir de problème. L'un des côtés de la platine reçoit le galvanomètre à bobine mobile M1 et les lignes d'alimentation reliant le

montage à la batterie; le côté opposé comporte les points de connexion U<sub>i</sub>

et U<sub>r</sub> ainsi que les bornes +5 et  $\pm$  de l'alimentation du circuit du capteur magnéto-résistif.

Si l'on fait appel au capteur magnéto-résistif on plantera de préférence cette mini-platine dans un boîtier en plastique parfaitement étanche que l'on disposera à proximité immédiate du compteur de vitesse. Il faudra trouver expérimentalement l'emplacement optimal, pour ne pas dire idéal, où disposer ce petit boîtier. Un petit tour d'immeuble rapide, il n'en faut pas plus pour s'assurer, grâce à la présence de la LED D5, que le capteur magnéto-résistif capte un champ magnétique d'une puissance suffisante. Si tant est que l'on ait à disposer le circuit du capteur à une distance supérieure disons à 30 cm de la platine principale, il est préférable d'utiliser du câble blindé pour effectuer l'interconnexion. Il est recommandé, en ce qui concerne la « dérivation » du signal U<sub>i</sub> fourni par l'injection de carburant et la « capture » du signal U<sub>r</sub> généré par un éventuel générateur tachymétrique, de demander conseil à son garagiste préféré si tant est qu'il connaisse bien les spécificités de votre véhicule, voire à un concessionnaire de la marque, pour une identification aisée des différents points de connexion. S'il vous faut vous débrouiller tout seul, quelques instants de réflexion et un manuel d'entretien du type de véhicule concerné devraient suffire à vous sortir d'embarras.

Le premier pompiste venu devrait pouvoir vous indiquer où se trouvent

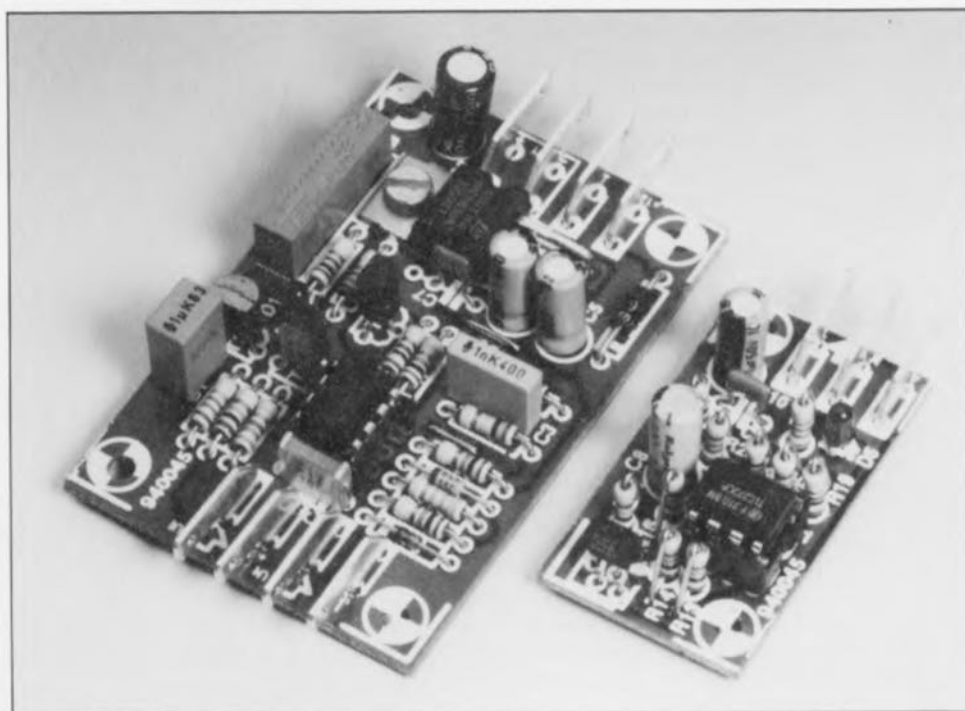


Figure 4. Exemple terminé du consommètre de carburant.

les buses d'injection. On déconnecte momentanément les fils allant aux contacts électrique de l'une d'entre elles et l'on vérifie ensuite – après avoir bien entendu « mis le contact » – sur laquelle se trouve la tension de 12 V. Cette broche ne nous intéresse pas puisque nous avons besoin de la borne de la buse d'injection sur laquelle ne se trouve pas le 12 V. On connecte à ce contact-là une dérivation dont la première branche reçoit le fil de connexion d'origine, la seconde branche étant connectée à l'entrée  $U_i$  du consomètre.

Le capteur du signal tachymétrique se trouve en règle générale à proximité de l'axe de transmission ou du différentiel et ne comporte qu'un seul contact. Il est très facile de s'assurer que l'on a identifié le contact requis en déconnectant le fil y arrivant et en effectuant quelques mètres avec la voiture. Si le compteur de vitesse ne marche plus c'est que l'on a trouvé le « bon » contact. À ce point également on met une dérivation et l'affaire est réglée.

## L'étalonnage

Dans le cas d'un consomètre de carburant tel que celui décrit ici, la fonction est bien plus une indication de style de conduite – économique ou « moins économique » – que d'affichage chiffré d'une consommation. Cette philosophie explique que nous ayons opté pour un galvanomètre à bobine mobile plutôt que pour un affichage numérique.

Cette solution a l'avantage additionnel d'être moins distrayant pour le conducteur, ce qui n'est que favorable à la sécurité routière. Il n'en reste pas moins vrai qu'il est préférable d'étalonner l'instrument d'une manière ou d'une autre, de façon à disposer d'une indication de consommation utilisable comme référence d'ordre général. Le seul organe de réglage dont dispose notre montage est l'ajustable multitours P1. À la question de savoir s'il est possible de faire face, à l'aide de ce seul organe de réglage, à toutes les situations et d'arriver à un étalonnage satisfaisant il nous faut répondre par un vraisemblablement oui prudent. L'ajustable P1 possède une plage de réglage relativement étendue, et à y regarder de près, les différences entre les diverses marques d'automobile sont loin d'être aussi fondamentales que cela. Même si nous nous laissons une marge énorme la variation de la durée d'injection ne sort pas, dans la pratique, d'un domaine allant de 1 à

15 ms. La relation entre la fréquence du générateur tachymétrique et de la distance parcourue intègre en outre le rapport de transmission (y compris le rapport final); quelques recherches eurent vite fait de nous apprendre que cette valeur ne diffère que très peu du rapport 4:1.

En résumé, dans 99% des cas, l'ajustable P1 devrait permettre un étalonnage correct. Ce n'est qu'au cas où, par exemple, le générateur tachymétrique devait fournir un nombre étonnamment élevé d'impulsions qu'il faudrait envisager d'augmenter la valeur de la résistance  $R_5$ . Nous proposons, à l'intention de ceux d'entre nos lecteurs qui voudraient effectuer les calculs eux-mêmes, un encadré donnant les formules permettant de calculer la tension moyenne aux bornes du condensateur d'intégration C1.

Intéressons-nous maintenant au processus d'étalonnage proprement dit. Il nous faut, pour réaliser l'étalonnage, 3 « choses » : un chauffeur, le mode d'emploi du véhicule et une journée de beau temps sans vent. On parcourt le carnet de bord du véhicule ou un document publicitaire disponible auprès du concessionnaire à la recherche de sa consommation. Dans la majorité des cas cette information est donnée pour, entre autres vitesses et conditions, à une vitesse de 90 km/h vu que c'est très souvent à cette vitesse que l'on a la consommation la plus faible. Si le document en question indique également la consommation à 120 km/h notez-la, elle nous permettra de procéder à un étalonnage à 2 points.

Armé de ces informations et d'un tournevis nous allons, par un jour de météo favorable sans vent et à faible circulation, faire un petit tour sur une route parfaitement plane. Une fois que le moteur a atteint sa température de croisière, on demande au chauffeur de maintenir la vitesse à 90 km/h

très précisément et ce pendant un certain temps. On joue alors sur l'ajustable P1 de façon à obtenir un débattement de l'aiguille du galvanomètre à bobine mobile au quart environ de la pleine échelle. On marque au point ainsi défini la valeur de consommation indiquée par le fabricant, disons 6,25 [l/100 km] – rien n'interdit, à nos lecteurs belges en particulier, d'opter pour l'indication inverse, à savoir nombre de kilomètres par litre (1:16, 1 l tous les 16 kms dans le cas présent).

Ceci fait, on demande au conducteur de passer à la « vitesse supérieure », à savoir 120 km/h. On s'assure que le débattement de l'aiguille se fait bien vers une valeur plus importante et si tel est bien le cas, on marque au second point de l'échelle ainsi obtenu la valeur de la consommation de carburant donnée par le fabricant à une vitesse constante de 120 km/h, telle que 8,33 (ce qui correspond à 1 l tous les 12 kms, soit 1:12).

Après être rentré à la maison on pourra remplacer l'échelle marquée provisoirement par une nouvelle version redessinée au propre.

## En guise de conclusion

Il ne faudra pas être surpris de voir l'aiguille monter en fin d'échelle lorsque vous vous trouvez pris dans un embouteillage ou que vous attendez le passage d'un train. Cela n'a en effet rien d'étonnant vu que l'on a bien consommation de carburant sans parcours du moindre kilomètre de sorte que, théoriquement, la consommation litre/kilomètre est infiniment élevée.

En pratique, il est très peu probable que l'on puisse obtenir une consommation inférieure à celle mesurée à une vitesse constante de 90 km/h, ce qui explique que les fabricants donnent tant de publicité à ce chiffre. Obtenir une consommation supérieure


La tension moyenne aux bornes du condensateur d'intégration C1,  $U_{C1}$  répond à la formule suivante :

$$U_{C1} = \frac{f_i \cdot t_i \cdot I_i \cdot (1 + e^{-\frac{t_i}{R_o C}})}{2 \cdot f_i \cdot C \cdot (1 - e^{-\frac{t_i}{R_o C}})}$$

$f_i$	= fréquence d'injection ( $n/60$ Hz, où $n$ est le régime exprimé en tr/mn)
$t_i$	= durée d'injection ( $10^{-3}$ à $15 \cdot 10^{-3}$ s)
$f_i$	= fréquence du compteur de vitesse exprimée en Hz
$t_i$	= pseudo-période du compteur de vitesse ( $10^{-3}$ s)
$R_o$	= résistance de décharge ( $R_5 = 10^3 \Omega$ )
$C$	= capacité du condensateur d'intégration ( $C_1 = 10^{-6}$ F)
$I_i$	= courant par l'intégrateur (peut être ajusté entre $6 \cdot 10^{-6}$ et $10^{-3}$ A)

re à celle relevée à 120 km/h est elle au contraire fort possible. Toute voiture fait preuve, aux grandes vitesses, d'une soif qui paraît quasi-inextinguible. Il est à espérer qu'une fois monté, le consomètre décrit ici mette en veilleuse vos aspirations au statut de coureur de formule 1. Nous lais-

sons à votre imagination créative le soin des détails techniques du montage de cette réalisation dans votre voiture. On pourra monter la platine (sans celle du capteur magnéto-résistif) dans le même boîtier que le galvanomètre et disposer celui-ci sur ou sous le tableau de bord, l'essentiel

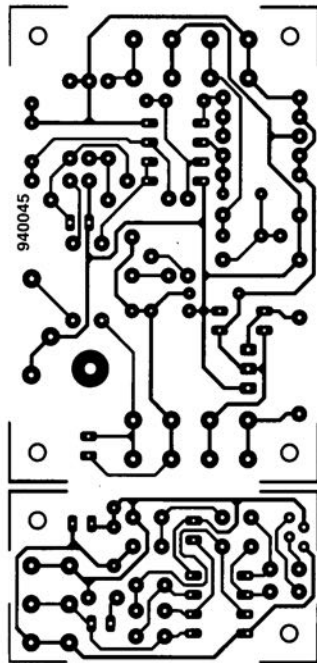
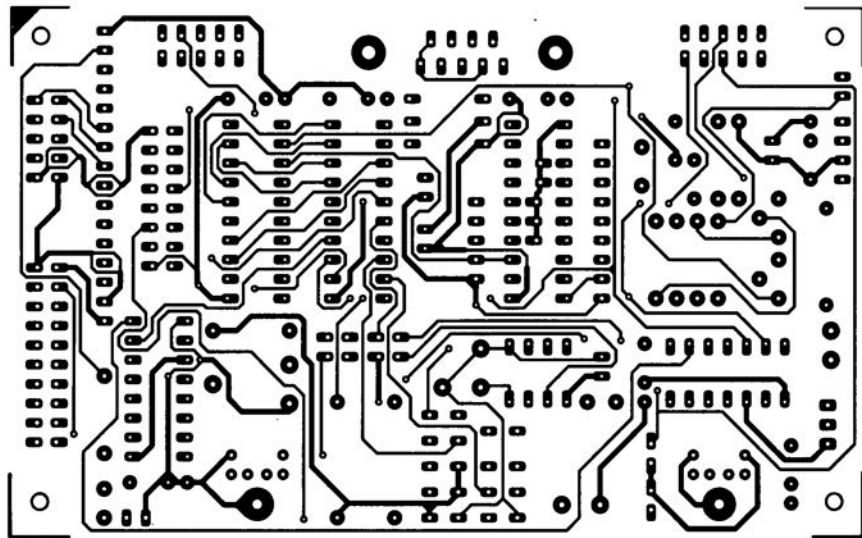
étant bien évidemment qu'il soit visible sans pourtant constituer de distraction lors de la conduite du véhicule. On peut également envisager de ne monter que le galvanomètre directement dans le tableau de bord et de placer l'électronique derrière. À vous de choisir ! 



prolongateur I<sup>2</sup>C ↑

carte d'extension (côté composants) ↓

consomètre de carburant →



# ULTIboard Entry Designer

Logiciel de capture de schémas et de dessin de circuits imprimés.



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.

ULTIboard Entry Designer – en raccourci U.E.D. – de la société néerlandaise ULTIMATE Technology est en fait un logiciel à facettes multiples, le plus complet que nous ayons décrit jusqu'à présent dans cette rubrique, puisqu'il comporte **et** une version tournant sous DOS **et** une version pour Windows.

De plus chacune de ces versions d'U.E.D. se compose de différents modules, **ULTIcap 1.50**, qui comme le donne à penser sa dénomination sert à la **capture** de schémas et de **ULTIboard 4.50**, qui sert au dessin de circuits imprimés (les fameux **PC-boards...**), ces 2 logiciels n'existant qu'en version DOS au graphisme parfaitement acceptable puisqu'il peut, en fonction des caractéristiques de la carte utilisée, aller jusqu'à 1024 x 768 points, sans oublier **ULTIRoute for Windows**, un programme d'autoroutage tournant, comme sa dénomination le laisse supposer, sous Windows et **ULTIRoute**

**Translator**, un programme de conversion vers le routeur **ULTIRoute**.

## La présentation

L'ensemble arrive dans un joli coffret allongé qui abrite les 4 disquettes du programme, 1 dongle, une sorte de cours rapide (Tutorial) de plus de 200 pages avec sa disquette, un fascicule de 20 pages accompagné de quelques notes à l'intention de l'utilisateur potentiel et une enveloppe contenant la licence d'utilisation et 2 gros manuels de facture professionnelle, **ULTICAP User Manual** et **ULTIBOARD User Manual**. Tous les dits documents sont, dans la version que nous avons reçue, en anglais, mais il nous a été promis une version française à la publication de ce rapide descriptif.

## Que vous faudra-t-il...pour utiliser U.E.D?

Vu les exigences que l'on pose à un logiciel de ce genre, il est recommandé de disposer d'un 80386/486(SX) voire mieux, de 2 Moctets de RAM, mais qui se contente d'une taille de mémoire aussi rachitique dès lors que l'on prévoit de travailler sous Windows (8 Moctets conseillés), et un écran couleur VGA minimum.

Ainsi équipé, vous pouvez vous lancer dans la mêlée.

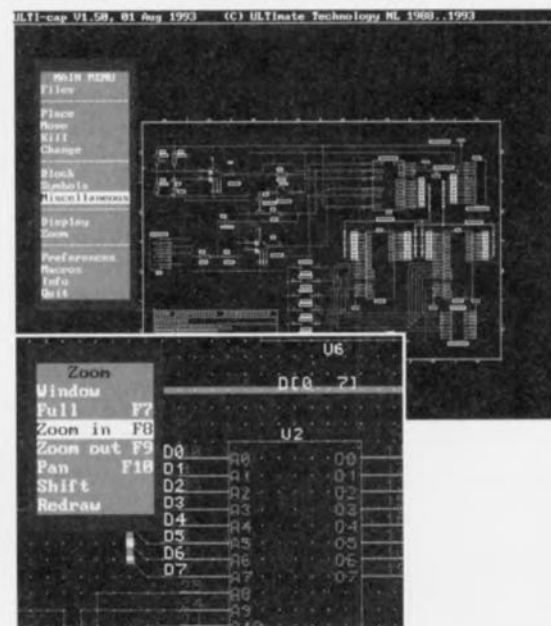
Avant de vous lancer dans l'installation il faudra vérifier que les répertoires DOS et Windows se trouvent bien dans le cheminement (*path*).

L'installation est classique : un A:SETUP A:{Retour}.

Il suffit ensuite de répondre aux quelques demandes affichées à l'écran pour choisir entre la version DOS (d ou D) et Windows (w ou W) et d'entrer ses n° de licence, son nom et celui de sa société pour lancer le train de l'installation. 4 changements de disquette, une sortie de Windows et un redémarrage de l'ordinateur plus loin, on est enfin prêt à se faire plaisir, car c'est bien le sentiment après quelques minutes d'utilisation déjà, avec l'environnement puissant de ULTIimate.

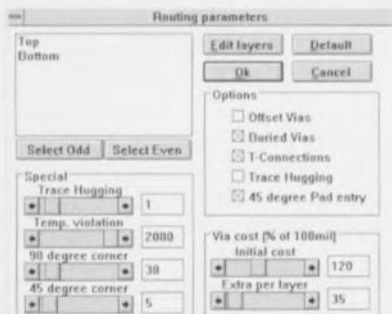
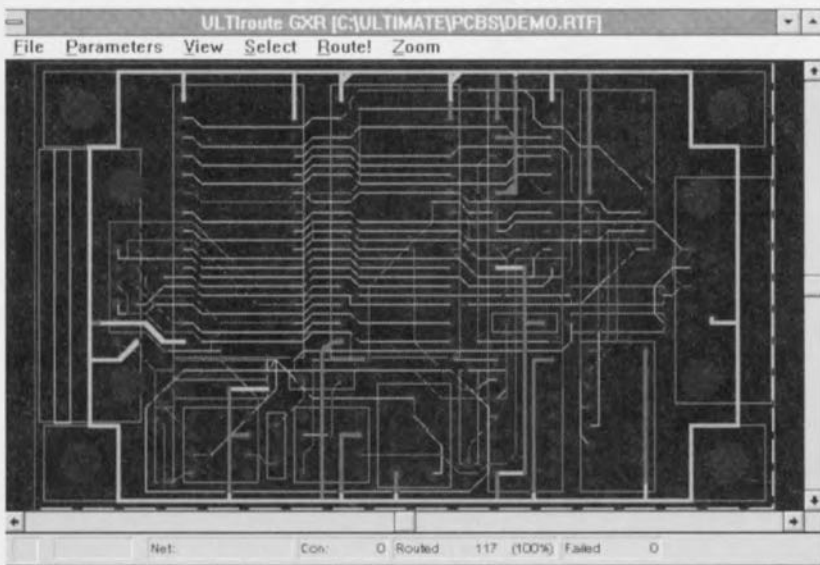
## Le trajet classique

ULTIimate sous Windows, car c'est l'approche qui nous paraît la plus facile pour le néophyte, est un environnement dans lequel on passe logiquement d'un module au suivant. Après avoir passé dans le (ULTI)Shell et défini le nom du projet dans lequel on se lance, on passe à ULTIcap pour la capture du schéma. Lorsque l'on est satisfait de son travail on revient dans le Shell et l'on crée la liste des composants et la liste des équipements (*netlist*) avant d'aller dans ULTIBoard, où l'on charge ces 2 listes et l'on se lance dans le placement des com-



# ULTIboard Entry Designer

(suite)



Recopie d'un certain nombre d'écrans rencontrés en cours d'utilisation d'ULTIBoard Entry Designer

composants. Il ne reste plus qu'à démarrer l'autoroutage. Ah si les choses étaient aussi faciles...

## La force d'U.E.D.

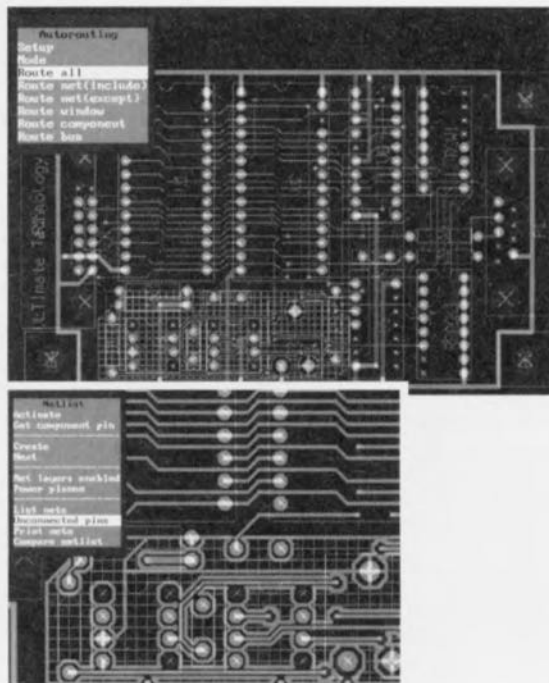
est sans aucun doute le fait qu'il s'agit d'un système intégré, comportant sous un même dénominateur tous les outils nécessaires à la bonne fin d'un projet: capture de schéma, dessin de circuit imprimé avec tous les accessoires imaginables pour l'impression sur papier, le dessin sur table traçante, la génération de toutes les listes dont on peut, d'une façon ou d'une autre, avoir besoin.

DRC en temps réel, Placement en temps réel, Ripup + Retry avancés, relation prix/performances, outils de routage sont quelques-uns des atouts de UED.

Notons qu'il existe, à l'intention de ceux qui préfèrent voir avant d'acheter, une version d'évaluation, baptisée comme de

bien entendu Evaluation200, en version DOS 32 bits, qui contient tous les éléments mentionnés du coffret allongé, exception faite du dongle, avec une capacité de 200 broches et comportant un manuel en couleur de 32 pages + le tutorial de 224 pages en remplacement du set de manuels de l'utilisateur mentionné plus haut.

L'adresse d'ULTIMATE Technology (tél. : +31-2159-44444) et celle de son distributeur en France sont connues de la rédaction. Notons que cette société souhaite étendre son réseau de distribution en France. Avis aux amateurs.





# μ-PIC et tutti quanti

## cours de programmation pour PIC 16C5x

3<sup>e</sup> partie : jeu d'instructions des PIC 16C5x

Après avoir examiné, dans les deux premiers articles de ce cours, la structure matérielle du contrôleur, nous allons vous présenter, dans les paragraphes à suivre, le « set » d'instructions des contrôleurs du type PIC 16C5x.

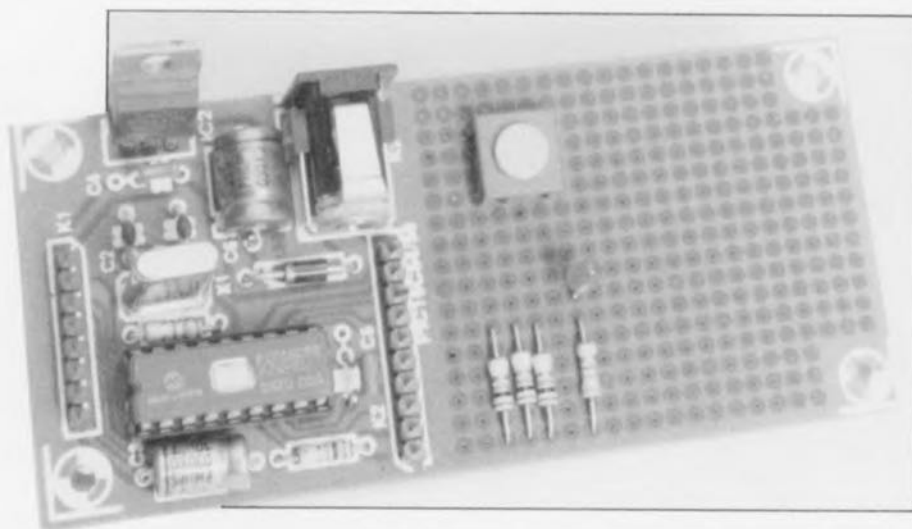


Tableau 1. Opérations de registre de fichier à gestion d'octet

Mnémonique		Opération	Bits du mot de registre affectés
ADDWF	f, d	Addition de W et f	C, DC, Z
ANDWF	f, d	ET logique de W et f	Z
CLRF	f	remise à zéro de f	Z
CLRW	—	remise à zéro de W	Z
COMF	f, d	complément de f	Z
DECf	f, d	décrément de f	Z
DECFSZ	f, d	décrément de f, sauter si zéro	—
INCF	f, d	incrément de f	Z
INCFSSZ	f, d	incrément de f, sauter si zéro	—
IORWF	f, d	OU inclusif de W et f	Z
MOVF	f, d	déplacement de f	Z
MOVWF	f	déplacement de W vers f	—
NOP	—	pas d'opération	—
RLF	f, d	rotation vers la gauche via Carry	C
RRF	f, d	rotation vers la droite via Carry	C
SUBWF	f, d	soustraction de W et f	C, DC, Z
SWAPF	f, d	permutation des moitiés de f	—
XORWF	f, d	OU exclusif de W et f	Z

Tableau 2 Opérations de registre de fichier à gestion de bit

Mnémonique		Opération	Bits du mot de registre affectés
BCF	f, b	remise à zéro du bit (b) dans le fichier (f)	—
BSF	f, b	positionnement du bit (b) dans le fichier (f)	—
BTFSZ	f, b	test du bit (b) dans le fichier (f); sauter si remis à zéro	—
BTFSZ	f, b	test du bit (b) dans le fichier (f); sauter si positionné	—

En règle générale on subdivise les instructions en deux catégories :

- les codes opération (*Op-code* pour *Operation code*) qui indiquent l'opération devant être exécutée et
- les opérandes (des emplacements en mémoire ou des registres), constituant les « objets » de l'opération définie par l'*Op-code*.

Dans le cas de nombreux microprocesseurs et microcontrôleurs, il est impératif de réserver, pour le code opération et les opérandes, respectivement, un, voire plusieurs octets. En ce qui concerne les PIC 16C5x cela n'est pas nécessaire : le code opération et l'opérande ont été réunis en un mot unique de 12 bits. Cette « compression » a pour résultat un certain nombre... d'avantages et bien évidemment... d'inconvénients.

L'inconvénient principal est sans doute le fait que le nombre d'instructions (code opération + opérande) se limite à 33. L'avantage majeur est la vitesse d'exécution d'une telle instruction « comprimée » : il suffit d'une seule opération de lecture pour saisir **et** le code opération **et** l'opérande.

Les instructions des micro-contrôleurs du type PIC 16C5x se subdivisent en trois groupes :

- les instructions de registre à gestion d'octet,
- les instructions de registre à gestion de bit et
- les instructions de constante et de commande.

Les instructions à gestion d'octet des PIC se caractérisent par une particularité spécifique. En général, le résultat d'une opération – telle qu'une addition de deux nombres par exemple – est écrit dans le registre de travail (registre-W pour Work, baptisé ACC (d'accumulateur) pour les autres micro-contrôleurs). Dans le cas des PIC le programmeur peut choisir si le résultat de l'opération est transféré vers le registre de travail ou réécrit dans le registre, choix indiqué sous forme d'opérande dans le code d'instruction utilisé. Dans le code d'instruction c'est le bit de destination-**d** qui définit quel registre il faudra utiliser. Le fait que la société Microchip laisse décider à l'utilisateur quel bit sera défini comme bit de destination constitue cependant un petit chausse-trappe. C'est la raison pour laquelle le début de chaque programme devrait comporter la définition suivante :

```
W equ 0H ; destination = W
F equ 1H ; destination = f.
```

Les **tableaux 1 à 3** donnent une vue générale de toutes les instructions des

Tableau 3. Opérations littérales et de commande

Mnémonique	Opération	Bits du mot de registre affectés
ANDLW	k ET logique du littéral (k) et W	Z
CALL	k appel de sous-programme	—
CLRWDI	— remise à zéro du temporisateur du chien de garde	TO, PD
GOTO	k aller vers adresse	—
IORLW	k OU inclusif du littéral (k) et W	Z
MOVLW	k déplacement du littéral (k) vers W	—
OPTION	— chargement de W dans le registre OPTION	—
RETLW	k retour, placement du littéral (k) dans W	—
SLEEP	— passage en mode de veille	TO, PD
TRIS	f chargement de W dans le registre TRIS f	—
XORLW	k OU exclusif du littéral (k) et W	Z

```

1      title    "Sample flashing LED" ; Program title
2      subtitl  "Declarations"       ; Program subtitlle
3
4      ; Listing Options for MPALC assembler
5      list    c=136                ; Columns per line
6      list    n=60                 ; Lines per page
7      list    r=HEX ; {HEX,DEC,OCT} ; HEX as default
8      list    l=ON ; {ON / OFF}    ; Listing ON
9      list    x=ON ; {ON / OFF}    ; Macro expansion on
10     list    t=ON ; {ON / OFF}    ; Truncate listing lines
11     list    e=0 ; {0,1,2,3}      ; 0 = Report all Messages
12                                     ; 1 = Report Warnings, fatals, criticals
13                                     ; 2 = Report fatals, criticals
14                                     ; 3 = Report criticals
15
16     page                          ; New Page
17
18     ; select controller
19 controller equ 56                ; 54: PIC 16C54, 55: PIC 16C55 ...
20
21     if controller == 54           ; PIC 16C54
22         list    p=16C54          ;
23         Adr_Reset equ 01FFH      ;
24     endif
25     if controller == 55           ; PIC 16C55
26         list    p=16C55          ;
27         Adr_Reset equ 01FFH      ;
28     endif
29     if controller == 56           ; PIC 16C56
30         list    p=16C56          ;
31         Adr_Reset equ 03FFH      ;
32     endif
33     if controller == 57           ; PIC 16C57
34         list    p=16C57          ;
35         Adr_Reset equ 07FFH      ;
36     endif
37
38     ; Main declarations
39
40     ; Destination of Byte-Oriented File Register Operations
41     equ 00H                        ; Destination is W-Register
42     equ 01H                        ; Destination is F-Register
43
44     ; Directions of I/O - Ports
45     Input    equ 01H              ; Input
46     Output   equ 00H              ; Output
47
48     ; Register file declarations
49
50     ; Operational Register File
51     INDIRECT equ 00H              ; Indirect Data addressing
52     RTCC      equ 01H             ; Real Time Clock/Counter Register
53     PC        equ 02H             ; Program counter
54     STATUS    equ 03H             ; Status Word Register
55     FSR       equ 04H             ; File Select Register
56
57     ; I/O Registers (Ports)
58     Port_A    equ 05H             ;
59     Port_B    equ 06H             ;
60     Port_C    equ 07H             ; PIC 16C55/C57 only
61
62     ; General Purpose Registers, user defined
63     us_Register equ 009H          ;
64     ms_Register equ 00AH          ;
65
66     ; Hardware declarations
67
68     LED_B     equ 00H             ; LED connected to RA0
69     LED_P     equ 05H             ; Port_A
70     LED_off_time equ 000H         ; LED off for 256 ms
71     LED_on_time  equ 000H         ; LED on for 256 ms
72
73     KEY_B     equ 01H             ; KEY connected to RA1
74     KEY_P     equ 05H             ; Port_A
75
76     subtitl  "Subroutines"
77     page
78
79
80
81

```

contrôleurs. Nous allons vous présenter, à l'aide de quelques exemples de programmation, chacune de ces instructions de même que les directives d'assembleur des tableaux 4 à 7.

## Exemple de programmation : la LED clignotante

Il est possible de charger les sorties des contrôleurs PIC16C5x jusqu'à 20 mA. On notera ici que l'intensité du courant d'alimentation devrait rester inférieure à 50 mA, celle du courant de masse (GND) inférieure à 150 mA. Dans notre exemple de programmation, LED\_SMPL.ASM, une LED est prise, via une résistance de 330 Ω, entre la broche de port RA0 et la tension d'alimentation positive de 5 V. Toutes les autres broches de port seront forcées, chacune à l'aide d'une résistance de forçage de 10 kΩ, à +5 V.

Le schéma de la figure 1 montre que nous avons, en outre, pris une touche entre la broche RA1 et la masse (GND). L'ensemble de l'électronique prend place sur une petite platine d'expérimentation pour les PIC (voir la photographie) que nous vous proposons dans le numéro Hors-Gabarit double de juillet-août '94.

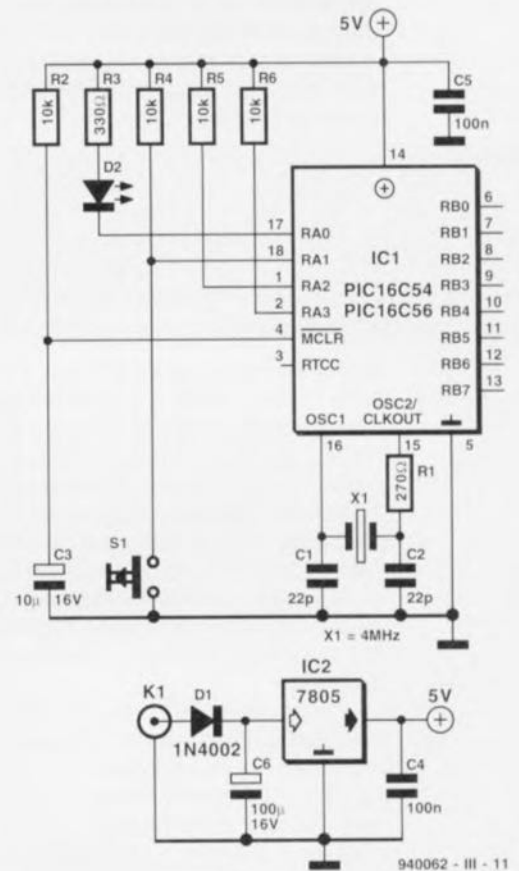


Figure 1. L'électronique requise pour faire fonctionner le programme « LED clignotante ».

La fonction de ce programme d'exemple consiste à faire clignoter la LED en cas d'action sur la touche. L'assemblage de ce petit programme se fait à l'aide de l'instruction : MPALC LED\_SMPL.ASM <RETURN>. Il faudra veiller, lors de la programmation, à mettre le fusible (*fuse*) (bit de programmation) de l'oscillateur sur XT (oscillateur à quartz).

Pour bien comprendre le fonctionnement du programme, nous allons examiner, dans les paragraphes à venir, le listing du programme « Sample flashing LED ».

Les lignes 1 à 17 comportent des directives de listing pour l'assembleur; chacune d'entre elles est dotée d'un commentaire explicatif. Dans les lignes suivantes, 18 à 36, on trouve la définition du vecteur de remise à zéro (*reset vector*) qui diffère d'un PIC à l'autre. On attribue, pour ce faire, une constante au symbole *controller*, 54 dans le cas présent. Dans les constructions *if ... endif* qui viennent ensuite, une seconde constante (*Adr Reset*) est déclarée, constante qui dépend du type de contrôleur utilisé. Cette dernière constante servira, plus tard, à mettre le vecteur de remise à zéro au bon endroit dans le programme.

L'instruction *List p=16C...* présente un certain mystère. La raison de la prise, par la définition du type de contrôleur, de la forme d'une instruction de listing restera l'un des secrets précieusement gardés par les programmeurs ayant écrit l'assembleur...

#### Exemple :

```
caractères/ligne equ 80
lignes/page      equ 25
caractères/page  equ caractères/ligne *
                  lignes/page.
```

Il serait incorrect de remplacer cette dernière ligne par :  
caractère/page equ 2000.

Les instructions suivantes, jusqu'à la ligne 78, comportent des déclarations de constante, toutes bien annotées. Arrivé à ce point-ci de nos explications il faudra noter qu'un bon programme se caractérise par une déclaration de constantes claire et nette. Une caractéristique typique d'une programmation correcte est par exemple le fait que des relations d'autres constantes devraient être réalisées à l'aide de l'arithmétique assembleur.

Une instruction *CALL* ne peut effectuer, ceci a été mentionné précédemment dans les paragraphes consacrés au côté matériel des contrôleurs, de saut que dans la première moitié d'une page de programme. Il est donc recommandé de mettre tous les sous-programmes au début du programme principal.

L'instruction *ORG* de la ligne 86 donne instruction à l'assembleur de mettre son

```
2 ; =====
3 ; Subroutines
4 ; =====
5
6         org    0000H                ; Subroutines only in first half of
7                                         ; page
8
9 ; -----
10 ; Subroutine Wait_ms
11 ;
12 ; Parameter:    ms in W-Register
13 ; Return value: 000H
14 ;
15 ; Delay time is 1 ms * (W Register) at Fosc = 4Mhz
16 ; Note: W Register = 000H <=> 256 ms
17 ;
18 Wait_ms    movwf ms_Register          ; store ms
19            movlw 0F9H                 ; correct call time (incl one movlw
20            movwf us_Register          ; before calling) for first loop
21
22 W_Loop_ms  movlw 0F9H                 ; One loop 249 * W_Loop_us + 4 cycles
23            addwf us_Register,F         ;
24
25 W_Loop_us  nop                        ; one loop = 4 cycles
26            decfsz us_Register,F        ; us_register - 1, skip if zero
27            goto W_Loop_us             ;
28
29            decfsz ms_Register,F        ; ms_register - 1, skip if zero
30            goto W_Loop_ms             ;
31            nop                        ; correct time of last ms loop
32
33            retlw 000H                  ;
34 ; -----
35
36        subtitl "Main program"
37        page
38
39 120 ; =====
40 2 ; Main Program
41 3 ; =====
42 4 ;
43 5 Main_Start
44 6         movlw 00EH                  ; Starting after RESET
45 7         tris Port_A                 ; Set RA0, which is connected to LED,
46 8         goto LED_off                ; as output
47 9                                         ; Initially: LED off
48
49 130 Loop   btfsc KEY_P, KEY_B          ; Key pressed? (RA1 = 0?)
50          goto Loop                   ; No, wait until key pressed
51
52          bcf LED_P, LED_B             ; LED on
53          movlw LED_on_time            ; wait
54          call Wait_ms                 ;
55
56 7 LED_off  bsf LED_P, LED_B            ; LED off
57          movlw LED_off_time           ; wait
58          call Wait_ms                 ;
59
60 140        goto Loop
61
62 ; -----
63 4         org    Adr_Reset             ; define reset vector
64 5 Reset    goto    Main_Start          ; Start at Main_Start after RESET
65 6 ; =====
66 7         end
```

Tableau 4. Directives de données

data	<expr>	création d'une valeur ou d'une chaîne de caractères à 12 bits
zero	<mem units>	initialisation avec zéro <mem units> d'espace de programme
set	<label> ... <expr>	définition d'une variable en assembleur
res	<mem units>	réservation de mots en espace de programme
equ	<label> ... <expr>	définition d'une constante en assembleur
include	"<nom de fichier>"	inclusion d'un fichier dans la source en assembleur

Tableau 5. Directives de listing

list	<option>	positionnement de multiples options de commande de listing
page		forcer l'éjection d'une page
title	"texte de titre"	définition d'un nouveau titre pour l'entête du listing
subtitl	"texte de sous-titre"	définition d'un nouveau sous-titre pour l'entête du listing

Tableau 6. Directives de commande

if	<expr>	début d'un bloc conditionnel en assembleur
else		début d'un bloc conditionnel alternatif en assembleur
endif		fin d'un bloc conditionnel en assembleur
org	<label> ... <addr>	définition d'une adresse absolue pour le bloc de code suivant
end		fin d'un bloc en assembleur

compteur d'adresse interne à l'adresse qui suit, 0000<sub>HEX</sub> dans le cas présent. Dans les lignes qui suivent on retrouve

le sous-programme *Wait ms*, introduisant une pause dont la durée en millisecondes est définie dans le registre-W.

MOVWF	déplacement de W vers f		
Syntaxe	movwf f	Bits d'état	aucun
Description	chargement du contenu du registre-W dans le registre f		
Exemple	movwf ms_Register		

MOVLW	déplacement du littéral vers W		
Syntaxe	movlw k	Bits d'état	aucun
Description	chargement de la constante k à 8 bits dans le registre-W		
Exemple	movlw OFEH		

CLRW	remise à zéro du registre W		
Syntaxe	clrw	Bits d'état	Z
Description	effacement du registre-W et positionnement du drapeau (flag)-Z		
Exemple	clrw		

CLRF	remise à zéro de f		
Syntaxe	clrf f	Bits d'état	Z
Description	effacement du registre 'f'		
Exemple	clrf ms_Register		

MOVF	déplacement de f		
Syntaxe	movf f, d	Bits d'état	Z
Description	d = 0 : chargement du contenu du registre 'f' dans le registre-W d = 1 : ré-écriture du contenu du registre 'f' dans le registre 'f'		
Exemple	movf Port_B, W		

ADDWF	addition de W à f		
Syntaxe	addwf f, d	Bits d'état	C, DC, Z
Description	addition du contenu du registre-W au contenu du registre 'f' et stockage du résultat, si d = 0 : dans le registre-W si d = 1 : ré-écriture dans le registre 'f'		
Exemple	addwf us_Register, F		

; Add two 32-Bit numbers N and Z. The result is in N.			
; If N+Z > 2**32 the CARRY is set			
;			
; N_LL, Z_LL: Bit 0..7			
; N_LH, Z_LH: Bit 8..15			
; N_HL, Z_HL: Bit 16..23			
; N_HH, Z_HH: Bit 24..31			
;			
ADD_LL	movf	Z_LL, W	; Load W with Z_LL
	addwf	N_LL, F	; ADD N_LL and W, store at N_LL
	btfs	3, 0	; Skip if Carry = 0
	goto	CARRY_LH	;
ADD_LH	movf	Z_LH, W	; Load W with Z_LH
	addwf	N_LH, F	; ADD N_LH and W, store at N_LH
	btfs	3, 0	; Skip if Carry = 0
	goto	CARRY_HL	;
ADD_HL	movf	Z_HL, W	; Load W with Z_HL
	addwf	N_HL, F	; ADD N_HL and W, store at N_HL
	btfs	3, 0	; Skip if Carry = 0
	goto	CARRY_HH	;
ADD_HH	movf	Z_HH, W	; Load W with Z_HH
	addwf	N_HH, F	; ADD N_HH and W, store at N_HH
	retlw	000H	; Return, load W with 000H

Instructions de chargement

La première instruction dans le sous-programme est l'instruction *movwf*. Elle sert à donner instruction au contrôleur de charger le contenu du registre-W dans l'emplacement en mémoire *ms\_Register*. La définition de l'emplacement de stockage dans le *Register-File* a lieu en ligne 65.

Les deux instructions suivantes (lignes 100 et 101) servent à charger la valeur *0FE<sub>HEX</sub>* dans l'emplacement en

mémoire *us\_Register*. Comme il n'existe pas d'instruction de chargement directe pour ce faire, il faudra faire un petit détour via le registre-W. L'instruction *movlw* (ligne 100) charge une constante dans le registre-W.

Le chargement d'un « 0 » dans le registre-W constitue un cas particulier pour lequel on dispose, outre de l'instruction *MOVLW 000<sub>HEX</sub>*, également de l'instruction *CLRW*. Contrairement à l'instruction *MOVLW*, qui ne produit pas de changement d'état des bits, l'instruction

*CLRW* se traduit par le positionnement du bit d'état Z.

Une autre instruction permettant l'effacement est *CLRF*. Cette instruction nous donne la possibilité d'effacer directement l'un des registres du *Register-File*, sans faire de détour via le registre-W. L'instruction *CLRF* se traduit aussi par le positionnement du bit d'état Z.

La dernière instruction de chargement est l'instruction *MOVF*, qui sert à charger le contenu d'un emplacement de mémoire dans le registre-W. La syntaxe de cette instruction nous permet également d'utiliser le registre-'f', défini dans l'opérande, comme destination de l'instruction de chargement. Ceci aura comme conséquence que l'instruction charge la valeur du registre-'f' avant de la ré-écrire dans ce même registre sans modifier le contenu du registre-W. Cette technique, ridicule à première vue, peut être pratique lorsqu'il s'agit de stocker provisoirement l'état d'un port d'E/S dans le registre de ports, voire encore lorsqu'il faudra vérifier que le contenu d'un registre est ou non à « 0 ».

Le sous-programme de notre exemple, nous l'avons mentionné plus haut, sert à attendre pendant un certain nombre de millisecondes, durée dont la valeur est présente, au moment de l'appel du sous-programme, dans le registre-W. Pour ce faire le sous-programme comporte deux boucles imbriquées. Le programme aura besoin – en cas d'utilisation d'un oscillateur 4 MHz – de 4 ms pour parcourir la boucle intérieure (lignes 103 à 108). Le nombre de fois que le programme appellera cette boucle est défini dans le registre-W (lignes 110 et 111). Le nombre de « bouclages » de la boucle intérieure n'est pas chargé dans le *us\_Register* sous forme de constante, ce nombre est en fait additionné au contenu existant de ce registre. Cette approche a l'avantage que la durée requise pour l'appel peut être prise en compte lors du premier passage de la boucle. Arrivé à la fin de la boucle le registre est effacé (remis à zéro = *00<sub>HEX</sub>*).

Instructions arithmétiques

La série des PIC 16C5x connaît les instructions arithmétiques *ADDWF*, *SUBWF* et, comme cas particuliers de celles-ci, les instructions *INCF* et *DECF*. La ligne 104 du listing comporte un exemple de l'utilisation de l'instruction *ADDWF*. Ici le nombre *0F9<sub>HEX</sub>*, qui se trouve dans le registre-W (chargé en ligne 103), est additionné au contenu du *us\_Register*. Toutes les instructions arithmétiques se caractérisent par la possibilité de choisir comme destination **ou** le registre-W, **ou** le registre-



'f' de l'opérande. Ceci nous permet d'additionner la même valeur au contenu de plusieurs registres-'f', sans être obligé de faire appel à des instructions de chargement supplémentaires.

Il n'existe malheureusement pas d'instructions *ADD with Carry* (addition avec retenue) ou *SUB with Carry* (soustraction avec retenue). S'il s'agit d'additionner des nombres de plus de 8 bits, il faudra traiter la retenue séparément. Le

petit programme de la page précédente servant à l'addition du nombre à 32 bits Z (Z\_HH, Z\_HL, Z\_LH, Z\_LL) au nombre à 32 bits N (N\_HH, N\_HL, H\_LH, N\_LL) illustre éloquemment cette technique.

On notera que la soustraction effectuée suite à l'instruction *SUBWF* se fait selon la méthode du complément à deux. Une conséquence de cette approche est que l'indicateur de retenue (*Carry-Flag*) est

positionné sous forme négative.

Les instructions *INCF* et *DECF* ne nécessitent pas d'explications exhaustives : elles se traduisent par l'incrément, voire le décrétement, du contenu du registre-'f' (incrément, décrétement = respectivement augmentation ou diminution de un). Le résultat sera stocké soit dans le registre-'f', soit dans le registre-W. Si le résultat de l'opération est zéro, l'indicateur-Z sera positionné.



LOISIRS

# fusible électronique pour le camping

*ajustable et réutilisable*

d'après une idée de E. Bosman



Lorsque l'on voit l'incroyable montagne d'appareils électriques qu'emporte avec lui, de nos jours, le campeur-moyen, on ne sera guère étonné d'apprendre que le nombre de fusibles grillés augmente de jour en jour avec l'arrivée des premiers touristes. Si l'on veut limiter autant que faire se peut cette source de problèmes, il est fortement recommandé de doter l'installation électrique de sa caravane du fusible réglable et – plus intéressant encore – réutilisable après réarmement, décrit dans les paragraphes de cet article.

À la vue des caravanes et autres camping-cars « haut de gamme » modernes, on est en demeure de se demander s'il existe encore une relation quelconque entre ce luxe hors-gabarit et l'essence même de ce qu'est le camping. Cafetière électrique, chauffe-eau, fer à repasser, climatisation et autres téléviseurs couleuvres à antenne parabolique – le campeur et la « campeuse » moderne s'entourent de tout le confort auquel ils sont habitués chez eux. Et pourtant, faire du camping devrait être, en principe, une activité relativement rustique; retour à la nature, randon-

nées à pied, armé d'un sac-à-dos, préparer à manger sur un feu en plein air développant une forte odeur de fumée, etc. Existente-t-elles toujours, ces vacances romanesques ? Il arrive que l'on ait l'impression, de temps à autre, que tout cela est bien dépassé !

Enfin, trêve de rêveries. L'invasion des terrains de campings par des campeurs de plus en plus friands de kilowatts/heures est tout simplement, il faut se faire une raison, un fait accompli ! Les caravanes et les camping-cars sont dotés de plus en plus d'accessoires électriques et le

nombre de fusibles grillés augmente exponentiellement. Tant que le fusible grillé est celui de la caravane, les conséquences ne sont pas trop graves et l'on aura – en général – vite fait de le remplacer. Il ne faudra en aucun cas oublier d'avoir une lampe de poche sous la main : tout le monde sait que les fusibles ont la fâcheuse tendance à trépasser lorsqu'il fait nuit noire !

Les choses deviennent sensiblement plus dramatiques si c'est l'un des fusibles du réseau électrique du camping qui rend l'âme. Cette situation est loin d'être purement imaginaire ! Il n'est pas garanti que l'ampérage du fusible de votre caravane soit bien en concordance avec celui du fusible de l'embranchement du réseau auquel elle est connectée.

Si vous avez un fusible de 6 A dans votre caravane et que le fusible du poste de connexion possède lui un ampérage de 10 A tout est parfait. Il n'est pas rare cependant de se trouver dans la situation inverse. L'une des obligations (morales) du campeur moderne est donc de se renseigner sur la capacité du fusible de son branchement électrique et de remplacer – le cas échéant – le fusible de sa caravane par un modèle assurant une parfaite sécurité.

Si l'on préfère ne pas avoir à se poser de question et réduire au minimum le risque de devoir se transformer en bricoleur du dimanche, il est recommandé de prendre, en série avec le fusible standard, une version électronique de fusible. Il suffira ensuite de dimensionner le fusible électronique de façon à ce qu'il réagisse juste avant que ne le ferait son homologue « ordinaire ». Une simple action sur une touche suffira alors à réarmer le fusible qui aura « lâché ».

Le fusible électronique décrit dans cet article se caractérise par sa réalisation relativement simple, une fiabilité la meilleure possible et une plage de régulation comprise entre 4 et 16 A. Voilà, somme toute, l'accessoire indispensable pour tout campeur moderne.

## Conception

Bien qu'il existe différentes approches pour la conception d'un fusible électronique, certains éléments seront impérativement présents dans un tel montage. On aura besoin, primo, d'un « bidule » pour détecter le courant qui circule à travers la ligne à protéger et, secundo,

d'un autre « machin » pour interrompre cette ligne en cas de surcharge.

Le croquis de la **figure 1** montre ce concept de base.

Une résistance (de shunt) et les contacts d'un relais sont pris en série dans la ligne à surveiller. La chute de tension se produisant aux bornes de la résistance  $R$  est fonction de l'intensité du courant qui la traverse. Il ne nous faut donc rien de plus qu'un petit circuit électronique chargé de surveiller la tension aux bornes de la résistance  $R$  et qui, en cas de valeur trop importante de cette tension, produise l'activation du relais. Tout ça est relativement simple, n'est-ce pas ? Il nous reste pourtant le petit problème de la réalisation de l'électronique de surveillance.

## Un comparateur avec une mémoire

Il nous faut inévitablement, pour pouvoir contrôler si une tension devient supérieure à une certaine valeur dite de consigne, un genre de comparateur. Vu qu'il est également nécessaire, dans le cas d'une coupure de tension produite par l'activation du relais, que cette situation soit maintenue jusqu'à la remise en état du fusible, il nous faut également une mémoire.

Le schéma électronique de la **figure 2** montre que ces deux éléments sont présents dans notre montage. Le circuit comporte même deux comparateurs, assurant un fonctionnement du fusible tant pendant la demi-période positive que pendant la demi-période négative de la tension alternative du secteur. En résumant grossièrement, le circuit fonctionne selon la façon suivante :

$R12$  fait office de résistance de shunt. Si la tension à ses bornes devient supérieure à  $+100$  ou  $-100$  mV, la sortie de l'un des comparateurs (IC1a et IC1b) sera activée. Ce fait se traduira par le déclenchement de la bascule bistable IC2 dont l'état de sortie change, entraînant, par conséquent, le relâchement du relais Re1. La bascule bistable IC2 restera dans cet état jusqu'à ce que l'on appuie sur la touche « START ».

Regardons maintenant le circuit de plus près. Pour éviter que la résistance de shunt  $R12$  ne dissipe une énergie trop importante, nous lui avons donné une valeur très basse. Il est relativement facile de construire soi-

même une résistance de ce genre à la valeur extrêmement faible. Il suffit de faire appel à un morceau de fil de câblage isolé dont on connaît la résistance spécifique. La valeur exacte de  $R12$  détermine en fait la capacité de notre fusible électronique.

Les données du **tableau 1**, se référant à du fil de cuivre isolé, vous aident à fabriquer une résistance de valeur comprise entre 18 et 5 m $\Omega$ , ce qui donne un fusible d'ampérage compris entre 4 et 16 A.

**Tableau 1.**  
Dimensionnement de la résistance  $R12$   
faite de fil de cuivre isolé.

$I_{max}$	$R_{shunt}$	$P_{shunt}$	section du fil	diamètre du fil	longueur
[A]	[m $\Omega$ ]	[W]	[mm <sup>2</sup> ]	[mm]	[cm]
4	18	0,3	0,5	0,8	52
6	12	0,5	0,5	0,8	35
10	8	0,7	0,5	0,8	23
16	5	1,13	0,75	1	22

Les comparateurs IC1a et IC1b comparent la tension d'entrée à une tension de référence dérivée, à l'aide des résistances  $R3$  à  $R6$ , de la tension d'alimentation de 12 V. Aux bornes des résistances  $R4$  et  $R5$  on trouve  $2 \times 100$  mV environ.

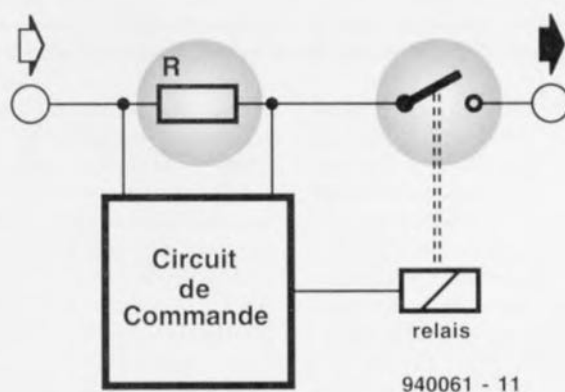
La tension (alternative) dérivée des bornes de la résistance-shunt  $R12$  arrive, via les résistances  $R1$  et  $R2$ , au circuit. Les diodes D1 et D2 limitent la valeur de cette tension, le condensateur C1 éliminant lui toutes

les crêtes parasites de fréquence élevée (HF). L'ajustable P1, faisant office de dispositif de réglage « fin », sert à définir la sensibilité du fusible. On notera que P1 est uniquement capable d'augmenter la valeur maximale, prédéfinie à l'aide de la résistance  $R12$ .

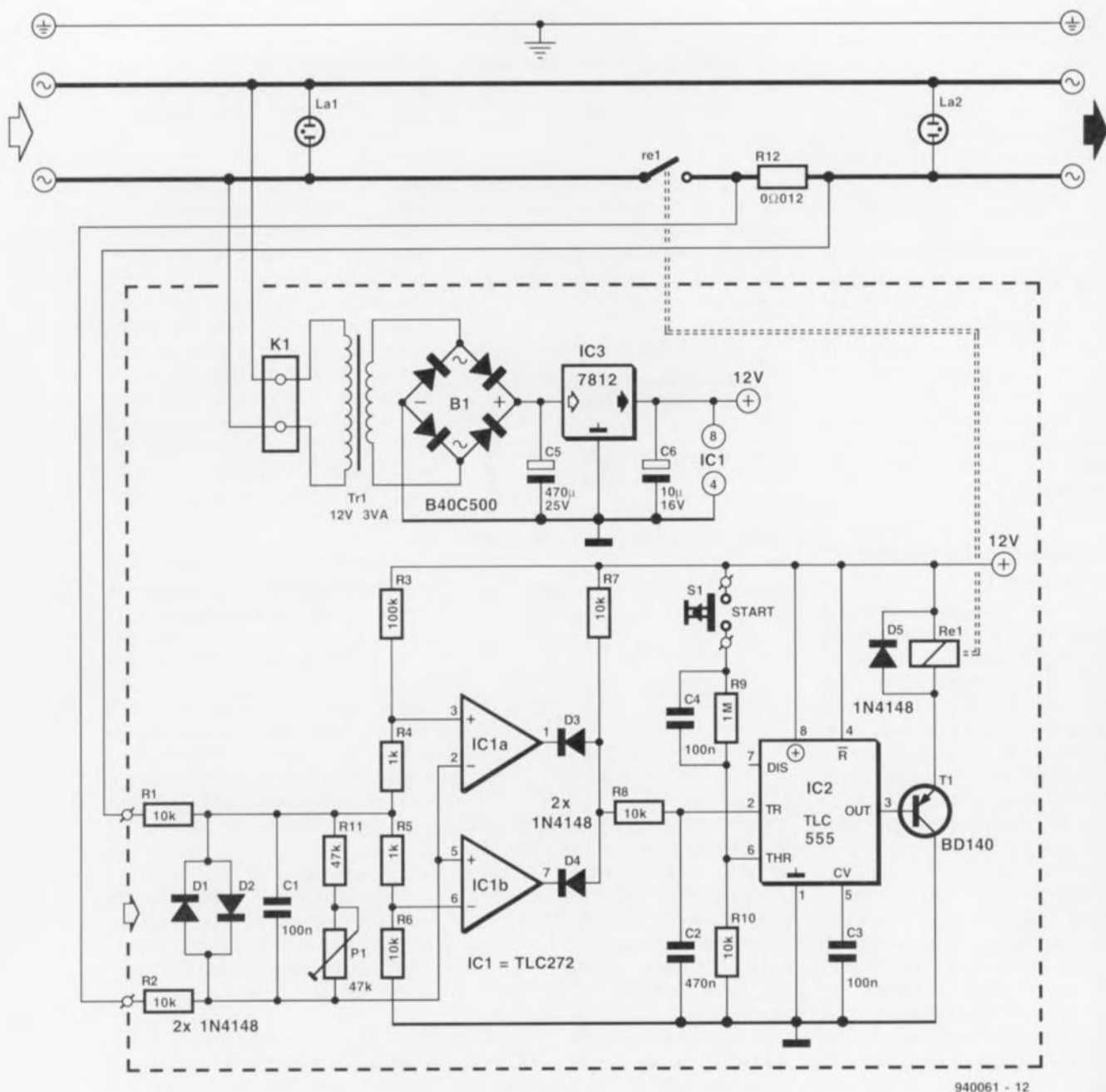
Dès que la demi-période négative ou positive de la tension alternative présente aux bornes de  $R12$  devient supérieure à la valeur de référence de 100 mV, la sortie de l'un des comparateurs basculera du niveau haut au niveau bas. Dans ces conditions IC2, un temporisateur du type 555 archi-connu monté en bascule bistable, sera déclenché via le filtre passe-bas R8/C2. La sortie Q de ce circuit intégré passera alors au niveau haut, le transistor T1 bloquera et les contacts du relais Re1 seront relâchés.

La « mémoire » IC2 reste maintenant dans cet état et ne peut sortir de sa « transe » que par une action sur la touche S1 START qui se traduit par l'application d'une courte impulsion sur la broche 6. L'apparition de cette impulsion sur la broche 6 de IC2 produit l'excitation du relais et partant le réarmement du fusible électronique. Si par hasard le court-circuit ou la surcharge, ayant provoqué l'entrée en action du fusible, persiste, les contacts du relais seront aussitôt relâchés. Il est parfaitement inutile de maintenir la touche S1 enfoncée : il faudra, pour pouvoir fournir une nouvelle impulsion, relâcher brièvement ce bouton-poussoir.

Terminons ce paragraphe par l'énumération de quelques détails intéressants. Comme nous le disions plus haut, le condensateur C1 élimine des



**Figure 1.** Une alternative électronique pour un fusible standard comportera inévitablement un « capteur de courant » et un contact de coupure.



940061 - 12

Figure 2. Si la chute de tension aux bornes de la résistance-shunt R12 prend une valeur trop élevée, la sortie de l'un des comparateurs IC1a/IC1b changera de niveau. La sortie de la bascule bistable IC2 prendra également un autre niveau et le relais verra ses contacts se décoller. Le réarmement du fusible électronique se fait à l'aide d'une action sur la touche S1.

crêtes parasites de faible amplitude que pourrait présenter le signal d'entrée. Le réseau RC constitué par R8 et C2 produit lui une certaine temporisation du signal de déclenchement pour la bascule bistable. Cette astuce évite que le fusible n'entre instantanément en action à l'apparition de la moindre petite pointe de courant.

Le circuit comporte deux petites ampoules néon (dotées chacune de sa résistance-série propre) permettant de voir constamment, primo, si l'on a bien présence de la tension-

secteur et, secundo, si cette tension-secteur arrive bien sur la sortie du fusible. On pourra, sans le moindre problème, se passer de ces deux voyants. Il n'en est pas moins vrai, que lors des tests de nos prototypes du fusible électronique nous avons trouvé ces deux « loupiotes » fort pratiques.

L'alimentation du fusible électronique est, comme l'illustre le schéma, des plus simples. Elle se compose d'un transformateur (Tr1), d'un pont de redressement (B1), d'un « gros » condensateur électroly-

tique (C5) et d'un régulateur de tension intégré (IC3).

## La réalisation

La figure 3 montre la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du fusible électronique sur un circuit imprimé qu'il faudra (faire) graver avant de pouvoir commencer la réalisation de ce montage « de vacances ».

La mise en place de l'électronique « standard » n'appelle pas de remarques spéciales : il suffit de se





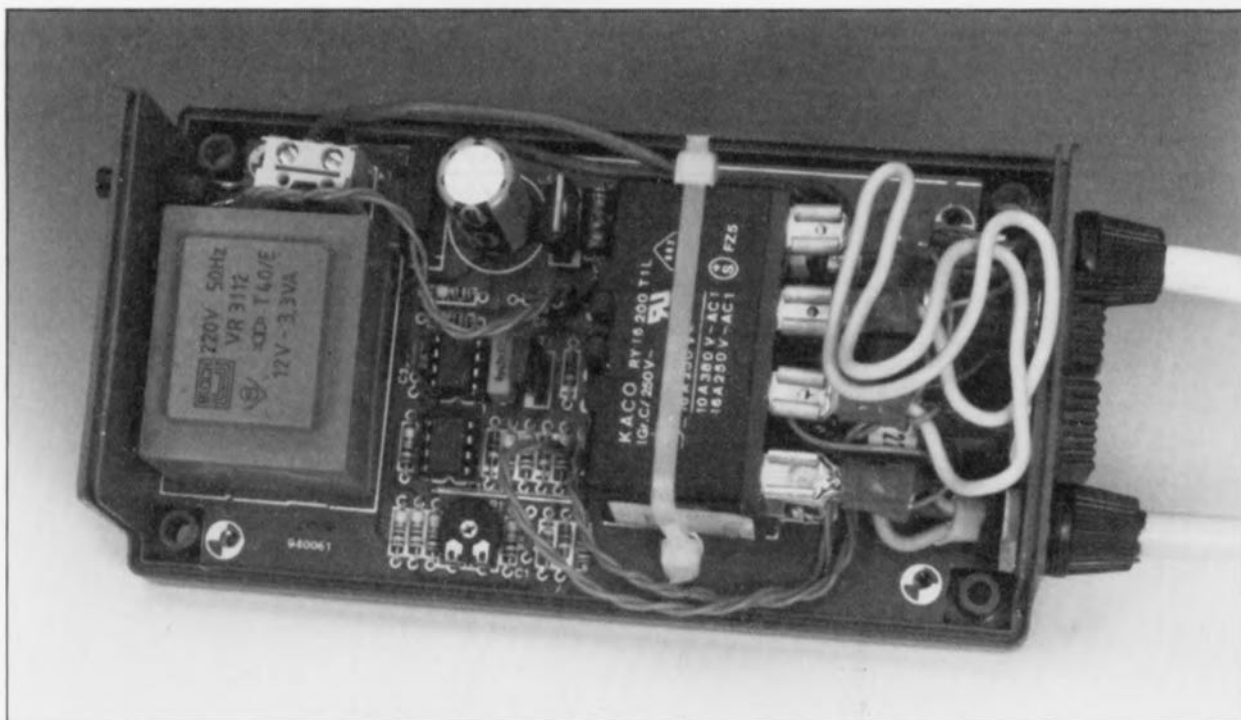


Figure 4. Notre prototype fonctionnait très bien dans la pratique. Comme il est possible de « replier » la résistance-shunt il n'est pas sorcier de trouver une place dans le coffret pour sa mise en place. On notera qu'il est requis de doter les câbles d'entrée et de sortie, véhiculant la tension-secteur, d'une bride anti-arrachement efficace.

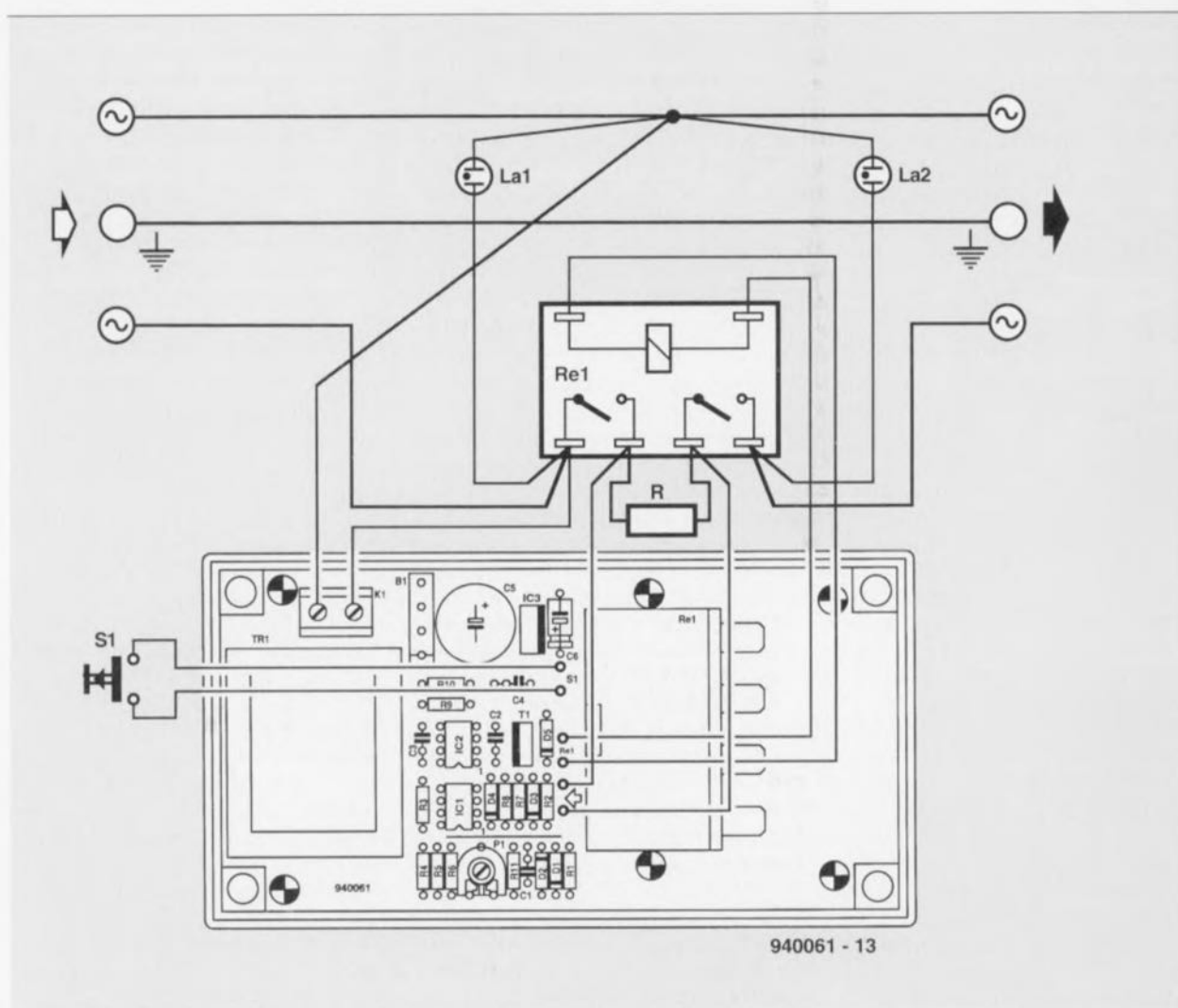


Figure 5. Si l'on respecte ce plan de câblage, le bon fonctionnement du fusible électronique est garanti. Il est recommandé de faire appel à des cosses à sertir du type faston pour réaliser les différentes connexions.

tier du type E440 de Bopla. La photo de la **figure 4** illustre comment nous avons implanté la platine dotée de son relais 16 A dans le coffret. Les câbles 220 V d'entrée et de sortie sont du type à trois conducteurs; ils seront tous 2, soigneusement et impérativement, dotés d'une bride anti-arrachement (détail extrêmement important !).

Sachant que le câblage d'un tel montage est relativement critique nous avons fait un plan de câblage (**figure 5**) qui facilitera bien les choses. Si l'on respecte ce plan de câblage tout se passera du mieux possible. Il ne faudra en aucun cas oublier d'interconnecter les conducteurs de terre des câbles d'entrée et de sortie !

## Le réglage

Après avoir (re)contrôlé une dernière fois la réalisation de la platine et le câblage, il n'y a aucune raison pour que le fusible électronique ne fonctionne pas du premier coup. Il ne nous reste en fait qu'à régler P1. Ce travail de réglage n'est pas difficile mais plutôt fastidieux. Il est recommandé de procéder de la façon suivante :

On commencera par mettre le curseur de l'ajustable P1 en position médiane avant d'intercaler le fusible électronique. Une action sur la touche S1 se traduit maintenant par l'excitation du relais et l'on devrait avoir illumination des deux ampoules au néon. Il s'agit ensuite de brancher au fusible une charge de puissance suffisam-

ment élevée. Dans le cas d'un courant maximal admissible de 16 A ( $I_{\max} = 16 \text{ A}$ ) on pourra commencer avec la connexion au fusible d'un chauffage électrique de 2 000 W par exemple. Un simple calcul permet de constater que cette charge draine à elle seule un courant de 8,7 A déjà. Si l'on rajoute maintenant un fer à repasser de 1 000 W le courant grimpe à une intensité de 13 A. L'adjonction aux dites charges d'une ampoule de 500 W produit, pour finir, une charge totale de, pratiquement, 16 A.

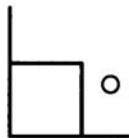
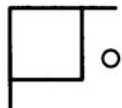
Il faudra jouer ensuite sur la position du curseur de P1. Si on le tourne dans le sens anti-horaire la sensibilité du fusible deviendra plus faible. En tournant dans le sens horaire la sensibilité du montage sera plus grande. Attention ! Prenez toutes les précautions nécessaires et ne touchez en aucun cas à des composants ou des câbles véhiculant la tension-secteur ! Si la plage de régulation de P1 n'est pas suffisamment grande il faudra couper la tension-secteur et adapter la longueur du câble qu'est en fait la résistance R12.

Lors des premiers essais on ne manquera pas de constater que la sensibilité du fusible varie avec la température : une augmentation de la température du circuit se traduit par une valeur plus élevée de la résistance-shunt R12, avec pour résultat une entrée en action plus rapide du fusible. Les fusibles « ordinaires » connaissent d'ailleurs, eux aussi, cet effet.

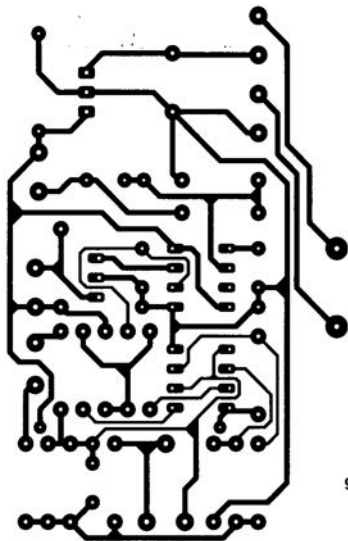
Le comportement de mise en fonction de certaines charges constitue un autre point d'intérêt. Les moteurs électriques et les ampoules de grande puissance demandent, au moment de leur mise sous tension, un courant dont l'intensité peut être jusqu'à dix fois plus élevée que la valeur de leur courant nominal.

Ceci implique qu'il faudrait régler le fusible électronique à une valeur suffisamment importante pour qu'il ne réagisse plus à ce courant de mise en fonction important. Ce réglage aura cependant comme conséquence qu'en « régime normal » le fusible réagira tardivement, voire, au pire des cas, pas du tout. Si l'on se voit confronté à ce problème, il ne reste pas d'autre solution que d'effectuer une série d'expérimentations pour déterminer un bon réglage « moyen » du fusible électronique.

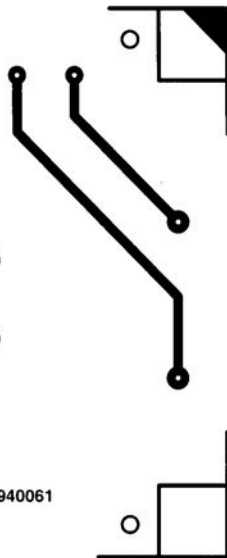
Il est possible, par exemple, de retarder l'entrée en fonction du circuit par une augmentation **légère** de la capacité du condensateur C2. Attention cependant ! Une augmentation trop importante de la capacité de ce condensateur peut se traduire par une insensibilité dangereuse du fusible de sorte qu'il existe un risque de voir le fusible du réseau du camping rendre l'âme avant que notre modèle électronique ne tressaille le moins du monde (ceci en dépit du fait que l'on ait réglé R12 et P1 à une capacité inférieure à celle du fusible du camping !!).



fusible électronique ↑



940061





## Système IMPACK

### Interfaces d'Entrées/Sorties modulaires pour ordinateurs

Le système modulaire IMPACK proposé par SIDENA, se compose d'une carte support à laquelle viennent se relier un certain nombre de platines d'extensions. La palette des domaines concernés est extrêmement variée, allant de l'acquisition des données à l'asservissement de moteurs en passant par la surveillance, les bancs de test, le contrôle, la mesure, sans oublier bien entendu l'enseignement. La carte support existe en 3 versions, adaptée chacune à son domaine d'application spécifique :

- la carte support « IMPACK » pour PC et compatibles, carte enfichable dans l'un des connecteurs d'extension de l'ordinateur. Notons que cette carte existe en 2 variétés : la version demi-longueur à 4 emplacements pour modules et une version pleine longueur (illustrée ici) qui en comporte 8.
- la carte support « IMPRN » reliée, comme le suggère sa dénomination, à l'ordinateur via une liaison parallèle de type imprimante pour PC et compatibles.

— la carte support « IMLS » reliée à l'ordinateur par une liaison série.

Il existe une très grande variété de micro-modules d'entrée/sorties : E/S numériques avec ou sans isolation galvanique, entrées et sortie analogiques, compteurs, chiens de garde (*watchdog*), commande de moteur, etc... concernant des domaines très divers allant des automatismes aux commandes de machines en passant par l'acquisition de données. Il est possible ainsi, par exemple, de connecter jusqu'à 196 Entrées/Sorties logiques ou 64 entrées analogiques.

Une fois mise dans le PC, la carte support occupe un espace correspondant à 2 connecteurs d'extension. Pour ceux d'entre nos lecteurs que cette approche pourrait intéresser, mais dont les ordinateurs ne disposent plus de connecteur d'extension libre, il existe la solution de la carte reliée à l'ordinateur via le port parallèle ou le port sériel.

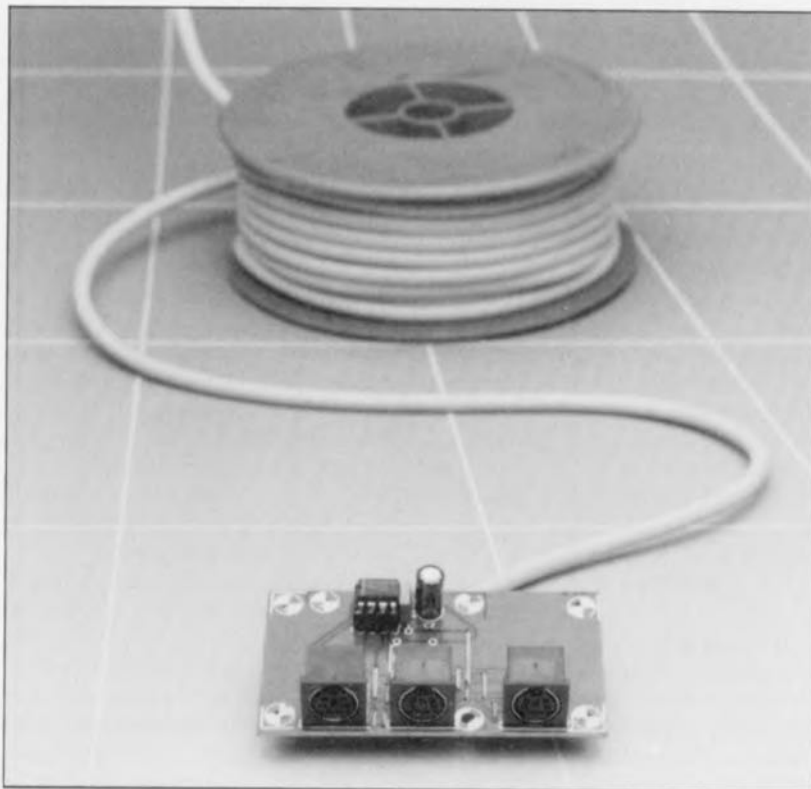
Les modules ont, comme l'illustre la photographie très éloquente ci-contre, une caractéristique commune, à savoir la « hauteur », ce qui permet de les positionner proprement sur la carte support. La majorité d'entre eux ont une largeur d'une « unité » de sorte que l'on peut les implanter l'un à côté de l'autre sans problème. L'une des caractéristiques intéressantes des plus de 30 micro-modules existant pour le moment est leur possible utilisation sur les différents types de cartes support. Si donc vous avez expérimenté les possibilités de l'un des modules sur votre carte support pour PC, vous pouvez également l'utiliser sur n'importe laquelle des variantes « externes ».

Intéressant, non ?



# prolongateur de bus I<sup>2</sup>C

intercommunication sur de grandes distances



L'interface I<sup>2</sup>C a été conçue, à l'origine, pour permettre à plusieurs circuits intégrés de communiquer entre eux via un bus sériel bidirectionnel tout ce qu'il y a de plus simple. Dans la pratique les dits circuits intégrés peuvent se trouver à quelques mètres les uns des autres. La mise en oeuvre d'un circuit de commande spécial permet de multiplier par 10 la distance maximale inter-circuits admissible auparavant. Le bus I<sup>2</sup>C devient alors, avec raison, une sorte de réseau local permettant une intercommunication aisée entre différents circuits intégrés.

Sa dénomination déjà, bus I<sup>2</sup>C (I<sup>2</sup>C = *Inter-Integrated Circuit*), permet de déduire la fonction du dit bus, à savoir permettre la communication entre plusieurs circuits intégrés. En pratique cela signifie qu'il faut établir une liaison sur quelques dizaines de centimètres. Ce faisant, il est possible d'interconnecter des circuits intégrés saupoudrés sur les différentes plaques constituant un appareil, un téléviseur ou un magnétoscope par exemple, en se contentant d'un nombre restreint de conducteurs.

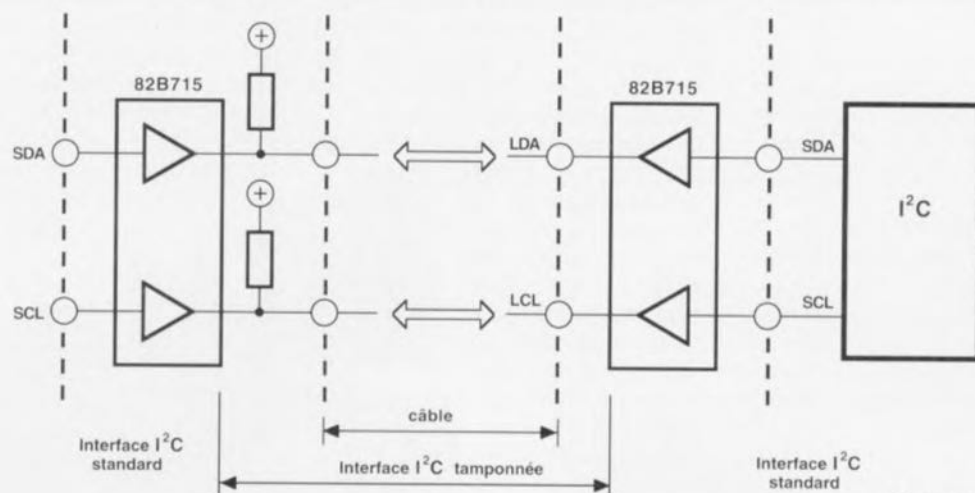
Si l'on veut garantir une liaison fiable il faut limiter la capacité maximale admissible sur le bus. Lors de la définition de la norme du bus I<sup>2</sup>C, Philips a fixé à 400 pF la valeur de capacité maximale. Cela signifie qu'en cas d'établissement correct de la liaison il devient possible, théoriquement, de ponter des distances de l'ordre de quelques mètres. Grâce à un circuit intégré spécial récemment mis sur le marché par Philips, le 82B715, il devient possible de découpler la charge maximale appliquée au bus. Pour ce faire, les signaux SDA et SCL sont amenés à une impédance plus faible à l'aide d'un « transformateur » électronique. Chacun de ces circuits intégrés comporte 2 transformateurs de courant qui font en sorte que le courant de sortie du transformateur est 10 fois plus important que son courant d'entrée.

Les schémas de la **figure 1** doivent expliciter quelque peu les choses.

La **figure 1a** illustre la structure d'une liaison tamponnée, c'est-à-dire dotée de tampons.

Le schéma de la **figure 1b** montre 2 sorties I<sup>2</sup>C dotées d'une résistance de forçage au niveau logique haut (*pull-up*) commune. On dispose maintenant, entre la sortie et la résistance de forçage, d'un transformateur de courant électronique. En cas

1a



940057 - 11a

1b

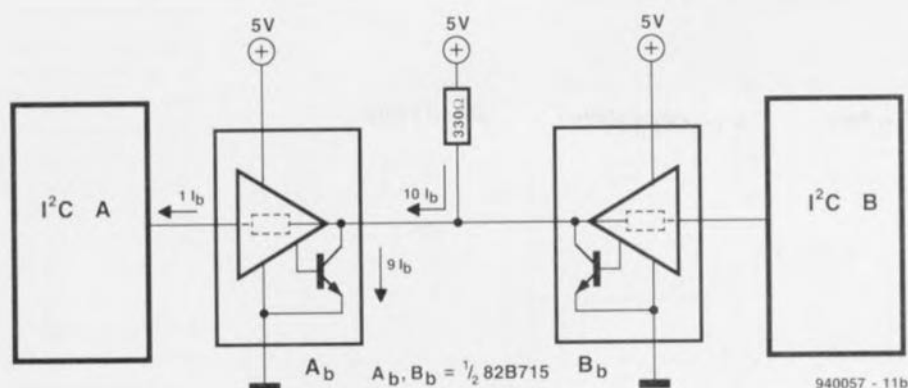


Figure 1. Ce croquis illustre la structure d'un bus I²C tamponné. Les transformateurs de courant intégrés dans le 82B715 servent à tamponner le bus.

d'activation de la sortie en collecteur ouvert du port A on a circulation d'un courant ( $I_b$ ) de la résistance de forçage, via le transformateur, vers la sortie activée. Le transistor de sortie du tampon  $A_b$  produit la circulation d'un courant 10 fois plus important sur le bus I²C tamponné.

C'est le transistor de sortie du transformateur qui assure le transfert du courant supplémentaire ( $9 \times I_b$ ). Le zéro logique présent sur le bus I²C est transmis, via le tampon  $B_b$ , dans le rapport unitaire, à l'entrée du port B. Il est permis de connecter plusieurs ports sur le bus tamponné, vu qu'ici encore on ne peut admettre qu'une sortie au niveau bas à la fois. Comme les tampons à la sortie ont la même structure en collecteur ouvert que tout autre circuit intégré à sortie I²C, on peut monter plusieurs tampons en parallèle.

Il n'en reste pas moins important de n'utiliser qu'une unique résistance de forçage au niveau haut de  $330 \Omega$  pour la totalité du bus. Ceci explique qu'il faille éliminer toutes les résistances – tant les résistances de forçage au niveau haut que les résistances de protection prises en série avec l'entrée et la sortie – sur le trajet entre la connexion I²C existante et la connexion du tampon I²C. La fonction des résistances-série présentes sur les modules décrits précédemment était de fournir une protection ESD (*Electro-Static Discharge* = décharge électrostatique) additionnelle. Elles doivent maintenant être supprimées sachant que sinon la chute de tension naissant à leurs bornes pourrait être la source de problèmes. En effet, si l'on devait utiliser ces résistances-série partout dans le circuit un zéro logique se traduirait sous la forme d'une tension comprise entre 0,5 et 2 V. Les spécifications correspondant à un zéro logique seraient

de ce fait dépassées pour le tampon. L'élimination de cette protection ESD additionnelle ne devrait pas poser de problème vu que le circuit intégré de tampon intègre lui-même déjà une protection.

### Et si nous parlions de capacité ?

Le fait de dire que la capacité maximale appliquée à un bus I²C ne doit pas dépasser  $400 \text{ pF}$  au maximum ne nous apprend pas grand-chose. Il est beaucoup plus important de savoir quelles sont les conséquences pratiques de cette limitation. On peut admettre qu'une porte présente sur un circuit imprimé ordinaire présente une capacité de  $10 \text{ pF}$ , valeur qui est également celle de la capacité de son câblage. Ceci signifie qu'une capacité maximale de  $400 \text{ pF}$  il est possible de connecter 20 circuits

intégrés – chacun d'entre eux représentant une porte. Les conducteurs servant aux connexions participent également, en raison de leur capacité parasite relativement élevée, aux problèmes rencontrés. Si l'on suppose une fréquence d'horloge maximale de  $100 \text{ kHz}$  la durée RC ne doit pas dépasser  $1 \mu\text{s}$ .

Dans ces conditions la durée des flancs d'une impulsion est de l'ordre de  $4 \mu\text{s}$ . Si l'on suppose une résistance de forçage de  $330 \Omega$  la capacité maximale est de  $303 \text{ pF}$  ( $1 \mu\text{s}/3\text{k}\Omega$ , valeur de la résistance d'origine). On peut donc, du côté tamponné, avec une résistance de  $330 \Omega$ , appliquer une charge totale maximale d'une capacité de  $3000 \text{ pF}$ . Il est difficile de traduire cette valeur en une longueur de câble, vu que cela dépend énormément des caractéristiques du câble utilisé. Un câble de quelques

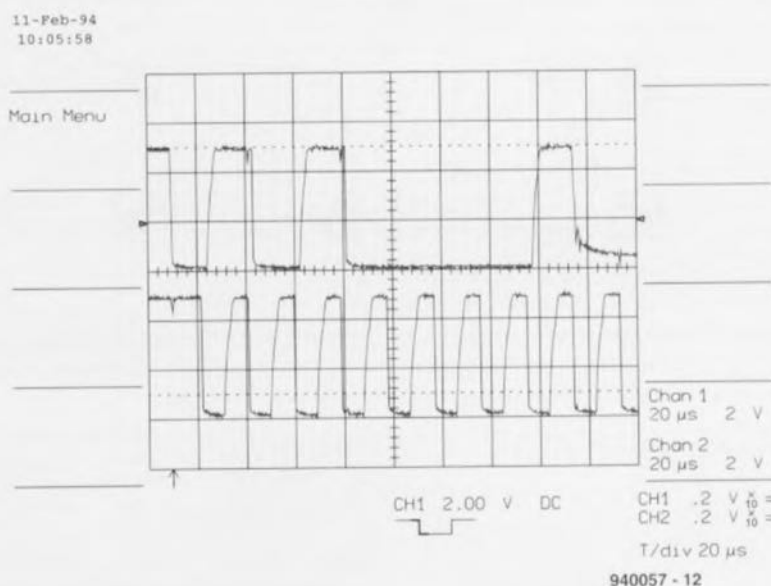


Figure 2. Cette recopie d'écran d'oscilloscope présente un double intérêt : elle montre d'une part le chronodiagramme d'une communication sur le bus I²C et de l'autre l'effet de la présence d'une résistance de  $330 \Omega$  prise en série avec une connexion I²C.

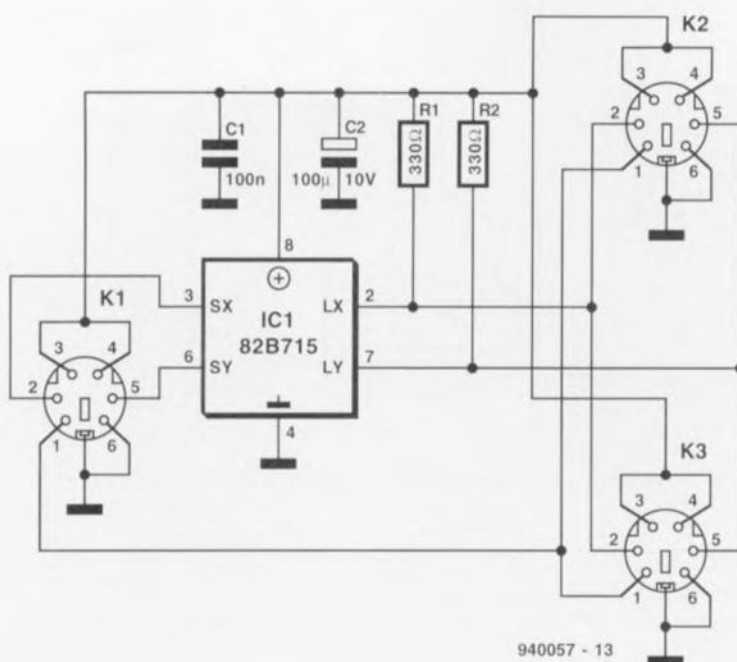


Figure 3. La totalité de l'électronique nécessaire à la réalisation d'un tampon de bus I<sup>2</sup>C n'a vraiment pas de quoi impressionner : elle se résume à un circuit intégré et à quelques composants passifs.

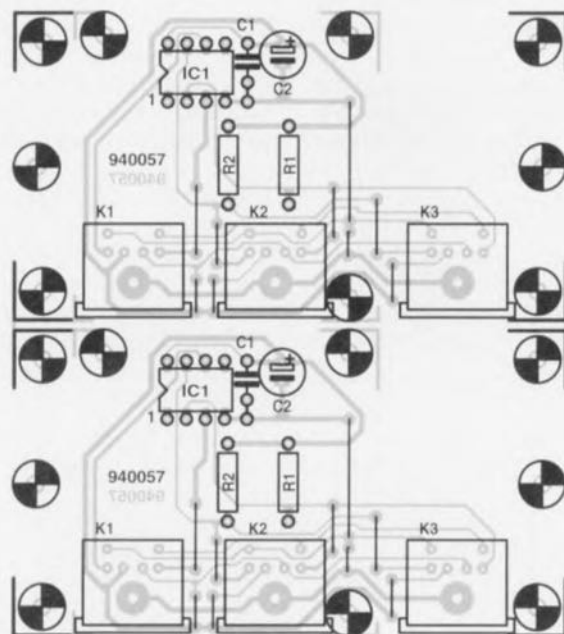


Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour cette réalisation. Remarquons que la platine représentée ici comporte en fait une paire de circuits imprimés permettant la réalisation de 2 montages.

#### Liste des composants

##### Résistances:

R1, R2 = 330 Ω\*

\* voir texte

##### Condensateurs:

C1 = 100 nF

C2 = 100 µF/10 V

#### Semi-conducteurs:

IC1 = P82B715PN  
(Philips Composants)

#### Divers:

K1, K2, K3 = embase mini-DIN à 6 broches  
éventuellement boîtier de dimensions intérieures de 75 x 40 x 115 mm  
(tel que, par exemple, Conrad 52.26.51)

mètres ne devrait en aucun cas poser de problème. Si vous voulez aller aux limites vous pourrez abaisser jusqu'à 153 Ω la valeur de la résistance de forçage au niveau haut, valeur qui se traduit par la circulation d'un courant maximal de 30 mA. Si l'on opte pour une fréquence d'horloge moindre la valeur maximale admissible de la capacité augmente en proportion.

La photographie d'écran d'oscilloscope de la **figure 2** montre le signal SDA, courbe du haut, que le signal SCL, (courbe inférieure). Tout à gauche on trouve la situation de début (*start condition*). On voit clairement que le flanc descendant est plus raide que le flanc montant. Cette situation est due au fait que le flanc montant dépend de la valeur relativement élevée de la résistance de forçage.

Lors du flanc descendant on a génération d'une impulsion d'acquiescement (*acknowledge*). Lorsque nous avons effectué cette recopie d'écran d'oscilloscope la résistance de 330 Ω prise en série avec la sortie d'un module était encore présente. Ceci a pour conséquence de décaler le niveau « 0 » à quelque 0,5 V.

## L'électronique

Le schéma de la **figure 3** représente la totalité de l'électronique constituant le prolongateur de bus I<sup>2</sup>C dont la caractéristique la plus évidente est la simplicité. Le seul composant actif de ce montage est le 82B715 dont les 2 sorties sont dotées d'une résistance de forçage au niveau haut de 330 Ω. La sortie I<sup>2</sup>C à tamponner est connectée à l'embase K1. Via cette embase les signaux à tamponner, la tension d'alimentation et la masse arrivent au circuit intégré. Le circuit intégré ne s'intéresse pas aux signaux d'interruption qui sont transmis directement à la sortie du montage, à savoir les embases K2 et K3 – il est donc préférable de ne pas utiliser le signal d'interruption.

La présence de 2 embases de sortie facilite très sensiblement la prise des tampons dans la ligne de transfert des signaux. Si l'on n'a que faire, dans l'application concernée, de cette possibilité de pontage, on pourra ne pas implanter l'embase K3. Les condensateurs C1 et C2 assurent un découplage efficace de la tension d'alimentation. Nous avons bien entendu dessiné un circuit imprimé pour cette réalisation, platine dont nous vous proposons la représentation de la sérigraphie de l'implanta-



tion des composants en **figure 4**. Vu qu'il est plus que probable que l'on utilise un minimum de 2 tampons, nous avons mis 2 tampons de bus sur la platine. Il faudra bien entendu, avant de commencer l'implantation des composants, séparer les 2 platines. Vu la compacité de cette réalisation, on pourra l'implanter dans un boîtier plastique de très faibles dimensions. La mise en place des composants n'appelle aucune remarque particulière.

On pourra se contenter d'implanter les composants aux emplacements prévus et on les soude à l'aide d'un fer à souder à pointe fine et d'un rien de soudure.

Ceci fait, on pourra éliminer toutes les résistances de forçage au niveau haut des bus I<sup>2</sup>C existants, y compris les résistances de protection de 330  $\Omega$ . On tire le câble de connexion des 2 embases qu'il interconnectait et on le dote d'un tampon à chacune des extrémités. Le bus I<sup>2</sup>C est dès à présent parfaitement tamponné de

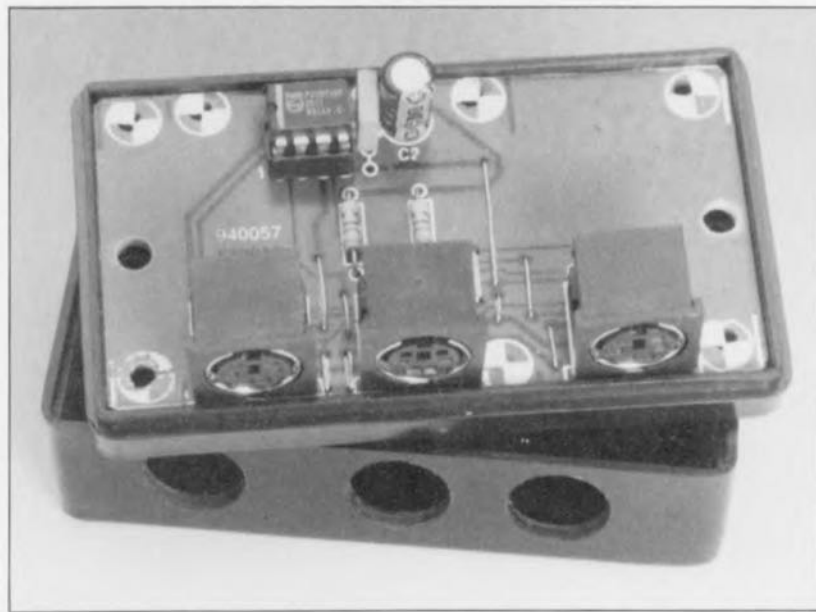

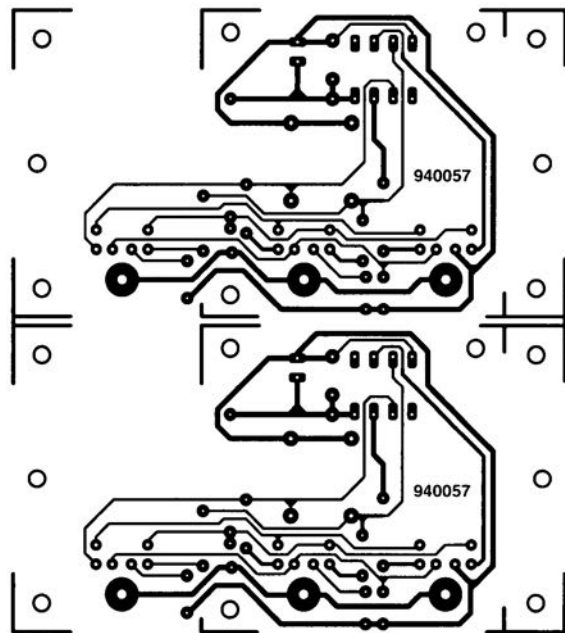


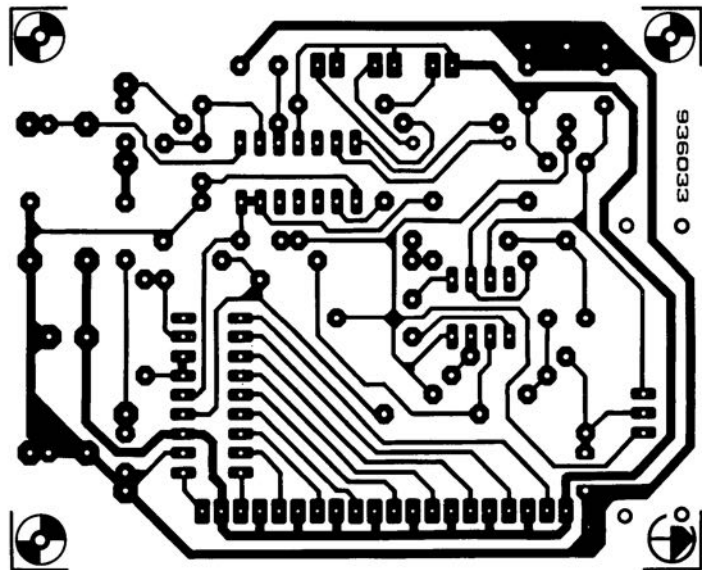
Figure 5. Exemple terminé du tampon de bus I<sup>2</sup>C implanté dans un boîtier compact.

sorte que l'on pourra ponter des distances notablement plus importantes. Il ne faudra pas oublier qu'il suffit d'un set de tampons par

système I<sup>2</sup>C, de sorte qu'il suffira de monter les résistances R1 et R2 sur l'un des circuits imprimés de tampons seulement. 



prolongateur I²C ↑



baromètre à indication de tendance ↑

# amplificateur Hi-Fi pour casque d'écoute

*pour un plaisir d'écoute sans bornes*



Écouter de la musique est, le proverbe n'affirme-t-il pas que la musique adoucit les mœurs, l'un des passe-temps les plus prenants qui soient, mais il n'est que rarement possible, dans notre monde moderne, de pouvoir écouter quand on le veut et au volume que l'on veut une oeuvre musicale quelle qu'elle soit. La seule solution acceptable par tous les « participants » est une écoute au casque d'écoute si tant est que l'accessoire en question soit de bonne qualité. L'avantage d'un casque d'écoute est que pour un prix de quelques centaines de francs

on atteint un niveau de qualité qui coûterait plusieurs milliers de francs pour avoir son équivalent en enceintes. Qui dit casque d'écoute de bonne qualité sous-entend amplificateur pour casque d'un niveau de qualité similaire.

Qu'existe-t-il de plus beau qu'une reproduction musicale quasi-naturelle où l'orchestre donne l'impression de se trouver par devant soi et où l'on sent les graves couler à travers tout son corps. Qui d'entre nous peut encore réaliser ce rêve sans la moindre arrière-pensée ? La majorité d'entre nous vit entourée de voisins, d'enfants en bas-âge ou de compagnes qui, d'une manière ou d'une autre, contrecarrent nos aspirations de Hi-Fi. Un casque d'écoute de bonne qualité constitue sans doute l'une des seules alternatives viables. Grâce à lui notre entourage n'est ni gêné par le choix de l'oeuvre musicale ni par le niveau qu'elle requiert, d'autant plus qu'il permet une écoute quand on le veut, même tard le soir. L'expérience vous aura sans doute appris également que le coût d'un casque d'écoute de bonne qualité était sans commune mesure avec celui d'une paire d'enceintes « correctes ». Pour de l'ordre de 1 000 F on peut se prétendre l'heureux propriétaire d'un casque d'écoute à l'image sonore sublime qui peut facilement concurrencer des systèmes d'enceintes multivoies ruineuses. En résumé, un casque d'écoute permet de jouir de vraie Hi-Fi, et ce pour une somme raisonnable. Personne ne niera que l'achat d'une bonne paire d'enceintes constitue un investissement important et demande un effort financier considérable.

Tout dispositif reproducteur de son – qu'il s'agisse d'un casque d'écoute ou d'une enceinte – ne peut faire preuve de ses qualités intrinsèques qu'à condition que l'électronique située en amont soit elle aussi de première classe. À y regarder de près on se rend compte qu'il est quelque peu « insensé » de brancher un casque d'écoute à la sortie d'un amplificateur de puissance, vu la très faible puissance qu'il requiert. Dans la pratique on constate cependant que la sortie pour casque d'écoute est reliée, via un diviseur de tension il est vrai, à la sortie de l'amplificateur de puissance, approche constituant un détour inutile. Il est de loin préférable de brancher le casque d'écoute, par l'intermédiaire d'un étage de puissance adapté, à la sortie du préamplificateur.

Quelles sont les exigences que l'on pose à un casque d'écoute ? Le cahier des charges est en fait extrêmement restreint. Ce dont on a besoin est une sorte d'étage d'amplification Ligne doté d'une sortie de puissance. Il n'est pas nécessaire de disposer pour cet étage d'un gain très élevé vu qu'en règle générale la

## Caractéristiques techniques de l'amplificateur pour casque d'écoute :

• Tension d'alimentation :	±15 V
• Consommation de courant (par étage) :	30 mA environ
• Courant de repos (par étage) :	25 mA
• Puissance de sortie :	40 mW dans 600 Ω
• DHT + bruit (à 1 mW/600 Ω) :	< 0,0015% (20 Hz à 20 kHz)
• DHT à 1 kHz/1 mW :	< 0,0005%
• Rapport signal/bruit :	> 112 dB (pondéré A)
• Impédance d'entrée :	20 kΩ environ
• Impédance de sortie :	75 Ω
• Bande passante :	400 kHz
• Taux de montée (slew rate) hors filtre R1/C1 :	350 V/μs
• Adapté aux charges ohmiques comprises entre 32 et 600 Ω.	

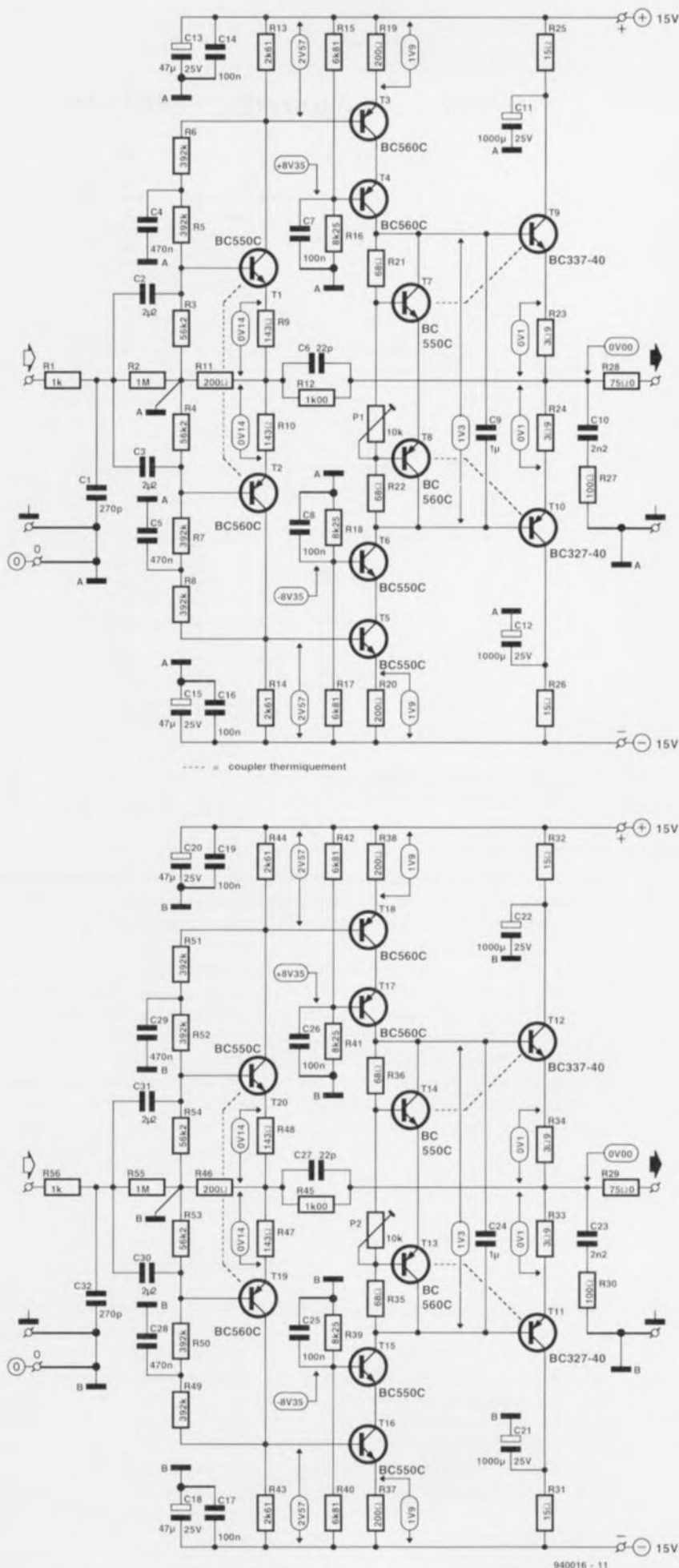
sensibilité d'un casque d'écoute est relativement élevée. Si nous partons d'une tension nominale de sortie du préamplificateur de  $1 V_{eff}$ , un gain de quelques fois fait déjà parfaitement l'affaire. Il n'est pas nécessaire non plus de disposer de puissances « renversantes », sachant qu'il suffit de quelques dizaines de milliwatts seulement. Un casque d'écoute standard fournit à une puissance de 1 mW une pression sonore comprise entre 90 et 100 dB. Il ne faut cependant pas perdre de vue que la plupart des casques d'écoute présentent une impédance relativement élevée. Si par le passé il a existé des casques d'écoute ayant une impédance de 8  $\Omega$ , la plupart des modèles de haut de gamme actuels possèdent une impédance de plusieurs centaines d'ohms (600  $\Omega$  typique). Le mini-amplificateur décrit ici peut fournir une puissance de 40 mW à une charge de 600  $\Omega$ , niveau plus que suffisant pour entraîner des dommages irréversibles de l'ouïe si l'on écoute de la musique à « pleins tubes » au casque pendant une durée assez prolongée. Ne dites pas que vous n'avez pas été avertis : on n'a pas encore réussi de greffe de l'oreille interne !

Nous avons, lors de cette description, oublié à dessein la catégorie des casques d'écoute électrostatiques. Ce type de casque d'écoute nécessite en effet, pour fonctionner, une quantité d'énergie relativement importante et leur attaque se fait normalement directement depuis l'amplificateur de puissance via un circuit d'adaptation. Il n'est pas possible de ce fait d'utiliser un amplificateur pour casque d'écoute spécial tel que celui décrit ici avec ce type de casque.

## Le concept

Nous avons opté, pour cet amplificateur pour casque Hi-Fi, pour un concept différent de ceux que nous avons eu l'occasion de vous présenter ces derniers mois. Jetez, pour vous en convaincre, un coup d'oeil au schéma de la **figure 1**. À l'examen de l'amplificateur il apparaît rapidement qu'il ne comporte pas d'étage différentiel à l'entrée. On se trouve ici en présence d'un circuit à la symétrie quasi-parfaite que l'on pourrait pour ainsi dire séparer en 2 parties identiques en tirant un trait horizontal. On disposerait ainsi d'un amplificateur travaillant avec une tension positive

**Figure 1.** Le mini-étage d'amplification travaillant en classe A proposé ici fournit les quelques milliwatts nécessaire à l'attaque d'un casque d'écoute de haut niveau.





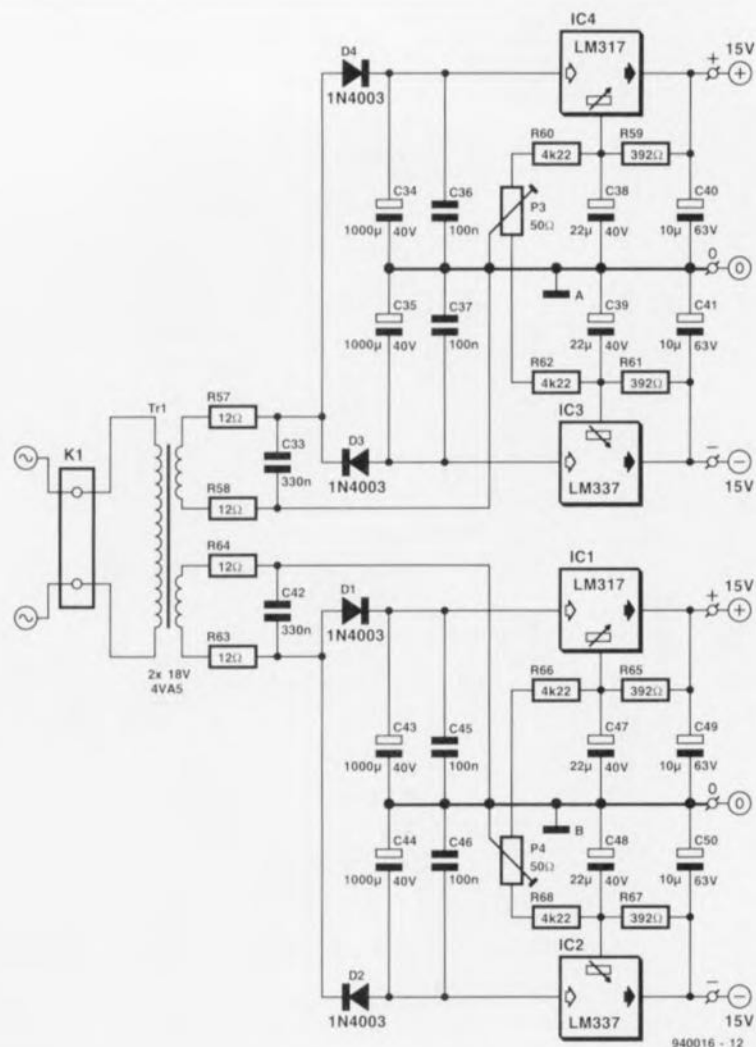


Figure 2. L'alimentation du canal droit est totalement distincte de celle du canal gauche. Il est possible, en faisant appel à un redressement mono-alternance, de se tirer d'affaire à l'aide d'un transformateur à 2 enroulements secondaires seulement.

l'autre travaillant avec une tension négative. Le concept mis en oeuvre ici était, il y a quelques années seulement, fréquemment utilisé dans les amplificateurs pour cellules à bobine mobile (MC = *Moving Coil*, disait-on à l'époque) et était fameux pour les excellents résultats qu'il donnait.

Ce concept convient également fort bien dans le cas de niveaux de signal plus importants que ceux concernés dans l'application évoquée tout juste. Le seul inconvénient qu'il présente est de nécessiter 2 condensateurs d'entrée, le premier pour le transistor d'entrée NPN et le second pour le transistor d'entrée PNP. Sachant cependant qu'il est possible, dans le cas d'un amplificateur pour casque d'écoute, de travailler à une impédance d'entrée relativement élevée, – de l'ordre de 20 k $\Omega$  dans le cas présent – nous pouvons donner aux condensateurs d'entrée une valeur relativement faible, 2 $\mu$ F2 et opter pour un type de bonne qualité, des MKT ici.

Prenons le temps d'examiner l'un des canaux. Le signal de sortie du préamplificateur arrive via la résistance R1. Associée au condensateur C1 cette résistance constitue un filtre passe-bas qui limite la bande passante du signal entrant – à de l'ordre de 400 kHz dans le cas d'une impédance de sortie de 600  $\Omega$ . Via les condensateurs C2 et C3 le signal arrive aux bases des transistors T1 et T2.

Le gain introduit par ces transistors dépend du dimensionnement des résistances R13/R9/R11 (pour T1) et R14/R10/R11 (pour T2). De plus, on dispose sur la double résistance d'émetteur du signal contre-réactif. Le réglage en courant continu se fait par l'intermédiaire des résistances R6/R5/R3 (pour T1) et R8/R7/R4 (pour T2). Ces résistances mettent également à disposition une contre-réaction en courant continu locale. Les signaux de collecteur de T1 et T2 sont ensuite dirigés vers 2 montages en cascade, T3/T4 et T5/T6, circuits assurant un gain à très large bande et une adap-

tation d'impédance entre les transistors d'entrée et l'« étage de sortie ».

L'inconvénient de cette approche est qu'il devient impossible de pousser les transistors en conduction jusqu'au niveau de la tension d'alimentation, situation qui n'a rien de critique dans le cas d'un amplificateur pour casque d'écoute, vu la faible puissance concernée. Les transistors de puissance T9 et T10 sont eux pris dans les lignes de collecteur des transistors T4 et T6. Les transistors T7 et T8 constituent à eux deux une diode zener réglable chargée de la définition du courant de repos. La dite « diode zener » est accouplée thermiquement, par moitié, aux transistors T9 et T10, de sorte que le courant de repos reste relativement stable même en cas de variation de température des transistors de sortie. Il circule par les transistors T9 et T10 un courant important (relativement aux autres transistors de ce montage) de quelque 25 mA; on se trouve donc bien en présence d'un fonctionnement en classe A.

Les 2 transistors de sortie ont été dotés de condensateurs-tampon électrochimiques, C11 et C12, composants reliés par l'intermédiaire de résistances de 15  $\Omega$  à la tension symétrique de  $\pm 15$  V.

La résistance R12 assure la contre-réaction d'ensemble. Associée à R11, cette résistance détermine le gain entre l'entrée et la sortie. La sortie comporte en outre un réseau RC, C10/R27, chargé de constituer une charge constante aux fréquences élevées et pour terminer une résistance de sortie de 75  $\Omega$ . En règle générale on essaie de faire en sorte, dans le cas d'un amplificateur de puissance, d'avoir une résistance de sortie faible, mais il ne va différemment lorsqu'il s'agit d'amplificateurs pour casque d'écoute. Il est vrai que disposer d'une impédance de sortie faible présente l'avantage qu'une dérive de l'impédance n'a pas d'effet sur la caractéristique de reproduction mais à l'inverse il est impératif de disposer d'une résistance de sortie en vue de protéger l'étage de sortie contre les courts-circuits qui ne manquent pas de se produire lorsque l'on enfiche la fiche du câble de liaison du casque d'écoute dans l'embase prévue à cet effet. Une valeur de 75  $\Omega$  constitue un compromis acceptable par les 2 partis.

Comme il apparaît qu'une version stéréophonique de cet amplificateur draine un courant qui est loin d'être négligeable et que l'alimentation du préamplificateur existante n'est sans

doute pas en mesure de fournir, nous avons conçu une alimentation distincte pour l'amplificateur Hi-Fi pour casque d'écoute dont on retrouve le schéma en **figure 2**. Le choix d'un transformateur à 2 enroulements parfaitement séparés s'explique par le désir de réaliser 2 canaux totalement distincts l'un de l'autre. Chacun des enroulements sert à la génération d'une tension d'alimentation symétrique de  $\pm 15$  V. Cette approche permet de se conten-

ter de 2 enroulements seulement pour disposer de 2 tensions symétriques parfaitement distinctes. La production d'une tension symétrique à l'aide d'un unique enroulement est possible par l'utilisation d'un redressement simple alternance, processus au cours duquel une diode utilise les demi-périodes positives pour charger un condensateur électrochimique, l'autre diode remplissant la même fonction pour les demi-périodes négatives. Par la mise en oeuvre de

condensateurs de lissage de capacité relativement importante il est quand même possible de minimiser la tension de ronflement résiduel en dépit du redressement simple alternance. Des résistances de  $12 \Omega$  prises en série avec les lignes des secondaires limitent les courants de crête.

Un quateron de régulateurs de tension intégrés, IC1 à IC4, se chargent de la régulation de la tension. Une paire de résistances montées en divi-

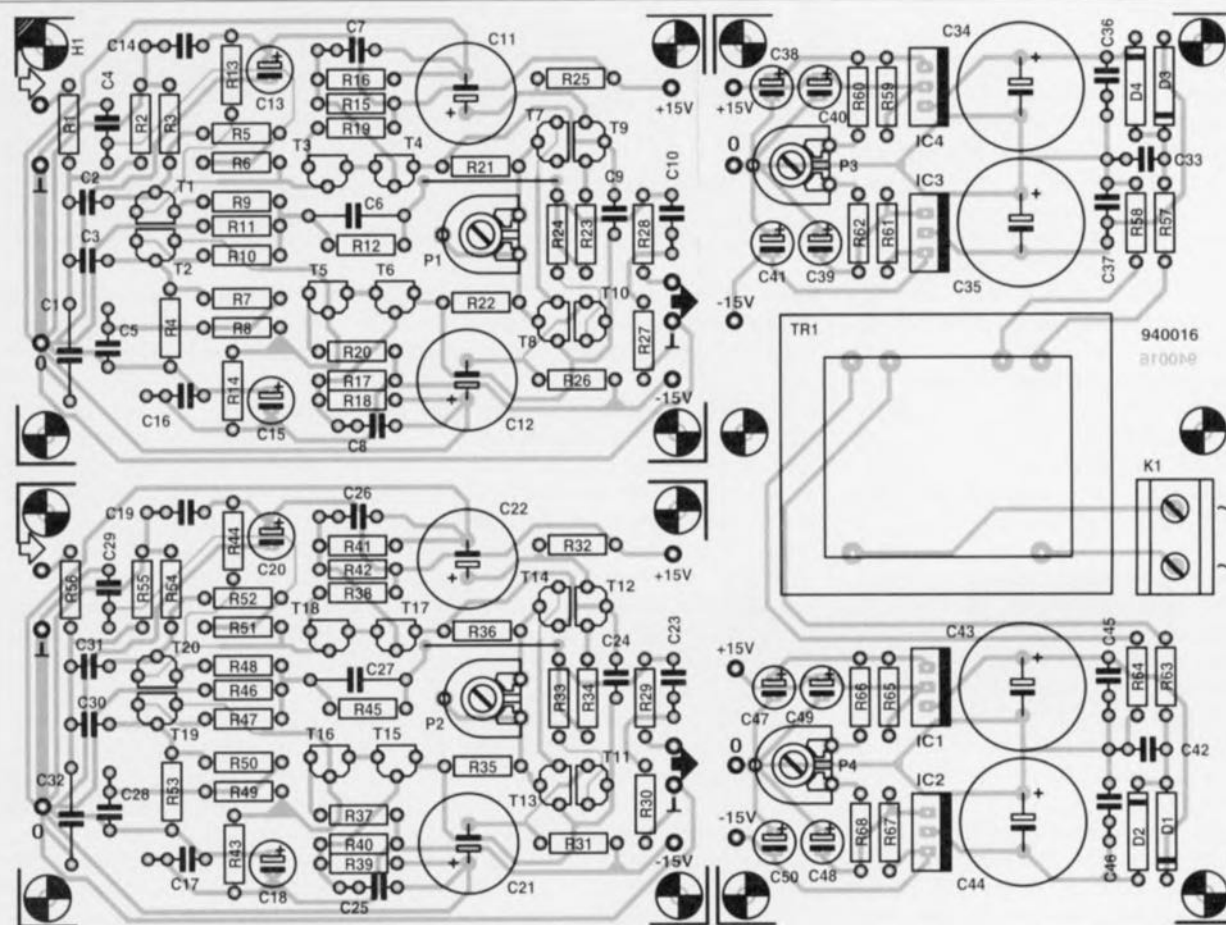


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour cette réalisation; ce circuit imprimé se subdivise en fait en 3 parties : une alimentation « stéréophonique » et 2 petites platines destinées aux amplificateurs.

#### Liste des composants (pour version stéréo)

##### Résistances :

R1, R56 = 1 k $\Omega$   
R2, R55 = 1 M $\Omega$   
R3, R4, R53, R54 = 56 k $\Omega$  1%  
R5 à R8, R49 à R52 = 392 k $\Omega$  1%  
R9, R10, R47, R48 = 143  $\Omega$  1%  
R11, R19, R20, R37, R38, R46 = 200  $\Omega$  1%  
R12, R45 = 1 k $\Omega$  1%  
R13, R14, R43, R44 = 2 k $\Omega$  1%  
R15, R17, R40, R42 = 6 k $\Omega$  1%  
R16, R18, R39, R41 = 8 k $\Omega$  25 1%  
R21, R22, R35, R36 = 68  $\Omega$   
R23, R24, R33, R34 = 3  $\Omega$  9  
R25, R26, R31, R32 = 15  $\Omega$   
R27, R30 = 100  $\Omega$   
R28, R29 = 75  $\Omega$  1%

R57, R58, R63, R64 = 12  $\Omega$   
R59, R61, R65, R67 = 392  $\Omega$  1%  
R60, R62, R66, R68 = 4 k $\Omega$  22 1%  
P1, P2 = ajustable 10 k $\Omega$   
P3, P4 = ajustable 50  $\Omega$

##### Condensateurs :

C1, C32 = 270 pF styroflex  
C2, C3, C30, C31 = 2  $\mu$ F/50 V MKT  
(au pas de 5 mm)  
C4, C5, C28, C29 = 470 nF  
C6, C27 = 22 pF styroflex  
C7, C8, C14, C16, C17, C19, C25, C26, C36,  
C37, C45, C46 = 100 nF  
C9, C24 = 1  $\mu$ F (au pas de 5 mm)  
C10, C23 = 2 nF2  
C11, C12, C21, C22 = 1 000  $\mu$ F/25 V radial  
C13, C15, C18, C20 = 47  $\mu$ F/25 V radial  
C33, C42 = 330 nF

C34, C35, C43, C44 = 1 000  $\mu$ F/40 V radial  
C38, C39, C47, C48 = 22  $\mu$ F/40 V radial  
C40, C41, C49, C50 = 10  $\mu$ F/63 V radial

##### Semi-conducteurs :

D1 à D4 = 1N4003  
T1, T5 à T7, T14 à T16, T20 = BC550C  
T2 à T4, T8, T13, T17 à T19 = BC560C  
T9, T12 = BC337-40  
T10, T11 = BC327-40  
IC1, IC4 = LM317  
IC2, IC3 = LM337

##### Divers :

K1 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 7,5 mm  
Tr1 = transformateur secteur  
2 x 18 V/4,5 VA (tel que, par exemple  
Block VR4,5/2/18)f.txt

seur de tension prise à chaque broche d'ajustage fixent la tension de sortie à 15 V selon le cas positifs ou négatifs. Dans chacune des alimentations symétrique, une résistance ajustable, P3 et P4 respectivement, permet d'ajuster parfaitement la symétrie de la tension d'alimentation et partant de veiller à disposer en sortie de chacun des étages de puissance d'une tension de zéro volt très exactement.

### L'aspect pratique des choses

Comme permet de le voir, en **figure 3**, la représentation de la sériographie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour cette réalisation, l'ensemble de l'électronique prend place sur une platine de dimensions «royales». Un examen rapide permet de constater que l'on se trouve en présence non pas d'un circuit imprimé, mais de 3 : une alimentation, et 2 platines d'amplificateurs. Il est préférable de procéder à la séparation physique de l'alimentation de manière à pouvoir disposer cette partie du montage, qui, ne l'oublions pas, comporte un transformateur, à une certaine distance des platines des amplificateurs.

La mise en place des composants est une opération tout ce qu'il y a de plus traditionnel ; il faut cependant faire attention à certains points : on veillera à ce que les paires de transistors T1/T2, T7/T9, T8/T10, T19/T20, T12/T14 et T11/T13 soient joliment disposés côté plat contre côté plat ; pour les paires T1/T2 et T19/T20 on fabriquera un anneau en cuivre ou en aluminium qui viendra les serrer l'un contre l'autre de façon à disposer d'un couplage thermique (par bon contact) efficace.

Les 4 paires de transistors restantes seront dotées d'un radiateur en étoile en aluminium normalement utilisé pour les transistor TO-39. Il suffit, après avoir fait glisser le dit radiateur sur la paire de transistors mis face à face, de les aplatir quelque peu à la pince pour assurer un excellent couplage thermique (cf. **figure 4**).

Le câblage à établir entre les 2 platines est extrêmement simple : il se limite aux 6 lignes nécessaires aux alimentations. Il est préférable, vu l'embonpoint de l'ensemble de la réalisation, de lui donner son propre coffret – il est fort peu probable qu'il y ait suffisamment de place dans le préamplificateur pour y loger les 2 platines des amplificateurs pour les canaux gauche et droit. On mettra les 3 platines dans un coffret en plastique de largement dimensionné. On

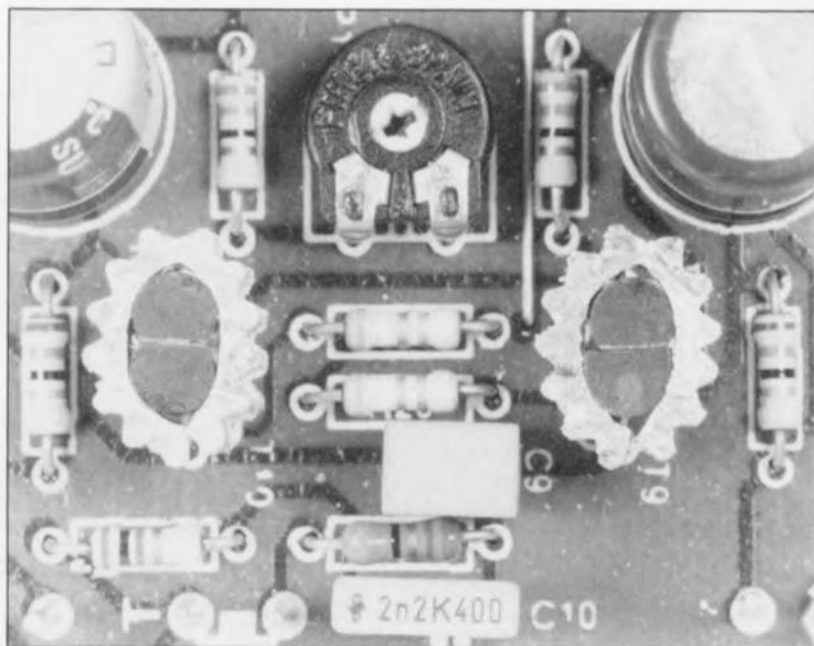


Figure 4. Il ne faudra pas oublier que les transistors de puissance doivent être refroidis et couplés thermiquement avec le transistor-zener. On utilisera pour ce faire un radiateur en aluminium normalement prévu pour des transistors de diamètre notablement plus important.

implantera dans la face arrière l'entrée secteur à interrupteur secteur incorporé. Il n'est pas nécessaire de prévoir de fusible secteur sachant que le transformateur préconisé est protégé contre les courts-circuits. Si tel n'était pas le cas du transformateur que vous envisagez d'utiliser il faudra bien évidemment en tirer les conséquences. La face avant sera dotée de 2 embases Cinch qui seront reliées, à l'aide de fil blindé, aux entrées correspondantes de chacune des platines d'amplificateur.

Il reste bien entendu à placer une embase jack femelle de 6,3 mm destinée à recevoir le jack mâle à l'extrémité du câble de connexion du casque d'écoute. Le croquis de la **figure 5** donne le brochage et de l'embase et de la fiche jack 6,3 mm.

Ceci fait, il ne reste plus qu'à ajuster le courant de repos et à régler les valeurs des tensions d'alimentation. On commencera par mettre les

ajustables P3 et P4 en position médiane et on met les ajustables P1 et P2 à leur valeur de résistance maximale (rotation en butée vers la gauche). On branche ensuite un multimètre placé en calibre 200 mV tension continue aux bornes de la résistance R23. On joue ensuite sur l'ajustable P1 jusqu'à mesurer une tension de 100 mV sur R23.

On procède de la même façon pour l'autre canal, à l'aide de l'ajustable P2 et de la résistance de référence R34. On connecte ensuite le millivoltmètre à la sortie et, par action sur P3 (et P4 sur l'autre platine), on fait en sorte que la tension continue mesurée à la sortie soit de 0 V très exactement. Si l'on ne devait pas y arriver, cela implique qu'il existe des différences trop importantes entre les transistors d'entrée. Il nous va falloir remplacer l'un d'entre eux, T1 ou T2, T19 ou T20 respectivement. On pourrait, en cas de problème à ce niveau, envisager de



Figure 5. Brochage d'un ensemble jack, mâle-femelle, de 6,3 mm.

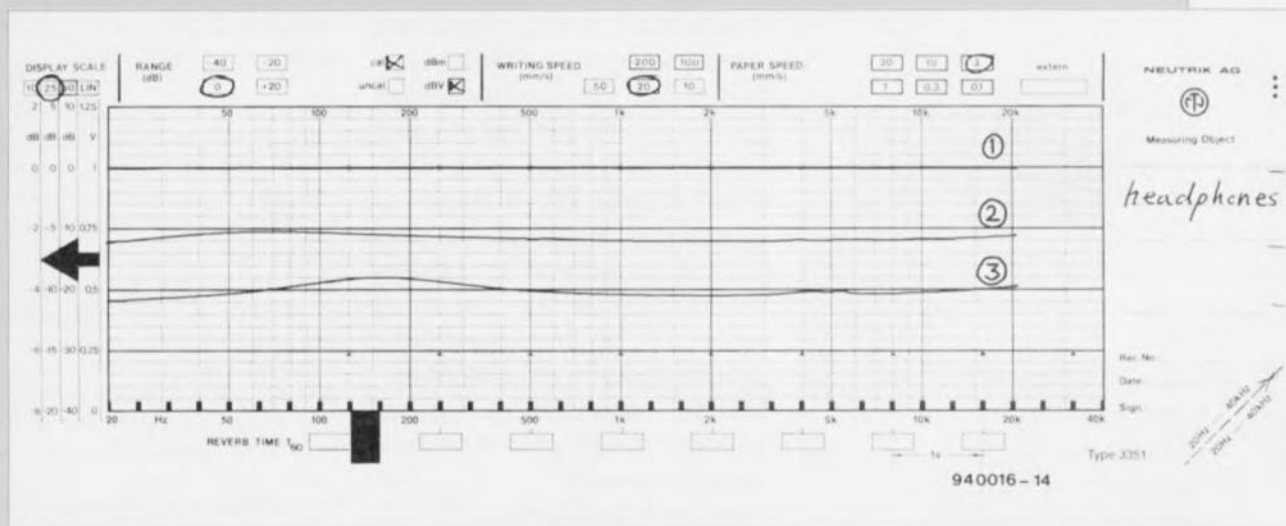


# Impédances de casques d'écoute : Danger !

Il est bien souvent fait appel, lors de la connexion d'un casque d'écoute à un amplificateur, à un diviseur de tension prenant la forme d'une ou deux résistances, dispositif chargé d'atténuer la tension de sortie et de protéger la sortie contre les courts-circuits. Sachant que la courbe d'impédance d'un casque d'écoute n'est pas une ligne droite, mais qu'elle est, à l'image de celle d'une enceinte, légèrement bombée, la courbe de réponse en fréquence sera, dans une certaine mesure, influencée par la résistance prise en amont. De très nombreux fabricants n'utilisent pas de vrai diviseur de tension mais prennent tout simplement une résistance en série avec le casque, le casque d'écoute proprement constituant la seconde résistance du diviseur. Pour mieux illustrer notre propos nous avons procédé à des mesures sur 2 casques d'écoute pour voir ce qui se passait.

La courbe (1) du graphique qui chevauche le repère 0 dB représente le niveau du signal disponible sur l'embase du casque d'écoute lorsque celui-ci est branché à un amplificateur ayant une impédance de sortie de 0  $\Omega$ 21.

La courbe (2) montre la tension appliquée à ce même casque d'écoute, un Beyer clos d'une impédance nominale de 600  $\Omega$ , lorsque l'on intercale une résistance de 470  $\Omega$  entre l'amplificateur et l'embase de casque. Outre le fait qu'il ne reste pas grand-chose de la fonction d'atténuation de l'amplificateur on constate une légère bosse dans les graves et un léger relèvement dans les aigus. Tout ceci n'a rien de dramatique, mais peut parfaitement suffire à donner une teinte différente au casque lorsqu'on le branche à un amplificateur différent. Les choses deviennent plus « graves » lorsque l'on connecte un casque d'écoute d'une impédance de 32  $\Omega$  (valeur classique pour de l'audio portable) à travers une résistance-série. C'est très exactement la situation représentée par la courbe (3). On a branché un casque de 32  $\Omega$  d'impédance en série avec une résistance de 100  $\Omega$ . Le résultat est une courbe relativement mouvementée qui se traduira inévitable-



ment par un changement sensible de la texture du son. Les valeurs de résistances évoquées ici sont réalistes, vu que dans la pratique les valeurs de la résistance prise à la sortie pour casque d'un amplificateur s'étagent de quelque 100 à de l'ordre de 500  $\Omega$ . Avec ses 75  $\Omega$ , l'amplificateur décrit ici s'en sort fort honorablement. Ce n'est qu'avec des casques de 32  $\Omega$  que cette résistance entraînera une coloration du son, mais ce n'est pas non plus là le type de casque d'écoute pour lequel il a été dessiné.

Même s'il n'est pas dans vos intentions de réaliser l'amplificateur pour casque d'écoute décrit ici, il pourrait s'avérer intéressant de voir, à l'aide des documents techniques qui l'accompagnent, quelle est l'impédance de votre casque et de voir, sur le schéma de votre amplificateur quelle est la structure de la sortie pour casque d'écoute.

monter un support pour transistor sur le circuit imprimé et expérimenter avec plusieurs transistors de manière à identifier la paire la mieux appa-

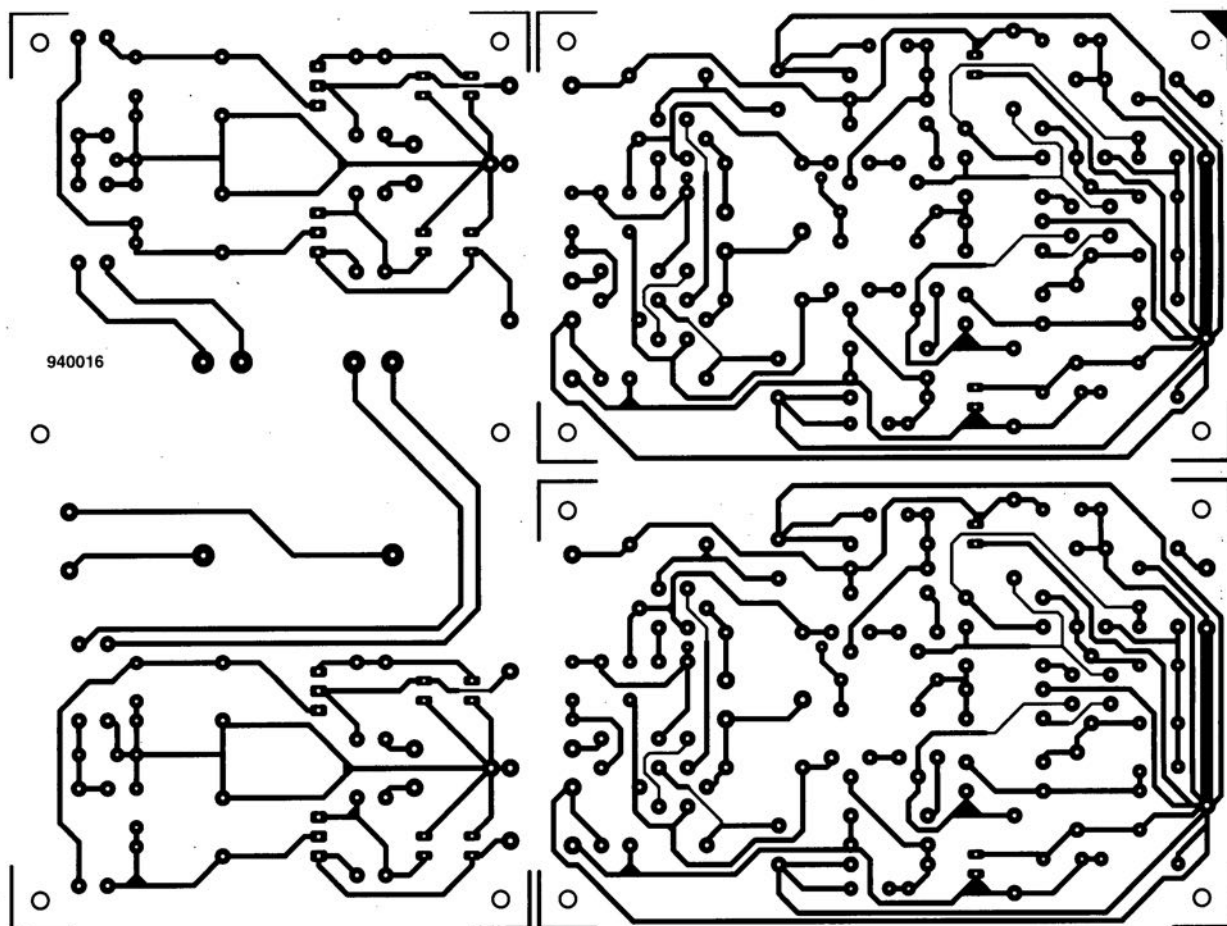
riée. On revérifiera, pour terminer, le réglage du courant de repos. L'amplificateur Hi-Fi pour casque d'écoute est prêt à être intégré dans

votre chaîne audio et à vous donner des heures et des heures de plaisir total sans la moindre gêne pour autrui.



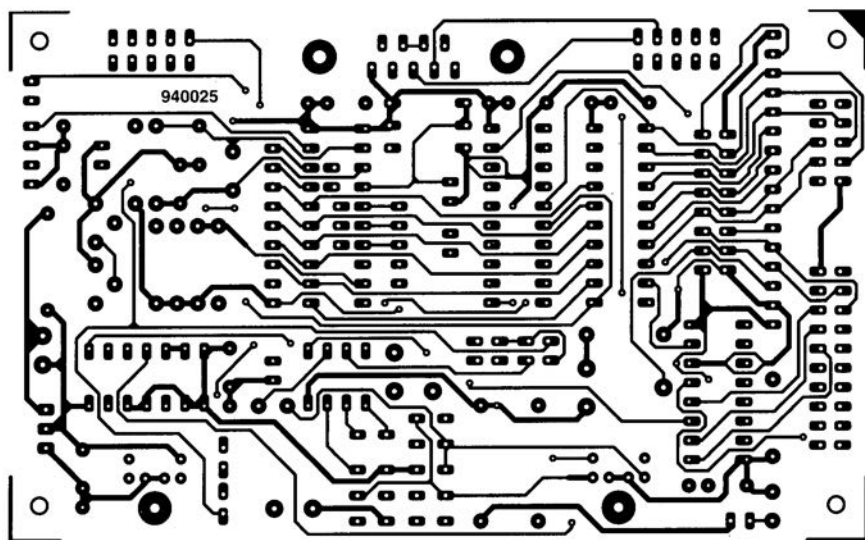


# CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE



940016

ampli pour casque ↑



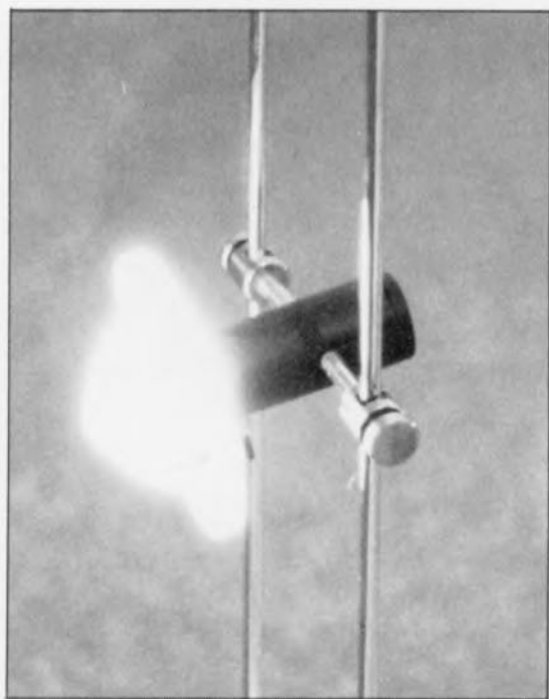
940025

carte d'extension (côté cuivre) →

# inter-sélecteur de lampes halogènes

*pour systèmes à rail de tension*

projet : M. Marquart



Grâce à l'arrivée sur le marché de 2 nouveaux types d'ampoules à savoir d'une part les lampes « économie d'énergie » dotées de tubes luminescents miniatures telles que les PL, SL et autres Dulux, et des ampoules halogènes de l'autre – la situation s'est, en ce qui concerne l'illumination de nos salles de séjour et autres salons, très sensiblement améliorée.

La relative nouveauté de ces deux types d'ampoules est en fait pratiquement leur seule caractéristique commune. La raison d'être des ampoules à tubes luminescents miniatures est d'avoir une meilleure efficacité et partant un rendement supérieur. Ce type de lampe sera sans doute le premier choix de nos lecteurs « écologistes » dont l'une des préoccupations majeures est, de nos jours, l'environnement en général. Il faut cependant reconnaître que l'utilisation de ce genre d'ampoules se traduit par une ambiance quelque peu fraîche. Si l'on préfère évoluer dans

**En dépit de leur popularité croissante, les rails à tension, sur lesquels viennent coulisser un certain nombre de spots à ampoules halogènes, se caractérisent, malheureusement par un inconvénient parfois fort gênant : il est impossible d'activer individuellement les différents spots connectés au rail; on en est purement et simplement réduit au tout ou rien ! Il suffit pourtant d'une astuce d'une étonnante simplicité pour résoudre – ne serait-ce que partiellement il est vrai – ce problème.**

un cadre plus agréable et chaleureux il faudra « se résoudre » à faire appel aux lampes ampoules halogènes. Bien que ce type d'ampoule se caractérise par un rendement supérieur – comparé à celui d'une ampoule à incandescence « ordinaire » –, ses qualités si fortement appréciées de nos jours sont plutôt à rechercher du côté d'une lumière étonnamment joueuse et d'un aspect décoratif et presque capricieux.

Comme la quasi-totalité des lampes halogènes fonctionne avec une tension faible (et donc sans danger) on a vu naître un système d'éclairage qui n'aurait sans doute jamais été développé (heureusement !) s'il avait fallu faire appel à des ampoules fonctionnant sous une tension (secteur) de quelque 230 V : un rail de tension sur lequel on peut brancher plusieurs lampes auxquels on pourra donner la disposition que l'on veut. Dans un tel système le (double) rail fait office et de support mécanique pour les différentes lampes et de moyen de « transport » de leur tension d'alimentation. Il s'agit donc

d'un système très pratique qui donne l'illusion, à première vue, de fonctionner sans le moindre câble et qui, en dépit de la « nudité » des conducteurs de tension se caractérise par une sécurité totale.

## La commutation

Le seul inconvénient, en pratique, d'un tel rail de tension dérive, nous l'avons mentionné plus haut, de sa construction physique. Puisque les lampes sont toutes connectées en parallèle aux deux conducteurs du rail, il est impossible de les « commander » individuellement. Le choix de mode de fonctionnement se limite tout simplement à un choix cornélien entre les modes « toutes les lampes allumées » et « toutes les lampes éteintes », bref une situation que de nombreux électroniciens qualifieront de peu satisfaisante (doux euphémisme).

Qu'est-ce que l'on pourrait faire pour améliorer cette situation ? Il est possible, par exemple, de doter chaque spot de son propre interrupteur. Une telle approche se traduit cependant par un certain nombre de problèmes pratiques. Il y a, pour commencer, les dimensions souvent très réduites des spots halogènes qui interdisent « froidement » de le doter d'un interrupteur aussi minuscule soit-il. Si l'on trouve cependant une technique pour doter les spots d'un interrupteur on se trouve confronté à un nouvel inconvénient : on est obligé, pour la mise en ou hors-fonction des spots, de faire appel à un escabeau.

L'un de nos lecteurs, Mr. Marquart, a trouvé une solution différente : il faudra polariser et la tension d'alimentation et les lampes halogènes. Cette approche permet de diviser la totalité des spots connectés au rail en deux groupes et donne la possibilité de choisir lequel des ces deux groupes on veut activer.

La **figure 1** montre le schéma de fonctionnement de cette technique. Bien qu'il ne s'agisse certainement pas, loin de là, d'une électronique sophistiquée, cette technique fonctionne très bien.

La tension alternative (très souvent de 12 V) fournie par le transformateur connecté au rail est transformée, à l'aide d'un pont de redressement bien bâti, en une tension continue impulsionnelle. Il n'est pas nécessaire de faire appel à des condensateurs électrolytiques de lissage de forte capacité : les lampes halogènes ne sont pas critiques du tout en ce qui concerne la forme (d'onde) de leur

### Liste des composants

#### Semi-conducteurs :

B1 = pont de redressement 40 V, 10 ou 25 A\*  
 D1 à D4 = diode 3 A (pour une ampoule de 20 W) ou 6 A (pour une ampoule de 50 W)\*

#### Divers :

S1 = commutateur à levier, 2 circuits, 3 positions\*  
 La1 à La4 = ampoule halogène 12 V/20 W ou 12 V/50 W

\* voir texte

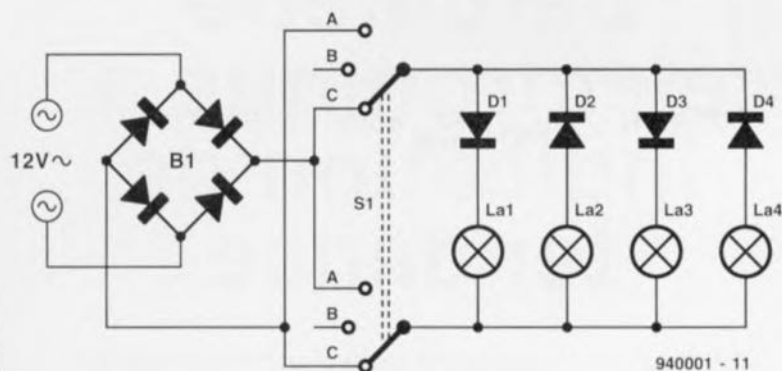


Figure 1. L'inversion de la polarité de la tension d'alimentation permet de choisir quelle paire de lampes devrait s'allumer.

tension d'alimentation.

Le commutateur (2 circuits, 3 positions) S1 sert à appliquer la tension redressée aux 2 conducteurs du rail de tension. Le schéma montre nettement que S1 fait office d'inverseur de polarité : en position **A** le conducteur supérieur du rail est connecté au (-) et le conducteur inférieur au (+); en position **C** la situation est inversée et en position **B** le rail se trouve hors-tension.

Pour pouvoir tirer profit de la tension d'alimentation redressée et de la possibilité d'inversion de polarité il faudra ensuite prendre une diode (de type « malabar ») en série sur chacune des lampes. L'astuce de cette approche est donc que l'on pourra choisir, grâce à la polarité des diodes et ce à l'aide du commutateur S1, quelles lampes seront allumées. Dans la situation du schéma de la figure 1, les lampes La2 et La4 seront allumées si S1 se trouve en position A. Si le commutateur se trouve en position C les lampes La1 et La3 sont allumées et la mise en position B de S1 se traduit par ... l'obscurité totale : toutes les lampes sont éteintes.

Le seul inconvénient de la technique décrite dans les paragraphes précédents est le fait que la tension d'alimentation des lampes est diminuée de la chute de tension naissant aux bornes de la diode. L'ampoule ne brillera donc pas à son maximum. Il s'agit heureusement d'une réduction très faible de la tension d'alimentation qui, dans la réalité, ne posera pas de problème sensible.

## La réalisation

Il est quasiment impossible, vu la diversité des systèmes existants, de vous donner des directives précises concernant la réalisation, dans la pratique, du système de commutation, objet de cet article. Tout dépend en

fait du système et des modèles de lampes utilisés. Il est probable que l'on pourra intégrer le pont de redressement et le commutateur dans le boîtier du transformateur. Si cela ne s'avérait pas possible il ne vous restera pas d'autre solution que de mettre ces deux composants dans un petit boîtier distinct. On a, en ce qui concerne les diodes D1 à D4, le choix entre leur mise à l'intérieur du boîtier servant de support à l'ampoule halogène ou de les intégrer, aussi discrètement que possible, dans le câblage externe des spots.

À la fin de ce petit article, il faudra nous intéresser aux composants utilisés. Il est parfaitement clair que le pont de redressement, le commutateur et chacune des diodes de polarisation doivent être capables de supporter sans inconvénient le courant consommé par les ampoules. Pour éviter que l'un ou l'autre composant ne soit détruit par les crêtes de courant de mise en fonction qui se produisent inévitablement dans un tel système, il est préférable de surdimensionner largement les quelques composants électroniques à utiliser (cf. figure 2).

Nous vous conseillons donc de faire appel à des diodes de 3 A (telles que les 1N5408 très courantes par exemple) pour des ampoules halogènes de 20 W. Si l'on travaille avec des ampoules de 50 W il est recommandé d'utiliser des diodes de 6 A, telles que les FR606. Pour des raisons de tension de seuil moins élevée, l'auteur a fait appel, pour la réalisation de son prototype, à des diodes Schottky du type SB530 (5 A).

Dans un système qui fonctionne avec des courants d'intensité importante, la différence entre les diodes « standard » et les diodes Schottky est cependant négligeable.

Si l'on envisage de faire « briller » simultanément quatre lampes de 20 W il faudra faire appel à un pont de redressement capable de fournir un courant de 7 A. Dans le cas de quatre ampoules de 50 W l'intensité du courant requis grimpe à une valeur de 17 A. En respectant certaines marges de sécurité il est recommandé donc de faire appel à un pont de redressement du type B40/10 ou B40/25 respectivement.

Tout ce que nous venons de dire concernant le pont de redressement et les diodes s'applique également au commutateur S1. Il est possible, au cas où vous auriez des problèmes pour mettre la main sur le type de commutateur mentionné dans la liste des composants (un commutateur à levier, 2 circuits, 3 positions, capable de « traiter » des courants importants), d'adopter une autre solution : monter un interrupteur unipolaire (marche/arrêt) entre le transformateur et le pont de redressement et remplacer S1 par un commutateur à levier à 2 circuits et 2 positions (type très courant).

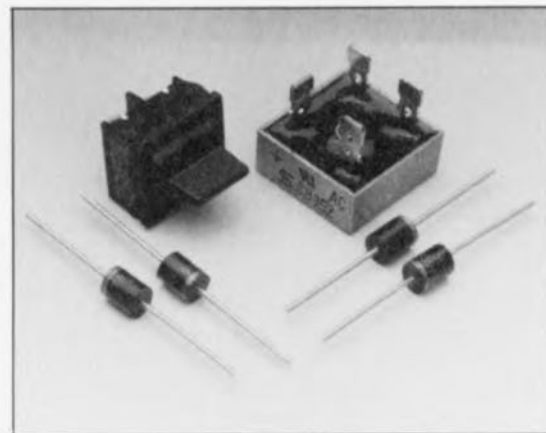


Figure 2. Les composants électroniques requis pour la réalisation de ce montage se limitent à un pont de redressement et quelques diodes.

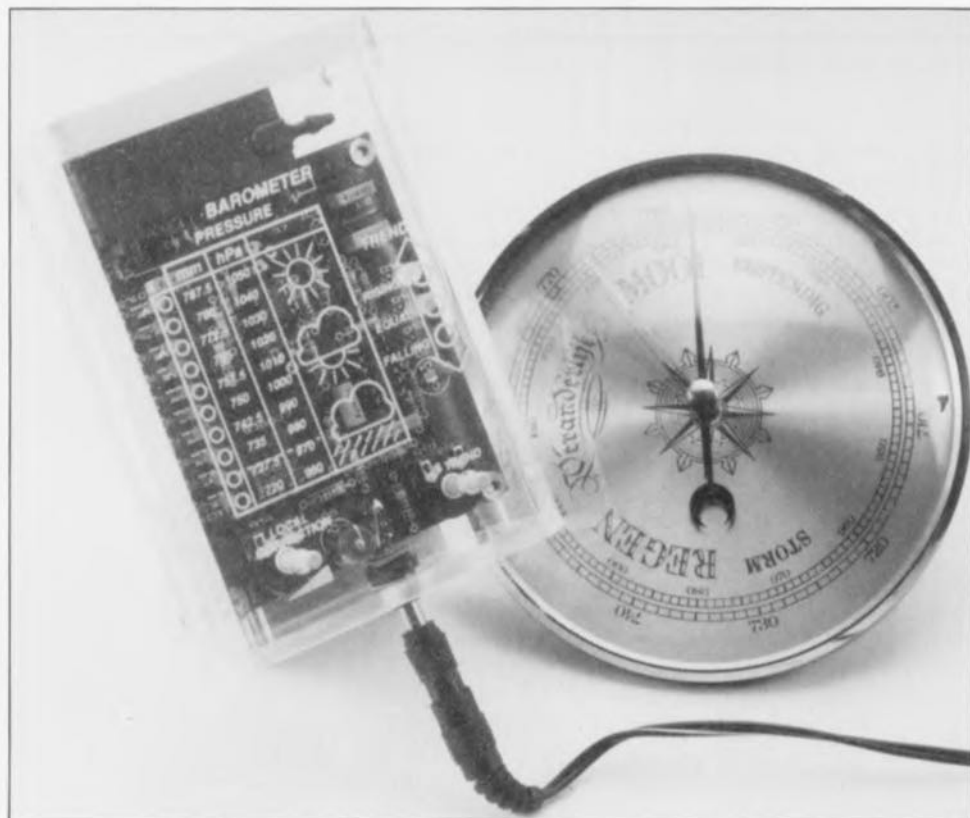




TEST

# baromètre électronique à indication de tendance

*devenez votre propre prévisionniste météo*



à savoir le baromètre. Il existe en effet une relation indiscutable entre la pression atmosphérique et les conditions météorologiques. Une pression atmosphérique en augmentation correspond souvent à du beau temps avec un ciel bien dégagé (anti-cyclone), alors qu'une chute de la pression atmosphérique est, en règle générale, annonciatrice de formations nuageuses et de pluie. Un tel instrument est souvent doté, pour en faciliter la lecture, non seulement d'une échelle barométrique, mais encore d'un certain nombre de termes accessibles à la majorité des humains, tels que tempête, beau, pluie, notions dont nous connaissons la signification depuis notre plus tendre enfance – ne fallait-il pas qu'il fasse beau pour que nous ayons, à l'âge de 4 ou 5 mois déjà, la chance de découvrir le monde qui nous entourait dans notre poussette ou autre « véhicule » à roulettes cahotant, souvenir qui n'aura pas manqué de marquer votre subconscient.

Tous les (heureux) possesseurs d'une station météorologique de ce genre en connaissent inévitablement le délicat mode d'emploi. Quelques tapotements prudents du bout de l'index, armé ou non d'un ongle, contre le verre du baromètre font partie du rituel de lecture. Il n'en faut en règle générale pas plus pour donner envie à l'aiguille de venir à sa place, vu qu'il n'est pas exceptionnel, de par le principe de construction mécanique de l'appareil, que la dite aiguille reste coincée, en raison de frottements, à la position qu'elle avait prise lors de la séance de tapotements précédente. Cette précaution prise, il est enfin possible de lire la pression atmosphérique, si tant est que le cadran soit encore lisible et que les caractères ne soient pas trop petits, faute de quoi il faudra, soit faire preuve d'esprit de déduction ou d'imagination, soit s'armer d'une loupe.

L'étape suivante de l'examen d'un baromètre est le positionnement du repère de mémorisation qu'il faudra placer très exactement à cheval sur la véritable aiguille de l'appareil, ceci de façon à permettre, lors de la prochaine (séance de) lecture du baromètre, de savoir où se trouvait l'aiguille la fois précédente. Une comparaison entre la position de ce repère – qui, répétons-le, est sensé indiquer la position qu'avait l'aiguille du baromètre lors de l'examen précédent – et la position à cet instant de la vraie aiguille de l'appareil permet une déduction globale du sens de l'évolution de la pression atmosphérique, en augmentation ou

MESURE

L'important n'est pas de savoir quel temps il fait, cela n'importe quel baromètre qui se respecte le permet, mais de savoir quel temps il va faire dans un proche avenir. La plupart des baromètres modernes sont mécaniques, faisant appel à l'une ou l'autre capsule anéroïde. L'instrument décrit ici est électronique à 100%, même son capteur. Nous vous proposons, pour remplacer votre vieux baromètre mécanique, une version moderne avec indication de tendance.

Vous les connaissez certainement ces « stations météorologiques » à développement vertical dotées de 3 cadrans. Le thermomètre est sans aucun doute l'instrument des 3 le plus consulté, vu que pratiquement tout le monde sait plus ou moins quelle température correspond à tel ou tel type de temps, beau ou moins beau. Un certain nombre d'entre nous possèdent également ce fameux hygromètre dont rares sont ceux qui

peuvent faire la relation entre l'indication de cet appareil et la météo à court terme; aujourd'hui, l'humidité relative est un peu plus forte qu'hier... et ensuite ?

Si l'on veut pouvoir jouer au prévisionniste météo (professionnel), avec un pourcentage de réussite équivalent, il nous faudra impérativement jeter un coup d'œil au troisième instrument de la station météorologique,



en chute (libre). On est en mesure ainsi, avec une technique moins sophistiquée que celle de Mr Breton ou des ingénieurs de la Météo Nationale il est vrai, de prévoir (correctement ?) le temps.

Comme il nous est apparu que le thermomètre avait, quant à lui, depuis un bon moment déjà traversé sa crise d'« électronique », nous avons pensé qu'il était temps de vous proposer une version électronique du baromètre en la dotant, puisque nous y étions, d'une indication de tendance (de l'évolution de... la pression, est-il bien nécessaire de le préciser).

Notre baromètre électronique remplit une fonction identique à celle de son homologue mécanique connu depuis des siècles, n'oublions pas que Toricelli remonte au début du XVII<sup>ème</sup> siècle (1608-1647), mais avec un confort d'utilisation sensiblement plus élevé. La pression atmosphérique y est indiquée à l'aide d'une rangée de LED, la tendance étant visualisée elle par une triplette additionnelle de LED. L'une de ces 3 LED indique une augmentation de la pression, la seconde nous apprend qu'elle est stable et la troisième en visualise une chute.

## Le synoptique

Le synoptique de la **figure 1** illustre le processus utilisé pour la conversion de la pression atmosphérique en une visualisation par LED. Le capteur de pression présent à l'entrée de la chaîne convertit, à l'aide d'un étage d'amplification, la pression ambiante en une tension continue parfaitement calibrée. La valeur de cette tension est directement proportionnelle à la pression « appliquée » au capteur. Le signal de sortie du capteur commence par passer par un étage amplificateur où il subit une certaine amplification avant d'attaquer un sous-ensemble de commande de LED. Le dit sous-ensemble fonctionne en fait comme une sorte de voltmètre à LED. Le niveau de la tension continue appliquée à l'entrée de ce bloc de commande détermine laquelle des LED doit s'allumer. De par cette visualisation il est extrêmement facile de lire en regard la pression atmosphérique existante grâce à l'échelle que comporte l'instrument. L'échelle du baromètre comporte 10 LED, chacune des LED représentant un pas de 10 mbars. La tension de capteur amplifiée est en outre transmise à ce que l'on appelle un **discriminateur à fenêtre**, dispositif dont le mode de fonctionnement est relativement facile à saisir.

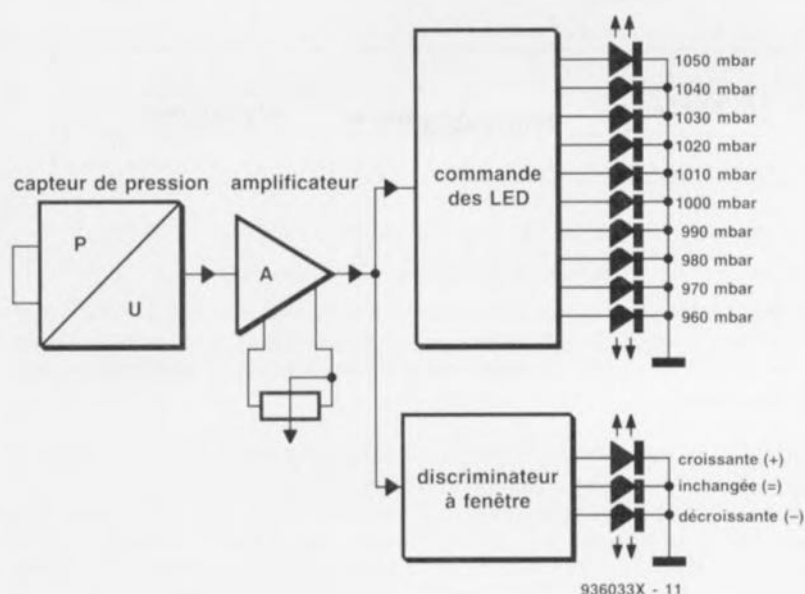


Figure 1. La tension fournie par le capteur est transmise tant vers le dispositif d'affichage que vers l'indicateur de tendance.

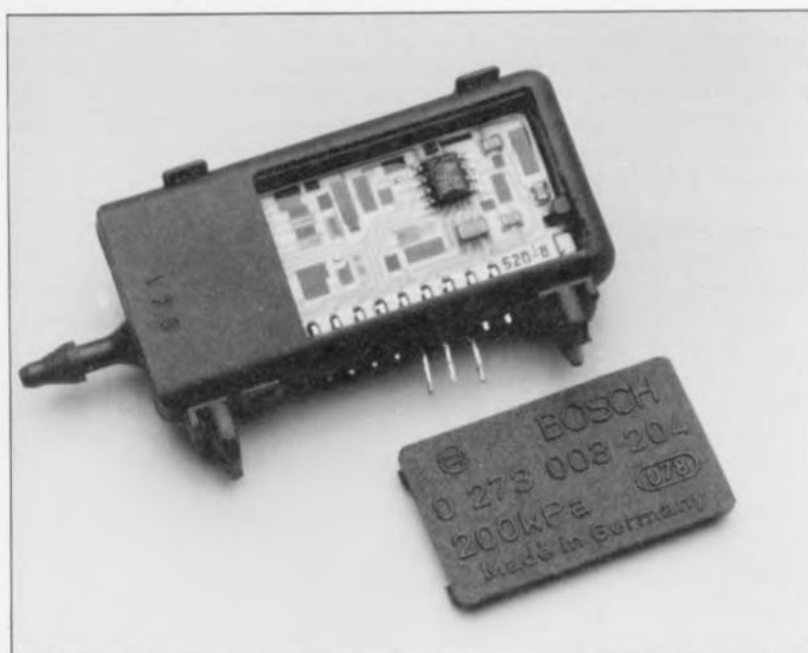


Figure 2. Ce capteur « traduit » la pression atmosphérique en une tension de mesure. Le capteur est doté d'une compensation de température de sorte que les variations de température restent pratiquement sans influence sur la mesure.

La commande des 3 LED prises à la sortie du comparateur dépend de l'évolution de la tension continue présente à l'entrée de ce bloc. En l'absence de variation de la dite tension on aura illumination de la LED centrale « = ». Une chute de la pression produira l'illumination de la LED « - », une augmentation de la pression atmosphérique se traduisant par l'illumination de la LED supérieure « + ». Le bloc du discriminateur à fenêtre remplit ainsi une fonction identique à celle que possède l'index de mémorisation de notre baromètre classique, repère qu'il

nous fallait impérativement superposer à l'aiguille de l'instrument si nous voulions pouvoir comparer la pression actuelle à celle qui régnait lors de l'examen précédent du baromètre.

## Le capteur de pression

Le « coeur » de notre baromètre à indication de tendance vous est exposé à « coeur ouvert » en **figure 2**. Il s'agit d'un composant fabriqué par le fabricant d'accessoires automobile Bosch, capteur baptisé HS-20. Ce composant, dont on

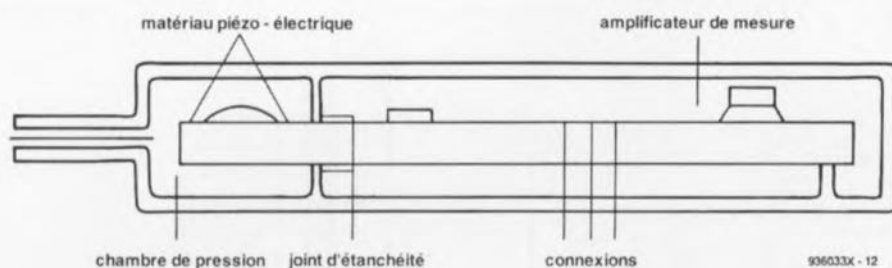


Figure 3. À l'intérieur du capteur un morceau de matériau piézo-électrique convertit la pression en une tension de mesure. Dans un espace distinct prévu à l'intérieur du capteur se trouve un petit amplificateur de mesure doté de la compensation de température mentionnée plus haut.

retrouve la coupe schématique en **figure 3**, comporte une plaquette de matériau piézo-électrique. Comme vous n'êtes sans doute pas sans le savoir, le matériau piézo-électrique présente la caractéristique très spéciale de se déformer lorsqu'on lui applique une tension et, inversement, de générer une tension lorsque l'on exerce une pression sur lui.

On utilise la première de ces 2 propriétés dans les haut-parleurs et résonateurs piézo-électriques. La fonction de capteur de pression fait bien évidemment appel à la seconde de ces propriétés, vu que ce qui nous intéresse est, rappelez-vous, de convertir une pression en une tension de mesure. Plus la pression exercée sur le matériau est importante plus le niveau de la tension qu'il génère est élevé. Le simple exemple de l'allume-gaz piézo-électrique montre que la dite tension peut atteindre des valeurs permettant la

génération d'étincelles. Ceci prouve très éloquemment qu'il n'est pas nécessaire d'avoir une pression (atmosphérique) importante pour disposer déjà d'une (petite) tension de mesure. Le capteur de pression intègre un amplificateur de mesure doté d'une compensation de température de sorte que les variations de température restent (pratiquement) sans effet sur le résultat de mesure. La courbe de la **figure 4** donne la relation entre la pression appliquée sur le capteur et la tension de sortie correspondante. On peut pratiquement parler d'évolution linéaire.

## L'électronique

représentée en **figure 5** est celle, vous vous en seriez douté, de notre baromètre à indication de tendance. La source du signal de mesure est, comme nous le disions quelques lignes plus haut, le capteur de pression, IC5. Ce composant est relié à

la tension fournie par le régulateur intégré IC2 pour le pouvoir de la tension d'alimentation nécessaire au fonctionnement de l'amplificateur de mesure à compensation de température intégrée. Le signal de sortie de ce capteur disponible sur sa broche 2 attaque un étage d'amplification basé sur l'**amplificateur opérationnel** IC1, ce composant se chargeant de l'amener au niveau requis. L'ajustable P1 permet de régler (ou plutôt compenser) la tension de dérivation de l'amplificateur opérationnel, ce que l'on appelle son offset. Cette opération ne consiste en rien de plus qu'à la mise à zéro volt de la tension de sortie de IC1 lorsque la tension différentielle appliquée à ses entrées est elle aussi nulle, c'est-à-dire lorsque les tensions appliquées aux 2 entrées sont parfaitement identiques. L'ajustable P2 permet le réglage du gain – et partant de la sensibilité du montage – de IC1. Le signal de sortie de IC1, disponible à la broche 6 de ce composant est transmis, via la résistance R10, vers l'entrée tant de IC3 que de IC4. IC3 ne devrait pas vous être inconnu dès lors qu'il s'agit de réaliser des systèmes d'affichage à LED. Comme nous l'indiquions plus haut, ce composant travaille en fait comme une sorte de voltmètre numérisé dont la lecture se fait par l'intermédiaire d'une échelle à 10 LED. IC3 comporte, pour être capable d'interpréter correctement la tension appliquée à son entrée, une tension de référence interne fournie par une **source de tension**, tension à laquelle on compare la tension d'entrée. Cette tension de référence disponible en broche 4 du LM3914 est en outre transmise, via la résistance R2, vers IC1 pour y servir là aussi de tension de référence.

Le comportement de IC3 est défini par les résistances R11 à R13 assistées de l'ajustable P3. Ces composants fixent les tensions auxquelles s'illuminent les LED visualisant respectivement la pression atmosphérique minimale, à savoir 960 mbars, D1 en l'occurrence, et maximale, c'est-à-dire 1050 mbars, D10, affichable. L'ajustable P3 permet de jouer quelque peu sur les limites de la plage de pression visualisable. Il n'est pas nécessaire de prévoir, à la sortie de IC3, de résistance-série chargée de la limitation du courant traversant les LED, vu que les dites LED sont attaquées par une **source de courant** constant.

L'électronique basée sur IC4 constitue notre dispositif d'indication de tendance. Cet instrument visualise, à

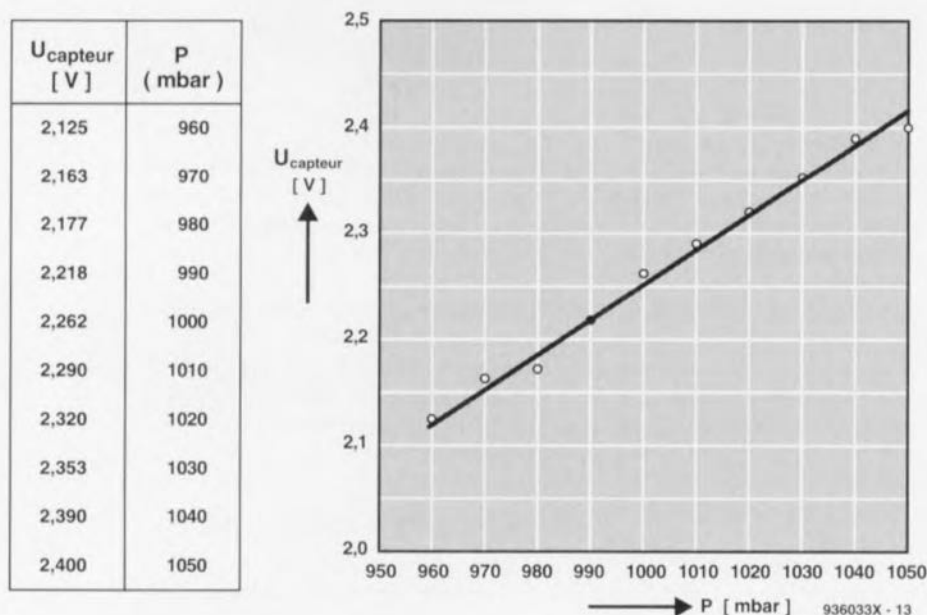


Figure 4. Cette courbe rend les valeurs de mesure du capteur utilisé dans ce montage. La linéarité de la dite courbe est, pour l'application envisagée, parfaitement satisfaisante.

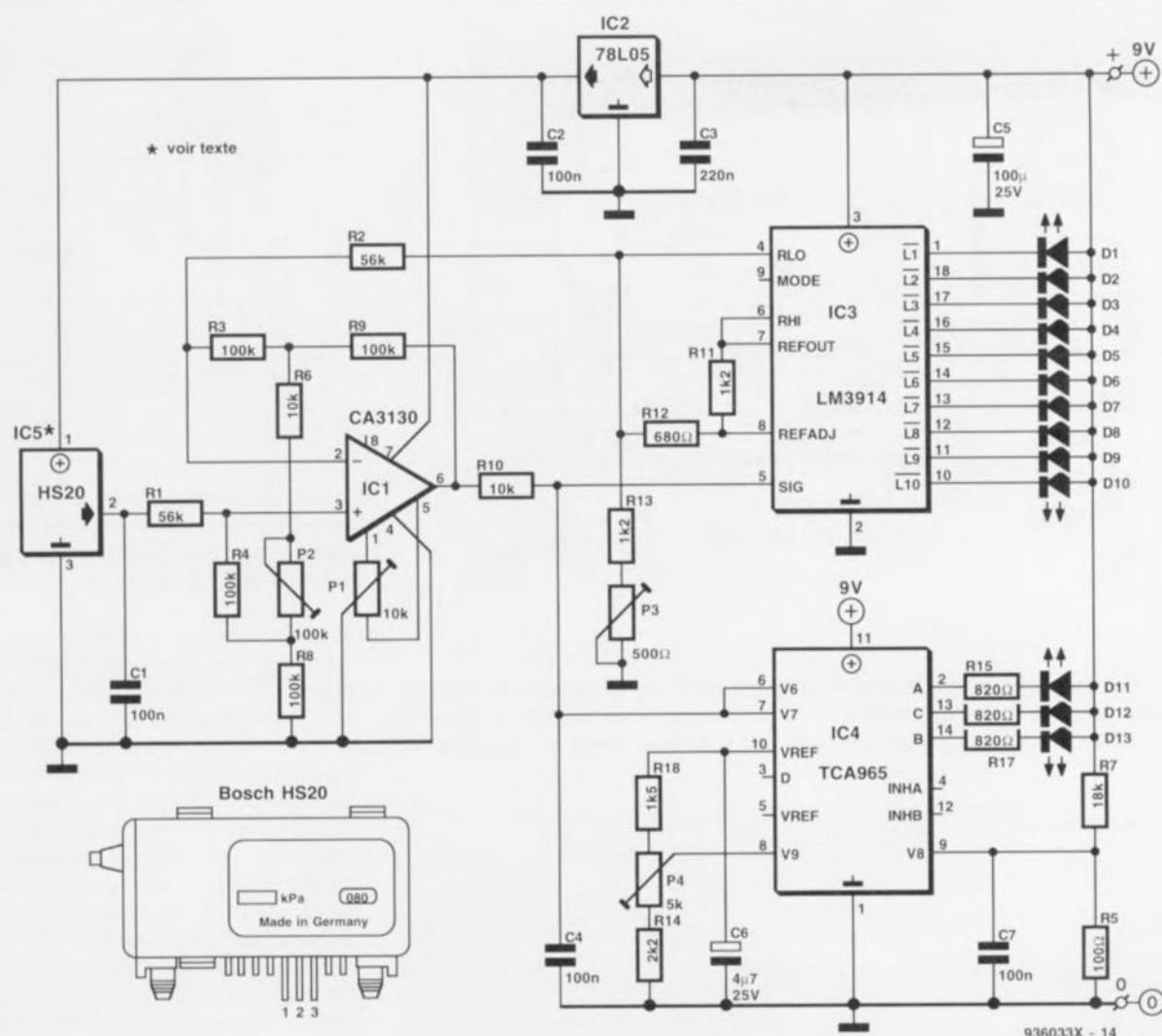
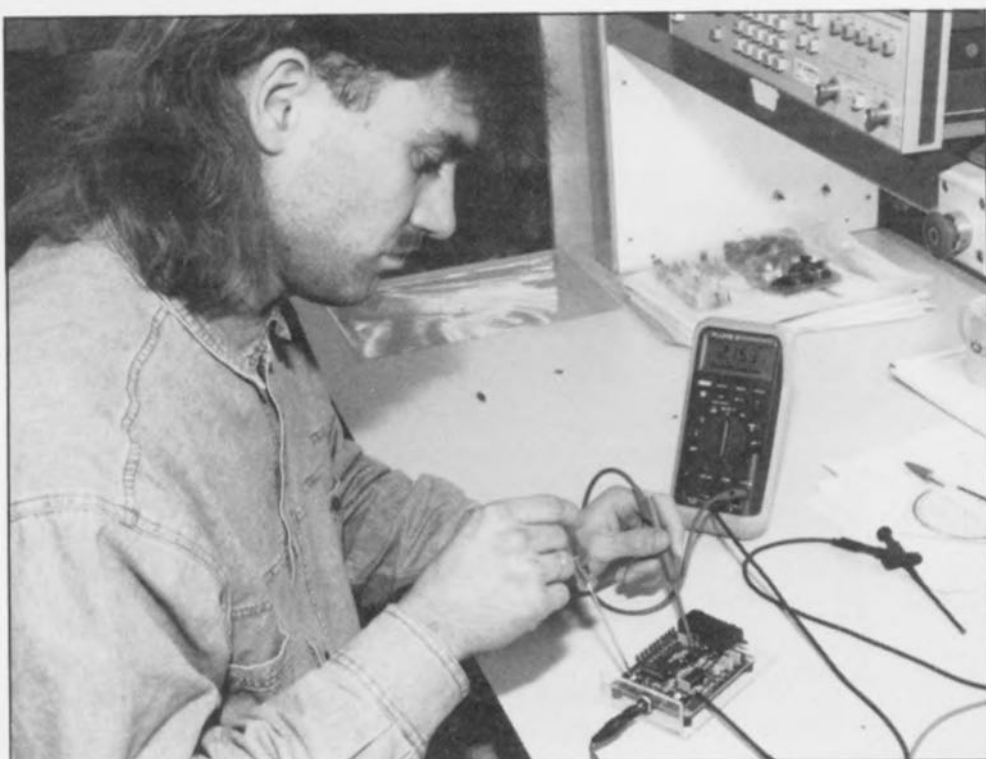


Figure 5. Le schéma du baromètre à indication de tendance n'est en fait pratiquement rien de plus qu'une sorte de « personnalisation » de chacun des blocs du synoptique de la figure 1. Si nous n'avions pas eu à notre disposition des circuits intégrés spécialement conçus pour les diverses fonctions requises, le montage aurait pris un embonpoint sensiblement plus rondlet.

l'aide de 3 LED, D11 à D13, l'évolution récente de la pression atmosphérique. La LED D11 indique une augmentation de la pression atmosphérique, l'illumination de la LED D13 signalant une chute de cette pression, l'illumination de la LED D12 indiquant qu'il n'y a pas eu de changement significatif entre les 2 dernières mesures. L'ajustable P4 permet de « centrer » la fenêtre sur la pression atmosphérique régnant à l'instant du réglage. La LED D12 seule s'illuminant alors pour signaler l'absence de variation sachant qu'il ne peut pas y avoir de variation dans le cas d'une unique mesure. Nous en avons terminé avec la description du montage. Nous pouvons maintenant passer à sa réalisation.

### La réalisation

d'un montage aussi « pointu » sous-entend (presque inévitablement) l'utilisation d'un circuit imprimé, platine dont nous vous proposons la



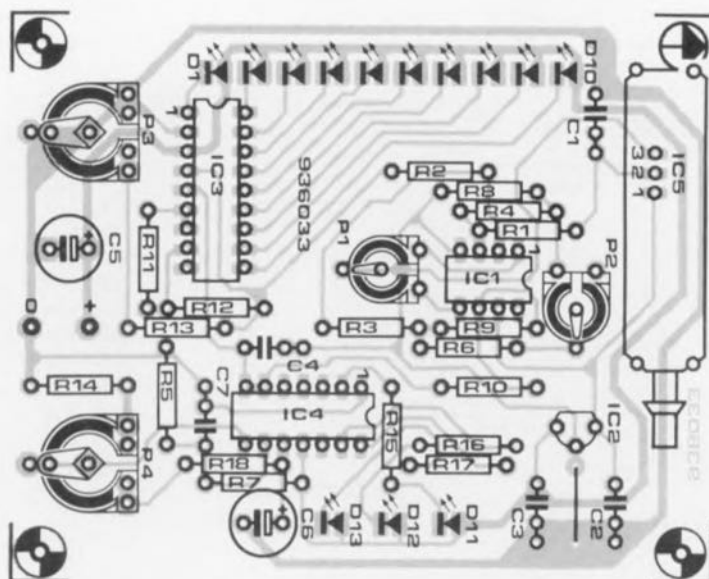


Figure 6. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour ce montage. Contrairement à ce que pourrait donner à penser ce dessin, il est préférable, pour éviter au montage de devenir trop épais, de monter le capteur IC5 couché.

#### Liste des composants

##### Résistances:

R1, R2 = 56 k $\Omega$   
 R3, R4, R8, R9 = 100 k $\Omega$   
 R5 = 100  $\Omega$   
 R6, R10 = 10 k $\Omega$   
 R7 = 18 k $\Omega$   
 R11, R13 = 1 k $\Omega$   
 R12 = 680  $\Omega$   
 R14 = 2 k $\Omega$   
 R15 à R17 = 820  $\Omega$   
 R18 = 1 k $\Omega$   
 P1 = ajustable miniature 10 k $\Omega$  couché  
 P2 = ajustable miniature 100 k $\Omega$  couché  
 P3 = ajustable 500  $\Omega$  couché  
 P4 = ajustable 5 k $\Omega$  couché

##### Condensateurs:

C1, C2, C4, C7 = 100 nF  
 C3 = 220 nF  
 C5 = 100  $\mu$ F/16 V  
 C6 = 4  $\mu$ F/16 V

##### Semi-conducteurs:

D1 à D10, D13 = LED rouge 3 mm  
 D1 = LED verte 3 mm  
 D12 = LED jaune 3 mm  
 IC1 = CA3130  
 IC2 = 78L05  
 IC3 = LM3914  
 IC4 = capteur de pression HS20 (Bosch)

##### Divers:

2 axes pour les ajustables P3 et P4

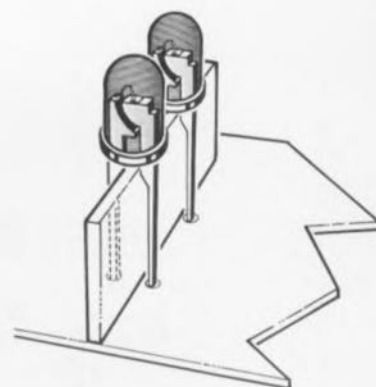


Figure 7. On pourra utiliser une chute de platine d'expérimentation comme gabarit de positionnement des LED qui se trouveront ainsi toutes à la bonne hauteur.

représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 6**. La disposition des composants est, dans le cas de la mesure de tensions faibles comme ici, d'une importance capitale. Le dessin proposé ici tient compte de toutes les exigences et son utilisation devrait vous mettre à l'abri de problèmes imprévus dus à des parasites et autres sources de comportements bizarres. Avant de se lancer dans l'implantation des composants on pourra percer un orifice de 2 à 3 mm dans la platine au niveau du centre de l'ajustable P2, ceci de manière à pouvoir effectuer un réglage du montage tant par le dessus que par le dessous. Percer un orifice à ce niveau dans P1 faciliterait bien les choses, mais se traduirait par la destruction de la piste passant à cet endroit; on peut envisager si nécessaire de la ponter à l'aide d'un morceau de fil de cuivre émaillé débarrassé à ses 2 extrémités de l'émail de protection. Tous les circuits intégrés, exception faite de IC5, si tant est que l'on puisse, en ce qui le concerne, parler de circuit intégré, prendront place dans un support. IC5 sera lui monté directement sur la platine à l'endroit prévu. On veillera à ne pas se tromper de polarité lors du montage des condensateurs C5 et C6. C6 pourra être un condensateur au tantale, voire être monté couché si l'on veille à isoler ses broches pour éviter un court-circuit. Il est important, dans le cas des LED, à ne pas confondre la cathode et l'anode, la cathode étant identifiée par sa connexion plus courte et un

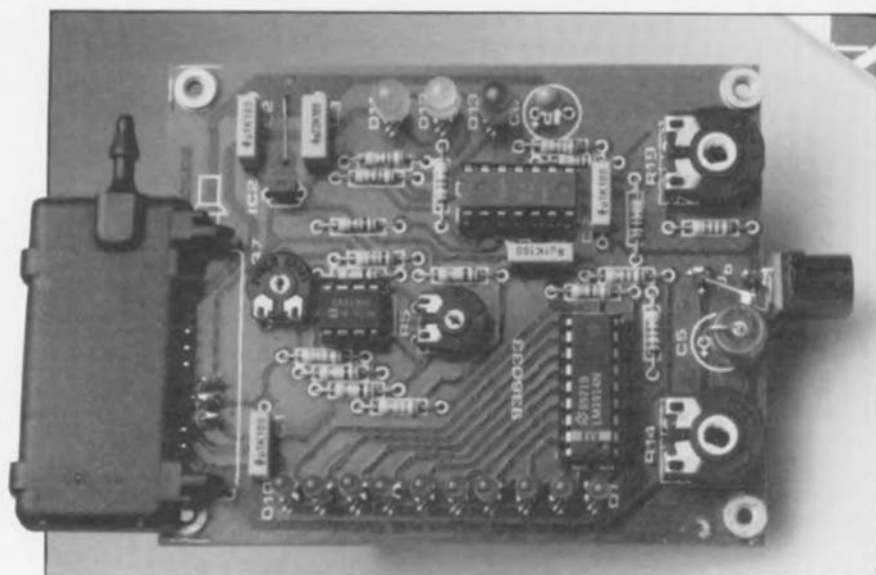


Figure 8. Après avoir terminé la mise en place des composants il sera temps de penser...



petit méplat du boîtier. On réalisera, pour disposer toutes les LED à la même hauteur, une sorte de gabarit que l'on glissera entre les broches de ces dernières, processus illustré par le croquis de la **figure 7**. Si, une fois soudées, les LED ne devaient pas être parfaitement alignées, on pourra les « redresser » quelque peu. Lorsque l'on en a terminé avec la platine (cf. **figure 8**), on pourra la monter dans son boîtier. Nous avons, quant à nous, réalisé un boîtier en plexiglas, solution illustrée par la **figure 9**. Cette approche permet de fabriquer un baromètre relativement compact que l'on pourra facilement fixer au mur d'un salon sans que l'appareil ne soit encombrant. Les LED pourront, dans le cas d'un boîtier opaque, passer dans des orifices percés à cet effet; si l'on utilise un boîtier transparent on pourra les laisser à l'abri du coffret. On pourra utiliser une (photo)copie de la face avant représentée en **figure 10** le cas échéant comme gabarit de perçage, voire si l'on fait appel à un matériau plus noble tel que de l'aluminium anodisé, comme face avant dotée d'un « cadran » linéaire.

Les ajustables P3 et P4, dont la taille dépasse celle des modèles normalement utilisés, sont dotés d'un axe de plastique venant cliquer dans les orifices centraux des dits composants. On laissera ces axes dépasser quelque peu le plan de la face avant de manière à pouvoir en obtenir la rotation. Le réglage de la position des ajustables P1 et P2 nécessite l'ouverture du boîtier si tant est que l'on n'ait pas prévu les orifices évoqués quelques paragraphes plus haut.

## L'étalonnage

Les seuls instruments nécessaires pour procéder à l'étalonnage du baromètre à indicateur de tendance sont un voltmètre (un multimètre positionné en calibré tension continue fait parfaitement l'affaire) et un tournevis. On connecte la baromètre à une source de tension convenable, pile de 9 V ou adaptateur-secteur de bonne qualité. Commençons par le réglage de l'ajustable P1. La première étape de ce réglage est la mise en position médiane de l'ajustable P2. Ceci fait, on relie la broche 2 de IC1 à la broche 3 de ce même circuit intégré. On joue ensuite sur P1 de manière à mesurer à la broche 6 de IC1 une tension pratiquement nulle. Ce réglage effectué on pourra supprimer l'interconnexion des broches 2 et 3 de IC1.

Nous espérons que vous n'avez pas

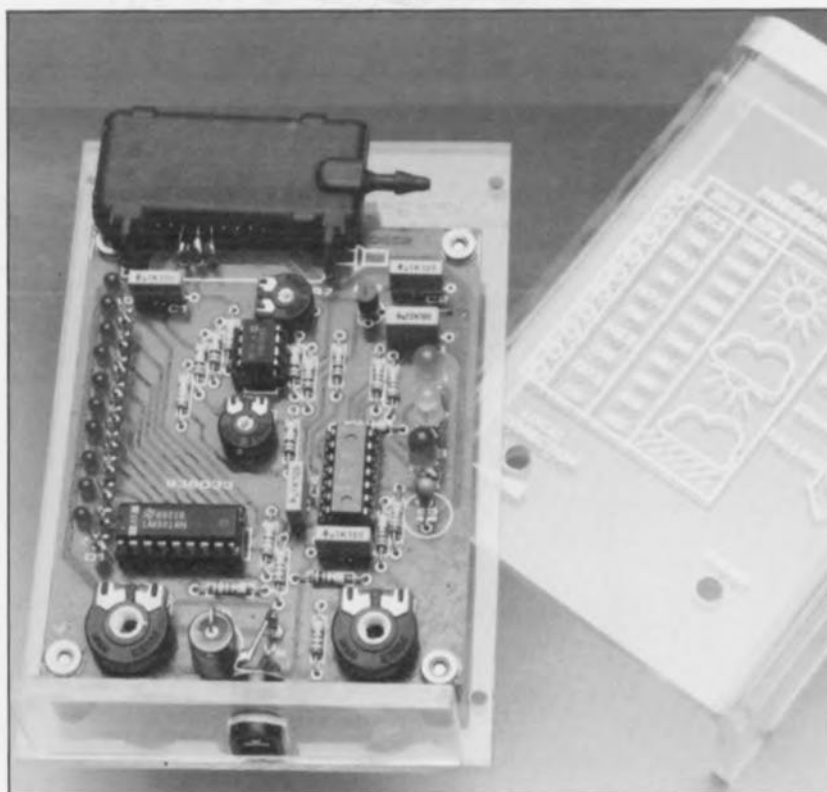


Figure 9. ...à l'achat ou à la réalisation d'un joli boîtier. Nous avons quant à nous fabriqué un boîtier en plexiglas que nous avons doté d'un film transparent comportant toutes les informations requises. L'utilisation d'un boîtier en matériau plastique transparent permet de ne pas avoir à percer d'orifices pour les LED. Seuls les axes de commande des ajustables P3 et P4 dépassent le plan de la face avant.

encore mis votre vieux baromètre à la décharge, cet instrument nous étant nécessaire pour le réglage de notre baromètre. On jouera sur l'ajustable P3 jusqu'à ce que notre baromètre numérique affiche la

même pression que celle indiquée par le baromètre mécanique. Le positionnement de l'ajustable P2 implique de disposer d'une seconde pression « atmosphérique » (supérieure ou inférieure) à la pression

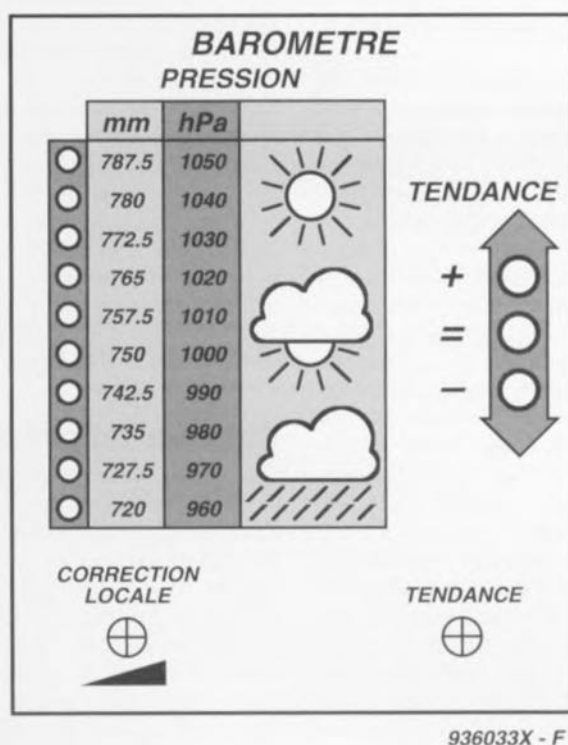


Figure 10. On pourra utiliser une copie de cette «face avant» le cas échéant comme gabarit de perçage voire pour réaliser une face avant.

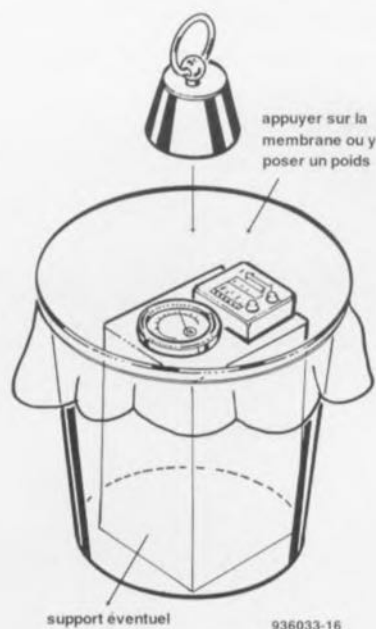


Figure 11. L'étalonnage du baromètre fait appel à un « caisson de compression » de fabrication-maison. Si l'on ne dispose pas d'un tel instrument il faudra attendre la prochaine variation de pression importante...

atmosphérique réelle. On pourrait bien entendu faire appel à un caisson de compression... mais Elektor ne serait pas Elektor si nous n'avions pas imaginé notre caisson de compression personnel, de façon à ne pas avoir à attendre l'arrivée du prochain anticyclone ou de la prochaine dépression majeure pour pouvoir terminer l'étalonnage de ce montage.

Le croquis de la **figure 11** montre la disposition adoptée pour notre « seau de compression » provisoire. En effet, il ne s'agit ni plus ni moins d'un seau ou autre récipient aux parois solides dans lequel nous avons placé nos 2 baromètres et que nous avons recouvert d'un couvercle en plastique transparent ou d'une membrane translucide résistante. IL faut bien évidemment que la construction réalisée soit parfaitement étanche. Une pression sur le couvercle de notre caisson de compression voire la mise en place d'un poids sur la membrane augmente la pression à l'intérieur du système. À cette nouvelle pression nous allons nous assurer que les 2 instruments affichent la même pression. Si tel n'était pas le cas, il nous faudra ouvrir le récipient et jouer sur la position de l'ajustable P2. Si l'on a réussi cette opération mais que les pressions indiquées diffèrent lorsque le récipient est ouvert il faudra reprendre le réglage de P3 jusqu'à ce que les 2 baromètres affichent la même

valeur. Ceci fait, on remet le tout dans le caisson à compression, remplace le poids générateur de surpression sur le couvercle et on vérifie que la valeur affichée par le baromètre électronique correspond bien à celle donnée par le baromètre classique.

Lorsqu'enfin, le baromètre numérique fournira les mêmes indications que le baromètre mécanique quelle que soit la situation de pression, nous aurons réussi son étalonnage. Si l'on veut avoir la précision la meilleure quant à la pression atmosphérique réelle, on pourra s'adresser à la station météorologique de l'aérodrome le plus proche.

Les résultats de mesure visualisés par la courbe de la figure 4 peuvent éventuellement servir comme base d'une technique d'étalonnage alternative. Il faudra pour ce faire désolder le capteur de la platine et appliquer la tension tirée du graphique de la figure 4 à la broche 3 de IC1. On joue sur les positions des ajustables P2 et P3 jusqu'à ce que les LED D1 à D10 visualisent la bonne valeur. Pour ce faire on choisit, sur la courbe de la figure 4, 2 valeurs de tension suffisamment écartées et on les applique à la broche 3 de IC1. On joue sur les ajustables P2 et P3 jusqu'à ce que l'affichage corresponde à la pression atmosphérique régnant. On poursuit le peaufinage de la position de ces 2 ajustables jusqu'à ce qu'à chaque tension d'entrée de IC1 corresponde l'illumination de la LED requise. Ceci obtenu, on pourra remettre le capteur en place sur la platine. Le réglage de l'ajustable de tendance P4 est aussi simple que dans le cas d'un baromètre mécanique. On positionne en effet P4 de manière à ce que, à la pression atmosphérique existante, la LED inchangé (=), D12, seule s'illumine. Dès la moindre variation de la pression atmosphérique on aura illumination soit de la LED D11, (+) soit de la LED D13 (-).

### En guise de conclusion

S'il devait vous venir à l'idée de tenter des expériences avec le capteur de pression, sachez qu'il s'agit d'un composant coûteux et (relativement) fragile. Sa plage d'utilisation va en effet de 0,2 à 2 bars (2 000 mbars). L'application d'une pression supérieure à 6 bars se traduit par un endommagement irréversible du capteur. Il va sans dire que l'on peut envisager d'autres applications de ce capteur, pour lesquelles nous vous laissons le plaisir de dessiner vous-même le schéma. 

# elektor-abc

## ampli-op

Abréviation fréquemment utilisée de la dénomination de l'amplificateur opérationnel. Un amplificateur opérationnel est en fait un circuit d'amplification analogique complet. Selon le cas, un circuit intégré peut comporter un ou plusieurs amplificateurs opérationnels. Les caractéristiques spécifiques d'un amplificateur opérationnel sont ses entrées différentielles et son facteur d'amplification (gain) important.

## source de référence

Une source de référence est une source fournissant un élément précis, qu'il s'agisse d'une tension, d'un courant, d'une fréquence, etc, élément pouvant être utilisé pour une mesure, une régulation ou un étalonnage.

## source de courant

Il s'agit d'un circuit électronique fournissant un courant qui reste constant quelle que soit la charge qui y soit connectée.

## source de tension

Il s'agit d'un circuit électronique fournissant une tension bien souvent utilisée pour fournir une tension constante servant de référence.

## discriminateur à fenêtre

Un discriminateur à fenêtre est un dispositif électronique servant à définir, à partir d'éléments de référence, une fenêtre. Cette fenêtre définit un triple domaine; un élément peut se trouver à l'intérieur de la fenêtre, en-deçà ou au-delà. Bien souvent on met en aval d'un discriminateur à fenêtre un dispositif d'évaluation ou de visualisation signalant la position de l'élément à surveiller par rapport aux limites définies par la fenêtre.

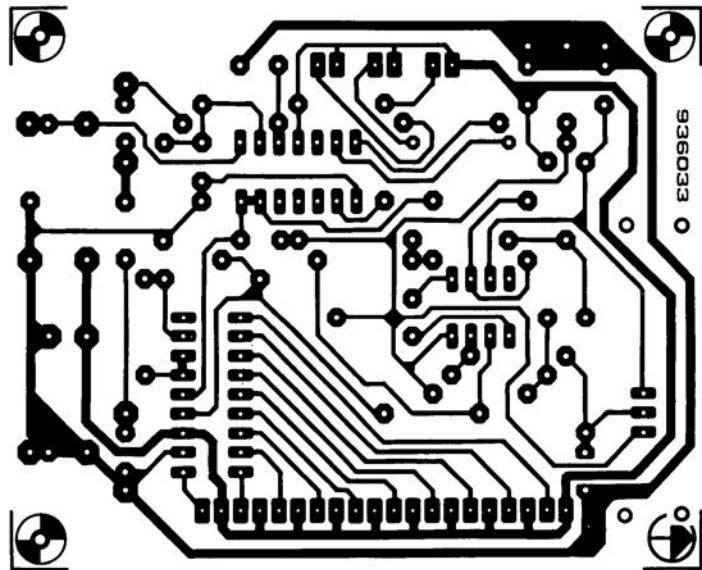
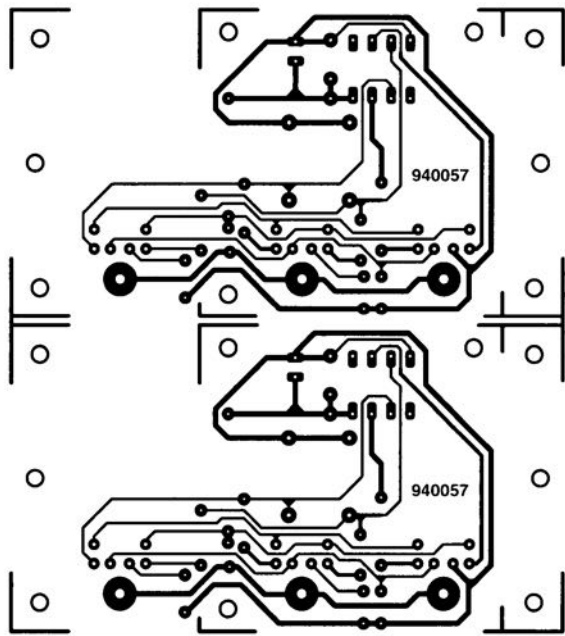
# Minitel

## 3615

+

## Elektor

n'hésitez pas à poser vos questions, la rédaction se fera un plaisir d'essayer de vous répondre.



baromètre à indication de tendance ↑